Année 2022

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

Université DJILLALI LIABES de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de génie électrique
Département de Télécommunications

Laboratoire des télécommunications et de traitement numérique du signal

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en 3ème cycle
Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Présentée par :

Mme. OUIS Esma

Codes d'Etalement pour les Systèmes de Communications : Analyse, Construction et Performances

---

Soutenue le :

Devant le jury composé de :

Président	DJEBBARI Ali	Pr	UDL-SBA
Examinateurs			
	ELAHMAR Sid Ahmed	Pr	UDL-SBA
	ABRI Mehadji	Pr	Université de Tlemcen
	KANDOUCI Chahinaz	MCA	UDL-SBA
Directeur de thèse	FASSI Benattou	MCA	UDL-SBA
Co-Directeur de thèse	DRIZ Samia	MCA	UDL-SBA

"Je ne me décourage pas, car chaque tentative infructueuse qu’on laisse derrière soi constitue un autre pas en avant."

Thomas Edison

Dédicaces

Tout d'abord je rends grâce à Allah de m'avoir donné la force et le courage de terminer ce travail.

Je dédie cette thèse :

Á mes parents, mon mari et tous les membres de ma famille en reconnaissance à leur soutien permanent, constant et surtout sans aucune faille; avec la patience et la confiance qu'ils m'ont toujours témoignée.

Á mon directeur de thèse Dr. B. FASSI, et ma co-directrice de thèse Dr. S. DRIZ, pour leur générosité et leur soutien m'oblige de leur témoigner mon profond respect.

Remerciements

Cette thèse est le résultat des travaux de recherche menés au sein du Laboratoire des Télécommunications et Traitement Numérique du Signal (LTTNS).

J'exprime ma profonde gratitude à mon directeur de thèse Monsieur FASSI Benattou, Maitre de conférences A à l'Université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel-Abbes et ma Co-directrice de thèse Madame DRIZ Samia, Maitre de conférences A à l'Université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel-Abbes, de l'honneur qu'ils m'ont fait en me proposant ce riche sujet. Leurs qualités d'écoute, leurs conseils avisés, leurs expériences en recherche et leurs soutiens permanents ont largement contribué à l'aboutissement de cette étude.

Je tiens à remercier également Monsieur DJEBBAR Ali, Professeur à l'université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel-Abbès, pour avoir accepté de présider le Jury de ma thèse ainsi que les membres du Jury : Monsieur ELAHMAR Sid Ahmed, Professeur à l'université de l'université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel-Abbès, Monsieur ABRI Mehadji, Professeur à l'université de Tlemcen, ainsi que Mme KANDOUCI Chahinaz, Maitre de Conférences A à l'université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel-Abbès, pour avoir acceptés de rapporter mon manuscrit de thèse.

Enfin, et sans cité des noms, un remerciement particulier envers ceux et celles qui ont toujours été à mes côtés pour m'aider et m'encourager.

Résumé

L'interférence d'accès multiple MAI (Multiple Access Interference) et l'interférence par trajets multiples MPI (MultiPath Interference) sont deux interférences courantes qui corrompent la transmission du signal dans les environnements de communication sans fil, notamment dans les systèmes d'accès multiple par répartition en code CDMA (Code Division Multiple Access). La technique CDMA utilise des séquences d'étalement où la propriété de corrélation est une caractéristique principale pour résoudre le problème des interférences MAI. Cette thèse a pour objectif l'analyse, l'étude des constructions des codes d'étalement dans les systèmes CDMA synchrones et asynchrones et l'amélioration des performances dudit système. Nous avons deux contributions principales. La première contribution repose sur la proposition d'une nouvelle construction de séquences ZCZ (Zero Correlation Zone) polyphasées basée sur la matrice DFT (Discrete Fourier Transform) et la technique d'entrelacement. La construction proposée est plus flexible et l'ensemble des codes ZCZ obtenus est optimal ou quasi-optimales. Notre deuxième contribution consiste à proposer de nouveaux mécanismes de sécurité pour améliorer la confidentialité de la couche physique des systèmes OCDMA (Optical CDMA). Pour cela, trois conceptions sont proposées en utilisant des composants logiques optiques à savoir les multiplexeurs (sélecteurs de ligne), les convertisseurs de longueur d'onde et les portes XOR (ou exclusif). De plus, nous avons montré par simulations, sur le logiciel OptiSystem, les performances de ces conceptions en termes du taux d'erreur binaire (TEB).

Mots clés : Systèmes CDMA, ZCC, ZCZ polyphasé, SOA, Sécurité, Confidentialité, OptiSystem.

Abstract

Multiple Access Interference (MAI) and Multipath Interference (MPI) are two common interferences that corrupt signal transmission in wireless communication environments, especially in CDMA (Code Division Multiple Access) systems. The CDMA technique uses spreading sequences where the correlation property is a main characteristic to solve the problem of MAI interference. This thesis aims to analyze and study the constructions of spreading codes in synchronous and asynchronous CDMA systems and to improve the performance of said system. We have two main contributions. The first contribution is based on the proposal of a new construction of polyphase ZCZ (Zero Correlation Zone) sequences based on the DFT (Discrete Fourier Transform) matrix and the interleaving technique. The proposed construction is more flexible and the obtained set of ZCZ codes is optimal or near-optimal. Our second contribution consists in proposing new security mechanisms to improve the confidentiality of the physical layer of OCDMA (Optical CDMA) systems. For this, three designs are proposed using optical logic components namely multiplexers (line selectors), wavelength converters and XOR gates. In addition, we have shown by simulations, using OptiSystem software, the performance of these designs in terms of Bit Error Rate (BER).

Keywords: CDMA Systems, ZCC, polyphase ZCZ, SOA, Security, Confidentiality, OptiSystem.

ملخص

تداخل الوصول المتعدد (MAI) والتداخل متعدد المسارات (MPI) هما نوعان من التداخلات الشائعة التي تفسد إرسال الإشارات في بيئات الاتصالات اللاسلكية ، وخاصة أنظمة الوصول المتعدد بتقسيم رمز CDMA (CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS) .تستخدم تقنية CDMA تسلسلات الانتشار حيث تكون خاصية الارتباط سمة رئيسية لحل مشكل تداخل MAI . تهدف هذه الأطروحة إلى تحليل و دراسة إنشاءات رموز الانتشار في أنظمة CDMA المتزامنة وغير المتزامنة اضافة الى تحسين أداء النظام المذكور. لدينا مساهمتين رئيسيتين. تتمثل المساهمة الأولى في اقتراح إنشاء جديد من رموز ZCZ (ZERO CORRELATION ZONE) متعددة الأطوار بناءً على مصفوفة DISCRETE FOURIER TRANSFORM) DFT) وتقنية التشذير. البناء المقترح أكثر مرونة ومجموعة رموز ZCZ التي تم الحصول عليها تعتبر مثالية أو شبه مثالية . تتمثل مساهمتنا الثانية في اقتراح آليات أمنية جديدة لتحسين سرية أنظمة OCDMA (OPTICAL CDMA) . لهذا ، تم اقتراح ثلاثة تصميمات باستخدام عناصر المنطق البصري وهي معددات الإرسال محولات الطول الموجي وبواباتXOR . بالإضافة إلى ذلك ، أظهرنا من خلال عمليات المحاكاة ، باستعمال برنامج OPTISYSTEM ، أداء هذه التصميمات من حيث معدل خطأ البت (BER) .

الكلمات الرئيسية : انظمة CDMA ، ZCC، ZCZ متعدد الأطوار ، SOA، الأمان ، الخصوصية ، OPTISYSTEM

Table des matières

Dédicaces i
Remerciements ii
Résumé iii
Abstract iv
ملخص v
Table des matières vi
Liste des figures ix
Liste des tableaux xii
Liste des abréviations xiii
Introduction générale 1

Chapitre 1 : Introduction à la technique CDMA

1.1 Introduction 3
1.2 Etude de la technique CDMA 3
1.2.1 Principe 3
1.2.2 Techniques d'étalement de spectre 5
1.2.2.1 CDMA à séquence directe (DS-CDMA) 6
1.2.2.2 CDMA à saut de fréquence (FH-CDMA) 6
1.2.2.3 CDMA à saut de temps (TH-CDMA) 8
1.2.2.4 CDMA hybride 9
1.3 Etude de la technique CDMA Optique 9
1.3.1 Théorie et architectures 9
1.3.2 Catégories de l'OCDMA 10
1.3.2.1 OCDMA à encodage temporel 10
1.3.2.2 OCDMA à encodage spectral 11
1.3.2.3 OCDMA hybride 12
a) Le système hybride OCDMA-OTDM 12
b) Le système hybride OCDMA-WDM 13
C) Le système hybride OCDMA-SCM 14
1.4 Techniques de détection en SAC-OCDMA 15
1.4.1 Détection balancée 15
1.4.2 Détection directe 17
1.5 Conclusion 18

Chapitre 2 : Les codes d'étalement pour les systèmes de communications

2.1 Introduction 19
2.2 Critères de choix de codes 19
2.3 Les codes d'étalement adaptés aux systèmes synchrones 20
2.3.1 Les codes orthogonaux 20
2.3.1.1 Les codes bipolaire de Walsh-Hadamard 20
2.3.1.2 Les codes de Golay 21
2.3.2 Les codes d'intercorrélation nulle ZCC 21
2.3.2.1 Propriétés de corrélation 21
2.3.2.2 Construction 22
2.4 Les codes d'étalement adaptés aux systèmes asynchrones 23
2.4.1 Les codes de Gold 23
2.4.2 Les codes à zone de corrélation nulle ZCZ 24
2.4.2.1 Définition 24
2.4.2.2 Propriétés 25
2.4.2.3 Etude de la construction de séquences ZCZ binaires (Hayashi) 26
2.4.2.4 Etude de la construction de séquences ZCZ ternaires (Hayashi) 27
2.4.2.5 Construction de séquences ZCZ polyphasé 28
2.5 Applications 34
2.5.1 Analyse des performances des codes utilisés dans le système DS-CDMA asynchrone 34
2.5.2 Applications des codes ZCC au système SAC-OCDMA 36
2.5.3 Applications des codes ZCZ au système VLC 37
2.6 Conclusion 41

Chapitre 3 : Sécurité et confidentialité des données dans les systèmes OCDMA

3.1 Introduction 43
3.2 Sécurité des télécommunications 43
3.3 Portes logiques tout-optiques 45
3.3.1 Portes logiques fondamentales 45
3.3.2 Technologies d'implémentation des portes logiques tout-optiques 46
3.3.3 Portes logiques tout-optiques à base d'amplificateur SOA 47
3.3.3.1 Amplificateur SOA 47
3.3.3.2 Non-linéarités dans le SOA 49
3.3.3.3 Porte XOR 51
3.3.3.4 Porte AND 55
3.3.3.5 Porte OR 56

3.3.3.6 Porte NOT 58
3.3.4 Modélisation d'une porte logique XOR tout-optique sous OptiSystem 59
3.4 Cryptage OCDMA tout-optique 63
3.4.1 Le cryptage XOR 63
3.4.2 Le cryptage MCK 64
3.5 Conclusion 66

Chapitre 4 : Contribution à l'amélioration de la confidentialité dans les systèmes SAC-OCDMA

4.1 Introduction 67
4.2 Modélisation sous OptiSystem des conceptions proposées 67
4.2.1 Proposition 1 : Cryptage de données OCDMA basé sur le composant LS 69
4.2.2 Proposition 2 : Cryptage de données basé sur le composant LS avec modification des longueurs d'onde du code OCDMA 76
4.2.3 Proposition 3 : Cryptage de données basé sur le composant WC avec modification des longueurs d'onde du code OCDMA 81
4.2.4 Evaluation des performances 84
4.3 Conclusion 87

Conclusion générale 88

Annexe A : Modélisation des portes logique AND, OR et NOT sous OptiSystem 90
A.1 La porte AND 90
A.2 La porte OR 91
A.3 La porte NOT 93
Références 96

Liste des figures

Figure 1.1 : Technique d'accès multiple CDMA [17]. 4
Figure 1.2 : Principe d'étalement de spectre [18] 4
Figure 1.3 : Techniques d'étalement de spectre [17] 5
Figure 1.4 : Technique d'étalement de spectre [11]. 5
Figure 1.5 : Exemple d'étalement de spectre par séquence directe [18]. 6
Figure 1.6 : Etalement SFH-CDMA [13] 7
Figure 1.7 : Etalement FFH-CDMA [13] 8
Figure 1.8 : Etalement FFH-CDMA [22] 8
Figure 1.9 : Multiplexage hybride : a) FDMA/CDMA ; b) TDMA/CDMA [14]. 9
Figure 1.10 : Système OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile [24] 10
Figure 1.11 : Architecture du système DS-OCDMA [12]. 11
Figure 1.12 : Technique du codage temporel utilisant les lignes à retards [12] 11
Figure 1.13 : Principe d'encodage SAC-OCDMA [10] 12
Figure 1.14 : Architecture du système hybride OCDMA-OTDM [33] 13
Figure 1.15 : Architecture du système hybride OCDMA-WDM [36] 13
Figure 1.16 : Architecture du système hybride OCDMA/SCM [12]. 15
Figure 1.17 : Principe de la détection balancée [12] 16
Figure 1.18 : Principe de la détection directe :a) détection d'une seule longueur d'onde, b) détection de toutes les longueurs d'onde du code [12]. 18

Figure 2.1 : Générateur de séquences PN à longueur maximale [47] 24
Figure 2.2 : Générateur des séquences de Gold [47] 24
Figure 2.3 : Les fonctions de corrélation pour les codes ZCZ : a) Autocorrélation ; b) Intercorrélation [11] 25
Figure 2.4 : Les fonctions de corrélation : a) Autocorrélation de $P0+1$avec $ZCZ(64,8,4)$; b) Corrélation croisée entre $P0+1$et $P1+1$ avec $ZCZ(64,8,4)$ [53] 32
Figure 2.5 : Les fonctions de corrélation : a) Autocorrélation de $P0+1$avec $ZCZ(24,6,2)$; b) Corrélation croisée entre $P0+1$et $P1+1$ avec $ZCZ(24,6,2)$ [53] 33
Figure 2.6 : Performance BER du DS-CDMA asynchrone sur un canal à évanouissement de Rice avec un bruit AWGN. 35
Figure 2.7 : Performance BER du système DS-CDMA asynchrone sur un canal AWGN. 36
Figure 2.8 : Architecture SAC-OCDMA-VLC : a) codeur/décodeur ZCZ basé sur les réseaux .. 38
Figure 2.9 : Performances du système SAC-OCDMA-VLC : a) codeur/décodeur ZCZ basé sur les réseaux FBG ; b) codeur/décodeur ZCZ basé sur DEMUX/MUX. 39
Figure 2.10 : Performance du système VLC-ZCZ-OCDMA utilisant un 0D QDs/Si PD. 41

Figure 3.1 : Processus de chiffrement : a) Symétrique ; b) Asymétrique [76] 44
Figure 3.2 : Représentation des portes logiques fondamentales [85]. 46
Figure 3.3 : Structure de base d'un SOA [96]**.** 47
Figure 3.4 : Classification des techniques tout-optiques exploitant les non-linéarités du SOA [95] 48
Figure 3.5 : L'effet XGM dans un SOA : a) Co-propagation ; b) Contra-propagation [100]**.** 49
Figure 3.6 : L'effet XPM dans un SOA en utilisant un interféromètre MZI [100]**.** 50
Figure 3.7 : L'effet FWM dans un SOA [83]**.** 51
Figure 3.8 : Architecture d'une porte XOR à base de MZI-SOA [83] 52
Figure 3.9 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A= 0, B = 0 [83] 53
Figure 3.10 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A =1, B = 0 [83] 53
Figure 3.11 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A =1, B = 1 [83] 54
Figure 3.12 : XOR utilisant XGM dans un SOA [109] 54
Figure 3.13 : Architecture d'une porte AND à base de MZI-SOA [83] 55
Figure 3.14 : Architecture d'une porte AND utilisant l'effet XGM [112] 56
Figure 3.15 : Architecture d'une porte OR utilisant la structure MZI-SOA et l'effet XPM : a) sans conversion de longueur d'onde ; b) avec conversion de longueur d'onde [83]. 57
Figure 3.16 : Architecture d'une porte OR utilisant l'effet XGM dans un SOA [113]. 58
Figure 3.17 : Architecture d'une porte NOT utilisant la structure MZI-SOA et l'effet XPM [83]. 59
Figure 3.18 : Architecture XOR avec conversion de longueur d'onde sous OptiSystem. 60
Figure 3.19 : Les séquences d'entrées : a) Data A : 111000, b) Data B : 110010. 61
Figure 3.20 : La séquence de sortie de la porte XOR ; 001010 : a) Forme optique, b) Forme électrique. 62
Figure 3.21 : Architecture XOR sans conversion de longueur d'onde sous OptiSystem. 62
Figure 3.22 : Cryptage et décryptage XOR [116]. 63
Figure 3.23 : Cryptage / décryptage XOR pour le système SAC-OCDMA [117]. 64
Figure 3.24 : Technique de cryptage MCK pour $m = 1$ [118]. 65
Figure 3.25 : Technique de cryptage MCK pour $m = 3$ [122]. 65

Figure 4.1 : Configuration de base de conversion de longueur d'onde : (a) XPM, (b) XGM [124]. 68
Figure 4.2 : Sélecteur de ligne 2 : 1 [123]. 68
Figure 4.3 : Sélecteur de ligne 2 : 1 à base de portes logiques de base [127] 69
Figure 4.4 : Modélisation du cryptage à base de composants LS sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur 70
Figure 4.5 : Répartition des longueurs d'ondes. 71
Figure 4.6 : Séquence de donnée « DATA1 » (10001101) 72
Figure 4.7 : Séquences d'entrées : a) $C0$ (001101101) ; b) $C1$ (10010010) 73
Figure 4.8 : Séquence chiffrée « DATA 2 » (11100000) 73
Figure 4.9 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR sans WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe de toutes les longueurs d'onde du code 74

Figure 4.10 : Modélisation du décryptage à base de composant XOR sans WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe d'une seule longueur d'onde du code 75
Figure 4.11 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 1 76
Figure 4.12 : Principe de la conversion de longueurs d'onde proposé. 77
Figure 4.13 : Répartition des longueurs d'ondes proposée 77
Figure 4.14 : Modélisation du cryptage à base de composants LS avec conversion de longueurs d'onde sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur 78
Figure 4.15 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR avec WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe de toutes les longueurs d'onde du code 79
Figure 4.16 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR avec WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe d'une seule longueur d'onde du code 79
Figure 4.17 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 2. 80
Figure 4.18 : Modélisation du cryptage à base de composants WC avec conversion de longueurs d'onde sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur 81
Figure 4.19 : Schéma interne du premier sous-système WC. 82
Figure 4.20 : Modélisation du décryptage à base de composants W-DC sous OptiSystem pour le premier utilisateur : (a) détection directe de toutes les longueurs d'onde du code ; (b) détection directe d'une seule longueur d'onde du code. 83
Figure 4.21 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 3. 84
Figure 4.22 : Log du BER en fonction de la puissance reçue pour les trois conceptions proposées 85
Figure 4.23 : Effet de l'augmentation du nombre d'utilisateurs sur les performances des conceptions proposées. 86

Figure A.1 : Architecture de la porte AND sous OptiSystem 90
Figure A.2 : Les séquences d'entrées : a) DATA A : 01101000 ; b) DATA B : 01000000 91
Figure A.3 : La séquence de sortie optique de la porte AND : 01000000 91
Figure A.4 : Architecture de la porte OR sous OptiSystem 92
Figure A.5 : Les séquences d'entrées : a) DATA A : 000111 ; b) DATA B : 101010 93
Figure A.6 : La séquence de sortie électrique de la porte OR : 101111. 93
Figure A.7 : Architecture de la porte NOT sous OptiSystem. 94
Figure A.8 : La séquence d'entrée : 0101. 94
Figure A.9 : La séquence de sortie : 1010. 95

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Paramètres de l'exemple étudié [12]. 16

Tableau 2.1 : Éléments de la séquence $Pss = 07$ avec $ZCZ(64,8,4)$ [53]. 30
Tableau 2.2 : Les éléments de l'ensemble de séquenses $Pss = 05$ avec $ZCZ(24,6,2)$ 32
Tableau 2.3 : Paramètres de simulation [68]. 38
Tableau 2.4 : Caractéristiques des photodiodes PIN [12]. 40

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation globale. 60
Tableau 3.2 : Les paramètres physiques du SOA [114]**.** 61

Tableau 4.1 : Paramètres globaux des simulations sous OptiSystem. 69
Tableau 4.2 : Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\Delta\lambda = 0{,}8\ nm$. 71
Tableau 4.3 : Paramètres de simulation de la proposition1. 72
Tableau 4.4 : Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\Delta\lambda' = 0{,}4\ nm$. 77

Tableau A.1: Paramètres de simulation de la porte AND 90
Tableau A.2 : Paramètres de simulation de la porte OR 92
Tableau A.3 : Paramètres de simulation de la porte NOT 94

Liste des abréviations

ACF	Auto-Correlation Function
ADN	Acide DésoxyriboNucléinique
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed Waveguide Grating
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
BPF	Band Pass Filter
BZCZ	Binary Zero Correlation Zone
CCF	Cross-Correlation Function
CDMA	Code Division Multiplexing Access
CNT	Carbone Nanotube
CW	Continuous Wave
DEMUX	Demultiplexer
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Direct Sequence
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
FBG	Fiber Bragg Grating
FDMA	Frequency Division Multiplexing Access
FH	Frequency Hopping
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FFH	Fast Frequency Hopping
FWM	Four Wave Mixing
GQD	Germanium Quantum Dot
GPS	Global Positioning System
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
ISI	InterSymbol Interference
IoT	Internet of Thing
LED	Light Emitting Diode
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LS	Line Selector
MAI	Multiple Access Interference
MC	Multi-Carrier
MCK	Multicode Keying
MDW	Modified Double Weight
MI	Michelson Interferometer
MUX	Multiplexer
MZI	Mach-Zehnder Interferometer

MZM	Mach-Zehnder Modulator
OCDMA	Optical Code Division Multiplexing Access
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
PACF	Periodic Auto-Correlation Function
PC	Photonic Cristal
PCCF	Periodic Cross-Correlation Function
PD	Polarization Division Multiplexing
PDM	Photo-Detector
PIN	Positive Intrinsic Negative
PN	Pseudo-Noise
PPLN	Periodically Poled Lithium Niobate
PTM	Pascal's Triangle Matrix
QE	Quantum Efficiency
QoS	Quality of Service
QS	Quasi-Synchrone
SAC	Spectral Amplitude Coding
SCM	SubCarrier Multiplexing
SFH	Slow Frequency Hopping
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semi-conductor Optical Amplifier
SPE	Spectral Phase Encoding
TDMA	Time Division Multiplexing Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TH-SS	Time Hopping-Spread Spectrum
TPE	Temporal Phase Encoding
UDBS	User Defined Bit Sequence
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UNI	Ultra fast Nonlinear Interferometer
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VLC	Visible Light Communication
WC	Wavelength Converter
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WH	Walsh Hadamard
XGM	Cross Gain Modulation
XPM	Cross Phase Modulation
ZCC	Zero Cross-Correlation
ZCZ	Zero Correlation Zone

Introduction générale

De nos jours, l'accès multiple par répartition en code (CDMA) a prospéré en tant que solution vitale pour de nombreuses applications telles que la technologie de réseau sans fil basée sur la communication mobile cellulaire et les réseaux locaux filaires/sans fil. En effet, les systèmes de communication à spectre étalé tels que la technique CDMA (Code Division Multiple Access) sont utiles pour supprimer les interférences, rendre les communications sécurisées et difficiles à détecter et à traiter, prendre en charge les canaux d'évanouissement et de trajets multiples et fournir une capacité d'accès multiple. Les systèmes CDMA les plus pratiques et les plus dominants sont ceux à séquence directe DS (Direct Sequence) et à sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) [1].

Cependant, une meilleure gestion des ressources disponibles exige l'utilisation des codes d'étalement ayant des propriétés de corrélation idéales afin de lutter contre les interférences d'accès multiples MAI (Multiple Access Interference) qui représente un obstacle majeure pour la capacité du système CDMA [2]. Idéalement, on aimerait avoir un ensemble de séquences dont les amplitudes d'auto-corrélation déphasées et les amplitudes d'intercorrélation sont très petites, de préférence nulles. Il est intéressant d'étudier des familles de séquences avec une corrélation idéale dans une zone plus petite autour de l'origine. Ces séquences sont appelées séquences à zone de corrélation nulle ou séquences ZCZ (Zero Correlation Zone), qui ont été largement étudiées en raison de leurs applications dans les systèmes communication CDMA asynchrones et quasi-synchrones [3]. Diverses constructions de codes ZCZ tels que binaire, ternaire, polyphasés et optiques ont été proposées dans la littérature [4, 5, 6, 7].

D'autre part, de fortes exigences de confidentialité de la couche physique des systèmes CDMA sont devenues un sujet de recherche intéressant où la sécurité est l'un des défis associés à l'essor de l'internet des objets IoT (Internet of Thing) et des applications Big Data [8, 9].

L'objectif de cette thèse est d'étudier les codes d'étalement et de proposer une nouvelle méthode de construction de séquences ZCZ polyphasées, pour combattre les interférences MAI, ainsi que l'amélioration des performances des systèmes CDMA en terme de sécurité.

Le présent manuscrit est organisé comme suit :

Le premier chapitre introduit un état de l'art sur l'ensemble des techniques d'accès multiple par répartition de code adaptées aux domaines radiofréquence (CDMA) et optique (OCDMA). De plus, le concept de la technique OCDMA et ses catégories notamment celle à encodage spectral d'amplitude (SAC-OCDMA) et ses techniques de détection (balancée, directe d'une seule longueur d'onde et directe de toutes les longueurs d'onde) seront présentées.

Le deuxième chapitre présentera une étude des différents codes d'étalement adaptés aux systèmes CDMA synchrone et asynchrone notamment les codes à intercorrélation nulle ZCC (Zero Cross Correlation) et à zone de corrélation nulle ZCZ. Ainsi, la proposition d'une nouvelle méthode de construction de séquence ZCZ polyphasée, basée sur la matrice DFT (Discrete Fourier Transform) et la technique d'entrelacement, sera présenté. Finalement, nous illustrons par des exemples les applications des codes étudiés dans les systèmes DS-CDMA asynchrone, SAC-OCDMA et VLC (Visible Light Communication).

L'aspect de la sécurité et la confidentialité des données dans les systèmes CDMA optique sera abordé au cours du troisième chapitre. Pour cela, deux techniques de cryptages tout-optiques seront présentés. La première méthode utilise les portes logiques tout-optiques (porte XOR) à base d'amplificateurs SOA (Semi-conductor Optical Amplifier) tandis que la deuxième utilise une clé multicode (MCK).

Le dernier chapitre (chapitre 4) présentera nos trois contributions pour améliorer la confidentialité des données dans le réseau OCDMA utilisant les codes d'étalement ZCZ. Ainsi, une modélisation de la chaîne de transmission, sous Optisystem, et l'évaluation des performances des méthodes de cryptage proposées, en termes du taux d'erreur binaire (TEB), du facteur Q et du diagramme de l'œil, seront réalisées.

Chapitre 1 : Introduction à la technique CDMA

1.1 Introduction

Les réseaux de transport ont connu plusieurs évolutions technologiques majeures pour leur permettre de transporter des volumes de trafic en perpétuelle croissance. Les technologies du multiplexage sont les solutions de transport les plus déployées aujourd'hui dans de nombreux réseaux à très grande capacité [10].

Ces techniques répondent à la demande croissante d'une capacité des réseaux plus importante en termes de nombre d'utilisateurs et d'une bande passante plus élevée, en optimisant le partage des ressources disponibles entre les utilisateurs sans générer d'interférences nuisibles aux performances des systèmes. Pour cela, différentes techniques de multiplexage radiofréquence et optique ont été mises au point [11, 12].

Pour cela, ce premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur l'ensemble des techniques d'accès multiple par répartition de codes adaptées aux domaines radiofréquence et optique.

1.2 Etude de la technique CDMA

1.2.1 Principe

Les techniques d'accès multiple par répartition de code, ou CDMA (Code Division Multiple Access), sont largement utilisées dans les nouvelles générations de réseaux sans fil radiofréquences notamment dans la téléphonie mobile (UMTS, Universal Mobile Telecommunications System) et le système de positionnement par satellite GPS (Global Positioning System) [13, 14].

La technique CDMA est une technique d'étalement de spectre permettant d'exploiter la même bande spectrale, en même temps entre les différents utilisateurs (voir Figure 1.1) en répartissant la puissance du signal à transmettre sur une largeur de bande plus grande que celle nécessaire à la transmission des données, permettant ainsi de rendre les transmissions plus robustes à l'apparition de brouilleurs et moins vulnérable aux interceptions éventuelles (voir Figure 1.2). Cela est possible en attribuant à chaque utilisateur une séquence de code spécifique unique (signature optique) afin de pouvoir distinguer, au récepteur, leurs données transmises [15, 16].

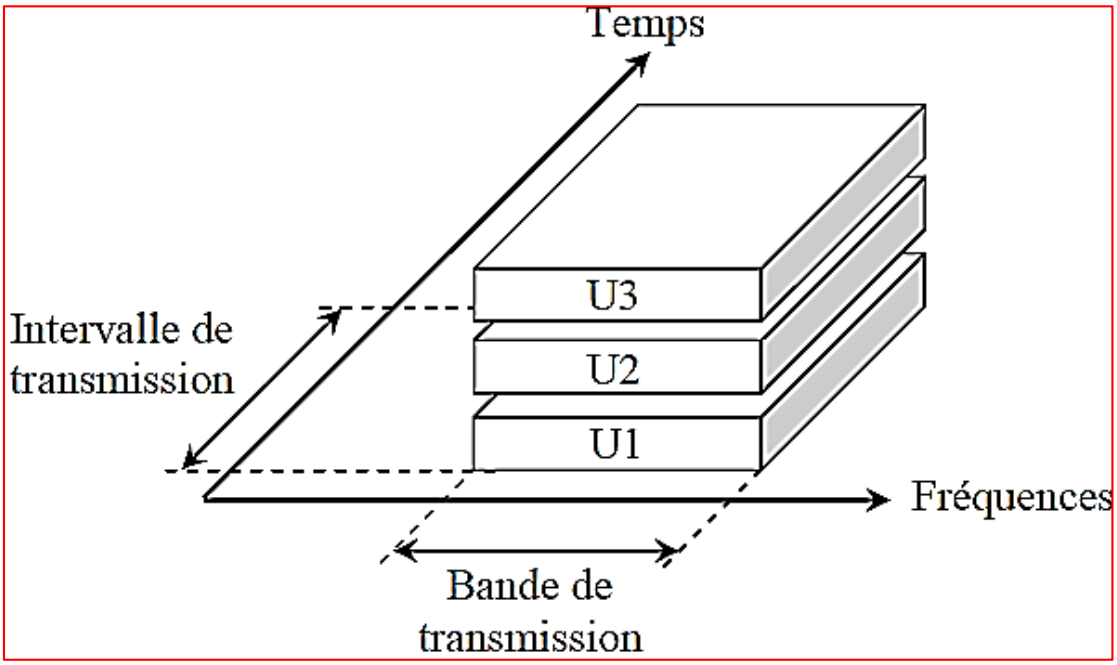


Figure 1.1 : Technique d'accès multiple CDMA **[17]**.

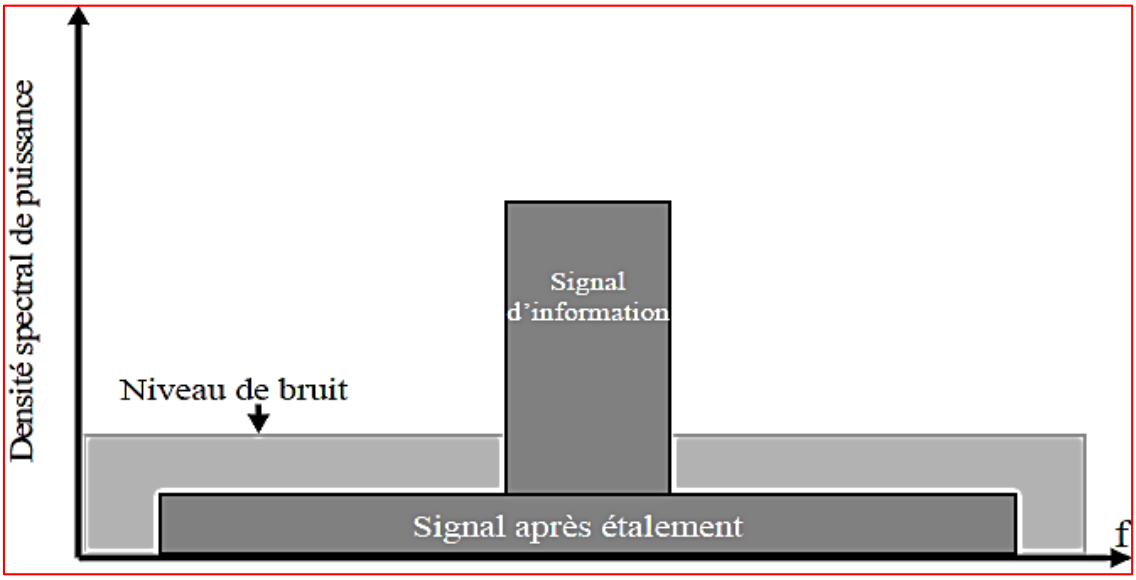


Figure 1.2 : Principe d'étalement de spectre [18]

Il existe plusieurs techniques d'étalement de spectre (voir Figure 1.3) regroupés en deux grandes catégories, le CDMA pure et le CDMA hybride [11, 17]:

- La première classe comprend l'étalement par séquence directe DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum), l'étalement par saut de fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) lent SFH (Slow Frequency Hopping) ou rapide FFH (Fast Frequency Hopping) et l'étalement par saut de temps TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum).
- La seconde classe consiste à combinée l'accès par code CDMA aux autres techniques de multiplexage à savoir le DS, FH, TH, MC (Multi-Carrier) ainsi

qu'aux autres techniques d'accès à savoir le TDMA (Time Division Multiple Access) et le FDMA (Time Division Multiple Access).

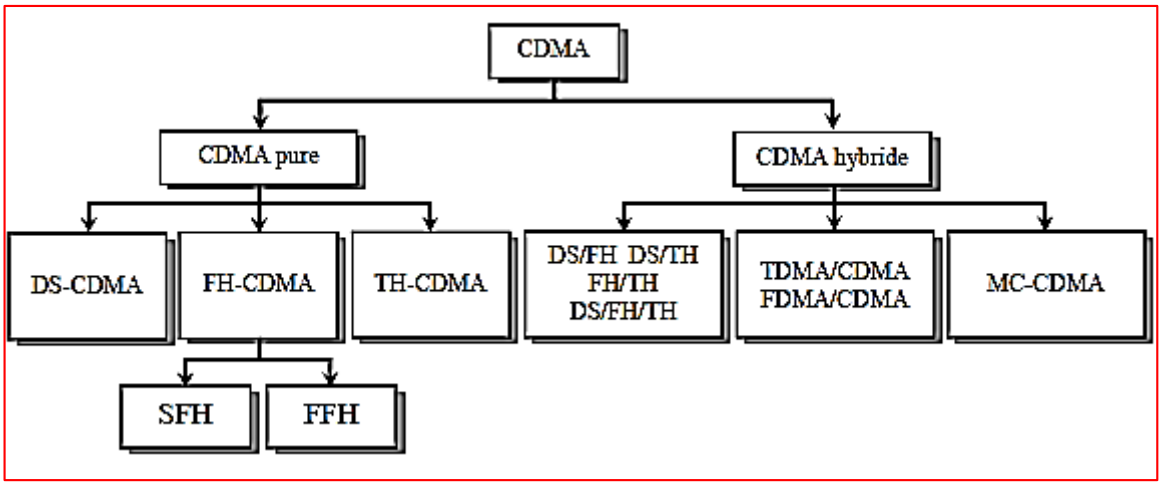


Figure 1.3 : Techniques d'étalement de spectre [17]

1.2.2 Techniques d'étalement de spectre

Trois principales techniques d'étalement de spectre sont déployées dans les systèmes de communications notamment le DS-CDMA, FH-CDMA, TS-CDMA. Quelle que soit la méthode d'étalement du spectre utilisée, l'information à transmettre sera codée avec une séquence pseudo-aléatoire PN (Pseudo-Noise), comme montré sur la Figure 1.4. Au niveau récepteur, le même code est utilisé pour dés-étalé le signal et extraire l'information envoyée [11, 18].

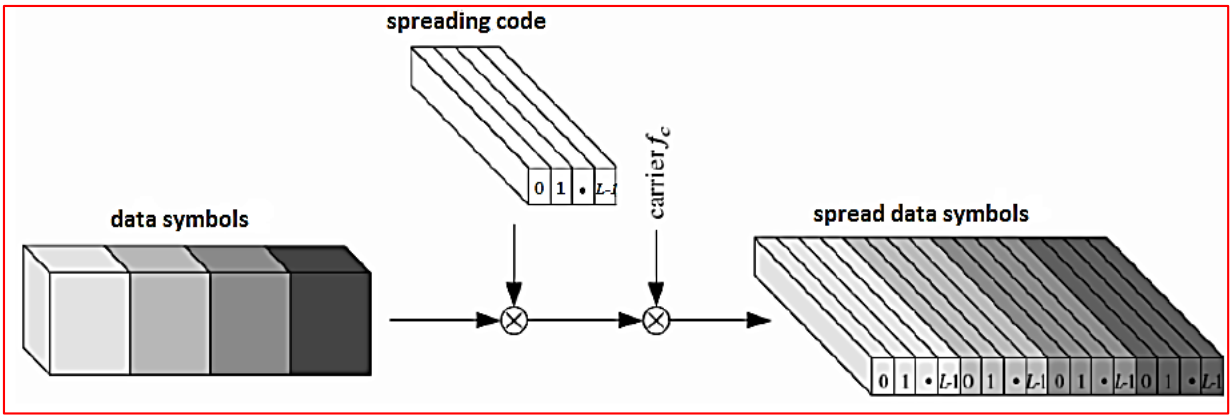


Figure 1.4 : Technique d'étalement de spectre [11].

D'autre part, le code d'étalement est composé d'une suite d'éléments binaires (chips), de durée (T_c) très inférieure à celle du temps bit (T_b), représentant la longueur du code. Le nombre des chips à « 1 » représente le poids du code. De plus, l'orthogonalité des séquences d'étalement est une propriété très importante à tenir en compte afin de réduire les interférences d'accès multiple IAM (MAI en anglais pour Multiple Access Interference) qui sont proportionnel au nombre d'utilisateurs [19, 20].

1.2.2.1 CDMA à séquence directe (DS-CDMA)

L'étalement par séquence directe est une technique simple et très populaire permettant de codé l'information d'usagé de manière directe par un autre signal composé d'une suite d'éléments binaires ayant une durée très inférieure (débit plus élevé) [11, 21].

Un exemple d'étalement de spectre DS est donné à la Figure 1.5 où les séquences de données des deux utilisateurs sont étalées chacune avec un code distinct de longueur L = 8. Les signaux codés des deux utilisateurs sont ensuite combinés (additionnées) pour générer un signal composite transmis via le canal radio. Au niveau récepteur, le signal composite reçu est multiplié par le code d'étalement de l'utilisateur désiré (utilisé dans l'émetteur) afin de pouvoir régénérer les informations correspondantes, c'est la procédure de dés-étalement. Toutefois, cette procédure nécessite une synchronisation temporelle parfaite entre l'émetteur et le récepteur [18].

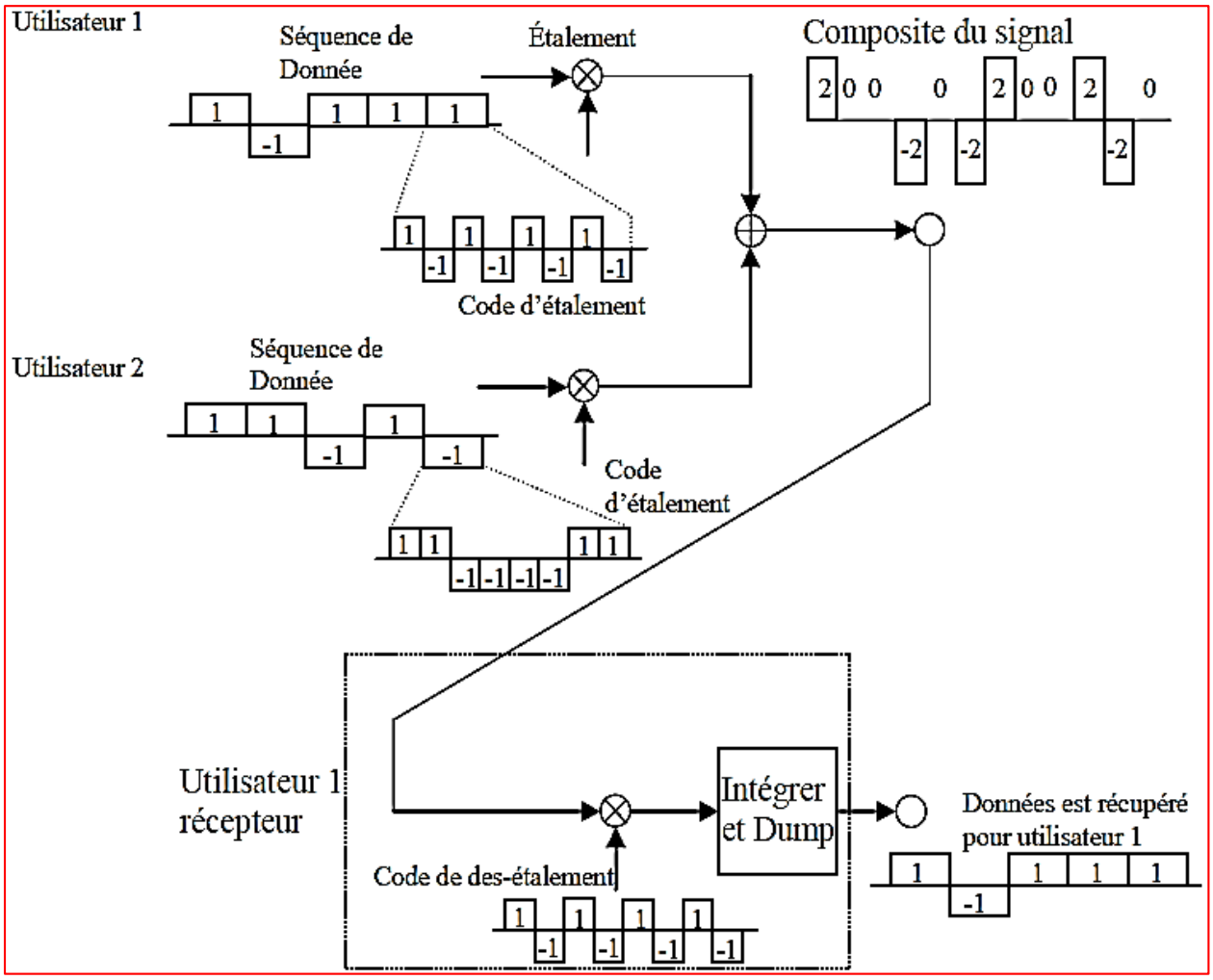


Figure 1.5 : Exemple d'étalement de spectre par séquence directe [18].

1.2.2.2 CDMA à saut de fréquence (FH-CDMA)

Cette technologie prend la forme d'une association du CDMA et de FDMA est basée sur le saut de fréquence. Elle est principalement utilisée dans la norme Bluetooth et consiste

à envoyer les chips constituant la séquence de code, de chaque utilisateur, à des fréquences porteuses différentes qui changent de façon périodique en fonction de la séquence du code d'étalement. Dans ce cas, la bande de fréquence est répartie en canaux de largeur fixe [22].

Deux types d'étalement à saut de fréquence sont considérés [13, 14]:

- Le SFH-CDMA : plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence, et le changement de fréquence ne s'effectue qu'après plusieurs bits de données transmis (voir Figure 1.6).
- Le FFH-CDMA **:** l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences (voir Figure 1.7).

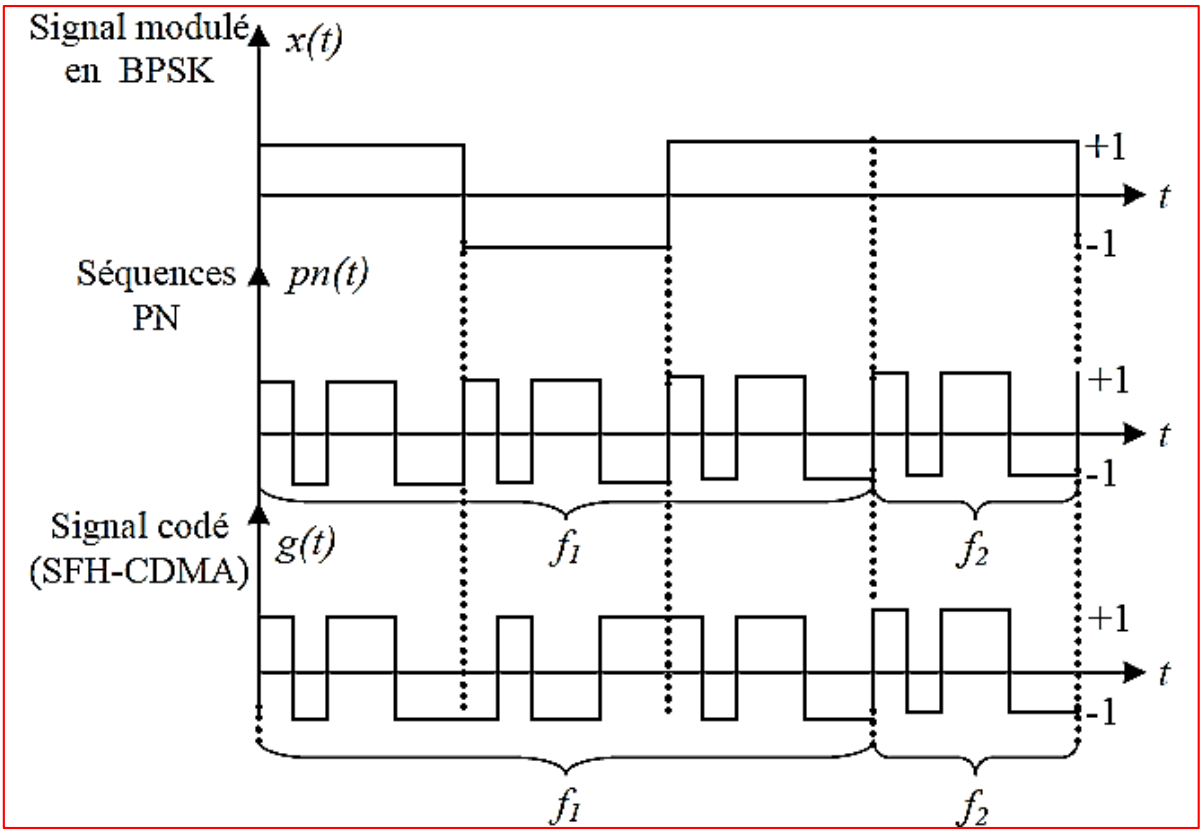


Figure 1.6 : Etalement SFH-CDMA [13]

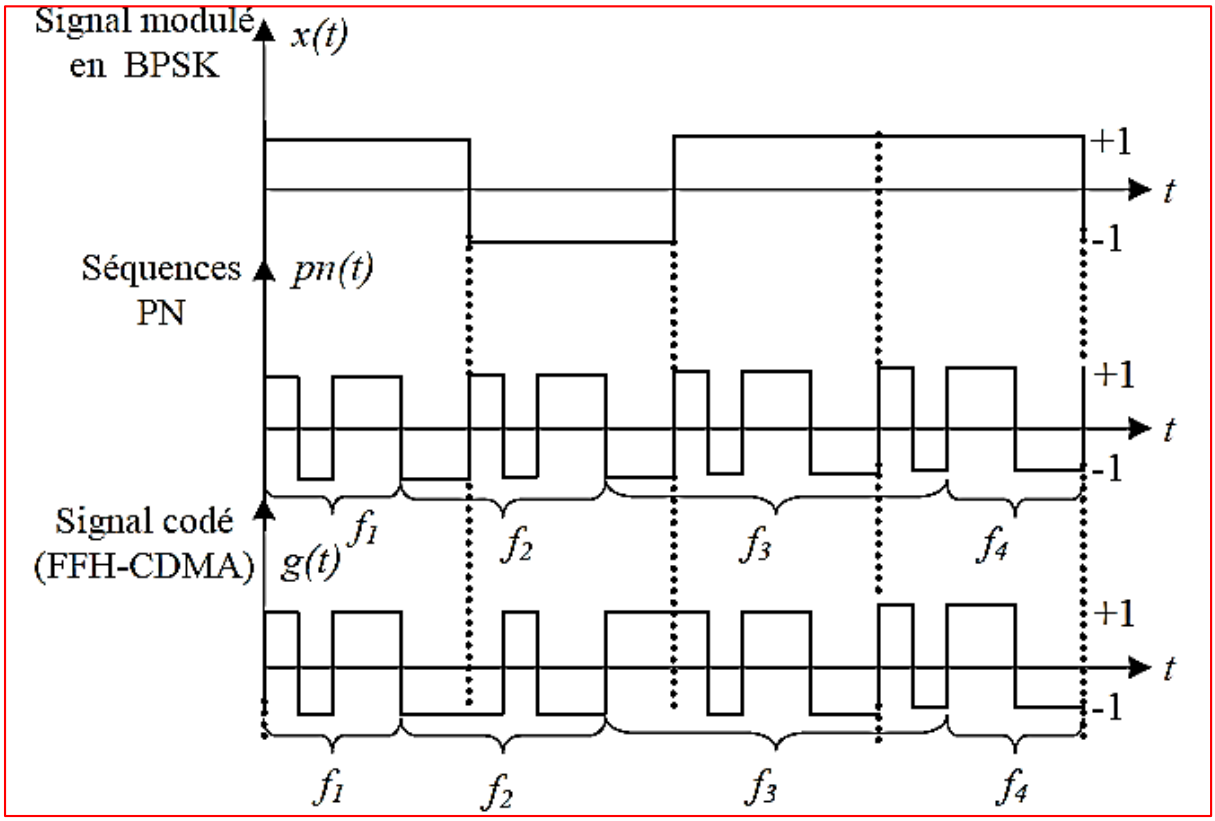


Figure 1.7 : Etalement FFH-CDMA [13]

1.2.2.3 CDMA à saut de temps (TH-CDMA)

Cette technique prend la forme d'une association du CDMA et du TDMA. Contrairement aux techniques d'étalement vu précédemment (voir Figure 1.8) où les données sont émises sur une fréquence porteuse fixe (DS-CDMA) ou sur des fréquences porteuses différentes (FH-CDMA), l'étalement par saut de temps repose sur l'émission discontinue du signal sous forme de courtes rafales. Dans ce cas, les chips du code sont transmis sur différents time slots [17, 22].

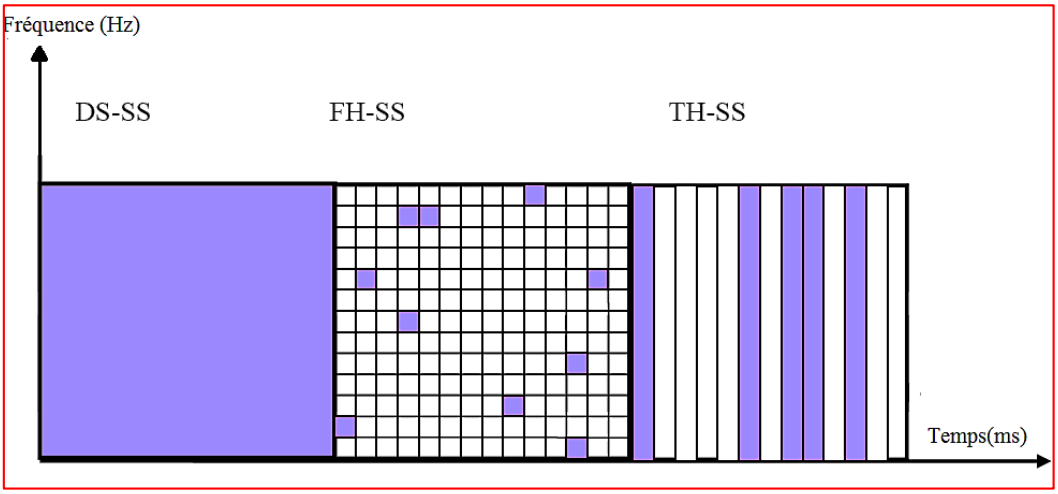


Figure 1.8 : Etalement FFH-CDMA [22]

1.2.2.4 CDMA hybride

Les techniques "hybrides" permettent d'offrir des débits plus élevés, une efficacité spectrale meilleure et un nombre d'utilisateurs supérieur en associant le multiplexage par code aux techniques de multiplexage (DS, FH, TH et MC) ainsi qu'aux autres techniques d'accès multiples à savoir la TDMA et la FDMA. La Figure 1.9 illustre le principe de la technique FDMA / CDMA et TDMA / CDMA [17].

Dans la technique FDMA/CDMA (voir Figure 1.9 a), chaque séquence de code est réutilisable à différentes fréquences porteuses ce qui permet de démultiplier le nombre d'utilisateurs d'un système CDMA classique par autant de fréquences porteuses disponibles. De la même manière, la technique TDMA/CDMA (voir Figure 1.9 b), affecte N codes CDMA dans le même intervalle de temps du système TDMA [23].

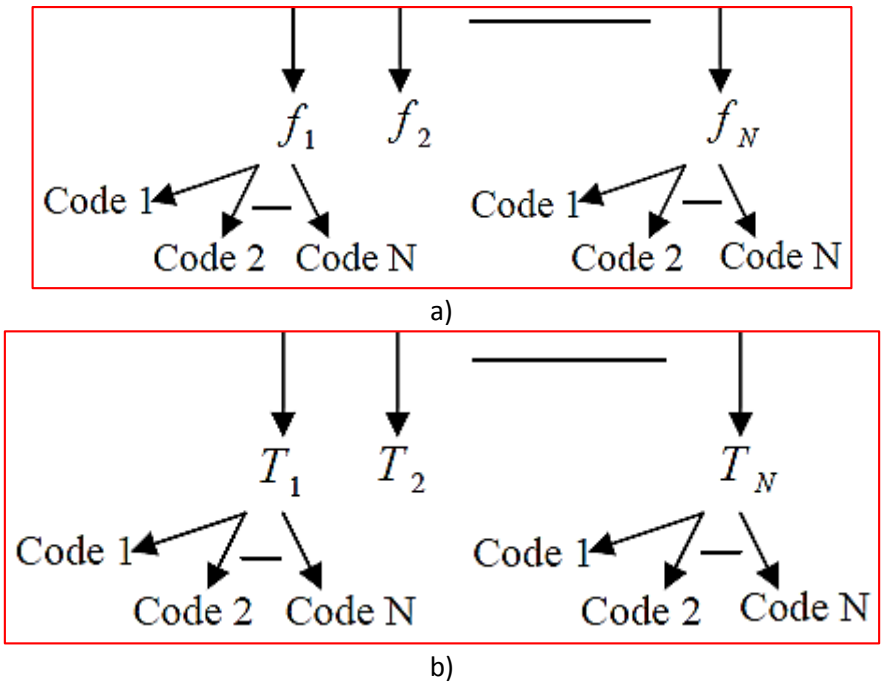


Figure 1.9 : Multiplexage hybride : a) FDMA/CDMA ; b) TDMA/CDMA [14].

1.3 Etude de la technique CDMA Optique

1.3.1 Théorie et architectures

La technique d'accès multiple par répartition de codes optiques OCDMA (Optical CDMA) est une technique basée sur le même principe du CDMA radiofréquence. Cependant, l'implémentation du système OCDMA est complètement différente à celle du système CDMA due à la différence du support de transmission [10].

L'architecture du système CDMA optique est illustrée sur la Figure 1.10.

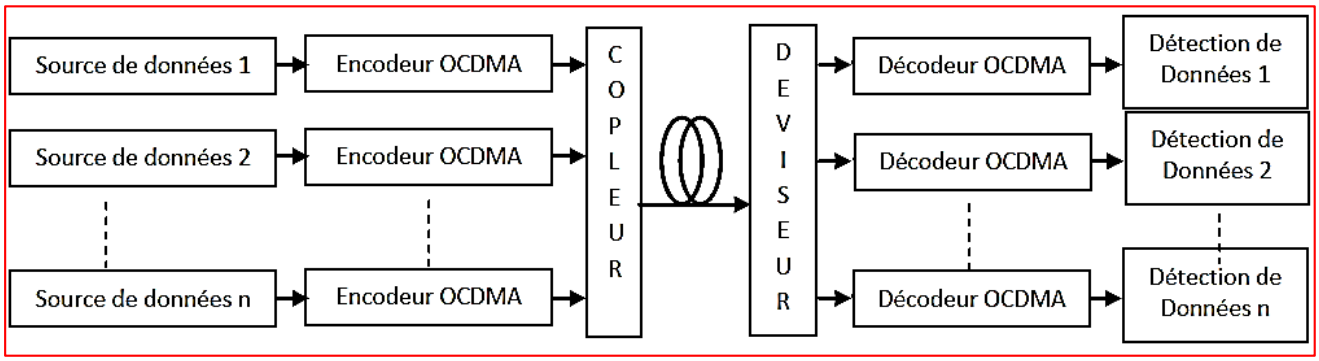


Figure 1.10 : Système OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile [24].

Le système représenté sur la Figure 1.10 est composé de n émetteurs correspondant à n utilisateurs. Les données issues des n sources d'information sont codées avec n codes différents. Les flux de données codées issues des n utilisateurs sont ensuite combinés dans un coupleur $n : 1$ et transmis via le même canal optique (fibre optique). Au récepteur, un second coupleur $1 : n$ est utilisé pour distribuer le signal composite reçu sur n voies, associées à n décodeurs possédant chacun les séquences de codes utilisées lors du codage, pour pouvoir extraire correctement les bits de données de l'utilisateur désiré parmi les autres. Les signaux décodés sont ensuite détectés et convertis en un signal électrique grâce au photodétecteur [25].

Classiquement, deux modes de fonctionnement pour l'OCDMA sont possibles cohérent ou incohérent [26]. Le mode cohérent fait usage au codage de l'information à transmettre en amplitude et en phase ce qui met en œuvre les codes bipolaires (composés de « 1 » et « -1 »), tandis que le mode incohérent fait usage au codage en amplitude OOK (On Off Keying) et met en œuvre les codes unipolaires (composés de « 1 » et « 0 ») [27, 28].

1.3.2 Catégories de l'OCDMA

Selon la méthode de codage utilisée, on distingue l'OCDMA temporel, OCDMA spectrale et l'OCDMA hybride.

1.3.2.1 OCDMA à encodage temporel

Dans ce type de système le code optique est représenté par une séquence implémentée dans le domaine temporel. Il existe deux types l'encodage à séquence directe (DS-OCDMA) et l'encodage en phase TPE-OCDMA (Temporal Phase Encoding-OCDMA) [12]. Dans le cas d'encodage temporel à séquence directe DS-OCDMA, La séquence de code est composée d'impulsions courtes ou « chips » unipolaires à différentes positions temporelles (le nombre de ces impulsions définit le poids du code) du moment où l'intensité lumineuse ne peut avoir que des valeurs positives ou nulle [29].

L'architecture du système DS-OCDMA utilisant le codeur optique temporel le plus simple est illustrée sur la Figure 1.11. Il s'agit du codeur optique à base de w (poids du code) sections de fibres de longueur variable, ou "lignes à retard temporel". Le choix de ces retards temporels appliqués dépend des positions des chips à « 1 » des codes choisis [30].

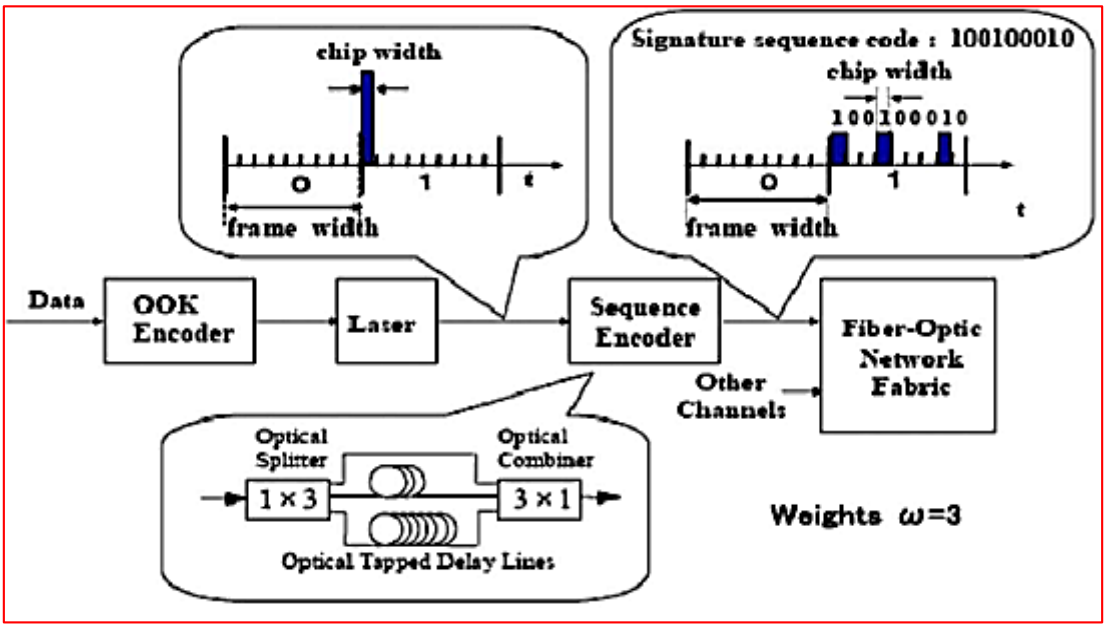


Figure 1.11 : Architecture du système DS-OCDMA **[12]**.

La Figure 1.12 représente le principe de fonctionnement des lignes à retards. L'impulsion de courte durée passe par un splitter $1 \times w$ (voir Figure 1.11). Les w impulsions résultantes se voient imposer un retard particulier puis combinées par un combineur optique $w \times 1$ (coupleur). Le train d'impulsions produit représente la séquence du code. Du coté récepteur, le décodeur à la même structure que le codeur sauf que les retards imposés sont modifiés de façon à compenser ceux produits en émetteur [10].

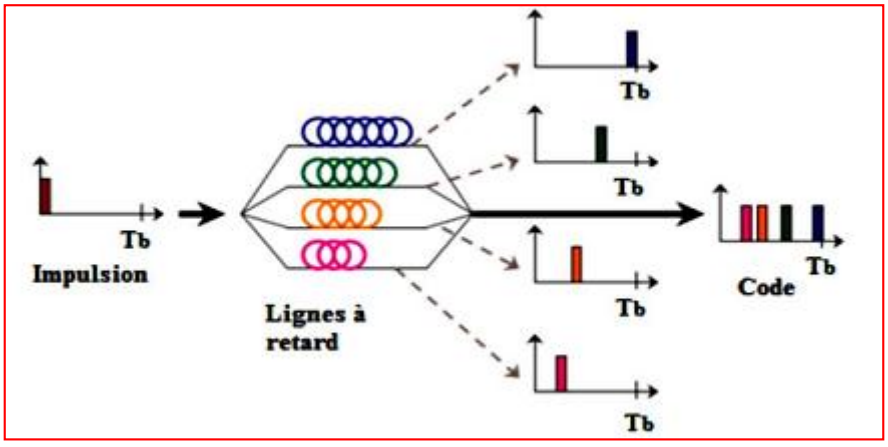


Figure 1.12 : Technique du codage temporel utilisant les lignes à retards **[12]**

1.3.2.2 OCDMA à encodage spectral

Deux types d'OCDMA Spectral sont considérés, celui à encodage spectral en amplitude SAC-OCDMA (Spectral Amplitude Coding-OCDMA) et à encodage spectral en phase SPE-OCDMA (Spectral Phase Encoding-OCDMA) [31]. L'encodage SAC-OCDMA consiste à accorder à chaque utilisateur une partie du spectre comme un code. Dans un tel système, le codage est réalisé en amplitude sur plusieurs longueurs d'onde (voir Figure 1.13) où chaque utilisateur se voit attribuer une combinaison différente de longueurs d'onde devant être orthogonale aux codes des autres utilisateurs [10, 29].

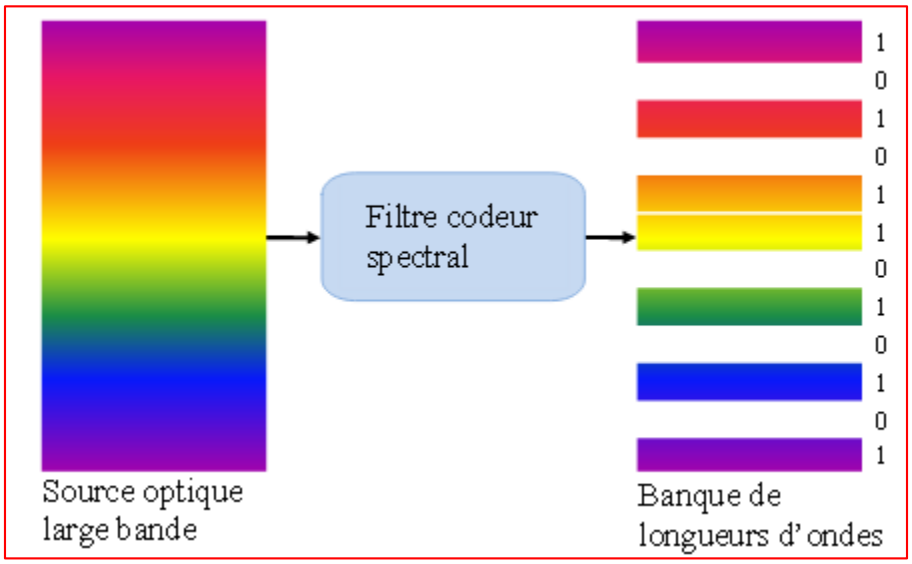


Figure 1.13 : Principe d'encodage SAC-OCDMA **[10]**

Le choix des longueurs d'onde constituant le code optique doit tenir en compte les exigences de la technique de multiplexage WDM (Wavelength Division Multiplexing) en termes d'espacement spectrale normalisé entre les différentes longueurs d'onde et des contraintes du canal optique à savoir l'atténuation et la dispersion chromatique [32].

1.3.2.3 OCDMA hybride

Malgré les développements remarquables jusqu'à présent il est encore nécessaire de disposer des réseaux rapides très efficaces capables d'exploiter les liaisons à fibres optiques actuelles. A cet effet le système OCDMA hybride vise à fournir un nouveau système plus compétitif en termes du débit, de capacité, de sécurité et de coût [33, 34].

L'OCDMA hybride est basée sur l'association de deux techniques d'accès multiples différentes. Cela veut dire que chaque séquence de code OCDMA temporel est réutilisable à des longueurs d'onde différentes (OCDMA-WDM) ou chaque séquence de code OCDMA spectrale est réutilisable à des Time slots différents (OCDMA-OTDM) ou à des sous-porteuses orthogonales différentes (OCDMA-OFDMA) ou à des sous-porteuses différentes (OCDMA-SCM) ou à des états de polarisation différents (OCDMA-PDM), …etc [10, 35].

a) Le système hybride OCDMA-OTDM

Cette architecture hybride, combinant le multiplexage OCDMA et celui OTDM, permet l'augmentation du nombre d'utilisateurs simultanés et l'amélioration de la confidentialité des données dans un système optique. Le principe de fonctionnement de ce système est illustré sur la Figure 1.14. Ledit système hybride augmente l'évolutivité (Scalability) en multiplexant M codes OCDMA dans le même intervalle de temps du système OTDM qui a N intervalles de temps [23].

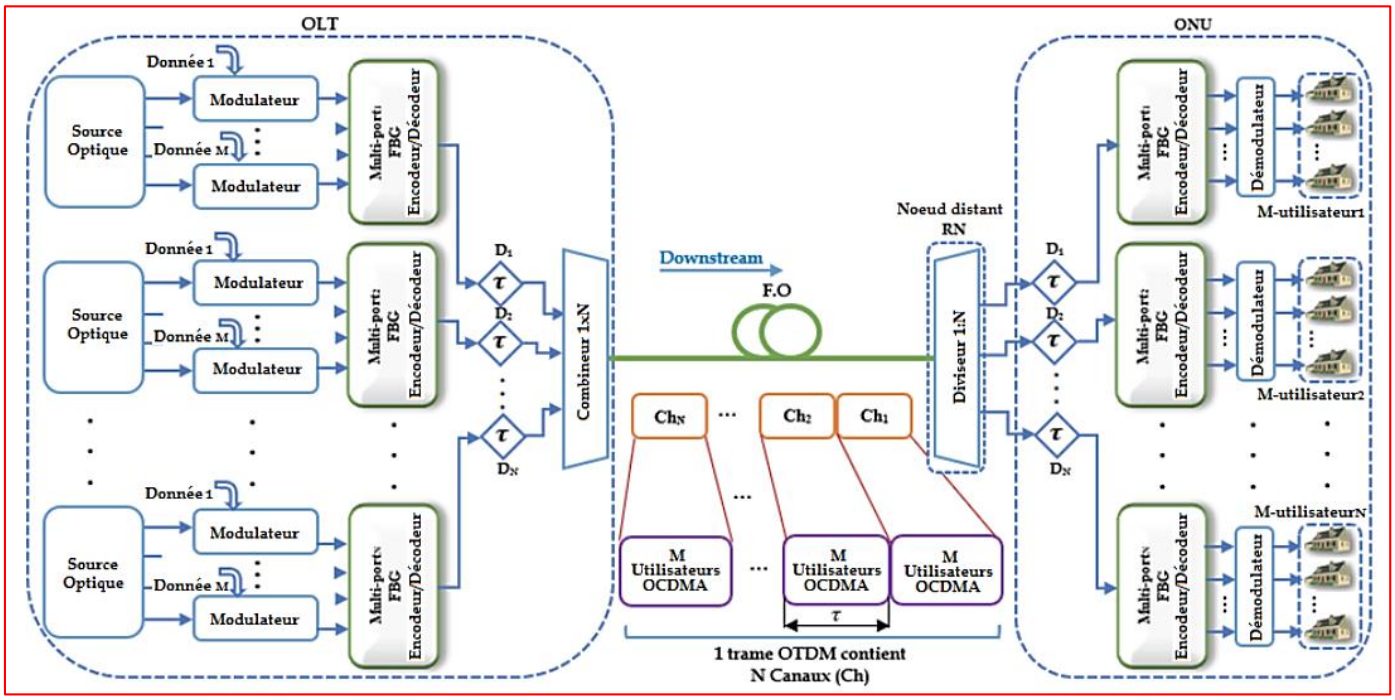


Figure 1.14 : Architecture du système hybride OCDMA-OTDM **[33]**

b) Le système hybride OCDMA-WDM

Le système hybride OCDMA-WDM est une combinaison des avantages des deux techniques de multiplexage OCDMA et WDM notamment la confidentialité des données et la grande capacité du système associée à une meilleure efficacité spectrale [33]. Le principe de fonctionnement dudit système est montré dans la Figure 1.15.

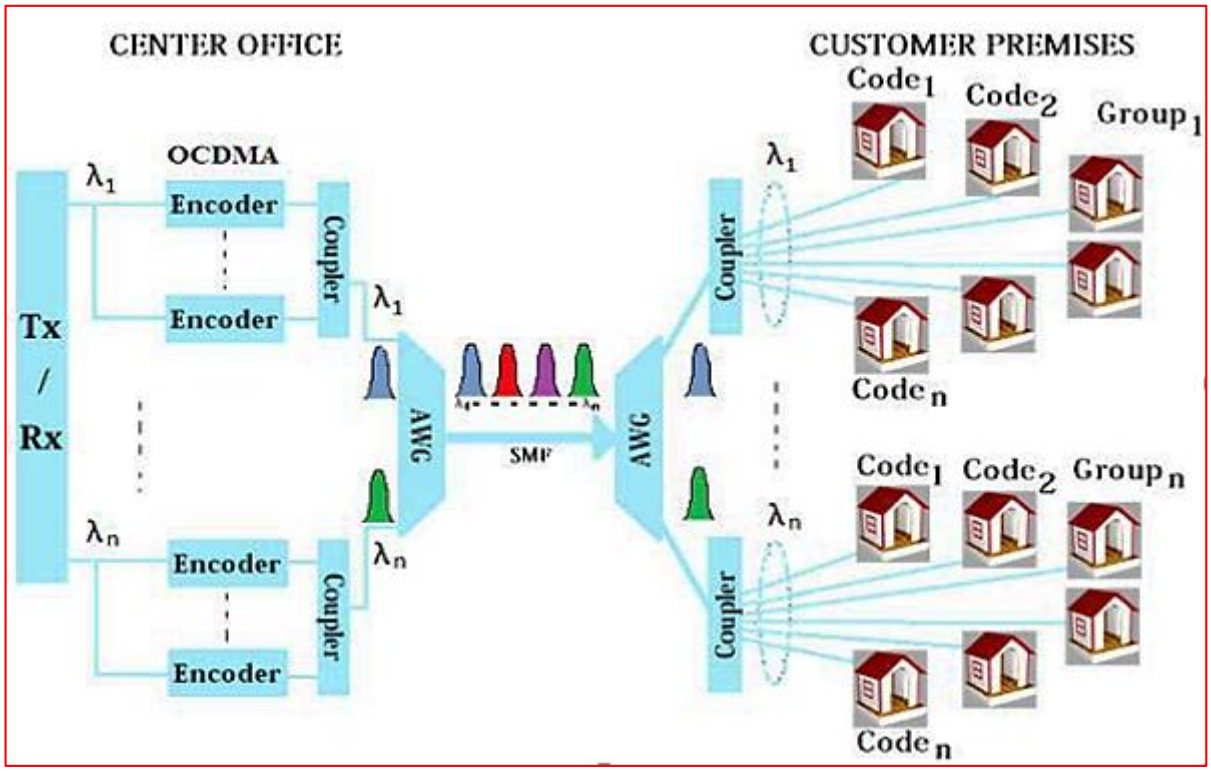


Figure 1.15 : Architecture du système hybride OCDMA-WDM **[36]**

Dans ce schéma, les canaux OCDMA sont superposés aux canaux WDM. En effet, pour chaque longueur d'onde de la grille WDM ($\lambda_1, \dots, \lambda_n$), M utilisateurs peuvent être ajoutés avec des codes optiques distincts. Par conséquent, la capacité totale en terme de nombre d'utilisateurs sera $N \times M$. Cette architecture pourrait être vue comme M sous-canaux qui partagent la bande passante offerte par une longueur d'onde, où chaque code peut être réutilisé dans chaque canal WDM (voir Figure 1.15) [36].

Les signaux codés sont transmis sur plusieurs longueurs d'onde via la même fibre optique. A la réception, un démultiplexeur WDM isole les longueurs d'onde et un coupleur passif distribue le signal OCDMA global à chaque utilisateur [29, 33].

C) Le système hybride OCDMA-SCM

Ce système hybride est basé sur la combinaison du multiplexage SCM (SubCarrier Multiplexing) à la technique OCDMA pour faire face à la demande croissante du débit et du nombre d'utilisateurs. Dans cette configuration, les données de N utilisateurs (Data) sont modulées électriquement par N sous-porteuses (une sous porteuse par utilisateur) et optiquement par un seul code optique [12, 37].

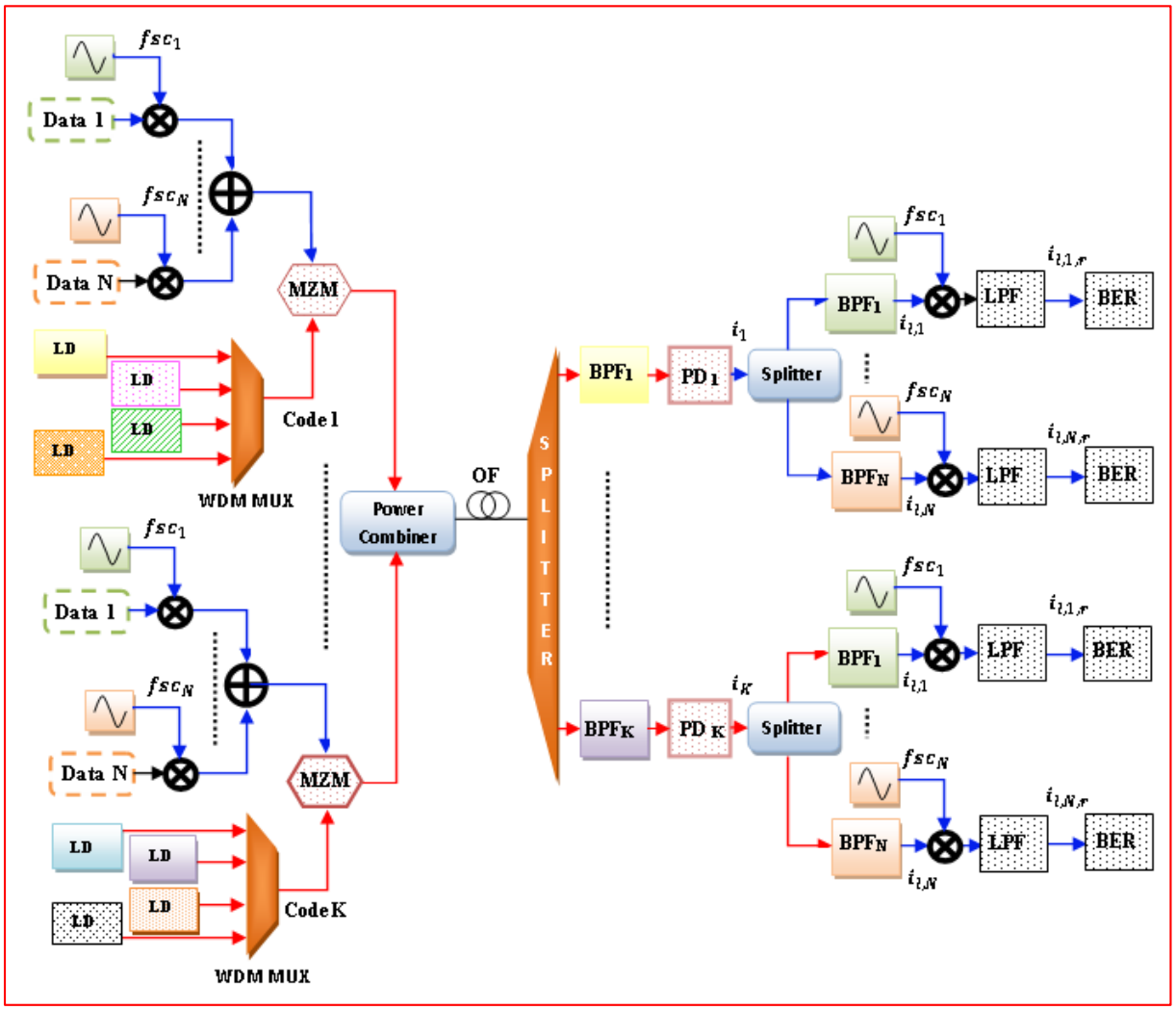


Figure 1.16 : Architecture du système hybride OCDMA/SCM **[12]**.

1.4 Techniques de détection en SAC-OCDMA

Dans les systèmes SAC-OCDMA, les techniques de détection peuvent être classées en deux grandes catégories : la détection balancée ou complémentaire adaptée aux codages ayant une intercorrélation fixe et la détection directe adaptée aux codages ayant une intercorrélation nulle [12].

1.4.1 Détection balancée

L'architecture d'un système SAC-OCDMA utilisant la détection balancée est illustrée sur la Figure 1.17. Pour chaque utilisateur, le récepteur est composé d'un coupleur 1×2 où on trouve dans le bras supérieur le décodeur de l'utilisateur désiré (identique à son codeur) et dans celui inférieur le décodeur complémentaire (spectre complémentaire du codeur) de l'utilisateur désiré [12, 21].

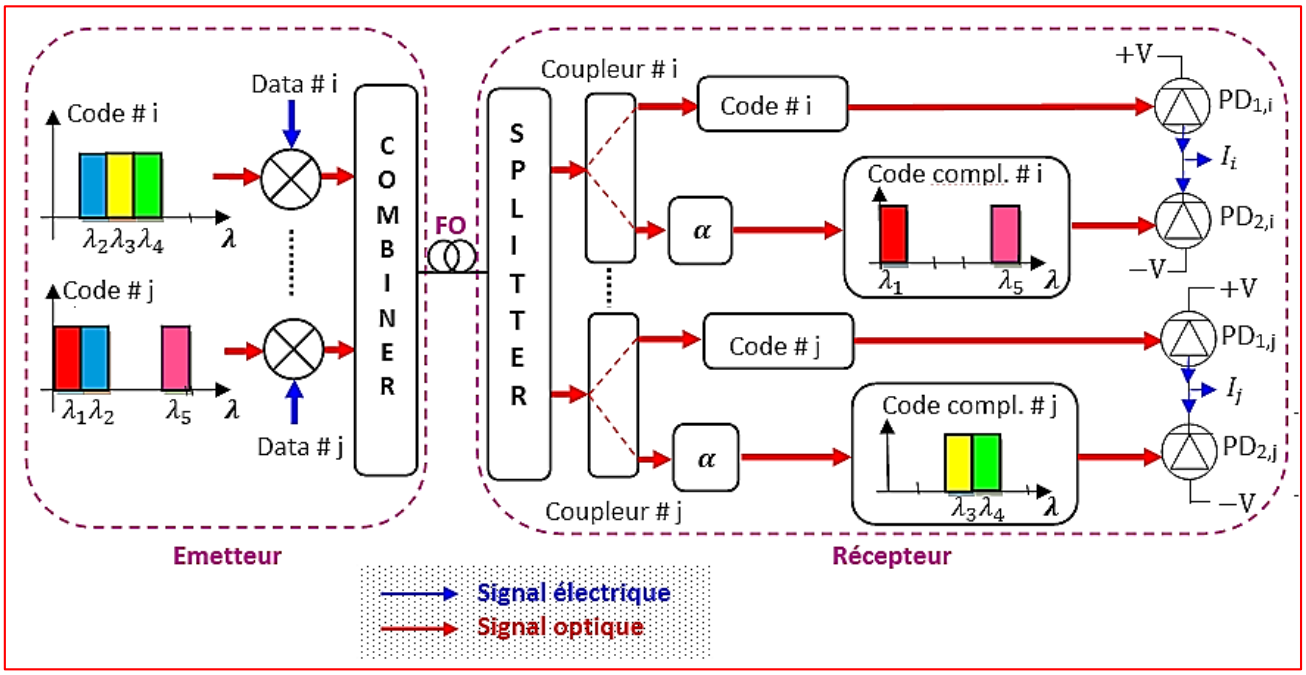


Figure 1.17 : Principe de la détection balancée **[12]**

De plus, le signal électrique généré par la structure de photodiode balancée est proportionnel à la différence entre les photocourants produits par les deux photodiodes. Afin d'ajuster la détection balancée et favoriser l'utilisateur désiré par rapport aux autres (étouffé l'effet des MAI), un atténuateur est inséré dans le bras inférieur du coupleur. Il se calcule comme suit [20, 24]:

$$\alpha = \frac{\lambda_c}{w-\lambda_c} \tag{1.1}$$

Où w est le poids du code et λ_c l'intercorrélation entre les codes, définie par le nombre de « 1 » commun entre les séquences de code. Un exemple de principe fonctionnement de la détection balancée est présenté sur le Tableau 1.1 [12].

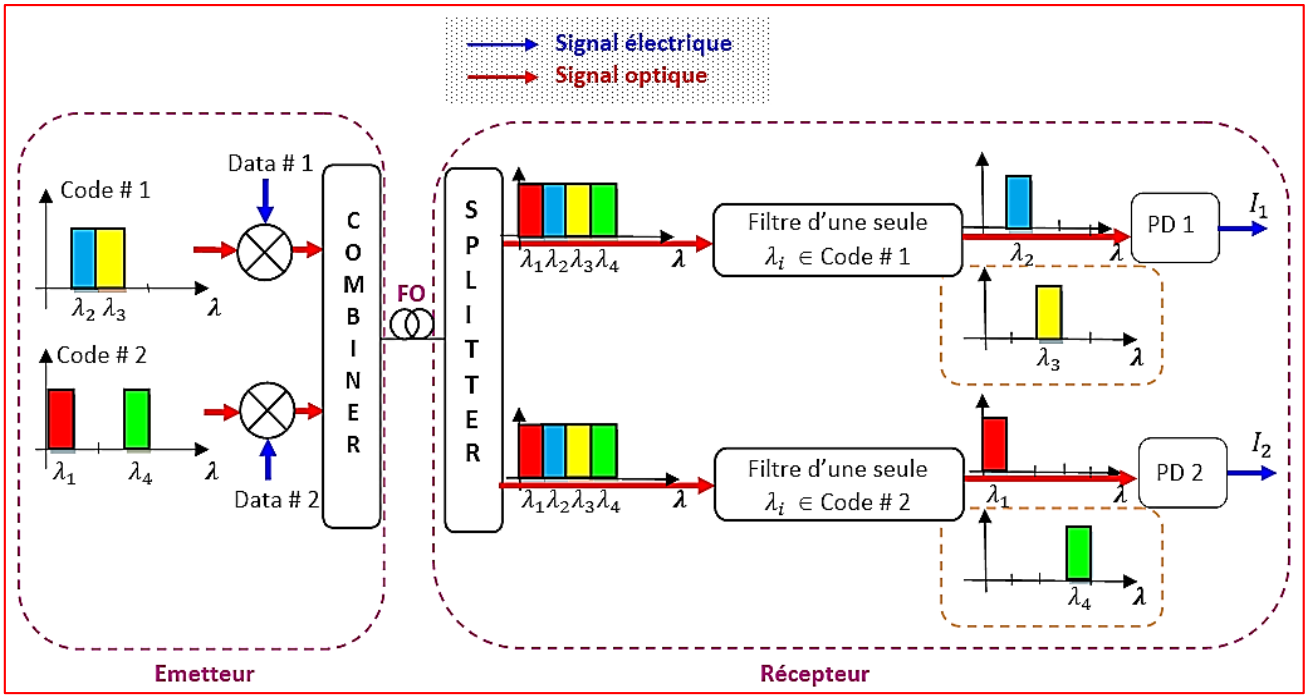
Tableau 1.1 : Paramètres de l'exemple étudié [12]

Paramètre	Valeur
w	3
λ_c	1
α	1/2
Code # i	0 1 1 1 0 → utilisateur désiré
Code compl. # i	1 0 0 0 1
Code # j	1 1 0 0 1 → utilisateur interférant
Code compl. # j	0 0 1 1 0

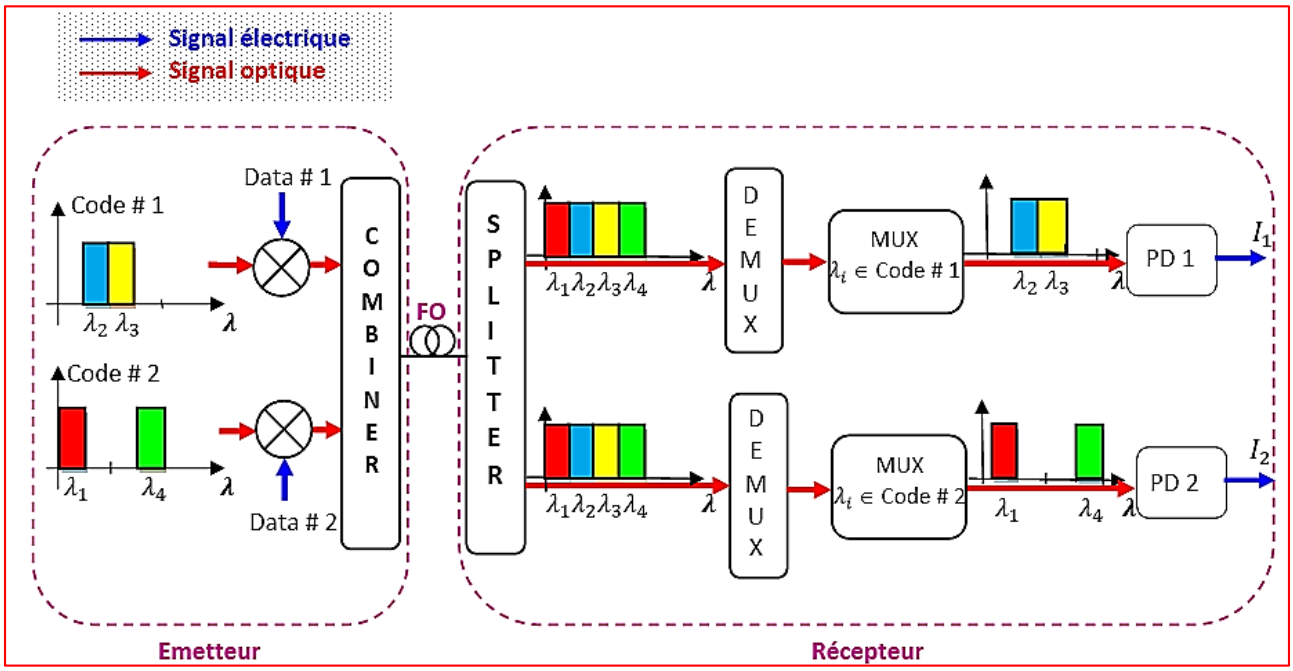
1.4.2 Détection directe

La technique de détection directe est un cas particulier de la détection précédemment examiner où l'intercorrélation entre les codes est prise égale à zéro ($\lambda_c = 0 \Rightarrow \alpha = 0$). De ce fait, un seul bras du coupleur est nécessaire (le bras supérieur) [24, 38]. La Figure 1.18 montre le principe de fonctionnement de ce type de détection.

La détection directe peut être réalisée selon deux structures, celle utilisant la détection d'une seule longueur d'onde (représentant un chip à « 1 ») ou celle utilisant la détection de toutes les longueurs d'onde (définissant le poids du code). La nomination détection directe d'une seule longueur d'onde est inspirée du fait que l'information est supposée être suffisamment récupérable par un seul chip (à « 1 ») de la séquence de code (voir Figure 1.18 a) [12, 24].



a)



b)

Figure 1.18 : Principe de la détection directe :a) détection d'une seule longueur d'onde, b) détection de toutes les longueurs d'onde du code [12].

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue la technique d'accès multiples par répartition de code utilisée dans le domaine radiofréquence (CDMA) et dans le domaine optique (OCDMA). Différentes architectures OCDMA peuvent coexister selon plusieurs paramètres notamment la méthode de codage utilisée dont on distingue l'OCDMA temporel, OCDMA spectrale et l'OCDMA hybride. Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés aux systèmes OCDMA et plus particulièrement à celui utilisant le codage spectral d'amplitude. Pour cela, différentes techniques de détection (balancée, directe d'une seule longueur d'onde et directe de toutes les longueurs d'ondes) ont été présentées.

Nous envisagerons, dans le chapitre suivant, de présenter les séquences d'étalement pour les systèmes de communication.

Chapitre 2 : Les codes d'étalement pour les systèmes de communications

2.1 Introduction

La technique d'accès multiple CDMA est largement utilisée dans les systèmes de télécommunications (radiofréquence et optique) afin d'augmenter le nombre d'utilisateurs communiquant simultanément, en même temps sur la même bande de fréquence, en attribuant à chaque utilisateur une séquence d'étalement qui lui est propre. D'autre part, le choix du code conditionne fortement les performances de ce type de liaison. En effet, une famille de codes dite orthogonale présente les meilleures propriétés d'inter-corrélations possibles permettant ainsi de minimiser les interférences multiutilisateurs MAI [39, 40].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents codes d'étalement adaptés aux systèmes CDMA synchrone et asynchrone notamment les codes à intercorrélation nulle ZCC et à zone de corrélation nulle ZCZ. Ainsi, une analyse des performances des codes utilisés dans le système DS-CDMA asynchrone sera faite. Finalement, nous illustrons par des exemples les applications des codes ZCC et ZCZ aux systèmes respectifs SAC-OCDMA et VLC.

2.2 Critères de choix de codes

Le choix des codes d'étalement est l'une des étapes les plus importantes du développement de la chaîne de transmission CDMA. En effet, la propriété de corrélation (autocorrélation et intercorrélation) est une caractéristique principale pour la sélection des séquences d'étalement, tant pour les systèmes synchrones que pour les systèmes asynchrones [11].

Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation : l'autocorrélation ACF (Auto-Correlation Function) et l'intercorrélation CCF (Cross-Correlation Function). Soit x et y deux séquences distinctes, les fonctions ACF et CCF sont données respectivement par [24]:

$$ACF_{(x)} = \sum_{i=0}^{L-1} x(i).x(i-\tau) \quad (2.1)$$

$$CCF_{(x,y)} = \sum_{n=0}^{L-1} x(i).y(i-\tau) \quad (2.2)$$

Où L représente la longueur de code d'étalement, i indique la position du chip et τ représente le retard (décalage temporel).

D'autre part, des séquences avec des propriétés de corrélation souhaitables ont été largement étudiées et utilisées dans différents systèmes de communication à savoir l'identification dans les systèmes radar, la synchronisation, la télémétrie et la réduction des interférences. Idéalement, et afin de supprimer les interférences MAI, on cherche d'avoir un ensemble de séquences orthogonales dont les valeurs d'autocorrélation AC à tous les décalages non nuls et les valeurs intercorrélation CCF à tous les décalages sont nulles [40].

Malheureusement, un tel ensemble de séquences idéales n'existe pas selon certaines bornes théoriques telles que les bornes de Welch [41], Sidelnikov [42] et Sarwate [43], qui montrent que les amplitudes maximales d'ACF et de CCF d'un ensemble de séquences sont mutuellement contraintes, c'est-à-dire que si un ensemble de séquences possède de bonnes propriétés d'ACF, alors les propriétés de CCF ne sont pas bonnes et vice versa. En pratique, les valeurs des fonctions ACF et CCF peuvent être équilibrées selon les propriétés souhaitées. Il existe différentes façons de parvenir à un bon compromis entre eux. Par exemple, il est possible de définir les deux familles de séquences suivantes [40] :

- une famille de séquences présentant des valeurs ACF idéales à tous les décalages non nuls et de faibles valeurs CCF à tous les décalages, c'est-à-dire que les valeurs CCF peuvent être différentes de zéro ;
- une famille de séquences ayant des valeurs ACF et CCF idéales dans une certaine zone de décalages autour de l'origine, c'est-à-dire que les valeurs ACF et CCF peuvent être non nulles en dehors de la zone. Cette famille de code est appelée code à zone de corrélation nulle (ZCZ).

Par la suite, l'étude de la propriété de corrélation (ACF et CCF) du code d'étalement dans un scénario synchrone (l'orthogonalité des codes d'étalement est exploitée au maximum) ou asynchrone (existence des décalages temporels entre les utilisateurs) prouve sa supériorité sur les autres codes existants [44].

2.3 Les codes d'étalement adaptés aux systèmes synchrones

2.3.1 Les codes orthogonaux

Les meilleures performances se produisent lorsque le récepteur est synchronisé sur le message reçu c'est-à-dire lorsqu'il y a une bonne séparation entre le signal d'un utilisateur souhaité et les signaux des autres utilisateurs. La séparation des signaux est réalisée en corrélant le signal émis avec la séquence d'étalement de l'utilisateur souhaité. Cela est possible en utilisant des codes orthogonaux (corrélation croisée nulle) à savoir les codes de Walsh-Hadamard, les codes Golay et les codes ZCC [11].

2.3.1.1 Les codes bipolaire de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh Hadamard (WH) sont les plus simple séquences bipolaires (suite d'impulsions pouvant prendre deux états distincts +1 ou -1) orthogonales à construire. Ils sont générés à partir de la matrice de transformation de Hadamard. Ils sont représentés par une matrice carrée de dimension N × N (N codes de longueur N) où les lignes et les colonnes sont orthogonales. Elle est construite récursivement de la manière suivante [11, 13, 24] :

$$\begin{cases} H_1 = +1 \\ H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.3)$$

Les codes Walsh-Hadamard sont des codes parfaitement orthogonaux et largement utilisés pour leur attribut d'orthogonalité et leur simple génération. Ils ont de nombreuses

applications favorables dans les communications basées sur le CDMA multi-porteuse synchrone MC-CDMA (Multi Carrer-CDMA) [45].

2.3.1.2 Les codes de Golay

Tout comme les codes de Walsh-Hadamard, les codes de Golay sont des codes orthogonaux adaptés aux systèmes CDMA synchrones. Ce sont des paires de séquences complémentaires, obtenu à partir d'une matrice construite récursivement, où la somme de leurs fonctions d'autocorrélation apériodiques est égale à zéro, à l'exception du décalage de zéro [11]. De plus, ces codes peuvent être utilisés pour construire des matrices de Hadamard et vice versa. En effet, si A et B sont les matrices circulantes $N \times N$ créées à partir d'une paire de séquences complémentaires de Golay, alors la matrice [46]:

$$G = \begin{bmatrix} \mathrm{A} & -\mathrm{B} \\ \mathrm{B}^T & A^T \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

est une matrice de Hadamard $2N \times 2N$.

2.3.2 Les codes d'intercorrélation nulle ZCC

La construction de séquences de code unipolaires est de grand intérêt notamment pour leurs implémentations dans les systèmes optiques à savoir le système OCDMA incohérent. En effet, ils sont principalement mis au point pour contourner les difficultés d'utilisation, dans le domaine optique, de séquences bipolaires et de détection cohérente complexe et coûteuse [13].

Les codes d'intercorrélation nulle ZCC sont des codes orthogonaux unipolaires optiques adaptés aux systèmes CDMA optique (OCDMA) synchrones afin de mieux contrôler les interférences MAI. Ils peuvent être construits de diverses manières à savoir à partir des codes MDW (Modified Double Weight), par des méthodes algébriques, par la méthode BIBD (Balanced Incomplete Block Design) [20, 24] ou par l'utilisation de la matrice de Pascal triangulaire PTM (Pascal's Triangle Matrix) [47].

2.3.2.1 Propriétés de corrélation

Le code ZCC doit satisfaire à certains critères importants, notamment l'absence de chevauchement des chips à « 1 » entre les différents utilisateurs entrainant ainsi une intercorrélation nulle, pour un décalage nul, entre les différents codes pour n'importe quel nombre d'utilisateurs. Cela permet une suppression totale des interférences d'accès multiple MAI. Ce type de code est caractérisé par les propriétés de corrélation suivante [20, 24] :

- La condition d'autocorrélation des codes ZCC

$$\sum_{i=0}^{L-1} x(i)x(i-\tau) = \begin{cases} w & pour \quad \tau = 0 \\ \leq w & ailleurs \end{cases} \tag{2.5}$$

- La condition d'inter-corrélation des codes ZCC

$$\sum_{i=0}^{L-1} x(i)y(i-\tau) = \begin{cases} \mathbf{0} & pour \quad \tau = \mathbf{0} \\ \leq w & ailleurs \end{cases} \tag{2.6}$$

2.3.2.2 Construction

Plusieurs méthodes de construction des codes ZCC sont proposées dans la littérature. Nous proposons d'étudier dans cette partie celle basée sur la matrice PTM décrite en [47].

Cette méthode récemment proposée dans [47], est basée sur l'utilisation d'une matrice particulière nommée matrice de Pascal triangulaire PTM pour construire une matrice de codes ZCC. Les matrices de Pascal sont des matrices faisant intervenir le triangle de Pascal sous diverses formes. La forme générale de la matrice PTM utilisée dans la construction des codes ZCC est donnée par [47]:

$$PTM_{m;n} = \begin{bmatrix} 00\cdots\overbrace{1\cdots\cdots1}^{\text{n - fois}}\cdots00 \\ \vdots\vdots 010\cdots\cdots010\vdots\vdots \\ \vdots 010\cdots\cdots\cdots010\vdots \\ 010\cdots\cdots\cdots\cdots010 \\ 10\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots01 \end{bmatrix} \} \text{ m - lignes} \quad (2.7)$$

En prenant $m = 4$ et $n = 2$, nous pouvons écrire la matrice PTM de dimension 4×8 comme suit :

$$PTM_{4;2} = \begin{bmatrix} 00011000 \\ 00100100 \\ 01000010 \\ 10000001 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La méthode de construction de la matrice ZCC-PTM proposée est présentée en 3 étapes comme suit [47]:

- **Etape 1**

Définissons la matrice I_1 représentant la matrice identité de dimension 4×4 comme suit :

$$I_1 = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0001 \end{bmatrix}_{4\times4} \quad (2.9)$$

- **Etape 2**

Pour construire la matrice ZCC-PTM ayant $K = 4, w = 3, L = \mathrm{K} \times \mathrm{w} = 12$, $\lambda_c = 0$, nous faisant la concaténation de la matrice $PTM_{4;2}$ (équation 2.8) avec la matrice de base donnée en équation (2.9) :

$$ZCC - PTM_{K=4;w=3} = [\, I_1 \,,\, PTM_{4;2} \,] \quad (2.10)$$

Où $[.,.]$ symbolise l'opération de concaténation. Donc, la matrice $ZCC - PTM_{4;3}$ peut s'écrire comme suit :

$$ZCC - PTM_{4;3} = \begin{bmatrix} 1000 & 00011000 \\ 0100 & 00100100 \\ 0010 & 01000010 \\ 0001 & 10000001 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En décalant la première colonne de la matrice de l'équation (2.11) au milieu de la même matrice, on trouve :

$$\boldsymbol{ZCC - PTM_{4;3}} = \begin{bmatrix} \mathbf{1000} & \mathbf{00011000} \\ \mathbf{0100} & \mathbf{00100100} \\ \mathbf{0010} & \mathbf{01000010} \\ \mathbf{0001} & \mathbf{10000001} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{000} & \mathbf{000111000} \\ \mathbf{100} & \mathbf{001000100} \\ \mathbf{010} & \mathbf{010000010} \\ \mathbf{001} & \mathbf{100000001} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

(I_2)

Donc, nous pouvons maintenant écrire la matrice $ZCC - PTM_{4;3}$ selon la nouvelle équation suivante :

$$\boldsymbol{ZCC - PTM_{4;3}} = \left[\boldsymbol{I_2} \, , \, \boldsymbol{PTM_{4;3}} \right] \quad (2.13)$$

- **Etape 3**

Afin d'augmenter le poids du code ZCC-PTM, une simple opération est nécessaire :

$$\boldsymbol{ZCC - PTM_{K;w}} = \left[\boldsymbol{repeat} \, (\boldsymbol{I_2}, \boldsymbol{w-2}) \, , \, \boldsymbol{PTM_{K;w}} \right] \quad (2.14)$$

Où $repeat(I_2, w-2)$ veut dire la répétition $(w-2)$ fois de chaque élément de la matrice I_2 .

Exemple 1

- Pour $K = 4$ et poids $w = 4$ ($L = 16$), la matrice des codes est :

$$ZCC - PTM_{4;4} = \left[repeat(I_2, 2) \, , \, PTM_{4;4} \right] = \begin{bmatrix} 000000 & 0001111000 \\ 110000 & 0010000100 \\ 001100 & 0100000010 \\ 000011 & 1000000001 \end{bmatrix}_{4\times16}$$

Afin d'augmenter le nombre d'utilisateurs (codes), nous augmentons simplement la dimension des matrices de base (I_2 et $PTM_{K;w}$) et nous répétons l'étape 3, comme montré sur l'exemple suivant.

Exemple 2

- Pour $K = 5$ et poids $w = 4$ ($L = 20$), la matrice des codes est :

$$ZCC - PTM_{5;3} = \begin{bmatrix} 00000000 & 0000111100000 \\ 11000000 & 0001000010000 \\ 00110000 & 0010000001000 \\ 00001100 & 0100000000100 \\ 00000011 & 1000000000001 \end{bmatrix}_{5\times20}$$

2.4 Les codes d'étalement adaptés aux systèmes asynchrones

2.4.1 Les codes de Gold

Les séquences de Gold sont une famille de code qui découle des séquences PN (voir Figure 2.1) et qui possède de meilleures propriétés. Elles sont particulièrement employées dans les transmissions CDMA asynchrones grâce à leurs propriétés de corrélation [11, 13].

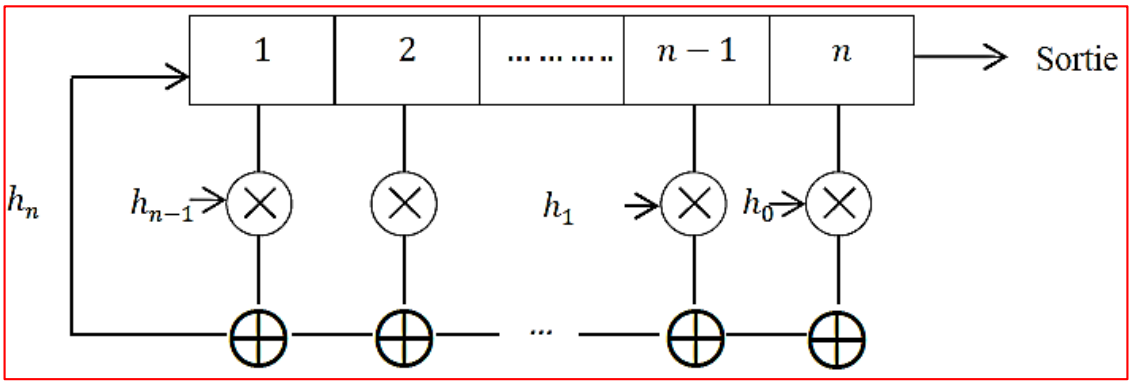


Figure 2.1 : Générateur de séquences PN à longueur maximale **[48]**

Cette famille de codes est obtenue suite à l'opération logique XOR (addition modulo 2) de deux m-séquences "préférées" différentes (u, v) de même longueur (voir Figure 2.2), par [13, 48]:

$$G(u,v) = \{u, v, u \oplus v, u \oplus T.v, u \oplus T^2.v, \dots, u \oplus T^{N-1}.v\} \quad (2.15)$$

Où $N = 2^n - 1$ représente la longueur des séquences u et v et n le nombre d'étage du registre à décalage à rétroaction linéaire LFSR (Linear Feedback Shift Register) et T est l'opérateur de décalage cyclique.

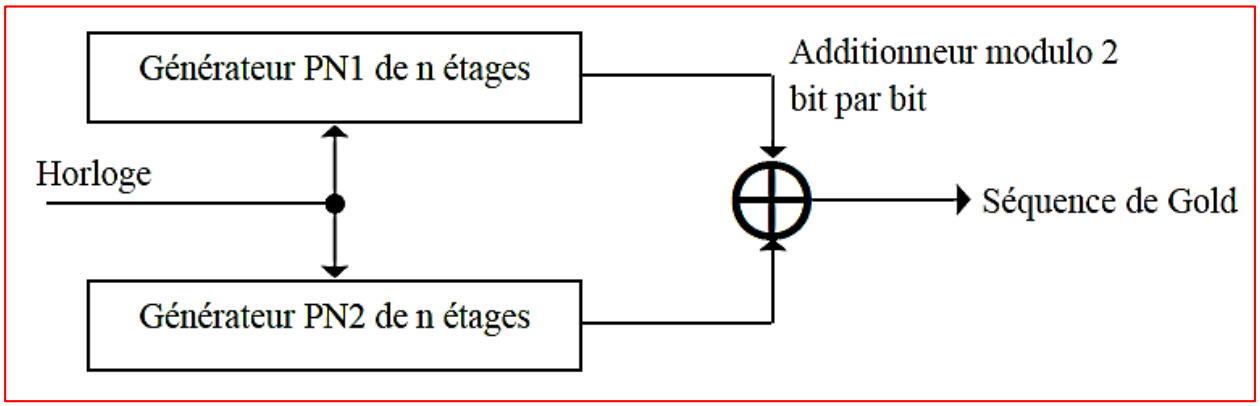


Figure 2.2 : Générateur des séquences de Gold **[48]**

De ce fait, la séquence de Gold résultante ayant une longueur N n'est autre que la somme modulo 2 d'une séquence (u) avec les versions décalées de l'autre (v) [17, 48].

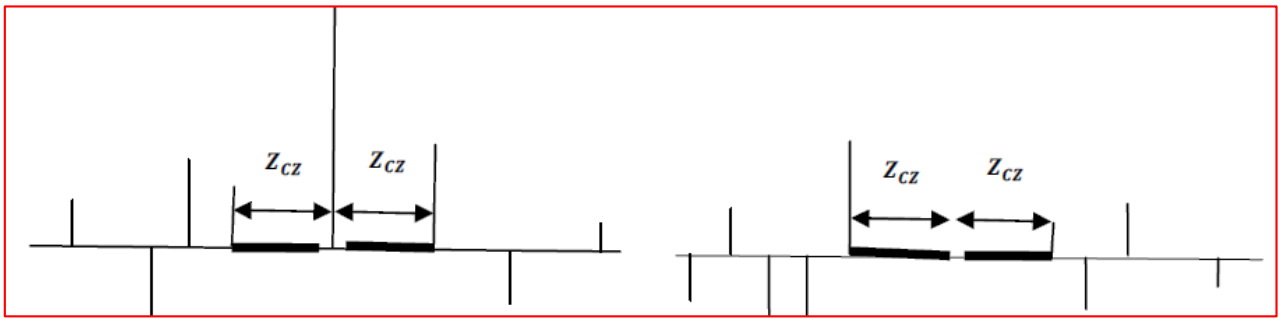
2.4.2 Les codes à zone de corrélation nulle ZCZ

2.4.2.1 Définition

Les codes d'étalement tels que les séquences PN, Walsh-Hadamard, les m-séquences, les codes de Gold et les codes Kasami sont des exemples de codes d'étalement utilisée dans le système CDMA traditionnel. Ces codes n'ont pas de fonctions d'auto et d'intercorrélation idéales. Les lobes latéraux d'autocorrélation non nuls conduisent aux interférences inter-symbole ISI (Inter Symbol Interference) et les fonctions de corrélation croisée non nulle créent les interférences d'accès multiple (MAI). Par conséquent, les lobes latéraux de

l'autocorrélation et la corrélation croisée doivent être aussi faible que possible pour supprimer les interférences ISI et MAI [40].

Pour cette raison, des familles de séquences avec une corrélation idéale dans une petite zone autour de l'origine sont proposées. Ces séquences sont appelées à zone de corrélation nulle ou séquences ZCZ car les valeurs des fonctions de corrélation, autour de l'origine, sont nulles (voir Figure 2.3). Dans cette région, les codes d'étalement sont considérés comme idéaux et l'ISI (Inter-Symbol Interference) et le MAI sont étouffés, ce qui entraîne une augmentation de la capacité, et par conséquent une augmentation possible du débit binaire. De ce fait, les codes ZCZ sont largement étudiés en raison de leurs applications dans les systèmes de communication CDMA asynchrone et quasi-synchrone [11, 49].



a) b)

Figure 2.3 : Les fonctions de corrélation pour les codes ZCZ : a) Autocorrélation ; b) Intercorrélation **[11]**

Premièrement, Tang, Fan et Matsufuji [50] ont donné la borne inférieure sur la fonction de corrélation de l'ensemble de séquences ZCZ. Depuis lors, de nombreux chercheurs se sont consacrés à la construction d'ensembles de séquences ZCZ optimaux par rapport à cette borne.

Dans ce qui suit, un ensemble de séquence de code ZCZ est représenté par $ZCZ(L, M, Z_{CZ})$, où L défini la longueur de la séquence du code, M le nombre de codes et Z_{CZ} la longueur de la zone de corrélation nulle.

2.4.2.2 Propriétés

Le code d'étalement dénommé ZCZ doit satisfaire aux propriétés de corrélation suivante [11, 51, 52, 53]:

- Les fonctions d'autocorrélation et d'inter-corrélation périodiques

Soit l'ensemble des séquences $\{a_l^{(r)}\}$ avec la taille de la famille $M(r = 1,2, \dots, M)$, les fonctions d'autocorrélation périodique PACF (Periodic Auto-Correlation Function) et d'inter-corrélation périodique PCCF (Periodic Cross-Correlation Function) sont définis comme suit :

$$\boldsymbol{\theta_{(r,s)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l^{(r)} a_{l+\tau}^{*(s)} = \begin{cases} PACF & si \quad r = s \\ PCCF & si \quad r \neq s \end{cases}} \tag{2.16}$$

- La condition d'orthogonalité des séquences ZCZ

L'ensemble des séquences ZCZ est dit orthogonal si :

$$\boldsymbol{\theta_{(r,s)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l^{(r)} a_{l+\tau}^{*(s)} = \begin{cases} \eta L & pour \quad \tau = 0, r = s \\ 0 & pour \quad \tau = 0, r \neq s \\ 0 & pour \quad 0 < |\tau| \leq Z_{CZ} \end{cases}}$$

(2.17)

Où $\eta = \frac{1}{L}\sum_{l=0}^{L-1} |a_l|^2 \leq 1$.

2.4.2.3 Etude de la construction de séquences ZCZ binaires (Hayashi)

La structure de la construction est réalisée en trois étapes comme suit [11] :

- **Étape 1**

Soit la matrice de Hadamard d'ordre *n*, à partir de la r^iéme ligne de cette dernière $h_r = [h_{r,0}, h_{r,1}, \ldots\ldots\ldots h_{r,n-1}]$, l'ensemble g_r de $2n$ séquences, chacune de longueur $4n$, est construit comme suit :

Pour $0 \leq r < n$,

$$g_{2r+0} = [-h_r, h_r, h_r, h_r\,] \quad (2.18)$$

$$g_{2r+1} = [h_r, h_r, -h_r, h_r\,] \quad (2.19)$$

- **Étape 2**

Pour une valeur entière fixe *n*, on peut récursivement construire une série d'ensemble $\{f_r\}_{r=0}^{2n-1}$ de $2n$ séquences pour la première itération ($m = 0$), à partir de l'ensemble des séquences $\{g_r\}_{r=0}^{2n-1}$ comme suit:
Les séquences f_{2r+0} et f_{2r+1} sont construites par l'entrelacement de deux séquences g_{2r+0} et g_{2r+1} tel que :

Pour $0 \leq r < n$,

$$f_{2r+0} = [g_{2r+0,0}, g_{2r+1,0}, g_{2r+0,1}, g_{2r+1,1}, g_{2r+0,2}, g_{2r+1,2,}\, g_{2r+0,3}, g_{2r+1,3}\,, g_{2r+0,4}, g_{2r+1,4,}$$
$$g_{2r+0,5}, g_{2r+1,5,} \ldots\ldots\ g_{2r+0,4n-1}, g_{2r+1,4n-1}\,] \quad (2.20)$$

Et

$$f_{2r+1} = [g_{2r+0,0}, -g_{2r+1,0}, g_{2r+0,1}, -g_{2r+1,1}, g_{2r+0,2}, -g_{2r+1,2,}\, g_{2r+0,3}, -g_{2r+1,3}\,, g_{2r+0,4},$$
$$-g_{2r+1,4,} g_{2r+0,5}, -g_{2r+1,5,} \ldots\ldots\ldots\ldots,\ g_{2r+0,4n-1}, -g_{2r+1,4n-1}\,] \quad (2.21)$$

Le nombre des séquences obtenues est de $2n$, chacune de longueur $8n$.

- **Étape 3**

Pour $m > 0$, la série d'ensemble $\{f_r\}_{r=0}^{2n-1}$ est générée par l'entrelacement de la série actuelle $\{f_r\}_{r=0}^{2n-1}$ est comme suit:

Pour $0 \leq r < n$

$$f_{2r+0} = [f_{2r+0,0}, f_{2r+1,0}, f_{2r+0,1}, f_{2r+1,1}, f_{2r+0,2}, f_{2r+1,2,} f_{2r+0,3}, f_{2r+1,3}, f_{2r+0,4}, f_{2r+1,4,} f_{2r+0,5}, f_{2r+1,5,} f_{2r+0,6}, f_{2r+1,6}, \ldots, \ldots, f_{2r+0,8n-1}, f_{2r+1,8n-1}] \quad (2.22)$$

et

$$f_{2r+1} = [f_{2r+0,0}, -f_{2r+1,0}, f_{2r+0,1}, -f_{2r+1,1}, f_{2r+0,2}, -f_{2r+1,2,} f_{2r+0,3}, -f_{2r+1,3}, f_{2r+0,4}, -f_{2r+1,4,} f_{2r+0,5}, -f_{2r+1,5,} f_{2r+0,6}, -f_{2r+1,6}, \ldots, \ldots, f_{2r+0,8n-1}, -f_{2r+1,8n-1}] \quad (2.23)$$

La longueur des séquences f_r est de $16n$ et le nombre des séquences est de $2n$. La longueur des séquences sera doublée à chaque itération, mais le nombre des séquences restera toujours fixe.

Les paramètres de l'ensemble des séquences binaires ZCZ obtenues sont :

$$ZCZ\ (L, M, Z_{CZ}) = (2^{m+3}n, 2n, 2^{m+1} - 1) \quad (2.24)$$

Le paramètre mesurant l'optimalité de ces séquences est donnée par :

$$\mu = \frac{M(Z_{CZ}+1)}{L} \quad (2.25)$$

En remplaçant les paramètres par leurs valeurs on obtient :

$$\mu = \frac{M(Z_{CZ}+1)}{L} = \frac{2n(2^{m+1}-1+1)}{2^{m+3}n} = \frac{2n(2^{m+1})}{2^{m+3}n} = \frac{1}{2} \quad (2.26)$$

2.4.2.4 Etude de la construction de séquences ZCZ ternaires (Hayashi)

La procédure de la construction de l'ensemble des séquences ternaires basée sur les matrices de Hadamard est donnée comme suit [11] :

Soient $\{g_r^{(a)}\}_{r=0}^{n-1}$ et $\{g_r^{(b)}\}_{r=0}^{n-1}$ une paire de séquences ternaires de longueur $2(n+1)$ construite à partir des lignes de la paire $\{h_r^{(a)}\}_{r=0}^{n-1}, \{h_r^{(b)}\}_{r=0}^{n-1}$ de la matrice de Hadamard en introduisant des colonnes de zéro élément comme suit :

Pour $0 \leq r < n$,

$$g_r^{(a)} = \left(h_r^{(a)}\ 0\ h_r^{(a)}\ 0\right),\ g_r^{(b)} = \left(h_r^{(b)}\ 0\ -h_r^{(b)}\ 0\right) \quad (2.27)$$

L'ensemble des séquences $\left\{h_r^{(a)}\right\}_{r=0}^{n-1}$, $\left\{h_r^{(b)}\right\}_{r=0}^{n-1}$ devrait satisfaire l'égalité suivante :

Pour $0 \leq r$, $s < n$, $|\tau| = 1$,

$$\varphi_{h_r^{(a)},h_s^{(a)}}(\tau) = \varphi_{h_r^{(b)},h_s^{(b)}}(\tau) \tag{2.28}$$

L'égalité est satisfaite si $\left\{h_r^{(a)}\right\}_{r=0}^{n-1}$ est identique à $\left\{h_r^{(b)}\right\}_{r=0}^{n-1}$.

Ensuite, à partir de $\left\{g_r^{(a)}\right\}_{r=0}^{n-1}$ et $\left\{g_r^{(b)}\right\}_{r=0}^{n-1}$, $\left\{u_r^{(0)}\right\}_{r=0}^{2n-1}$ est construit comme suit :

Pour $0 \leq r < n$

$$u_{2r+0}^{(a)} = d(g_r^{(a)}, g_r^{(b)}), \quad u_{2r+1}^{(a)} = d\left(g_r^{(a)}, -g_r^{(b)}\right) \tag{2.29}$$

$\left\{u_r^{(m)}\right\}_{r=0}^{2n-1}$ est récursivement construite pour $m > 0$, tel que :

Pour $0 \leq r < n$

$$u_{2r+0}^{(m)} = d(u_{2r}^{(m-1)}, u_{2r+1}^{(m-1)}), \quad u_{2r+1}^{(m)} = d(u_{2r}^{(m-1)}, -u_{2r+1}^{(m-1)}) \tag{2.30}$$

Cela permet d'obtenir l'ensemble des séquences ternaires $ZCZ\left((n+1)2^{m+2}, 2n, 2^{m+1}-1\right)$.

2.4.2.5 Construction de séquences ZCZ polyphasé

Dans cette section, une nouvelle méthode de construction des codes ZCZ polyphasé est proposée. La construction est basée sur trois étapes [54]:

- **Étape 1**

Soit F la matrice DFT à N points donnée par :

$$F = \begin{bmatrix} W_N^0 & W_N^0 & \cdots \\ W_N^0 & W_N^1 & \cdots \\ \vdots & \vdots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Où $W_N = \exp(-2\pi j/N)$ et $N > 2$.

La s^{ème} ligne de la matrice F d'ordre N est notée$f_s = \left[f_{s,0}, f_{s,1}, \ldots \ldots \ldots f_{s,N-1}\right]$. Un ensemble composé de $2N$ séquences p_s, chacune de longueur$2N$, est construit comme suit [6] :

Pour $0 \leq s < N$,

$$p_{s+0} = [f_S, -f_S] \tag{2.32}$$

$$p_{s+1} = [f_S, f_S] \tag{2.33}$$

- **Étape 2**

Pour une valeur entière fixe $N > 2$, et pour la première itération $i = 0$, on peut générer, en se basant sur la méthode de construction décrite en [55], l'ensemble $\{P_s\}_{s=0}^{2N-1}$ de $2N$ séquences comme suit :

Un ensemble de séquences $\{P_s\}_{s=0}^{2N-1}$est construit à partir de l'ensemble de séquences $\{p_s\}_{s=0}^{2N-1}$. Une paire de séquences P_{s+0} et P_{s+1} de longueur $(2^{i+2}N)$ est construite par le processus d'entrelacement d'une paire de séquences p_{s+0} et p_{s+1} comme suit :

Pour $0 \leq s < N$,

$$P_{s+0} = [p_{s+0,0}, p_{s+1,0}, p_{s+0,1}, p_{s+1,1}, \dots\dots\dots, p_{s+0,2N-1}, p_{s+1,2N-1}\ ] \quad (2.34)$$

et,

$$P_{s+1} = [p_{s+0,0}, -p_{s+1,0}, p_{s+0,1}, -p_{s+1,1}, \dots\dots\dots, p_{s+0,2N-1}, -p_{s+1,2N-1}] \quad (2.35)$$

La taille des éléments de l'ensemble de séquences $\{P_s\}$ est $2N$.

- **Étape 3**

Pour $i > 0$, nous pouvons construire récursivement une nouvelle série d'ensembles,$\{P_s\}_{s=0}^{2N-1}$, en entrelaçant les $\{P_s\}_{s=0}^{2N-1}$ actuels :

Pour $0 \leq s < N$,

$$P_{s+0} = [P_{s+0,0}, P_{s+1,0}, P_{s+0,1}, P_{s+1,1}, \dots\dots\dots, P_{s+0,4N-1}, P_{s+1,4N-1}] \quad (2.36)$$

et,

$$P_{s+1} = [P_{s+0,0}, -P_{s+1,0}, P_{s+0,1}, -P_{s+1,1}, \dots\dots\dots, P_{s+0,4N-1}, -P_{s+1,4N-1}] \quad (2.37)$$

La longueur des deux séquences P_{s+0} et P_{s+1} est égale à $(2^{i+2}N)$.

L'ensemble de séquences ZCZ polyphasé proposé est généré à partir d'une matrice DFT d'ordre $N > 2$ ayant une construction plus flexible que les autres constructions ZCZ polyphasées [56, 57, 58, 59, 60]. L'ensemble de séquences ZCZ polyphasés obtenus est constitué de deux séquences binaires en ligne $M = 1$ et $M = N + 1$. Cette propriété provient des éléments de la matrice DFT $[W_N^{M-1} = \exp(-2\pi j(M-1)/N)]$.

De plus, L'ensemble de séquences ZCZ polyphasé généré satisfait les propriétés suivantes [55] :

$$\forall s, \forall \tau \neq 0, |\tau| \leq 2^i \quad \Rightarrow \quad \theta_{(P_s, P_s)}(\tau) = 0 \quad (2.38)$$

$$\forall s \neq v, \forall \tau, |\tau| \leq 2^i \quad \Rightarrow \quad \theta_{(P_s, P_v)}(\tau) = 0 \quad (2.39)$$

Pour l'ensemble de séquences proposé $ZCZ(2^{i+2}N, 2N, 2^i)$, le rapport d'optimalité et donné par :

$$\rho = \frac{M(Z_{CZ}+1)}{L} = \frac{2N(2^i+1)}{2^{i+2}N} = \frac{(2^i+1)}{2^{i+1}} \quad (2.40)$$

- Pour $i = 0$, $\rho = 1$, l'ensemble ZCZ proposé est optimal ;
- Pour $i > 0$, $1/2 \leq \rho < 1$ et $\lim_{i\to\infty}(\mu) = 1/2$.

Exemple 1 : Soit F une matrice d'ordre *N=4*, donnée par :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix}$$

Pour $i = 2$, l'ensemble de séquences $\{P_s\}_{s=0}^{7}$ avec $ZCZ(L, M, Z_{cz}) = (64,8,4)$ est donné sur le Tableau 2.1 , où les symboles $0,1,2,3$ représentent respectivement $+1, +j, -1, -j$ avec $+j = \sqrt{-1}$.

Tableau 2.1 : Éléments de la séquence $\{P_s\}_{s=0}^{7}$ avec $ZCZ(64,8,4)$ [54].

P_{0+0}	**0,0,0,2,0,0,2,0,0,0,0,2,0,0,2,0,0,0,0,2,0,0,2,0,0,0,0,2,0,0,2,0,** **2,2,2,0,0,0,2,0,2,2,2,0,0,0,2,0,2,2,2,0,0,0,2,0,2,2,2,0,0,0,2,0**
P_{0+1}	**0,0,0,2,0,0,2,0,1,1,1,3,1,1,3,1,2,2,2,0,2,0,0,2,3,3,3,1,3,3,1,3,** **2,2,2,0,0,0,2,0,3,3,3,1,1,1,3,1,0,0,0,2,2,2,0,2,1,1,1,3,3,3,1,3**
P_{1+0}	**0,0,0,2,0,0,2,0,2,2,2,0,2,0,0,2,0,0,0,2,0,0,2,0,2,2,2,0,2,0,0,2,** **2,2,2,0,0,0,2,0,0,0,0,2,2,2,0,2,2,2,2,0,0,0,2,0,0,0,0,2,2,2,0,2**
P_{1+1}	**0,0,0,2,0,0,2,0,3,3,3,1,3,3,1,3,2,2,2,0,2,0,0,2,1,1,1,3,1,1,3,1,** **2,2,2,0,0,0,2,0,1,1,1,3,3,3,1,3,0,0,0,2,2,2,0,2,3,3,3,1,1,1,3,1**
P_{2+0}	**0,2,0,0,0,2,2,2,0,2,0,0,0,2,2,2,0,2,0,0,0,2,2,2,0,2,0,0,0,2,2,2,** **2,0,2,2,0,2,2,2,2,0,2,2,0,2,2,2,2,0,2,2,0,2,2,2,2,0,2,2,0,2,2,2**
P_{2+1}	**0,2,0,0,0,2,2,2,1,3,1,1,1,3,3,3,2,0,2,2,2,0,0,0,3,1,3,3,3,1,1,1,** **2,0,2,2,0,2,2,2,3,1,3,3,1,3,3,3,0,2,0,0,2,0,0,0,1,3,1,1,3,1,1,1**
P_{3+0}	**0,2,0,0,0,2,2,2,2,0,2,2,2,0,0,0,0,2,0,0,0,2,2,2,2,0,2,2,2,0,0,0,** **2,0,2,2,0,2,2,2,2,0,2,0,0,2,0,0,0,2,0,2,2,0,0,2,2,0,2,0,0,0,2,0,0,0**
P_{3+1}	**0,2,0,0,0,2,2,2,3,1,3,3,3,1,1,1,2,0,2,2,2,0,0,0,1,3,1,1,1,3,3,3,** **2,0,2,2,0,2,2,2,1,3,1,1,3,1,1,1,0,2,0,0,2,0,0,0,3,1,3,3,1,3,3,3**

- La fonction d'autocorrélation de P_{0+1} est donnée par :

$$\left|\theta_{(P_{0+1},P_{0+1})}(\tau)\right| =$$

$$(64, 0,0,0,0,4,0,4,48,4,0,4,0,8,0,8,32,8,0,8,0,12,0,12,16,12,0,12,0,16,0,16,0,16,0,16,0,12,0,12$$

$$, 16,12,0,12,0,8,0,8,32,8,0,8,0,4,0,4,48,4,0,4,0,0,0,0)$$

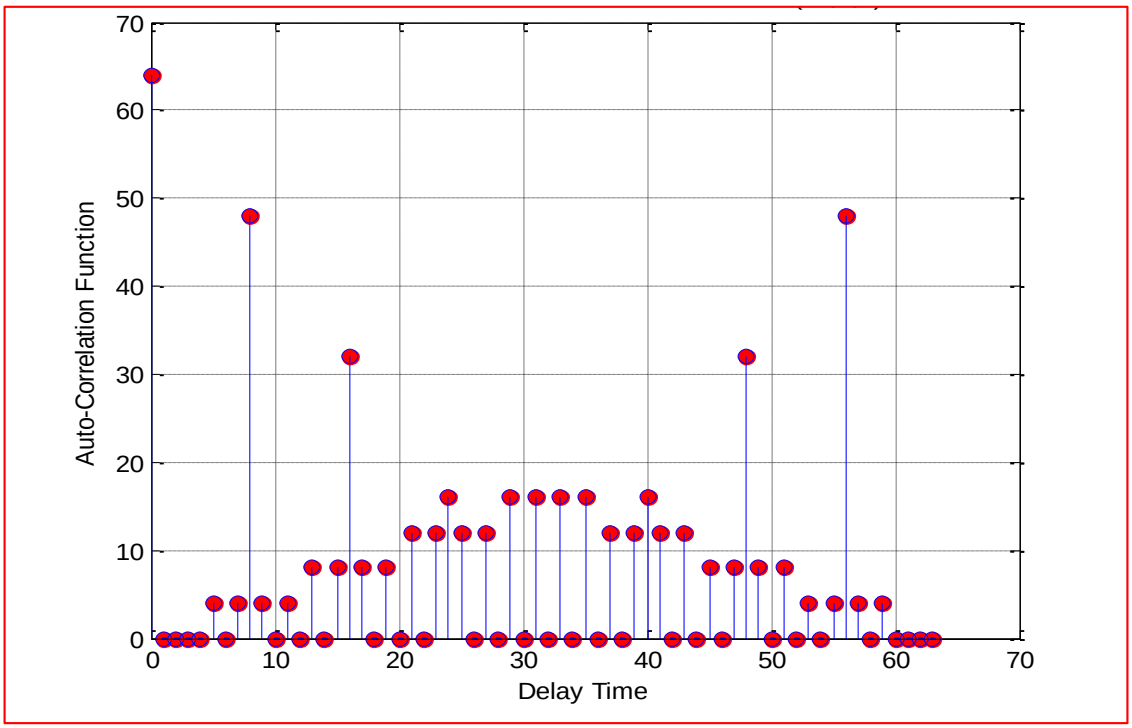
- La fonction de corrélation croisée entre P_{0+1} et P_{1+1} est également donnée par :

$$\left|\theta_{(P_{0+1},P_{1+1})}(\tau)\right| =$$

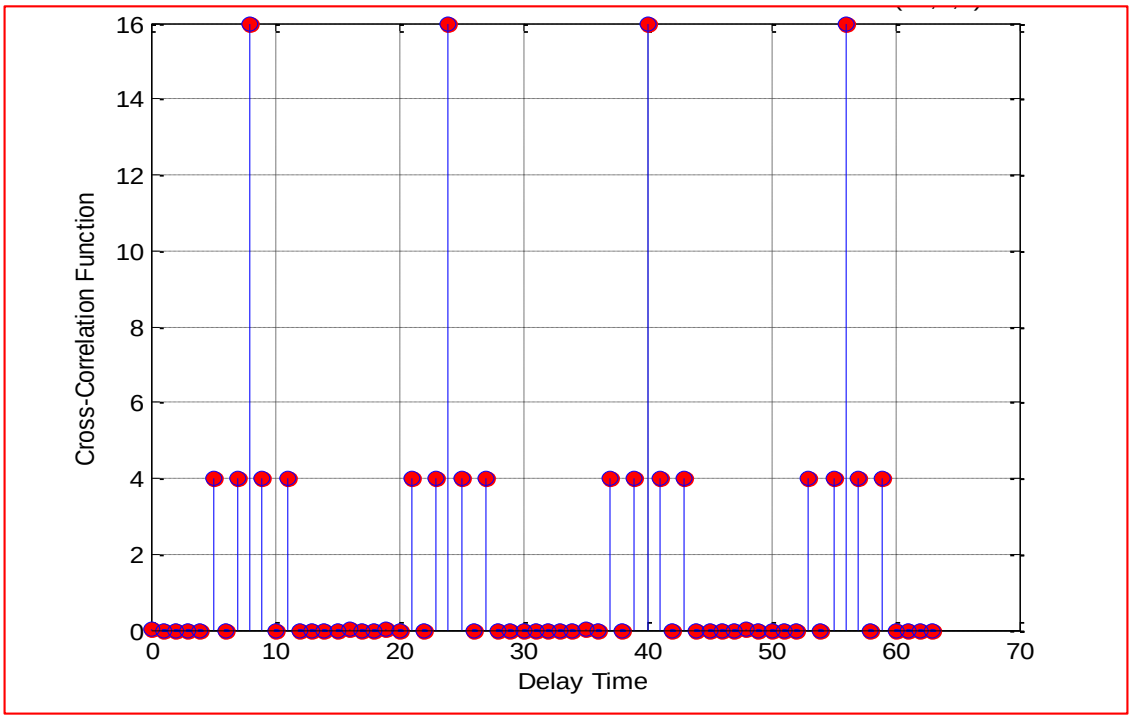
$$(0, 0,0,0,0,4,0,4,16,4,0,4,0,0,0,0,0,0,0,0,0,4,0,4,16,4,0,4,0,0,0,0,0,0,0,0,0,4,0,4 ,16,4,0,4,0,0,0,0,$$

$$0,0,0,0,0,4,0,4,16,4,0,4,0,0,0,0)$$

La Figure 2.4 illustre la fonction d'auto-corrélation $(\forall s, s = v)$ de P_{0+1} (Figure 2.4 a) et la fonction d'intercorrélation $(\forall s, s \neq v)$ de P_{0+1}avec P_{1+1} (Figure 2.4 b).



a)



b)

Figure 2.4 : Les fonctions de corrélation : a) Autocorrélation de P_{0+1}avec $ZCZ(64,8,4)$; b) Corrélation croisée entre P_{0+1}et P_{1+1} avec $ZCZ(64,8,4)$ [54].

D'après le tracé des fonctions de corrélation (voir Figure 2.4), nous pouvons confirmer que $\{P_j\}$ est un ensemble de séquences ZCZ (64, 8, 4).

Exemple 2 : Un autre exemple est étudié pour $N = 3$, dans ce cas, la matrice F est donnée par :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & exp(-2\pi j/3) & exp(-4\pi j/3) \\ 1 & exp(-4\pi j/3) & exp(-2\pi j/3) \end{bmatrix}$$

Pour $i = 1$, et à partir des équations (2.36) et (2.37), l'ensemble de séquences proposé $\{P_s\}_{s=0}^{5}$ avec $ZCZ(L, M, Z_{cz}) = (24,6,2)$ est donné sur le Tableau 2.2, où les symboles $0,1,2,3,4,5$ représentent $+1$, $\exp\left(-\frac{2\pi j}{3}\right)$, -1, $\exp\left(-\frac{4\pi j}{3}\right)$, $-\exp\left(-\frac{2\pi j}{3}\right)$ et $-\exp\left(-\frac{4\pi j}{3}\right)$ respectivement.

Tableau 2.2 : Les éléments de l'ensemble de séquenses $\{P_s\}_{s=0}^{5}$ avec $ZCZ(24,6,2)$

P_{0+0}	**0,0,0,2,0,0,0,2,0,0,0,2,2,2,0,2,2,2,0,2,2,2,0,2**
P_{0+1}	**0,0,0,2,3,3,3,5,1,1,1,4,2,2,0,2,5,5,3,5,4,4,1,4**
P_{1+0}	**0,0,0,2,1,1,1,4,3,3,3,5,2,2,0,2,4,4,1,4,5,5,3,5**
P_{1+1}	**0,2,0,0,0,2,0,0,0,2,0,0,2,0,0,0,2,0,0,0,2,0,0,0**
P_{2+0}	**0,2,0,0,3,5,3,3,1,4,1,1,2,0,0,0,5,3,3,3,4,1,1,1**
P_{2+1}	**0,2,0,0,1,4,1,1,3,5,3,3,2,0,0,0,4,1,1,1,5,3,3,3**

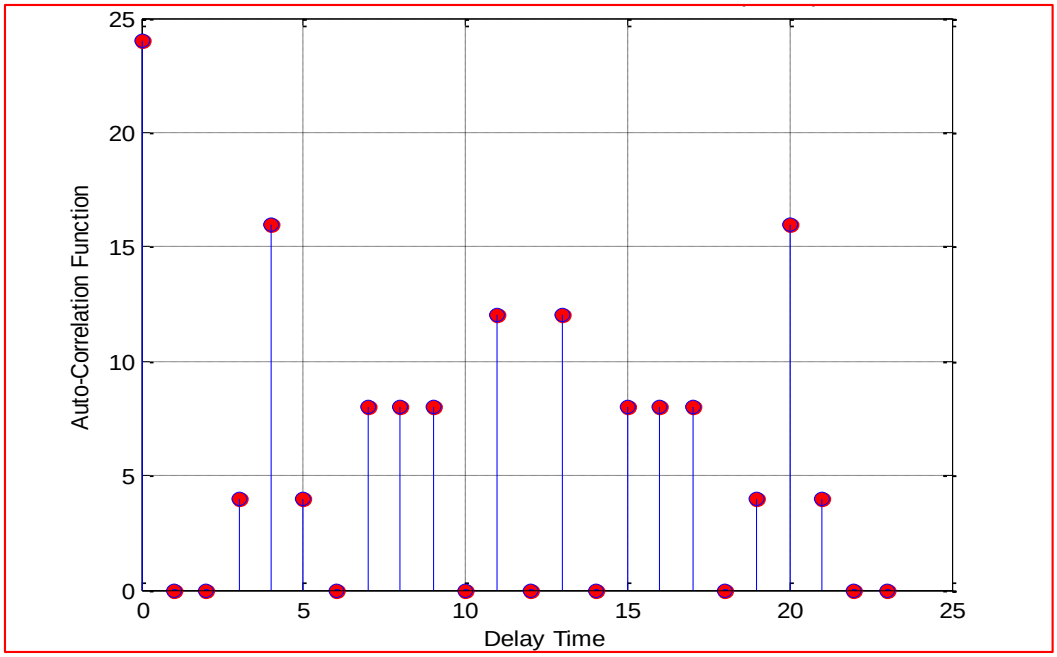
- La fonction d'autocorrélation de P_{0+1} est donnée par :

$$\left|\theta_{(P_{0+1},P_{0+1})}(\tau)\right| = (24,0,0,4,16,4,0,8,8,8,0,12,0,12,0,8,8,8,0,4,16,4,0,0)$$

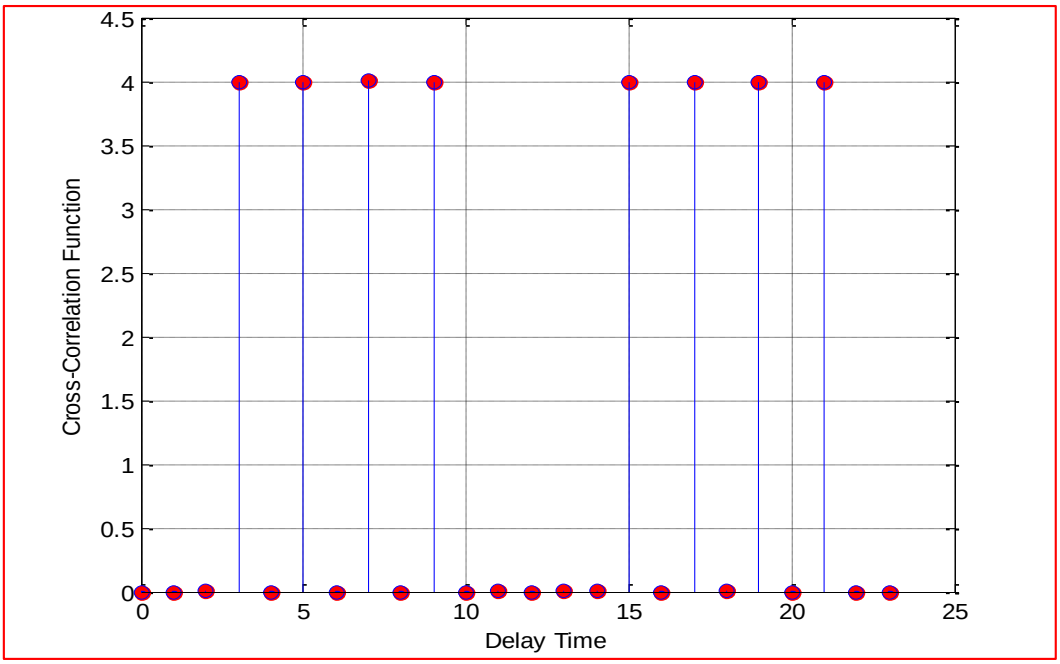
- La fonction de corrélation croisée entre P_{0+1} et P_{1+1} est donnée par :

$$\left|\theta_{(P_{0+1},P_{1+1})}(\tau)\right| = (0,0,0,4,0,4,0,4,0,4,0,0,0,0,0,4,0,4,0,4,0,4,0,0)$$

La Figure 2.5 illustre la fonction d'auto-corrélation de P_{0+1} (Figure 2.5 a) et la fonction d'intercorrélation de P_{0+1}avec P_{1+1} (Figure 2.5 b).



a)



b)

Figure 2.5 : Les fonctions de corrélation : a) Autocorrélation de P_{0+1}avec $ZCZ(24,6,2)$; b) Corrélation croisée entre P_{0+1}et P_{1+1} avec $ZCZ(24,6,2)$ [54].

De même et d'après le tracé des fonctions de corrélation (voir Figure 2.5), nous pouvons confirmer que $\{P_j\}$ est un ensemble de séquences ZCZ (24, 6, 2).

2.5 Applications

2.5.1 Analyse des performances des codes utilisés dans le système DS-CDMA asynchrone

Dans cette section, nous allons analyser l'impact des séquences d'étalement, à savoir les séquences de Hadamard, de Gold, de Golay et ZCZ, en terme de BER (Bit Error Rate), sur les performances du système DS-CDMA asynchrone.

Le BER d'un système DS-CDMA asynchrone sur un canal à évanouissement non sélectif en fréquence avec bruit AWGN (Additive White Gaussian Noise) est estimé par [4, 11, 61] :

$$BER = Q\left(\frac{T\sqrt{\frac{P}{2}}}{\sqrt{\frac{N_0 T}{4}+\frac{TP^2\gamma^2}{4}+(1+\gamma^2)\sigma_A^2(i)}}\right) \quad (2.41)$$

Où :

- P est la puissance reçue,
- T est la durée du symbole,
- Le terme $\frac{N_0 T}{4}$ défini la variance du bruit AWGN,
- le terme $(\mathrm{TP}^2\gamma^2/4)$ désigne la puissance de la composante évanouie de l'utilisateur,
- $\sigma_A^2(i)$ est la puissance d'interférence MAI globale (non évanouie) pour le i^{ème} utilisateur.

En prenant $\gamma^2 = 0$, le BER du système DS-CDMA asynchrone pour un canal AWGN est donc :

$$BER = Q\left(\frac{T\sqrt{\frac{P}{2}}}{\sqrt{\frac{N_0 T}{4}+\sigma_A^2(i)}}\right) \quad (2.42)$$

La variance des MAI au niveau du i^{ème} utilisateur est calculée comme suit :

$$\sigma_A^2(i) = \frac{TP^2}{12\,L^3}\left(\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq i}}^{M} r_{m,i}\right) \quad (2.43)$$

Où $\mathrm{r_{m,i}}$ est le terme d'interférence causé par tous les autres utilisateurs à l'exception de l'utilisateur i. Ce terme s'écrit comme suit [61]:

Soit $\varphi(\tau) = \varphi(b_m, b_i)(\tau)$

$$\mathrm{r_{m,i}} = 2\sum_{\tau=1-\mathrm{L}}^{\mathrm{L}-1}\varphi(\tau)^2 + \sum_{\tau=1-\mathrm{L}}^{\mathrm{L}-1}\varphi(\tau)\varphi(\tau+1) \quad (2.44)$$

La Figure 2.6 illustre les performances du système DS-CDMA asynchrone, en terme de BER, sur un canal à évanouissement de Rice avec bruit AWGN pour un retard de 2 chips [62].

Ce scénario est étudié pour plusieurs séquences de codes à savoir Hadamard, Gold, Golay, ZCZ binaire (BZCZ, Binary ZCZ) de Fan [52] et BZCZ de Fassi et al. [6].

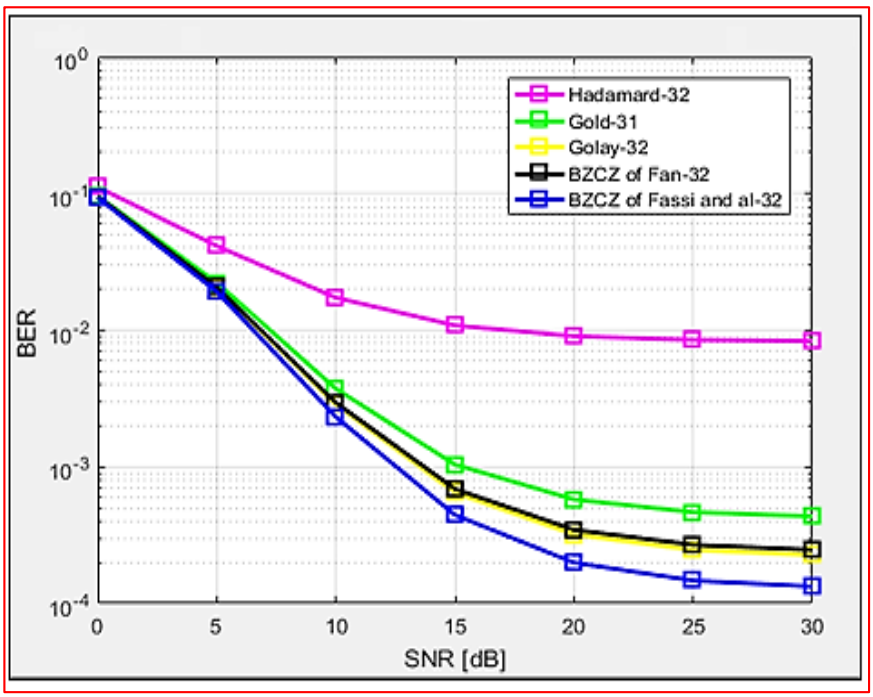


Figure 2.6 : Performance BER du DS-CDMA asynchrone sur un canal à évanouissement de Rice avec un bruit AWGN.

A partir des résultats de simulation obtenus sur MATLAB (voir Figure 2.6), il ressort :

- les performances dudit système utilisant le code BZCZ de Fassi et al. sont meilleurs,
- pour le même SNR, le code BZCZ de Fassi et al. donne le BER le plus inférieur,
- pour un $ER = 10^{-3}$, les séquences BZCZ de Fassi et al. permettent d'obtenir un gain de 01 dB par rapport aux séquences BZCZ de Fan et de Golay, et d'un gain de 2.5 dB par rapport aux séquences de Gold.

De même, la Figure 2.7 illustre les performances du système DS-CDMA asynchrone, en terme de BER, sur un canal AWGN pour les mêmes codes considérés précédemment.

A partir des résultats de simulation obtenus sur MATLAB (voir Figure 2.7), il ressort :

- les performances dudit système utilisant le code BZCZ de Fassi et al. sont meilleurs,
- la supériorité du code BZCZ de Fassi et al. sur les autres codes en termes de BER est remarquable, notamment le minimum BER atteint pour le même rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) et par conséquent le minimum SNR requit pour le même BER.

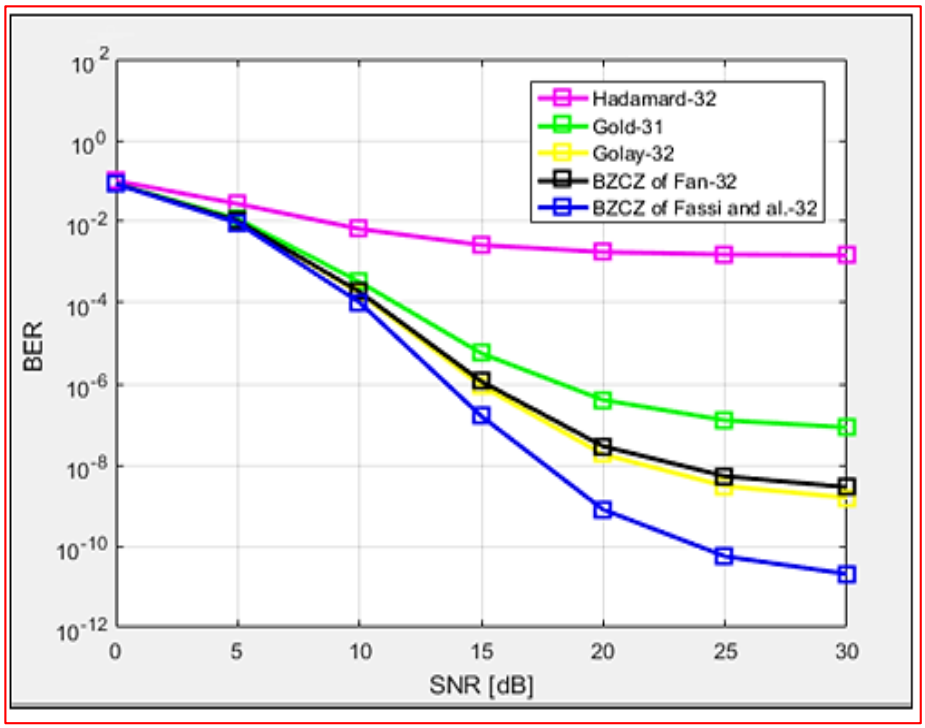


Figure 2.7 : Performance BER du système DS-CDMA asynchrone sur un canal AWGN.

- pour un $ER = 10^{-2}$, les séquences BZCZ de Fassi et al., BZCZ de Fan, Golay et Gold permettent d'obtenir un gain de 04 dB par rapport aux séquences de Hadamard.
- Le gain fournit par les séquences BZCZ de Fassi et al. augmente, par rapport aux autres codes, au fur et à mesure que le SNR augmente, cette amélioration est liée aux propriétés de corrélation.

2.5.2 Applications des codes ZCC au système SAC-OCDMA

Le code ZCC est largement proposé pour le système SAC-OCDMA en tirant parti de leurs propriétés notamment la corrélation croisée nulle au décalage nul. Adaptés aux systèmes SAC-OCDMA synchrones, ce type de codes a présenté de bonnes performances et une bonne résistance aux interférences d'accès multiple [24].

Différentes familles de codes ZCC, basées sur plusieurs méthodes de constructions, ont été proposé dans la littérature tant pour les systèmes SAC-OCDMA à fibre optique ou pour les systèmes SAC-OCDMA sans fil optique [47, 63, 64, 65].

Un exemple d'application des codes ZCC au système SAC-OCDMA est récemment présenté dans [47] afin de réduire la complexité du récepteur et d'améliorer les performances dudit système. A cette fin, un nouveau code ZCC unidimensionnel basé sur la matrice PTM a été suggéré. Le code proposé est appliqué à un système SAC-OCDMA synchrone et ses performances en terme de BER ont été comparées à d'autres codes d'étalement existants. En effet, la construction proposée est simple et permet un bon compromis coût-efficacité en :

- réduisant le nombre de filtres utilisés dans le décodeur sans sacrifier les performances du système, dans le cas d'une détection directe de toutes les longueurs d'onde du code ;

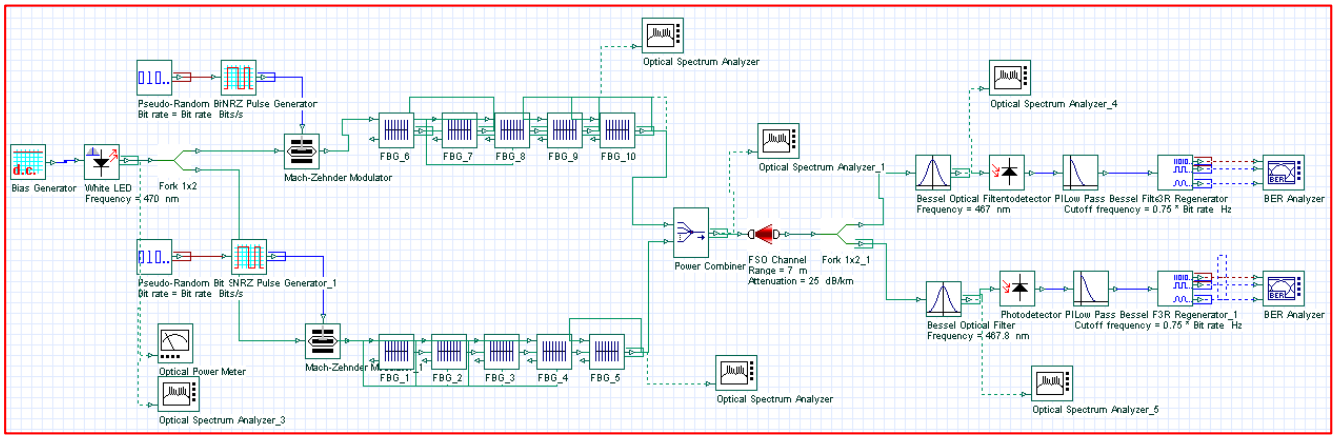
- améliorant la valeur du SNR avec l'augmentation du poids du code, par rapport à la détection directe d'une seule longueur d'onde, en utilisant des filtres à large bande passante comme décodeurs ;
- en garantissant la prise en charge d'applications multimédia avec une différenciation de la qualité de service QoS (Quality of Service), en raison du nombre variable des chips à "1" adjacents détectés. De ce fait, il n'est pas nécessaire d'augmenter le poids du code et par conséquent sa longueur.

2.5.3 Applications des codes ZCZ au système VLC

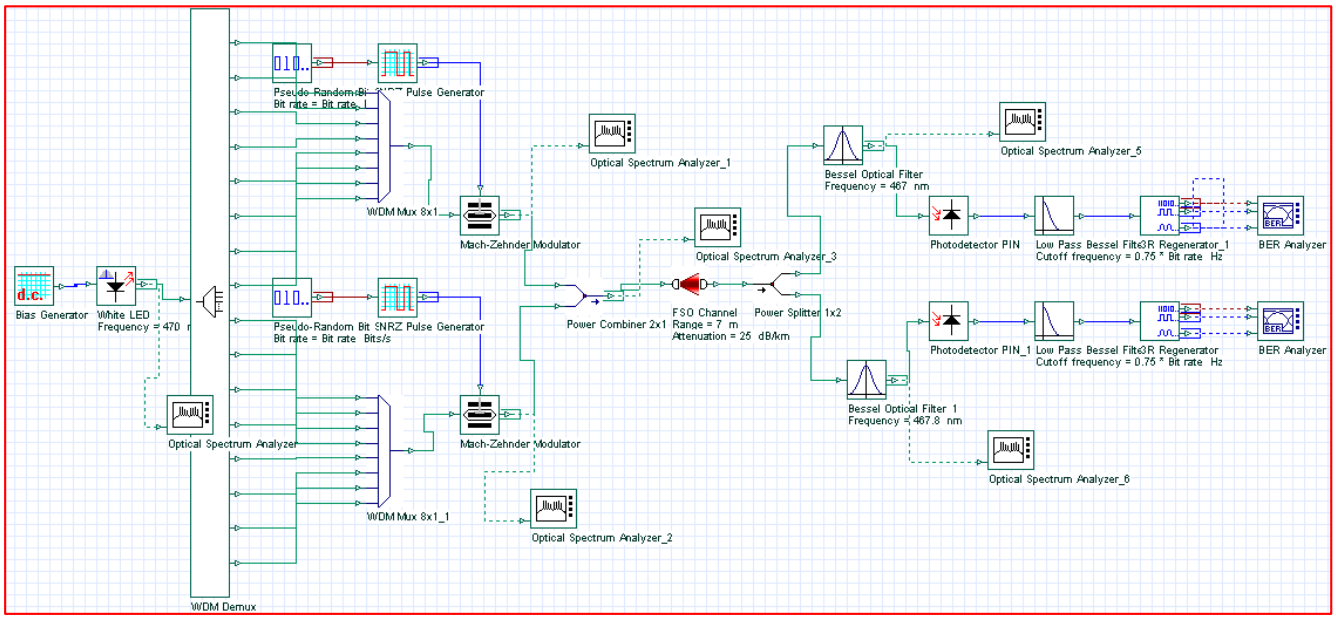
La communication par lumière visible (VLC) est une technologie prometteuse pour les réseaux de communication sans fil, fournissant simultanément un éclairage d'énergie suffisante et une communication à grande vitesse à l'aide de diodes électroluminescentes LED (Light Emitting Diode). Cette technologie, complémentaire aux systèmes radiofréquence tels que les communications sans fil de cinquième génération (5G), pour offrir une bande passante plus large, une consommation d'énergie plus faible, une plus grande sécurité, plus de flexibilité et aucune interférence électromagnétique [66].

Cependant, la possibilité de prendre en charge plusieurs utilisateurs du réseau VLC est un grand défi. A cet effet, la technologie d'accès multiple OCDMA a été introduite comme un moyen efficace et simple pour réduire, voire même éliminé, les interférences MAI. D'autre part, la propagation par trajets multiples, dans le canal optique sans fil, introduit des retards relatifs non nuls. Par conséquent, le concept de zone de corrélation nulle (ZCZ) a été introduit [67, 68].

Dans cette section, nous présentons l'analyse des performances du système quasi-synchrone (QS) SAC-OCDMA-VLC, utilisant le code ZCZ, à l'aide de l'outil de simulation Optisystem [69]. Dans le but de montrer les performances dudit système en termes de contraintes de complexité de mise en œuvre et de rentabilité, ce travail est divisé en deux grandes parties. La première partie vise a étudié les performances du système SAC-OCDMA-VLC avec deux types de codeurs ZCZ, celui implémenté avec des réseaux de Bragg FBG (Fiber Bragg Grating) et celui utilisant un démultiplexeur WDM (DEMUX WDM) et des multiplexeurs WDM (MUX WDM), comme montré sur la Figure 2.8.



a)



b)

Figure 2.8 : Architecture SAC-OCDMA-VLC : a) codeur/décodeur ZCZ basé sur les réseaux FBG ; b) codeur/décodeur ZCZ basé sur DEMUX/MUX.

Dans la première structure (voir Figure 2.8 a), le codeur consiste en un ensemble de réseaux FBG mis en cascade dont leurs longueurs d'onde sont choisies selon les spécifications du code ZCZ utilisé. Au niveau récepteur, le décodeur est constitué d'un simple filtre optique de Bessel, c'est la détection directe d'une seule longueur d'onde du code. Le principe de cette méthode d'encodage est assez simple offrant moins de coût et de complexité de conception.

La seconde architecture (voir Figure 2.8 b) est basée sur le codeur DEMUX/MUX où le spectre large bande de la source optique est séparé en longueurs d'onde (DEMUX) pour former les codes d'étalement correspondants à chaque utilisateur en utilisant les composants MUX.

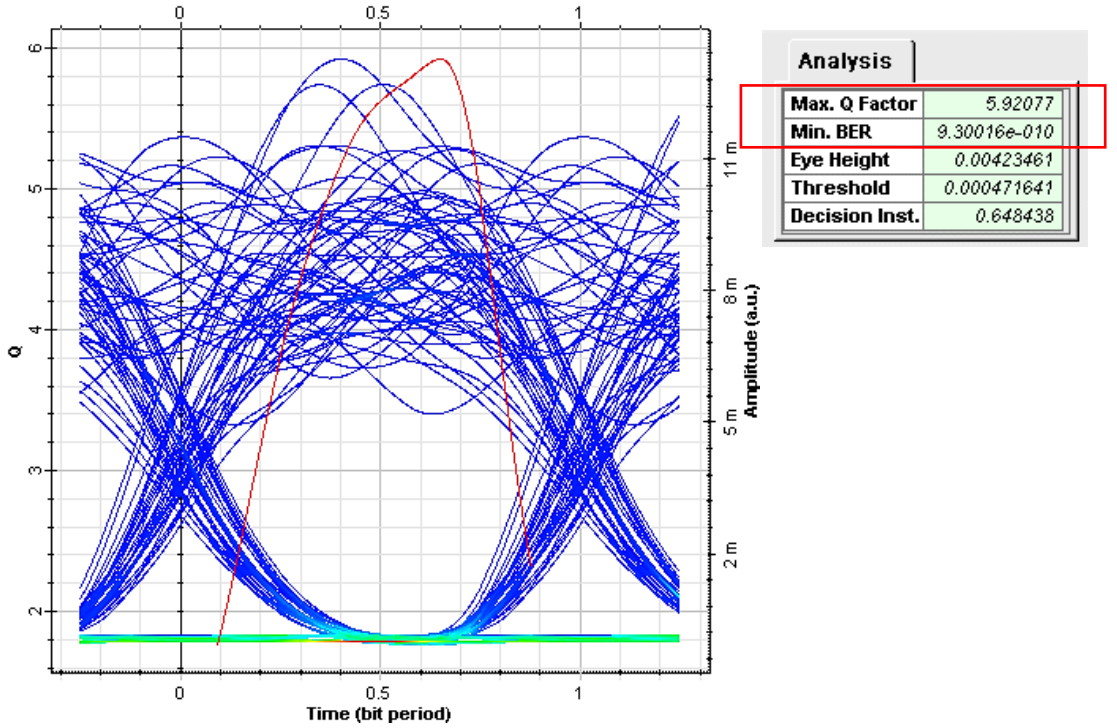
Les paramètres de simulation sont présentés sur le Tableau 2.3.

Tableau 2.3 : Paramètres de simulation [69].

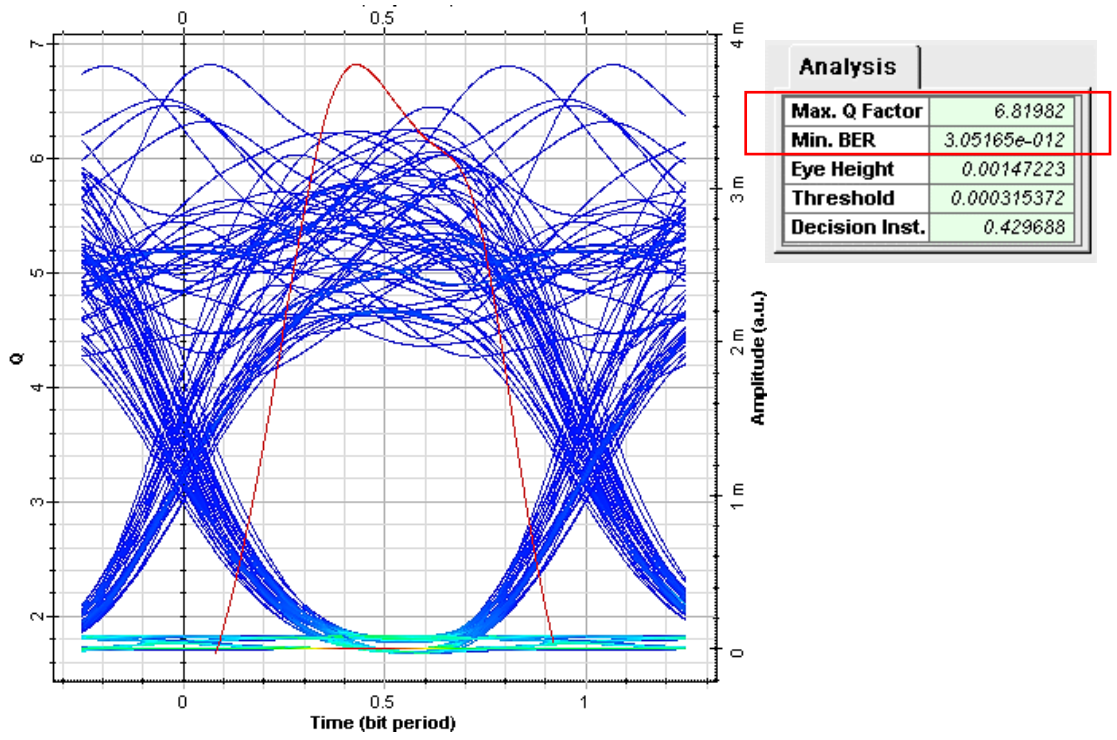
Paramètres	Valeur
Débit binaire	160 Mbits/s
Longueur d'onde de fonctionnement	470 nm
Atténuation	25 dB/km
Distance VLC	7 m
Diamètre d'ouverture de l'émetteur	7 cm
Diamètre d'ouverture du récepteur	20 cm
Divergence du faisceau	2 mrad
Courant d'obscurité	5 nA

Les résultats de simulation obtenus en termes de Min. BER, facteur Q et diagramme de l'œil sont présentés sur la Figure 2.9. Les résultats montrent que le système SAC-OCDMA-VLC

utilisant l'encodeur DEMUX/MUX est plus performant que celui utilisant l'encodeur à base d'FBG. Cela est dû à la dispersion plus élevée induite par le filtre FBG par rapport au filtre gaussien (le filtre constituant le DEMUX/MUX) [70].



a)



b)

Figure 2.9 : Performances du système SAC-OCDMA-VLC : a) codeur/décodeur ZCZ basé sur les réseaux FBG ; b) codeur/décodeur ZCZ basé sur DEMUX/MUX.

De plus, en raison de la révolution de la science des nanomatériaux, les systèmes de communications optiques basées sur la nanotechnologie visent à découvrir de nouveaux

nanomatériaux afin d'améliorer les caractéristiques des dispositifs optiques (plus petits et plus efficaces).

En fait, la suite de ce travail a présenté notre intérêt de démontrer l'impact de la nanotechnologie dans l'amélioration des performances du système SAC-OCDMA-VLC proposé par l'utilisation d'un photodétecteur (PD) de type PIN (Positive Intrinsèque Négative) à haute sensibilité spectrale conçu à base de nanostructures de Silicium (Si).

En tant qu'un dispositif optoélectronique permettant la conversion du signal optique en un signal électrique, le choix du photodétecteur est primordial vu que la qualité de la conversion affecte sérieusement les performances globales du système optique. En général, les paramètres clés de tout PD conventionnel sont la sensibilité (Responsivity), la bande passante, l'efficacité quantique QE (Quantum Efficiency) et le courant d'obscurité. À ce jour, des photodétecteurs hautement efficaces sont fabriqués en utilisant une grande variété de matériaux semi-conducteurs tels que le Si, Ge (Germanium), InGaAs (Arséniure d'Indium-Gallium ou Indium Gallium Arsenide en anglais), … etc [71]. Les principales caractéristiques de quelques détecteurs optiques de type PIN sont classées sur le Tableau 2.4.

Tableau 2.4 : Caractéristiques des photodiodes PIN **[12]**

Paramètre	Unité	Si	Ge	InGaAs
Longueur d'onde	μm	$0.4 - 1.1$	$0.8 - 1.8$	$1.0 - 1.7$
Sensibilité	A/W	$0.4 - 0.6$	$0.5 - 0.7$	$0.6 - 0.9$
Efficacité quantique	$\%$	$75 - 90$	$50 - 55$	$60 - 70$
Courant d'obscurité	nA	$1 - 10$	$50 - 500$	$1 - 20$
Bande passante	GHz	$0.3 - 0.6$	$0.5 - 3$	$1 - 10$

Pour les applications VLC, le matériau privilégié est le Silicium (Si) du fait qu'il est sensible autour du spectre visible (Voir Tableau 2.2) ayant une responsivité acceptable (maximum $0.6\ A/W$) et un courant d'obscurité minimal. Récemment, les matériaux de faible dimension (nanomatériaux) tels que les nano-bandes de graphène plaquées d'or [72], le nanomatériau de dimension 0/Si (0D/Si) [73], les point quantiques de germanium GQD (Germanium Quantum Dot) [74], les nanotubes de carbone CNT (Carbone Nanotube) [75], … etc.

Notre choix s'est porté sur les photodétecteurs à base d'hétéro-structures 0D QD/Si (nanoparticules de dimension inférieures à la centaine de nanomètre) car le silicium est, l'un des éléments les plus abondants sur terre, caractérisé par une forte absorption de la lumière, une petite bande interdite, transport de charge rapide et une QE élevé. Par conséquent, toutes ces caractéristiques permettent au Si d'être l'élément approprié pour la fabrication de photodétecteurs PIN ultra-sensibles. De plus, les QDs couplés au Si améliorent considérablement la sensibilité du photodétecteur pour atteindre $0{,}85\ A/W$ [73].

A cet effet, nous avons proposé dans [69], une comparaison des performances du système SAC-OCDMA-VLC en utilisant un photodétecteur PIN conventionnel, ayant une

sensibilité spectrale de $0{,}45\ A/W$, et un photodétecteur à base de nanostructures de 0D QDs/Si, ayant une sensibilité spectrale de $0{,}85\ A/W$.

La Figure 2.10 montre les performances dudit système utilisant le 0D QDs/Si PD en termes de BER, facteur Q et diagramme de l'œil. Ces résultats montrent une nette amélioration par rapport à ceux obtenus précédemment et par conséquent la supériorité des performances du système VLC-ZCZ-OCDMA utilisant un PD à ultra-haute sensibilité par rapport à celui utilisant un PD-PIN conventionnel (voir Figure 2.10). En effet, un BER de 4,43907e-014 et un facteur Q de 7,36825 sont atteints ce qui corrobore l'impact des nanostructures et considère cette solution appropriée pour la prochaine génération des systèmes VLC utilisant l'architecture OCDMA.

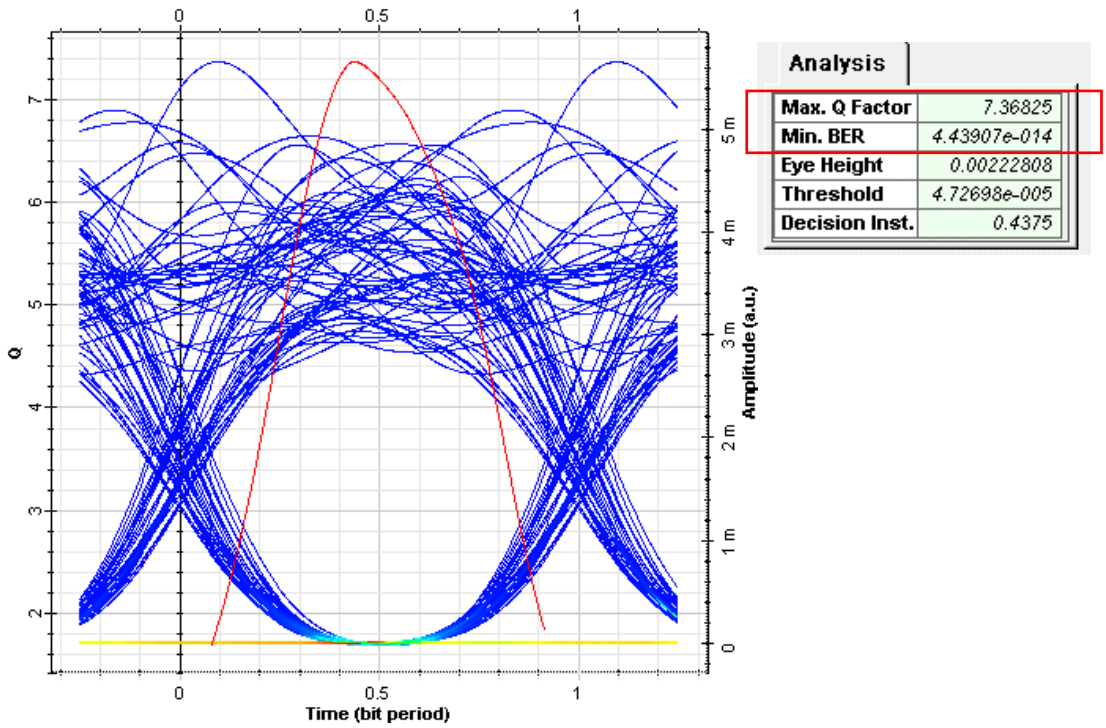


Figure 2.10 : Performances du système VLC-ZCZ-OCDMA utilisant un 0D QDs/Si PD.

2.6 Conclusion

La sélection des codes d'étalement est une tâche très importante dépendant de l'environnement à accès multiple par répartition en code considéré (synchrone ou asynchrone) dans la mesure où ils possèdent des propriétés de corrélation différentes. En effet, les séquences de codes utilisées dans ledit système (CDMA ou OCDMA) doivent être choisies orthogonales pour lutter efficacement contre les interférences MAI en assurant des bonnes propriétés de corrélation (autocorrélation et intercorrélation).

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents codes d'étalement adaptés aux systèmes CDMA radiofréquence et optique synchrone et asynchrone notamment les codes ZCC et ZCZ. De plus, les performances des codes utilisés dans le système DS-CDMA asynchrone

ont été analysées. Ainsi, nous avons proposé une nouvelle méthode de construction des codes ZCZ polyphasé basée sur la matrice DFT d'ordre supérieur à 2. Cette nouvelle méthode permet de produire des codes ZCZ de manière plus flexible. Enfin, l'étude des codes d'étalement proposé dans ce chapitre est validée par des exemples d'applications des codes ZCC et ZCZ aux systèmes respectifs SAC-OCDMA et VLC.

Nous présenterons dans le chapitre suivant, notre contribution à la protection de la confidentialité des données et codes dans les systèmes OCDMA.

Chapitre 3 : Sécurité et confidentialité des données dans les systèmes OCDMA

3.1 Introduction

Dans le domaine des télécommunications, l'échange et l'accès aux données relatives aux différents utilisateurs, à travers les réseaux par fil, fibre optique ou radiofréquence, doivent se faire en complète sécurité pour garantir la confidentialité et la protection de ces informations. Dans ces conditions diverses méthodes renforçant la protection de confidentialité des données ont été développées pour empêcher toute tentative de violation de données [76].

Les orientations fournies dans le présent chapitre tiennent compte des trois méthodes proposées pour garantir la confidentialité et la protection des données dans les systèmes OCDMA notamment le cryptage utilisant la porte logique tout-optique XOR (OU exclusif) à base d'amplificateur SOA.

3.2 Sécurité des télécommunications

Les exigences de sécurité et de confidentialité de données dans les réseaux de télécommunications est d'une importance vitale afin de pouvoir protéger ces derniers contre les attaques malveillantes. Pour répondre aux objectifs principaux de sécurité, notamment la confidentialité où seuls les utilisateurs habilitées (autorisés) devraient avoir accès au réseau et aux données, plusieurs mécanismes de sécurité sont mis en place à savoir [77]:

- L'anonymisation des données personnelles ;
- Le cryptage des données sensibles et personnelles.

De plus, il est indispensable que ces processus de sécurité soient bien conçus depuis la définition jusqu'à l'implémentation.

Le cryptage est considéré aujourd'hui comme une solution technique incontournable pour protéger l'échange d'informations sur le réseau. En effet, il consiste à transformer (coder ou chiffrer) l'information à transmettre et de l'envoyer à un destinataire en évitant les attaques malveillantes. De ce fait, l'information devient incompréhensible à toutes personnes sauf celui qui a créé le code de chiffrement et le destinataire. Ainsi, le message chiffré C est obtenu grâce à une fonction de chiffrement E [76]:

$$C = E(M) \tag{3.1}$$

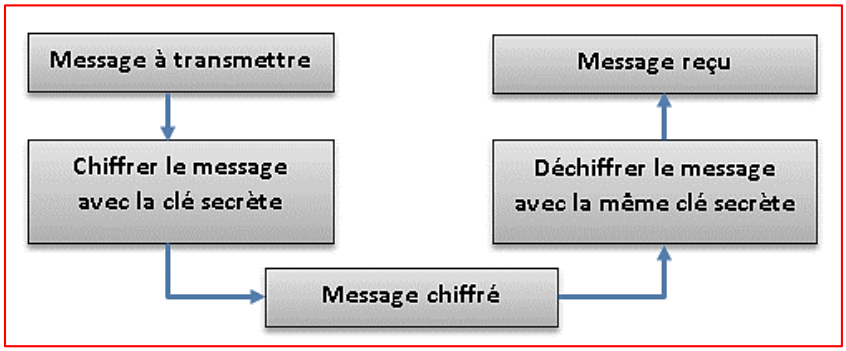
Où M représente le message à transmettre (non chiffré).

Au niveau destinataire, le message chiffré reçu est déchiffré par un processus de déchiffrement D:

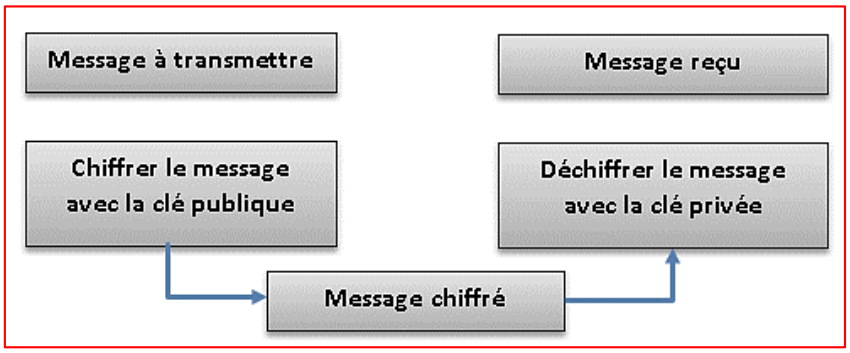
$$D(C) = D(E(M)) = M \tag{3.2}$$

Pratiquement, les fonctions de chiffrement C et de déchiffrement D sont paramétrées par des clés où le type de relation qui les unit définit deux grandes classes de systèmes cryptographiques [77, 78, 79]:

- Les systèmes à clés secrètes ou symétriques : la même clé est utilisée pour le chiffrement et le déchiffrement (voir Figure 3.1 a). Le problème majeur de cette catégorie est que la connaissance de la clé de chiffrement implique la connaissance de la clé de déchiffrement ;
- Les systèmes à clés publiques ou asymétriques : une paire de clés est utilisée et composée d'une clé publique pour le chiffrement et d'une autre privée pour le déchiffrement (voir Figure 3.1 b). Cette catégorie présente un niveau de sécurité élevé par rapport à la celle précitée du fait que chaque utilisateur conserve sa propre clé secrète sans la divulguer. Ainsi, bien que la clé publique soit créée à partir de la clé privée, il est impossible de déduire cette dernière de celle publique.



a)



b)

Figure 3.1 : Processus de chiffrement : a) Symétrique ; b) Asymétrique [77]

D'autre part, les menaces de la sécurité dans les réseaux optiques, notamment l'écoute clandestine par intrusions au niveau des câbles à fibres optiques, est un problème majeur. L'écoute clandestine vise à obtenir un accès non autorisé aux données afin de collecter ou d'analyser le trafic. Elle consiste à avoir un accès au canal optique non crypté ou à la violation de la clé de cryptage, dans les systèmes optiques cryptés, en retirant le revêtement de la fibre et en la pliant pour provoquer une fuite du signal hors du noyau vers un photodétecteur qui capte les informations. Pour détecter de telles intrusions, le réseau doit utiliser une alarme de détection d'intrusion, déclenchée par des changements de perte d'insertion dans les

connexions fibre. Cependant, de telles détections nécessitent un système de surveillance actif s'exécutant sur le réseau [80, 81].

Une autre solution consiste à renforcer les méthodes de cryptage notamment le cryptage tout optique en utilisant des portes optiques. Ces dernières sont adaptées au traitement des signaux de télécommunications du fait que leurs comportements dépendent de l'intensité du signal d'entrée ce qui est semblable à la modulation du signal binaire. Les portes optiques de type XOR peuvent être démontrées à l'aide de diverses techniques pour divers types d'applications, y compris [82, 83] :

- le mélange à quatre ondes FWM (Four Wave Mixing) pour les signaux modulés en phase et en polarisation,
- la modulation de phase croisée XPM (cross Phase Modulation) dans les dispositifs optiques interférométriques,
- la modulation de gain croisé XGM (cross Gain Modulation) dans un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA).

Bien que le codage optique par l'utilisation de la technique d'accès multiple OCDMA permette un niveau de confidentialité des données acceptable, il n'offre pas une confidentialité aussi solide que le cryptage optique. De ce fait, le cryptage optique introduit une couche supplémentaire de protection contre les écoutes clandestines pour les systèmes OCDMA. Dans ce cas, le signal peut être pré-codé en utilisant un schéma de codage OCDMA. Le signal et la clé sont ensuite lancés dans le bloc de chiffrement optique constitué d'une porte XOR optique. Côté récepteur, le signal est décodé optiquement et décrypté à l'aide de la clé [83].

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons aux méthodes de cryptages tout-optiques permettant d'améliorer le niveau de confidentialité des données à travers une transmission OCDMA.

3.3 Portes logiques tout-optiques

3.3.1 Portes logiques fondamentales

Un système numérique complexe est réalisé à partir d'un assemblage hiérarchique d'opérateurs logiques élémentaires réalisant des opérations simples sur des variables logiques. Ces dernières peuvent prendre, généralement, deux états : l'état « vrai » représenté par la valeur binaire « 1 » ou bien l'état « faux » représenté par la valeur binaire « 0 ». Dans le domaine optique, un « 1 » logique indique la présence d'un signal optique (une impulsion), et un « 0 » logique indique l'absence de signal optique [84].

Les opérations ou fonctions logiques sont effectuées par des portes logiques sur une ou plusieurs entrées logiques et produisant une seule sortie logique. Plusieurs types de portes logiques peuvent existées [85]. La Figure 3.2 montre la représentation des portes logiques fondamentales avec leurs symboles, fonctions booléennes et tables de vérités.

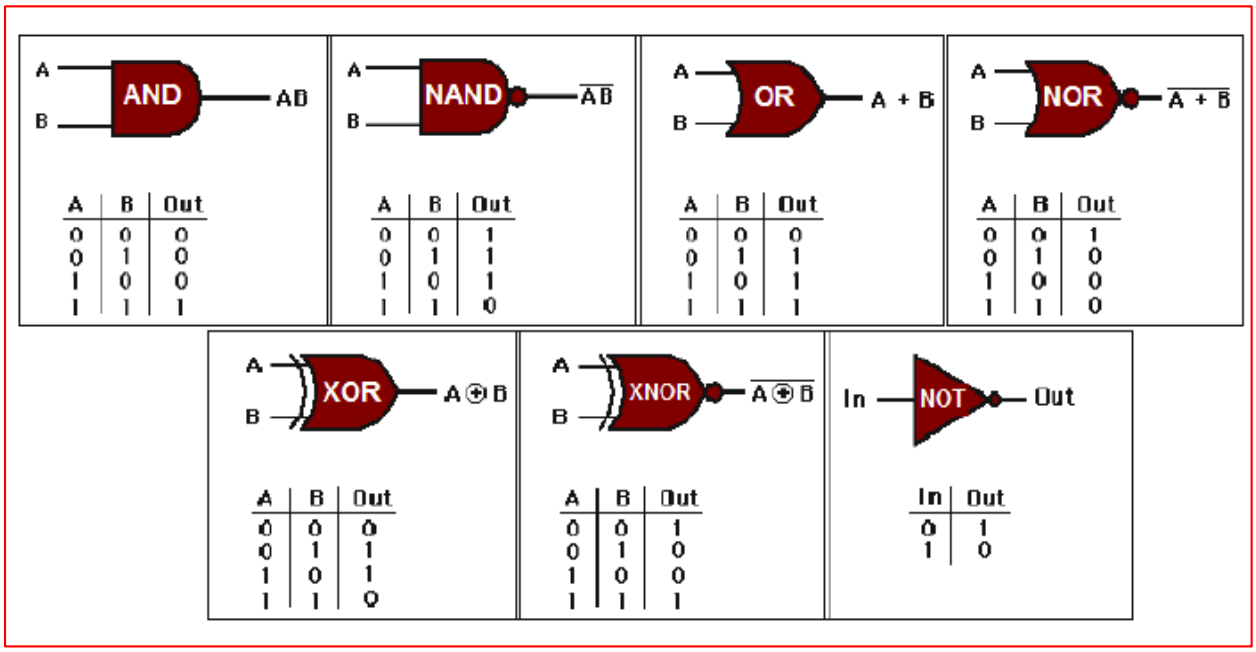


Figure 3.2 : Représentation des portes logiques fondamentales **[86]**.

3.3.2 Technologies d'implémentation des portes logiques tout-optiques

Les portes logiques tout-optiques sont devenues des éléments clés dans plusieurs domaines à savoir la réalisation des fonctionnalités des nœuds, comme le multiplexage, la synchronisation des paquets, la récupération d'horloge, la reconnaissance d'adresse et le traitement de signal. De plus, la notion des portes logiques est utilisée dans le diagnostic médical qui se fait traditionnellement, par l'examen des symptômes cliniques, puis la recherche sur des prélèvements (sang, urine, biopsies,…) la présence (ou l'absence) simultanée des bio-marqueurs des diverses pathologies envisagées par le médecin. En effet, des réseaux logiques booléens sont utilisés pour traiter les informations apportées par les bio-marqueurs. La présence ou l'absence d'un bio-marqueur peut être représentée par une variable booléenne, et l'algorithme de diagnostic par une fonction booléenne complexe dont la valeur indiquera la présence de la pathologie ciblée [87] .

Pour toutes les applications précitées, diverses techniques de conception des portes tout-optiques ont été développées. Elles pourraient être réalisées en utilisant [88, 89, 90, 91, 92] :

- un interféromètre Mach-Zehnder basé sur un amplificateur optique à semi-conducteur SOA-MZI (SOA- Mach Zehnder Interferometer) ;
- un SOA basé sur un UNI (Ultra fast Nonlinear Interferometer) ;
- un SOA avec filtre optique et guide d'ondes PPLN (Periodically Poled Lithium Niobate) ;
- un guide d'ondes optique utilisant des cristaux photoniques PC (Photonic Cristal)
- un système physique constitué de réactions enzymatiques. Dans ce cas, les valeurs booléennes sont représentées par la quantité de molécules du flux correspondant : « Zéro molécule » sera pris pour Faux et une quantité maximum pour Vrai ;

- la biologie moléculaire. En raison de la puissance du calcul et de la capacité de stockage élevée des molécules de l'ADN (Acide DésoxyriboNucléinique), diverses portes logiques moléculaires de l'ADN peuvent être construites à l'aide de structures spécifiques de l'ADN qui constituent la base du développement des ordinateurs à ADN.

De plus, diverses techniques existent pour réaliser les futures fonctions logiques comme l'exploitation des non linéarités manifestées dans les fibres et les amplificateurs SOA. Cependant, bien que tous les schémas basés sur la fibre puissent fonctionner à des débits binaires élevés, ils nécessitent des énergies de commande élevées pour obtenir un bon rendement. Par conséquent, les portes logiques à base de fibre sont encombrantes et non intégrables. D'autre part, les architectures basées sur l'amplificateur SOA sont fondamentalement différentes et plus compliquées que celles à base de fibre mais ils sont beaucoup plus compacts, stables en polarisation et permettent une intégration photonique [84].

3.3.3 Portes logiques tout-optiques à base d'amplificateur SOA

3.3.3.1 Amplificateur SOA

L'amplificateur optique SOA est un composant optoélectronique actif bidirectionnel basé sur le principe d'émission stimulée, à partir de l'état excité d'un atome ou d'un ion, provoqué dans un milieu actif à base de matériaux semi-conducteurs. Il permet d'amplifier des signaux sur une large bande spectrale [93].

Ce type d'amplificateur est composé d'un guide d'onde optique dont la fonction est de guider les signaux à amplifier suivant une structure de guidage par l'indice (la zone active présente un indice optique supérieur à l'indice optique du substrat) pour confiner les électrons et les trous dans la couche intrinsèque. Le SOA est similaire à un laser à semi-conducteur (voir Figure 3.3) pour lequel la réflectivité des facettes, d'entrée et de sortie, a été réduite (0,1 % voire moins) en utilisant des facettes anti-réfléchissantes afin de limiter la création de résonance et d'accumulation du signal dans le milieu actif [94, 95, 96].

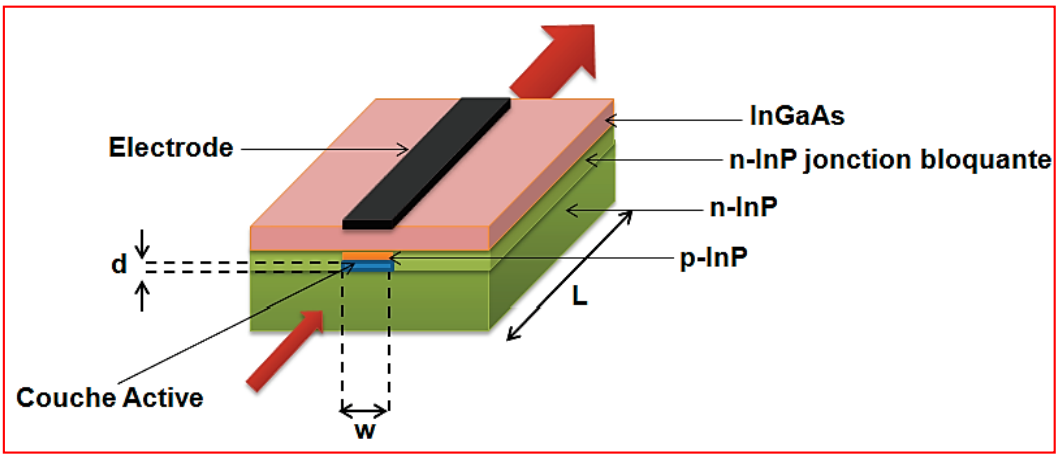


Figure 3.3 : Structure de base d'un SOA [97].

Le signal lumineux d'entrée est injecté dans le SOA du côté de la facette d'entrée à travers la région active et subira une amplification (un gain) due à une inversion de population assurée par un pompage électrique (injection d'un courant électrique externe dans la région active) à travers l'électrode du composant. Cependant, Le signal amplifié est couramment accompagné par un bruit inévitable dû à la désexcitation spontanée des ions (émission spontanée de photons) nommé bruit d'émission spontanée amplifiée ASE (Amplified Spontaneous Emission) [94, 97, 98].

L'amplificateur SOA gagne de plus en plus d'importance grâce à leur intégrabilité, compacité, faible consommation électrique et bas coût. De plus, grâce à leurs multifonctionnalité, Ils sont utilisés dans des applications de plus en plus variées, notamment la commutation toute-optique, la conversion de longueur d'onde, la régénération et les portes logiques optiques [95, 96].

De plus, le comportement non-linéaire qui est un inconvénient majeur pour le SOA en tant qu'amplificateur linéaire en fait de lui un bon candidat pour la conception des portes logiques optiques. Les effets non linéaires qui ont fait du SOA un dispositif très intéressant pour les applications dans les réseaux optiques sont : XPM, XGM et FWM (voir Figure 3.4) [99].

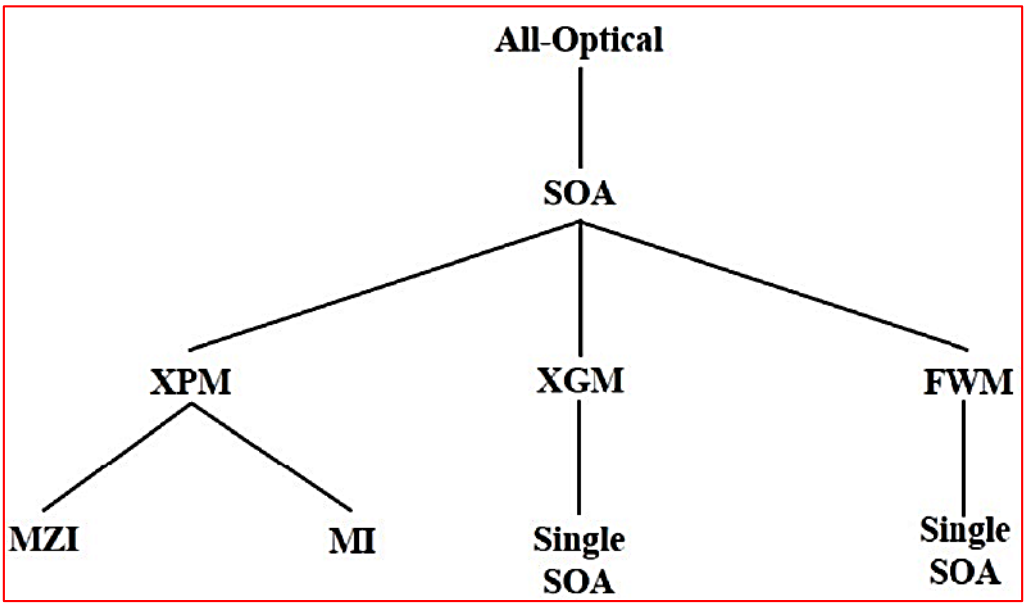


Figure 3.4 : Classification des techniques tout-optiques exploitant les non-linéarités du SOA [96]

En utilisant la modulation de gain croisé XGM dans les SOA, plusieurs types de portes logiques ont étaient démontré. Il est également possible d'utiliser l'effet FWM au lieu de XGM dans les SOA. D'autre part, l'effet XPM est généralement utilisé dans les configurations interférométriques MZI et MI (Michelson Interferometer) [84].

3.3.3.2 Non-linéarités dans le SOA

Bien que les non-linéarités du gain du SOA limitent son utilisation en amplification, elles sont le mécanisme de base pour la réalisation des portes logiques tout-optiques. Pour cela, deux procédés de mise en œuvre sont considérés : la modulation croisée (action de modulation d'un signal par un autre) et l'auto-modulation (modulation d'un signal par lui-même) [100].

- **Modulation croisée du gain (XGM)**

Le phénomène XGM est basé sur la loi de saturation du gain du SOA. Il se produit lorsque deux signaux d'entrée de longueurs d'onde différentes sont couplés au SOA : un signal continu de faible puissance P_{CW} (λ_2) et un signal optique pulsé P_{in}(λ_1), portant l'information binaire, suffisamment puissant (voir Figure 3.5). Cela implique la modulation du gain du signal continu, appelé signal sonde, de longueur d'onde λ_2, due à la propagation d'un autre signal optique, appelé signal pompe, de longueur d'onde λ_1, se propageant en même temps dans le milieu actif [101, 102].

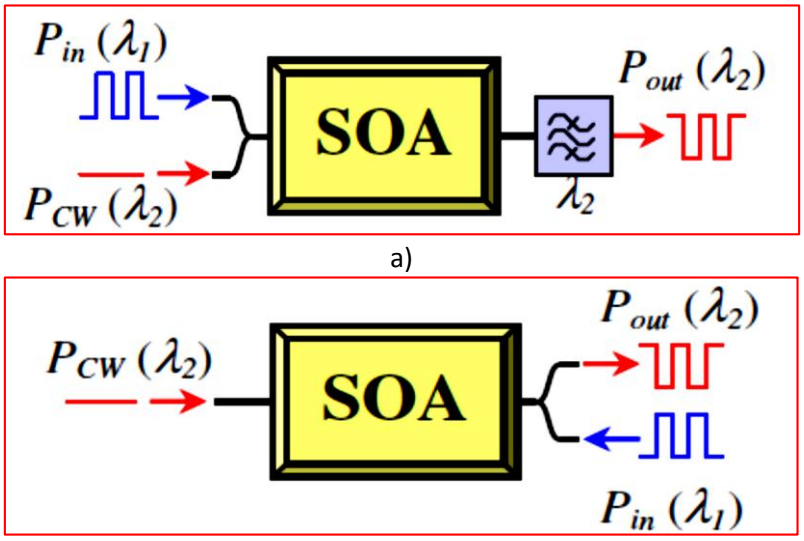


Figure 3.5 : L'effet XGM dans un SOA : a) Co-propagation ; b) Contra-propagation [101].

En effet, si une impulsion optique est présente sur le signal pompe (bit « 1 »), le gain du SOA diminue et, par conséquent, le signal continu subit une faible amplification et vise versa. Cela s'explique par la loi de saturation du gain des amplificateurs optiques stipulant que l'augmentation de la puissance du signal d'entrée provoque, dans le SOA, un appauvrissement de la densité de porteurs, et donc le gain d'amplification est réduit [101, 103, 104]:

$$G(P_{in}) = \frac{G_0}{1+\frac{P_{in}}{P_{sat}}} \tag{3.3}$$

Où P_{in} représente la puissance optique en entrée, G_0 le gain petit signal ($P_{in} \ll P_{sat}$, régime linéaire ou de gain non saturé) et P_{sat} est la puissance de saturation du milieu amplificateur.

De ce fait, le dispositif optique réalise une conversion de longueur d'onde, c'est-à-dire que les données portés par le signal pompe seront transférés vers le signal sonde (copiés et

inversés). Dans ce cas, une fonction de filtrage ou de démultiplexage est nécessaire pour supprimer le signal pompe. De plus, cet effet peut se manifesté dans les deux sens de propagation (configuration Co-propagative, Figure 3.5 a), ou contre-propagative, Figure 3.5 b)) [84, 101, 104].

- **Modulation croisée de phase (XPM)**

La modulation XPM correspond au changement d'indice de réfraction induit par le signal de données (pompe), se traduisant par une variation de la densité des porteurs, qui affecte la phase d'un autre signal optique (sonde, signal continu) traversant en même temps dans la structure SOA. Cette modulation de phase croisée peut être convertie en modulation d'intensité en utilisant la configuration interférométrique de Mach-Zehnder SOA-MZI (voir Figure 3.6) [84, 96, 101, 102].

Cet interféromètre est doté de plusieurs ports d'entrée/sortie de chaque côté. Les ports sont bidirectionnels dans le sens où le même port peut être utilisé comme port d'entrée ou comme port de sortie. Cela est dû au fonctionnement bidirectionnel des SOA. Il est constitué de deux branches identiques dans lesquelles un SOA est placé. Le signal d'onde continue ainsi que le signal pulsé sont couplés aux deux branches. Ainsi, le SOA induit un changement de phase (déphasage) supplémentaire, dû au changement d'indice de réfraction, sur l'un des signaux se propageant à travers lui. Ce changement de phase est provoqué par un autre signal se propageant à travers le même SOA. De ce fait, le signal continu peut être modulé en phase, dans une seule branche, selon les variations d'intensité du signal pompe et ainsi une interférence constructive ou destructive peut être obtenue à la sortie [84, 93, 97].

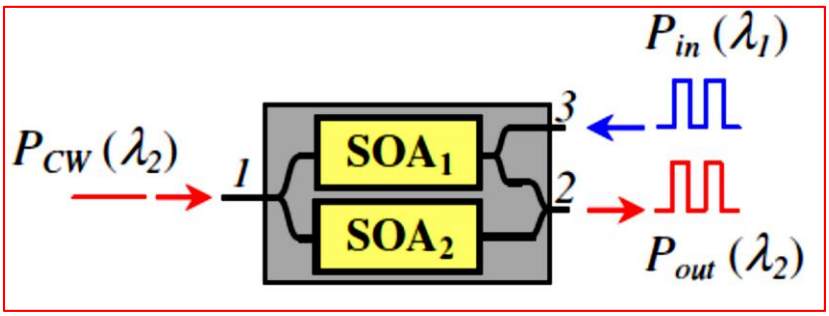


Figure 3.6 : L'effet XPM dans un SOA en utilisant un interféromètre MZI [101].

Cette modulation de phase subie par l'onde lors de sa propagation dans la SOA est donnée par [84]:

$$\Delta\Phi = 2.\pi.r_0.\frac{L}{\lambda} + \alpha[\ln(G) - \ln(G_0)] \qquad (3.4)$$

Où λ représente la longueur d'onde du signal de données d'entrée traversant le SOA, L la longueur de la région active du SOA, α le facteur d'amélioration de la largeur de raie SOA (linewidth enhancement factor), r_0 l'indice de réfraction en l'absence de puissance optique et G le gain de saturation.

- **Mélange à quatre ondes (FWM)**

Le mélange à quatre ondes ou FWM est un autre phénomène non-linéaire se manifestant dans l'amplificateur SOA. Il s'agit d'un processus optique analogue à la distorsion d'intermodulation dans le système optique [98, 105, 106]. Il est à l'origine de la production de nouvelles fréquences optiques par battement entre deux ou plusieurs signaux optiques de longueurs d'onde différentes se propageant simultanément le long de la structure SOA [102, 107].

Le FWM généré dans les SOA peut être utilisé dans de nombreuses applications, notamment les convertisseurs de longueur d'onde tout optique et les compensateurs de dispersion [96].

Le processus FWM est réalisé en mélangeant deux signaux de fréquences différentes f_1 et f_2 (voir Figure 3.7) dans un dispositif non-linéaire comme le SOA. L'interaction non linéaire entre eux induit un battement optique dont résulte la création de nouvelles harmoniques de troisième ordre de fréquences $2f_i - f_j$ (les fréquences f_i et f_j sont différentes) comme illustré sur la Figure 3.7 [84].

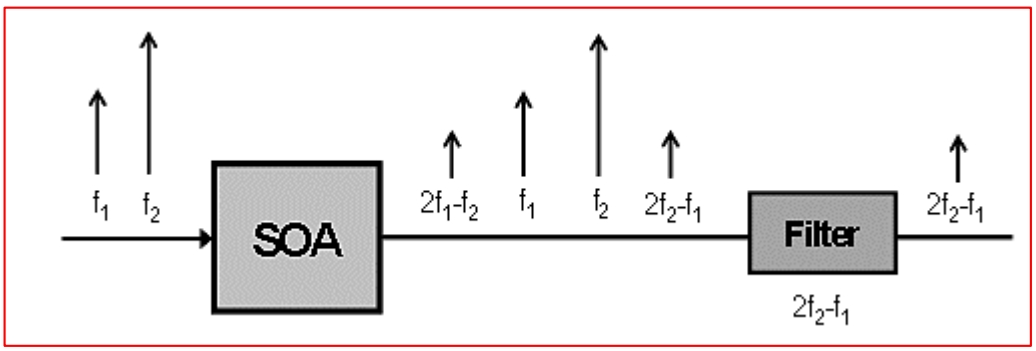


Figure 3.7 : L'effet FWM dans un SOA [84].

L'avantage principal de cet effet non linéaire, par rapport à XGM et XPM, est que l'effet FWM est transparent au débit binaire et au format de modulation. De l'autre côté, un filtre est nécessaire en sortie pour filtrer toutes les fréquences sauf celle qui nous intéresse. L'efficacité de conversion de longueur d'onde est faible à mesure que la séparation de fréquence entre les signaux d'entrée augmente, ce qui conduit à des puissances élevées requises à l'entrée, et cela montre une dépendance à la polarisation [84, 100].

3.3.3.3 Porte XOR

- **Architecture**

La porte XOR présente un intérêt particulier car elle est le principal élément constitutif d'une large gamme de fonctions. En raison de sa compacité et de sa structure stable, la porte XOR basée sur MZI-SOA semble une solution facile pour atteindre le niveau d'intégration requis pour les circuits logiques complexes [84, 108].

L'architecture d'une porte XOR tout-optique, basées sur le phénomène XPM, est illustrée à la Figure 3.8. Cette architecture est principalement basée sur la configuration MZI-SOA où deux signaux optiques de longueurs d'onde identiques ou différentes sont injectés séparément via les ports #1 et #2 du MZI. Un train d'impulsions (horloge) ou un signal continu est couplé au port commun #3, en tant que signal de commande (contrôle), et divisé en deux versions à puissances égales via un coupler [84].

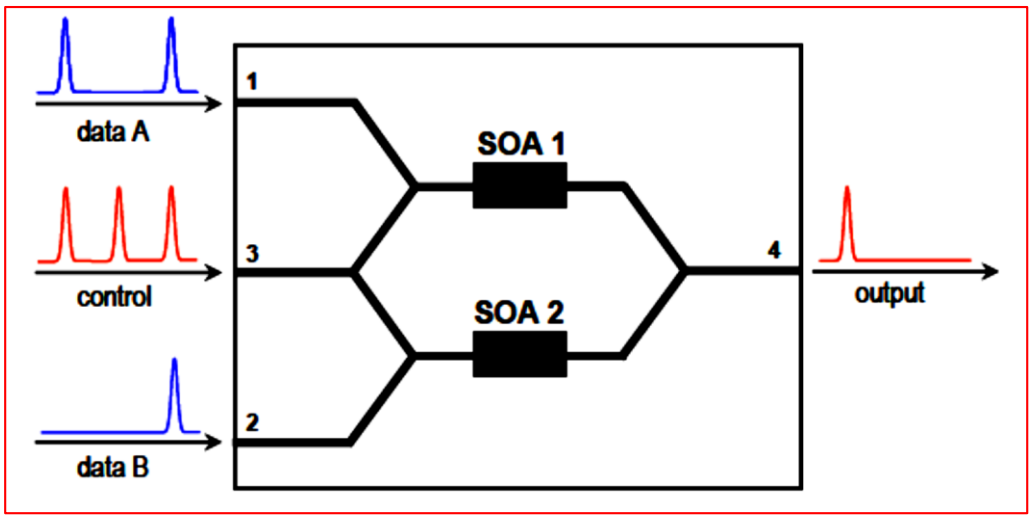


Figure 3.8 : Architecture d'une porte XOR à base de MZI-SOA [84]

- **Principe de fonctionnement**

Initialement, le MZI est équilibré, c'est-à-dire que le déphasage dans les deux branches du MZI-SOA est le même. En utilisant deux signaux de données A et B, on distingue quatre cas possibles [84] :

Cas A=0 et B=0

Dans les cas où les deux signaux de données sont nuls ($A = 0$ et $B = 0$), et du fait du déphasage imposé au niveau du coupleur d'entrée, les phases des deux versions de l'impulsion de commande (port # 3) sont décalées de $\pi/2$ (voir Figure 3.9). Dans ce cas, les deux SOA fonctionnent dans les mêmes conditions (induisent le même déphasage x), car aucune impulsion de données n'est arrivée à aucun d'eux. Après avoir traversées les SOA, les deux impulsions sont combinées au niveau du coupleur de sortie où elles subissent à nouveau un déphasage supplémentaire de $\pi/2$ entre elles. Ainsi, au port de sortie, les deux impulsions ont la même amplitude et une différence de phase de π, c'est-à-dire une interférence destructive, et aucun signal n'est obtenu ($0 \oplus 0 = 0$).

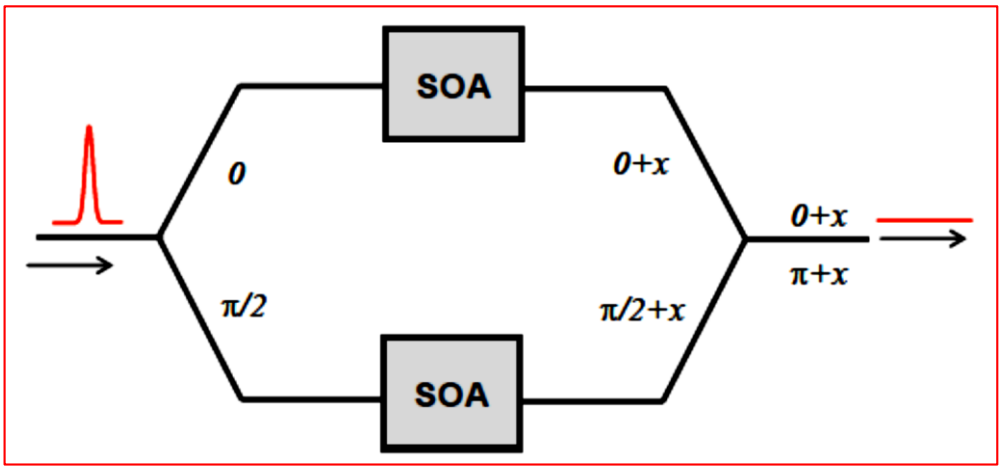


Figure 3.9 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A= 0, B = 0 [84]

Cas A=1 et B=0

Dans ce cas, une impulsion optique d'entrée (data A) est injectée dans le MZI-SOA via le port #1 et modifie l'indice de réfraction de la branche supérieure tandis que la SOA inférieure reste inchangée (voir Figure 3.10). Ainsi, lorsque les deux versions de l'impulsion de commande traversent les deux SOA, la différence de phase entre les deux est décalée de π ($|x - y| = \pi$)

Au niveau du port de sortie (port #4), les signaux issus des deux SOA sont combinés et une impulsion optique est obtenue en conséquence de l'interférence constructive (le différence de phase est donc de 2π ; $1 \oplus 0 = 1$). Le même phénomène se produira si $A = 0$ et $B = 1$.

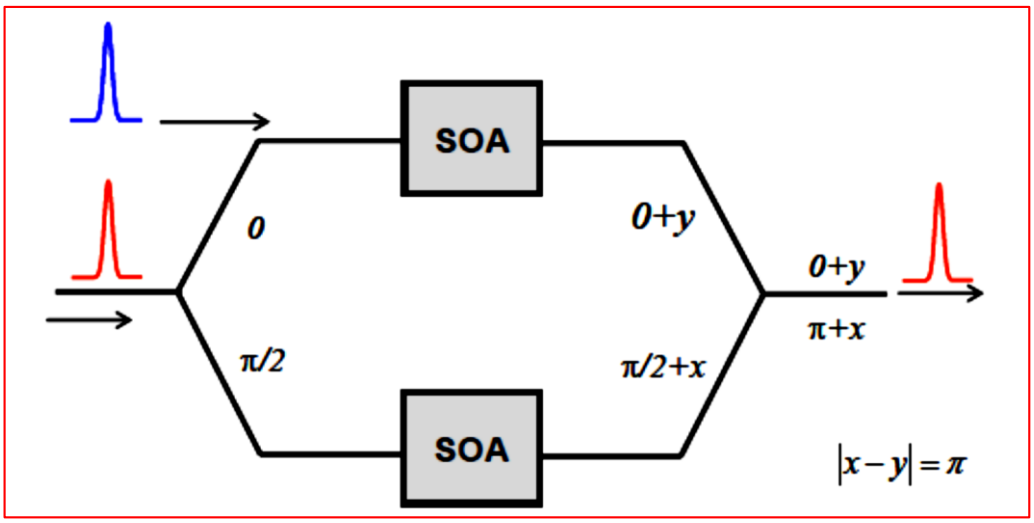


Figure 3.10 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A =1, B = 0 [84]

Cas A=1 et B=1

Dans le cas $A = 1$ et $B = 1$, les impulsions de données traversent les deux SOA et le déphasage introduit à l'impulsion de commande dans chaque branche est le même (voir

Figure 3.11). En conséquence, au port #4 (sortie), aucune impulsion n'est obtenue en raison d'une interférence destructive entre les impulsions.

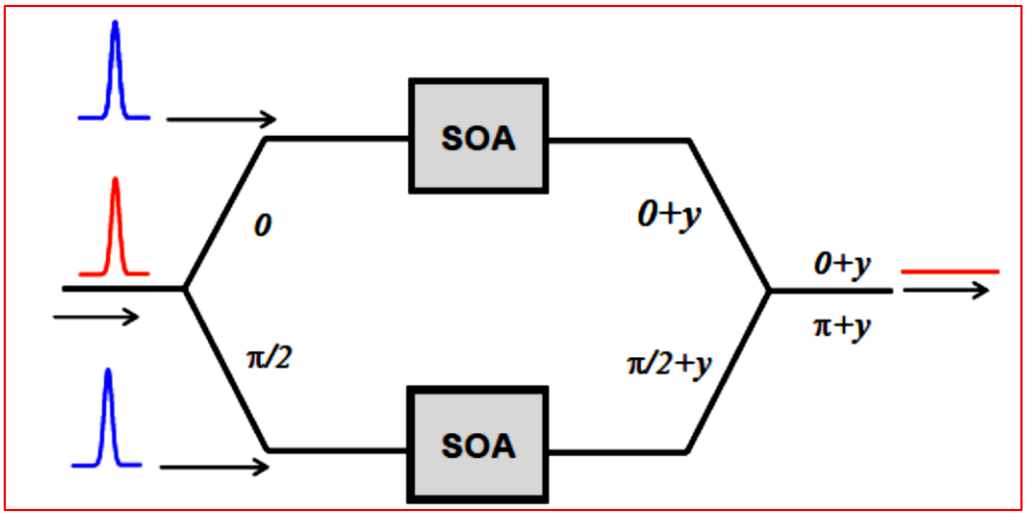


Figure 3.11 : Fonctionnement d'une porte XOR à base de SOA : Cas A =1, B = 1 [84]

D'autre part, une porte XOR peut être construite en utilisant l'effet XGM. En raison du phénomène de saturation du gain se manifestant par effet XGM dans un amplificateur SOA, un signal faible puissance (signal sonde ou Probe beam) ne subira aucune amplification lorsque le SOA est saturé par un signal puissant (signal de contrôle ou pompe ou Control beam). La sonde amplifiée ne traverse le SOA que si le signal de contrôle est absent. Par conséquent, une porte XOR peut être créée comme montré à la Figure 3.12. En effet, dans le SOA supérieur, la sonde A ne peut pas passer lorsque le signal de contrôle B sature le SOA, tandis que A apparaît en sortie en absence de B. On obtient donc un la fonction booléenne $A.\bar{B}$. De plus, en commutant les rôles des signaux A et B pour le SOA inférieur, la sortie est donnée par la fonction $\bar{A}.B$. Après avoir combiné les deux sorties logiques $A.\bar{B}$ et $\bar{A}.B$ en utilisant un coupleur 50:50, le signal de sortie sera alors l'opération logique XOR [109, 110, 111].

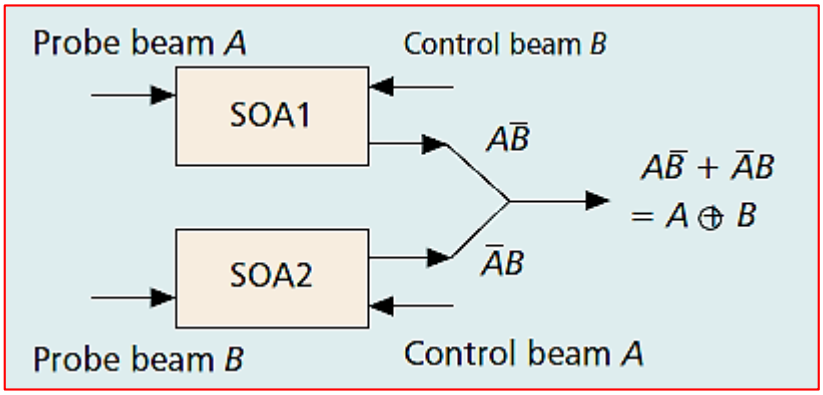


Figure 3.12 : XOR utilisant XGM dans un SOA [110]

3.3.3.4 Porte AND

Le fonctionnement logique AND est un autre choix dans le traitement optique du signal. Cette fonctionnalité peut être conçue à partir des architectures tout-optiques basée sur les effets non linéaires du SOA notamment le FWM, le XGM et le XPM. Dans ce qui suit un exemple d'implémentation de porte AND basée sur le MZI-SOA utilisant l'effet XPM (voir Figure 3.13).

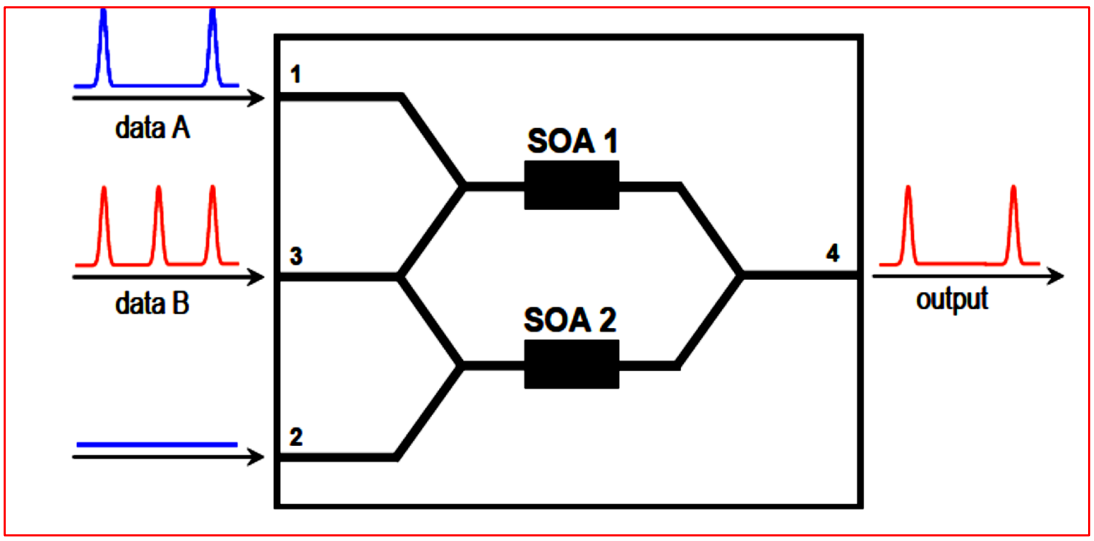


Figure 3.13 : Architecture d'une porte AND à base de MZI-SOA [84]

Le principe de fonctionnement de la porte AND est principalement le même que celui de la fonction logique XOR. Les signaux de données sont injectées aux ports #1 et #3, tandis que dans le port #2, un signal de niveau zéro doit être assuré. Aucun signal de contrôle supplémentaire n'est nécessaire car le signal de données entrant dans le port commun (#3) active ou désactive l'interféromètre. En suivant le même principe de fonctionnement de la porte XOR, une impulsion optique ne sera obtenue en sortie que dans le cas où les deux signaux de données sont à un niveau « 1 ». Dans ce cas ($A = 1, B = 1$), l'impulsion de la donnée B autorise l'opération AND.

D'une autre manière, l'opération logique AND peut être vue comme une opération XOR entre les données A (port #1) et le signal de niveau zéro (port #2). Dans le cas où $B = 1$ et $A = 0$, la fonction est activée, mais comme le signal au port #1 et celui au port #2 sont nuls, le résultat de l'opération AND est celui de l'opération XOR entre le port #1 (signal nul) et port #2 (signal nul). Par conséquent, aucune puissance n'est obtenue à la sortie de l'interféromètre. Le dernier cas est déterminé lorsque $B = 0$, la porte ne produit aucun signal en sortie car elle est désactivée (aucun signal n'est présent sur le port #3) [84].

Un autre exemple d'architecture logique AND utilisant l'effet XGM est illustrée à la Figure 3.14. Dans une telle architecture, la fonction booléenne $A.\bar{B}$ est d'abord obtenue en utilisant B comme signal de pompe et A comme signal de sonde dans le SOA1. Ensuite, en faisant passer A en tant que signal de sonde et $A.\bar{B}$ en tant que signal de pompe à travers le SOA2, la fonction logique $A.B$ (opération AND) est obtenue [112, 113]. La modélisation d'une porte logique AND tout-optique sous OptiSystem est présentée en Annexe A.

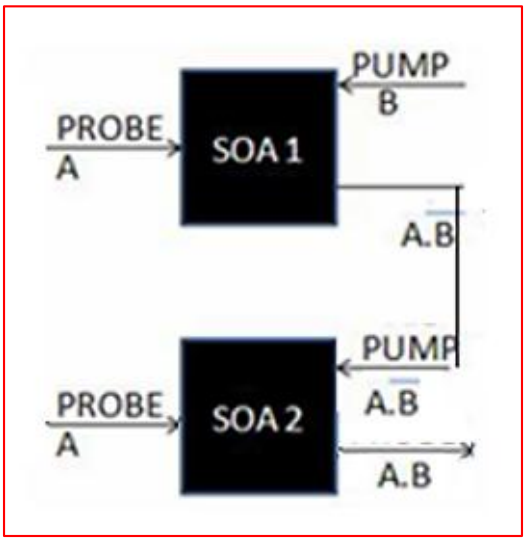
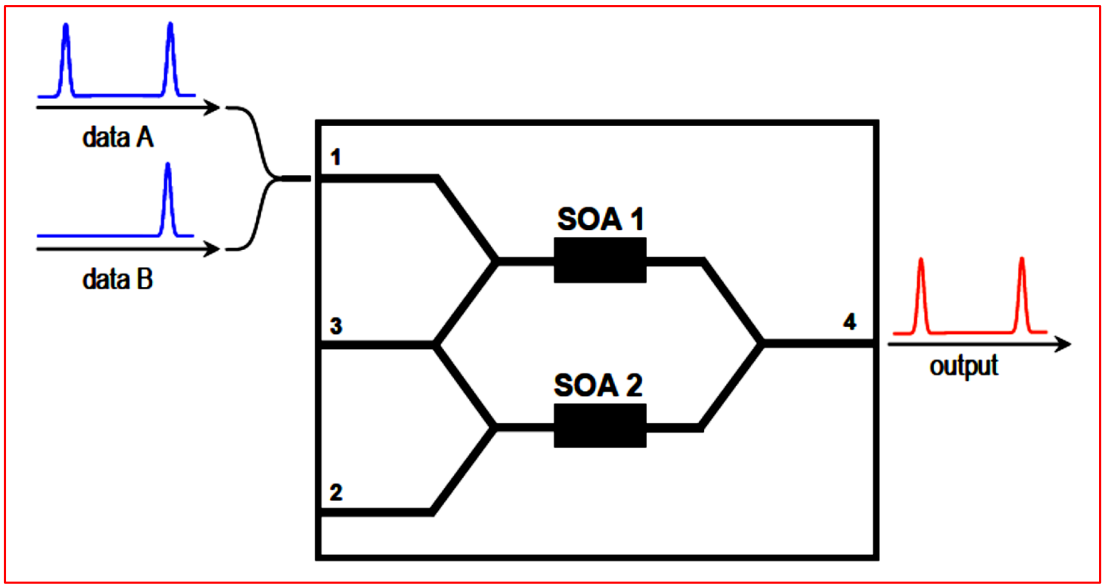


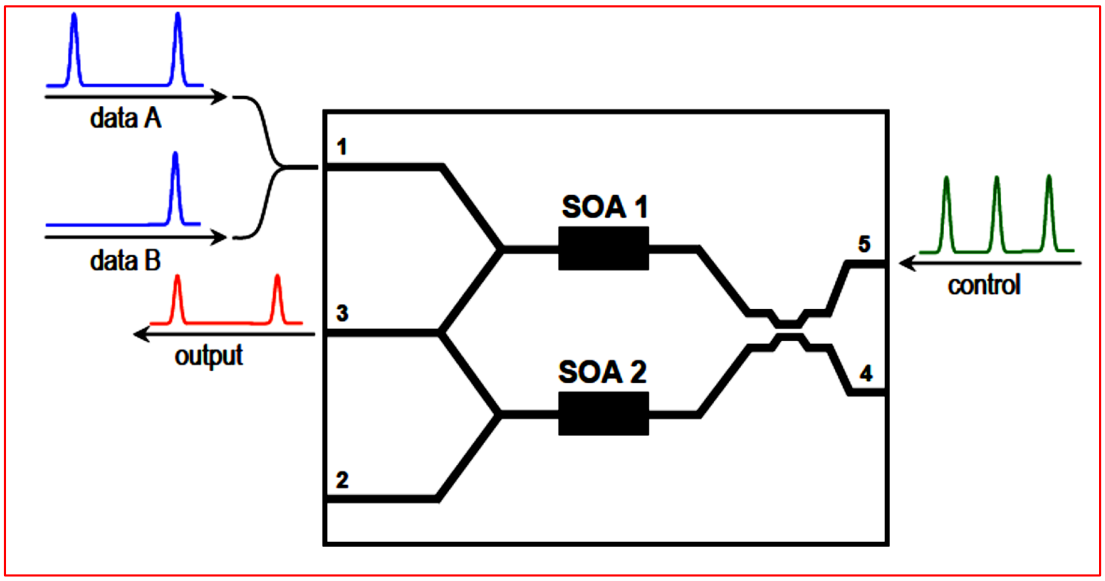
Figure 3.14 : Architecture d'une porte AND utilisant l'effet XGM [113]

3.3.3.5 Porte OR

Une autre fonction logique pouvant être implémentée optiquement à l'aide de l'architecture MZI-SOA, en exploitant l'effet XPM, est la fonction OR. Pour cela, deux architectures différentes peuvent être utilisées selon qu'il est souhaitable d'effectuer une conversion de longueur d'onde ou non. Le cas le plus simple est celui dans lequel aucune conversion de longueur d'onde n'est utilisée (voir Figure 3.15 a). Dans ce cas, les deux signaux de données (data A et data B) sont couplés au même port (port #1). Après avoir traversé l'un des deux SOA, le signal de sortie (port #4) représente le résultat de l'opération OR entre les deux entrées. Dans ce cas, les trois signaux (les deux signaux d'entrées et le signal de sortie) doivent avoir la même longueur d'onde [84].



a)



b)

Figure 3.15 : Architecture d'une porte OR utilisant la structure MZI-SOA et l'effet XPM : a) sans conversion de longueur d'onde ; b) avec conversion de longueur d'onde [84].

Dans le cas de l'utilisation d'une conversion de longueur d'onde, l'architecture de la porte OR est illustrée dans la Figure 3.15 b). Cette architecture utilise un signal de contrôle (port #5) représenté par un train d'impulsions gaussiennes optiques (le signal de contrôle est synchronisé avec les impulsions de données) qui peut être à la même longueur d'onde ou à une longueur d'onde différente de celle des données. Le principe de fonctionnement est un peu différent de la première approche, et plus similaire aux portes XOR et AND [84].

Lorsqu'aucun signal de données n'est couplé dans le port #1, le signal de contrôle traverse les deux SOA et arrive au coupleur de sortie (port #3) avec une différence de phase de π (interférence destructive), dû à l'effet du coupleur 3 dB, et aucun signal n'est obtenu à cet port. D'autre part, la présence du signal de données produit une modification de la densité de porteurs du SOA et par conséquent, différents indices de réfraction peuvent existés dans chaque SOA. Cela provoque des interférences constructives représentant le résultat de l'opération OR au niveau de la sortie de la structure MZI-SOA [114].

De même l'effet XGM peut être exploité pour générer une opération logique OR, comme illustré à la Figure 3.16

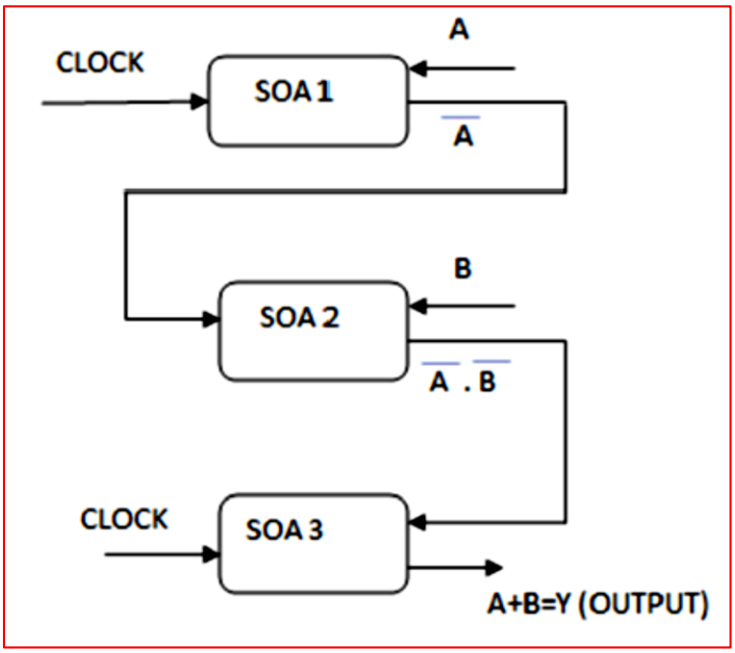


Figure 3.16 : Architecture d'une porte OR utilisant l'effet XGM dans un SOA [114].

Dans ce cas [114],

- dans le SOA1, le signal « A » agit comme un signal de pompe (donnée) et le signal « CLOCK » agit comme une impulsion de sonde (entrée). La sortie du SOA1 n'est autre que l'entrée A inversée ;
- dans le SOA2, la sortie du SOA1, « $\bar{A}$ », agit comme une impulsion de sonde d'entrée et « B » comme une impulsion de pompe d'entrée. Dans ce cas, la sortie est $\bar{A}.\bar{B}$;
- dans le SOA3, le signal « CLOCK » agit comme une impulsion de sonde d'entrée et la sortie du SOA2, « $\bar{A}.\bar{B}$ », agit comme une impulsion de pompe d'entrée, ce qui donne en sortie de l'architecture l'expression booléenne de la porte OR : $A + B$.

La modélisation d'une porte logique OR tout-optique sous OptiSystem est présentée en Annexe A.

3.3.3.6 Porte NOT

La dernière fonction booléenne décrite dans ce manuscrit est la fonction logique NOT. L'architecture de cette porte est illustrée à la Figure 3.17.

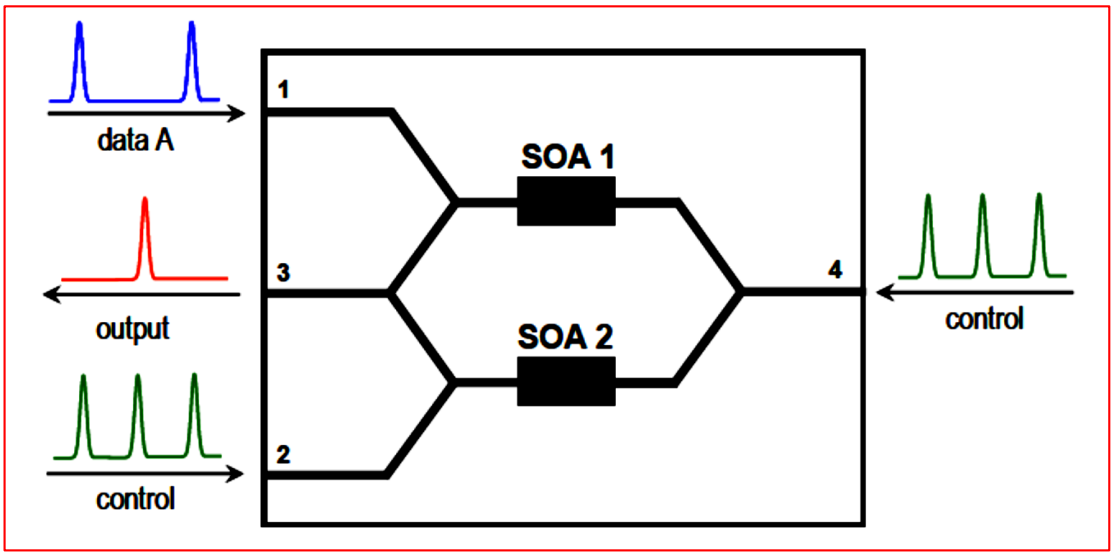


Figure 3.17 : Architecture d'une porte NOT utilisant la structure MZI-SOA et l'effet XPM [84].

Dans cette architecture les séquences de données d'entrée à inverser sont injectées dans le SOA-MZI via le port #1. Deux trains d'impulsions optiques sont utilisés pour générer le signal de contrôle (injecté au port #4) et une séquence de données auxiliaires (injecté au port #2). Le signal auxiliaire est couplé au port #2, tandis que le signal de commande est injecté dans le port # 4. La sortie est obtenue au port #3. Le signal de contrôle, qui permet le fonctionnement de la porte NOT, est injecté au port commun entre les deux SOA (traverse les SOA supérieur et inférieur). Le fonctionnement du SOA inférieur est affecté par les impulsions optiques qui entrent dans le port #2 (il y a toujours une impulsion optique sur ce port). Si aucune impulsion n'est présente au port #1 ($A = 0$), le signal de contrôle se propage à travers les deux SOA subissant des conditions différentes, et le déphasage initial de π que les deux versions de l'impulsion de contrôle auraient au port #3 n'est plus maintenu, et une interférence constructive est obtenue (un « 1 » logique apparaîtra à la sortie) [84].

En revanche, si A = 1, les conditions de fonctionnement des deux SOA sont les mêmes, donc aucun déphasage différentiel n'est induit entre les deux versions de l'impulsion de contrôle, et celles-ci interféreront de manière destructive (en raison du déphasage π induit par les coupleurs 3 dB aux ports d'entrée et de sortie), ce qui entraîne l'absence de signal optique à la sortie (« 0 » logique) [84]. La modélisation d'une porte logique NOT tout-optique sous OptiSystem est présentée en Annexe A.

3.3.4 Modélisation d'une porte logique XOR tout-optique sous OptiSystem

La Figure 3.18 illustre un exemple d'architecture d'une porte XOR basée sur la configuration SOA-MZI utilisant l'effet XPM avec conversion de longueur d'onde. Les séquences de données (Data A et Data B) sont générées en utilisant un générateur de séquence binaire définie UDBS (User Defined Bit Sequence) pour faciliter la vérification du résultat de la porte XOR. Un tel générateur peut donner une séquence de longueur N définie par :

$$N = T_W . B_r \tag{3.5}$$

Où T_W est le paramètre de simulation Time window et B_r est le paramètre Bit rate. Dans le cas où la séquence définie par l'utilisateur est plus courte que N, la séquence de donnée visualiser sera une réplique de celle définie par l'utilisateur jusqu'à ce que la longueur totale de la séquence de données soit égale à N.

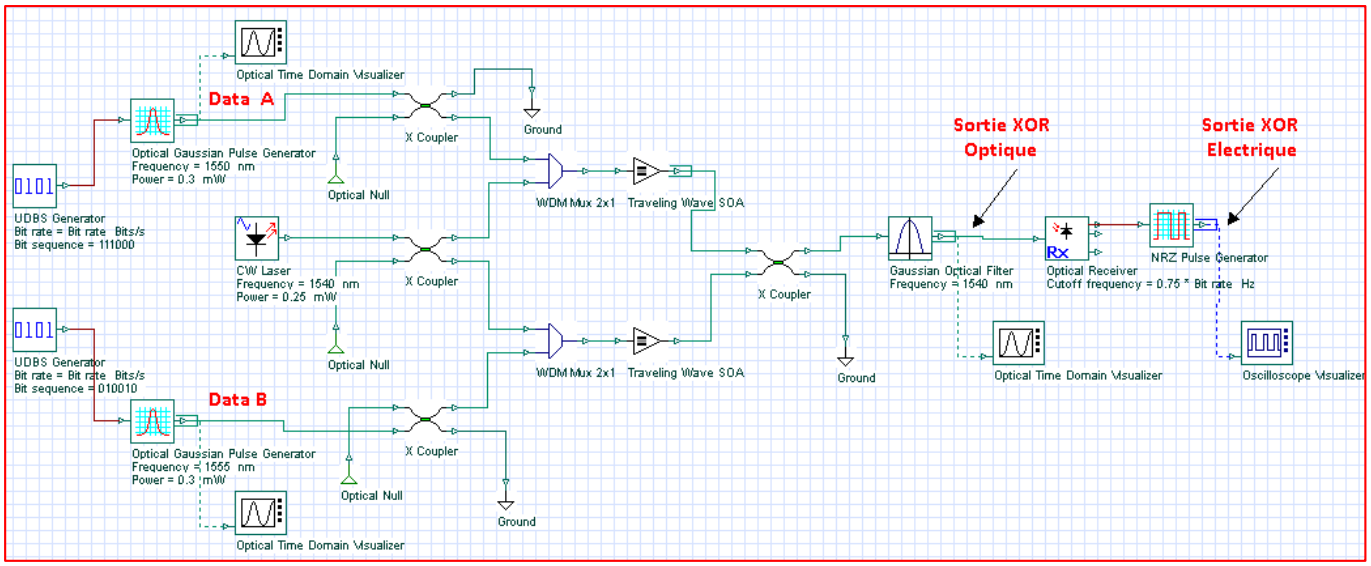


Figure 3.18 : Architecture XOR avec conversion de longueur d'onde sous OptiSystem.

Les séquences binaires générées (Data A et Data B) sont transformées en des impulsions optiques gaussiennes aux longueurs d'onde 1550 et 1555 nm, respectivement (les données peuvent être générées avec les mêmes longueurs d'onde). De plus, le signal de Sonde est généré à partir d'un CW Laser (Continuous Wave Laser) à 1540 nm. De ce fait la séquence de sortie aura une forme gaussienne. Cette forme optique peut être transformée en une forme binaire électrique comme il est montré sur la Figure 3.18.

Après avoir passé par les coupleurs, les signaux d'information sont combinés avec le signal de sonde en utilisant le multiplexage de longueur d'onde. Les deux sorties issus des deux SOA traversent le coupleur final qui induit un autre déphasage du signal. Les paramètres de simulation globale et du SOA sont mentionnés sur le Tableau 3.1 et 3.2.

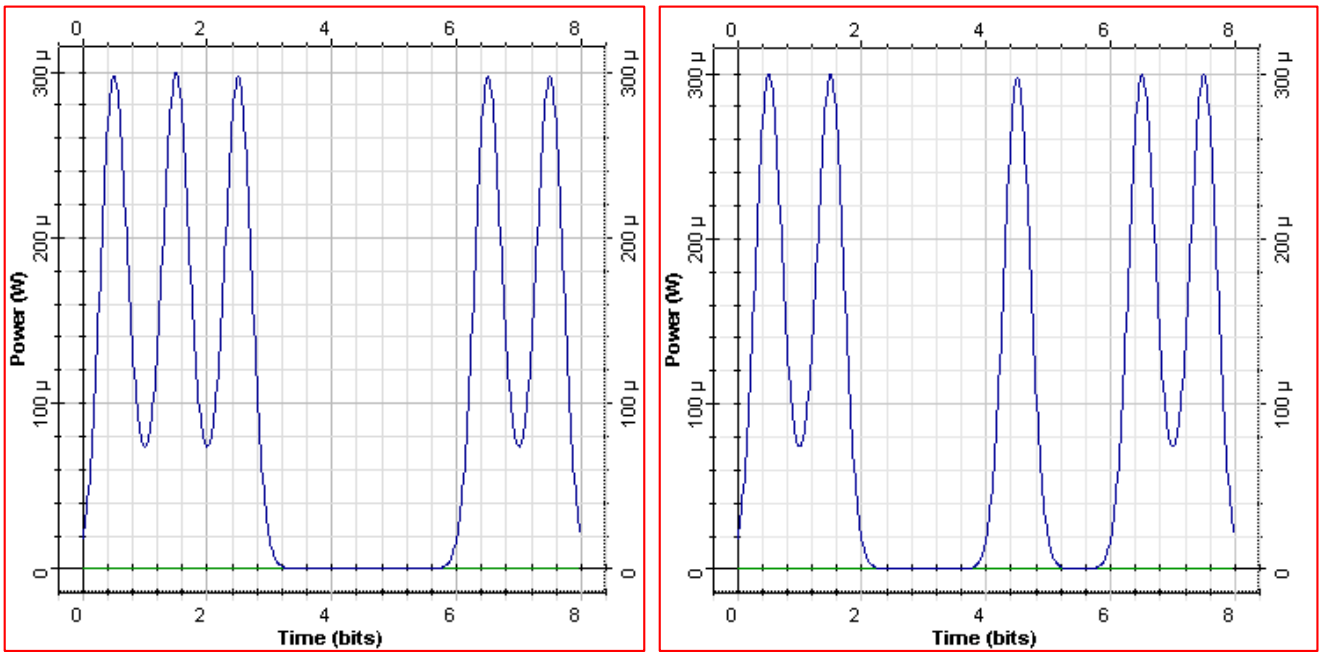
Tableau 3.1 : Paramètres de simulation globale.

Paramètre	Valeur
Bit rate	1 Gbps
Longueur de séquence	8 bits
Data A	111000
Data B	110010
Puissance des signaux de pompe	0.3 mW
Puissance du signal de Sonde	0.25 mW
Fréquence du signal de pompe Data A	1550 nm
Fréquence du signal de pompe Data B	1555 nm
Fréquence du signal Sonde	1540 nm

Tableau 3.2 : Les paramètres physiques du SOA [115].

Paramètre	Valeur
Courant d'injection	0.15 A
Longueur	500 µm
Largeur	3 µm
Hauteur	80 nm
Facteur de confinement	0.35
Coefficient de recombinaison de surface et de défaut	$1.43 \times 10^{8} s^{-1}$
Coefficient de recombinaison radiatif	1×10^{-16} m^3/s
Coefficient de recombinaison d'Auger	3×10^{-41} m^6/s
Densité initiale des porteurs	3×10^{24} m^{-3}

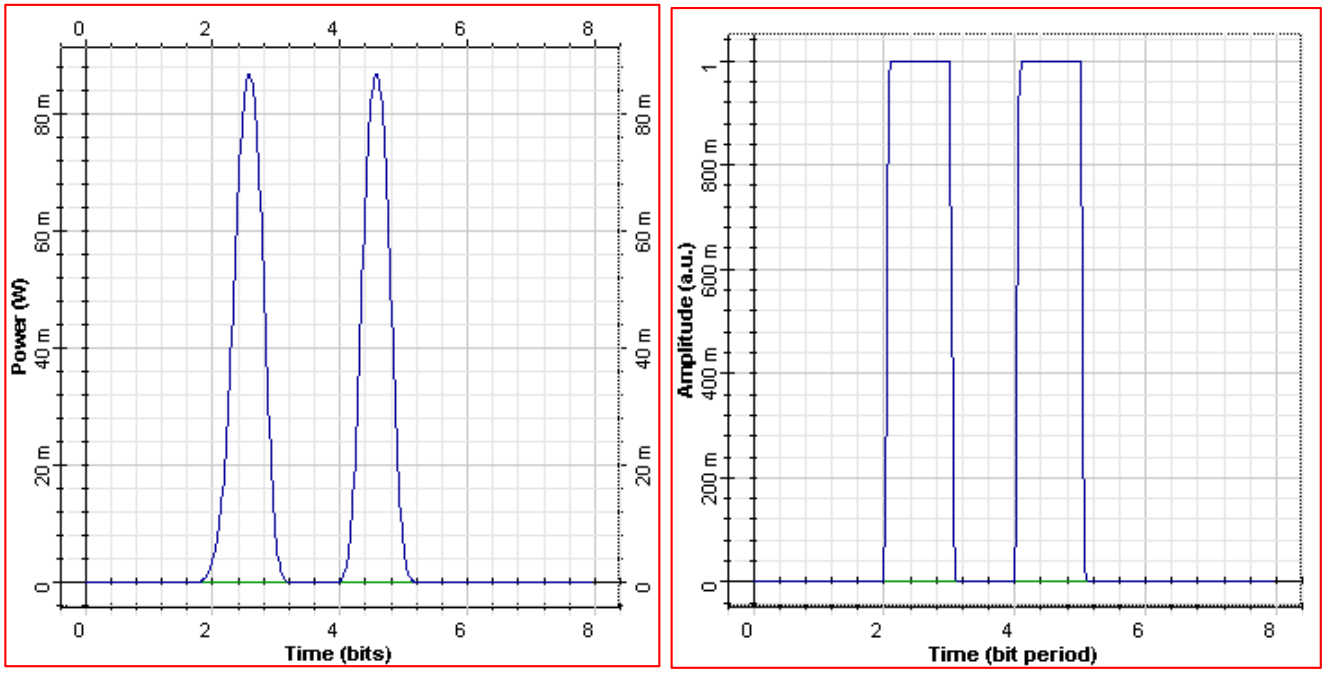
La Figure 3.19 montre la forme des séquences d'entrée Data A et Data B.



a) b)

Figure 3.19 : Les séquences d'entrées : a) Data A : 111000, b) Data B : 110010.

Le résultat de l'opération XOR entre ces deux signaux de données est visualisé au port de sortie à la longueur d'onde du signal de Sonde 1540 nm (conversion de longueur d'onde) sous forme optique et sous forme électrique (voir Figure 3.20).



a) b)

Figure 3.20 : La séquence de sortie de la porte XOR ; 001010 : a) Forme optique, b) Forme électrique.

De même, nous pouvons trouvés le même résultat à la longueur d'onde des données (pas de conversion de longueur d'onde) sans utilisation des multiplexeurs, comme il est montré dans la Figure 3.21. Dans ce cas, les données sont générées avec la même longueur d'onde (1550 nm) et la sortie est récupérée à 1550 nm.

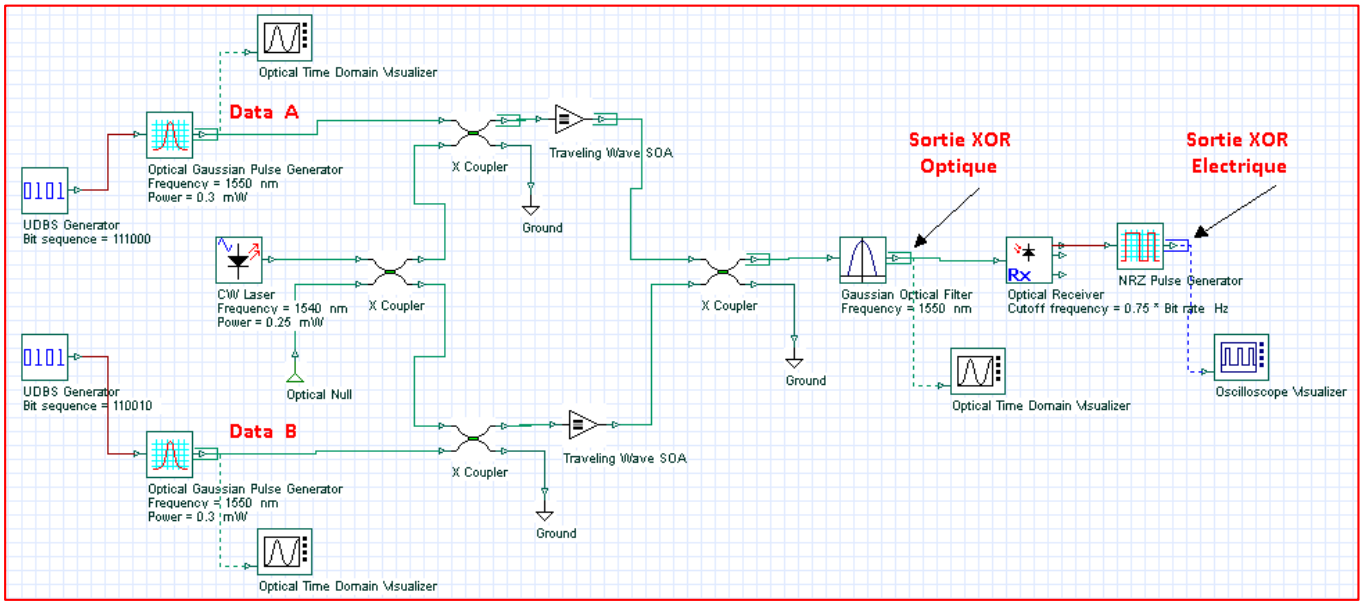


Figure 3.21 : Architecture XOR sans conversion de longueur d'onde sous OptiSystem.

3.4 Cryptage OCDMA tout-optique

3.4.1 Le cryptage XOR

Le cryptage XOR est actuellement la méthode la plus simple fournissant une protection contre les attaques malveillantes, où le message d'origine et celui chiffré sont parfaitement indiscernables et incassables, si la longueur de la clé est la même que la longueur du message d'entrée. C'est un algorithme de chiffrement dit symétrique car la même clé est utilisée pour chiffrer et déchiffrer le message d'origine (voir Figure 3.19) [116].

Pour le cryptage, l'opération logique XOR est effectuée entre le message de l'utilisateur et sa clé. Donc, même s'il y aura une brèche, les intrus ne peuvent pas être comprendre le message sans la clé et pour le décryptage, la même clé doit être utilisée pour décrypter et récupérer le message original [117]. La Figure 3.22 illustre un exemple de cryptage/décryptage XOR.

Cryptage :

- Le message à transmettre : 01111010
- La clé : 01010101
- Le message crypté : 00101111 (01111010 ⊕ 01010101)

Décryptage :

- Le message crypté reçu : 00101111
- La clé : 01010101
- Le message décrypté : 01111010 (00101111 ⊕ 01010101)

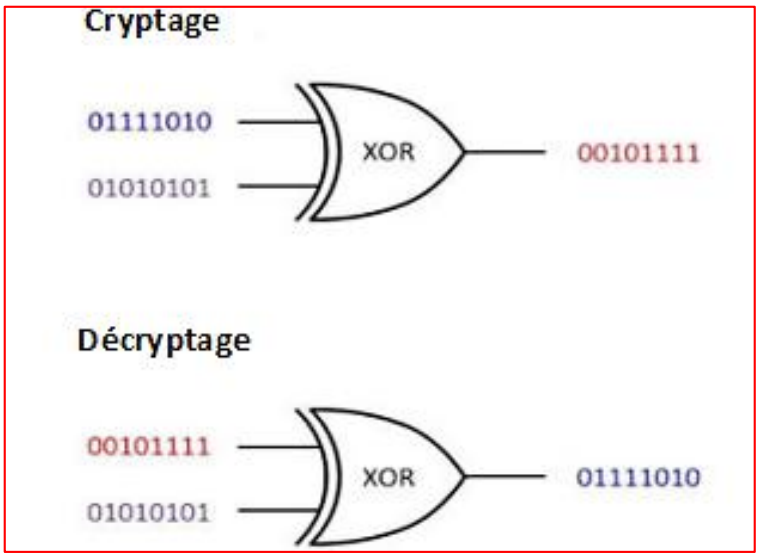


Figure 3.22 : Cryptage et décryptage XOR [117].

D'autre part, l'approche de chiffrement tout optique XOR a été proposée pour améliorer la confidentialité des systèmes OCDMA où elle a prouvé son efficacité [118, 119, 120].

Le schéma dudit système est illustré à la Figure 3.23. A l'émetteur, une opération XOR est effectuée entre les séquences codées OCDMA et la séquence clé. Les résultats de cette

opération, pour chaque utilisateur, sont combinés et transmis via le canal optique. Du côté récepteur, un décodage OCDMA (couple Demux/Mux) est réalisé en premier lieu suivi de l'étape de décryptage XOR (voir Figure 3.23).

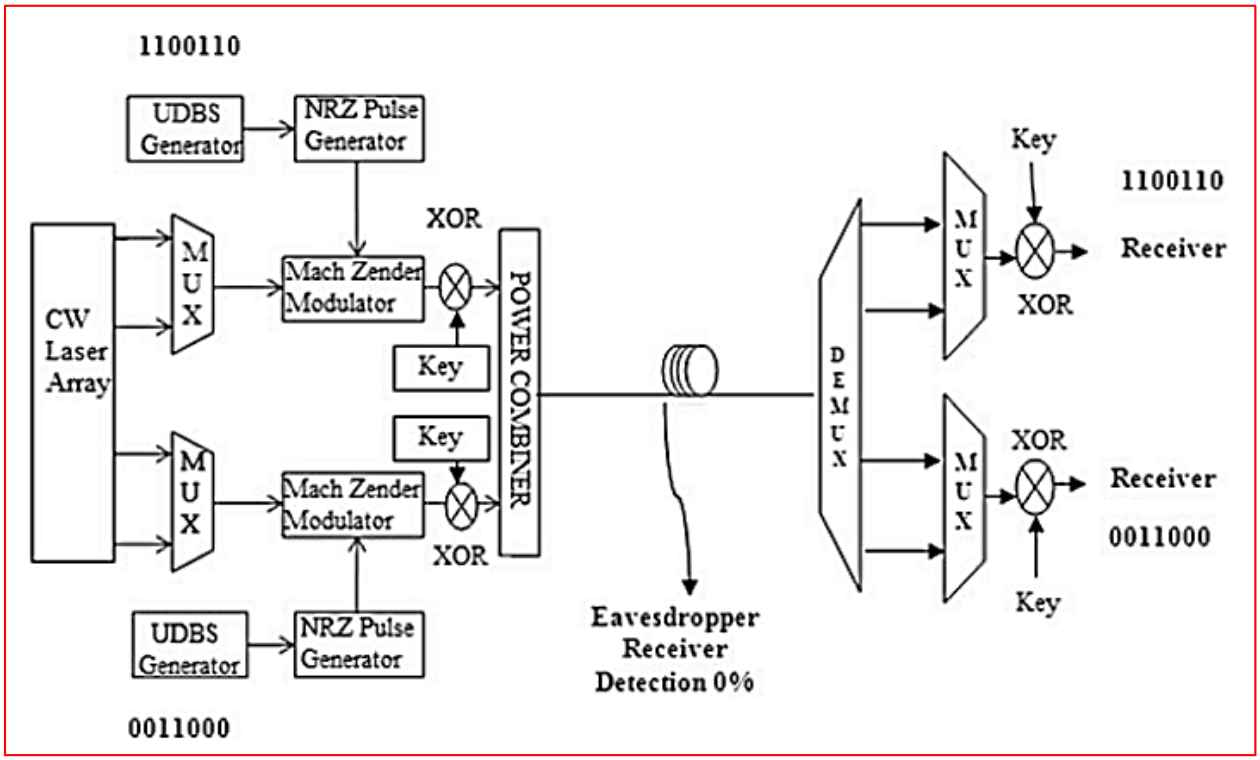


Figure 3.23 : Cryptage / décryptage XOR pour le système SAC-OCDMA [118].

3.4.2 Le cryptage MCK

Le cryptage MCK (MultiCode Keying ou 2^m-Code Keying) est une autre méthode de chiffrement utilisée pour faire face au problème de l'écoute clandestine dans les systèmes OCDMA. C'est un cryptage tout optique basé sur l'utilisation d'une clé Multicode, appelée aussi modulation à plusieurs bits par symbole, qui a été proposé et démontré dans divers travaux de recherches [121, 122, 123].

Le principe dudit cryptage consiste à attribuer à chaque utilisateur 2^m matrices de code particulières pour représenter m bits de données par symbole dans le but d'augmenter le débit de données pour que l'intrus ne puisse pas détecter facilement la transmission des bits [123].

L'architecture du cryptage MCK pour $m = 1$ nommée cryptage à deux codes 2-CK (2 - Code Keying) est illustrée à la Figure 3.24. Cette structure est composée d'une (01) porte XOR tout-optique et d'un (01) multiplexeur (CMUX 2×1) de mots de codes (Codeword) tout-optique. Ce dernier fait passer l'un des deux mots de codes C_0 ou C_1à sa sortie (basculer entre les deux mots de codes) selon le bit du message chiffré (Data $\oplus$ Key). Ce bit représente la ligne de sélection du CMUX 2×1, s'il est égal à « 0 » alors C_0 est transmis sinon C_1 est transmis à la sortie. Donc le mot de code est déterminé par $C_{data\oplus key}$ [122].

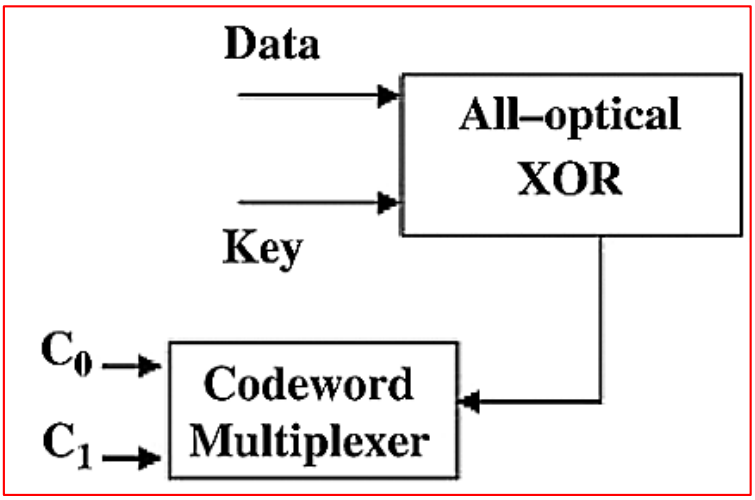


Figure 3.24 : Technique de cryptage MCK pour $m = 1$ [119].

De même, la Figure 3.25 montre l'architecture de la technique de cryptage MCK avec $m = 3$, où chaque CMUX représente un multiplexeur de mots de code 2×1 tout optique. Dans ce cas, le résultat de l'opération XOR, $K_i \oplus D_i$ $(i = 0, 1, 2)$ donne le bit chiffré E_i. Ce bit chiffré est appliqué au CMUX en tant qu'une ligne de sélection. Le CMUX se compose de deux mots de code en tant que bits d'entrée C_0 et C_1 telle que la sortie de CMUX soit $C_j\overline{E_i} + C_{j+1}E_i$ [122].

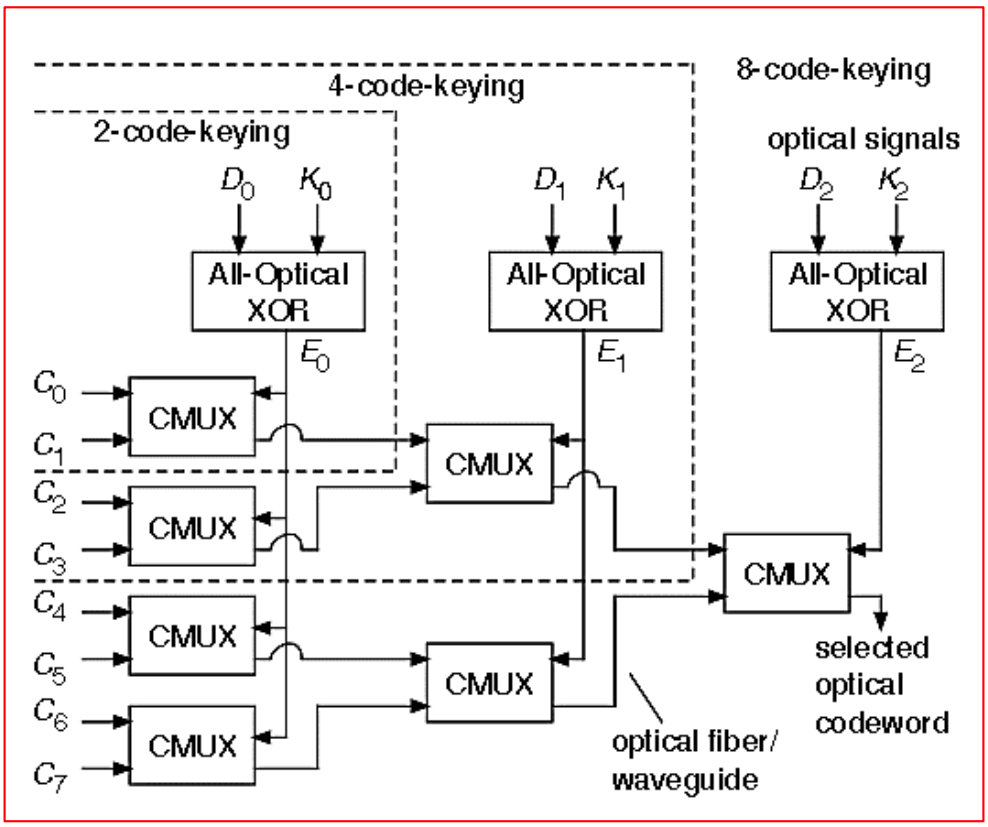


Figure 3.25 : Technique de cryptage MCK pour $m = 3$ [123].

3.5 Conclusion

Le système OCDMA est la technique d'accès multiple la plus préférée pour la transmission de données. De ce fait, la protection de la confidentialité dans ces systèmes nécessite toujours de nouvelles technologies. Le travail présenté dans ce chapitre donne une introduction sur la sécurité et la confidentialité des données dans les systèmes OCDMA. Pour cela, nous nous sommes focalisés sur les techniques de cryptage tout-optiques simples et moins complexes basées sur l'amplificateur SOA notamment les portes logiques tout-optiques, à savoir la porte XOR, pour protéger le réseau optique OCDMA contre les écoutes clandestines

Le chapitre suivant présente nos contributions proposées pour améliorer la confidentialité des données dans le réseau OCDMA basé sur les codes d'étalement ZCZ. Ainsi une modélisation de ces méthodes de cryptage proposées sous le logiciel OptiSystem sera réalisée.

Chapitre 4 : Contribution à l'amélioration de la confidentialité dans les systèmes SAC-OCDMA

4.1 Introduction

La couche physique d'un réseau optique est vulnérable face à divers types de menaces de sécurité telles que les attaques d'infrastructure physique et les écoutes clandestines. Pour cela, le paramètre sécurité nécessite plus d'attention face à l'augmentation spectaculaire de la capacité des réseaux optiques notamment l'OCDMA.

Dans ce dernier chapitre, trois contributions sont proposées pour améliorer la confidentialité dans les systèmes OCDMA basés sur les codes ZCZ (ZCZ-OCDMA). Les différents mécanismes de confidentialité proposés sont mis en œuvre à l'aide de composants logiques tout-optiques existants tels que les sélecteurs de ligne (multiplexeurs logiques), les convertisseurs de longueur d'onde et les portes XOR. De plus, une comparaison des performances du système ZCZ-OCDMA basé sur les différents mécanismes de confidentialité proposés en termes du BER (Bit Error Rate), sous le logiciel OptiSystem, est présentée.

4.2 Modélisation sous OptiSystem des conceptions proposées

Les architectures proposées pour améliorer la confidentialité du système ZCZ-OCDMA sont basées sur l'utilisation de deux composants tout-optiques, le convertisseur de longueur d'onde WC (Wavelength Converter) et le sélecteur de ligne LS (Line Selector) [124].

- **Convertisseur de longueur d'onde (WC)**

Le convertisseur WC consiste à convertir le signal d'une longueur d'onde à une autre. Cette transformation est souvent effectuée via un amplificateur SOA dans une configuration d'interféromètre MZI (voir Figure 4.1) en tirant parti du phénomène XPM et XGM [125, 126]. Dans le cas d'une modulation XPM, la même donnée (DATA) est portée par les deux longueurs d'onde de pompe et de sonde (voir Figure 4.1 a), c'est-à-dire une conversion de longueur d'onde est effectuée sans inversion de données. Par contre, dans le cas d'une modulation XGM, la séquence de données est inversée et portée par la longueur d'onde de la sonde après le processus de conversion (voir Figure 4.1 b).

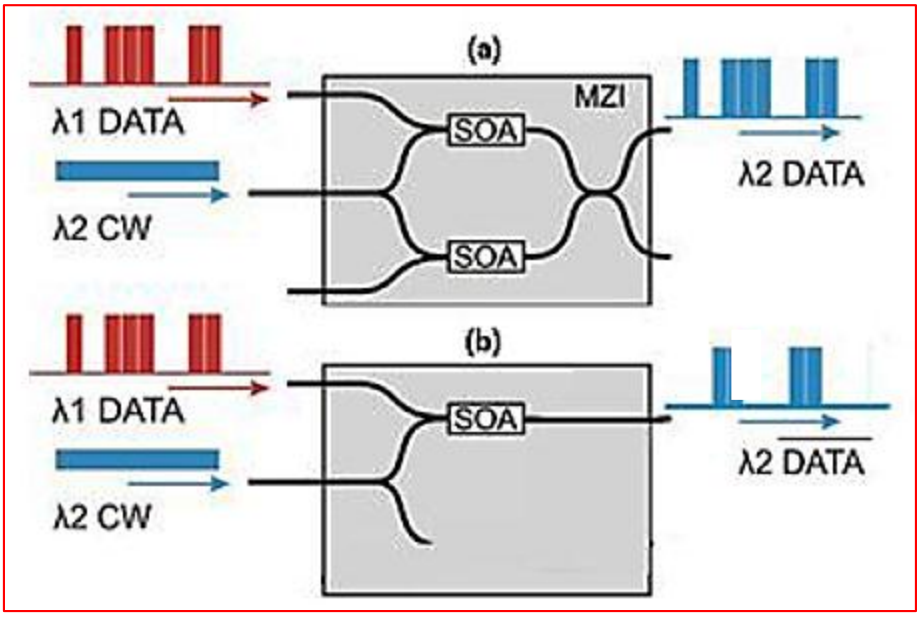


Figure 4.1 : Configuration de base de conversion de longueur d'onde : (a) XPM, (b) XGM **[125]**.

- **Sélecteur de ligne (LS)**

Le sélecteur de ligne, également appelé multiplexeur logique, est un composant logique permettant de sélectionner un seul signal parmi 2^N signaux de données d'entrée en fonction des N signaux de commande [127]. Un exemple d'un sélecteur de ligne 2:1 (2 vers 1) à deux (02) entrées (A , B) et une (01) entrée de commande (C) est représenté à la Figure 4.2.

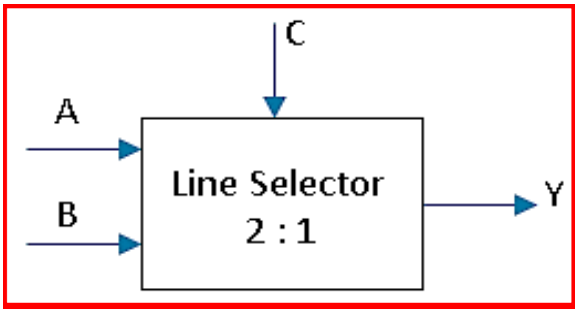


Figure 4.2 : Sélecteur de ligne 2 : 1 **[124]**.

L'équation booléenne de la sortie Y est donnée par [124]:

$$Y = A.\bar{C} + B.C \tag{4.1}$$

Si signal de commande est nul ($C = 0$), l'entrée A sera sélectionnée en sortie ($Y = A$) sinon l'entrée B sera sélectionnée en sortie ($Y = B$) du sélecteur.

Un sélecteur de ligne 2^N : 1 peut être construit à partir des portes logiques de base ET, OU et NON en utilisant la configuration SOA-MZI (voir Figure 4.3) [128].

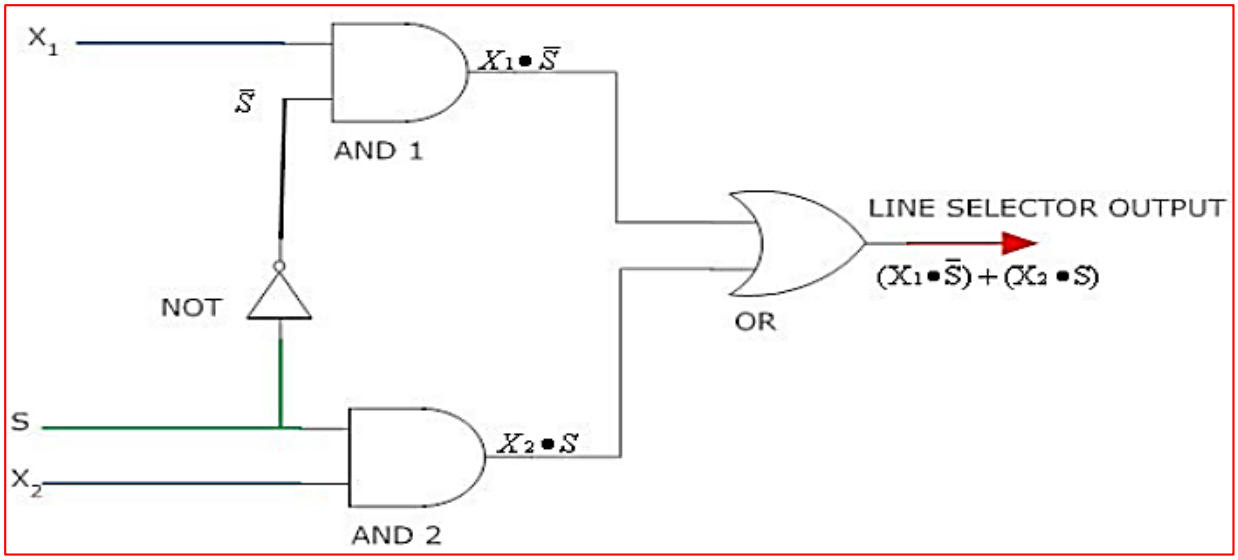


Figure 4.3 : Sélecteur de ligne 2 : 1 à base de portes logiques de base **[128]**

Les paramètres globaux pour la simulation sous OptiSystem sont groupés sur le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Paramètres globaux des simulations sous OptiSystem.

Paramètre	Valeur
Bit rate	1 Gbps
Atténuation de la fibre	0.2 dB/Km
Dispersion de la fibre	17 $ps/nm/km$
Courant d'obscurité	5 nA
Le bruit thermique	1.8×10^{-23} W/Hz
Courant d'injection (pompage électrique)	0.6 A
Longueur de la zone active du SOA	500 μm
Largeur de la zone active du SOA	3 μm
Hauteur de la zone active du SOA	80 nm
Facteur de confinement optique	0.35

4.2.1 Proposition 1 : Cryptage de données OCDMA basé sur le composant LS

Notre première contribution consiste à améliorer la confidentialité dans le système ZCZ-OCDMA en modifiant les données transmises. Le modèle proposé consiste à utiliser le composant optique LS 2:1 ayant deux entrées principales $C0$ et $C1$, une entrée de commande « DATA1 » (le message à transmettre) et une sortie « DATA2 » représentant le message chiffré (voir Figure 4.4).

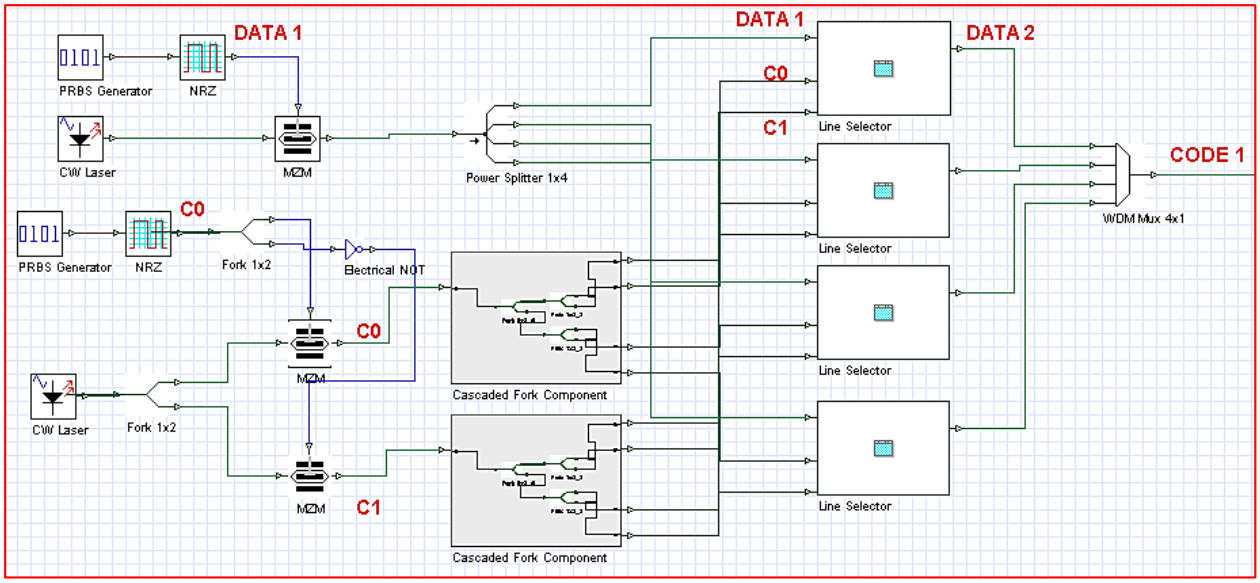


Figure 4.4 : Modélisation du cryptage à base de composants LS sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur

Selon que la valeur de la ligne de sélection « DATA1 » est « 0 » ou « 1 », la ligne d'entrée ($C0$ ou $C1$) est sélectionnée et fournie à la sortie « DATA2 ». De cette façon, le signal de données chiffré « DATA2 » est complètement modifié par rapport à l'original « DATA1 ».

Dans cette conception, le nombre de composants LS 2:1 dépend du poids du code ZCZ. Ici, nous avons utilisés quatre (04) composants LS du fait que le poids du code ZCZ utilisé est $w = 4$. La matrice de codes ZCZ utilisée, pour $K = 2$, $w = 4$ et $Z = 1$, est donnée par [129]:

$$\begin{bmatrix} Code_1 \\ Code_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1\,0\,0\,0\,1\,0\,0 & 0\,1\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0 \\ 0\,0\,1\,0\,0 & 0\,1\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,1\,0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Désignons par $\Delta\lambda$ l'espacement spectral entre les longueurs d'onde utilisées pour générer les codes ZCZ. Dans notre cas, une partie du spectre de la bande C (1530 - 1565 nm) est découpée en sous bandes de largeurs $\Delta\lambda = 0{,}8\ nm$ (voir Figure 4.5) répondant aux recommandations de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) pour les applications de multiplexage à grille dense DWDM (Dense WDM).

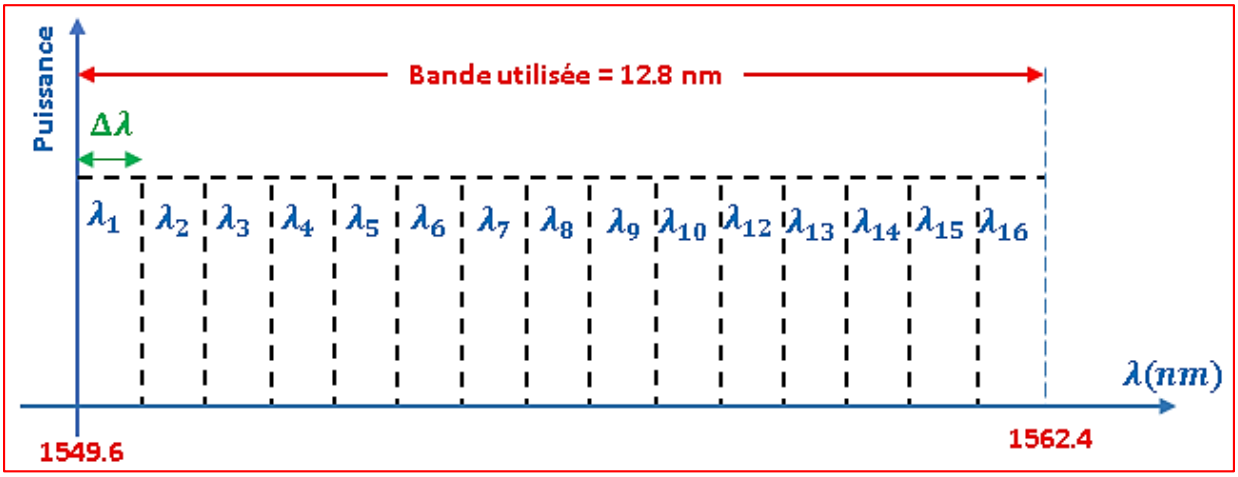


Figure 4.5 : Répartition des longueurs d'ondes.

Selon la partition du spectre, illustrée sur la Figure 4.5, les longueurs d'ondes associées aux codes $CODE_i$ $(i = 1, 2)$ utilisés sont indiquées sur le Tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\boldsymbol{\Delta\lambda = 0,8\ nm}$.

CODE	Longueurs d'ondes			
	λ_1	λ_5	λ_9	λ_{13}
1	1550 nm	1553.2 nm	1556.4 nm	1559.6 nm
	λ_3	λ_7	λ_{11}	λ_{15}
2	1551.6 nm	1554.8 nm	1558 nm	1561.2 nm

L'expression de la sortie « DATA2 » est donnée par :

$$DATA2 = CO.\overline{DATA1} + C1.DATA1 \tag{4.3}$$

De plus, afin de réduire la complexité de notre architecture, nous avons considérés un cas particulier où $C1 = \overline{C0}$. Dance ce cas, le composant LS fonctionne comme une simple porte XOR avec conversion de longueur d'onde, comme suit :

$$DATA2 = CO.\overline{DATA1} + \overline{C0}.DATA1 = CO \oplus DATA1 \tag{4.4}$$

La sortie de chaque composant LS représente la donnée chiffrée « DATA2 » portée par une des longueurs d'onde constituant le code ZCZ (voir équation 4.2). Cela veut dire que, pour le premier utilisateur, la sortie du premier LS « DATA2 » est portée par λ_1, la deuxième est portée par λ_5, la troisième est portée par λ_9 et la dernière est portée par λ_{13}. Toutes les sorties des LS sont ensuite combinées via un multiplexeur de longueur d'ondes (code 1).

Ce fonctionnement est répété K fois, où K est le nombre de codes ZCZ. Les données « DATA2 » chiffrées de tous les utilisateurs sont ensuite combinées et transmis via la fibre optique.

Les paramètres de simulation relative à cette première proposition sont mentionnés sur le Tableau 4.3. Les formes des séquences d'entrées ($C0$ et $C1$) et de sélection (DATA 1) sont représentés sur les Figures 4.6 et 4.7.

Tableau 4.3 : Paramètres de simulation de la proposition1.

Paramètre	Valeur
Longueur de séquence	8 bits
DATA 1	10001101
C0	01101101
C1	10010010

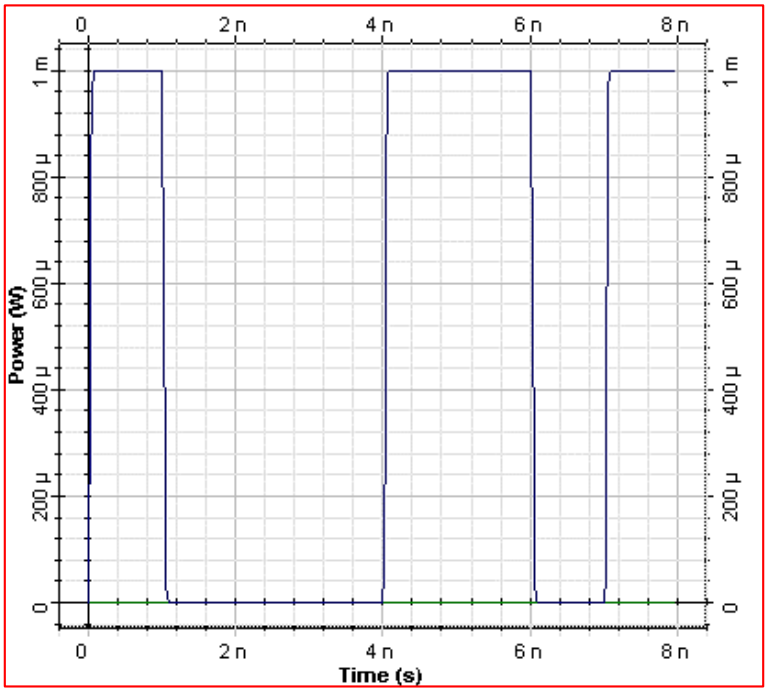
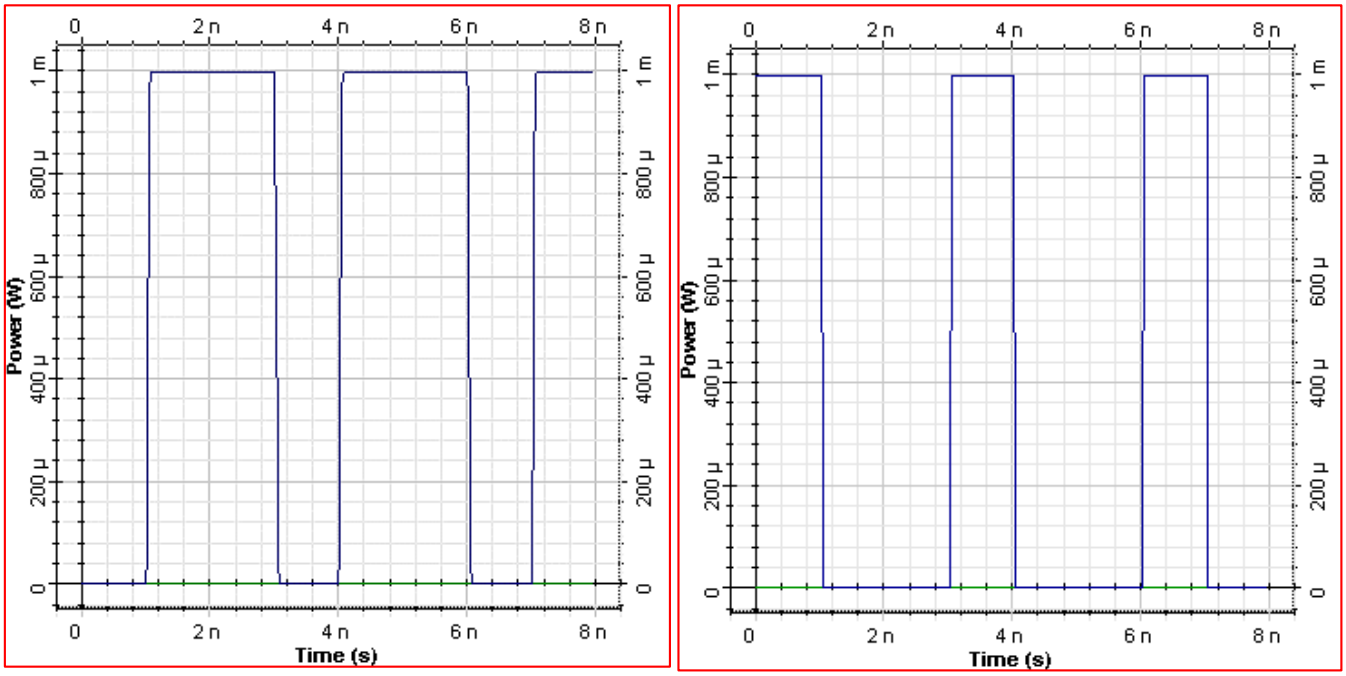


Figure 4.6 : Séquence de donnée « DATA1 » (10001101)



a) b)

Figure 4.7 : Séquences d'entrées : a) $C0$ (001101101) ; b) $C1$ (10010010)

La séquence chiffrée « DATA 2 » est représentée à la Figure 4.8.

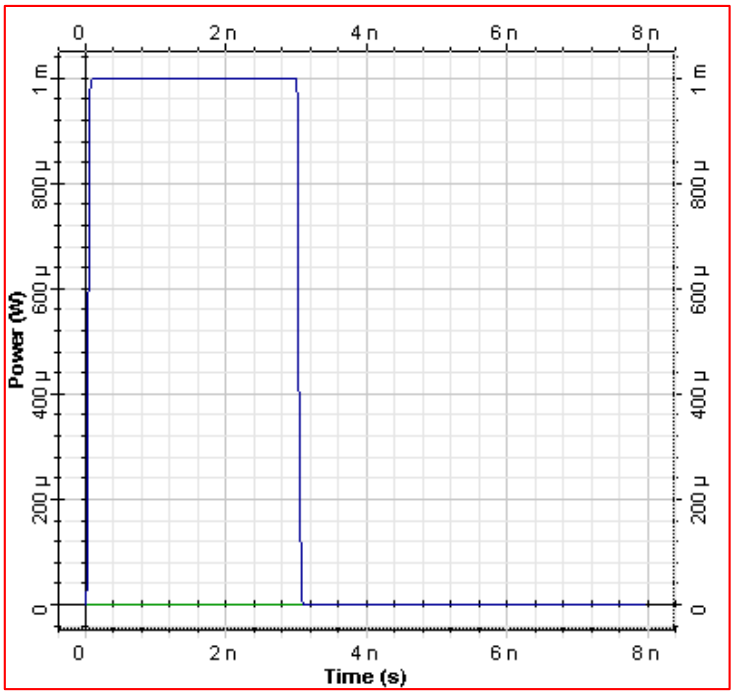


Figure 4.8 : Séquence chiffrée « DATA 2 » (11100000)

Du côté récepteur (voir Figure 4.9), une opération XOR entre le signal chiffré et le mot de code $C0$ est nécessaire pour récupérer les données originales « DATA1 » :

$$DATA1 = DATA2 \oplus C0 \tag{4.5}$$

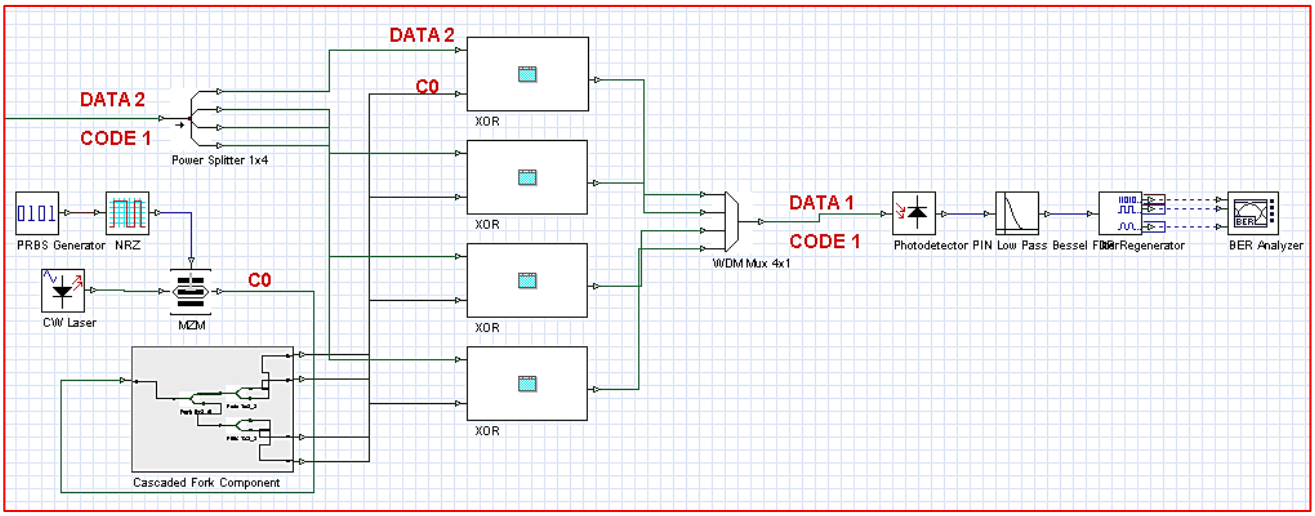


Figure 4.9 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR sans WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe de toutes les longueurs d'onde du code

De même, le nombre de composant XOR utilisés dans le schéma de décryptage est égale au poids du code ($w = 4$). Notons que la fonction de décryptage est réalisée par des portes XOR tout optiques basées sur la configuration SOA-MZI sans conversion de longueur d'onde (WC).

Les signaux issus de la phase de décryptage, à différentes longueurs d'onde du code ZCZ sont ensuite multiplexés via un multiplexeur WDM pour procéder à la détection directe de toutes les longueurs d'onde du code.

Il est à noter que, l'architecture du récepteur proposée peut être simplifiée en utilisant la détection d'une seule longueur d'onde du fait que l'information est supposée être suffisamment récupérable par l'une des longueurs d'onde constituant le code (chips à « 1 »). De ce fait, l'architecture du décodage/décryptage devient moins complexe en utilisant un simple filtre optique passe-bande pour le décodage et un seul composant XOR pour le décryptage (voir Figure 4.10).

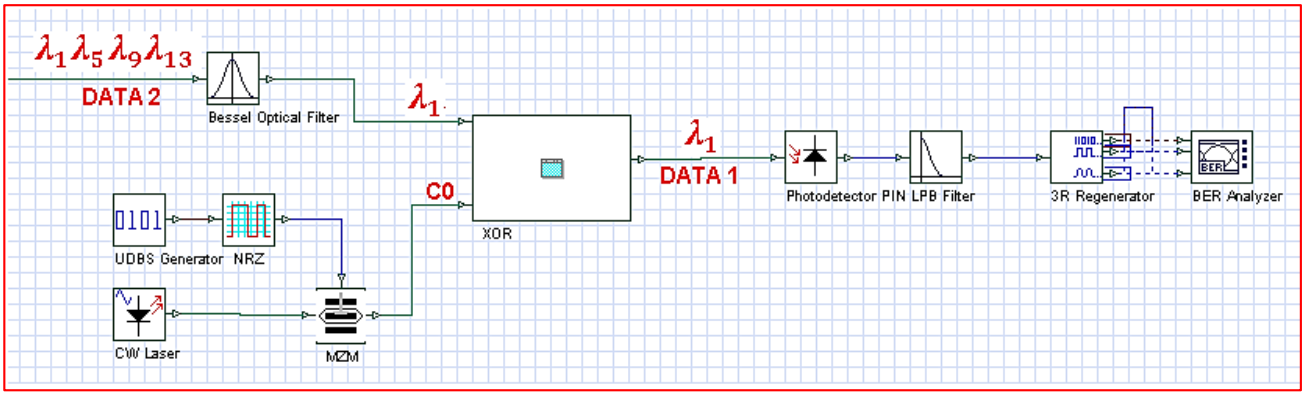


Figure 4.10 : Modélisation du décryptage à base de composant XOR sans WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe d'une seule longueur d'onde du code

Les performances du système proposée sont évalués en terme de BER, facteur de qualité Q et diagramme de l'œil, sur une distance de 20 Km.

A partir des résultats illustrés à la Figure 4.11, un minimum BER de 1.12382×10^{-17} (largement inférieur au seuil acceptable 10^{-9}) et un facteur Q de 8.48018 ($Q > 6$) sont obtenus montrant ainsi de bonnes performances.

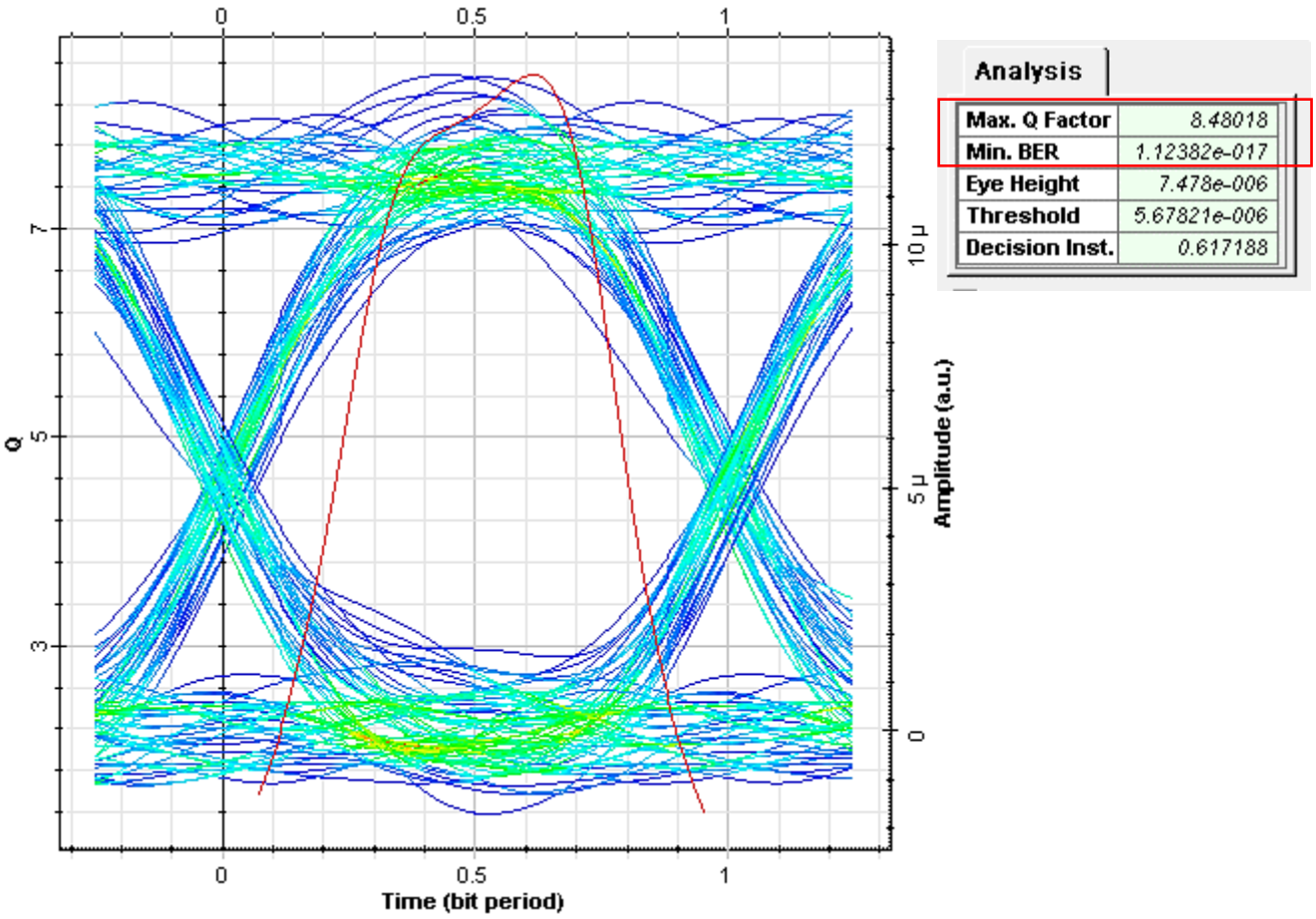


Figure 4.11 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 1

4.2.2 Proposition 2 : Cryptage de données basé sur le composant LS avec modification des longueurs d'onde du code OCDMA

Pour un degré de confidentialité plus élevé, un deuxième procédé de sécurité est proposé. Il consiste à la modification, à la fois, des données transmises et de l'ensemble des longueurs d'onde constituant le code ZCZ. Le modèle proposé consiste à utiliser des composants LS 2:1 pour accomplir ces deux fonctionnalités.

Le procédé de cryptage des données transmis est celui décrit dans la première proposition. Par contre, pour modifier les longueurs d'onde du code ZCZ et par conséquent le code lui-même, de nouvelles longueurs d'onde sont créés, en préservant la même bande spectrale occupée par les longueurs d'onde originales, comme suit (voir Figure 4.12) :

$$\lambda'_i = \lambda_i + \Delta\lambda' \qquad (4.5)$$

Où i désigne la $i^{\text{ème}}$ longueur d'onde et $\Delta\lambda' = \Delta\lambda / 2$.

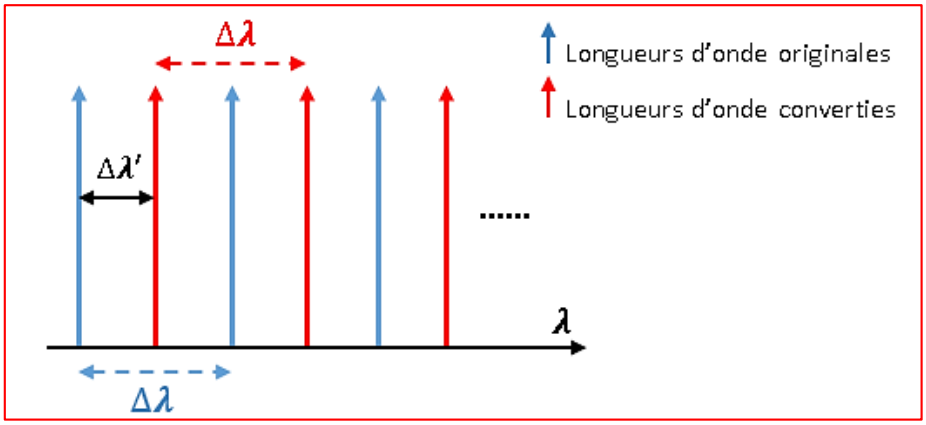


Figure 4.12 : Principe de la conversion de longueurs d'onde proposé.

De cette manière, la répartition des longueurs d'ondes définie auparavant à la Figure 4.5 sera modifiée en celle illustrée à la Figure 4.13.

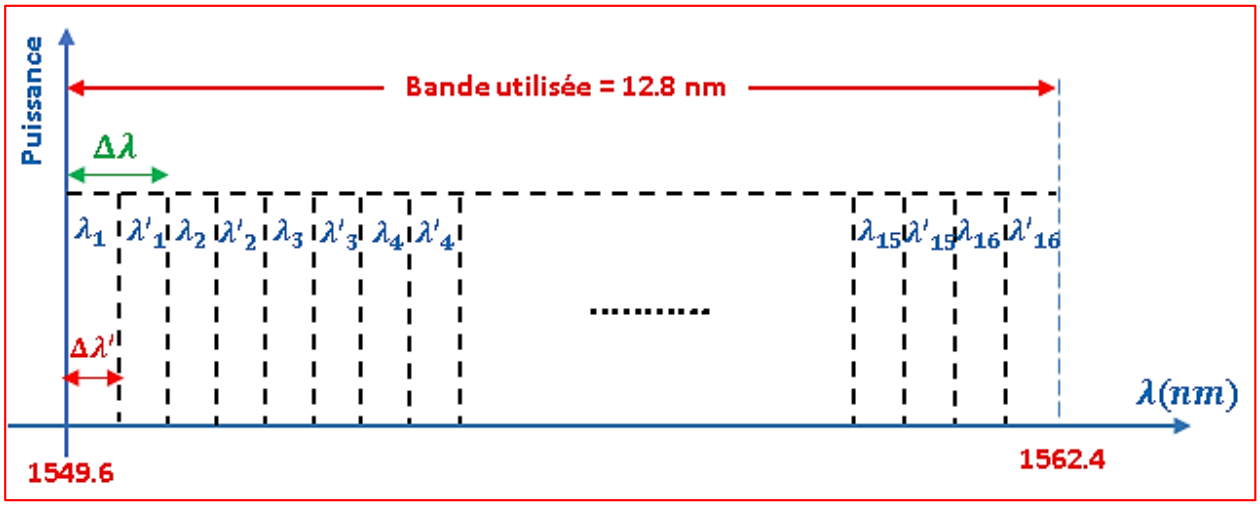


Figure 4.13 : Répartition des longueurs d'ondes proposée

Donc, selon la nouvelle partition du spectre proposée, illustrée à la Figure 4.13, les longueurs d'ondes associées aux codes $CODE_i$ $(i = 1, 2)$ utilisés sont indiquées sur le Tableau 4.4.

Tableau 4.4 : Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\boldsymbol{\Delta\lambda' = 0,4\ nm}$.

CODE	Longueurs d'ondes			
	λ'_1	λ'_5	λ'_9	λ'_{13}
1	1550.4 nm	1553.6 nm	1556.8 nm	1560 nm
	λ'_3	λ'_7	λ'_{11}	λ'_{15}
2	1552nm	1555.2 nm	1558.4 nm	1561.6 nm

Par conséquent, la nouvelle matrice de codes ZCZ (pour $K = 2, w = 4$), devient :

$$\begin{bmatrix} Code_1 \\ Code_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0 \\ 0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,0\,0 \end{bmatrix}$$

Dans ce cas, la longueur du code ZCZ a doublé ($L = 32$) et par conséquent la zone de corrélation nulle a augmenté ($Z = 3$), du fait que la longueur du code est proportionnelle à la longueur de la zone Z ($L = K.w\,(Z + 1)$).

La Figure 4.14 illustre l'émetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur utilisant la technique de cryptage précitée. Dans ce cas, la sortie de chaque composant LS représente la donnée chiffrée « DATA2 » portée par les nouvelles longueurs d'onde constituant le code ZCZ ($\lambda'_1, \lambda'_5, \lambda'_9, \lambda'_{13}$). De même, ce fonctionnement est répété K fois. Les données « DATA2 » chiffrées de tous les utilisateurs sont ensuite combinées via un multiplexeur WDM et transmis via la fibre optique.

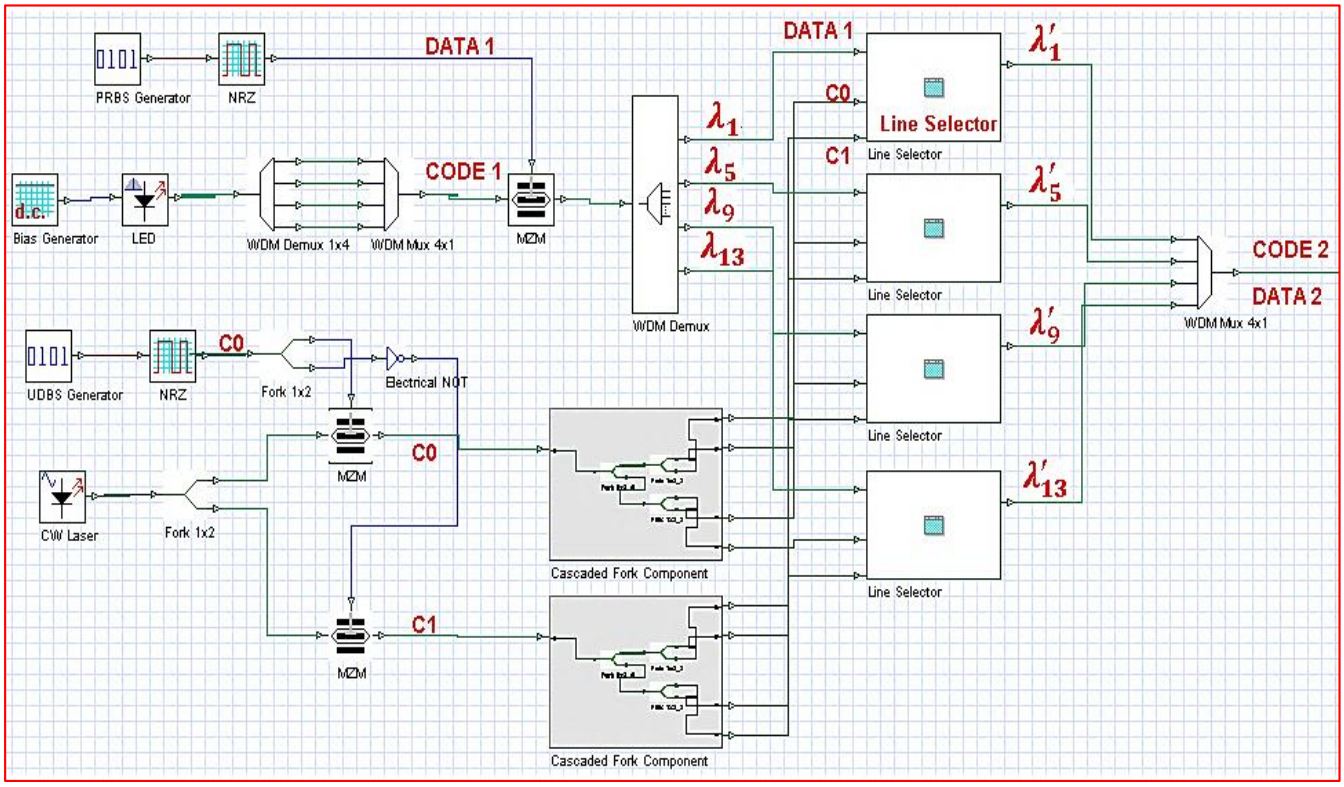


Figure 4.14 : Modélisation du cryptage à base de composants LS avec conversion de longueurs d'onde sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur

Du côté récepteur, la même structure que celle décrite pour la première proposition est utilisée. Cependant, dans ce cas, la fonction XOR est réalisée à l'aide de la configuration SOA-MZI avec conversion de longueur d'onde. Les deux types de détection sont illustrés aux Figures 4.15 et 4.16.

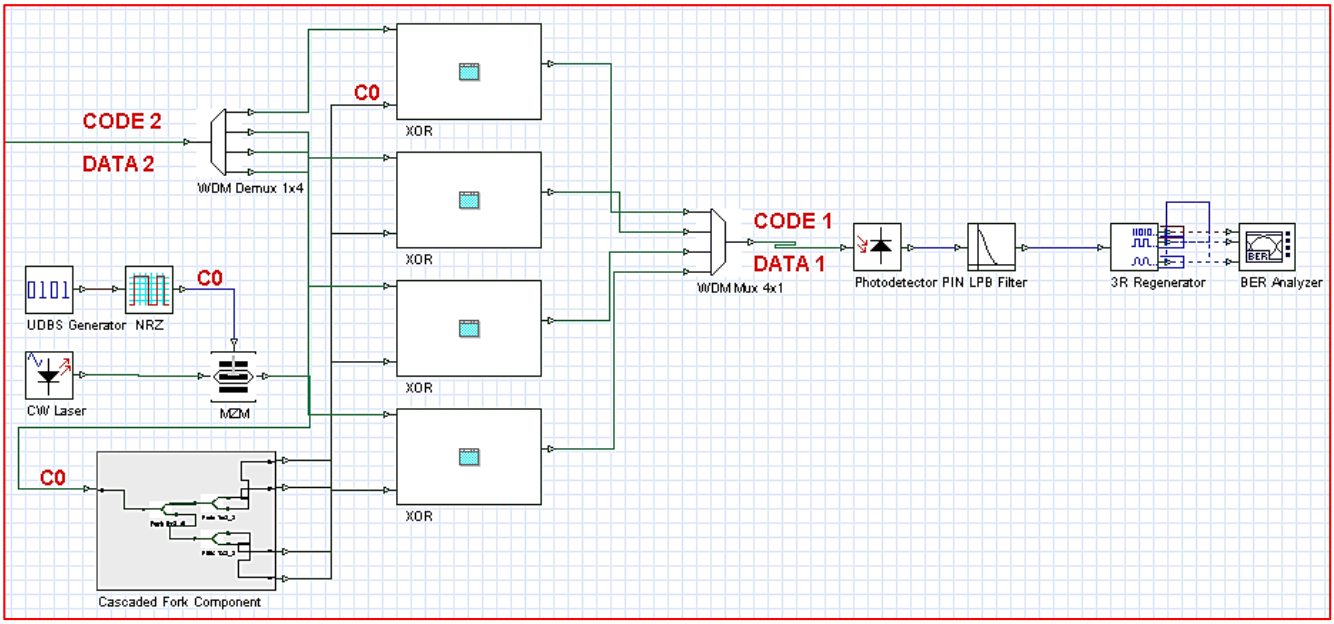


Figure 4.15 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR avec WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe de toutes les longueurs d'onde du code

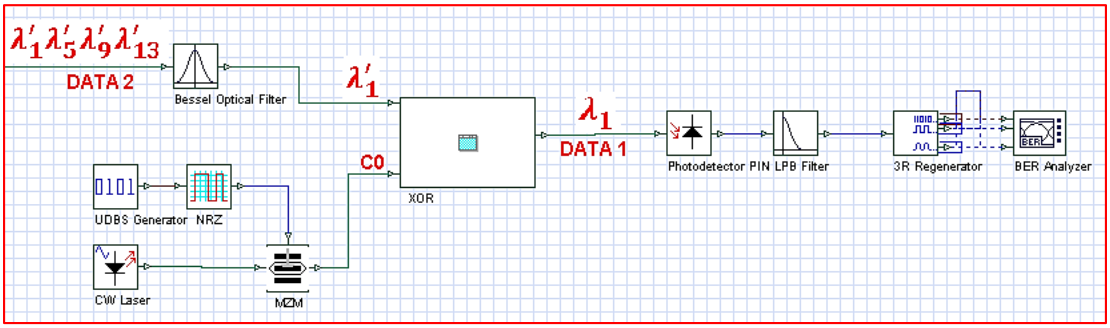


Figure 4.16 : Modélisation du décryptage à base de composants XOR avec WC sous OptiSystem : Récepteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur- détection directe d'une seule longueur d'onde du code

De même, l'évaluation des performances du système proposée montre de bons résultats en terme de BER, facteur de qualité Q et diagramme de l'œil, sur une distance de 20 Km (voir Figure 4.17). En effet, un minimum BER de 1.12635×10^{-16} et un maximum facteur Q de 8.20649 sont atteints.

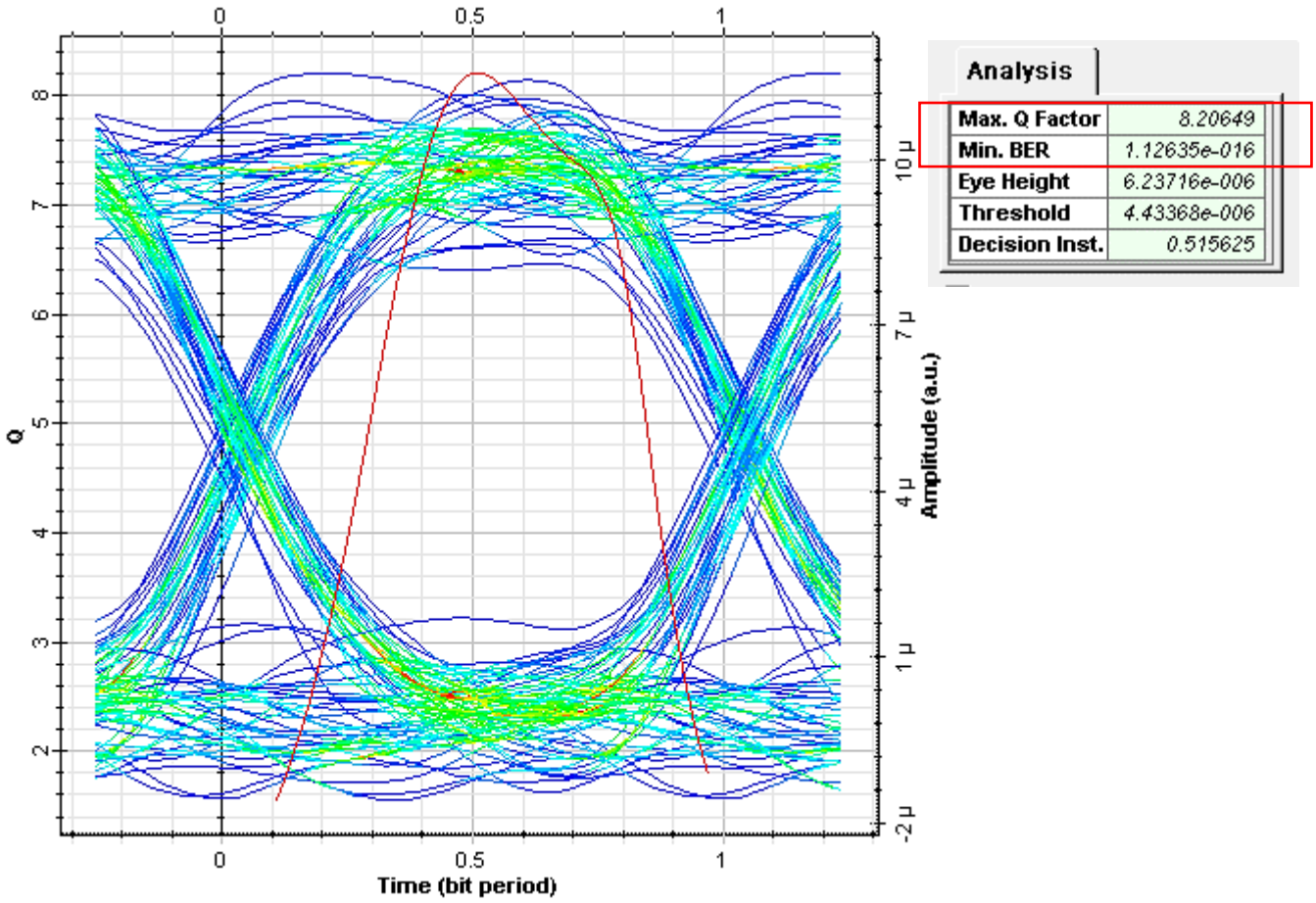


Figure 4.17 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 2.

Cependant, bien que la deuxième proposition offre un degré de sécurité et de confidentialité élevés, elle est moins performante en terme de BER vu l'augmentation de la longueur du code ZCZ qui a entrainé une augmentation de la longueur de la zone de corrélation nulle du code.

En effet, l'expression générale du rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) d'un système SAC-OCDMA utilisant les codes de type ZCC est donnée par [130]:

- Pour la détection directe d'une seule longueur d'onde du code

$$SNR = \frac{\left[\mathcal{R}.\frac{P_{sr}}{L}.\right]^2}{\frac{4.K_b.B.T}{R_L}+2.e.B.\mathcal{R}.\frac{P_{sr}}{L}} \quad (4.6)$$

- Pour la détection directe de toutes les longueurs d'onde du code

$$SNR = \frac{\left[\mathcal{R}.\frac{P_{sr}}{L}.w\right]^2}{\frac{4.K_b.B.T}{R_L}+2.e.B.\mathcal{R}.\frac{P_{sr}}{L}w} \quad (4.7)$$

Où $\Re$ représente la responsivité (responsivity) du photodétecteur, e la charge de l'électron, P_{sr} la puissance effective reçue, B la bande électrique, L la longueur du code, w le poids du code, $K_b$la constant de Boltzmann, T est la température et R_L la résistance de charge du photodétecteur.

Pour l'évaluation des performances, en terme de taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) nous considérons l'approximation gaussienne [130]:

$$BER = \frac{1}{2}.erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{8}}\right) \quad (4.8)$$

Donc, d'après les équations (4.6), (4.7) et (4.8), nous pouvons facilement constater que les performances dudit système à une puissance reçue donnée, dépend fortement du rapport entre le poids du code et sa longueur (w/L, avec $L = K.w\ (Z+1)$). Par conséquent, pour des performances plus élevées, un rapport w/L plus important est nécessaire (L minimale).

4.2.3 Proposition 3 : Cryptage de données basé sur le composant WC avec modification des longueurs d'onde du code OCDMA

Comme pour la proposition 2, la proposition 3 est basée sur la modification, à la fois, des données transmises et de l'ensemble des longueurs d'onde constituant le code ZCZ, sauf que le modèle proposé cette fois-ci consiste à utiliser des composants WC pour accomplir nos objectifs.

Le procédé de cryptage proposé est illustré à la Figure 4.18. Dans cette architecture, nous avons utilisés le modèle de WC (voir Figure 4.1) le plus simple basé sur l'effet XGM. De plus, le nombre de composants WC utilisé dépend du poids du code ZCZ.

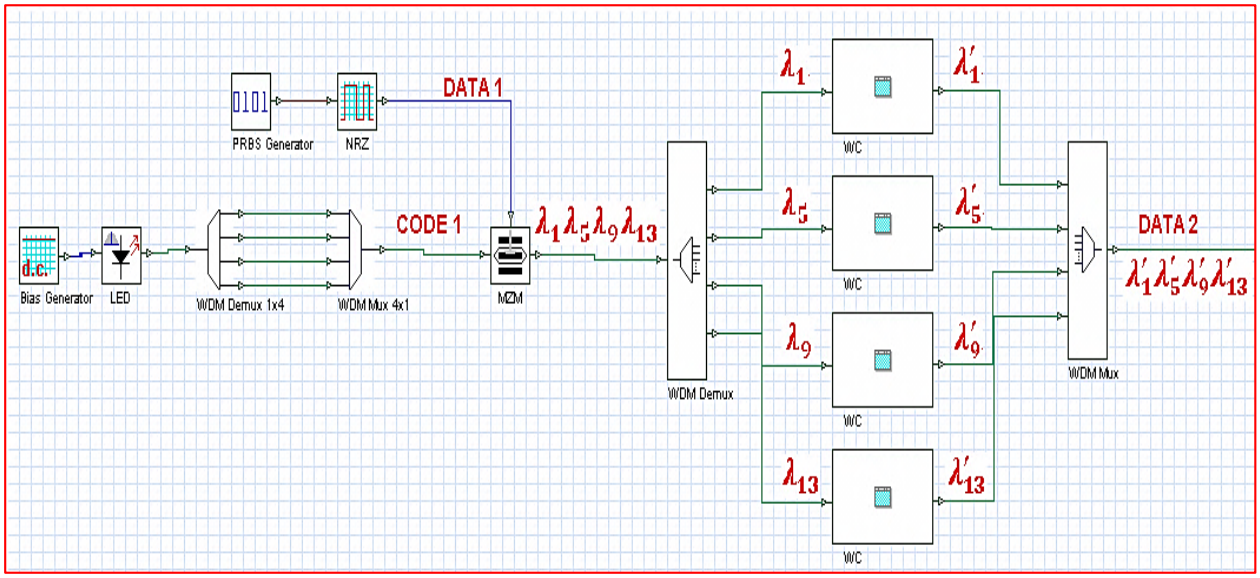


Figure 4.18 : Modélisation du cryptage à base de composants WC avec conversion de longueurs d'onde sous OptiSystem : Emetteur ZCZ-OCDMA du premier utilisateur

Le sous-système WC (voir Figure 4.19) est composé d'un seul amplificateur SOA basé sur l'effet XGM. Ce composant permet d'inverser le signal de données original ($DATA2 = \overline{DATA1}$) et de le convertir vers d'autre longueur d'onde.

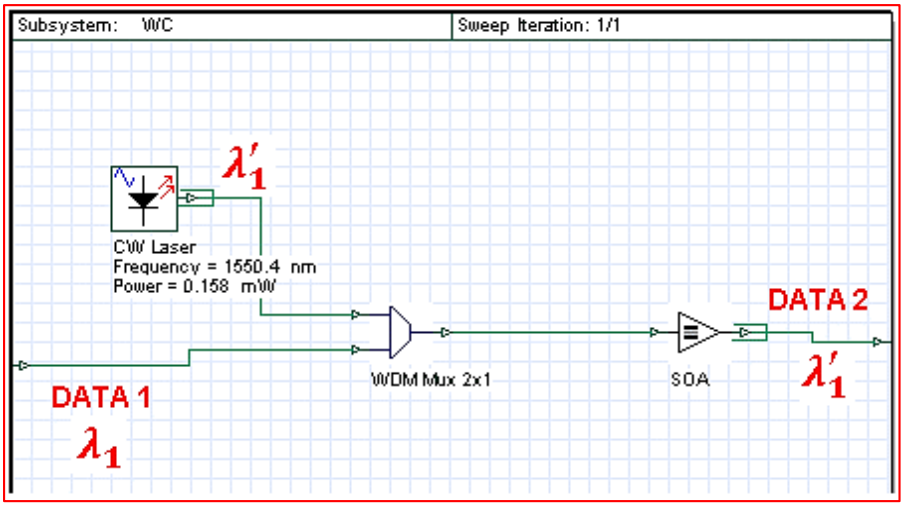
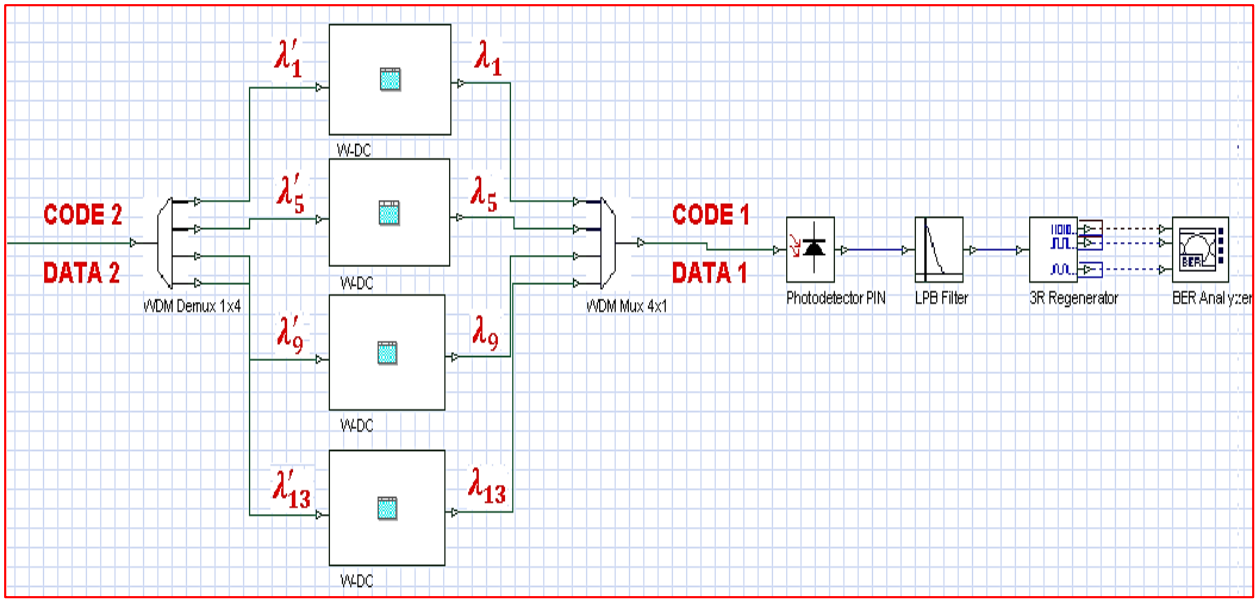


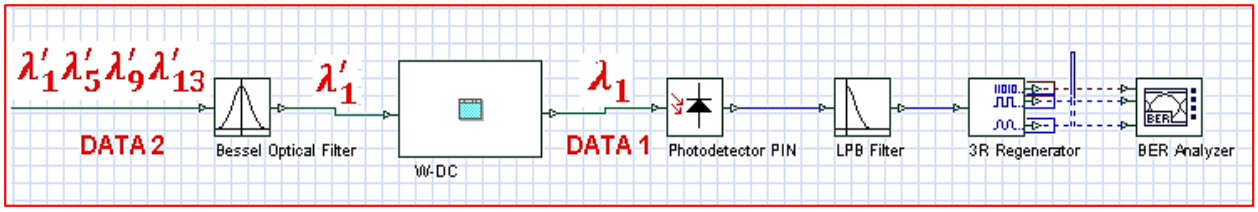
Figure 4.19 : Schéma interne du premier sous-système WC.

Du côté récepteur (voir Figure 4.20), pour chaque utilisateur, l'opération inverse de la conversion WC est réalisée via :

- w composants dé-convertisseur de longueur d'onde W-DC qui doivent régénérer l'ensemble original des longueurs d'onde, qui ont été utilisées pour le codage du côté émetteur, pour la détection directe de toutes les longueurs d'onde du code (voir Figure 4.20 a)) ;
- un (01) seul composant W-DC pour régénérer une des longueurs d'onde parmi celles constituant le code original, pour la détection directe d'une seule longueur d'onde du code (voir Figure 4.20 b)).



a)



b)

Figure 4.20 : Modélisation du décryptage à base de composants W-DC sous OptiSystem pour le premier utilisateur : (a) détection directe de toutes les longueurs d'onde du code ; (b) détection directe d'une seule longueur d'onde du code.

De même que pour les propositions pré-évaluées, les performances de la proposition 3 sont évaluées en termes de BER, facteur de qualité Q et diagramme de l'œil sur une distance de 20 Km (voir Figure 4.21). Les résultats de simulation montrent de meilleurs performances par rapport aux propositions précitées (1 et 2) où un minimum BER de 7.10091×10^{-18} et un maximum facteur Q de 8.53334 sont atteints.

Cette amélioration des performances, malgré l'augmentation de la longueur du code ZCZ exigée par le procédé de cryptage comme pour la proposition 2, est due principalement à la réduction de la complexité du système via l'utilisation de simples amplificateurs SOA au lieu des composants LS encombrants et entrainant ainsi plus de pertes de puissance.

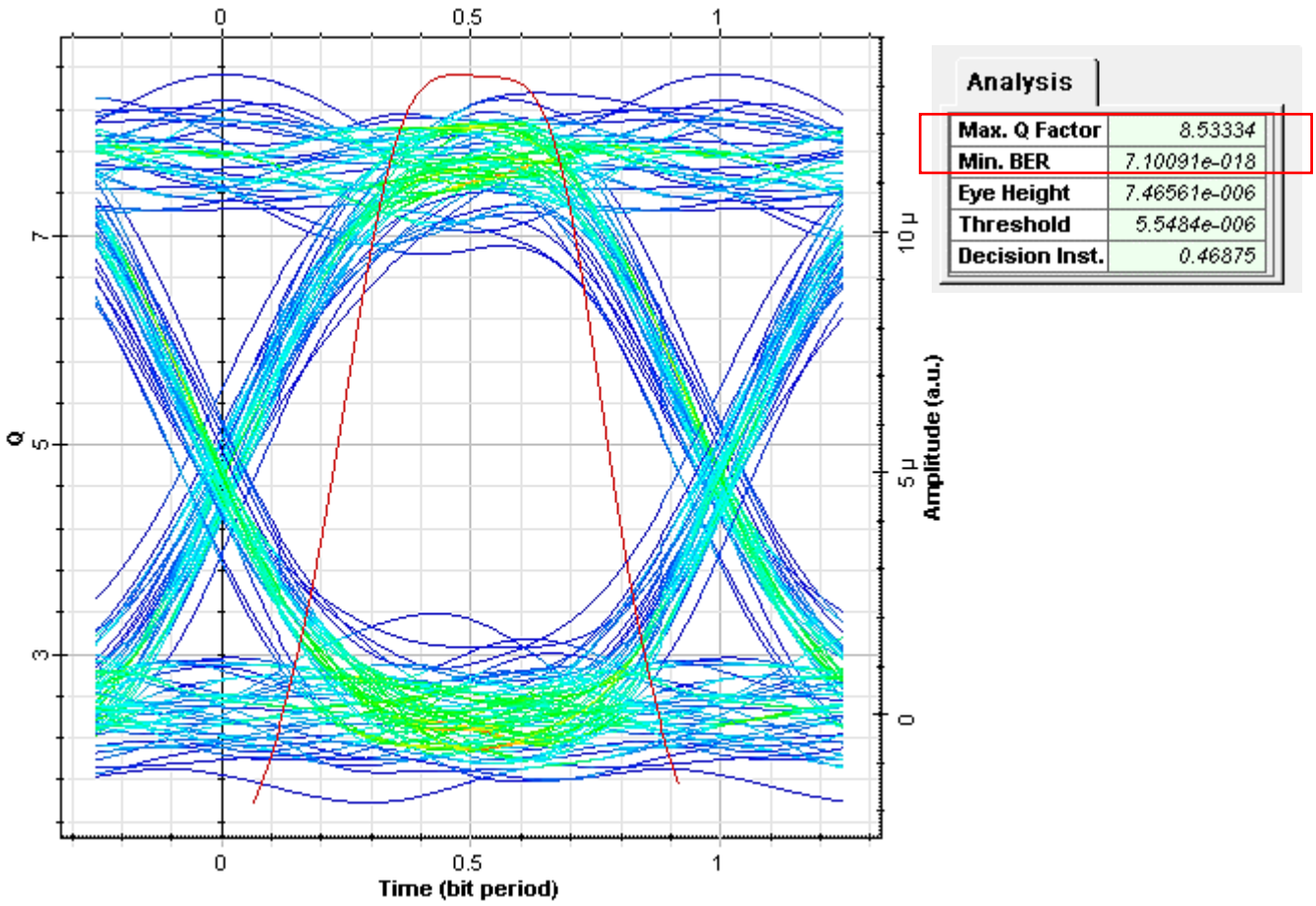


Figure 4.21 : Diagramme de l'œil du premier utilisateur pour la proposition 3.

4.2.4 Evaluation des performances

Dans cette partie, nous allons analyser et comparer les performances des conceptions proposées basées sur les codes OZCZ pour les systèmes CDMA optiques à détection directe d'une seule longueur d'onde du code.

Les performances dudit système sont évaluées en termes de Log du BER en fonction de la puissance reçue (exprimée en dBm), pour toutes les conceptions proposées, en faisant varier la longueur de la fibre de 5 à 45 km. De plus, cette analyse tienne en compte les effets de la fibre susmentionnés dans le Tableau 4.1 (l'atténuation et la dispersion) ainsi que les différentes pertes d'insertion engendrées par les différents composants utilisés notamment les MUX/DEMUX, les filtres et les coupleurs.

La Figure 4.22 illustre une comparaison des performances, en terme de Log de BER, des trois conceptions proposées pour deux utilisateurs.

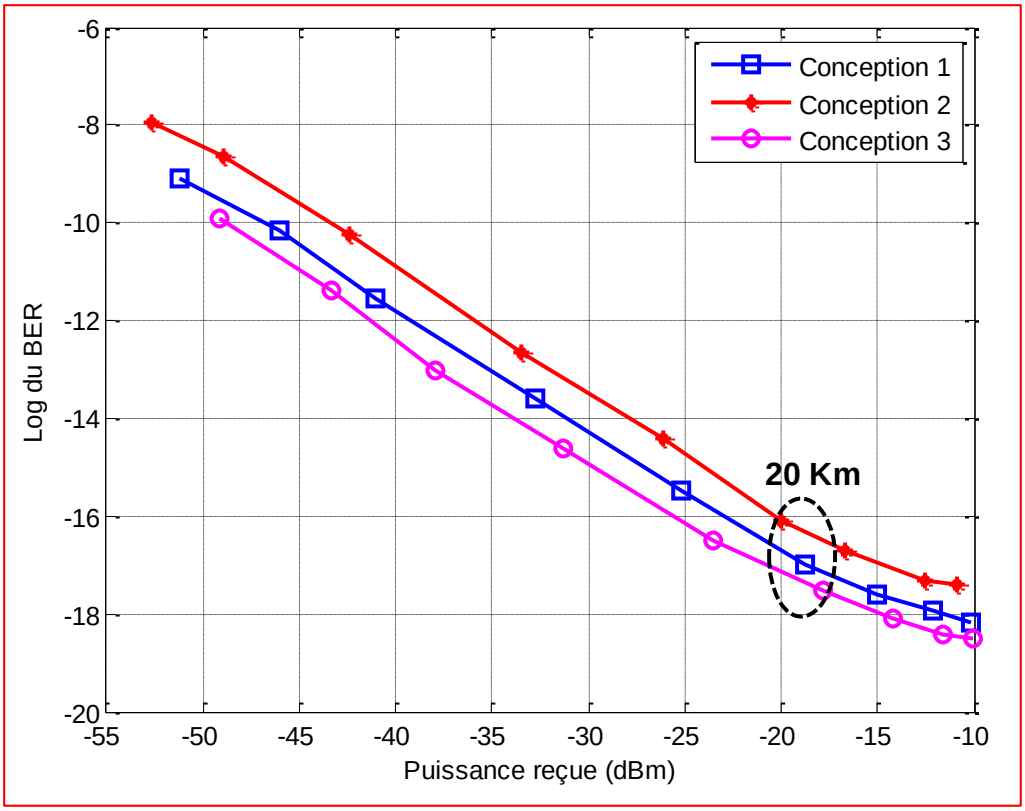


Figure 4.22 : Log du BER en fonction de la puissance reçue pour les trois conceptions proposées

A partir des résultats obtenus (voir la Figure 4.22), il ressort :

- Pour une distance de fibre donnée, le log du BER du système ZCZ-OCDMA basé sur la conception 3 est plus faible que celui à base des conceptions 1 et 2 ;
- Plus la distance de transmission augmente, plus de puissance effective sera nécessaire pour que le signal soit détecter dans des bonnes conditions ;
- Pour un Log de BER donné, la puissance du signal reçu issu de la conception 3 est plus importante que celle reçue des conceptions 1 et 2. En effet, pour une distance de transmission de $20\ km$, la puissance reçue est de $-17{,}86$, $-18{,}78$ et $-20{,}01\ dBm$ pour les conceptions 3, 1 et 2, respectivement ;
- Pour un Log de BER acceptable ($\mathrm{Log}\ BER = -9$), la distance de transmission maximale atteinte est d'environ 48, environ 45 et d'environ $38\ km$ pour les conceptions 3, 1 et 2, respectivement ;
- La conception 1 offre un meilleur log BER que la conception 2 en raison de sa structure moins complexe et de la longueur du code ZCZ la plus petite.

La Figure 4.23 montre l'effet de l'augmentation du nombre d'utilisateurs ($K = 2, 4$) sur les performances des conceptions proposées.

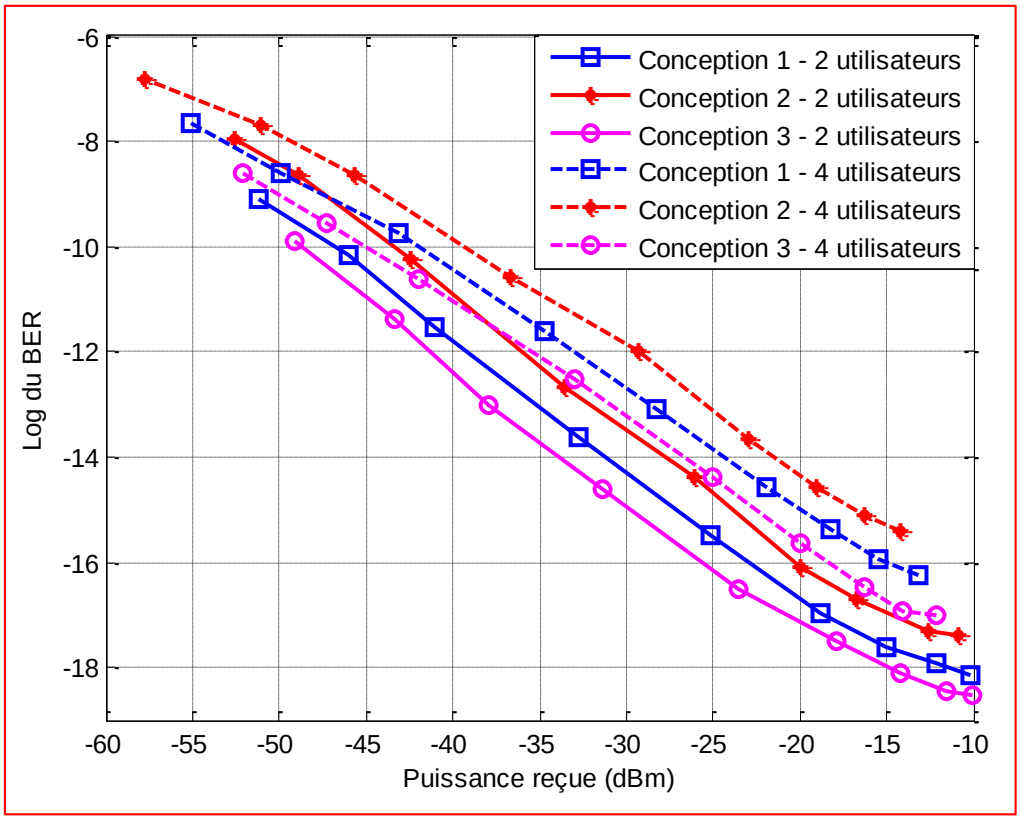


Figure 4.23 : Effet de l'augmentation du nombre d'utilisateurs sur les performances des conceptions proposées.

A partir des résultats obtenus (voir Figure 4.23), il ressort :

- Les mêmes remarques citées pour la Figure 4.22 restent valables ;
- Pour quatre (04) utilisateurs transmettant sur une distance de transmission de $20\ km$, la puissance reçue est de $-19{,}94$, $-21{,}88$ et $-22{,}98\ dBm$ pour les conceptions 3, 1 et 2, respectivement ;
- Pour quatre (04) utilisateurs ayants un Log de BER acceptable ($\text{Log}\, BER = -9$), la distance de transmission maximale atteinte est d'environ 43, d'environ 37 et d'environ $34\ km$ pour les conceptions 3, 1 et 2, respectivement ;
- Plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus les performances des conceptions proposées se dégradent en termes de puissance reçue (plus faibles) et de distance de transmission maximale (réduite) dans les limites tolérables du BER (Log du BER) ;
- Plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus la longueur du code augmente, plus les performances se dégradent.

4.3 Conclusion

Pour améliorer la confidentialité des réseaux ZCZ-OCDMA, trois (03) conceptions ont été étudiées et simulées sous le logiciel OptiSystem. Pour une distance de liaison donnée, les résultats de simulations obtenus démontrent que la conception 3 reçoit plus de puissance entrainant ainsi un log du BER plus faible par rapport aux autres conceptions. Par conséquent, la conception 3 est la meilleure solution de confidentialité en termes de puissance reçue, de performances BER (Log BER) et de complexité de l'architecture. D'autre part, un nombre élevé d'utilisateurs entraînera inévitablement une dégradation des performances des utilisateurs pour toutes les conceptions proposées. Par conséquent, pour une distance de transmission donnée, nous pouvons trouver le nombre d'utilisateurs requis pour maintenir les niveaux de BER dans les limites tolérables.

Conclusion générale

Cette thèse avait pour objectif l'amélioration des performances des systèmes d'accès multiple par répartition en code en termes de résistance aux interférences et de sécurité.

Pour cela, nous nous sommes intéressés dans le premier temps à donner un état de l'art sur la technique d'accès multiple par répartition de code (CDMA) et ses différentes techniques d'étalement de spectre. De plus, la technique OCDMA et ses catégories, plus particulièrement l'encodage SAC- OCDMA avec ces techniques de détection ont été explicités.

L'étude des codes d'étalement adaptés aux systèmes synchrones (les codes orthogonaux et les codes ZCC) et asynchrones (les codes de Gold, les codes ZCZ), a fait l'objet du deuxième chapitre. À partir de l'étude faite, une nouvelle méthode de construction de séquence ZCZ polyphasé, basée sur la matrice DFT et la technique d'entrelacement, a été proposée. Ladite construction est plus flexible et l'ensemble des codes ZCZ obtenus est optimal ou quasi-optimales. D'autre part, des exemples d'applications des codes d'étalement étudiés ont été illustrés. Premièrement, nous avons opté pour le système DS-CDMA asynchrone afin de démontrer les performances des codes adaptés audit système. De plus, l'application des codes ZCC et ZCZ, aux systèmes SAC-OCDMA et VLC, respectivement, a été présentée.

L'aspect de la sécurité et la confidentialité des données dans les systèmes CDMA optique a été abordé au cours du troisième chapitre. Dans ces conditions, deux techniques de cryptages tout-optiques simple, à base d'amplificateur SOA notamment les portes logiques tout-optiques (porte XOR), et moins complexe basée sur l'utilisation d'une clé multicode (MCK), ont été présentées pour protéger le réseau contre les écoutes clandestines.

A la suite de cette étude théorique, le quatrième chapitre a présenté nos trois contributions pour améliorer la confidentialité des données dans le réseau OCDMA utilisant les codes d'étalement ZCZ (ZCZ-OCDMA). Ainsi, une modélisation et une évaluation des performances des méthodes de cryptage proposées, sous le logiciel OptiSystem, ont été réalisées.

Les aboutissements de cette thèse serviront de travail de base pour les systèmes CDMA et ouvriront la voie à d'autres contributions pour lutter contre les dégradations dans lesdits systèmes. Plusieurs perspectives peuvent être envisagées, nous suggérons pour les futurs travaux :

- Trouver des nouveaux types de constructions ZCZ flexibles et optimales ;
- Implémentation FPGA des codeurs / décodeurs ZCZ dans les systèmes CDMA ;
- Proposer d'autres techniques de sécurité et de confidentialité des données pour les systèmes OCDMA.

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

- E. OUIS, S. DRIZ et B. FASSI, “Enhancing Confidentiality Protection for ZCZ OCDMA Network using Line Selection and Wavelength Conversion Based on SOA,” *Journal of Optical Communications*, 2020. DOI: https://doi.org/10.1515/joc-2020-0089
- E. OUIS, B. FASSI et S. DRIZ, “A New Class of Polyphase Zero Correlation Zone Sequence Sets,” *Algerian Journal of Engineering Architecture and Urbanism*, vol. 5, no. 01, pp. 1-10, 2021.

Et aux conférences suivantes :

- E. OUIS et B. FASSI, “Zero Correlation Zone Sequences for Asynchronous DS-CDMA, “ *International Conference on Engineering & Technology (ICET)*, ARDA Conference, Alger, Algérie, 16 – 17 Mars, 2019.
- E. OUIS, B. FASSI et S. DRIZ, “ Performance Analysis of Indoor VLC-ZCZ-OCDMA System using High Performance Photodetector,” *La Conférence Internationale sur les Sciences et Génie des Matériaux et leur impact sur l'Environnement (ICMSE)*, Sidi-Bel-Abbès, 26- 28 Novembre, 2019.
- E. OUIS, B. FASSI et S. DRIZ, “Analysis of Spreading Sequences Impact on the DS-CDMA System Performances, “*3èmes Journées Doctorales de Génie Electrique (JDGE),* Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 17-18 Décembre, 2019.

Annexe A : Modélisation des portes logique AND, OR et NOT sous OptiSystem

A.1 La porte AND

Le schéma de la porte AND basée sur l'effet XPM, sous le logiciel OptiSystem, est illustré à la Figure A.1. Dans cette configuration, les deux signaux de données (DATA A et DATA B) sont générés à la même longueur d'onde (1550 nm) et l'onde de sonde est générée à 1540 nm. Les paramètres de simulation sont ceux mentionnées sur le Tableau A.1.

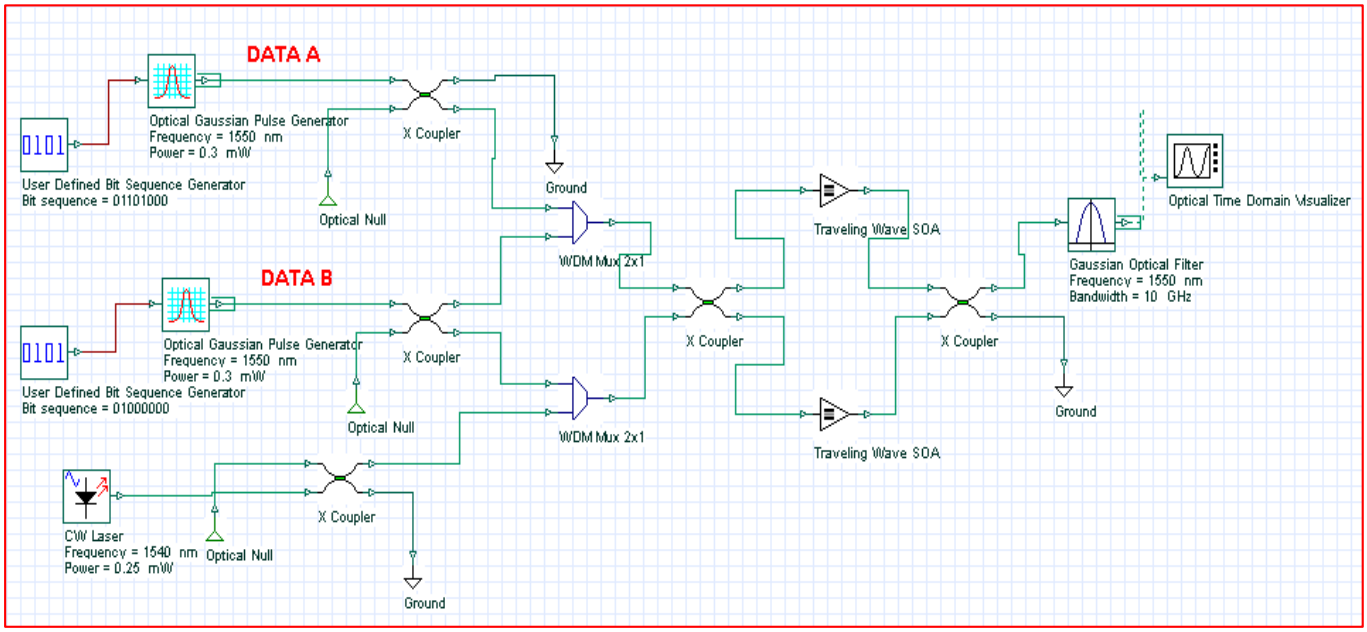
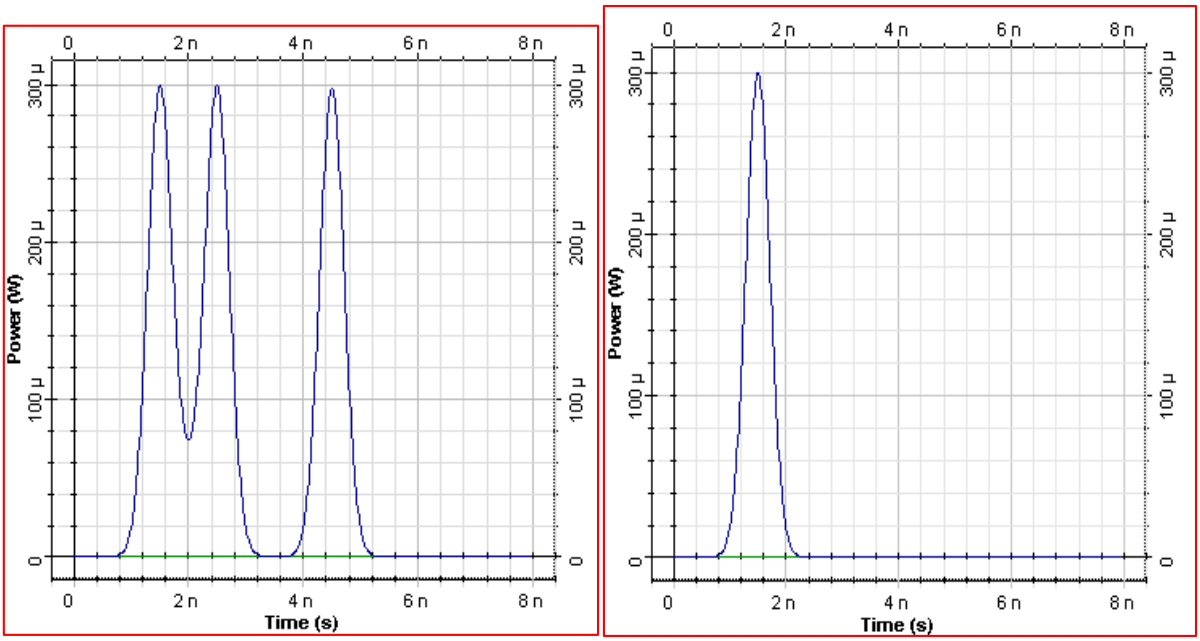


Figure A.1 : Architecture de la porte AND sous OptiSystem

Tableau A.1: Paramètres de simulation de la porte AND

Paramètre	Valeur
DATA A	01101000
DATA B	01000000
Puissance des signaux de pompe	0.3 mW
Puissance du signal de Sonde	0.25 mW
Fréquence du signal de pompe DATA 1	1550 nm
Fréquence du signal de pompe DATA 2	1550 nm
Fréquence du signal de Sonde	1540 nm

La Figure A.2 montre la forme des séquences d'entrée DATA A et DATA B.



a) b)

Figure A.2 : Les séquences d'entrées : a) DATA A : 01101000 ; b) DATA B : 01000000

Le résultat de l'opération AND entre les deux signaux de données est obtenue à la longueur d'onde 1550 nm (voir Figure A.3).

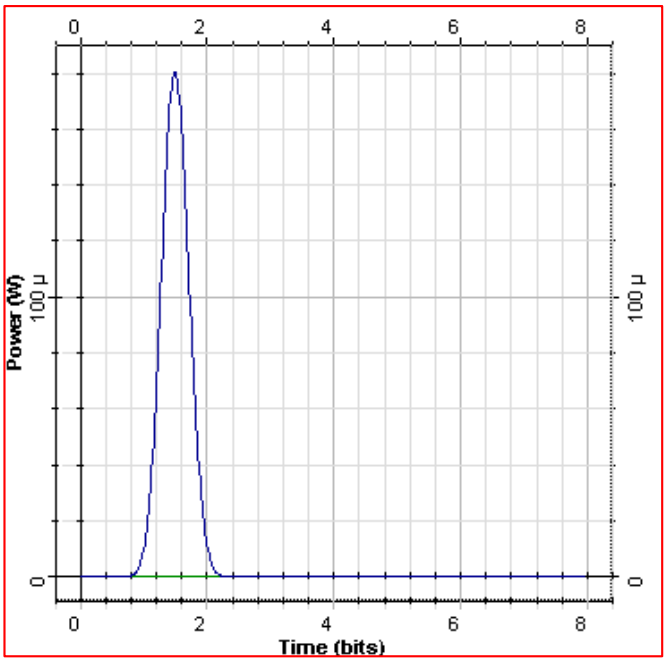


Figure A.3 : La séquence de sortie optique de la porte AND : 01000000

A.2 La porte OR

La structure étudiée de la porte OR sous le logiciel OptiSystem est illustrée à la Figure A.4. Les paramètres de simulation sont ceux mentionnées sur le Tableau A.2.

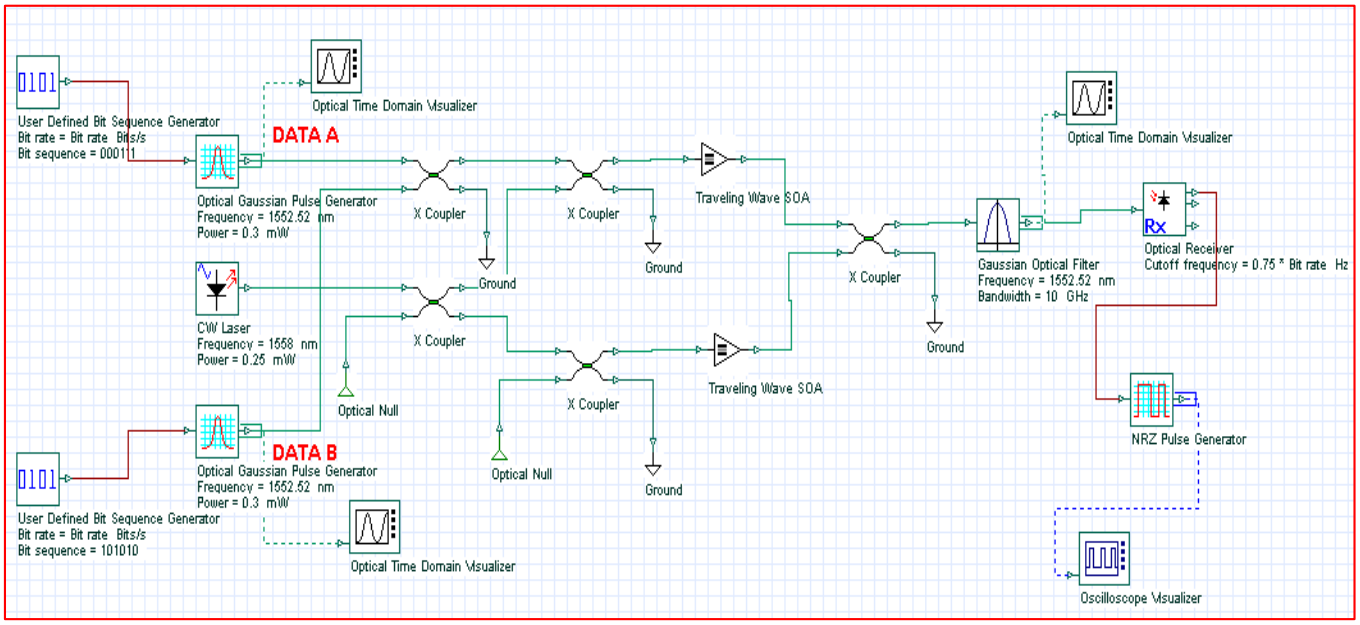
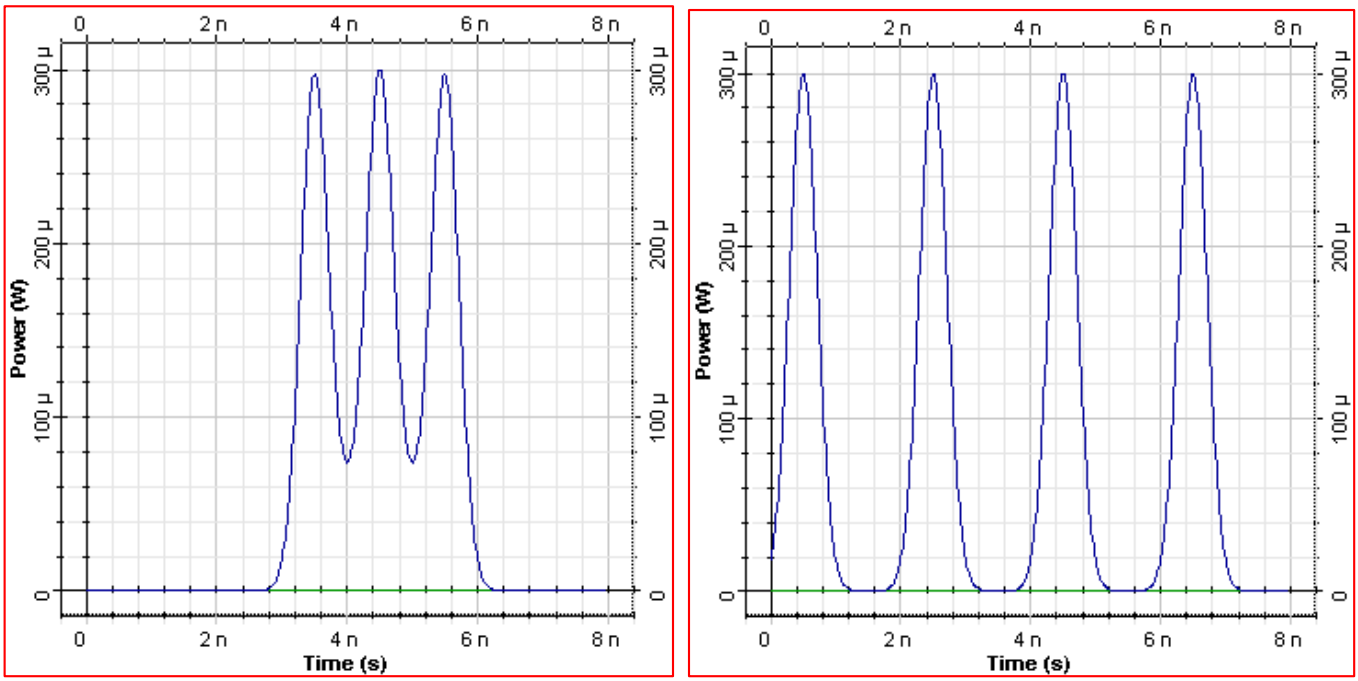


Figure A.4 : Architecture de la porte OR sous OptiSystem

Tableau A.2 : Paramètres de simulation de la porte OR

Paramètres	Valeur
DATA A	000111
DATA B	101010
Puissance du signal de pompe	0.3 mW
Puissance du signal de Sonde	0.25 mW
Fréquence des signaux de pompe	1552.52 nm
Fréquence du signal de Sonde	1558 nm

Dans cette structure, deux signaux de données d'entrée (DATA A et DATA B) sont générés à une longueur d'onde de 1552.52 nm (voir Tableau A.2). La forme des signaux de pompe est montrée à la Figure A.5, et le résultat de l'opération OR apparaît au port de sortie comme représentée sur la Figure A.6.



a) b)

Figure A.5 : Les séquences d'entrées : a) DATA A : 000111 ; b) DATA B : 101010

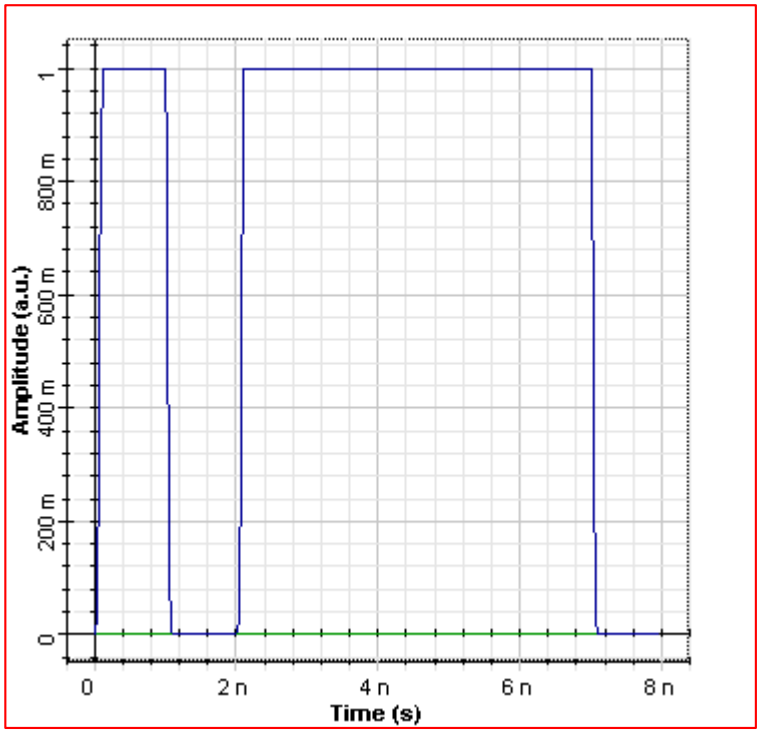


Figure A.6 : La séquence de sortie électrique de la porte OR : 101111.

A.3 La porte NOT

La structure de la porte NOT sous le logiciel OptiSystem est illustrée à la Figure A.7. Les paramètres de simulation sont ceux mentionnées sur le Tableau A.3.

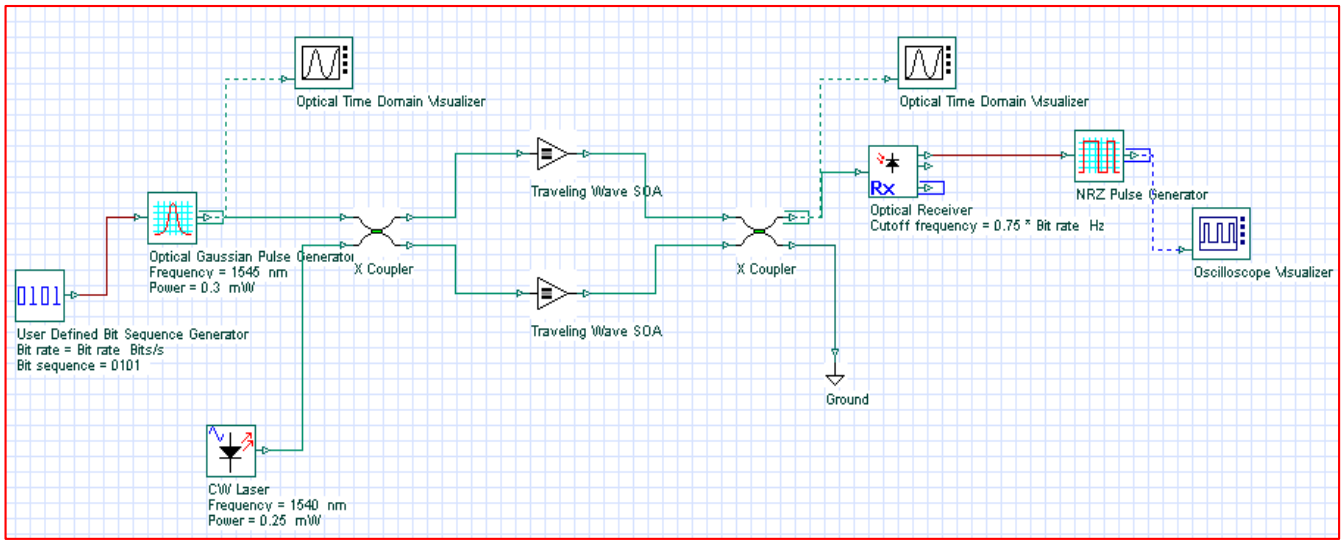


Figure A.7 : Architecture de la porte NOT sous OptiSystem.

Tableau A.3 : Paramètres de simulation de la porte NOT

Paramètre	Valeur
DATA	0101
Puissance du signal de pompe	0.3 mW
Puissance du signal Sonde	0.25 mW
Fréquence du signal de pompe	1545 nm
Fréquence du signal Sonde	1540 nm

Le signal de donnée est généré à la longueur d'onde 1545 nm et le signal de sonde est généré à 1540 nm. La séquence d'entrée et le résultat de l'opération NOT est illustré sur la Figure A.8 et A.9, respectivement.

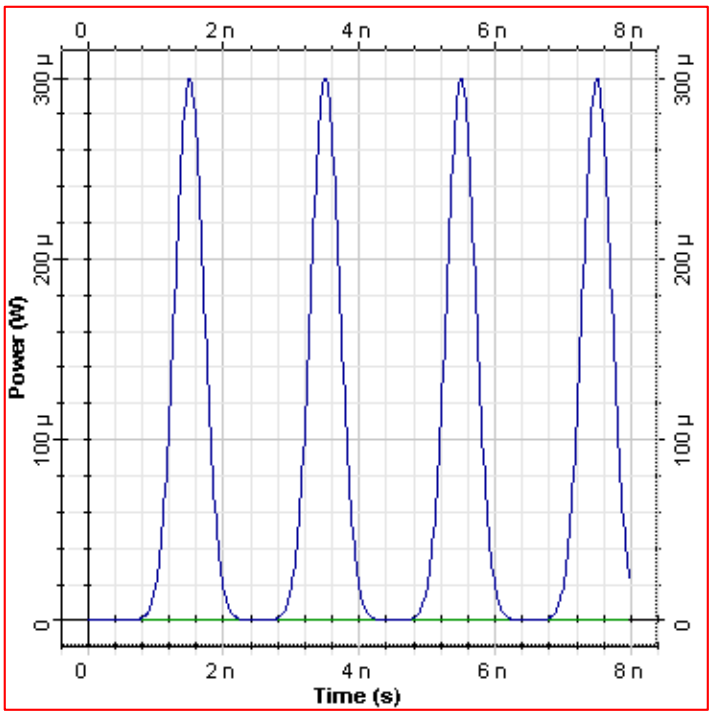


Figure A.8 : La séquence d'entrée : 0101.

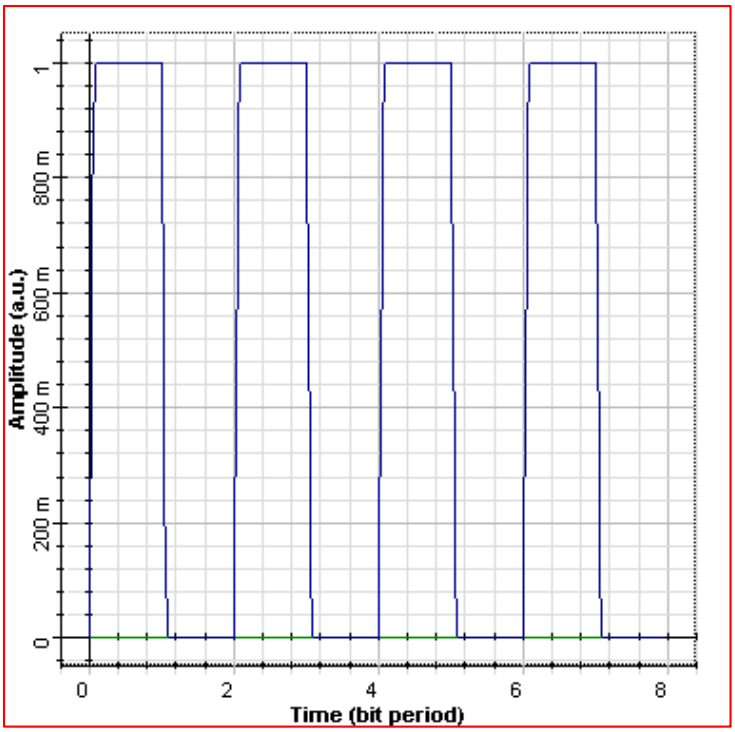


Figure A.9 : La séquence de sortie : 1010.

Références

[1] D. Torrieri, Principles of Spread-Spectrum Communication Systems, USA : Fourth Edition, Springer, 2018.

[2] K. S. Zigangirov, Theory of Code Division Multiple Access Communication, John Wiley & Sons, 2004.

[3] D. Zhang, "Design of sequences with good correlation properties," PhD Thesis, University of Bergen , Norway, 2021.

[4] B. Fassi, A. Djebbari and A. Taleb-Ahmed, "Ternary zero correlation zone sequence sets for asynchronous DS-CDMA," *Journal of Commununications and Network,* vol. 6, no. 4, pp. 209-217, 2014.

[5] B. Fassi and A. Taleb-Ahmed, "A new construction of optical zero correlation zone codes," *J Opt Commun,* vol. 39, p. 359–368, 2018.

[6] B. Fassi, A. Djebbari, A. Taleb-Ahmed and I. Dayoub, "A new class of binary zero correlation zone sequence sets," *IOSR J Electron Commun Eng (IOSR-JECE),* vol. 5, p. 15–19, 2013.

[7] Y. Li, L. Tian and T. Liu, "Constructions of polyphase ZCZ sequence sets with low cross-correlation property," *IET Communications,* vol. 13, no. 6, pp. 733-740, 2019.

[8] S. Shiu Y., Y. Chang S., C. Wu H., H. S. C. H. H. and H. Chen H., "Physical layer security in wireless networks: A tutorial," *IEEE wireless Communications,* vol. 18, no. 2, pp. 66-74, 2011.

[9] J. Ji, Q. Huang, X. Chen and L. Sun, "Performance analysis and experimental investigation of physical-layer security in OCDMA-based hybrid FSO/fiber wiretap channel," *IEEE Photonics Journal,* vol. 11, no. 3, pp. 1-20, 2019.

[10] I. Fsaifes, «Encodage et decodage temporels ''tout-optique'' à réseaux de bragg pour l'accès multiple,» Thèse de Doctorat, Télécom Paris Tech, Paris, 2007.

[11] B. Fassi, «Constribution a l'etude des codes ZCZ (Zero Correlation Zone): Application au systeme CDMA,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2014.

[12] S. DRIZ, «Contribution à l'étude du système hybride SCM SAC-OCDMA,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi- Bel-Abbes, 2018.

[13] M. Lourdiane, «CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques,» Thèse de Doctorat, Télécom ParisTech, 2005.

[14] K. Melal, «Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA,» Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2008.

[15] H. Djellab, «Evaluation des performances de la technique CDMA dans la transmission optique,» Thèse de Doctorat, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2018.

[16] M. Morelle, «Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA (OCDMA): Application aux transmissions multimédia,» Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, France, 2008.

[17] L. Hacini, «Schémas Hybrides d'Acquisition Adaptative de Codes PN pour des Communications DS-CDMA dans un Canal Rayleigh,» Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2012.

[18] M. Youssef, «Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA,» Thèse de Doctorat, Université Paul Verlaine , Metz, 2009.

[19] D. S. Loum, «Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques. Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport,» Thèse de Doctorat, Université de VALENCIENNES et du HAINAUT-CAMBRESIS, Valenciennes, 2012.

[20] C. Kandouci, «Contibution a l'etude des codes optiques 2D: Application au CDMA optique,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, 2017.

[21] H. Ghafouri-Shiraz and M. M. Karbassian, Optical CDMA Networks, John Wiley & Sons, Ltd. J, 2012.

[22] M. Hendaoui, «Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS,» Thèse de Doctorat, Université Mohamed khider, Biskra, 2014.

[23] I. Glesk, T. B. Osadola and W. C. Kwong, "Towards higher scalability of hybrid optical CDMA network," *Optical and Quantum Electronics,* vol. 49, no. 8, pp. 1-11, 2017.

[24] A. Garadi, «Contribution à l'étude des codes optiques ZCC: Application au système SAC OCDMA,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, 2015.

[25] S. Arnon, J. Barry and G. Karagiannidis, Advanced optical wireless communication systems, Cambridge university press, 2012.

[26] A. Cherifi, «Analyse et évaluation des performance de la modulation multi porteuses dans la transmission d'information,» Thèse de doctorat, Université Abdelhadi Ibn Badis, Mostaganem, 2017.

[27] M. Bouregga, «Etude et caractérisation de composants tous optique pour l'accès multiple,» Thèse de Doctorat, Université Abou bekr belkaid, Tlemcen, 2015.

[28] N. Djeffal, «Marches quantiques généralisées pour l'algorithmique quantique appliquées à un routeur optique du type WDM,» Thèse de Doctorat, Université Frères mentouri , Constantine, 2016.

[29] S. Cordette, «Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA,» Thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2010.

[30] L.-P. Boulianne, «Système de communication optique à accès multiple par répartition de code à saut rapide de fréquence,» Thèse de doctorat. Université Laval , Parie, 2001.

[31] R. Boudaoud, «Contribution à l'étude des performances et limitations d'une liaison CDMA optique haut débit,» Thèse de Doctorat. Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2010.

[32] P. R. Prucnal, Optical code division multiple access : fundamentals and applications, CRC press, 2006.

[33] C. Kherici, «Etude comparative des différentes méthodes de multiplexage optique pour les télécommunications,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi -Bel- Abbes, 2021.

[34] I. A. Ashour, S. Shaari, P. S. Menon and H. A. Bakarman, "Optical Code-Division Multiple-Access and Wavelength Division Multiplexing: Hybrid Scheme Review," *Journal of Computer Science,* vol. 8, no. 10, pp. 1718-1729, 2012.

[35] K.-I. KITAYAMA, Optical code division multiple access : a practical perspective, Cambridge University Press, 2014.

[36] M. Hernández, A. Arcia, A. Rodolfo Alvizu and M. Huerta, "A review of XDMA-WDM-PON for next generation optical access networks," in *Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS), IEEE*, Choroni, Venezuela, 2012 .

[37] R. K. Z. Sahbudin, M. K. Abdullah, M. D. A. Samad and e. al., "Hybrid Subcarrier Multiplexed Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA System Performance for Point-to-Point Optical Transmissions," *Chiang Mai University Journal, Thailand,* vol. 7, no. 1, pp. 109-114, 2008.

[38] L. Mesri, «Etude et analyse des performances du système FSO-SAC-OCDMA sous l'effet demauvaises conditions météorologiques,» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi- Bel-Abbes, 2019.

[39] M. Pal and S. Chattopadhyay, "A novel Orthogonal Minimum Cross-correlation Spreading Code in CDMA system," *In INTERACT-2010 (pp. 80-84). IEEE,* 2010.

[40] D. Zhang, "Design of sequences with good correlation properties," PhD thesis, University of Bergen, Norway, 2021.

[41] L. Welch, "Lower bounds on the maximum cross correlation of signals (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information theory,* vol. 20, no. 3, pp. 397-399, 1974.

[42] V. M. Sidel'nikov, "On mutual correlation of sequences," *In : Doklady Akademii Nauk, Russian Academy of Sciences,* vol. 196, no. 3, pp. 531-534, 1971.

[43] D. Sarwate, "Bounds on crosscorrelation and autocorrelation of sequences (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory,* vol. 25, no. 6, pp. 720-724, 1979.

[44] L. Dubreuil, «Am´elioration de l"etalement de spectre par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs,» Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, 2005.

[45] S.-H. Tsai, Y.-P. Lin and C. C. Kuo, "MAI-free MC-CDMA systems based on Hadamard-Walsh codes," *IEEE Transactions on Signal Processing,* vol. 54, no. 8, pp. 3166-3179, 2006.

[46] M. G. Parker, K. G. Paterson, C. Tellambura and J. G. Proakis, "Golay complementary sequences," *Encyclopedia of telecommunications,* pp. 1-18, 2003.

[47] S. Driz, B. Fassi, C. Kandouci and F. Ghali, "Performance improvement of a novel zero cross-correlation code using Pascal's triangle matrix for SAC-OCDMA systems," *Opto-Electronics Review,* vol. 30, no. e140550, pp. 1-7, 2022.

[48] S. Boukerma, «Etude et Optimisation des Codes Pseudo-aléatoires pour les Applications à Accès Multiple,» Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2021.

[49] P. G. Conti, "CDMA Systems Using Zero Correlation Zone Codes," Master Thesis, School of Engineering, University of Western Sydney, , 2006.

[50] X. H. Tang, P. Z. Fan and S. Matsufuji, "Lower bounds on correlation of spreading sequence set with low or zero correlation zone," *Electronics Letters,* vol. 36, no. 6, pp. 551-552, 2000.

[51] M. Addad, «Codes de zone à corrélation nulle:conception,analyse et applications,» Thèse de Doctorat , Université Djilali Liabes, Sidi Bel Abbes , 2018.

[52] P. Z. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi and X. M. Deng, "Class of binary sequences with zero correlation zone," *Electronics Letters ,* vol. 35, no. 10, pp. 777-779, 1999.

[53] P. Z. Fan, "Spreading Sequence Design and Theoretical Limits for quasi-synchronous CDMA," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking,* pp. 19-31, 2004.

[54] E. Ouis, B. Fassi and S. Driz, "A New Class of Polyphase Zero Correlation Zone Sequence Sets," *Algerian Journal of Engineering Architecture and Urbanism,* vol. 5, no. 1, pp. 1-10 , 2021.

[55] T. Maeda, S. Kanemoto and T. Hayashi, "A Novel Class of Binary Zero-Correlation Zone Sequence Sets," *TENCON, N°978-1-4244-6890-©2010 IEEE,* pp. 708-711 , 2010.

[56] H. Torii, M. Nakamura and N. Suehiro, "A New Class of Polyphase Sequence Sets with Optimal Zero Correlation Zones," *IEICE Trans. Fundamentals,* Vols. E88-A, no. 7, pp. 1987-1994, 2005.

[57] R. Sudha Rani and V. Vittal Reddy, "Analysis And Design Of Spreading Code Using ZCZ," *International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST),* vol. 3 , no. 7, pp. 6078-6083, 2011.

[58] X. Zeng, L. Hu and Q. Liu, "New Sequence Sets with Zero-Correlation Zone," pp. 1-28, 2008.

[59] H. Chenggao, H. Takeshi and S. Naoki, "Poly Phase Zero-Correlation Zone Sequences based on Complete Complementary Codes and DFT matrix," in *Proceedings of IWSDA'07, IEEE*, 2007.

[60] H. Torii, M. Nakamura and N. Suehiro, " New method for constructing polyphase ZCZ sequence sets," in *Proc. 2nd WSEAS multiconference on applied and theoretical mathematics*, 100–104, 2001.

[61] E. Ouis and B. Fassi, "Zero Correlation Zone Sequences for Asynchronous DS-CDMA," in *The International Conference on Engineering & Technology (ICET-19)*, Algiers, Algeria *, 2019.

[62] E. Ouis, B. Fassi et S. Driz, «Analysis of Spreading Sequences Impact on the DS-CDMA System Performances,» chez *Troisième journée Doctorales de Genie Electrique (JDGE-19)*, Université djillali liabes, Sidi- Bel-Abbes , 2019.

[63] M. Moghaddasi, S. Seyedzadeh, I. Glesk, G. Lakshminarayana and S. B. A. Anas, "DW-ZCC code based on SAC–OCDMA deploying multi-wavelength laser source for wireless optical networks," *Optical and Quantum Electronics,* vol. 49, no. 12, pp. 1-14, 2017.

[64] H. Sarangal, A. Singh, J. Malhotra and S. S. Thapar, "Performance investigation of PM-ZCC code in hybrid SAC-OCDMA system through inter-satellite OWC channel," *Wireless Personal Communications,* vol. 120, no. 4, pp. 3329-3341, 2021.

[65] M. Singh, A. Atieh, M. H. ALY and S. A. Abd El-Mottaleb, "120 Gbps SAC-OCDMA-OAM-based FSO transmission system: Performance evaluation under different weather conditions," *Alexandria Engineering Journal,* vol. 61, no. 12, pp. 10407-10418, 2022.

[66] R. Shaaban and S. Faruque, "An enhanced indoor visible light communication physical-layer security scheme for 5G networks: Survey, security challenges, and channel analysis secrecy performance," *International Journal of Communication Systems,* vol. 34, no. 4, pp. 1-15, 2021.

[67] D. Chen, J. Wang, H. Lu, L. Feng and J. Jin, "Experimental demonstration of quasi-synchronous CDMA-VLC systems employing a new OZCZ code construction," *Optics Express,* vol. 27, no. 9, pp. 12945-12956, 2019.

[68] D. Chen, J. L. H. Wang, L. Feng and J. Jin, "New Construction of OVSF-OZCZ Codes in Multi-Rate Quasi-Synchronous CDMA VLC Systems for IoT Applications," *IEEE Access,* vol. 8, pp. 130888-130895, 2020.

[69] E. Ouis, B. Fassi et S. Driz, «Performance Analysis of Indoor VLC-ZCZ-OCDMA System using High Performance Photodetector,» chez *The International Conference On Materials Science And Engineering And Their Impact On The Environment*, University Djillali Liabes of Sidi Bel Abbes , 2019.

[70] S. G. Adbulqader, H. A. Fadhil, S. A. Aljunid and A. M. Safar, "Performance analysis of an OCDMA system based on SPD detection utilizing different type of optical filters for access networks," *In : Advanced Computer and Communication Engineering Technology. Springer, Cham,* no. , pp. 309-319, 2015.

[71] P. C. Eng, S. Song and B. Ping, "State-of-the-art photodetectors for optoelectronic integration at telecommunication wavelength," *Nanophotonics,* vol. 4, no. 3, pp. 277-302, 2015.

[72] S. Cakmakyapan, K. Lu Ping, A. Navabi and M. Jarrahi, "Gold-patched graphene nano-stripes for high-responsivity and ultrafast photodetection from the visible to infrared regime," *Light Science & Applications,* vol. 7, no. 20, pp. 1-9, 2018.

[73] W. Tian, H. Sun, L. Chen, P. Wangyang, C. Xinrui, X. Jie and L. Liang, "Low-dimensional nanomaterial/Si heterostructure-based Photodetectors," *InfoMat,* vol. 1, no. 2, pp. 140-163, 2019.

[74] s. Siontas, D. Li, H. Wang, A. Aravind, A. Zaslavsky and D. Pacifici, "High-performance germanium quantum dot photodetectors in the visible and near infrared," *Materials Science in Semiconductor Processing,* vol. 92, pp. 19-27, 2019.

[75] T. Qi, Y. Yu, Y. Hu, K. Li, N. Guo and Y. Jia, "Single-walled Carbon Nanotube-Germanium Heterojunction for High-Performance Near-Infrared Photodetector," *Nanomaterials,* vol. 12, no. 1258, pp. 1-9, 2022.

[76] A. Ali Pacha et N. Hadj-Said, «La Cryptographie et ses principaux systèmes de références,» *RIST,* vol. 12, no11, pp. 173-193 , 2002.

[77] UIT, «Sécurité dans les télécommunications et les technologies de l'information: Aperçu des problèmes et présentaion des Recommandations UIT-T existantes sur la sécurité dans les télécommunications,» 2006. [En ligne]. Available: file:///C:/Users/DRIZ/Downloads/T-HDB-SEC.03-2006-PDF-F.pdf. [Accès le 16 Juin 2022].

[78] R. G. yende, «Support de Cours de Sécurité Informatique et Crypto,» 25 Décembre 2018. [En ligne]. Available: https://hal.archives-ouvertes.fr/cel-01965300/document. [Accès le 17 Juin 2022].

[79] T. Bekkouche, «Développement et implémentation des techniques de cryptage dse données basée sur les transformées discrètes,» Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas Setif-1, 2018.

[80] M. Domb, "Advancements in Optical Data Transmission and Security Systems," *In Cryptography , Intechopen,* 2020.

[81] X. Gong, Z. Q. Z. X. R. Xuan and L. Guo, "Security Issues and Possible Solutions of Future-Oriented Optical Access Networks for 5G and Beyond," *IEEE Communications Magazine,* vol. 59, no. 6, pp. 112-118, 2021.

[82] M. Furdek, S.-K. N. S. Zsigmond and L. Wosinska, "Vulnerabilities and security issues in optical networks. In 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks," in *ICTON (pp. 1-4). IEEE*, Graz, Austria, 2014.

[83] M. P. Fok, Z. Wang, Y. Deng and P. R. Prucnal, "Optical layer security in fiber-optic networks," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security,* vol. 6, no. 3, pp. 725-736, 2011.

[84] J. M. M. Canet, "Photonic logic-gates: boosting all-optical header processing in future packet-switched networks," Ph.D. Thesis, Universitat Politechnica de Valencia, 2006.

[85] A. Gupta, A. RAI and S. Kumari, "A Review on the Reality and Promises of Optical Computing," in *International Conference on Computer Science and Information Technology. p. 106-110.*, Goa , 2013.

[86] H. Teimoori, «Commutation de paquets dans les réseaux optiques transparents à partir de fonctions logiques tout optiques,» Thèse de Doctorat, Télécom ParisTech , 2007.

[87] M. M. Bouffard, «Conception, modélisation et simulation in silico d'un nanosystème biologique artificiel pour le diagnostic médical,» Thèse de Doctorat, Université Paris Saclay, Paris , 2016.

[88] R. Kumar, "Design of optical logic gates and half adder using SOA," Master Dissertation, Malaviya National Institute of Technology, Jaipur, 2019.

[89] P. Chanalia and A. Gupta, "Realization of High Speed All-Optical Logic Gates based on the Nonlinear Characteristics of a SOA," *Indian Journal of Science and Technology,* vol. 9, no. 36, pp. 1-11, 2016.

[90] E. M. EL-Saeed, A. Abd El-Aziz, H. A. Fayed and M. H. Aly, "Optical logic gates based on semiconductor optical amplifier Mach–Zehnder interferometer: design and simulation," *Optical Engineering,* vol. 55, no. 2, pp. 025104-1 - 025104-12, 2016.

[91] H. M. Hussein, A. Tamer A. and N. H. Rafat, "New designs of a complete set of photonic crystals logic gates," *Optics communications,* vol. 411, pp. 175-181, 2018.

[92] T. Song, A. Eshra, S. Shah, H. Bui, D. Fu, M. Yang, R. Mokhtar and J. Reif, "Fast and compact DNA logic circuits based on single-stranded gates using strand-displacing polymerase," *Nature nanotechnology,* vol. 14, no. 11, pp. 1075-1081, 2019.

[93] A. T. Marculescu, "Semiconductor Optical Amplifiers: Modeling, Signal Regeneration and Conversion," PhD. Thesis, Universität Karlsruhe , Zurich, Switzerland, 2018.

[94] A. Elezaar, «Contribution à la l'étude et la simulation des propriétés optiques des structures des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (AOS),» Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2018 .

[95] P. Morel, «Modélisation des amplificateurs optiques à semi-conducteurs : du composant au système,» Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, 2011.

[96] H. Termos, «Study of up & down conversion technique by all-optical sampling based on SOA-MZI,» Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, 2017.

[97] H. Khaleghi, «Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM)",» Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidental, 2013.

[98] M. J. Power, "All-optical signal processing using semiconductor optical amplifiers for next generation optical networks," PhD. Thesis, University College Cork, Ireland, 2014.

[99] K. Stubkjær, "Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics,* vol.6, no.6, pp. 1428-1435, 2000.

[100] G. Girault, «Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits,» Thèse de Doctorat, Université de RENNES I, 2007.

[101] M. Amaya, *Amélioration des performances d'un amplificateur optique à semi-conducteurs par injection optique à la transparence du gain pour les réseaux de télécommunications optiques,* Thèse de Doctorat, Université Bretagne Occidentale, 2006.

[102] P. Urquhart, Advances in Optical Amplifiers, IntechOpen, 2011.

[103] A. Fernandez, *"Étude théorique et expérimentale des impulsions optiques générées par un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) en blocage de modes,* Université de Bretagne occidentale - Brest, 2010.

[104] V. Roncin, «Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunication à très haut débit,» Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, France, 2004.

[105] P. Singh, D. K. Tripathi, S. Jaiswal et H. K. Dixit, «All-Optical Logic Gates: Designs, Classification, and Comparison,» *Advances in Optical Technologies*, vol. 2014, pp. 1-14, 2014.

[106] K. Lenglé, «Traitement tout optique du signal à base de composants à cristaux photoniques en matériaux semiconducteurs III-V,» France, 2013.

[107] N. K. Dutta et Q. Wang, Semiconductor Optical Amplifiers, Second Edition éd., World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2013.

[108] J. Kim, S. Han and S. Lee, "All-optical multiple logic gates using parallel SOA-MZI structures," in *IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings (pp. 133-134). IEEE*, 2005.

[109] V. k. Srivastava, D. Chack, V. Priye et C. Kumar, «All-Optical XOR gate based on XGM properties of SOA,» chez *International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks*, India, 2010.

[110] M. Zhang, L. Wang and P. Ye, "All-Optical XOR logic gates : technologies ans experiment demonstrations," *IEEE Optical Communications,* vol. 43, no. 5, pp. S19-S24, 2005.

[111] J. H. Kim, Y. I. Kim, Y. T. Byun, Y. M. Jhon, S. Lee, S. H. Kim and D. H. Woo, "All-Optical Logic Gates Using Semiconductor Optical-Amplifier-Based Devices and Their Applications," *Journal of the Korean Physical Society,* vol. 45, no. 1, pp. 1158-1161, novembre 2004.

[112] V. k. Srivastava, D. Chack and V. Priye, "2-Input AND Gate For Fast Gating and Switching Based On XGM Properties of InGaAsP Semiconductor Optical Amplifier,," *International Journal of Advanced Computer Science and Applications,* vol. 1, no. 5, pp. 32-34, 2010.

[113] M. Sliti and N. Boudriga, "Optical stateful security filtering approach based on code words," in *IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC) (pp. 000916-000921)*, Split, Croatia, 2013.

[114] C. K. Borgohain, C. Kumar and S. Bora, "Design and Implementation of 2-Input OR Gate based on XGM properties of Semiconductor Optical Amplifier," *International Journal of Advances in Telecommunications Electrotechnics Signals and System,* vol. 3, no. 1, pp. 36-39, 2014.

[115] M. Berriah, «Portes logiques tout optiques : étude et simulation,» Mémoire du Master, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2020.

[116] Z. Wang, M. P. Fok and P. R. Prucnal, "Physical Encoding in Optical Layer Security," *Journal of Cyber Security and Mobility,* no. , p. 83–100, 2012.

[117] S. VenkataSubramanian, S. VishweshVaideeswaran and M. Devaraju, "Message sharing through optical communication using cipher encryption method in python," *Turkish Journal of Computer and Mathematics Education,* vol. 12, no. 13, pp. 6969- 6976, 2021.

[118] T. Sharma and M. Ravi Kumar, Novel security enhancement technique for OCDMA and SAC OCDMA against eavesdropping using multi-diagonal code and gating scheme, In : Optical and Wireless Technologies, Springer, 2020, pp. 477-486.

[119] S. Kaur and S. Singh, "Review on developments in all-optical spectral amplitude coding techniques," *Optical Engineering,* vol. 57, no. 11, pp. 116102-1 - 116102-17, 2018.

[120] Z. Wang, Y.-K. Huang, Y. Deng, J. Chang and P. R. Prucnal, "Optical encryption with OCDMA code swapping using all-optical XOR logic gate," *IEEE Photonics Technology Letters,* vol. 21, no. 7, pp. 411 - 413, 2009.

[121] U. Kaur and H. Singh, "Security enhancement in OCDMA system using multicode keying and data randomisers," in *2nd International Conference on Next Generation Computing Technologies (NGCT), pp. 873-876, IEEE*, Dehradun, India, 2016.

[122] A. Sharma and V. K. Kakar, "Security performance and enhancement of physical layer in optical-CDMA with multicode keying encryption," in *International Conference on Emerging Trends in Computing and Communication Technologies (ICETCCT)*, Dehradun, India, 2017.

[123] W.-H. Chang, G.-C. Yang, C.-Y. Chang and W. C. Kwong, "Enhancing optical-CDMA confidentiality with multicode-keying encryption," *Journal of Lightwave Technology,* vol. 33, no. 9, pp. 1708-1718, 2015.

[124] E. Ouis, S. Driz and B. Fassi, "Enhancing Confidentiality Protection for ZCZ OCDMA Network using Line Selection and Wavelength Conversion Based on SOA," *Journal of Optical Communications,* vol. , 2020. https://doi.org/10.1515/joc-2020-0089.

[125] M. S. Ab-Rahman and A. A. Swedan, "Quadruple multi-wavelength conversion for access network scalability based on cross-phase modulation in an SOA-MZI," *Open Physics,* vol. 15, no. 1, pp. 1077-1085, 2017.

[126] G. T. Kanellos, M. Spyropoulou, K. Vyrsokinos, A. Miliou and N. Pleros, A Frequency Domain Systems Theory Perspective for Semiconductor Optical Amplifier-Mach Zehnder Interferometer Circuitry in Routing and Signal Processing Applications, In : Advances in Optical Amplifiers, IntechOpen, 2011.

[127] P. Chanalia, A. Gupta and S. Bakshi, "All optical high speed multiplexer circuit for verification of proposed gates," *Journal of Optical Communications,* vol. 39, no. 3, pp. 289-295, 2018.

[128] V. Arun, N. K. Shukla, A. K. Singh and K. K. Upadhyay, "Design of all optical line selector based on SOA for data communication," in *Sixth International Conference on Computer and Communication Technology (p. 281-285)*, Allahabad, India, 2015.

[129] L. Feng, J. Wang, R. Q. Hu and L. Liu, "New design of optical zero correlation zone codes in quasi-synchronous VLC CDMA systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking,* vol. 2015, no. 1, pp. 1-7, 2015.

[130] S. Driz and B. Fassi, "Enhancing QS–SAC–OCDMA networks capacity via 2D spectral/polarization OZCZ coding technique based on modified Pascal's triangle matrix," *Optical and Quantum Electronics,* vol. 54, no. 8, pp. 1-14, 2022.