

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET  
POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique**

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيـدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Projet de Fin de Cycle présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

**En :** Télécommunications

**Spécialité :** Système de Télécommunications

**Par :** - KHELFA Khadoudja

- MAACHOU Nouria

**Sujet**

**Algorithme Adaptatif Pour Éliminer Les Interférences  
D'accès Multiple Dans Les Réseaux Optiques  
Spectralement Et Spatialement Flexibles**

Soutenue publiquement en .... Devant le jury composé de :

|                        |           |              |               |
|------------------------|-----------|--------------|---------------|
| Mr. ARBOUCHE Omar      | Pr        | Univ. Saida  | Président     |
| Mr. SEDOUKI Bouamama   | MCB       | Univ. Saida  | Examineur     |
| Mr. CHERIFI Abdelhamid | MCA       | Univ. Saida  | Rapporteur    |
| Mr. RAHMANI Mohamed    | Doctorant | Univ. Bechar | Co-Rapporteur |

Année Universitaire 2022/2023

## *Dédicace*

*Je dédie mon travail à ma chère défunte Mama, Que le Tout  
Puissant l'accueille en son vaste paradis*

*À celui qui m'a soutenue dans mon parcours et qui a été  
derrière chaque pas, que j'ai fait sur le chemin du savoir , mon  
cher père.*

*À mes soeurs et mon frère et à toute la famille de ma mère  
,et à toutes les personnes à qui je les aime .*

*Khadioudja*

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail en signe de reconnaissance et de respect :*

*A ma mère qui m'ont donnée tous les moyens disponibles.*

*A mon frère*

*A mes sœurs*

*A toute ma famille en témoignage de mon profond respect.*

*A tous mes amis, tous ceux qui j'ai passé des meilleurs moments et gardé de très bon souvenirs.*

*A mon binôme et sa famille.*

*Nouria*

# Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu de nous avoir donné le courage et la volonté d'accomplir ce travail de recherche.

Une de nos pensées fortes envers notre Co-rapporteur, Mr. Rahmani Mohamed Pour son encadrement scientifique et pédagogique, au cours duquel nous avons bénéficié de ses idées, critiques et observations pour mener nos travaux de recherche.

Cher rapporteur, merci beaucoup. Dr Cherifi Abdelhamid pour ses conseils avisés et ses observations.

Un grand merci à notre famille, nos amis, nos collègues et nos enseignants bien-aimés, à tous ceux qui nous ont encouragés et soutenus de près et de loin et qui nous ont aidés pendant nos études de premier cycle.

Nous tenons également à remercier les membres du jury qui nous ont accordé leur patience pour lire nos humbles travaux.

## *Table des matières*

|                                                                                        |               |
|----------------------------------------------------------------------------------------|---------------|
| <i>Dédicace</i> .....                                                                  | <i>II</i>     |
| <i>Remerciement</i> .....                                                              | <i>IV</i>     |
| <i>Table des matières</i> .....                                                        | <i>V</i>      |
| <i>Liste Des Figures</i> .....                                                         | <i>VIII</i>   |
| <i>Liste Des Tableaux</i> .....                                                        | <i>X</i>      |
| <i>Résumé</i> .....                                                                    | <i>XI</i>     |
| <i>Abstract</i> .....                                                                  | <i>XII</i>    |
| <i>ملخص</i> .....                                                                      | <i>XIII</i>   |
| <i>Introduction Générale</i> .....                                                     | <i>14</i>     |
| <br><i>Chapitre I : Technique De Multiplexage OCDMA</i> .....                          | <br><i>16</i> |
| 1. Introduction .....                                                                  | 17            |
| 2. Les Techniques de Multiplexage.....                                                 | 18            |
| 2.1. L'accès Multiple Par Répartition En Fréquence FDMA.....                           | 18            |
| 2.2. L'accès Multiple Par Répartition En Longueur D'onde WDM.....                      | 19            |
| 2.3. L'accès Multiple Par Répartition En Temps TDMA .....                              | 19            |
| 2.4. L'accès Multiple Par Répartition En Code CDMA .....                               | 19            |
| 3. Principes d'étalement de spectre .....                                              | 20            |
| 3.1. DS-SS (Direct-Sequence Spread Spectrum) .....                                     | 20            |
| 3.2. FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) .....                                   | 21            |
| 4. Les Avantages de l'étalement de spectre .....                                       | 21            |
| 5. Les Avantages et les inconvénients du CDMA aux réseaux d'accès optique :.....       | 21            |
| 5.1. Les Avantages .....                                                               | 21            |
| 5.2. Les Inconvénients.....                                                            | 22            |
| 6. Architectures du système OCDMA.....                                                 | 22            |
| 7. Les Catégories d'OCDMA.....                                                         | 23            |
| 7.1. L'encodage temporel en phase (TPE-OCDMA : Temporal Phase Encoded OCDMA)<br>.....  | 23            |
| 7.2. L'encodage spectral en phase (SPE-OCDMA : Spectral Phase Encoding OCDMA)<br>..... | 23            |
| 7.3. L'encodage spectral en amplitude (SAC: Spectral Amplitude Coding) .....           | 23            |
| 8. Les Type De l'OCDMA .....                                                           | 23            |

|                                                                                                  |           |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 8.1. L'OCDMA Cohérent .....                                                                      | 23        |
| 8.2. L'OCDMA Incohérent .....                                                                    | 23        |
| 9. La Technique L'étalement De Spectre Au CDMA .....                                             | 24        |
| 10. Définition Du SAC-OCDMA.....                                                                 | 24        |
| 11. Encodage Et Décodage D'un Signal SAC-OCDMA .....                                             | 25        |
| 11.1. L'encodage .....                                                                           | 25        |
| 11.1.1. L'encodage Avec Masque D'amplitude.....                                                  | 25        |
| 11.1.2. Encodage Avec L'utilisation d'AWG (Arrayed Wave guide Grating).....                      | 25        |
| 11.1.3. Encodage Avec Réseau De Bragg.....                                                       | 26        |
| 11.1.4. Démultiplexeurs Et Multiplexeurs .....                                                   | 27        |
| 12. Décodage D'un Signal SAC-OCDMA .....                                                         | 28        |
| 12.1. Détection Balancée par La Méthode Complémentaire.....                                      | 28        |
| 12.2. Méthode De Détection Spectrale Directe.....                                                | 30        |
| 12.3. Méthode De Détection Dite « AND Soustraction ».....                                        | 30        |
| 13. Bruit En SAC-OCDMA .....                                                                     | 31        |
| 13.1 Bruit Thermique .....                                                                       | 32        |
| 13.2. Bruit De Grenaille (Shot noise).....                                                       | 32        |
| 13.3. Bruit d'intensité induit par la phase PIIN .....                                           | 32        |
| 14. Conclusion.....                                                                              | 32        |
| <b>Références.....</b>                                                                           | <b>34</b> |
| <br><b>Chapitre II : Les Codes Optiques Unipolaires 1D &amp; 2D .....</b>                        | <b>36</b> |
| 1. Introduction .....                                                                            | 37        |
| 2. Familles Des Codes Optiques .....                                                             | 37        |
| 3. Les Propriétés Des Codes Utilisés En SAC-OCDMA .....                                          | 38        |
| 4. Les Codes Optiques Unidimensionnels 1-D A Inter Corrélation Nulle $\lambda_c = 0$ .....       | 38        |
| 4 .1. Multi-Diagonal (1D-MD).....                                                                | 38        |
| 4.1.1. Conception du code MD .....                                                               | 38        |
| 4.2. Single Weight Zero Cross Correlation (1D-SWZCC) .....                                       | 41        |
| 5. Les Codes Optiques Unidimensionnels 1D a Inter Corrélation Non Nulle $\lambda_c \geq 1$ ..... | 43        |
| 5.1. Double Weight (1D-DW).....                                                                  | 43        |
| 5.1.1. Construction de Code DW .....                                                             | 44        |
| 5.2. Modified Double Weight (1D-MDW) .....                                                       | 45        |
| 6. Les Codes Optiques à Deux Dimensions 2D ( $\lambda_c = 0$ ).....                              | 46        |

|                                                                                                                              |               |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|
| 6.1. Pascal Triangle Zero Cross Correlation (2D-PTZCC) .....                                                                 | 46            |
| 6.1.1. Type de matrice de triangle de Pascal (PTM) .....                                                                     | 46            |
| 6.1.2. Matrice de triangle de type de Pascal de gauche (LPTM) et le type de Pascal droit<br>matrice de triangle (RPTM) ..... | 48            |
| 6.1.3. Construction du code.....                                                                                             | 48            |
| 6.2. Multi Diagonal (2D-MD) .....                                                                                            | 51            |
| 7. Les Codes Optiques à Deux Dimensions 2D ( $\lambda_c \neq 0$ ) .....                                                      | 52            |
| 7.1. Diagonal Eigenvalue Unit (2D-DEU) .....                                                                                 | 52            |
| 7.1.1. Le code 1D-DEU .....                                                                                                  | 52            |
| 7.1.2. Exemples De Code .....                                                                                                | 54            |
| 7.1.3. La construction du code 2D-DEU .....                                                                                  | 55            |
| 7.2. Multi-Service (2D-MS) .....                                                                                             | 56            |
| 7.2.1. Construction du code 1D-MS .....                                                                                      | 56            |
| 7.2.2. Exemple.....                                                                                                          | 57            |
| 7.2.3. Construction de code 2D-MS .....                                                                                      | 59            |
| 8. Conclusion.....                                                                                                           | 60            |
| <b>Références.....</b>                                                                                                       | <b>61</b>     |
| <br><b>Chapitre III : Simulation Et Résultats .....</b>                                                                      | <br><b>63</b> |
| 1. Introduction .....                                                                                                        | 64            |
| 2. Conception de code 1D-Shift-ZCC .....                                                                                     | 66            |
| 3. Détection directe spectrale .....                                                                                         | 69            |
| 4. Analyse des performances du système 1D-Shift-ZCC.....                                                                     | 70            |
| 5. La construction du code 2D-Shift-ZCC .....                                                                                | 73            |
| 6. Description du système .....                                                                                              | 75            |
| 7. Performances du système .....                                                                                             | 76            |
| 8. Résultats numériques et discussion .....                                                                                  | 79            |
| 9. Simulation de réseau 2D-ShiftZCC-OCDMA .....                                                                              | 85            |
| 10. Conclusion.....                                                                                                          | 90            |
| <b>Références .....</b>                                                                                                      | <b>91</b>     |
| <b>Conclusion Générale et Perspectives.....</b>                                                                              | <b>94</b>     |

## *Liste Des Figures*

- Figure I.1** Technique d'accès multiple FDMA.
- Figure I.2** Technique d'accès multiple WDMA.
- Figure I.3** Technique d'accès multiple TDMA.
- Figure I.4** Technique d'accès multiple CDMA
- Figure I.5** Architecture d'un système OCDMA
- Figure I.6** Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA
- Figure I.7** Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude
- Figure I.8** Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG
- Figure I.9** Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA
- Figure I.10** Encodage SAC-OCDMA à base d'un démultiplexeur et de multiplexeurs
- Figure I.11** Détection balancée par la méthode complémentaire pour un signal SAC-OCDMA ayant le code « i »
- Figure I.12** Méthode de détection spectrale directe
- Figure I.13** Méthode de détection AND
- Figure II.1** Evolution de codes double poids [12]
- Figure II.2** Les cinq premières lignes du triangle de Pascal
- Figure III.1** Illustration du schéma fonctionnel d'un système de code Shift-ZCC avec technique de détection directe
- Figure III.2** Système d'émission et de réception de code 2D-spectral / spatial-ShiftZCC
- Figure III.3** BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés
- Figure III.4** SNR par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés
- Figure III.5** BER en fonction de la largeur spectrale
- Figure III.6** BER par rapport la puissance de source effective
- Figure III.7** BER en fonction de débit de données
- Figure III.8** Facteur Q par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés

**Figure III.9** Système 2D-OCDMA basée sur le code 2D-ShiftZCC pour quatre utilisateurs

**Figure III.10** Diagrammes de l'œil de 4 utilisateurs utilisant le code 2D-ShiftZCC à 622Mbps

**Figure III.11** Diagramme de l'œil du premier utilisateur à 622 Mbps

**Figure III.12** Diagramme de l'œil du premier utilisateur à 1Gbps

## ***Liste Des Tableaux***

**Tableau II.1** Le code 2D-PTZCC

**Tableau II.2** Code 2D-MD

**Tableau II.3** Possibilités de combinaison DEU

**Tableau II.4** Modèle de code DEU pour ( $W = 4$  et  $K = 8$ )

**Tableau II.5** Code 2D-DEU

**Tableau II.6** Code 2D-MS

**Tableau III.1** Le code 2D-ShiftZCC bidimensionnel

**Tableau III.2** Le calcul de corrélation croisée pour les quatre cas

**Tableau III.3** Paramètres utilisés pour le calcul numérique

**Tableau III.4** Paramètres utilisés dans la simulation de réseau

**Tableau III.5** Mots de code de 2D-ShiftZCC pour le réseau OCDMA

## Résumé

Cette mémoire étudie les lacunes qui limitent les performances des systèmes d'accès multiple par répartition en code optique (OCDMA), notamment la faible capacité de multiplexage, la puissance consommée élevée et le faible débit de données ainsi que la consommation importante de bande passante spectrale. Le principal inconvénient des systèmes OCDMA, connu sous le nom d'interférences d'accès multiples (MAI) accompagnées d'un bruit d'intensité induit par la phase (PIIN), est également étudié. Pour supprimer ces points négatifs, un nouveau code bidimensionnel ShiftZCC (2D-ShiftZCC) a été proposé pour le codage spectral/spatial. De plus, le code 2D-ShiftZCC suggéré est donné pour être implémenté dans des systèmes OCDMA non cohérents. Le code développé est basé sur un code ShiftZCC unidimensionnel (1D-ShiftZCC) préalablement sélectionné par des travaux de recherche traitant du codage d'amplitude spectrale pour les systèmes optiques à accès multiple par répartition en code (SAC-OCDMA).

Par conséquent, le code proposé est évalué en termes de taux d'erreur sur les bits (BER) et de rapport signal sur bruit (SNR) où les résultats numériques obtenus par cette étude sont comparés à des études précédentes utilisant différents codes tels que la différence parfaite bidimensionnelle (2D-PD), différence parfaite diluée bidimensionnelle (2D-DPD), décalage cyclique dynamique bidimensionnel (2D-DCS), et multi-diagonale bidimensionnelle (2D-MD). En conséquence, il est démontré que le code 2D-ShiftZCC proposé surpasse tous les codes en termes de capacité du système, de puissance consommée, de débit de données et de bande passante spectrale occupée.

Le système utilisant le code 2D-ShiftZCC peut prendre en charge 150 utilisateurs simultanés avec une faible puissance consommée et une faible bande passante spectrale égale à -13.5 dBm et 2 THz respectivement. De plus, l'étude des performances du système offre un BER inférieur et un facteur Q élevé jusqu'à  $1.24 \times 10^{-22}$  et 9.68 respectivement. Par conséquent, l'architecture proposée peut répondre aux exigences optiques et peut être utilisée dans les prochaines générations de réseaux optiques à accès multiple.

**Mots clés :** OCDMA, MAI, PIIN, ShiftZCC, BER, SNR

## **Abstract**

This thesis investigates shortcomings that limit the performance of optical code division multiple access (OCDMA) systems including the low multiplexing capacity, high consumed power, and low data rate as well as large consumption of spectral bandwidth. The main drawback for OCDMA systems which is known as multiple access interferences (MAI) accompanied by phase-induced intensity noise (PIIN) is also investigated. To remove these negative points, a novel two-dimensional ShiftZCC (2D-ShiftZCC) code has been proposed for spectral/spatial encoding. Further, the suggested 2D-ShiftZCC code is given to be implemented in non-coherent OCDMA systems. The developed code is based on a one-dimensional ShiftZCC (1D-ShiftZCC) code previously selected by research works processing spectral amplitude coding for optical code division multiple access (SAC-OCDMA) systems.

Therefore, the proposed code is evaluated in terms of bit error rate (BER), and signal-to-noise ratio (SNR) where the numerical results obtained by this study are compared to previous studies employing different codes such as two-dimensional perfect difference (2D-PD), two dimensional diluted perfect difference (2D-DPD), two-dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS), and two-dimensional multi-diagonal (2D-MD). Accordingly, it is demonstrated that the proposed 2D-ShiftZCC code outperforms all codes in terms of system capacity, consumed power, data rate, and occupied spectral bandwidth.

The system using 2D-ShiftZCC code can support 150 simultaneous users with a low consumed power and low spectral bandwidth that are equal to -13.5 dBm and 2 Thz respectively. Moreover, system performance investigation offers lower BER and high Q-Factor up to  $1.24 \times 10^{-22}$  and 9.68 respectively. Consequently, the proposed architecture can meet the optical requirements and can be employed in the next generations of optical multiple-access networks.

***Keywords:* OCDMA, MAI, PIIN, ShiftZCC, BER, SNR**

## ملخص

تبحث هذه الرسالة في أوجه القصور التي تحد من أداء أنظمة الوصول المتعدد بتقسيم الكود البصري (OCDMA) بما في ذلك قدرة الإرسال المنخفضة ، والطاقة المستهلكة العالية ، ومعدل البيانات المنخفض ، فضلاً عن الاستهلاك الكبير للنطاق الترددي الطيفي .يتم أيضاً التحقيق في العيب الرئيسي لأنظمة OCDMA والذي يُعرف باسم تداخلات الوصول المتعددة (MAI) المصحوبة بضوضاء الكثافة الناتجة عن الطور (PIIN). لإزالة هذه النقاط السلبية ، تم اقتراح رمز-2D ShiftZCC جديد ثنائي الأبعاد للتشفير الطيفي / المكاني .علاوة على ذلك ، يتم إعطاء كود 2D-ShiftZCC المقترح ليتم تنفيذه في أنظمة OCDMA غير المتماسكة .يعتمد الكود المطور على رمز ShiftZCC أحادي البعد (1D-ShiftZCC) الذي تم اختياره مسبقاً من خلال أعمال البحث التي تعالج ترميز السعة الطيفية لأنظمة الوصول المتعدد لتقسيم الكود البصري (SAC-OCDMA) .

لذلك ، يتم تقييم الكود المقترح من حيث معدل الخطأ في البتات (BER) ، ونسبة الإشارة إلى الضوضاء (SNR) حيث تتم مقارنة النتائج الرقمية التي تم الحصول عليها من خلال هذه الدراسة بالدراسات السابقة التي تستخدم أكواد مختلفة مثل الفرق المثالي ثنائي الأبعاد (2D-PD)، الفرق المثالي المخفف ثنائي الأبعاد (2D-PD)، التحول الدوري الديناميكي ثنائي الأبعاد (2D-DCS)، وثنائي الأبعاد متعدد الأقطار (2D-MD). وفقاً لذلك ، تم إثبات أن كود 2D-ShiftZCC المقترح يتفوق على جميع الرموز من حيث سعة النظام ، والطاقة المستهلكة ، ومعدل البيانات ، وعرض النطاق الترددي الطيفي المشغول.

يمكن للنظام الذي يستخدم رمز 2D-ShiftZCC أن يدعم 150 مستخدماً متزامناً مع طاقة مستهلكة منخفضة ونطاق ترددي طيفي منخفض يساوي -13.5 ديسيبل ميلي واط و 2 هرتز على التوالي .علاوة على ذلك ، يوفر فحص أداء النظام معدل BER أقل وعامل Q مرتفع يصل إلى  $10^{-22} \times 1.24$  و 9.68 على التوالي .وبالتالي ، يمكن للبنية المقترحة أن تلبي المتطلبات البصرية ويمكن استخدامها في الأجيال القادمة من شبكات الوصول المتعدد البصرية.

الكلمات الدالة: OCDMA, MAI, PIIN, ShiftZCC, BER, SNR:

### **Introduction Générale**

En raison de l'énorme quantité d'informations devant être transmises à grande vitesse, la transmission par câbles électriques est devenue inefficace. Une façon de surmonter cette inefficacité consiste à utiliser des fibres optiques comme support de transmission au lieu de fils de cuivre. La communication par fibre optique est une approche de communication pour transporter des informations d'un point à un autre en utilisant la lumière comme support et les fibres optiques comme support de transmission. Le réseau entièrement optique, orienté services, peut mettre en œuvre une transmission, un routage et une commutation de données ultra-rapides dans le domaine optique, et offre une transparence des formats et des protocoles de données, ce qui augmente la flexibilité et la fonctionnalité du réseau pour répondre aux futures exigences du réseau.

Les techniques d'accès multiple dépendent de deux domaines essentiels : le temps et la longueur d'onde ou la fréquence. Dans le domaine temporel, un accès multiple peut être atteint en utilisant des impulsions optiques ultra-courtes, et des exemples de cela peuvent être représentés par des schémas d'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) et d'accès multiple par répartition en code (CDMA). Alors que dans le domaine des longueurs d'onde ou des fréquences, le spectre optique est divisé en minuscules canaux contrôlables. Ainsi, le schéma d'accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA) ou le schéma d'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) est un exemple du second champ. Le schéma CDMA s'est avéré plus pratique en raison de la nature en rafale des réseaux locaux (LAN).

De plus, le CDMA présente de multiples mérites représentés par la possibilité pour plusieurs utilisateurs d'accéder simultanément au même support sans attribuer à chacun d'eux un créneau temporel d'attente. La conception et la gestion simples du système et un haut niveau de sécurité sont les deux principales caractéristiques du CDMA car il ne nécessite pas de contrôle centralisé.

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

Les systèmes OCDMA sont composés de trois types de schémas appelés : schémas de codage d'amplitude spectrale (SAC), d'étalement temporel et de saut de fréquence. Le codage d'amplitude spectrale (SAC) est choisi parmi tous les types de systèmes OCDMA en raison de sa capacité à permettre à de nombreux utilisateurs de partager le même support de transmission de manière asynchrone et simultanée avec un niveau élevé de sécurité de

transmission. Il divise l'ensemble du spectre en puces par un encodeur, qui est ensuite attribué aux utilisateurs sous la forme de codes SAC en fonction de l'ensemble des puces occupées.

Lors de la mise en œuvre du système OCDMA, il est obligatoire de prendre en compte la construction du code, car une construction de code inappropriée avec une cardinalité élevée peut nuire aux performances du système en provoquant des interférences d'accès multiples (MAI) qui augmentent la proportionnalité avec elle. Le MAI peut se produire lorsque tous les utilisateurs transmettent leurs données simultanément en limitant la probabilité d'erreur effective en plus de générer son accompagnement qui est le bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) au niveau de la photodiode (PD). En conséquence, le choix approprié de code dans le système OCDMA doit contenir une séquence avec une valeur de corrélation croisée fiable qui conduit à la restriction PIIN et supprime les interférences MAI.

Le but de cette mémoire est d'étudier un nouveau système d'accès multiple utilisant un nouveau code spectral/spatial bidimensionnel (2D) appelé Shift-ZCC pour améliorer les performances et augmenter la capacité de ce système en éliminant les interférences MAI et en réduisant le bruit PIIN.

Cette mémoire est composée de trois chapitres répartis comme suit :

Le chapitre –I- décrit principalement la technique d'accès multiple par répartition en code optique (OCDMA), les méthodes essentielles de communication à spectre étalé, y compris la séquence directe et le saut de fréquence, les techniques de codage et de décodage ainsi que les bruits qui affectent le système OCDMA.

Le chapitre -II- propose différents codes optiques incohérents unidimensionnels avec une inter corrélation nulle et non nulle comme 1D-MD, 1D-SWZCC, 1D-DEU et 1D-MS, des codes bidimensionnels comme 2D-MD, 2D- DEU, 2D-PTZCC et 2D-MS et leurs étapes de construction.

Nouveau code bidimensionnel et sa propriété d'inter/auto-corrélation, expression théorique du taux d'erreur binaire, évaluation des performances du système 2D-OCDMA en termes de rapport signal bruit (SNR) et de taux d'erreur (BER) à l'aide du logiciel MATLAB, les résultats de la simulation en termes de facteur de qualité (Q) à l'aide du logiciel Optisystem V.7 utilisant notre code bidimensionnel 2D-ShiftZCC sont réalisés dans le chapitre -III-.

Une conclusion générale et des perspectives à la fin de cette mémoire.



***Chapitre I :***  
***Technique De***  
***Multiplexage OCDMA***

## **1. Introduction**

Les télécommunications optiques ont acquis une importance considérable dans les réseaux de communication longues distances. L'un des principaux critères de cette réussite tient à la grande bande passante de la fibre, mais surtout dans les très faibles pertes qu'elle présente. La conception de système de transmission à très grande capacité était désormais possible. Ceci fait de la fibre un élément indispensable des réseaux métropolitains, transnationaux et intercontinentaux [1].

Historiquement, les technologies de télécommunications optiques visent donc en premier lieu à transmettre des données et de l'information avec des débits très élevés [2].

Plusieurs techniques d'accès sont nécessaires pour répondre à l'augmentation de la demande de grande vitesse et de grande capacité de communications dans les réseaux optiques comme l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA), l'accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDM), l'accès multiple par répartition en temps (TDMA), l'accès multiple par répartition en code (CDMA), qui permettent à plusieurs utilisateurs de partager la même bande passante de la fibre optique [3].

1. L'accès multiple par répartition en fréquence FDMA, une technique qui repose sur le partage de la bande passante du canal entre différents utilisateurs, différentes sous-bandes utilisables en parallèle. L'interférence entre canaux adjacents est limitée par l'utilisation de bandes de garde.
2. L'accès multiple par répartition en longueur d'onde WDM, une technique utilisée en communication optique, mélanger plusieurs signaux optiques sur une même fibre optique afin de multiplier la bande passante de celle-ci. Les signaux sont portés par des longueurs d'ondes différentes.
3. L'accès multiple par répartition en temps TDMA, consiste à découper la bande passante de la fibre optique en unités de temps.
4. L'accès multiple par répartition en code CDMA, une technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications radio-mobiles.

Les systèmes de communications optiques actuels 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 [4]. 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 [5].

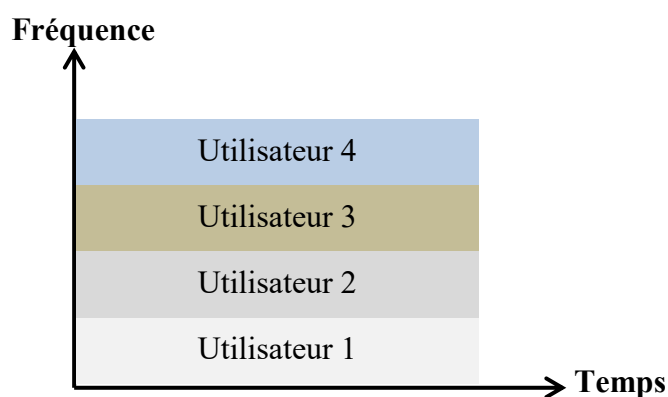
Dans le cas du CDMA, les N utilisateurs du réseau vont transmettre leurs informations simultanément et dans la même bande de fréquences. Les N canaux OCDMA sont différenciés par des codes quasi-orthogonaux entre eux c'est-à-dire des codes dont l'inter corrélation est quasi nulle. A chaque utilisateur est attribué un code qui lui est propre, Le multiplexage est réalisé en codant les informations de l'utilisateur avec son propre code. Pour démultiplexer les canaux, on effectue une corrélation en convolant les canaux multiplexés avec le conjugué du code définissant le canal voulu. L'information d'origine de l'utilisateur est ainsi si reconstituée, ainsi qu'un pseudo-bruit à large bande venant de l'inter corrélation non-nulle entre les autres canaux et le code utilisé [6]. Le multiplexage OCDMA a pour avantage de permettre un accès multiple asynchrone, un partage de ressources flexible sans gestion de temps ni de fréquence, et peut être réalisé dans le domaine optique grâce à des dispositifs de codage et décodage optique [7].

Nous présentons ici les techniques les plus connues, à savoir TDMA, FDMA et CDMA.

## 2. Les Techniques de Multiplexage

### 2.1. L'accès Multiple Par Répartition En Fréquence FDMA

Une technique qui repose sur le partage de la bande passante du canal entre différents utilisateurs, différentes sous-bandes utilisables en parallèle. L'interférence entre canaux adjacents est limitée par l'utilisation de bandes de garde.



**Figure I.1** Technique d'accès multiple FDMA [3]

## 2.2. L'accès Multiple Par Répartition En Longueur D'onde WDM

Une technique utilisée en communication optique, mélanger plusieurs signaux optiques sur une même fibre optique afin de multiplier la bande passante de celle-ci. Les signaux sont portés par des longueurs d'ondes différentes.

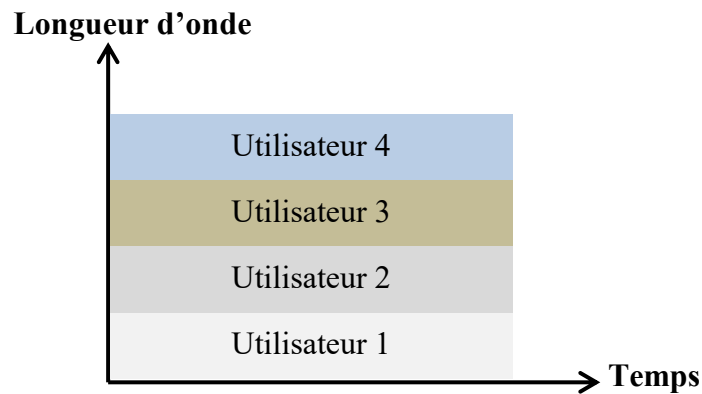


Figure I.2 Technique d'accès multiple WDM [3]

## 2.3. L'accès Multiple Par Répartition En Temps TDMA

Consiste à découper la bande passante de la fibre optique en unités de temps

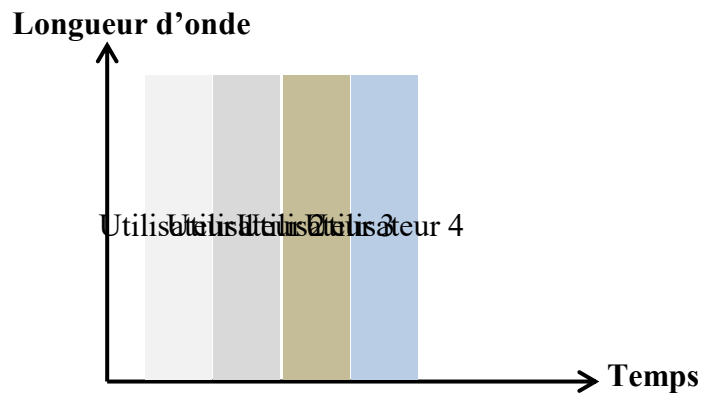


Figure I.3 Technique d'accès multiple TDMA [1]

## 2.4. L'accès Multiple Par Répartition En Code CDMA

Une technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications radio-mobiles.

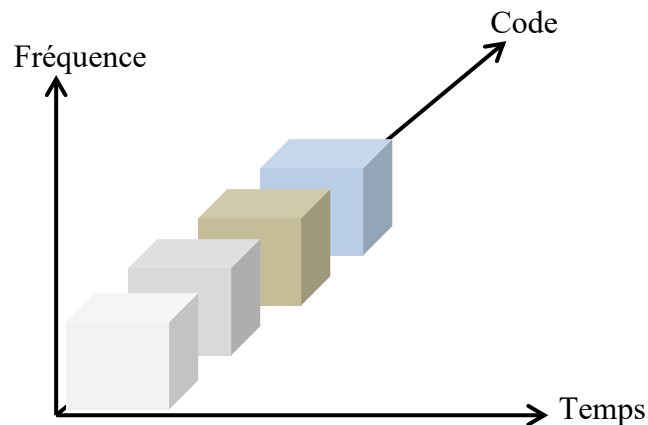


Figure I.4 Technique d'accès multiple CDMA [8]

### 3. Principes d'étalement de spectre

L'étalement de spectre réside à émettre un signal de bande passante largement supérieure à celle du signal utile. Deux techniques d'étalement de spectre sont couramment utilisées pour le CDMA, l'étalement de spectre à séquence direct (Direct Sequence Spread Spectrum ou DS-SS) et l'étalement de spectre à saut de fréquence (Frequency Hopping Spread Spectrum ou FHSS) [7].

#### 3.1. DS-SS (Direct-Sequence Spread Spectrum)

Dans le DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum ou en français étalement de spectre à séquence directe), l'utilisateur a une séquence chipping (code) qui détermine comment l'information est codée et décodée. En cas de spectre étalé en séquence directe (DSSS), chaque bit du signal d'origine est désigné par plusieurs bits dans le signal transmis en utilisant un code d'étalement. La propagation du code répartit le signal sur une plus large bande de fréquence directement proportionnelle à la quantité de bits utilisés [7].

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

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

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

### 3.2. FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum)

L'effet proche est le principal problème du DSSS, qui est moindre en FHSS. La fréquence Hopping Spread Spectrum est un type de spectre étalé, dans lequel le porteur sautille aléatoirement d'une fréquence à l'autre par rapport au temps [7]. En FHSS, la fréquence porteuse d'entrée du modulateur lui-même varie dans une bande passante définie. En fonction du temps, la fréquence affectée à la modulation est modifiée par une fréquence centrale mais avec une bande passante définie. Comme les fréquences changent de l'une à l'autre et là l'allocation de fréquence est pseudo-aléatoire, c'est-à-dire dépendant d'une séquence PN, évidemment la bande passante du le signal est augmenté [7].

Le spectre étalé à sauts de fréquence a été créé pour un usage militaire afin d'éviter l'écoute clandestine des communications radio.

## 4. Les Avantages de l'étalement de spectre [1]

- Lutte contre les brouilleurs.
- Décodage difficile si code  $c(t)$  inconnu.
- Camouflage d'information.
- Bonne résistance aux brouilleurs comparables.
- Séparation facile d'une pile de signaux étalés.

## 5. Les Avantages et les inconvénients du CDMA aux réseaux d'accès optique

### A. Les Avantages [1]

- Large couverture.
- Capacité théorique plus grande
- Efficacité spectrale bit/HZ.
- Souplesse de modification sur les débits transmis
- Diversité en fréquence.
- Immunité par rapport au brouilleur.

### B. Les Inconvénients [1]

- Le principal inconvénient du CDMA est qu'il nécessite plus d'infrastructures que les autres technologies.

## 6. Architectures du système OCDMA

La figure (I.6) représente schématiquement un dispositif CDMA optique dans un réseau en étoile. Une source de données, optique ou électronique active une source optique, alimente un encodeur optique qui transforme chaque bit de donnée en séquence optique : c'est la conception de l'encodeur optique qui détermine de manière matérielle le code utilisé. La séquence est couplée avec l'ensemble des autres séquences venant des autres abonnés du système dans un coupleur en étoile, puis transmet via une fibre optique [9].

Côté récepteur, la totalité des signaux couplés est comparée au code correspondant à un émetteur donné (corrélation) et une détection à seuil détermine si un bit « 1 » ou « 0 » est reconnu [9]

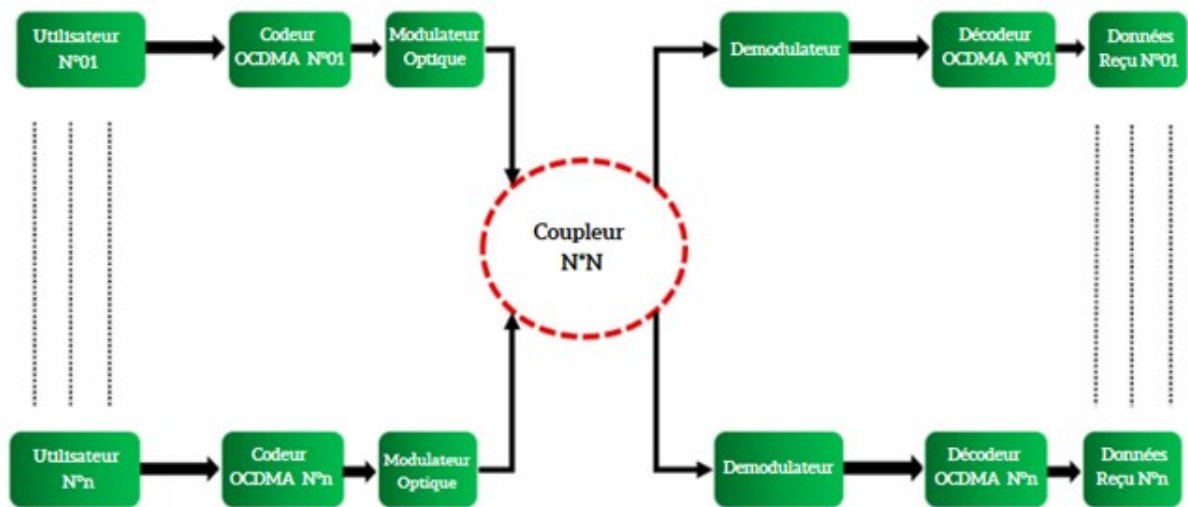


Figure I.5 Architecture d'un système OCDMA [1]

## **7. Les Catégories d'OCDMA**

### **7.1. L'encodage temporel en phase (TPE-OCDMA : Temporal Phase Encoded OCDMA)**

Cette technique consiste à effectuer une modulation de la phase du champ optique portant les données utilisateurs [3].

### **7.2. L'encodage spectral en phase (SPE-OCDMA : Spectral Phase Encoding OCDMA)**

Celui-ci consiste en une modulation de la phase dans le domaine spectral des données des utilisateurs [3].

### **7.3. L'encodage spectral en amplitude (SAC: Spectral Amplitude Coding)**

La méthode d'encodage est une modulation d'amplitude du spectre des données des utilisateurs [5].

## **8. Les Type De l'OCDMA**

### **8.1. L'OCDMA Cohérent**

Dans ce type, le code d'un utilisateur donné est généralement réalisé par le codage d'amplitude et de phase du champ de signal optique, Dans ce cas le code utilisé est bipolaire  $\{-1 ; 1\}$  [8]

La bipolarité rend les différents codes strictement orthogonaux de la même manière que pour le CDMA hertzien. La construction des séquences orthogonales a été faite grâce à des familles de codes bien connues tel que le code de Gold, Walsh,...,etc.

### **8.2. L'OCDMA Incohérent**

Dans ce cas les informations codées à transmettre utilisent la puissance du signal transmis. De cette manière, on ne détecte que la puissance (quantité positive). Le canal est donc unipolaire et les codes seront composés de 0 et de 1 [10].

## 9. La Technique L'étalement De Spectre Au CDMA

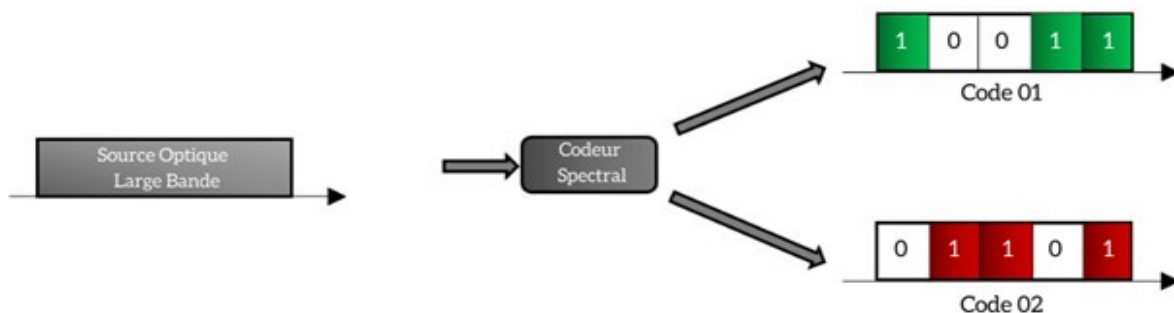
L'étalement de spectre est un moyen d'accès multiple utilisé pour les systèmes de radio téléphonie cellulaire de 3<sup>ème</sup> génération (IS95 aux Etats-Unis, UMTS en Europe) [3].

Son application aux systèmes optiques a été envisagée dans le cadre des réseaux d'accès du futur à l'horizon 2010-2015. Le modèle de référence pour l'accès (PON) a pour caractéristiques principales : un taux de partage allant jusqu'à 32, une portée d'environ 20 kms, un débit par utilisateur au minimum de 155 Mbit/s et pouvant aller jusqu'au Gbit/s. Pour répondre à ces spécifications et notamment à la montée en débit, un opérateur de télécommunications doit déployer une infrastructure optique au plus proche de l'abonné dans le réseau d'accès selon différents scénarios FTTx ( FTTC, FTTB ou FTTH) [1].

Les techniques d'étalement du spectre, qui dépendent de l'élargissement de la bande spectrale d'un signal, sont utilisées dans l'armée pour l'étendue de la sécurité qu'il offre [1].

## 10. Définition Du SAC-OCDMA

Dans un système SAC-OCDMA chaque utilisateur doit assigner son propre code spectral qui constitue sa signature de façon qu'elle soit unique. Autrement dit, chaque code d'utilisateur se verra attribuer une combinaison de longueur d'onde bien spécifique [1].



**Figure I.6** Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA [1]

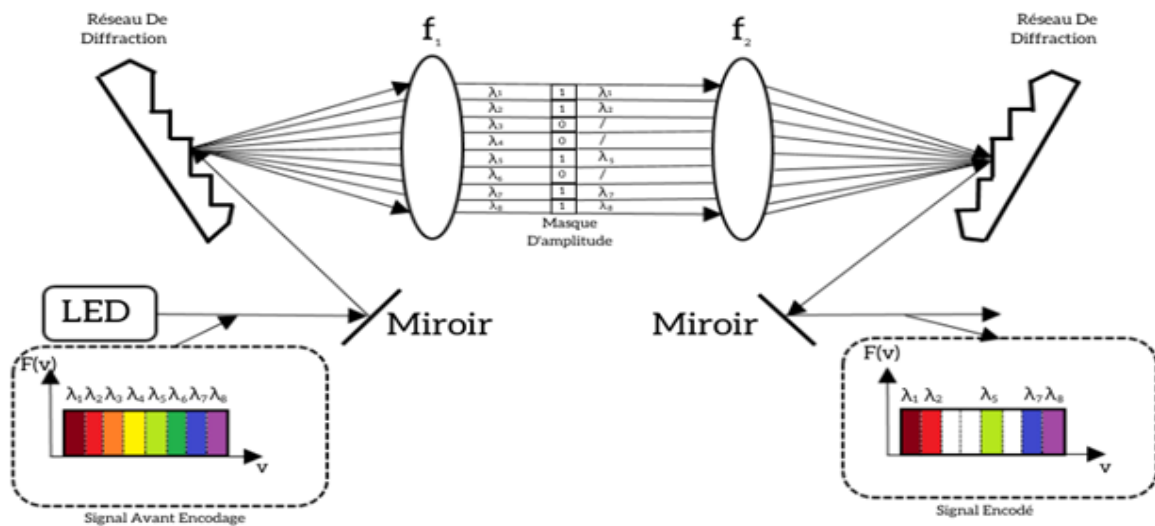
## 11. Encodage Et Décodage D'un Signal SAC-OCDMA

### 11.1. L'encodage

Les techniques utilisées pour l'encodage sont :

#### 11.1.1. L'encodage Avec Masque D'amplitude

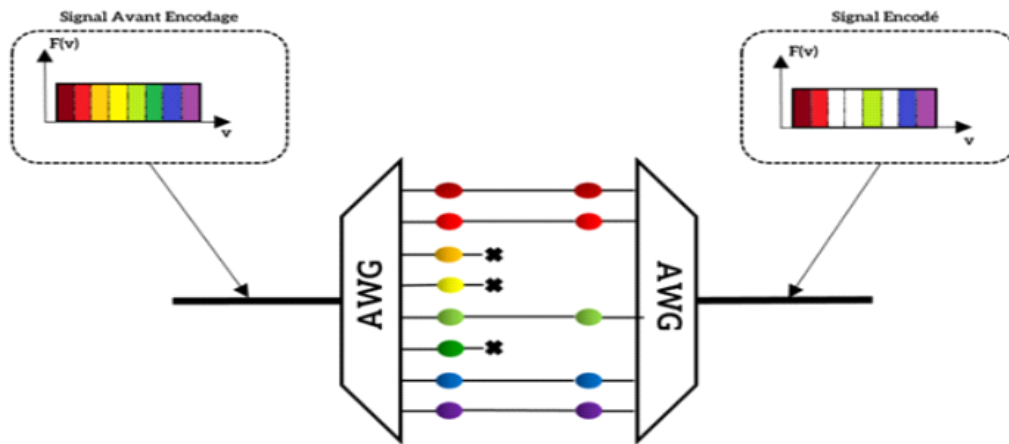
Le Principe de fonctionnement est dans le rôle du premier réseau qui est de séparer angulairement les composantes fréquentielles. Le point image à l'infini est rejeté en plaçant ce réseau au foyer d'un objectif  $f_1$ . Un masque d'amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulus. Les composantes spectrales restantes sont recombinaées par une autre lentille  $f_2$  reliée au deuxième réseau de diffraction [9].



**Figure I.7** Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude [1]

#### 11.1.2. Encodage Avec L'utilisation d'AWG (Arrayed Wave guide Grating)

Le principe consiste à utiliser une cascade de deux AWG  $1 \times N$  comme indiqué dans la figure. À la pointe de chaque branche de l'AWG primaire, nous trouvons une tranche spectrale déterminée [8].

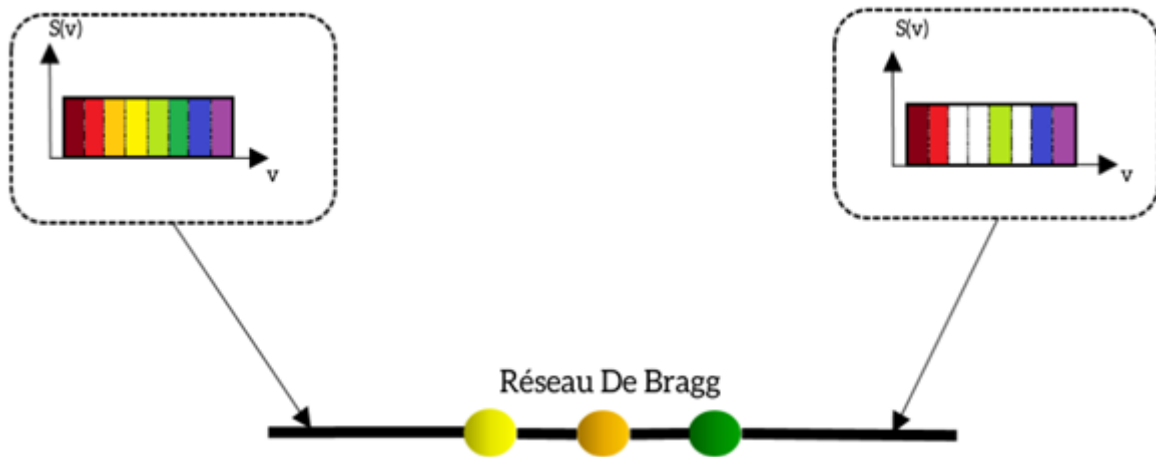


**Figure I.8 :** Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG [1]

En connectant uniquement certaines fibres aux  $N$  entrées du deuxième AWG, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral. Obtenir un code réglable dynamiquement, vous pourrez choisir de connecter les  $N$  sorties de l'AWG primaire aux  $N$  entrées du deuxième AWG mais en insérant dans chaque branche un atténuateur variable qui peut être contrôlé électroniquement ou peut-être en intégrant directement ces Atténuateurs [1]. Cette technique a un grand intérêt dans les transmissions optique car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain, mais l'inconvénient majeure qu'elle présente c'est qu'elle nécessite d'utiliser deux  $AWG_s$  à l'encodage de chaque utilisateur [9].

### 11.1.3. Encodage Avec Réseau De Bragg

Le principe physique d'un réseau de Bragg consiste en variation périodique de l'indice de réfraction afin de créer des phénomènes d'interférence et aussi d'obtenir un composant sélectif en spectre. Chacun des réseaux de Bragg permet au code SAC-OCDMA de supprimer une gamme de fréquences qui n'est pas continue. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA en utilisant les réseaux de Bragg [9].



**Figure I.9 :** Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA [1]

#### 11.1.4. Démultiplexeurs Et Multiplexeurs

Cette technique est appréciée en raison de son principe simple qui consiste à diviser la large bande de la LED en plusieurs longueurs d'onde de largeur égale en utilisant un démultiplexeur. Afin de posséder la signature spectrale requise, chaque utilisateur dispose d'un multiplexeur qui a pour but de collecter les longueurs d'onde libres des sorties du démultiplexeur, sachant que la quantité d'entrées du multiplexeur est à la hauteur des longueurs d'ondes qui constituent le code. De ce principe, il s'ensuit qu'aucune longueur d'onde ne doit pas être commune aux abonnés [8].



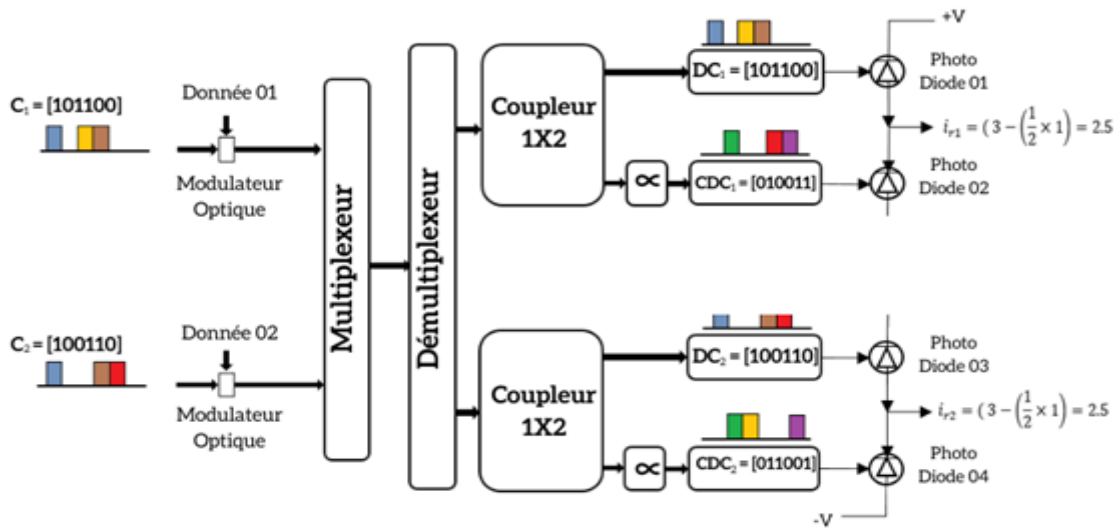
**Figure I.10 :** Encodage SAC-OCDMA à base d'un démultiplexeur et de multiplexeurs [1]

## 12. Décodage D'un Signal SAC-OCDMA

Les données de tous les utilisateurs seront réunies à la réception, il faut utiliser le code de chaque utilisateur pour restituer la donnée qui est lui propre. Le but d'un système de décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est : premièrement, il faut qu'il détecte les données qui lui sont destinées, en suite il faut que le système de détection rejette les signaux interférents, ce qui montre qu'un signal électrique d'une moyenne nulle doit être produit lorsque seuls les interférents sont actifs peu importe leur nombre. Il existe deux techniques de détection : la technique de détection complémentaire et la technique de détection directe [10].

### 12.1. Détection Balancée par La Méthode Complémentaire

L'architecture d'un système SAC-OCDMA utilisant la détection balancée est illustrée sur la Figure (I.11) la structure d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal de l'utilisateur « i ». Cette structure est composée d'un coupleur 1 × 2. Dans le bras supérieur, un décodeur  $DC_i$  est inséré dont la réponse spectrale est identique au ieme code utilisé à l'émission. Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire  $CDC_i$  est inséré dont la réponse spectrale est complémentaire au décodeur i. Cela signifie simplement que son code spectral sera le complément binaire de celui du décodeur « i » [1].



**Figure I.11** Détection balancée par la méthode complémentaire pour un signal SAC-OCDMA ayant le code « i » [1]

L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction des photo-courants issus des deux photodiodes distinctes. Un atténuateur de paramètre  $\alpha$  est également inséré

pour ajuster la détection balancée avec précision. Il est calculé comme le montre l'équation (I.1).

$$\alpha = \lambda_c / (w - \lambda_c) \quad (I.1)$$

Avec

$w$ : Le poids du code (nombre de 1 qu'il contient).

$\lambda_c$  : La corrélation croisée (nombre de 1 commun entre les codes).

De cette manière, les effets MAI dus aux autres utilisateurs seront supprimés au niveau du détecteur tout en favorisant l'utilisateur souhaité [1].

Dans la méthode de détection complémentaire, l'inter corrélation est définie comme ci-dessous [1] :

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

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

Soit  $C_1 = 101100$  et  $C_2 = 100110$  donc  $CDC_1 = 010011$  la séquence périodique du cross corrélation ( $\bar{A}$ ) et ( $B$ )

Est similaire à l'équation (I.2) et est exprimé comme [1]:

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

Les séquences requises sont les suivantes [1]:

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

Au niveau du récepteur, les photo-détecteurs détecteront les deux entrées complémentaires qui seront envoyé au soustracteur dont la sortie d'inter corrélation,  $Z$  et peut être exprimée comme [1]:

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

Il n'y aura plus d'inter corrélation à la sortie du soustracteur lorsque [1]:

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

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

## 12.2. Méthode De Détection Spectrale Directe

La détection spectrale directe représente la technique la plus simple et la moins coûteuse à mettre en œuvre. C'est une technique similaire à la première technique, mais avec une seule branche de décodeur et de détecteur est nécessaire [1]. La Figure I.12 présente la structure et le principe du décodage d'un décodeur direct permettant de détecter le signal de l'utilisateur ayant le code « i ».

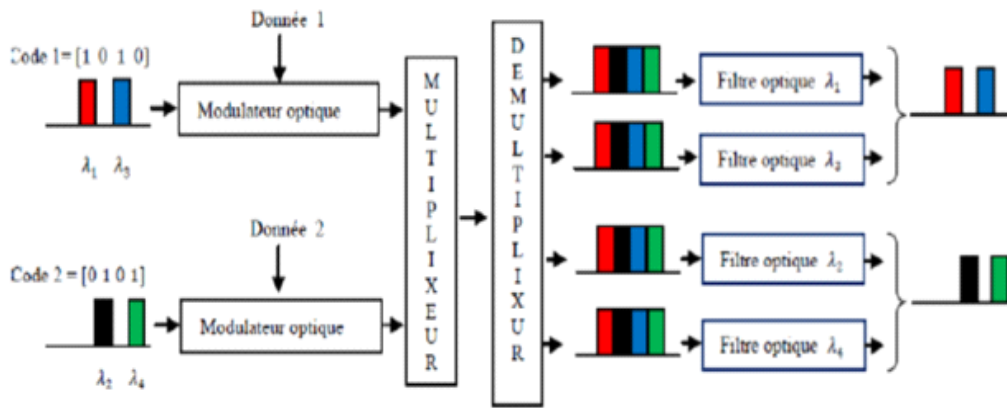


Figure I.12 Méthode de détection spectrale directe [1]

## 12.3. Méthode De Détection Dite « AND Soustraction »

Dans cette méthode, le signal reçu passe à travers un coupleur  $1 \times 2$ . Dans le bras supérieurs, on trouve un décodeur  $DC_i$  dont la réponse spectrale est identique à celui du code  $C_i$  utilisé à l'émission. Dans le deuxième bras, un décodeurs AND est inséré comme il est illustré à la Figure (I.13) dont le code est le résultat de l'intersection des différents codes [1].

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

Dans la technique de soustraction AND, l'inter corrélation  $\theta_{\overline{XY}}(k)$  est remplacé par  $\theta_{(X \text{ AND } Y)Y}$  où représente l'opération ET entre les séquences X et Y. Un exemple de récepteur AND est illustré à la Figure I.13.

Au récepteur [1]:

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

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

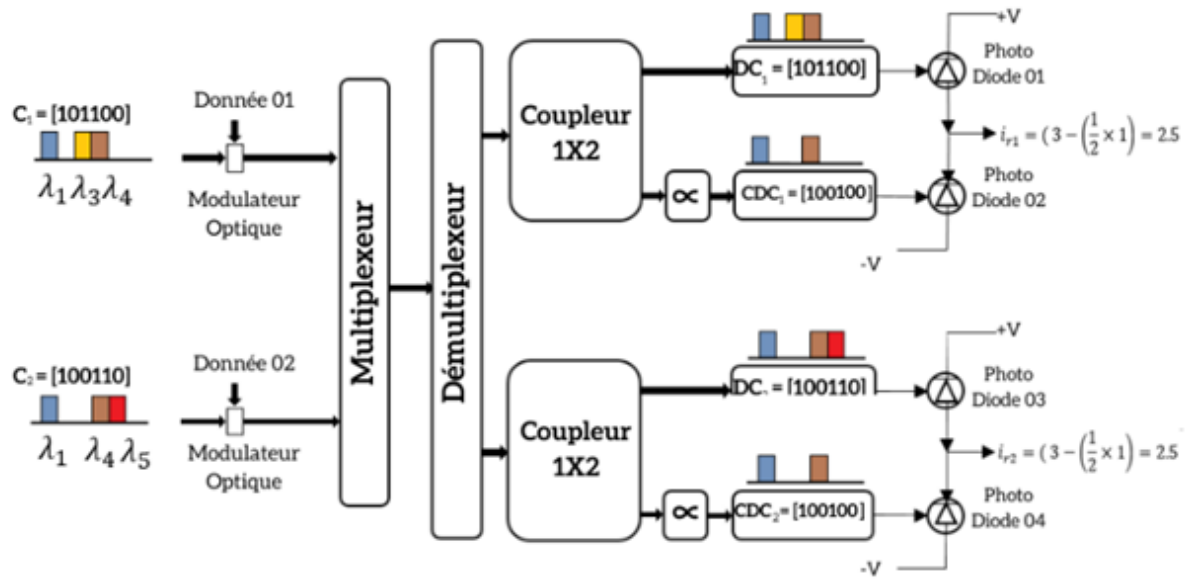


Figure I.13 : Méthode de détection AND [1]

### 13. Bruit En SAC-OCDMA

Dans cette section, nous présentons les bruits observés lors de la détection d'un signal dans les systèmes utilisant des sources incohérentes à savoir [9]:

- Le bruit thermique.
- Le bruit de grenaille.
- Le bruit d'intensité.

### 13.1 Bruit Thermique

Ce bruit est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode. Il suit une statistique gaussienne où il introduit une variance  $\sigma_{th}^2$  sur la tension à la sortie du photo-détecteur [1]. L'expression de sa variance s'écrit sous la forme suivante [1]:

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4K_B T_n B}{R_l} \quad (I.8)$$

Avec :

$K_B$  : La constante de Boltzmann en  $[J/k]$ .

$T_n$  : La température en  $[K]$ .

$B$  : La bande passante du récepteur en  $[Hz]$ .

$R_l$  : La résistance de charge du système en  $[\Omega]$ .

### 13.2. Bruit De Grenaille (Shot noise)

C'est un bruit lié au signal qui résulte de la nature corpusculaire du photo-courant et du caractère aléatoire de la création des paires électron-trou [11]. Ce bruit proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode est inévitable. L'expression de sa variance s'écrit sous la forme suivante [1]:

$$\sigma_{sh}^2 = 2 \cdot e \cdot B \cdot I \quad (I.9)$$

Avec :

$e$  : La charge d'électron  $= 1.6 \times 10^{-19}$

$I$  : le courant du  $N$  utilisateur à la réception.

$B$  : bande passante électrique équivalente au bruit du récepteur

### 13.3. Bruit d'intensité induit par la phase PIIN

Ce bruit est dû à la nature quadratique de la détection. Où le signal émis par une source large bande est la somme d'une infinité de champs électriques dont l'amplitude et la phase sont aléatoires [12]. Son effet est proportionnel à la puissance du photo-courant généré et sa variance s'écrit sous la forme suivante [1]:

$$\sigma_{PIIN}^2 = I^2 \cdot B \cdot \tau_c \quad (I.10)$$

Avec  $\tau_c$  est le temps de cohérence de source.

#### **14. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique d'accès multiple par répartition de code optique, en particulier le système de codage d'amplitude spectrale SAC-OCDMA. Ce système présente plusieurs avantages tels que la flexibilité d'une attribution de code unique pour chaque utilisateur et la possibilité de fonctionner de manière asynchrone et simultanée. D'autre part, les différentes techniques d'étalement de spectre et de codage/décodage, puis le concept du système SAC OCDMA ont été discutés en détail, ainsi que les avantages, inconvénients et applications du système OCDMA. De nombreux systèmes de codage OCDMA ont été développés au cours des vingt dernières années, faisant de cette technologie le sujet de nombreux chercheurs.

## Références

- [1] RAHMANI Mohamed et Youcef ATTALLAH, « Développement et Amélioration des performances de systèmes optiques pour les futures générations de réseaux sans fil à haute débit », Mémoire, Dr MOULAY Tahar, Saïda, 2020.
- [2] D. Hood et E. Trojer, *Gigabit-Capable Passive Optical Networks: Hood/Optical Networks*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012. doi: 10.1002/9781118156070.
- [3] P. R. Prucnal, Éd., *Optical code division multiple access: fundamentals and applications*. Boca Raton, FL: CRC Taylor & Francis, 2006.
- [4] J. Cao, *Arrayed Waveguide Gratings (AWG) and Optical Amplifier Subsystems for Their Applications in Advanced Optical Networks*. University of California, Davis, 2007. [En ligne]. Disponible sur: <https://books.google.dz/books?id=LhQTNULnBYwC>
- [5] K.-I. Kitayama, *Optical code division multiple access: a practical perspective*. New York: Cambridge University Press, 2014.
- [6] B. Mukherjee, I. Tomkos, M. Tornatore, P. Winzer, et Y. Zhao, Éd., *Springer Handbook of Optical Networks*. in Springer Handbooks. Cham: Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-16250-4.
- [7] I. B. Djordjevic, « Spread Spectrum, CDMA, and Ultra-Wideband Communications », in *Advanced Optical and Wireless Communications Systems*, Cham: Springer International Publishing, 2022, p. 647-712. doi: 10.1007/978-3-030-98491-5\_10.
- [8] M. ALAYEDI, « Analysis and Evaluation of Multi-Access OCDMA Systems in Next Generation Network », Mémoire, FERHAT ABBAS-SETIF1, Algeria, 2022.
- [9] A. Cherifi, « Analyse Et Evaluation Des Performance De la Modulation Multi porteuses Dans La Transmission d'information », thesis, ABDELHAID IBN BADIS DE MOSTAGANEM, MOSTAGANEM, 2017.

- [10] A. BOUARFA, « Formats de modulation et codes adaptés aux communications numériques optiques à très haut débit », thesis, Djilali Liabès de sidi bel-abbès, sidi bel-abbès, 2018.
- [11] S. DRIZ, « Contribution à l'étude du système hybride SCM SAC-OCDMA », thesis, DJILLALI LIABES, Sidi- Bel-Abbes, 2018.
- [12] Y. A. M. HASSAN, « A NOVEL CONSTRUCTION OF VECTOR COMBINATORIAL (VC) CODE FAMILIES AND DETECTION SCHEME FOR SAC OCDMA SYSTEMS », thesis, TEKNOLOGI PETRONAS, Malaysia, 2010.



***Chapitre II :***  
***Les Codes Optiques***  
***Unipolaires 1D & 2D***

## 1. Introduction

Dans la composition de la chaîne SAC OCDMA, le codeur et le décodeur sont parmi les éléments clés, car ils permettent de générer un code et de construire la fonction d'auto-corrélation et d'inter-corrélation utile pour l'information. Plusieurs types de codes peuvent convenir à cette application de multiplexage optique. Le code a un impact majeur sur les performances d'un tel système optique. De nombreuses recherches ont été rapportées dans la littérature dans le but de développer de nouveaux codes pour le système SAC-OCDMA [1],[2].

Le but de la réception est de recevoir le signal transmis et d'estimer la donnée émise par l'utilisateur désiré à partir de ce signal reçu. Pour évaluer les bruits d'interférences dus à l'accès multiple (MAI) une bonne connaissance des codes utilisés est nécessaire. De surcroît, cette interférence diffère d'une famille de code à l'autre d'où la nécessité d'un choix judicieux des codes [3].

Dans ce chapitre nous avons proposé quelques exemples sur les codes optiques unipolaires à une dimension et à deux dimensions et leur construction comme : Multi Diagonal (1D-MD et 2D-MD), Single Weight Zero Cross Correlation (1D-SWZCC), Double Weight (1D-DW), Modified Double Weight (1D-MDW), Diagonal Eigenvalue Unity (1D-DEU et 2D-DEU), Multi-Service (1D-MS et 2D-MS), et Pascal's Triangle Zero Cross Correlation (1D-PTZCC et 2D-PTZCC).

## 2. Familles Des Codes Optiques

Il y a quatre paramètres qui caractérisent la famille de code OCDMA et ils sont :  $(N, L, \lambda_a, \lambda_c)$  pour les codes bipolaires et cinq  $(N, L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$  pour les codes unipolaires où  $N$  représente la capacité de multiplexage (nombre d'utilisateurs),  $L$  la longueur des codes unipolaires,  $\omega$  le poids du code unipolaire et  $\lambda_a, \lambda_c$  les niveaux d'autocorrélation et d'inter-corrélation définis ci-après. Le poids des codes  $\omega$  utilisés dans le cas particulier de code unipolaire est le nombre de chips "1" que le code comporte [4].

Les codes sont des clés ou séquences pseudo aléatoires. Il s'agit donc d'une série d'éléments binaires générés par un polynôme de degré. Il sera présenté dans ce qui suit les divers paramètres définissant un code, avant de passer aux différents codes utilisés dans les systèmes SAC-OCDMA.

### 3. Les Propriétés Des Codes Utilisés En SAC-OCDMA

Pour réduire MAI et PIIN, il existe de nombreux codes pour le système optique SAC-OCDMA avec des codes de meilleure propriété d'auto/inter-corrélation.

Il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SAC-OCDMA [5] :

1. Une longueur  $L$  (du code) constante pour tous les codes de la famille.
2. Un poids  $W$  (nombre des '1' dans chaque code) constant.
3. Avoir une inter-corrélation  $\lambda_c$  constante entre chaque deux séquence des codes de la famille.

### 4. Les Codes Optiques Unidimensionnels 1-D A Inter Corrélation Nulle $\lambda_c = 0$

#### 4.1. Multi-Diagonal (1D-MD) [6]

##### 4.1.1. Conception du code MD

Le code MD se caractérise par les paramètres  $N$ ,  $W$  et  $\lambda_c$ , où  $N$  est la longueur du code (c.-à-d., le nombre total de chips),  $W$  le poids de code, et  $\lambda_c$  la phase de corrélation croisée.

Maintenant, nous formulons le théorème de corrélation croisée. Tout d'abord nous allons introduire, comme d'habitude dans l'algèbre lin-oreille, l'identité (ou unité) matrice de taille  $N$  comme une matrice  $N$  par  $N$  carré avec des composants de l'unité sur sa diagonale principale et composantes nulles ailleurs.

#### *Étape 1*

Tout d'abord, commençant par la construire d'une séquence de matrices diagonales en utilisant des valeurs spécifiques de la  $W$  de poids et le nombre d'abonnés  $K$ . Selon ces valeurs, nous avons l'ensemble  $i, j_w$ . Ici,  $K$  et  $W$  sont des nombres entiers positifs, de sorte que ( $i = 1, 2, 3, 4, \dots, K$ ) sont définis par le nombre de rangées dans chaque matrice, et ( $j_w = 1, 2, 3, 4, \dots, w$ ) représentent le nombre de matrices diagonales.

#### *Étape 2*

Les séquences MD sont calculées pour chaque matrice diagonale basée sur les relations

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

$$S_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}, \quad S_{i,2} = \begin{bmatrix} K \\ \vdots \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad S_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}, \dots \dots \dots, S_{i,w} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}$$

Il est évident que  $T_{i,1} = [S_{i,1}]_{K \times K}$ ,  $T_{i,2} = [S_{i,2}]_{K \times K}$ ,  $T_{i,w} = [S_{i,w}]_{K \times K}$  par conséquent, nous obtenons.

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{K \times K}, \quad T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K}, \quad T_{i,w} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{K \times K}$$

### Étape 3

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

$$MD = [T_{i,1}, T_{i,2}, \dots \dots \dots, T_{i,3}]_{K \times N} \quad (\text{II.2})$$

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

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

$$N = K \times W \quad (\text{II.4})$$

Afin de générer la famille de code MD selon les étapes précédentes, laissez-nous mettre, à titre d'exemple,  $K = 4$  et  $W = 3$ . Ensuite,  $i = 1,2,3,4$ ;  $i_n + 1 = 5$ , et  $j_w = 1,2,3$ ; Les matrices diagonales peuvent être.

$$S_{i,1} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{bmatrix}, S_{i,2} \begin{bmatrix} 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, S_{i,3} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{bmatrix}, S_{i,4} \begin{bmatrix} 5 \\ 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}$$

La séquence de code MD pour chacune des matrices diagonales est définie par

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{K \times K}, T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{K \times K}; K = 5 \quad (II.5)$$

Finalement le matrix de MD code complètement avec combinaient de  $T_{i,1}$  et  $T_{i,2}$ :

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{5 \times 10} \quad (II.6)$$

Avec  $K = 5, N = 10$

user 1  $\Rightarrow \lambda_1, \lambda_{10}$  ; user 2  $\Rightarrow \lambda_2, \lambda_9$  ; user 3  $\Rightarrow \lambda_3, \lambda_8$  user 4  $\Rightarrow \lambda_4, \lambda_7$  ;  
user 5  $\Rightarrow \lambda_5, \lambda_6$

La conception du code MD illustre que la modification des composants de la matrice dans la même portion diagonale entraînerait la variable de corrélation croisée nulle. C'est pourquoi il est construit avec des propriétés de corrélation croisée nulles, qui annulent le MAI. Le code MD offre une plus grande flexibilité dans le choix des paramètres  $W$  et  $K$  et, avec la conception simple, qui peut donner un plus grand nombre d'utilisateurs, par rapport à d'autres codes tels que FCC et RD. De plus, il n'y a pas de chevauchement de codes pour différents utilisateurs [7].

#### 4.2. Single Weight Zero Cross Correlation (1D-SWZCC) [8]

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

##### Étape 1

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

$$D_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

##### Étape 2

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

$$D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

En général,  $D_2$  pour la matrice  $3 \times 3$  peut être donné par

$$D_2 = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

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

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

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

**Étape 3**

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

$$D_{9 \times 9} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

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

$$D_{9 \times 9} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

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

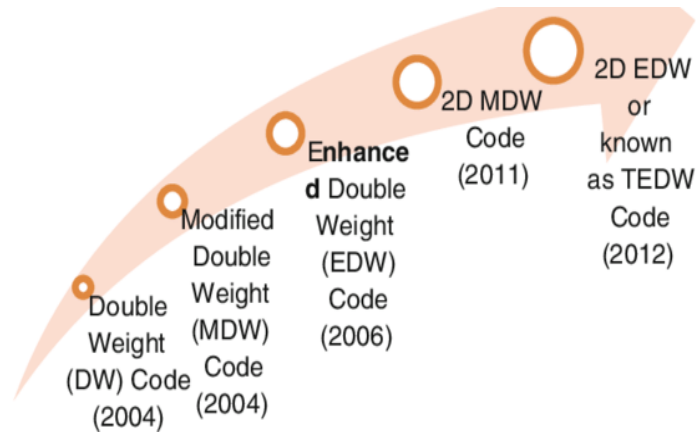
La relation entre le nombre d'utilisateurs (K) et la longueur du code (N) est donnée par :

$$\begin{cases} K = M^2 \\ N = M^2 \end{cases} \text{ alors } K = N \quad (\text{II.12})$$

## 5. Les Codes Optiques Unidimensionnels 1D a Inter Corrélation Non Nulle $\lambda_c \geq 1$

### 5.1. Double Weight (1D-DW) [9]

La famille des codes DW a été introduite par Aljunid en 2004 [9]. Initialement, la famille de codes DW sont proposée pour le système SAC OCDMA qui a un poids constant de deux. Plus tard, le développement de cette famille de codes est devenu plus large comme illustré à la Figure (II.1).



**Figure II.1** Evolution de codes double poids [10]

Les techniques de construction employées dans l'élaboration de cette famille de codes sont la technique de constructions matricielle et le système de mappage [10]. La famille de codes DW est également utilisée dans de nombreuses applications telles que l'emploi du code MDW pour soutenir les services "triple play" (voix, vidéo, données) en utilisant les différents systèmes de détection dans SAC-OCDMA. Par ailleurs, [9] a suggéré que le code MDW était applicable dans les réseaux étendus (WAN). Le code DW a été également mis en œuvre dans un environnement de réseau local (LAN) ayant une topologie en anneau. En plus, les codes EDW sont adaptés pour assurer des transmissions multi-débits comme suggéré par [9],[10].

### 5.1.1. Construction de Code DW

La référence [9] a indiqué que dans la famille DW, (N, W, K) peuvent être construits conformément aux étapes suivantes:

#### Étape 1

Le code DW peut être représenté par une matrice  $K \times N$  les K lignes et les N colonnes représentent respectivement le nombre d'utilisateurs et la longueur minimale du poids du code. Un code DW de base est donné par la matrice  $2 \times 3$ , suivante:

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Notons que  $H_1$  à une séquence de combinaisons de puces de 1, 2, 1 pour les trois colonnes (i.e.,  $0 + 1, 1 + 1, 1 + 0$ ).

#### Étape 2

Une technique de mappage simple est utilisée pour augmenter le nombre de codes comme suit:

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Notons qu'avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs, le nombre K et la longueur augmentent aussi. La relation entre les deux paramètres, K et est donnée par :

$$N = \frac{3K}{2} + \frac{1}{2} \left[ \sin \frac{K\pi}{2} \right]^2 \quad (\text{II.15})$$

La position du poids est très importante pour maintenir les paires tout en réduisant le nombre de filtres utilisés dans le codeur et le décodeur. De cette manière, un filtre avec une bande passante qui fait le double de la largeur chip peut être employé au lieu de deux filtres différents.

### 5.2. Modified Double Weight (1D-MDW) [9]

MDW est une version modifiée du code DW. Le poids du code MDW peut être un nombre pair supérieur à deux. Appartenant à la famille des codes DW, le code MDW peut aussi être représenté en utilisant la matrice  $K \times N$ . La référence [9] a rapporté que le code MDW de base peut être élaboré selon les étapes suivantes:

#### Étape 1

La matrice de base pour les codes MDW est constituée d'une matrice  $K \times N$  en fonction de la valeur du poids du code.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Où

« A » consiste en une matrice  $1 \times 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}} j$  matrice de zéro

« B » consiste en une matrice  $(1 \times 3)_n$  comportant la matrice de base  $[X_2]$  pour chaque 3 colonnes (i.e. une matrice  $(1 \times 3)_n$  qui dans  $n$  répétitions de  $[X_2]$ ).

« C » est la matrice du code de base pour le poids inférieur suivant,  $W = 2(n - 1)$ .

« D » est une matrice  $n \times n$  constituée d'une matrice de base de  $[X_3]$  arrangée comme suit:

$$\begin{bmatrix} 000 & 000 & [X_3] \\ 000 & [X_3] & 000 \\ [X_3] & 000 & 000 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Et  $n = w/2, w = 2, 4, 6, \dots$  Roù  $X_1, X_2$  et  $X_3$ , sont les matrices  $[1 \times 3]$ , et constituées de :

$$X_1 = [0 \ 0 \ 0]; \ X_2 = [0 \ 1 \ 1] \ ; \ X_3 = [1 \ 1 \ 0]$$

#### Étape 2

Il y a deux composants de base dans une matrice de base pour les codes MDW: Longueur de code :

$$N_B = 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}} j \quad (\text{II.18})$$

Nombre d'utilisateurs :

$$K_B = \frac{W}{2} + 1 \quad (\text{II.19})$$

Les Equations (II.18) et (II.19) représentent la matrice de base pour le code MDW, où  $N_B$  est le nombre de colonnes (i.e. représente la longueur du code de base) et  $K_B$  est le nombre de lignes (représente le nombre d'utilisateurs de base). Le code de base MDW avec une longueur 9, un poids 4 et une corrélation croisée idéale désignée par (9, 4,1) est :

$$\begin{bmatrix} \overset{A}{0} & \overset{A}{0} & \overset{A}{0} & \overset{B}{0} & \overset{B}{1} & \overset{B}{1} & \overset{B}{0} & \overset{B}{1} & \overset{B}{1} \\ \overset{C}{0} & \overset{C}{1} & \overset{C}{1} & \overset{D}{0} & \overset{D}{0} & \overset{D}{0} & \overset{D}{1} & \overset{D}{1} & \overset{D}{0} \\ \overset{C}{1} & \overset{C}{1} & \overset{C}{0} & \overset{D}{1} & \overset{D}{1} & \overset{D}{0} & \overset{D}{0} & \overset{D}{0} & \overset{D}{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

## 6. Les Codes Optiques à Deux Dimensions 2D ( $\lambda_c = 0$ )

### 6.1. Pascal Triangle Zero Cross Correlation (2D-PTZCC) [11]

Le code 2D-PTZCC est conçu ci-dessus sur la base de PTZCC code [12]. Le code PTZCC est attribué par ces paramètres (C, p,  $\lambda_c$ , L) où C fait référence au nombre d'utilisateurs actifs, p se réfère à la pesée du code,  $\lambda_c$  se réfère à la phase croisée corrélation et enfin L fait référence à la longueur du code qui peut être exprimée comme suit:  $L = p \cdot C$

En outre, il est minimisé le chevauchement des signaux de différents utilisateurs grâce à la propriété ZCC. Le 1D – PTZCC se distingue par une longueur de code flexible et un code poids, étapes faciles à concevoir, nombre important d'utilisateurs simultanés, haut débit et faible luminosité source.

#### 6.1.1. Type de matrice de triangle de Pascal (PTM)

A proposé une nouvelle construction du code ZCC en utilisant le motif de triangle Pascal nommé triangle de Pascal code de matrice (PTMC). Le PTM est défini en utilisant les nombres binaires où le PTM commence à partir de la seconde rangée de PT conçue comme suit [12]:

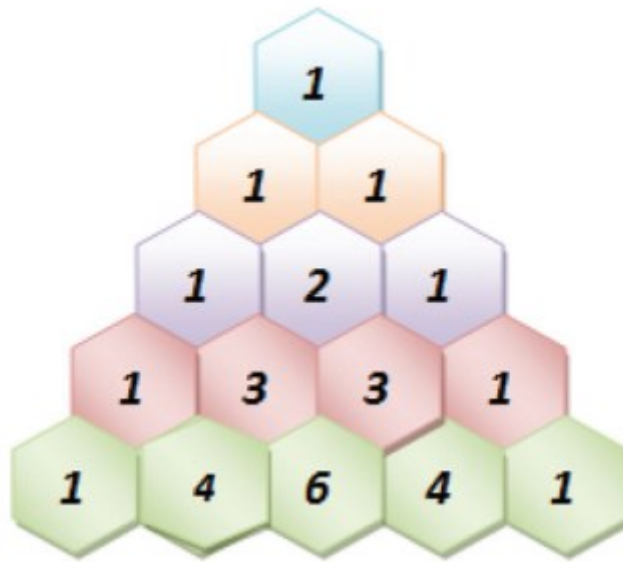
Tous les numéros différents de (1) sont remplacés par (0), les branches extérieures du triangle sont remplies par zéros. Ainsi, nous pouvons écrire le PTM  $5 \times 8$  de la deuxième ligne de PT comme suit:

$$PTM_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 10} \quad (II.21)$$

En outre, le PTM  $5 \times 11$  commence à partir de la troisième rangée de PT est écrit comme suit:

$$PTM_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 11} \quad (II.22)$$

La Figure ci-dessus (II.2) montre les cinq premières lignes de la liste de Pascal.



**Figure II.2** Les cinq premières lignes du triangle de Pascal [11]

De manière générale, nous pouvons définir la matrice de triangle de type de Pascal (PTM) et:

$$PTM_n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & n \text{ fois} & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{K \times N} \quad (II.23)$$

### 6.1.2. Matrice de triangle de type de Pascal de gauche (LPTM) et le type de Pascal droit matrice de triangle (RPTM)

Nous pouvons définir le LPTM et le RPTM en considérant la moitié gauche et moitié droite du PTM, de sorte que le  $5 \times 4$  LPTM et RPTM sont définis comme suit [12]:

$$\text{LPTM} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ and } \text{RPTM} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

### 6.1.3. Construction du code

Le code PTZCC peut être construit comme mentionné ci-dessus l'aide de la règle de Pascal, décrite par les étapes suivantes [12]:

#### Étape 1

Au début, p fois sont renseignés dans la  $p^{\text{ième}}$  ligne du PTM alors les uns sont ajoutés en diagonale.

#### Étape 2

Les endroits reposés sont remplis de zéros dans le PTM.

#### Étape 3

Il y a deux cas

**Premier cas:** si le poids du code « p » est impair, alors  $p = 2n + 1$  et  $n = 1, 2, 3$ . Puis  $p - (n + 2)$ RTM et  $p - (n + 1)$  LTM avec PTM résultant des étapes 1 et 2.

**Deuxième cas:** Si le poids du code  $p > 2$  est pair,  $p = 2n$  et  $n = 2, 3, \dots$ . Ensuite,  $p - (n + 1)$  RPTM et  $p - (n + 1)$  LPTM avec PTM résultant de l'étape 1 et étape 2.

#### Étape 4

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

**Cas 1:**  $p = 2$  et  $C = 5$

Dans ce cas, le code PTM est généré directement.

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

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

### Étape 1

$p = 4$  fois "les uns" sont remplis dans la quatrième ligne de PTM puis les uns sont ajoutés en diagonale.

### Étape 2

Les endroits reposés sont remplis de «zéros» dans le PTM.

### Étape 3

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

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

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

### Étape 1

$p = 3$  fois "les uns" sont remplis dans la troisième ligne de PTM puis les uns sont ajoutés en diagonale.

### Étape 2

Les endroits reposés sont remplis de «zéros» dans le PTM.

**Étape 3**

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

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

Le 2D-PTZCC peut être conçu en prenant deux séquences de code de 1D-PTZCC:  $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}\}$  et  $Y = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N-1}\}$ .  $X$  et  $Y$  ont les longueurs de code  $M = C_1 p_1$ ,  $N = C_2 p_2$  où leurs poids de code sont  $p_1$  et  $p_2$ . Leurs tailles de code sont  $C_1$  et  $C_2$ . Soit  $X_g$  et  $Y_h$  sont les séquences de code  $g^{\text{ième}}$  et  $h^{\text{ième}}$  de  $X$  et  $Y$  respectivement, où  $X_g$  présente la séquence de code spectrale où  $g = 0, 1, 2, \dots, C_1 - 1$  et  $Y_h$  présente la séquence de code spatial où  $h = 0, 1, 2, \dots, C_2 - 1$ .

Le 2D-PTZCC peut être exprimé comme [11]:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad (\text{II.28})$$

Soit  $a_{ij}$  qui représente les éléments  $A_{g,h}$  où  $i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ , et  $j = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ . On peut donc exprimer  $A_{g,h}$  par la matrice suivante [11]:

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,M-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & a_{1,M-1} \\ a_{2,0} & a_{2,1} & \cdots & a_{2,M-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{P-1,0} & a_{P-1,1} & \cdots & a_{P-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

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

|                                                          | $X_0 = [001100]$                                                     | $X_1 = [010010]$                                                     | $X_2 = [100001]$                                                     |
|----------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| $Y_0^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000 \\ 001100 \\ 001100 \\ 000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000 \\ 010010 \\ 010010 \\ 000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000 \\ 100001 \\ 100001 \\ 000000 \end{bmatrix}$ |
| $Y_1^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 001100 \\ 000000 \\ 000000 \\ 001100 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 010010 \\ 000000 \\ 000000 \\ 010010 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 100001 \\ 000000 \\ 000000 \\ 100001 \end{bmatrix}$ |

Tableau II.1 Le code 2D-PTZCC

## 6.2. Multi Diagonal (2D-MD) [13]

Les codes 2D-MD sont étendus des codes 1D-MD et peuvent être construit en utilisant deux séquences de code des codes 1D-MD.

Soit  $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}\}$  avec poids de code  $w_1$  et  $Y = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N-1}\}$  avec le poids de code  $w_2$  représentent deux codes 1D-MD, qui ont respectivement les tailles de code  $k_1$  et  $k_2$ . Ainsi, les longueurs de code de  $X$  et  $Y$  sont respectivement  $M = k_1 w_1$  et  $N = k_2 w_2$ . La taille de code du 2D-MD est  $K = k_1 \times k_2$ . Soient  $X_g$  et  $Y_h$  les séquences de codes  $g^{ième}$  et  $h^{ième}$  de  $X$  et  $Y$  respectivement, où  $g = 0; 1; \dots; k_1 - 1$  et  $h = 0; 1; \dots; k_2 - 1$ , qui sont respectivement les séquences de code spectral et spatial.

Le code 2D-MD peut être exprimé sous la forme [13]:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad (II.30)$$

Soient  $a_{i,j}$  les éléments de  $A_{g,h}$ , où  $i = 0; 1; \dots; M - 1$  et  $j = 0; 1; \dots; N - 1$ . Alors  $A_{g,h}$  peut être exprimé comme dans (II.31) [13].

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots & a_{1,N-1} \\ a_{2,0} & a_{2,1} & \cdots & a_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{M-1,0} & a_{M-1,1} & \cdots & a_{M-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

Un exemple des séquences de code 2D-MD pour  $(w_1 = 3, k_1 = 3, w_2 = 3, k_2 = 2)$  est présenté dans le Tableau II.2.

|                                                                    | $X_0 = [100001100]$                                                                                        | $X_1 = [010010010]$                                                                                        | $X_2 = [001100001]$                                                                                        |
|--------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $Y^T_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 100001100 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 100001100 \\ 100001100 \\ 000000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 010010010 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 010010010 \\ 010010010 \\ 000000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 001100001 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 001100001 \\ 001100001 \\ 000000000 \end{bmatrix}$ |
| $Y^T_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000000 \\ 100001100 \\ 100001100 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 100001100 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000000 \\ 010010010 \\ 010010010 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 010010010 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000000 \\ 001100001 \\ 001100001 \\ 000000000 \\ 000000000 \\ 001100001 \end{bmatrix}$ |

Tableau II.2 Code 2D-MD

## 7. Les Codes Optiques à Deux Dimensions 2D ( $\lambda_c \neq 0$ )

### 7.1. Diagonal Eigenvalue Unit (2D-DEU) [14]

#### 7.1.1. Le code 1D-DEU [15]

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

$$L = K(p - 1) + 1 \quad (\text{II.32})$$

Ces familles de codes construites sur la base d'un type de bloc Jordan matrice utilisant les paramètres  $(W, K)$ .

$$\begin{bmatrix} MD_1 & (SDD)_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & MD_2 & (SDD)_2 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & MD_3 & (SDD)_3 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & MD_K & (SDD)_K \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Où sont  $MD_i$  les principaux éléments diagonaux et  $SDD_i$  sont les éléments successifs.

Le code peut être généré selon les étapes suivantes :

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

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

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

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

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

Le code DEU est divisé en quatre sous-ensembles basés sur les paramètres  $(W, K)$  pour les combinaisons (pair, pair)-(pair, impair)-(impair, pair)-(impair-impair) représentés dans le Tableau II.3.

| Nombre D'utilisateurs « K » | Pair | Pair   | Impair | Impair |
|-----------------------------|------|--------|--------|--------|
| Poids Du Code « W »         | Pair | Impair | Impair | Pair   |

**Tableau II.3** Possibilités de combinaison DEU

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

$$PSSD = \underbrace{\{(r, rW - (r + W - 3)), (r, rW - (r + W - 4)), (r, rW - (r + W - 5)), \dots\}}_{(W-1) \text{ terms}} \quad (\text{II.33})$$

Où  $r$  est le nombre de lignes ( $r = 1, 2, 3, \dots, K$ )

La formule pour calculer les positions des «1» dans la diagonale principale (PMD) est donné par:

$$PMD = \begin{cases} (r, (w - 1)r - 2) & \text{Si } W \text{ est pair} \\ (r, (w - 1)r - 1) & \text{Si } W \text{ est impair} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

### 7.1.2. Exemples De Code

Considérez le cas suivant :

**Cas :** pair, pair : ( $W = 4, K = 8$ )

#### Étape 1

Calculer les positions des « 1 » dans les super successifs diagonale (PSSD).

Les PSSD sont calculées comme suit :

Pour  $r = 1$  ; PSSD = (1, 2), (1, 3), (1, 4). ; Pour  $r = 5$  ; PSSD = (5, 14), (5, 15), (5, 16).

Pour  $r = 2$  ; PSSD = (2, 5), (2, 6), (2, 7). ; Pour  $r = 6$  ; PSSD = (6, 17), (6, 18), (6, 19).

Pour  $r = 3$  ; PSSD = (3, 8), (3, 9), (3, 10). ; Pour  $r = 7$  ; PSSD = (7, 20), (7, 21), (7, 22).

Pour  $r = 4$  ; PSSD = (4, 11), (4, 12), (4, 13) ; Pour  $r = 8$  ; PSSD = (8, 23), (8, 24), (8, 25).

#### Étape 2

Calculer les positions des 1 dans les PMD

$$PMD = (r, (w - 1)r - 2)$$

Où  $r = 1, 2, 3, \dots, K$ . Pour  $W = 4$  et  $K = 8$ , les entrées suivantes sont calculées comme suit :

Pour  $r = 1$  ; PMD = (1, 1). ; Pour  $r = 5$  ; PMD = (5, 13).

Pour  $r = 2$  ; PMD = (2, 4). ; Pour  $r = 6$  ; PMD = (6, 16).

Pour  $r = 3$  ; PMD = (3, 7). ; Pour  $r = 7$  ; PMD = (7, 19).

Pour  $r = 4$  ; PMD = (4, 10). ; Pour  $r = 8$  ; PMD = (8, 22).

#### Étape 3

Calculez la longueur de code  $L$ , en utilisant :

$$L = K(W - 1) + 1 \quad (II.35)$$

Donc

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

#### Étape 4

Calculez les dimensions de la matrice DEU  $K \times L$ .  $K = 8$  et  $L = 25$  ; Les dimensions de la matrice DEU est de  $8 \times 25$ .

#### Étape 5

Remplissez les positions  $(MD)_k$  et  $(SSD)_k$  dans la matrice DEU avec «1» et remplissez les espaces vides avec «0» à gauche. En utilisant les étapes 1 à 5, remplissez les positions de MD et SSD pour les utilisateurs avec «1» à quatre endroits ( $W = 4$ ) et le reste places avec «0» (c.-à-d.  $L - W = 25 - 4 = 21$ ) dans la matrice DEU. Le Tableau II.4 montre un exemple de modèles du code DEU pour  $W = 4$  et  $K = 8$  en utilisant les étapes ci-dessus.

|   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |   |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

**Tableau II.4** Modèle de code DEU pour ( $W = 4$  et  $K = 8$ )

#### 7.1.3. La construction du code 2D-DEU

Le code 2D-DEU est étendu du code 1D-DEU [14]. Ça peut être généré en utilisant deux séquences de code du 1D-DEU.

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

Le code 2D-DEU peut être exprimé comme suit [14]:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad (\text{II.36})$$

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

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

$$C = C_1 \times C_2 \quad (II.37)$$

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

$$L = M \times P \quad (II.38)$$

Un exemple du code 2D-DEU pour ( $p_1 = 3, K_1 = 2, p_2 = 3, K_2 = 2$ ) est présenté dans le Tableau II.5

|                                                               | $X_0 = [111000000]$                                                                           | $X_1 = [001110000]$                                                                           |
|---------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $Y^T_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 111000000 \\ 111000000 \\ 111000000 \\ 000000000 \\ 000000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 001110000 \\ 001110000 \\ 001110000 \\ 000000000 \\ 000000000 \end{bmatrix}$ |
| $Y^T_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000000 \\ 000000000 \\ 111000000 \\ 111000000 \\ 111000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 000000000 \\ 000000000 \\ 001110000 \\ 001110000 \\ 001110000 \end{bmatrix}$ |

**Tableau II.5** Code 2D-DEU

## 7.2. Multi-Service (2D-MS) [16]

### 7.2.1. Construction du code 1D-MS [17]

Le code est proposé pour le système SAC-OCDMA peut être caractérisé par ( $L; W; N_B; \lambda_c$ ) où  $N_B$  est le nombre d'utilisateurs dans la matrice de code de base et la valeur de  $N_B$  peut varier de 1 à W pour que  $N_B$  maximum soit donné par :

$$N_{B(MAX)} = W \quad (II.39)$$

Et l'équation générale de la longueur de code de base ( $L_B$ ) est donnée par ;

$$L_B = \sum_{i=1}^W i - \sum_{i=1}^{W-N_B} i \quad (II.40)$$

Alors, la longueur totale du code (L) peut être définie comme :

$$L = \left\lceil \frac{N}{N_B} \right\rceil \times L_B \quad (II.41)$$

La procédure de construction de la famille de codes proposée est décrite comme suit :

### Étape 1

Soit  $P_w$  la position de '1' dans le code ou  $w = \{1, 2, \dots, L_B\}$ , Alors, le  $P_w$  pour le premier code  $C_1$  peut être défini comme :

$$P_w = \begin{cases} 1 & w = 1 \\ P_{(w-1)} + (w - 1) & w > 1 \end{cases} \quad (II.42)$$

Les autres positions qui ne contiennent pas '1' seront placées par '0'.

### Étape 2

Soit  $C_{ij}$  une position dans le  $i$ ème code, où  $i = \{1, 2, \dots, N_B\}$  et  $j = \{1, 2, \dots, L_B\}$ . Ainsi,  $C_i$  peut être défini comme  $C_i = \{C_{i1}, C_{i2}, C_{i3}, \dots, C_{iL_B}\}$ . Et soit  $\{C_{i-1}, C_{i-2}, \dots, C_1\}$  être les codes précédents.

Afin de construire le code suivant,  $C_i$ , à partir du premier code, trouvez le premier '1' dans les codes générés précédemment qui ne se chevauchent pas, et mettez '1' dans cette position pour obtenir la cross corrélation égal à 1 de ce code. Soit cette position  $C_{ij}$ . Ensuite, les valeurs de bit pour les positions de repos de  $\{C_{i(j+2)}, C_{i(j+3)}, \dots, C_{iL_B}\}$  sont obtenus en décalant les bits du code précédent ( $C.a.d ; C_{(i-1)(j+1)}, C_{(i-1)(j+2)}, \dots, C_{(i-1)(L_B-j)}\})$  d'une unité vers la droite. Encore une fois, comme à l'étape 1, les espaces vides du code seront remplis par '0'.

### Étape 3

Répétez l'étape 2 pour les codes suivants jusqu'à ce que la séquence de code de base  $C_B$  générée soit égale au nombre maximum d'utilisateurs  $N_B$ . L'exemple suivant illustre la procédure globale de construction du code.

#### 7.2.2. Exemple

Supposons que le poids du code du système OCDMA est égal à 4, alors le nombre maximum d'utilisateurs ( $N_B$ ) dans la séquence de code de base est de 4. Ensuite, lorsque  $W = 4$  et  $N_B = 4$ , la longueur de code de base  $L_B$  peut être déterminée comme :

$$L_B = \sum_{i=1}^4 i - \sum_{i=1}^{4-4} i = [4 + 3 + 2 + 1] - [0] = 10 \quad (II.43)$$

**Étape 1**

La position des "uns" pour le premier code  $C_1$  est :  $i = \{1,2,4,7\}$

$$C_1 = \overbrace{[1 \ 1 \quad 1 \quad 1]}^{L_B=10}$$

$$C_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

**Étape 2**

Pour construire  $C_2$ , le bit de position « 1 » qui n'a pas de chevauchement avec  $C_1$  se trouve à  $C_{21}$  (première position du code). Donc,  $C_{21}$  est maintenant donné comme '1' et les autres positions de mot de code (c'est-à-dire  $C_{23}, C_{24}, \dots, C_{2L_B}$ ) sont remplies en décalant les valeurs de bit du reste  $C_1$  (c'est-à-dire  $C_{12}, C_{13}, \dots, C_{1L_B-j}$ ) d'une unité vers la droite.

$$\lambda_c=1$$

$$C_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$C_2 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

Après avoir rempli de zéros,  $C_2$  peut être écrit comme

$$C_2 = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

**Étape 3**

$$C_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$C_2 = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

$$C_3 = [ \quad 1 \ 1 \quad 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 ]$$

Après avoir rempli de zéros,  $C_3$  peut-être écrit comme :

$$C_3 = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$$

Enfin, pour la 4<sup>ème</sup> séquence de code  $C_4$  (c'est-à-dire le dernier code dans cet exemple) est :

$$C_4 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

Ainsi, les séquences ( $C_1 ; C_2 ; C_3$  et  $C_4$ ) donnent la matrice de code de base ( $C_B$ ) proposée comme suit :

$$C_B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Afin de prendre en charge un plus grand nombre d'abonnés (N) avec une valeur fixe de poids de code (W), une technique de mappage est utilisée. Dans cette technique, la matrice construite de base ( $C_B$ ) est répétée  $M = N/N_B$  fois, où  $N_B$  est le nombre d'utilisateurs dans  $C_B$  comme la matrice suivante :

$$C(M) = \begin{bmatrix} C_B(1) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_B(2) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_B(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_B(M) \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Par conséquent, le nombre d'utilisateurs est étendu par  $M \times N_B$ , où M est le nombre de séquences de mappage et  $N_B$  est étendu en diagonale. Un exemple de 1D-MS est donné dans l'équation II.46 pour  $W = 4$ ,  $N_B = 4$  et  $M = 2$

$$1D - MS = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

### 7.2.3. Construction de code 2D-MS

Le code 2D-MS est généré en utilisant deux séquences de code 1D-MS (séquence spectrale ( $X$ ) et séquence spatiale ( $Y$ )) [16]. Il peut être représenté par les paramètres ( $M \times N, p, \lambda_c$ ), où  $M$  est la longueur du code spectral,  $N$  est la longueur du code spatial et  $p$  est le poids du code.

La séquence du code proposé peut être notée par  $A_{g,h}$  [16]:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad (\text{II.47})$$

Ou  $g = 1, \dots, C_x$   $h = 1, \dots, C_y$ ,  $X_g$  représente la  $g^{ème}$  séquence pour le codage spectral et  $Y_h$  représente le  $h^{ème}$  séquence pour le codage spatial.  $C_x$  et  $C_y$  sont les cardinalités de  $X$  et  $Y$ , respectivement. Leurs poids sont [16]:

$$w_1 = \sum_{j=0}^M X_g(j) \text{ et } w_2 = \sum_{j=0}^N Y_h(j) \quad (\text{II.48})$$

Un exemple de code 2D-MS est clarifié dans le Tableau II.6 pour  $C_x = 3$  et  $C_y = 2$ .

La cardinalité et la longueur de code du code MS sont déterminées en fonction des cardinalités et des longueurs de code de la séquence spectrale et spatiale, qui sont respectivement  $C = C_x \times C_y$  et  $L = M \times N$ .

|                                                     | $X_0 = [110100]$                                           | $X_1 = [101010]$                                           | $X_2 = [011001]$                                           |
|-----------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|
| $Y^T_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 110100 \\ 110100 \\ 000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 101010 \\ 101010 \\ 000000 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 011001 \\ 011001 \\ 000000 \end{bmatrix}$ |
| $Y^T_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 110100 \\ 000000 \\ 110100 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 101010 \\ 000000 \\ 101010 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 011001 \\ 000000 \\ 011001 \end{bmatrix}$ |

**Tableau II.6** Code 2D-MS

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons différents types de codes unidimensionnels et bidimensionnels utilisés dans les systèmes de communication OCDMA non cohérents.

Dans les codes 1D, nous avons introduit deux types de codes, les codes d'inter corrélation nuls tels que les codes MD et SWZCC, et les codes d'inter corrélation non nuls tels que les codes DW, MDW, DEU et MS. Ces types de codes sont très limités et présentent de nombreux inconvénients tels qu'une longue longueur de code.

Différents codes bidimensionnels ont été proposés afin de minimiser la longueur de code et d'augmenter la capacité de multiplexage tels que 2D-PTZCC, 2D-MD, 2D-DEU, et 2D-MS.

## Références

- [1] W. A. Imtiaz, H. Y. Ahmed, M. Zeghid, et Y. Sharief, « An optimized architecture to reduce the impact of fiber strands in spectral/spatial optical code division multiple access passive optical networks (OCDMA-PON) », *Optical Fiber Technology*, vol. 54, p. 102072, janv. 2020, doi: 10.1016/j.yofte.2019.102072.
- [2] H. Mrabet, A. Cherifi, T. Raddo, I. Dayoub, et S. Haxha, « A Comparative Study of Asynchronous and Synchronous OCDMA Systems », *IEEE Systems Journal*, vol. 15, n° 3, p. 3642-3653, sept. 2021, doi: 10.1109/JSYST.2020.2991678.
- [3] N. Din Keraf *et al.*, « Noise mitigation for OCDMA system with wavelength/time 2D hybrid code », in *2014 IEEE 5th International Conference on Photonics (ICP)*, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, sept. 2014, p. 166-168. doi: 10.1109/ICP.2014.7002344.
- [4] H. Ghafouri-Shiraz et M. M. Karbassian, *Optical CDMA Networks: Principles, Analysis and Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. doi: 10.1002/9781119941330.
- [5] I. B. Djordjevic, *Advanced Optical and Wireless Communications Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2018. doi: 10.1007/978-3-319-63151-6.
- [6] T. H. Abd, S. A. Aljunid, H. A. Fadhil, R. A. Ahmad, et N. M. Saad, « Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network », *Optical Fiber Technology*, vol. 17, n° 4, p. 273-280, juill. 2011, doi: 10.1016/j.yofte.2011.04.002.
- [7] RAHMANI Mohamed et Youcef ATTALLAH, « Développement et Amélioration des performances de systèmes optiques pour les futures générations de réseaux sans fil à haute débit », Mémoire, Dr MOULAY Tahar, Saïda, 2020.
- [8] M. Malleswari et K. Murugesan, « Construction and bit error analysis of zero cross-correlation codes for SAC-Optical CDMA systems », *J Opt*, vol. 42, n° 4, p. 307-310, déc. 2013, doi: 10.1007/s12596-013-0145-x.
- [9] M. D. A. S. S. A. Aljunid, « Development of Modified Double-Weight Code and its Implementation in Multi-Rate Transmissions », in *2005 13th IEEE International Conference on Networks Jointly held with the 2005 IEEE 7th Malaysia International Conf on Communic*, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2005, p. 288-292. doi: 10.1109/ICON.2005.1635487.

- [10] N. Din Kerat, S. Aljunid, A. Arief, et P. Ehkan, « The evolution of double weight codes family in spectral amplitude coding OCDMA », présenté à Advanced Computer and Communication Engineering Technology: Proceedings of the 1st International Conference on Communication and Computer Engineering, Springer, 2015, p. 129-140.
- [11] A. Cherifi, B. S. Bouazza, M. al-ayedi, S. A. Aljunid, et C. B. M. Rashidi, « Development and Performance Improvement of a New Two-Dimensional Spectral/Spatial Code Using the Pascal Triangle Rule for OCDMA System », *Journal of Optical Communications*, vol. 42, n° 1, p. 149-158, janv. 2021, doi: 10.1515/joc-2018-0052.
- [12] K. S. Nisar, Ali. Djebbari, et C. Kandouci, « Development and performance analysis zero cross correlation code using a type of Pascal's triangle matrix for spectral amplitude coding optical code division multiple access networks », *Optik*, vol. 159, p. 14-20, avr. 2018, doi: 10.1016/j.ijleo.2018.01.054.
- [13] R. A. Kadhim, H. A. Fadhil, S. A. Aljunid, et M. S. Razalli, « A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems », *Optics Communications*, vol. 329, p. 28-33, oct. 2014, doi: 10.1016/j.optcom.2014.04.082.
- [14] M. Najjar, N. Jellali, M. Ferchichi, et H. Rezig, « Spectral/spatial optical CDMA code based on Diagonal Eigenvalue Unity », *Optical Fiber Technology*, vol. 38, p. 61-69, nov. 2017, doi: 10.1016/j.yofte.2017.08.003.
- [15] H. Y. Ahmed et K. S. Nisar, « Diagonal Eigenvalue Unity (DEU) code for spectral amplitude coding-optical code division multiple access », *Optical Fiber Technology*, vol. 19, n° 4, p. 335-347, août 2013, doi: 10.1016/j.yofte.2013.04.001.
- [16] M. Najjar, N. Jellali, et M. Ferchichi, « Two-dimensional multi-service code for spectral/spatial optical CDMA system », *Opt Quant Electron*, vol. 49, n° 12, p. 397, déc. 2017, doi: 10.1007/s11082-017-1234-x.
- [17] M. H. Kakaee, S. Seyedzadeh, H. Adnan Fadhil, S. Barirah Ahmad Anas, et M. Mokhtar, « Development of Multi-Service (MS) for SAC-OCDMA systems », *Optics & Laser Technology*, vol. 60, p. 49-55, août 2014, doi: 10.1016/j.optlastec.2014.01.002.



***Chapitre III :***  
***Simulation Et Résultats***

## 1. Introduction

L'accès multiple par répartition de code optique (OCDMA) est une forme avancée de technologie de multiplexage pour les derniers réseaux optiques qui a suscité beaucoup d'attention en raison de ses diverses fonctionnalités, notamment une meilleure flexibilité du réseau, la transparence du protocole, le fonctionnement asynchrone et une sécurité améliorée pour permettre un partage dynamique des ressources entre plusieurs utilisateurs de manière efficace [1].

La technique OCDMA permet à plusieurs abonnés de partager simultanément et de manière asynchrone les ressources du réseau optique en attribuant un code spécifique à chaque abonné. La principale caractéristique de la technique OCDMA est la simplification du réseau optique, qui fournit une efficacité de bande passante élevée à un faible coût. L'interférence d'accès multiple (MAI) est considérée comme le facteur de dégradation dominant dans le système OCDMA. Selon la détection, le système OCDMA peut être classé en systèmes cohérents et non cohérents. De nombreux schémas sont utilisés avec l'OCDMA non cohérent, tels que l'étalement temporel, le saut de fréquence, le code spatial et le code d'amplitude spectrale (SAC) [2].

Les interférences d'accès multiples (MAI) sont dues à la superposition entre les signaux de différents utilisateurs et le bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) est considéré comme un facteur de dégradation des performances du système. Initialement, les études d'encodage ont commencé par une dimension (1D). Cependant, c'est un inconvénient pour augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés qui doit augmenter la longueur du code [3].

Dans [4], Wei et al. Proposé que le code MQC pour le système SAC-OCDMA avec inter corrélation en phase (IPCC) soit égal à un pour atténuer l'effet de MAI et PIIN.

Dans [5], Abd et al. Développé le code MD pour le système SAC-OCDMA avec zéro IPCC qui élimine complètement le MAI, flexibilité dans le choix des paramètres du code ( $w, k$ ), conception simple avec récepteur à détection directe, un grand nombre d'utilisateurs actifs par rapport aux autres codes, et aucun chevauchement de spectres pour différents utilisateurs qui éliminent le PIIN. Les performances sont améliorées mais le principal inconvénient du code unidimensionnel est toujours que la longueur du code devient trop longue à mesure que le nombre d'utilisateurs simultanés augmente.

Pour pallier les inconvénients du code 1D, différents schémas de codes 2D (temporel/spectral, spectral/spatial, etc.) ont été proposés [6-8]. Yang et al [9]. ont développé les codes bidimensionnels des matrices à aire maximale (2D-MM) basés sur le code M-séquence. Étant donné que la valeur de corrélation croisée de ce code est très grande, l'amélioration des performances du système est faible.

Lin et al.[10] ont proposé les codes 2D-PD et la structure d'émetteur-récepteur correspondante avec la propriété d'annulation MAI. Ce code réussit à supprimer le PIIN et améliore les performances du système.

Yeh et al. [11] ont proposé les codes 2D-DPD qui dépendent du code de différence parfaite unidimensionnel et de la méthode de dilution avec élimination complète du MAI. La dilution en code spatial est meilleure que la dilution en code spectral.

Nabiha et al [12] Proposant le code de décalage cyclique dynamique 2D (2D-DCS), elle a utilisé la propriété d'annulation de MAI pour minimiser totalement le MAI où les performances du système ont été améliorées en diminuant la longueur du code spectral et en augmentant la longueur du code spatial.

Kadhim et al. [13] ont proposé le code 2D multi diagonal (2D-MD) pour le codage spectral-spatial basé sur le code 1D-MD où totalement, le MAI est minimisé et la phase d'intensité induite par la phase est supprimée grâce à la propriété de corrélation croisée nulle (ZCC).

Dans ce chapitre, un nouveau code 2D-Shift-ZCC est conçu et développé pour améliorer les performances du système OCDMA non cohérent. L'expression de la performance BER du code proposé est dérivée en tenant compte des effets du bruit de grenaille, du PIIN et du bruit thermique. Ensuite, les performances du code proposé sont comparées aux codes associés, tels que les codes 2D-PD, 2D-DCS, 2D-DPD et 2D-MD. Les résultats numériques de cette comparaison ont vérifié que le code proposé a une performance supérieure là où il peut accueillir un grand nombre d'utilisateurs actifs avec un débit binaire élevé de 622 Mbps et 1 Gbps.

## 2. Conception de code 1D-Shift-ZCC [14]

Lors de la conception du code SHIFTZCC, des précautions ont été prises pour assurer les points suivants, comme mentionné ici :

- La longueur du code doit être la plus petite possible et ne doit pas varier en fonction du nombre d'utilisateurs actifs.
- La corrélation croisée doit être nulle pour minimiser l'MAI et l'effet du PIIN.
- La procédure de conception de code doit être simple.
- Le code proposé doit prendre en charge un grand nombre d'utilisateurs actifs et un débit de données élevé tout en atteignant le BER minimum.

Le code SHIFT-ZCC est construit en développant efficacement une matrice d'identité pour une longueur de code appropriée ( $K$ ) et un poids de la matrice ( $W$ ) en ajoutant de manière appropriée un poids supplémentaire. Dans le code proposé, le nombre d'utilisateurs pris en charge est l'ordre de la matrice où le poids requis est le nombre de « 1 » dans chaque ligne de la matrice [14].

Dans un système OCDMA, la séquence de signature ou séquence de code ' $C$ ' consiste en une séquence unipolaire (0, 1). Généralement, un code est désigné par  $(N, W, \lambda_a, \lambda_c)$  où  $N$  est la longueur du code,  $W$  est le poids du code,  $\lambda_a$  est l'autocorrélation et  $\lambda_c$  est la corrélation croisée en phase. La corrélation croisée est définie comme exprimée dans l'équation (III.1).

$$\lambda_c = \sum_{i=1}^N X_i Y_i \quad (\text{III.1})$$

De nombreuses stratégies de code OCDMA sont proposées où les principales limitations de la conception des codes sont de réduire l'interférence d'accès multiple (MAI), la longueur du code et le poids du code. Mais dans presque tous les codes SAC-OCDMA existants, la longueur du code augmente avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs. En conséquence, la corrélation croisée devient supérieure à l'unité, ce qui se traduit par un MAI plus élevé. Pour réduire le MAI, la corrélation croisée doit être aussi faible que possible et l'autocorrélation doit être plus élevée. Par conséquent, dans ce travail, on a pris soin de concevoir un nouveau code SAC-OCDMA pour réduire la longueur du code, maintenir la corrélation croisée nulle et maintenir l'autocorrélation maximale. Dans ce code, la longueur d'onde centrale pour chacun des utilisateurs peut également être modifiée sans altérer les performances du système OCDMA. Les étapes suivantes décrivent la construction du code SHIFT-ZCC [14].

Pour simplifier l'analyse, premièrement, la construction du code est considérée pour trois utilisateurs et conserve la valeur de poids à deux.

**Étape 1 :** Génération de la matrice combinée

Nous avons pris deux matrices car le poids est considéré comme égal à deux. La première matrice est une matrice identité et la matrice suivante est une matrice nulle de même dimension que la matrice identité. Le nombre de matrice pris est égal à la valeur de poids considérée. La dimension de la matrice d'identité est  $3 \times 3$  car le nombre d'utilisateurs prend 3. La dimension de la matrice est égale au nombre d'utilisateurs actifs. Par conséquent, deux matrices de dimension  $3 \times 3$  sont :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Les deux matrices combinées sont présentées comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

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

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

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

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

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

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

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

La matrice décalée ressemble à celle ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

### Étape 3 : Remplacement

Ensuite, nous avons remplacé les zéros droits  $W - 1$  par '1' à droit de l'impulsion existante ou '1'. Remplacer le droit unique '0' à l'impulsion existante par '1' dans chaque ligne (car  $W-1 = 2-1 = 1$ ). La dernière ligne remplace :

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

Remplacement de la rangée du milieu

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

Remplacement de la première rangée

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

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

$$\text{Shift} - \text{ZCC}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

De même, pour  $K=4$ ,  $W=2$ , est représenté par :

$$\text{Shift} - \text{ZCC}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Ainsi, le mot de code pour chaque utilisateur selon l'exemple ci-dessus serait :

$$\text{mot de codes} = \begin{cases} \text{Utilisateur 1} \rightarrow \lambda_1 \lambda_2 \\ \text{Utilisateur 2} \rightarrow \lambda_3 \lambda_4 \\ \text{Utilisateur 3} \rightarrow \lambda_5 \lambda_6 \\ \text{Utilisateur 4} \rightarrow \lambda_7 \lambda_8 \end{cases} \quad (K = 4, W = 2)$$

Si le même schéma est suivi, le code SHIFTZCC pour  $K=5$ ,  $W=3$  sera comme :

$$Shift - ZCC_5 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

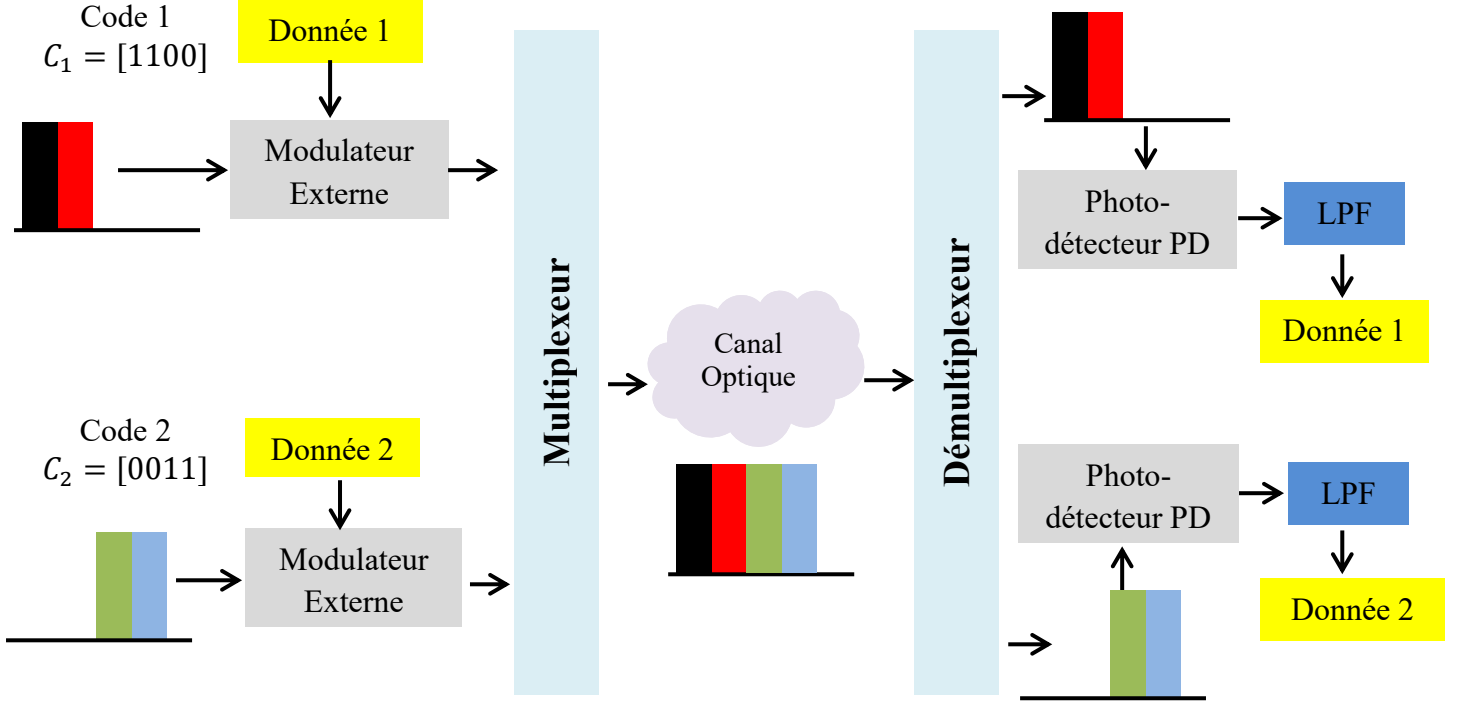
De même, d'autres codes peuvent être construits pour  $K$  (nombre d'utilisateurs) en utilisant le code de base  $C_B = [1 \ 1 \dots \ W + 1]$ . Par conséquent, pour prendre en charge un grand nombre d'abonnés ( $K$ ) avec une valeur fixe de poids de code ( $W$ ), le bloc de code de base ( $C_B$ ) est répété  $K$  fois pour produire la matrice SHIFT-ZCC suivante [14]:

$$Shift - ZCC_{K-1} = \begin{bmatrix} C_B & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & C_B & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & C_B & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & C_B \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

Ici, la longueur du code ( $N$ ) = Poids du code ( $W$ )  $\times$  Nombre d'utilisateurs ( $K$ ) =  $W \times K$ . Le code final est conçu comme ci-dessous.

### 3. Détection directe spectrale

La Figure III.1 illustre le schéma fonctionnel du système de code Shift-ZCC avec la technique de détection directe, dans laquelle une seule paire de décodeur et de détecteur est requise par rapport à d'autres techniques qui nécessitaient deux branches d'entrées vers le récepteur comme celles-ci dans des techniques de soustraction complémentaires. Il n'y a pas non plus de processus de soustraction impliqué. Ceci est réalisable pour la simple raison que les informations sont supposées être correctement récupérables pour l'une des puces qui ne chevauchent aucune autre puce d'autres séquences de code puisque le code Shift-ZCC est conçu sans puces qui se chevauchent. Ainsi, le détecteur n'aura besoin de filtrer qu'à travers les puces propres (pas de puces qui se chevauchent) pour être directement détecté par la photodiode en tant que modulation d'intensité normale avec le schéma de détection directe. L'effet MAI a été éliminé avec succès et complètement car seuls les spectres de signal requis dans le domaine optique seront filtrés.



**Figure III.1** Illustration du schéma fonctionnel d'un système de code Shift-ZCC avec technique de détection directe [14]

#### 4. Analyse des performances du système 1D-Shift-ZCC

Pour analyser notre système, l'approximation gaussienne est utilisée pour le calcul du BER. Nous avons considéré l'effet du bruit thermique ( $\sigma_{Th}^2$ ) et du bruit de grenaille ( $\sigma_{Sh}^2$ ) dans le photodétecteur. Le SNR d'un signal électrique est défini comme la puissance moyenne du signal sur la puissance de bruit  $SNR = [I^2/\sigma_T^2]$ . En raison de la propriété de corrélation croisée nulle du code Shift-ZCC, il n'y a pas de chevauchement dans les spectres des différents utilisateurs. Pour cette raison, l'effet du bruit d'intensité incohérent (PIIN) a été ignoré [1].

La variation du photo-détecteur résultant de la détection d'une lumière thermique idéalement non polarisée, qui est générée par émission spontanée, peut être exprimée comme suit [15],[16] :

$$\sigma_T^2 = \sigma_{Th}^2 + \sigma_{Sh}^2 \quad (\text{III.9})$$

$$\sigma_T^2 = \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l} + 2 \cdot e \cdot B \cdot I \quad (\text{III.10})$$

Soit  $C(K)_j$  le  $j^{\text{ème}}$  élément des  $K^{\text{ème}}$  séquences de code Shift-ZCC, et selon les propriétés du code Shift-ZCC, la technique de détection directe peut s'écrire [14]:

$$\sum_j^N C_K(j).C_l(j) = \begin{cases} W & \text{si } K = l \\ 0 & ; \text{ autre} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les hypothèses suivantes sont faites [1]:

1. Chaque source lumineuse est idéalement non polarisée et son spectre est plat sur la bande passante sur  $\left[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}\right]$  où  $v_0$  est la fréquence optique centrale et  $\Delta v$  est la bande passante de la source optique exprimée en Hertz.
2. Chaque composante spectrale de puissance a une largeur spectrale identique.
3. Chaque utilisateur a une puissance égale à l'émetteur.
4. Chaque flux binaire de chaque utilisateur est synchronisé

Les hypothèses ci-dessus sont importantes pour la simplicité mathématique. Sans ces hypothèses, il est difficile d'analyser le système.

La densité spectrale de puissance (PSD) des signaux optiques reçus peut s'écrire [17]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta V} \sum_{n=1}^K d_K \sum_{j=1}^N C_K(j).C_l(j).rect(j) \quad (\text{III.12})$$

Où  $P_{sr}$  est la puissance effective d'une source large bande au niveau du récepteur,  $K$  est les utilisateurs actifs et  $N$  est la longueur du code shift-ZCC, et  $d_K$  est le bit de données de l'utilisateur  $K$ , qui est soit "1" ou "0".

La fonction  $rect(j)$  dans Eq. (III.12) est donné par [1]:

$$\begin{aligned} rect(j) &= \left\{ u \left[ V - V_0 - \frac{\Delta V}{2N} (-N + 2j - 2) \right] - u \left[ V - V_0 - \frac{\Delta V}{2N} (-N + 2j) \right] \right\} \\ &= \left\{ u \left[ \frac{\Delta V}{N} \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

$u(v)$  représente une fonction de échelon unitaire définie comme [1]:

$$u(v) = \begin{cases} 1 & \text{pour } v \geq 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

D'après l'équation (III.11), (III.12), (III.13) et (III.14), la densité spectrale de puissance (PSD) à la photodiode PIN est donnée par [14]:

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu &= \int_0^{+\infty} \left[ \frac{P_{sr}}{\Delta V} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{j=1}^N C_K(j) \cdot C_l(j) \cdot \left[ u \left[ \frac{\Delta V}{N} \right] \right] \right] \\ &= \frac{P_{sr}}{\Delta V} (1) \cdot (W) \cdot \frac{\Delta V}{N} \\ \int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu &= \frac{P_{sr} \cdot W}{N} \end{aligned} \quad (III.15)$$

$d_K$  est le bit de données du  $K^{ème}$  utilisateur qui est soit "1" soit "0". Lorsque tous les utilisateurs transmettent le bit "1" [1].

$$\sum_k^K d_k = d_1 + d_2 + \dots + d_K = W \quad (III.16)$$

Le photo-courant  $I$  peut être trouvé comme [1]:

$$I = \mathcal{R} \int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu \quad (III.17)$$

Où  $\mathcal{R}$  est la sensibilité de photo-détecteur donnée par  $\mathcal{R} = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu}$ . Ici,  $\eta$  est le rendement quantique,  $h$  est la constante de Planck et  $\nu$  est la fréquence centrale de l'impulsion optique à large bande d'origine.

Alors l'équation (III.17) peut être exprimée comme suit [1]:

$$I = \mathcal{R} \int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu = \mathcal{R} \int_0^{+\infty} \frac{P_{sr} \cdot W}{N} = \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \quad (III.18)$$

En remplaçant Eq.(III.18) dans Eq.(III.10), on obtient :

$$\sigma_T^2 = 2 \cdot e \cdot B \left[ \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right] + \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l} \quad (III.19)$$

Notez que la probabilité d'envoyer le bit "1" à tout moment pour chaque utilisateur est de 0,5, donc Eq. (III.19) devient [1]:

$$\sigma_T^2 = e \cdot B \left[ \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right] + \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l} \quad (III.20)$$

Enfin, à partir de l'Eq. (III.18) et Eq. (III.20), nous pouvons calculer le SNR comme suit [1] :

$$SNR = \left[ \frac{I^2}{\sigma_T^2} \right] = \frac{\left( \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right)^2}{e \cdot B \left[ \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right] + \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l}} \quad (III.21)$$

En utilisant l'approximation gaussienne, le taux d'erreur binaire (BER) peut être exprimé comme [18] :

$$BER = 0.5 \times \operatorname{erfc} \left( \sqrt{SNR/8} \right) \quad (\text{III.22})$$

### 5. La construction du code 2D-Shift-ZCC

Le code 2D-ShiftZCC peut être construit en utilisant deux séquences du code 1D-ShiftZCC susmentionné.

Soit  $X = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{M-1}\}$  avec poids de code  $W_1$  et  $Y = \{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$  avec le poids de code  $W_2$ , représentent deux codes 1D-Shift-ZCC, qui ont respectivement les tailles de code  $K_1$  et  $K_2$ . Ainsi, les longueurs de code de  $X$  et  $Y$  sont respectivement  $M = W_1 K_1$  et  $N = W_2 K_2$ . La taille de code du 2D-Shift-ZCC est  $K = K_1 K_2$ .

Soient  $X_g$  et  $Y_h$  les  $g^{\text{ème}}$  et  $h^{\text{ème}}$  séquences de code de  $X$  et  $Y$  respectivement, où  $g = 0, 2, 1, \dots, K_1 - 1$  et  $h = 0, 2, 1, \dots, K_2 - 1$ , qui sont respectivement les séquences de codes spectrale et spatial.

Le code 2D-ShiftZCC peut être exprimé sous la forme [13]:

$$A_{g,h} = Y_h^T \cdot X_g \quad (\text{III.23})$$

Soient  $a_{ij}$  les éléments de  $A_{g,h}$ , où  $i = 0, 2, 1, \dots, M - 1$  et  $j = 0 ; 1 ; \dots ; N - 1$ . Alors  $A_{g,h}$  peut être exprimé comme dans (III.24) [13]. Un exemple des séquences de code 2D-ShiftZCC proposées pour ( $K_1 = 2, w_1 = 2, K_2 = 2, w_2 = 2$ ) est présenté dans le Tableau III.1.

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,M-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \dots & a_{1,M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \dots & a_{N-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Selon les explications de l'inter corrélation du code 2D-ShiftZCC, les matrices caractéristiques  $A^{(d)}$  ( $d = 0, 1, 2, 3$ ) s'écrivent comme [19] :

$$\begin{cases} A^{(0)} = Y^T \cdot X \\ A^{(1)} = Y^T \cdot \bar{X} \\ A^{(2)} = \bar{Y}^T \cdot X \\ A^{(3)} = \bar{Y}^T \cdot \bar{X} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

La corrélation croisée de  $A_{0,0}^0$  et  $A_{g,h}$  peut être exprimée comme suit [13]:

$$R(g, h) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{i,j}^{(0)} a_{i,j}(g, h) = \begin{cases} W_1 \cdot W_2 & \text{pour } g = 0 \cap h = 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Le calcul de corrélation croisée pour le code 2D-ShiftZCC proposé est donné dans le Tableau III.2.

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

**Tableau III.1** Le code 2D-ShiftZCC bidimensionnel

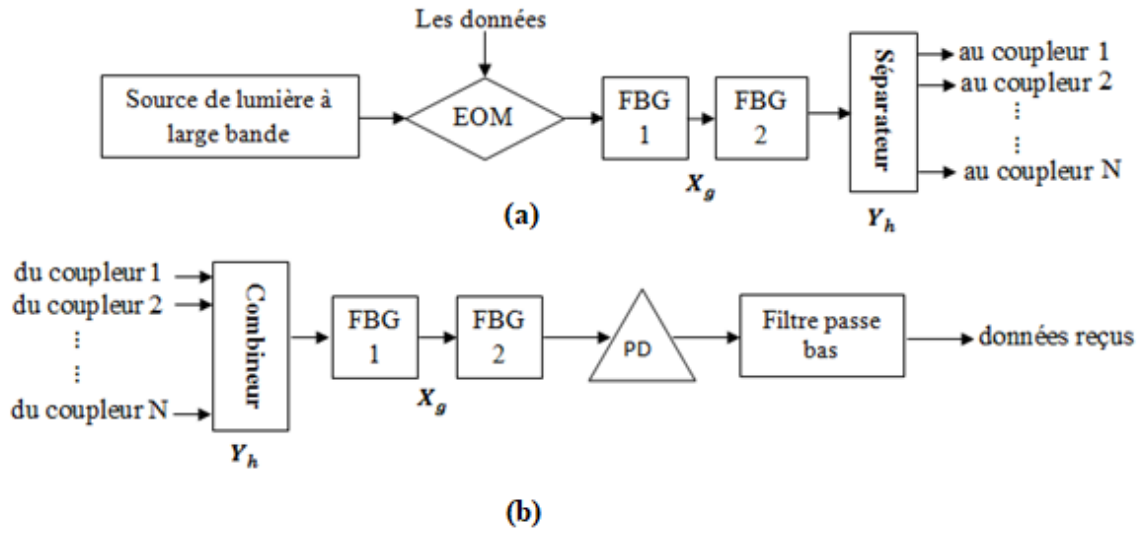
|                          | $A^{(0)}(g, h)$ | $A^{(1)}(g, h)$ | $A^{(2)}(g, h)$ | $A^{(3)}(g, h)$ |
|--------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| $g = 0 \cap h = 0$       | $W_1 W_2$       | 0               | 0               | 0               |
| $g = 0 \cap h \neq 0$    | 0               | $W_1 W_2$       | 0               | 0               |
| $g \neq 0 \cap h = 0$    | 0               | 0               | $W_1 W_2$       | 0               |
| $g \neq 0 \cap h \neq 0$ | 0               | 0               | 0               | $W_1 W_2$       |

**Tableau III.2** Le calcul de corrélation croisée pour les quatre cas

## 6. Description du système

Il existe  $K_1 K_2$  paires d'émetteurs/récepteurs dans lesquelles chaque paire utilise le mot de code 2D-ShiftZCC  $A_{g,h}$  et un coupleur étoile ' $P$ '. La figure III.2a montre la structure de l'émetteur qui se compose d'une source de lumière incohérente, d'un modulateur électrique/optique (EOM) pour convertir les bits de données de la forme électrique à la forme optique, d'un séparateur optique pour le codage spatial et de deux ensembles de réseaux de Bragg de fibre  $FBG_1$  et  $FBG_2$  où ils ont le même nombre de réseaux mais avec une disposition opposée utilisée respectivement pour le codage spectral et la compensation des retards de déclenchement. Les bits de données entrants sont d'abord modulés par l'EOM conformément au format de modulation ON-OFF, où les signaux électroniques sont convertis en impulsions optiques. Les impulsions optiques modulées sont délivrées au  $FBG_1$  pour l'encoder spectralement selon la séquence de code spectral  $X_g$ , où les composantes spectrales avec des longueurs d'onde adaptées à "1" d'une séquence de code sont réfléchies et les autres sont filtrées ; les composantes spectrales réfléchies sont délivrées au  $FBG_2$  pour compenser le retard de déclenchement. Ensuite, ces impulsions optiques sont attachées au séparateur optique et divisées en  $W_2$  parties égales afin de l'envoyer aux coupleurs en étoile selon la séquence de code de  $Y_h$ . A cette étape, le signal optique est entièrement codé en deux dimensions.

La structure du récepteur est représentée sur la Figure III.2b, qui comprend un combineur, un détecteur direct et un intégrateur. Les signaux optiques entrants des coupleurs en étoile sont sommés par les combineurs selon la séquence de code  $Y_h$ . Chaque détecteur direct se compose de deux ensembles de réseaux de Bragg de fibre (FBG), de deux circulateurs et d'une photodiode (PD).  $FBG_1$  est utilisé pour renvoyer les mêmes composants spectraux qui correspondent aux "1" de la séquence de codes spectraux  $X_g$ .  $FBG_2$  aux mêmes réseaux mais dans le sens opposé pour compenser les retards d'exécution. Enfin, le signal agrégé est filtré par le filtre passe-bas (LPF).



**Figure III.2** Système d'émission et de réception de code 2D- spectral / spatial-ShiftZCC

### 7. Performances du système

Étant donné que le système 2D-ShiftZCC a la propriété de corrélation croisée nulle, il n'y a pas de chevauchement dans un spectre d'utilisateurs différents, ainsi l'effet de MAI a été ignoré. Les effets du bruit thermique, du PIIN et du bruit de grenaille dans le photo-détecteur ont été pris en compte dans l'analyse. On néglige l'effet du courant d'obscurité. L'approximation gaussienne est utilisée pour calculer le BER. La variance totale du photocourant de bruit peut être exprimée comme [7],[20] :

$$\begin{aligned}\sigma_{noise}^2 &= \sigma_{shot}^2 + \sigma_{PIIN}^2 + \sigma_{thermal}^2 \\ &= 2eB_r I + B_r I^2 \tau_c + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}\end{aligned}\quad (III.27)$$

Où  $I$  est le photo-courant moyen,  $e$  est la charge de l'électron,  $B_r$  est la bande passante électrique,  $K_b$  est la constante de Boltzmann,  $T_n$  est la température absolue et  $R_l$  est la résistance de charge, et  $\tau_c$  est le temps de cohérence de la lumière qui s'exprime par [2],[21]:

$$\tau_c = \frac{\int_0^\infty r_0^v(v) dv}{\left(\int_0^\infty r_0(v) dv\right)^2}\quad (III.28)$$

Où  $r_0(v)$  est la densité spectrale de puissance à bande latérale unique.

Pour simplifier l'analyse, quatre hypothèses sont faites [22] : Premièrement, la source lumineuse large bande est idéalement non polarisée et son spectre est plat sur  $\left[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}\right]$  et émet une puissance égale, où  $v_0$  est la fréquence optique centrale et  $\Delta v$  est la bande passante de la source optique. Deuxièmement, chaque composante spectrale produite par les codeurs spectraux a une largeur spectrale identique. Troisièmement, chaque composante spectrale reçue par un utilisateur a la même puissance. Quatrièmement, chaque flux binaire de chaque utilisateur est synchronisé.

Nous avons défini  $\Pi(v, i)$  comme suit [13]:

$$\Pi(v, i) = \left\{ u \left[ v - v_0 - \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i) \right] - \left[ v - v_0 - u \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i + 2) \right] \right\} \quad (\text{III.29})$$

Où  $U(v)$  est une fonction échelon unitaire définie comme :

$$u(v) = \begin{cases} 1, & \geq 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Sur la base des hypothèses ci-dessus, la densité spectrale de puissance (PSD) des signaux reçus peut s'écrire [18]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{W_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d(k) \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=1}^{N-1} a_{i,j}(k) \Pi(v, i) \quad (\text{III.31})$$

Où  $P_{sr}$  est la puissance effective de la source au niveau du récepteur,  $W_2$  est le poids de code spatial,  $K$  est le nombre d'utilisateurs actifs,  $d(k)$  est le bit de données du  $k^{\text{ème}}$  utilisateur qui peut être "1" ou "0",  $M$  et  $N$  sont les longueurs de code de spectral, et séquences de codes spatiaux respectivement, et  $a_{i,j}(k)$  est un élément du mot de code du  $k^{\text{ème}}$  utilisateur.

Nous obtiendrons les courants de sortie de PD au niveau du récepteur (0,0) en fonction de l'inter corrélation entre  $A_{0,0}^0$  et  $A_{g,h}$  comme suit [18]:

$$\begin{aligned} I &= \Re \int_0^\infty r(v) dv \\ &= \Re \int_0^\infty \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_K \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=1}^{N-1} a_{i,j}(k) \Pi(v, i) \\ &= \frac{\Re P_{sr}}{w_2 \Delta v} (1 \times W_1 W_2 \times \frac{\Delta v}{M} + 0) \\ I &= \frac{\Re P_{sr} W_1}{M} \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Où  $\mathfrak{R}$  est la sensibilité de la photodiode donnée par  $\mathfrak{R} = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu_0}$ ,  $\eta$  est le rendement quantique de la photodiode, et  $h$  est la constante de Planck.

Puisque,  $M = K_1 W_1$  et  $K_1 = K/K_2$ , alors

$$I = \frac{\mathfrak{R} P_{sr} K_2}{K} \quad (\text{III.33})$$

La variance du courant PIIN peut être exprimée comme suit [18]:

$$\begin{aligned} \sigma_{PIIN}^2 &= B_r I^2 \tau_c = B_r I^2 \frac{\int_0^\infty G_0^2(v) dv}{(\int_0^\infty G_0(v) dv)^2} \\ &= B_r \mathfrak{R}^2 \int_0^\infty G_0^2(v) dv \\ &= B_r \mathfrak{R}^2 \int_0^\infty \left[ \frac{P_{sr}}{W_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=1}^{N-1} a_{i,j}(k) \Pi(v, i) \right]^2 dv \\ &= \frac{B_r \mathfrak{R}^2 P_{sr}^2}{(W_2 \Delta v)^2} \left[ (W_1 W_2)^2 \times \frac{\Delta v}{M} + 0 \right] \\ &= \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

Substitution d'éqs. (III.33) et (III.34) dans l'équation. (III.27), on obtient :

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{2e B_r \mathfrak{R} P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (\text{III.35})$$

Notez que la probabilité d'envoyer le bit "1" et "0" à tout moment pour chaque utilisateur est de 1/2, donc Eq. (III.35) devient :

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{e B_r \mathfrak{R} P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (\text{III.36})$$

Enfin, sur la base des résultats des équations. (III.34) et (III.36), le rapport signal sur bruit (SNR) moyen peut être calculé comme suit [18]:

$$SNR = \frac{I^2}{\sigma_{noise}^2} = \frac{\left[ \frac{\mathfrak{R} P_{sr} K_2}{K} \right]^2}{\frac{e B_r \mathfrak{R} P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}} \quad (\text{III.37})$$

Le BER peut alors être calculé à partir du SNR comme suit [23] :

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

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{1}{8} \times \frac{\left[ \frac{\Re P_{sr} K_2}{K} \right]^2}{\frac{e B_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2 \Delta \nu} I^2 + \frac{4 K_b T_n B_r}{R_l}}} \quad (\text{III.38})$$

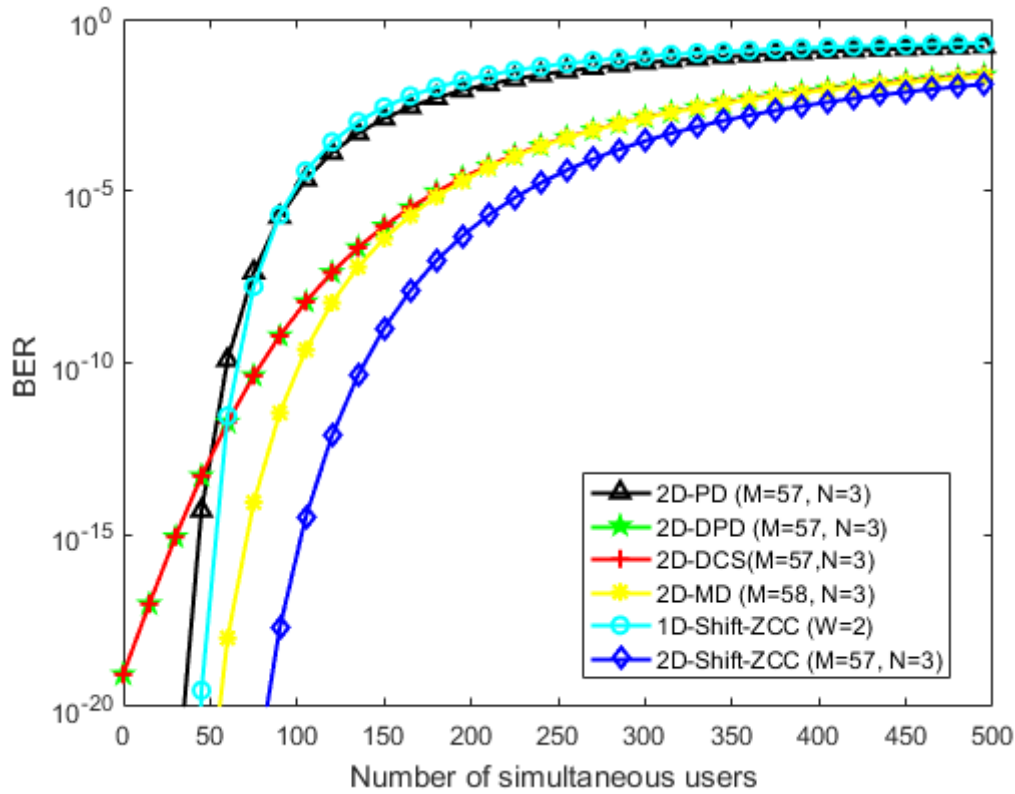
## 8. Résultats numériques et discussion

Cette section traite des performances du système OCDMA utilisant le code bidimensionnel ShiftZCC (2D-ShiftZCC) en tenant compte de deux termes : le taux d'erreur binaire (BER) en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés, de la puissance de source effective, du débit de données et de la largeur spectrale, et rapport signal sur bruit (SNR) en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés.

De plus, cette section montre également l'effet du passage du codage unidimensionnel au codage bidimensionnel du code Shift-ZCC ainsi que la comparaison avec des codes tels que 1D-ShiftZCC, 2D-différence parfaite (2D-PD), 2D-décalage cyclique dynamique (2D-DCS), 2D-différence parfaite diluée (2D-DPD) et 2D-multi diagonale (2D-MD) rapportés dans [10-14] pour les mêmes longueurs de code spectral et spatial : ( $M = 57$ ) et ( $N = 3$ ) respectivement. Les paramètres employés pour l'analyse numérique sont énumérés dans le Tableau III.3.

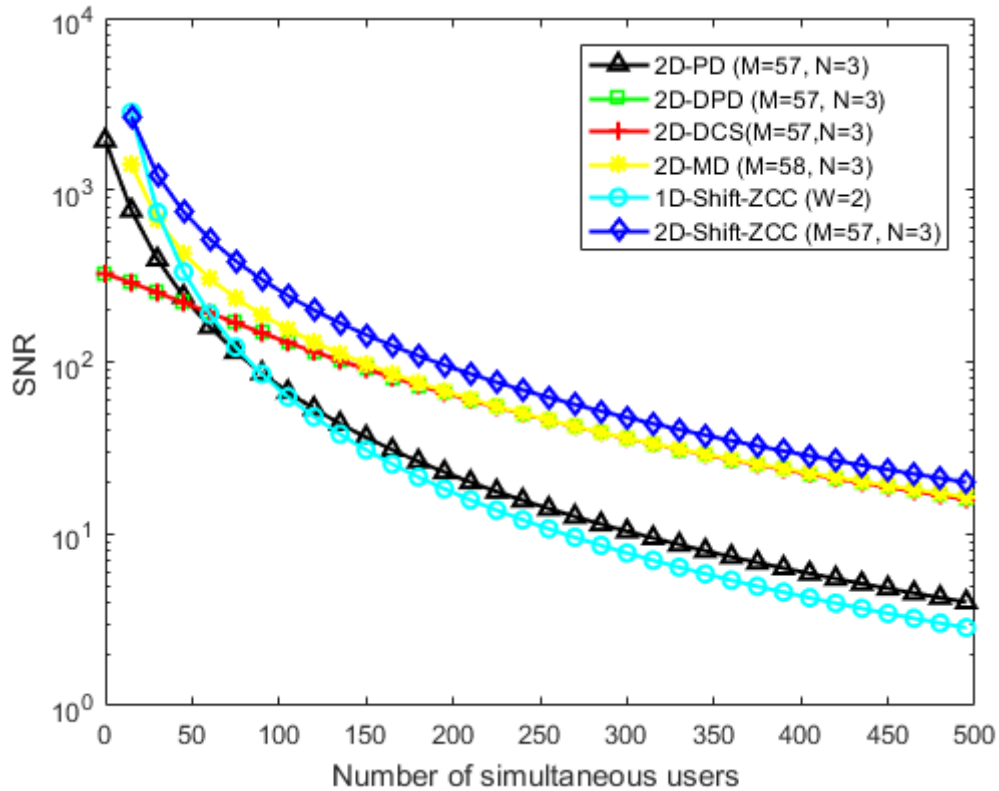
| Paramètre                         | Symbole    | Valeur                                 |
|-----------------------------------|------------|----------------------------------------|
| Sensibilité de PD                 | $\Re$      | 0.75                                   |
| Bande passante optique            | $\Delta f$ | 3.75 THz                               |
| puissance effective de la source  | $P_{sr}$   | -10 dBm                                |
| Résistance de charge au récepteur | $R_L$      | 1030 $\Omega$                          |
| Température de bruit du récepteur | $T_n$      | 300 K                                  |
| Charge électronique               | $e$        | $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$         |
| Constante de Boltzmann            | $K_b$      | $1.38 \times 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$ |
| Débit de données                  | $R_b$      | 1 Gbps                                 |

**Tableau III.3** Paramètres utilisés pour le calcul numérique [1-2,10-12]



**Figure III.3** BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés

La Figure III.3 présente la variation du BER en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour une puissance effective ( $P_{sr} = -10$  dBm) au débit de données ( $R_b = 1$  Gbps). Comme on l'observe, le code 2D-ShiftZCC peut satisfaire les exigences optiques. À un BER acceptable égal à  $10^{-9}$ , le nombre d'utilisateurs actifs de 1D-ShiftZCC et 2D-ShiftZCC est respectivement de 65 et 150. Ainsi, notre système proposé a amélioré de 2,30 fois les performances du système basé sur 1D-Shift-ZCC. De plus, la capacité de notre système proposé est améliorée de 2,5, 1,875, 1,875 et 1,29 fois la capacité des systèmes 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS et 2D-MD. De plus, lorsque le nombre d'utilisateurs actifs est le même pour tous les systèmes et égal à 150, les valeurs du BER sont  $9,2 \times 10^{-1}$ ,  $4,82 \times 10^{-2}$ ,  $1,29 \times 10^{-3}$ ,  $1,29 \times 10^{-3}$ ,  $2,2 \times 10^{-4}$ , et  $10^{-9}$  pour 1D-ShiftZCC, 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS, 2D-MD et 2D-ShiftZCC. Nous notons que le code 2D-ShiftZCC a une valeur BER inférieure à  $10^{-9}$  malgré un grand nombre d'utilisateurs, ce qui interprète que MAI est complètement éliminé et que l'effet de PIIN est réduit.



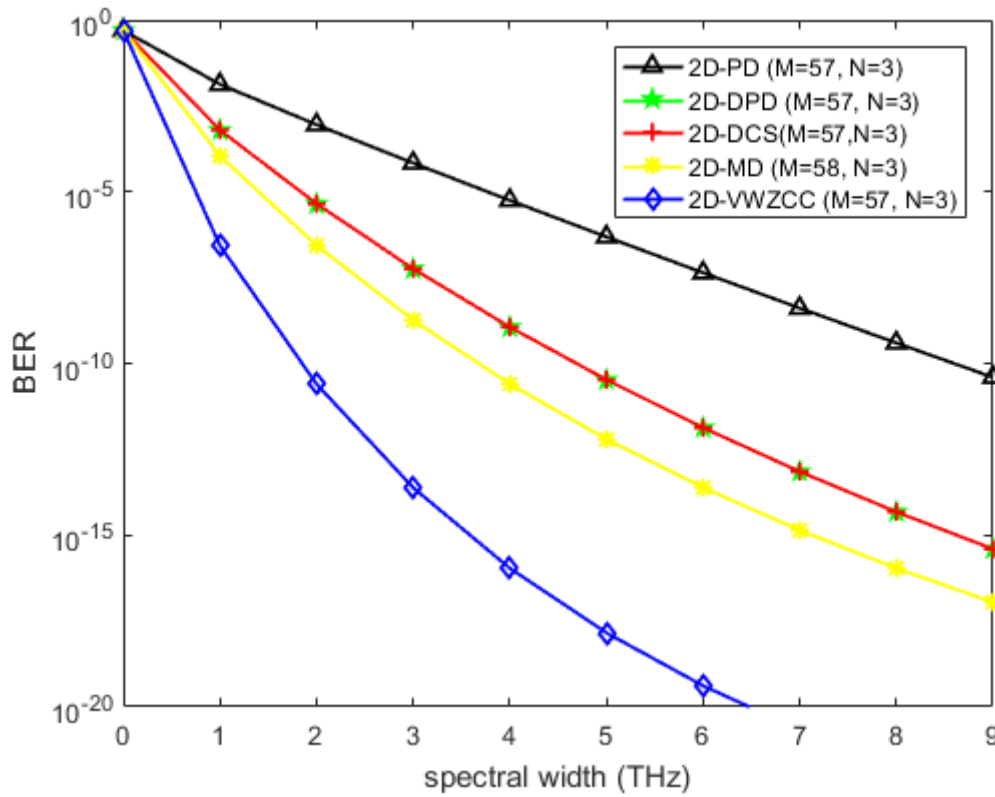
**Figure III.4** SNR par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés

La Figure III.4 montre le nombre d'utilisateurs actifs ( $K$ ) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) où le débit de données est  $R_b = 1$  Gbit/s et la puissance effective de chaque utilisateur est de  $-10$  dBm, compte tenu du bruit de grenaille, PIIN et bruit thermique dans le cas (2D) et dans le cas (1D), seuls le bruit de grenaille et le bruit thermique sont pris en compte et PIIN est négligé en raison de la propriété de corrélation croisée nulle. Selon la Figure III.4, on observe que le code 2D-Shift-ZCC a une valeur de SNR plus élevée et surpasse les systèmes qui utilisaient d'autres codes, et cela provient d'une puissance de signal élevée par rapport à la puissance de bruit.

Pour le même nombre d'utilisateurs actifs égal à 100, les valeurs SNR suivantes sont trouvées : 82, 84, 135, 135, 152 et 188 pour les codes 1D-ShiftZCC, 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS, 2D-MD, 2D-ShiftZCC respectivement.

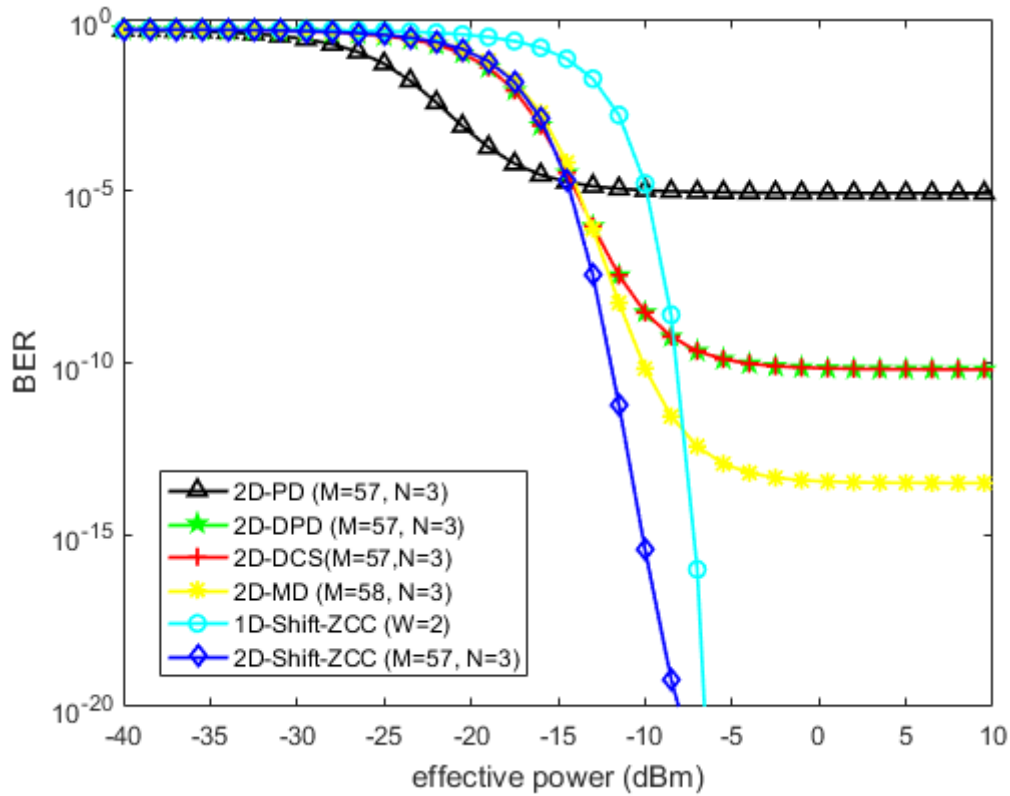
La Figure III.5 montre la relation entre le BER en fonction de la largeur spectrale lorsque le nombre d'utilisateurs actifs est fixé à 100 et que la puissance reçue est de  $-10$  dBm à un débit de données de 1 Gbps. Il est clair que la courbe 1D-ShiftZCC n'est pas tracée, car son expression SNR n'inclut pas le symbole " $\Delta\nu$ ". Pour le seuil BER, nous notons que notre code

proposé a besoin d'une bande passante plus petite jusqu'à 2 THz tandis que 8 THz, 4,6 THz, 4,6 THz et 3,2 THz pour 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS et 2D-MD.



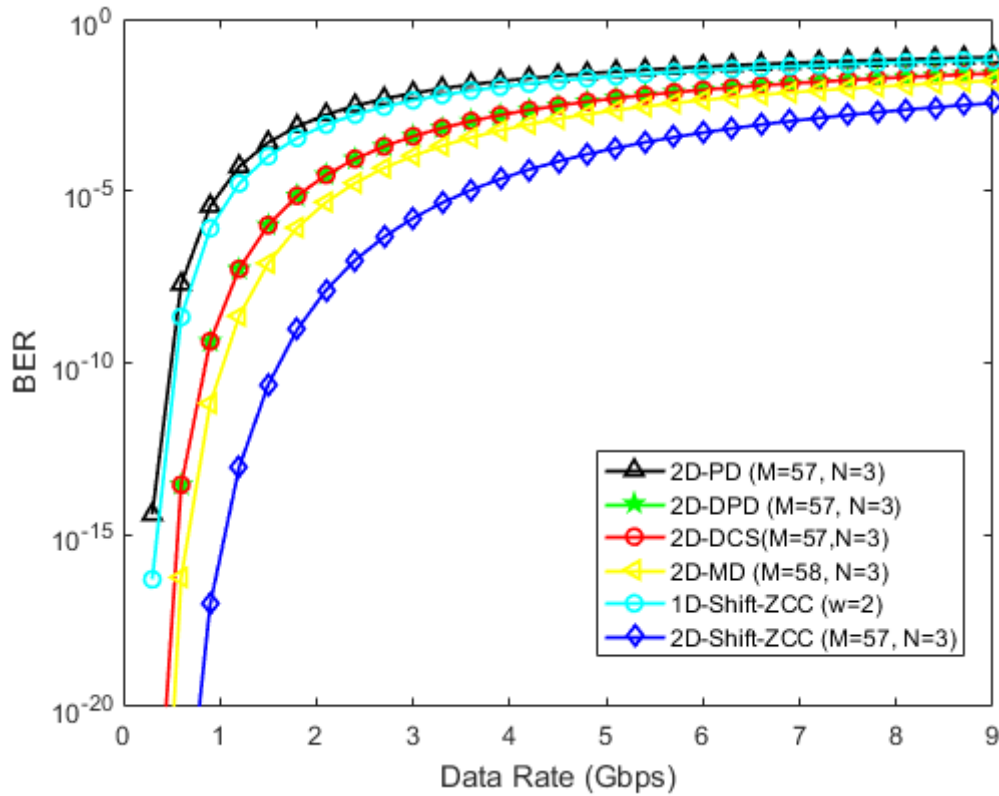
**Figure III.5** BER en fonction de la largeur spectrale

La Figure III.6 montre la variation du BER en fonction de la puissance reçue pour 100 utilisateurs actifs et un débit de données égal à 1 Gbps. Pour  $P_{sr} < -25 \text{ dBm}$ , tous les codes ont à peu près les mêmes performances ; en d'autres termes, tous les systèmes OCDMA testés dans cette enquête sont les mêmes en termes de BER. D'autre part, la courbe du code 2D-PD varie rapidement de  $P_{sr} > -25 \text{ dBm}$  et n'a pas la capacité d'atteindre le BER acceptable en raison de l'influence intense de PIIN. Concernant les autres codes, ils commencent en variation jusqu'à ce que le BER acceptable soit atteint à -7,2, -7,2, -6,8, -10 et -13,5 dBm pour les codes 2D-DCS, 2D-DPD, 1D-ShiftZCC, 2D-MD, et 2D-ShiftZCC, respectivement. Conformément aux résultats ci-dessus, l'utilisation de notre code proposé permet à chaque utilisateur du système OCDMA de n'avoir besoin que d'une puissance mineure au niveau du récepteur et d'économiser environ -6,3, -6,3 et -3,5 dBm par rapport aux codes 2D-DPD, 2D-DCS et 2D-MD, respectivement. De plus, la transition de 1D à 2D permet d'économiser environ -6,7 dBm respectivement.



**Figure III.6** BER par rapport la puissance de source effective

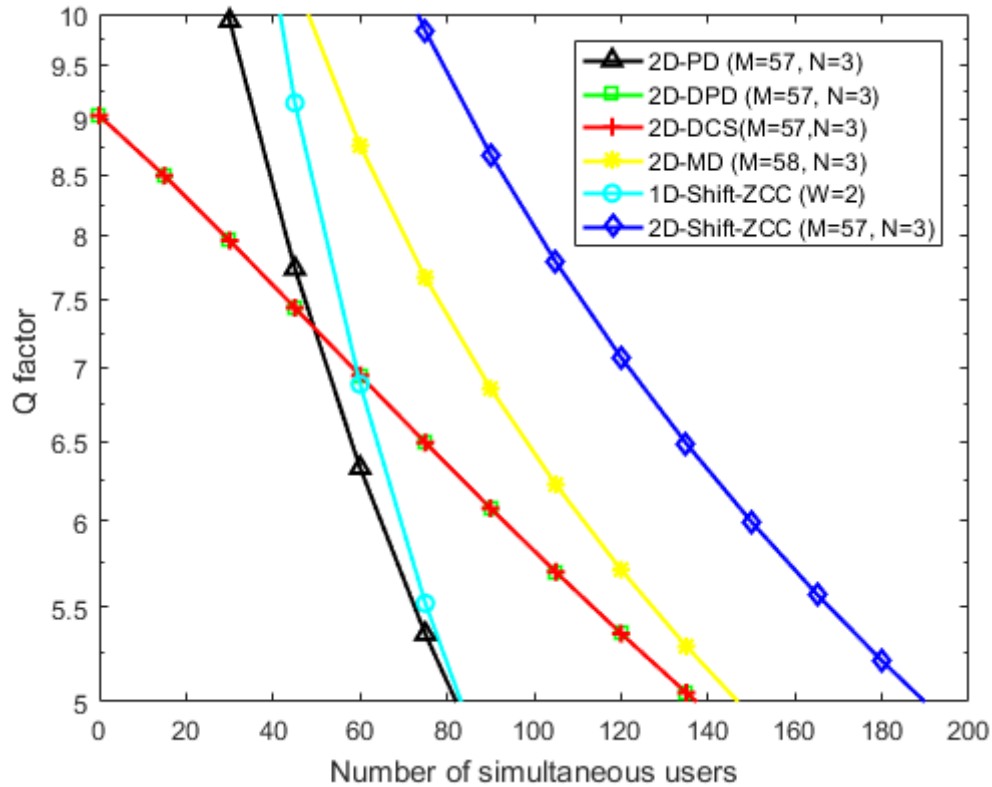
La Figure III.7 montre la variation du débit de données de chaque utilisateur par rapport au BER lorsque le nombre d'utilisateurs actifs et la puissance de source effective sont fixés respectivement à 100 et  $-10$  dBm. La Figure III.8 montre que chaque utilisateur dans notre système proposé peut atteindre un débit de données élevé supérieur à 1,5 Gb/s, tandis que chaque utilisateur dans le système OCDMA basé sur différents codes 2D : PD, DPD, DCS et MD, il peut prendre en charge respectivement 0,48, 1,22, 1,22, et 1,4 Gb/s. Ces codes développés ne peuvent pas atteindre 1,5 Gb/s. De plus, notre code permet à chaque utilisateur du système OCDMA de prendre en charge 2 Gb/s. Par conséquent, il surpasse le code 1D qui peut atteindre 0,5 Gb/s. Ainsi, la différence entre 1D et 2D en termes de débit de données autorisé s'élève à environ 4 fois respectivement.



**Figure III.7** BER en fonction de débit de données

En utilisant l'équation (III.39), la variation du facteur  $Q$  en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés est tracée pour un débit de données de 1 Gbps, comme représenté sur la Figure III.8, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, le facteur  $Q$  diminue, ce qui démontre la corrélation négative entre eux, contrairement à BER et ' $K$ '. À une valeur de facteur  $Q$  agréable pour la communication optique, qui est donnée par 6 dB, la cardinalité du système OCDMA est de 150, 60, 80, 80, 116, et 65 pour le 2D-ShiftZCC, 2D-PD, 2D-DCS, 2D-MD et 1D-ShiftZCC, respectivement. À partir de là, il est clair que les résultats présentés dans la Figure III.9 correspondent aux résultats présentés dans la Figure III.3. Par conséquent, nous pouvons dire qu'il est possible d'utiliser le facteur  $Q$  ou les critères BER pour estimer les performances du système.

$$Q_{dB} = 20 \log_{10} \left[ \frac{\sqrt{2}}{\text{erfc}(2 \times \text{BER})} \right] \quad (\text{III.39})$$

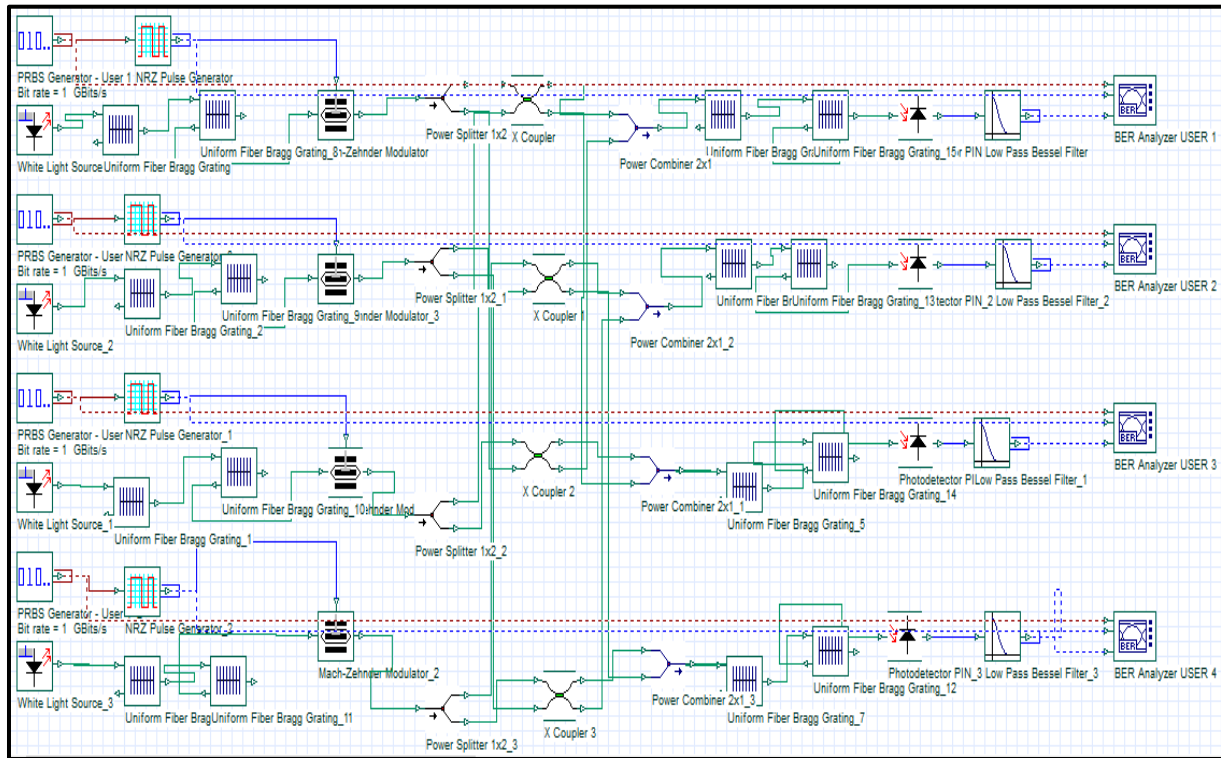


**Figure III.8** facteur Q par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés

### 9. Simulation de réseau 2D-ShiftZCC-OCDMA

Dans cette seconde partie, notre système 2D-ShiftZCC-OCDMA est également simulé et vérifié à l'aide du logiciel Optisystem version 7.0 comme le montre la Figure III.9. Ce système contient quatre utilisateurs : deux pour le domaine spectral et deux pour le domaine spatial. L'émetteur du système 2D-ShiftZCC est composé d'un laser CW pour générer la bande passante optique ( $\Delta\nu$ ), générateur de séquence de bits pseudo-aléatoire (PRBS), codeur non-retour à zéro (NRZ), réseau de Bragg à fibre (FBGs) pour le codage spectral, des coupleurs en étoile pour le codage spatial et un modulateur Mach-Zehnder qui convertit les données électriques en impulsions optiques.

Au niveau du récepteur, on retrouve les composants suivants : deux ensembles de FBGs pour décoder les impulsions désirées et filtrer les autres, une seule photodiode (PD) pour la détection spectrale directe (SDD) qui convertit les impulsions optiques sous forme électrique, et filtre passe-bas (LPF) à la fin du récepteur.



**Figure III.9** Système 2D-OCDMA basée sur le code 2D-ShiftZCC pour quatre utilisateurs

Dans un premier temps, les données générées à l'aide de PRBS et NRZ sont codées selon la séquence spectrale correspondante. Ensuite, elles sont séparées à l'aide d'un séparateur de puissance pour un codage spatial à l'aide de coupleurs en étoile, puis les impulsions codées spectralement/spatialement sont combinées et transmises via un seul canal optique au récepteur. Après réception des données, les signaux combinés sont divisés à l'aide d'un séparateur, puis décodés spectralement à l'aide de *FBGs*. Par conséquent, un seul PD est utilisé pour la détection directe et un filtre LPF pour filtrer les signaux indésirables afin de récupérer les données respectivement.

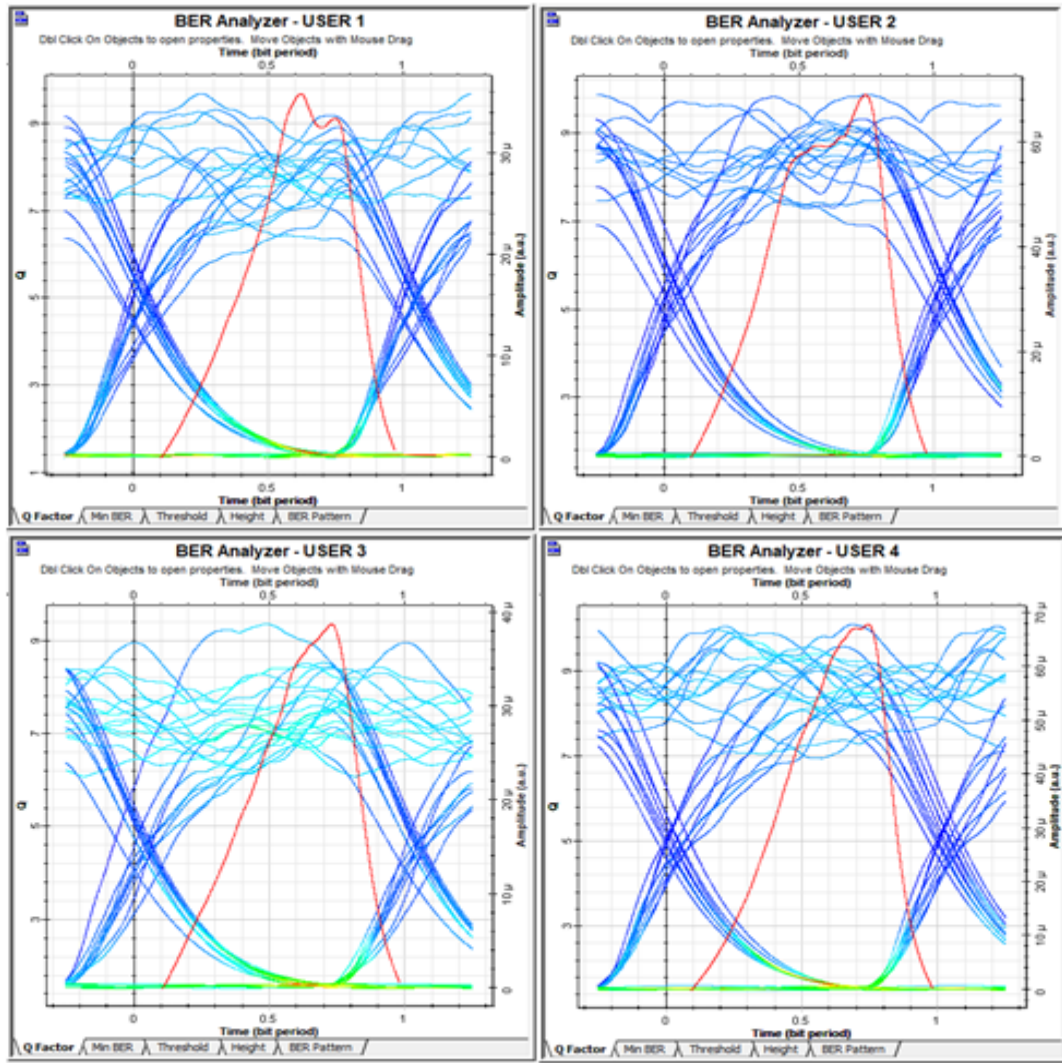
Les performances du système développé sont évaluées en termes de BER, facteur Q et diagrammes de l'œil à l'aide de différents paramètres présentés dans le Tableau III.4. De plus, le Tableau III.5 explique comment coder et décoder en deux dimensions, spectrale et spatiale pour quatre utilisateurs et un mot de code approprié pour chacun d'eux.

| Paramètres                       | Valeur                             |
|----------------------------------|------------------------------------|
| Largeur spectrale de chaque puce | 0.3 nm                             |
| Débit de données                 | 0.622 et 1 Gb/s                    |
| Coefficient de bruit thermique   | $1.8 \times 10^{-23} \text{ W/Hz}$ |
| Courant                          | 10 nA                              |
| Sensibilité PD                   | 1 A/W                              |
| Longueur d'onde centrale         | 1550 nm                            |
| Filtre passe-bas                 | $0.65 \times D \text{ GHz}$        |
| Coefficient de couplage          | 0.5 dB                             |
| Taux d'extinction MZM            | 30 dB                              |
| largeur spectrale                | 5 nm                               |

**Tableau III.4** Paramètres utilisés dans la simulation de réseau [1,2,8,12,17,18]

| $X_g$   | $\lambda_1$      | $\lambda_2$      | $\lambda_3$ | $\lambda_4$ | $\lambda_1$ | $\lambda_2$ | $\lambda_3$      | $\lambda_4$      |
|---------|------------------|------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------------------|------------------|
| $Y_h^T$ |                  |                  |             |             |             |             |                  |                  |
| $C_1$   | $\lambda_1, C_1$ | $\lambda_2, C_1$ |             |             |             |             | $\lambda_3, C_1$ | $\lambda_4, C_1$ |
| $C_2$   | $\lambda_1, C_2$ | $\lambda_2, C_2$ |             |             |             |             | $\lambda_3, C_2$ | $\lambda_4, C_2$ |
| $C_3$   |                  |                  |             |             |             |             |                  |                  |
| $C_4$   |                  |                  |             |             |             |             |                  |                  |
| $C_1$   |                  |                  |             |             |             |             |                  |                  |
| $C_2$   |                  |                  |             |             |             |             |                  |                  |
| $C_3$   | $\lambda_1, C_3$ | $\lambda_2, C_3$ |             |             |             |             | $\lambda_3, C_3$ | $\lambda_4, C_3$ |
| $C_4$   | $\lambda_1, C_4$ | $\lambda_2, C_4$ |             |             |             |             | $\lambda_3, C_4$ | $\lambda_4, C_4$ |

**Tableau III.5** Mots de code de 2D-ShiftZCC pour le réseau OCDMA



**Figure III.10** Diagrammes de l'œil de 4 utilisateurs utilisant le code 2D-ShiftZCC à 622Mbps

Les diagrammes de l'œil de quatre utilisateurs actifs sont affichés à la Figure III.10. À travers la figure, il est clair que le code 2D-ShiftZCC donne de bonnes performances grâce à l'avantage de ZCC qui supprime totalement le MAI et réduit le bruit PIIN. En bref, tant que l'œil s'étend verticalement, les performances du système s'améliorent et vice versa. Ainsi, les valeurs des facteurs BER et Q sont  $Q = 9.68$  et  $BER = 1,24 \times 10^{-22}$ ,  $Q = 9.87$  et  $BER = 1.49 \times 10^{-23}$ ,  $Q = 9.35$  et  $BER = 2.98 \times 10^{-21}$ ,  $Q = 10.09$  et  $BER = 2.02 \times 10^{-24}$  pour les utilisateurs 1, 2, 3 et 4 respectivement.

Pour renforcer ce qui a été mentionné dans la Figure III.10, les Figures III.11 et III.12 révèlent le diagramme de l'œil du premier utilisateur lorsque le débit de données est égal respectivement à 622Mbps et 1Gbps, il est évident que notre code offre une meilleure efficacité malgré le haut débit de données. Il montre des valeurs de BER inférieures atteignant  $1.24 \times 10^{-22}$  et (inférieure à la valeur acceptable de  $(10^{-9})$ ) et de bonnes valeurs de facteur Q jusqu'à 9.68 (supérieure à 6), ce qui signifie que le 2D-ShiftZCC s'accorde avec les exigences de la communication optique et améliore la capacité de détection des signaux souhaités et augmente la cardinalité simultanée du système 2D-OCDMA.

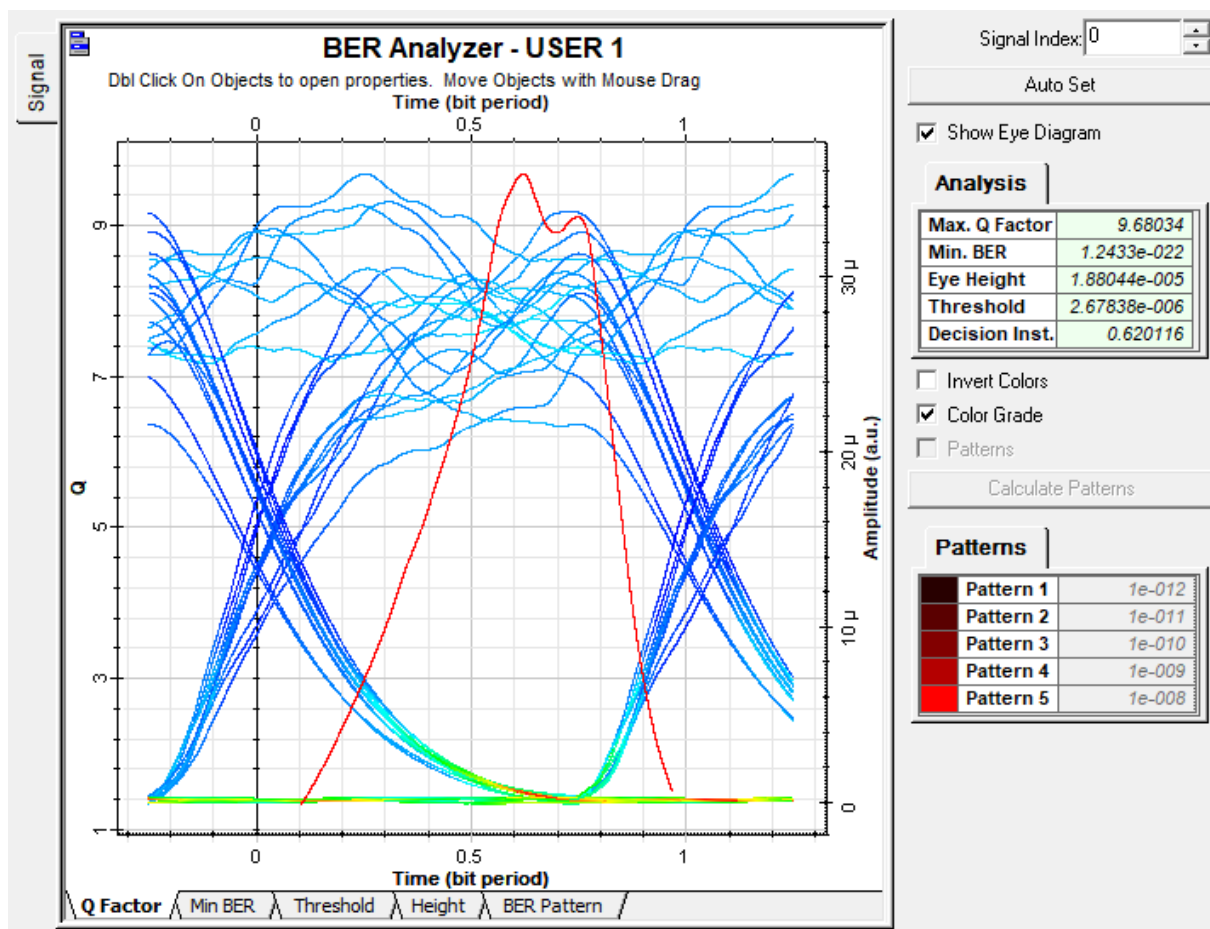
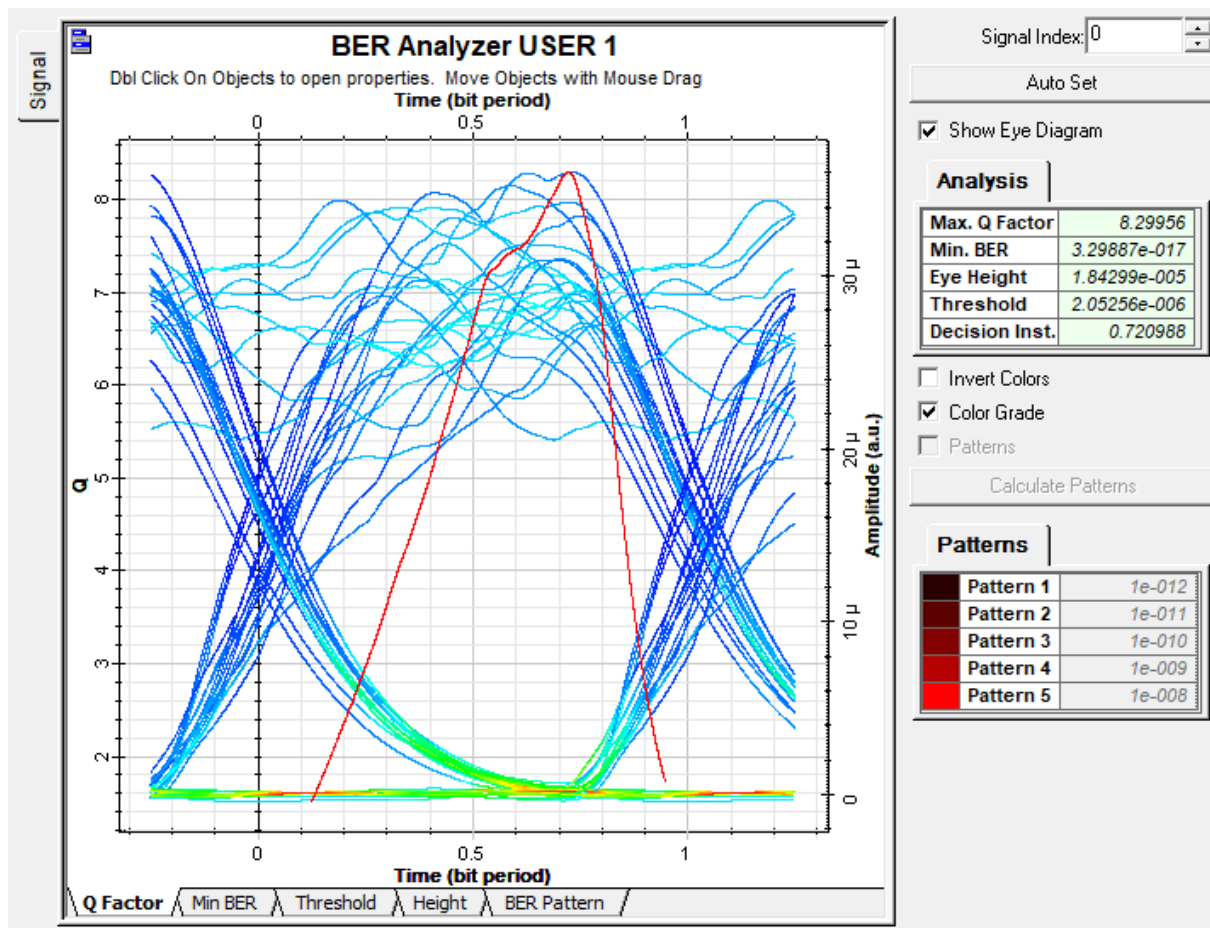


Figure III.11 Diagramme de l'œil du premier utilisateur à 622 Mbps



**Figure III.12** Diagramme de l'œil du premier utilisateur à 1 Gbps

## 10. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle structure de code spectral/spatial 2D-ShiftZCC est proposée pour le système OCDMA utilisant le code 1D-ShiftZCC précédemment développé. Le code suggéré peut supprimer totalement les interférences MAI et réduire le bruit PIIN en raison de sa propriété de corrélation croisée nulle.

Par rapport à plusieurs codes 2D, notamment 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS et 2D-MD qui ont été récemment développés et publiés, le code proposé répond aux exigences des réseaux optiques en prenant en charge une capacité simultanée élevée, une structure de récepteur simple, un débit de données élevé utilisant également une source d'alimentation efficace inférieure, ce qui lui permet de fournir une valeur BER inférieure, une meilleure qualité de transmission.

## Références

- [1] M. Rahmani, A. Cherifi, G. N. Sabri, B. S. Bouazza, et A. Karar, « Contribution of OFDM modulation to improve the performance of non-coherent OCDMA system based on a new variable weight zero cross correlation code », *Opt Quant Electron*, vol. 54, n° 9, p. 576, sept. 2022, doi: 10.1007/s11082-022-03949-5.
- [2] M. Rahmani, A. Cherifi, A. S. Karar, G. Naima Sabri, et B. S. Bouazza, « Contribution of New Three-Dimensional Code Based on the VWZCC Code Extension in Eliminating Multiple Access Interference in Optical CDMA Networks », *Photonics*, vol. 9, n° 5, p. 310, mai 2022, doi: 10.3390/photonics9050310.
- [3] A. Cherifi, H. Mrabet, B. S. Bouazza, et S. A. Aljunid, « Performance enhancement of multiple access 3D-OCDMA networks using a pascal triangle codes », *Opt Quant Electron*, vol. 52, n° 2, p. 131, févr. 2020, doi: 10.1007/s11082-020-2246-5.
- [4] Zou Wei, H. M. H. Shalaby, et H. Ghafouri-Shiraz, « Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems », *J. Lightwave Technol.*, vol. 19, n° 9, p. 1274-1281, sept. 2001, doi: 10.1109/50.948274.
- [5] T. H. Abd, S. A. Aljunid, H. A. Fadhil, R. A. Ahmad, et N. M. Saad, « Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network », *Optical Fiber Technology*, vol. 17, n° 4, p. 273-280, juill. 2011, doi: 10.1016/j.yofte.2011.04.002.
- [6] K. Meftah, A. Cherifi, A. Dahani, M. Alayedi, et H. Mrabet, « A performance investigation of SAC-OCDMA system based on a spectral efficient 2D cyclic shift code for next generation passive optical network », *Opt Quant Electron*, vol. 53, n° 10, p. 569, oct. 2021, doi: 10.1007/s11082-021-03073-w.
- [7] W. A. Imtiaz, H. Y. Ahmed, M. Zeghid, et Y. Sharief, « An optimized architecture to reduce the impact of fiber strands in spectral/spatial optical code division multiple access passive optical networks (OCDMA-PON) », *Optical Fiber Technology*, vol. 54, p. 102072, janv. 2020, doi: 10.1016/j.yofte.2019.102072.
- [8] H. Y. Ahmed, M. Zeghid, W. A. Imtiaz, et A. Sghaier, « Two dimensional Fixed Right Shift (FRS) code for SAC-OCDMA systems », *Optical Fiber Technology*, vol. 47, p. 73-87, janv. 2019, doi: 10.1016/j.yofte.2018.11.021.
- [9] Chao-Chin Yang et Jen-Fa Huang, « Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, n° 1, p. 168-170, janv. 2003, doi: 10.1109/LPT.2002.805780.

- [10] Cheing-Hong Lin, Jingshown Wu, et Chun-Liang Yang, « Noncoherent spatial/spectral optical CDMA system with two-dimensional perfect difference codes », *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, n° 12, p. 3966-3980, déc. 2005, doi: 10.1109/JLT.2005.859407.
- [11] Bih-Chyun Yeh, Cheing-Hong Lin, Chun-Liang Yang, et Jingshown Wu, « Noncoherent Spectral/Spatial Optical CDMA System Using 2-D Diluted Perfect Difference Codes », *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, n° 13, p. 2420-2432, juill. 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.2010721.
- [12] N. Jellali, M. Najjar, M. Ferchichi, et H. Rezig, « Development of new two-dimensional spectral/spatial code based on dynamic cyclic shift code for OCDMA system », *Optical Fiber Technology*, vol. 36, p. 26-32, juill. 2017, doi: 10.1016/j.yofte.2017.02.002.
- [13] R. A. Kadhim, H. A. Fadhil, S. A. Aljunid, et M. S. Razalli, « A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems », *Optics Communications*, vol. 329, p. 28-33, oct. 2014, doi: 10.1016/j.optcom.2014.04.082.
- [14] S. Panda, « Effect of SHIFTZCC codes for optical CDMA system », *World scientific news*, vol. 2, n° 67, p. 365-389, 2017.
- [15] M. Malleswari et K. Murugesan, « Construction and bit error analysis of zero cross-correlation codes for SAC-Optical CDMA systems », *J Opt*, vol. 42, n° 4, p. 307-310, déc. 2013, doi: 10.1007/s12596-013-0145-x.
- [16] H. Sarangal, A. Singh, J. Malhotra, et S. S. Thapar, « Performance Investigation of PM-ZCC Code in Hybrid SAC-OCDMA System through Inter-Satellite OWC Channel », *Wireless Pers Commun*, vol. 120, n° 4, p. 3329-3341, oct. 2021, doi: 10.1007/s11277-021-08616-8.
- [17] M. Alayedi, A. Cherifi, A. Ferhat Hamida, et H. Mrabet, « A fair comparison of SAC-OCDMA system configurations based on two dimensional cyclic shift code and spectral direct detection », *Telecommun Syst*, vol. 79, n° 2, p. 193-212, févr. 2022, doi: 10.1007/s11235-021-00840-8.
- [18] A. Cherifi, N. Jellali, M. Najjar, S. A. Aljunid, et B. S. Bouazza, « Development of a novel two-dimensional-SWZCC – Code for spectral/spatial optical CDMA system », *Optics & Laser Technology*, vol. 109, p. 233-240, janv. 2019, doi: 10.1016/j.optlastec.2018.07.078.
- [19] M. Alayedi, A. Cherifi, A. F. Hamida, M. Rahmani, Y. Attalah, et B. S. Bouazza, « Design improvement to reduce noise effect in CDMA multiple access optical systems based on new (2-D) code using spectral/spatial half-matrix technique », *Journal of Optical Communications*, vol. 0, n° 0, p. 000010151520200069, sept. 2020, doi: 10.1515/joc-2020-0069.

- [20] M. N. Nurol, A. R. Arief, M. S. Anuar, S. A. Aljunid, N. Din Keraf, et S. Arif, « Performance analysis of 2-D Extended-EDW Code for optical CDMA system », in *2014 2nd International Conference on Electronic Design (ICED)*, Penang, Malaysia: IEEE, août 2014, p. 287-292. doi: 10.1109/ICED.2014.7015815.
- [21] Bih-Chyun Yeh, Cheing-Hong Lin, et Jingshown Wu, « Noncoherent Spectral/Time/Spatial Optical CDMA System Using 3-D Perfect Difference Codes », *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, n° 6, p. 744-759, mars 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.925680.
- [22] M. Alayedi, A. Cherifi, A. F. Hamida, B. S. Bouazza, et S. A. Aljunid, « Performance Improvement of Optical Multiple Access CDMA Network Using a New Three-Dimensional (Spectral/Time/Spatial) Code », *Wireless Pers Commun*, vol. 118, n° 4, p. 2675-2698, juin 2021, doi: 10.1007/s11277-021-08149-0.
- [23] N. Jellali, M. Najjar, M. Ferchichi, et H. Rezig, « Three-dimensional multi-diagonal codes for OCDMA system », *Optik*, vol. 145, p. 428-435, sept. 2017, doi: 10.1016/j.ijleo.2017.07.057.

### **Conclusion Générale et Perspectives**

Cette thèse a été consacrée à la recherche de solutions afin de s'affranchir des contraintes de performances du système OCDMA dans différents domaines de codage/décodage : codes unidimensionnels et codes bidimensionnels. Ces contraintes renvoient aux spectres se chevauchant survenus de deux utilisateurs au moins, qui correspondent à la même phase. Dans le but de satisfaire les exigences des réseaux optiques en augmentant la capacité du système, de nombreux codes ont été développés.

Notre étude porte sur l'amélioration de la transmission des données sur les systèmes de communication optiques et pour cela, nous nous intéressons aux différentes techniques d'accès multiple utilisées dans les domaines radiofréquence et optique. Ceci nous a conduits à opter pour la technique SAC-OCDMA, le concept de la technique, les raisons de son privilège ainsi que leurs différents types de codage et de décodage ont été expliqués.

Le système SAC-OCDMA utilise des sources incohérentes en raison de leur faible coût et de leur large bande passante optique qui permet la division du spectre pour réaliser le codage. Cependant, le bruit d'intensité relié à ces sources limite les performances du système comme les interférences d'accès multiple (MAI) dues aux produits d'inter corrélation non nuls des codes exploités.

Cependant, dans cette enquête, un nouveau code spectral/spatial bidimensionnel a été proposé appelé 2-D ShiftZCC. Comme indiqué au chapitre III, la construction de ce code est basée sur le code unidimensionnel (1D) où l'analyse mathématique a été présentée. En plus de l'interférence élevée du signal qui limite la cardinalité et le nombre d'utilisateurs simultanés pouvant être accueillis, le réseau OCDMA souffre intrinsèquement de MAI et PIIN, qui représentent les principaux facteurs conduisant à la dégradation des performances dans la séquence de code OCDMA. Ainsi, la principale réalisation de cette étude est de supprimer l'impact de MAI, ainsi que l'effet du bruit PIIN au niveau du récepteur.

Quelques perspectives et suggestions pour des travaux futurs :

- Rechercher et proposer des codes 1D, 2D et 3D pour améliorer les systèmes d'accès multiples en termes de capacité de multiplexage, de nombre d'utilisateurs et de débit de transmission.

## *Conclusion générale*

---

- L'application de ces codes proposée dans cette mémoire dans des domaines tridimensionnels et quadridimensionnels (3D et 4D).
- Implémentation de ces codes dans les nouvelles technologies et dans les systèmes hybrides performants pour améliorer les performances.