

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen - Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد
تلمسان الجزائر

République algérienne démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen

Faculté de Technologie

Département de Télécommunications



Mémoire

Pour l'obtention de diplôme de

Master en Réseaux et Télécommunication (RT)

THEME

Modulation avancée pour les systèmes de télécommunications optiques

Présenter par :

GHAIB Lamia
FERROUANI Zahia

Soutenu le 20/09/2020 devant le jury composé de :

- | | | | |
|----------------|-----------------|------------|-------------------------|
| • Encadrant | Mr. KHELLADI. M | MCA | Université A.B. Belkaid |
| • Co-encadrant | Mr. BOUACHA. A | Professeur | Université A.B. Belkaid |
| • Président | Mr. BAHRI. S. M | MCB | Université A.B. Belkaid |
| • Examinatrice | Mlle. DJELTI. H | MCB | Université A.B. Belkaid |

Année universitaire 2019/2020

Remerciement

Avant tout Nous remercions "ALLAH" le tout puissant, de nous avoir accordé le courage, la patience et la volonté pour mener à terminer nos études et réaliser ce travail.

Nous adressons nos reconnaissances et nos remerciements à nos encadreurs Mr. « **KHELLADI. M** » et Mr. « **BOUACHA. A** » de nous avoir honoré par leurs encadrement, pour leurs disponibilités, leurs orientations et leurs précieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

*Nous tenons aussi à remercier les membres de jury Mr. « **BAHRI. S. M** » et Mlle. « **DJELTI. H** » qui ont accepté d'évaluer et de Juger le présent travail.*

*Nous adressons nos remerciement de Mr. « **GHAIB Abdelkader** » pour leur soutien et aidé.*

Nous adressons nos sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs critiques, ont guidé notre réflexions et ont accepté à nous rencontrer et répondre à nos questions durant 5 année des études

Toute notre gratitude pour ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin à la Réalisation de ce travail.

Merci...

Dédicace



Je rends grâce à DIEU de m'avoir donné le courage et la volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents,

Pour leur soutien et tous les efforts qu'ils m'ont apportés le long de mon parcours, je leurs souhaite bonne santé et longue vie.

A mon unique et cher frère : « **Abdelkader** » Que Dieu le protège.

A toute la famille « **GHAIB** » et « **TCHICHE** ».

A ma très chère binôme et copine Mlle « **FERROUANI Zahia** ».

A mes chères amies.

A tous qui me sont chères.

A tous ce qui m'aiment.

A tous ce qui j'aime.

A tous les enseignants de la promotion RST « **M2** ».

Je dédie ce travail.

LAMIA...

Dédicace



Je rends grâce à **DIEU** de m'avoir donné le courage et la volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études.

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents ma mère et mon père

Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leur encouragement.

A mes frères et sœur.

A ma très chère binôme et copine Mlle « **GHAIB lamia** »

A toute La famille « **FERROUANI** » et « **MAMMAR** ».

A mes chères amies.

A tous qui me sont chères.

A tous ce qui m'aiment.

A tous ce qui j'aime.

A tous les enseignants de la promotion RST « **M2** ».

Je dédie ce travail.

Zahia...

Résumé

La modulation est un processus permettant de former le signal en bande de base en utilisant un signal de porteuse haute fréquence afin de mieux convertir à la transmission sur une longue liaison de communication. Les formats de modulation avancés améliorent l'utilisation et la capacité du canal. Il existe divers types de techniques de multiplexage et de formats de modulation couramment utilisés dans les systèmes de communication par fibre optique qui seront décrits plus en détail dans ce projet.

Mots clés

Source laser continu, Modulateur Mach-Zehnder, Générateur NRZ, Générateur sinusoïdal, format CS-RZ, modulation duobinaire.

Abstract

Modulation is a process for forming the baseband signal using a high frequency carrier signal to better convert to the transmission to a long communication link. Advanced modulation formats enhance the use and capacity of the channel. There are various types of multiplexing techniques and modulation formats commonly used in fiber optic communication systems that will be described in more detail in this project.

Keywords

Continuous laser source, Mach-Zehnder Modulator, NRZ Generator, sinusoidal Generator, CS-RZ format, duo binary modulation.

الملخص

التعديل هو عملية تشكيل إشارة النطاق الأساسي باستخدام إشارة حاملة عالية التردد للتحويل بشكل أفضل عند الإرسال عبر ارتباط اتصال طويل. تعمل تنسيقات التعديل المتقدمة على تحسين استخدام القناة والقدرة. هناك أنواع مختلفة من تقنيات تعدد الإرسال وتنسيقات التعديل المستخدمة بشكل شائع في أنظمة اتصالات الألياف البصرية والتي سيتم وصفها بمزيد من التفصيل في مشروع.

كلمات مفتاحية

مصادر الليزر المستمرة، المغير ماك-زيندر، مولد NRZ، مولد جيبي، تنسيق CS-RZ، تعديل الثنائي

Sommaire

Résumé	{I}
Table des matières	{II}
Liste des figures.....	{V}
Liste des tableaux.....	{VIII}
Liste des sigles et abréviations.....	{IX}
Introduction générale	{1}

Chapitre I : Télécommunications optiques

I. Introduction.....	{3}
II. Composants optiques.....	{3}
II.1 Modulateur optique.....	{4}
II.1.1 Modulation directe	{4}
II.1.2 Modulation externe.....	{4}
II.1.2.1 Modulateur Mach-Zehnder (MZ)	{5}
II.2 Diodes	{8}
II.2.1 Diodes électroluminescentes (LED)	{8}
II.2.2 Diodes lasers	{8}
II.3 Photodétecteur	{10}
II.3.1 Principe de fonctionnement de la photodétection	{10}
II.3.2 Caractéristiques de la photodétection	{10}
II.3.3 Photodiodes PIN.....	{11}
II.3.4 Photodiodes à avalanche	{12}
II.4 Fibre optique.....	{14}
II.4.1 Définition	{14}
II.4.2 Atténuation.....	{14}
II.4.3 Dispersion chromatique.....	{16}
II.4.4 Avantages et inconvénients.....	{17}
II.5. Amplificateurs optiques.....	{18}
II.5.1 Définition	{18}
II.5.2. Amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFA)	{18}
II.5.3 Utilisation de l'amplificateur optique	{19}
III. Conclusion.....	{21}

Chapitre 2 : Modulations Numériques

I. Introduction.....	{22}
----------------------	------

II. Modulations numériques	{23}
❖ Définitions et appellations	{23}
III. Types de modulation.....	{25}
III.1 Modulation numérique d'amplitude	{25}
III.1.1 Généralité.....	{25}
III.1.2 Spectre d'un signal modulé ASK	{26}
III.1.3 Modulation par tout ou rien	{27}
III.1.4 Démodulation ASK.....	{27}
III.1.5 Avantages et inconvénients de l'ASK	{28}
III.1.6 Conclusion sur ASK	{28}
III.2 Modulation par saut de phase (PSK : Phase shift Keying)	{29}
III.2.1 Généralité	{29}
III.2.2. Exemple : La modulation "PSK-2"	{31}
❖ Chronogramme de la "PSK-2"	{32}
❖ Le spectre	{32}
III.2.3. Modulation et démodulation	{32}
III.2.4. Conclusion sur la PSK	{34}
III.3 Modulation par déplacement de phase différentielle (DPSK)	{34}
III.3.1 Généralité.....	{34}
III.3.2. Détection différentielle	{36}
III.4 Modulation d'amplitude en quadrature	{37}
III.4.1 Généralité.....	{37}
III.4.2 Différentes formes de la modulation QAM.....	{38}
III.4.3 Constellation en M-QAM	{38}
III.4.4. Modulation et Démodulation QAM.....	{39}
III.5 Modulation par déplacement de fréquence	{41}
III.5.1 Généralité.....	{41}
IV. Récapitulatif	{43}
V. Conclusion	{44}

**Chapitre III : modulation duobinaire et CS-RZ dédiées
aux transmissions optiques**

I. Introduction.....	{45}
II. Formats de modulation d'intensité	{46}
II.1 Non-Retour à Zéro "NRZ"	{46}
II.2 Retour à Zéro "RZ" (Return-to-Zero)	{48}
III Modulation RZ à porteuse supprimées.....	{49}
III .1 Génération de signal CS-RZ.....	{50}
III .2 Emission CS-RZ	{51}
IV. Formats de modulation duo binaire optique	{53}

<i>IV.1 Le format duo binaire</i>	{ 53 }
<i>IV.2 Codes duo binaire</i>	{ 54 }
<i>IV.3 Démodulation duo binaire</i>	{ 55 }
<i>IV.4 Etude spectrale du signal duo binaire</i>	{ 56 }
❧ <i>DSPK duo binaire</i>	{ 58 }
<i>V. Conclusion</i>	{ 63 }

Chapitre IV : Simulation et interprétation des résultats

<i>I. Introduction...</i>	{ 64 }
<i>II. Présentation du logiciel Optisystem</i>	{ 64 }
<i>II.1 Principales caractéristiques du logiciel Optisystem</i>	{ 65 }
<i>II.2 Paramètres caractéristiques</i>	{ 66 }
<i>II.3 Application d'Optisystem</i> ..	{ 67 }
<i>II.4 Les avantages du logiciel OptiSystem</i> ...	{ 67 }
<i>III. Modulation CS-RZ.</i>	{ 68 }
<i>III.1 partie émission</i>	{ 70 }
<i>III.2 partie support</i>	{ 71 }
<i>III.3 partie réception</i>	{ 72 }
❖ <i>Résultats et interprétation</i>	{ 72 }
<i>IV. Modulation Duo binaire</i>	{ 80 }
<i>IV.1 partie émission</i>	{ 82 }
<i>IV.2 support de transmission</i>	{ 82 }
<i>IV.3 partie réception</i> ...	{ 83 }
❖ <i>Résultats et interprétation</i>	{ 84 }
<i>V. Comparaison</i>	{ 91 }
<i>VI. Conclusion.</i>	{ 92 }
<i>Conclusion générale</i>	{ 93 }

Liste des figures

Figure I.1: Schéma de principe d'une liaison optique	{3}
Figure I.2: Synoptique de la modulation directe.....	{4}
Figure I.3: Synoptique de la modulation externe.....	{4}
Figure I.4: Schéma d'un modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder	{6}
Figure I.5: Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder.....	{7}
Figure I.6: Modulateur à base de Niobate de lithium	{7}
Figure I.7: La diode LED.....	{8}
Figure I.8: Diode laser type DH-OS (" <i>Double Heterostructure Oxide-isolatedStripe</i> ")..	{9}
Figure I.9: Photodiode PIN	{11}
Figure I.10: photodiode avalanche	{13}
Figure I.11: Fibre optique.	{14}
Figure I.12: Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde.....	{15}
Figure I.13: types de dispersion dans les fibres optiques.....	{17}
Figure I.14: Exemple d'amplificateur optique à fibre dopé à l'erbium	{19}
Figure I.15: Configuration des amplificateurs optiques (<i>A1 et A2 représentent les fibres Optiques</i>).	{20}

Figure II.1: schéma d'un système de transmission numérique.....	{22}
Figure II.2: Modulation ASK	{25}
Figure II.3: Exemple de Modulation ASK	{26}
Figure II.4: Spectre d'un signal modulé ASK.....	{26}
Figure II.5: Modulation OOK	{27}
Figure II.6: Schéma bloc d'un démodulateur ASK.	{27}
Figure II.7: Exemple de modulation PSK.	{29}
Figure II.8: Constellation des symboles en modulation de phase PSK-M	{31}
Figure II.9: Constellation de la modulation de phase PSK-2	{31}
Figure II.10: Chronogramme de la modulation de phase PSK-2.	{32}
Figure II.11: le spectre de la modulation de phase PSK-2	{32}
Figure II.12: Modulateur PSK-2.....	{33}
Figure II.13: Démodulateur PSK-2.	{33}
Figure II.14: Diagramme de constellation pour la modulation DPSK	{34}
Figure II.15: modulateur DPSK.....	{35}
Figure II.16: Modulateur DPSK	{35}
Figure II.17: Génération de DPSK	{36}
Figure II.18: forme d'onde pour la DPSK	{36}
Figure II.19: Structure d'un détecteur différentiel pour DPSK	{37}
Figure II.20: Modulation QAM à plusieurs niveaux	{38}

Figure II.21: Modulation d'amplitude en quadrature 16-QAM.	{ 39}
Figure II.22: Modulateur QAM	{ 40}
Figure II.23: Démodulateur QAM	{ 40}
Figure II.24: Modulateur FSK	{ 41}
Figure II.25: Représentation des signaux de la modulation FSK	{ 42}

Figure III.1: génération du signal NRZ	{ 47}
Figure III.2: Format de modulation de type NRZ-OOK	{ 47}
Figure III.3: génération du signal optique RZ.	{ 48}
Figure III.4: Format de modulation de type RZ-OOK	{ 49}
Figure III.5: a) schéma de modulation CS-RZ, b) spectre optique de modulation CS-RZ	{ 50}
Figure III.6: Schéma fonctionnel pour la génération d'un signal CS-RZ	{ 51}
Figure III.7: champ du modulateur (a), amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format CS-RZ $2V\pi$	{ 52}
Figure III.8: diagramme de l'œil (a), et spectre du signal CS-RZ (b).....	{ 52}
Figure III.9: Génération du signal duobinaire	{ 53}
Figure III.10: Trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format Duobinaire optique	{ 54}
Figure III.11: Principe du code duobinaire.....	{ 54}
Figure III.12: Spectre du signal duobinaire	{ 55}
Figure III.13: Démodulation duobinaire.....	{ 56}

Figure IV.1: Schéma de l'interface OptiSystem	{ 65}
Figure IV.2: Schéma d'un photodétecteur sous OptiSystem	{ 66}
Figure IV.3: Interface de définition du photodétecteur.....	{ 66}
Figure IV.4: schéma d'une chaîne de transmission par fibre optique utilisant la modulation CS-RZ	{ 69}
Figure IV.5: Fenêtres de simulation obtenues à partir du logiciel Optisystem.....	{ 70}
Figure IV.6: Débit binaire au niveau du modulateur Mach-Zehnder User 1	{ 72}
Figure IV.7: Débit binaire au niveau du récepteur User1	{ 73}
Figure IV.8: Spectre optique au niveau du premier modulateur Mach-Zehnder	{ 73}
Figure IV.9: Spectre optique au niveau du deuxième modulateur Mach-Zehnder	{ 74}
Figure IV.10: Spectre optique après multiplexage	{ 74}
Figure IV.11: Spectre optique après propagation dans la fibre optique	{ 75}
Figure IV.12: Spectre optique après démultiplexage optique	{ 75}
Figure IV.13: Spectre optique après filtrage optique User1	{ 76}
Figure IV.14: Débit binaire au niveau du modulateur optique	{ 76}
Figure IV.15: Débit binaire après multiplexage optique	{ 77}
Figure IV.16: Débit binaire après propagation dans la fibre optique	{ 77}
Figure IV.17: Débit binaire après démultiplexage optique.....	{ 78}

Figure IV.18: Débit binaire après filtrage optique	{ 78 }
Figure IV.19: diagrammes de l'œil	{ 79 }
Figure IV.20: schéma d'une chaîne de transmission par fibre optique utilisant la modulation duo binaire	{ 81 }
Figure IV.21: Débit binaire au niveau pré coder	{ 84 }
Figure IV.22: Débit binaire au niveau de l'encoder	{ 84 }
Figure IV.23: Débit binaire au niveau du récepteur	{ 85 }
Figure IV.24: Spectre optique au niveau du modulateur Mach-Zehnder 1	{ 85 }
Figure IV.25: Spectre optique au niveau du modulateur Mach-Zehnder 2	{ 86 }
Figure IV.26: Spectre optique après multiplexage	{ 86 }
Figure IV.27: Spectre optique après propagation dans la fibre optique (la couleur verte indique le bruit)	{ 87 }
Figure IV.28: Spectre optique après démultiplexage optique.....	{ 87 }
Figure IV.29: Spectre optique après filtrage optique.....	{ 88 }
Figure IV.30: Débit binaire au niveau du modulateur optique	{ 88 }
Figure IV.31: Débit binaire après multiplexage optique	{ 89 }
Figure IV.32: Débit binaire après propagation dans la fibre optique	{ 89 }
Figure IV.33: Débit binaire après démultiplexage optique.....	{ 90 }
Figure IV.34: Débit binaire après filtrage optique..	{ 90 }
Figure IV.35: diagrammes de l'œil.	{ 91 }

Table des tableaux

Tableau I.1: Récapitulatif des caractéristiques des modulateurs externes	{ 8 }
Tableau I.2: Comparaison des caractéristiques des photodiodes PIN	{ 14 }
Tableau 1.3: Comparaison des différents paramètres qui caractérisent les différents types de fibre	{ 15 }
Tableau I.4: Comparaison entre EDFA	{ 20 }

Tableaux II.1: comparatif des différentes modulations numériques	{ 41 }
---	--------

Tableau III.1: Principe du code duo binaire	{ 54 }
Tableau III.2: Transformation duo binaire en binaire	{ 56 }
Tableau III.3: Exemple de modulation duo binaire DPSK	{ 59 }
Tableau III.4: comparaison entre trois types de modulation	{ 60 }
Tableau III.5: Différentes formats de modulation de la transmission	{ 61 }
Tableau III.6: Formats de modulation de la capacité	{ 62 }

Tableau IV.1: les paramètres du modulateur Mach-Zehnder.	{ 71 }
Tableau IV.2: les paramètres de la fibre optique	{ 71 }
Tableau IV.3: Les paramètres de deux modulateur MZM	{ 82 }
Tableau IV.4: Paramètre de fibre optique... ..	{ 83 }
Tableau IV.5 : comparaison entre le format de modulation CS-RZ et le format duobinaire	{ 92 }

Sigles et abréviations

A

ADC	A nalog to D igital C onverter: Convertisseur analogique numérique
APD	A valanche P hoto D iode
ASK	A mplitude S hift K eying

B

BER	B it E rror R ate
BPSK	B inary P hase S hift K eying

C

CD	C hromatic D ispersion
CRZ	C hirped R Z
CSRZ	C arrier- S uppressed R eturn-to- Z ero

D

DAC	D igital to A nalog C onverter : convertisseur numérique
DB	D uobinary
DC	D ispersion C hromatique
DCF	D ispersion S hifted F iber
DD	D irecte D etection de phase
DGD	D ifferential G roup D elay
DPSK	D ifferential P hase S hift K eying

DSP **D**igital **S**ignal **P**rocessing (or Processor)

E

EAM **E**lectro-**A**bsorption **M**odulator

EDFA **E**rbium **D**oped **F**iber **A**mplifier

ER **E**xtinction **R**atio

F

FO **F**ibre **O**ptique

FSK **F**requency **S**hift **K**eying

G

GVD **G**roup **V**elocity **D**ispersion

I

IM **I**ntensity **M**odulated

IM-DD **I**ntensity-**M**odulated -**D**irect **D**etection

ISI **I**nter **S**ymbol **I**nterference

L

LASER **L**ight **A**mplification by **S**imulated **E**mission of **R**adiation

LD **L**aser **D**iode

LED **L**ight **E**mitting **D**iode

M

MZ **M**ach **Z**hender

MZI **M**ach**Z**ehnder **I**nterferometer

MZM **M**ach **Z**ehnder **M**odulator

N

NRZ **N**on **R**eturn to **Z**ero

P

PD **P**hoto**D**iode

PIN **P**ositive **I**ntrinsic **N**egative Photodiodes

PLL **P**hase **L**ock **L**oop

PM **P**hase **M**odulator

PMD **P**olarization **M**ode **D**ispersion

PN **P**ositive **N**egative

PRBS **P**seudo **R**andom **B**inary **S**equence

PSBT **P**hase **S**haped **B**inary **T**ransmission: transmission binaire à profil

PSK **P**hase **S**hift **K**eying

Q

QAM **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation

R

RZ **R**eturn to **Z**ero

S

SMF **S**ingle **M**ode **F**iber

-
- SNR** **S**ignal-to-**N**oise **R**atio
- SOA** **S**emiconductor **O**ptical **A**mplifier

V

- VCO** **V**oltage **C**ontrolled **O**scillator
- VS**B **V**estigial **S**ide **B**and

W

- WDM** **W**avelength **D**ivision **M**ultiplexing

Introduction générale

Plusieurs révolutions importantes remarquables ces dernières années dans le domaine de la transmission par fibre optique. Au début des années 1980, la deuxième génération de communication par fibre optique a été développée, qui fonctionnant sur $1.3\mu m$ et utilisant des lasers à semi-conducteurs InGaAsP dans le domaine commercial. Mais ces systèmes aient été limités à cause du phénomène d'atténuation.

La télécommunication optique reste en développement afin d'arrivé la troisième génération par fibre optique qui fonctionne à $1.55\mu m$ de longueur d'onde et de dispersion minimale. Ces développements ont finalement permis l'émergence de systèmes d'exploitation commerciaux de 3G à débit de l'ordre de 2.5 Gbit/s avec répartition espacées de plus de 100 km.

La première étape de la conception d'un système de communication optique consiste à décider comment le signal électrique serait converti en un train de bits optiques. Normalement, la sortie d'une source optique telle qu'un laser à semi-conducteur est modulée en appliquant le signal électrique directement à la source optique ou à un modulateur externe [1].

Il existe deux formats de modulation du train optique qui sont non return à zéro « NRZ » et return à zéro « RZ ». Alors que la modulation NRZ convient au système longue distance dans lesquels la dispersion de la fibre à dispersion négative, ce n'est pas le meilleur choix pour les fibres monomodes non compenser.

L'objectif de ce mémoire est l'étude et la comparaison de deux formats de modulation avancée pour la télécommunication optique à savoir, le format RZ à porteuse supprimé et la modulation duobinaire. La modulation duobinaire s'avère être un meilleur choix dans ce cas, car elle résiste mieux à la dispersion et est également relativement simple à mettre en œuvre. Le retour à zéro de la porteuse supprimé (CSRZ) est le format de modulation avancée utilisé dans la communication optique.

Ce manuscrit est composé de quatre chapitres, il est organisé comme suit :

Le premier chapitre, traite la télécommunication optique dans un ordre général. Nous décrivons le montage d'un émetteur/récepteur optique. Ensuite, nous rappelons brièvement l'ensemble des composants optiques et optoélectroniques tels que : les modulateurs MZ, amplificateur EDFA, les sources optiques DEL, DL et la photodiode PIN.

Dans le deuxième chapitre nous traitons les différents formats de modulation numérique tels que : ASK, PSK, QAM, DPSK et FSK et leurs caractéristiques.

Le troisième chapitre là où notre travail est basé sur deux formats de modulation avancées utilisés spécialement dans la télécommunication optique la modulation à porteuse supprimée et la modulation duobinaire. On décrit en détail ces deux techniques. Comment générer ses types de modulations, le faire propager dans une fibre optique et voir les différents phénomènes qui subissent ses signaux durant la propagation.

Le quatrième chapitre porte sur la simulation sous le logiciel « OptiSystem7.0 ». Une petite introduction sur ce logiciel. Après nous passons à la simulation en jouant sur plusieurs paramètres qui constituent ces différents composants. Puis nous faisons une comparaison entre ces deux formats.

Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Télécommunications optiques

I. Introduction

Le principe de toute transmission de données est de faire circuler des informations entre un émetteur et un récepteur en minimisant les risques de déformation du signal reçu, de façon à assurer une fiabilité maximale du transfert de l'information.

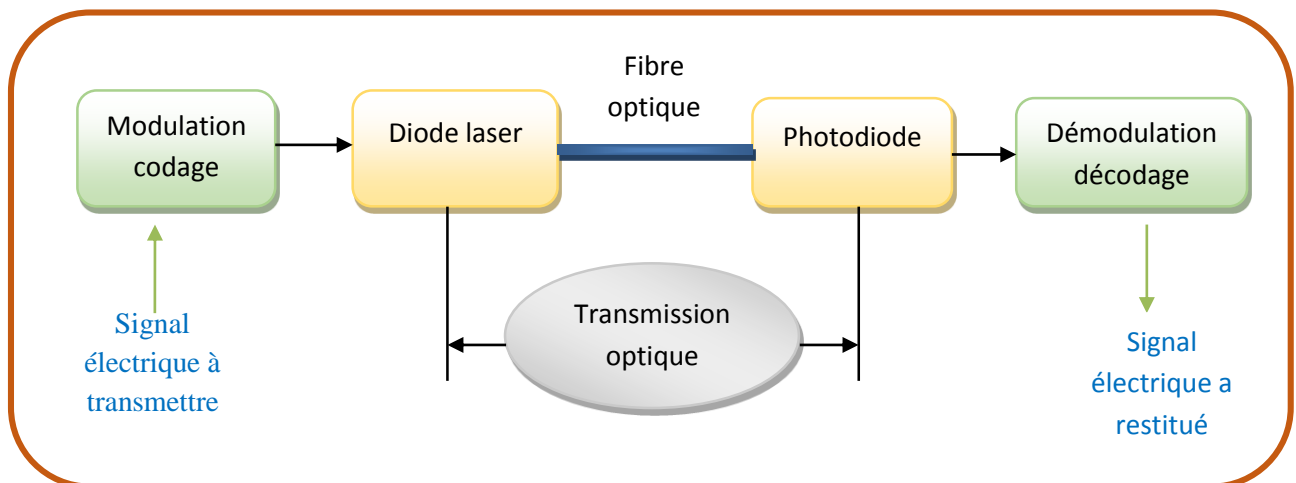


Figure I.1: Schéma de principe d'une liaison optique.

Dans le cas d'une transmission par fibre optique, le signal est tout d'abord codé ou modulé suivant une séquence connue qui peut être contrôlée à la réception. Ce signal est injecté dans la fibre optique par l'intermédiaire de l'émetteur. À la sortie de la fibre, le signal est reçu sur une photodiode puis amplifié avant d'être décodé pour être remis sous sa forme initiale [2].

II. Composants optiques

Le développement technologique rapide dans la télécommunication optique et plus récemment en instrumentation a nécessité un besoin de composants optiques « actifs et passives ». Les composants passifs comme la fibre optique, circulateur, isolateur, coupleur, diviseur, filtre, atténuateur ne nécessitent pas un rapport d'énergie extérieur. Les composants actifs nécessitent un rapport d'énergie extérieur afin de pouvoir fonctionner tel que : modulateur optique, diode, photodiode, source laser, amplificateur optique.

II.1 Modulateur optique

II.1.1 Modulation directe

La modulation directe a pour but de moduler le courant d'alimentation de la diode laser, ce qui entraîne une modulation de la puissance optique délivrée (figure I.2). Cependant, le niveau de puissance délivrée est souvent très faible, et l'utilisation d'amplificateurs optiques s'impose dans le cas des transmissions sur des longues distances.

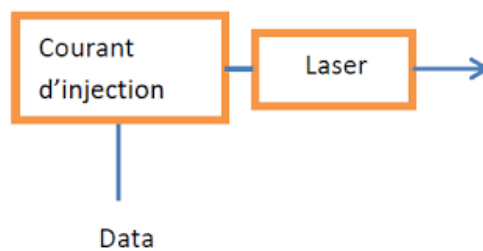


Figure I.2 : Synoptique de la modulation directe.

La modulation directe du courant d'injection de la diode laser, est une modulation d'intensité optique ou de puissance optique [3].

II.1.2 Modulation externe

La modulation externe consiste à écrire les données électriques sur un signal optique continu déjà émit par une source laser. Elle est obtenue en utilisant un modulateur externe à la source, qui module le faisceau lumineux à sa sortie du laser [4]. La figure (I.3) présente la synoptique de la modulation externe.

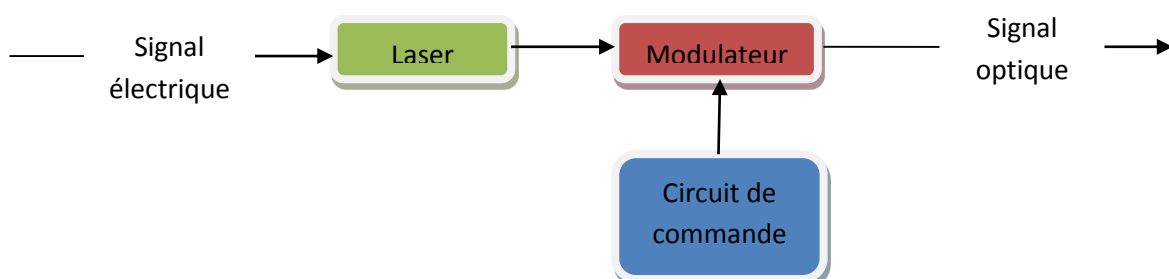


Figure I.3 : Synoptique de la modulation externe.

Dans l'industrie des télécommunications optiques, on utilise principalement deux types de modulateurs externes :

- ∞ Modulateur de Mach-Zehnder.
- ∞ Modulateur à électro-absorption.
- ∞ Modulateur à base de polymère.

Dans notre projet on s'intéressera au modulateur de type Mach-Zehnder.

II.1.2.1 Modulateur Mach-Zehnder (MZ)

Les modulateurs de types *Mach-Zehnder* sont des modulateurs électro-optiques que l'on place directement en sortie du laser. Ils sont fréquemment utilisés pour les applications de télécommunication large bande.

En réalité, les effets électro-optiques sont à la base de ce type de modulateurs, à savoir que l'indice de réfraction de certains matériaux peut être modifié par l'application d'un champ électrique.

Ce phénomène est appelé effet Pockels si les effets électro-optiques sont linéaires, c'est-à-dire que la variation d'indice est proportionnelle au champ appliqué,

$$n(E) = n - \frac{1}{2}rn^3E \quad (\text{I.1})$$

r : est un coefficient électro-optique ou coefficient de Pockels

et effet Kerr quand elle est proportionnelle au carré du champ.

$$n(E) = n - \frac{1}{2}\epsilon n^3 E^2 \quad (\text{I.2})$$

$\Delta n * E$ Effet électro-optique linéaire (effet Pockels).

ϵ : Effet électro-optique non linéaire ou effet Kerr.

L'effet Pockels est prépondérant dans certains matériaux et permet des modulations de phase et d'amplitude de la lumière. Un des principaux impératifs est d'utiliser des matériaux transparents à la longueur d'onde de fonctionnement et présentant des coefficients électro-optiques aussi élevés que possible [5].

Exemple Modulation de phase

Le modulateur de phase est constitué d'un guide d'onde optique monomode, dont le cœur est constitué d'un matériau électro-optique. Une électrode placée au-dessus du guide permet d'appliquer un signal électrique de commande [6]. Le champ électrique appliqué

change l'indice de réfraction du matériau, ce qui a pour conséquence de faire varier la phase de l'onde guidée et d'engendrer un retard variable de l'onde optique. Un déphasage dépendant de la tension électrique est ainsi créé (modulation de phase en alternatif) [5].

$$\varphi_z = k_0 L \left(n_e - \frac{1}{2} n_e^3 r_{33} \frac{V_0}{e} \right) \quad (\text{I.3})$$

φ_z : La phase de l'onde

k_0 : La constante de propagation

L : La longueur des milieux

n_e : L'indice extra ordinaire

r_{33} : Le coefficient électro-optique

V_0 : La tension appliquée

e : L'épaisseur

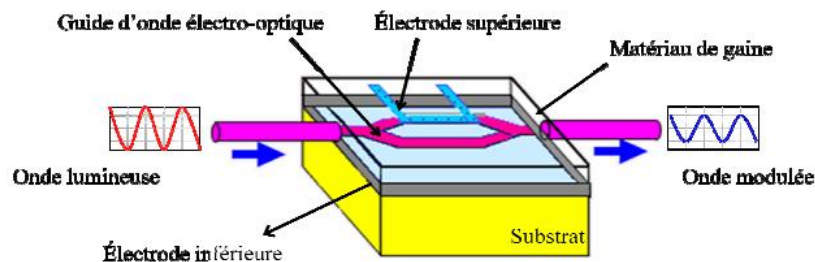


Figure I.4 : Schéma d'un modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder.

De tels modulateurs fonctionnant à $1,5 \mu\text{m}$ ont été réalisés sur substrat de Niobate de lithium (LiNbO_3) ainsi que dans des matériaux semi-conducteurs (GaAs , ...).

Grâce à ce modulateur on peut obtenir une modulation d'amplitude à travers une modulation de phase à l'intérieur du composant.

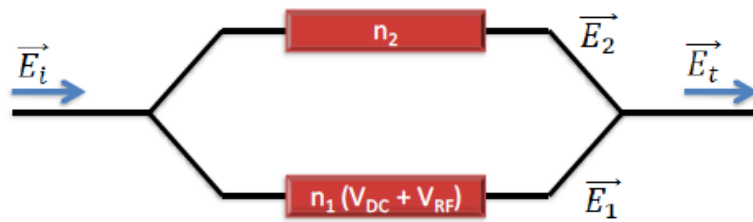


Figure I.5 : Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder.

Soient :

$$E_1 = E_0 \cdot e^{i\phi} \tag{I.4}$$

$$E_2 = E_0 \cdot e^{i(\phi + \Delta\phi)} \tag{I.5}$$

$$\begin{aligned} E_t = E_1 + E_2 &= E_0(e^{i\phi} + e^{i(\phi + \Delta\phi)}) = E_0(e^{i(\phi + \frac{\Delta\phi}{2} - \frac{\Delta\phi}{2})} + e^{i(\phi + \frac{\Delta\phi}{2} + \frac{\Delta\phi}{2})}) \\ &= 2E_0 \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) e^{i(\phi + \frac{\Delta\phi}{2})} \end{aligned} \tag{I.6}$$

En conclusion, la modulation externe présente de nombreux avantages. Elle est plus rapide et permet donc de transmettre des débits plus élevés. Le bruit, le chirp ... ne sont pas inexistantes dans les modulateurs de type *Mach-Zehnder* mais leurs valeurs sont nettement plus faibles que dans les lasers. Les limites de capacité de transmission sont donc repoussées vers des fréquences plus importantes. [5]

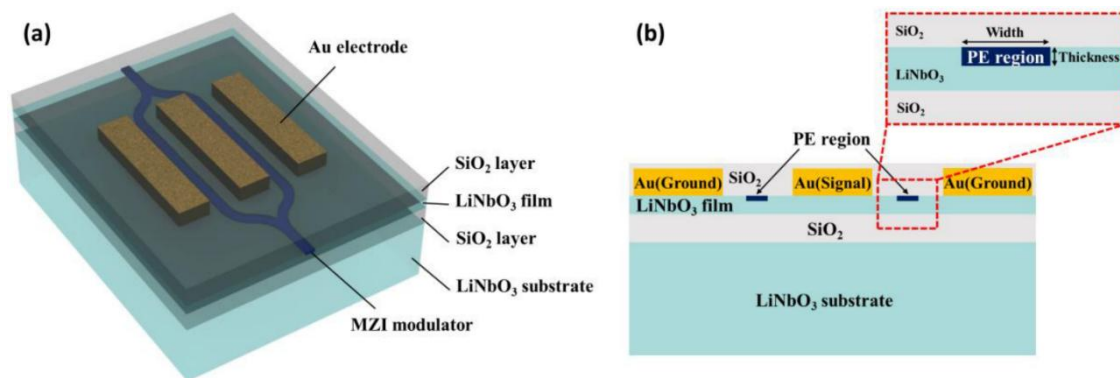


Figure I.6 : Modulateur à base de Niobate de lithium.

MZM	Caractéristiques
Tension de commande (v)	>3
Puissance optique incidente (mw)	Quelques centaines
Pertes d'insertion (dB)	4 à 6
Bande passante (GHz)	≥ 13
Taux d'extinction (dB)	20 à 40
Débit (Gb/s)	Elevé (≥ 5)
Cout (Keuros)	10
Longueur d'onde (nm)	1550

Tableau I.1. Récapitulatif des caractéristiques des modulateurs externes (d'après [2]).

II.2 Diodes

II.2.1 Diodes électroluminescentes (LED, Light Emission Diode)

Une LED est une jonction PN polarisée en direct. Les électrons ou les trous qui constituent les porteurs majoritaires sont injectés dans le voisinage de la jonction. Leur recombinaison donne lieu à une émission de la lumière. Ces diodes sont généralement utilisées pour les applications bas débit. [7]

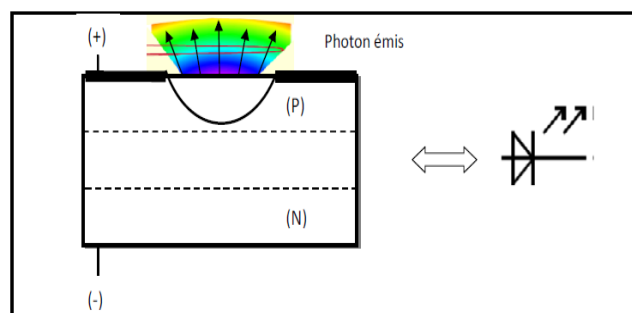


Figure I.7. La diode LED.

II.2.2 Diodes lasers

Une diode Laser à la forme d'un parallélépipède rectangle dont les deux faces clivées perpendiculairement au plan d'une jonction de semi-conducteurs émettrice, constituent un résonateur Fabry-Pérot. Ce résonateur est à l'origine de l'émission stimulée de photons caractéristique de l'émission Laser.

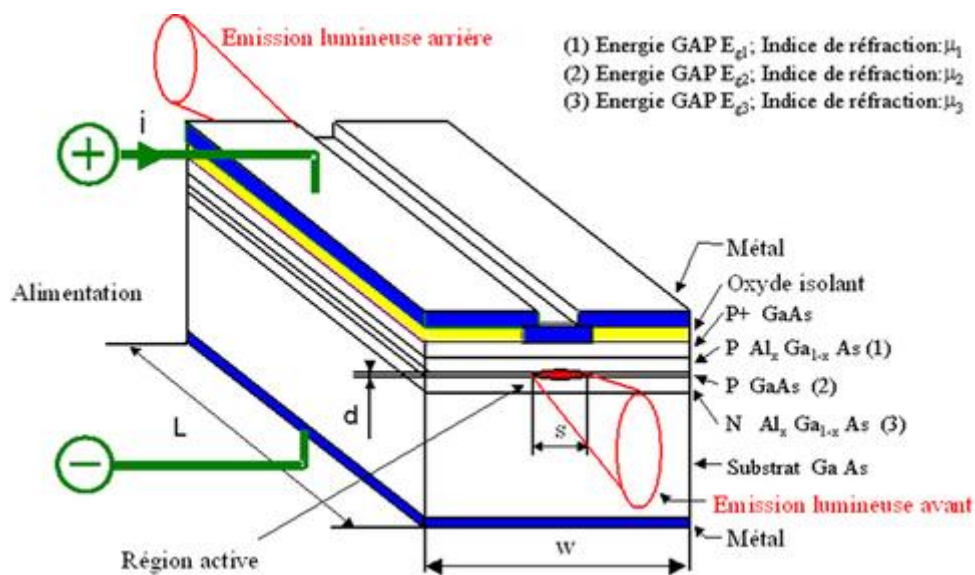


Figure I.8: Diode laser type DH-OS ("Double Heterostructure Oxide-isolated Stripe").

Afin d'obtenir une émission Laser continue et puissante à température ambiante, la jonction de semi-conducteurs sera une structure complexe telle que la double hétérojonction (DH) de la figure. Cette dernière présente l'avantage de confiner les porteurs par une barrière de potentiel électrostatique dans un volume très réduit $V = L \cdot d \cdot s$ appelé zone active. Ce confinement permet d'obtenir pour un faible courant d'injection, une densité de porteurs élevée et par conséquent un gain élevé. Pour fixer l'échelle de taille de la zone active, sachez que $L \sim 100$ à $500 \mu\text{m}$, $d \sim 0,1$ à $0,5 \mu\text{m}$, $s \sim 2$ à $5 \mu\text{m}$.

Retenons qu'une diode Laser monomode est un émetteur de lumière intense (qqm mW à qqm 100 mW), quasi monochromatique (une seule longueur d'onde) et de grande cohérence temporelle (interférences avec différence de chemin optique de plusieurs mètres) [8].

Pour obtenir l'effet laser, il est nécessaire d'apporter un minimum d'énergie (pompage), sous forme électrique ou optique afin qu'à chaque tour, le gain introduit par l'amplificateur dépasse les pertes subies au niveau des miroirs et lors de la propagation dans la cavité. Le niveau d'énergie où il y a exacte compensation des pertes par le gain est appelé seuil du laser. Puisqu'en général les sources optiques n'exploitent pas l'émission produite avant l'effet laser, on cherche à réduire au maximum ce seuil afin de limiter la consommation d'énergie. Une fois l'effet laser obtenu, on constate que certaines ondes bien déterminées, qui se propagent dans la cavité, sont favorisées tandis que d'autres sont atténuées. Les ondes favorisées portent le nom de modes longitudinaux. On dispose d'un mode longitudinal à chaque fois que la phase

accumulée lors d'un tour dans la cavité, est un multiple de 2π , c'est-à-dire lorsque la distance optique d'un tour de la cavité correspond à un multiple entier de la longueur d'onde du signal lumineux [9].

II.3 Photodétecteurs

Le photodétecteur est un semi-conducteur de jonction PN polarisé en inverse permet la conversion du signal optique reçu (les photons) en signal électrique par l'effet photoélectrique.

II.3.1 Principe de fonctionnement de la photodétection

Les photons transmis par la fibre pénètrent dans le détecteur constitué d'un matériau semi-conducteur. Absorbés, ils peuvent provoquer le passage d'électrons d'un état de la bande de valence à un état plus élevé de la bande de conduction. Dans cette dernière, les électrons moins liés deviennent libres. Le photon a donc laissé place à une paire électron-trou. Une différence de potentiel est appliquée afin d'empêcher les électrons de retomber dans leur état le plus stable. Sous l'effet du champ électrique, les deux catégories de porteurs sont séparées et entraînées vers des zones où ils sont majoritaires (nommées P ou N). Les porteurs ainsi générés sont alors recueillis sous forme de photocourant. Le nombre de paires électron-trou est égal au nombre de photons absorbé [10].

II.3.2 Caractéristiques de la photodétection

Un photodétecteur est caractérisé par:

- Le coefficient d'absorption α : il détermine le rendement du photodétecteur. Ce coefficient dépend du matériau utilisé et de la longueur d'onde ;
- Le rendement quantique η qui est le rapport du nombre de paires de porteurs « photocréées et collectées » au nombre de photons incidents. Il ne peut être supérieur à 1 et croît avec l'épaisseur de la zone absorbante ;
- La sensibilité S de la photodiode exprimée en Ampère par Watt (A/W) et définissant le rapport du photo courant I_{ph} au flux énergétique (ou puissance optique P_{opt}) reçu.

Ces grandeurs sont liées par les relations suivantes :

$$\eta = \frac{I_{ph} h \nu}{P_{opt} e} \quad (I.7)$$

$$S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (I.8)$$

e : représente la charge élémentaire de l'électron,

h : la constante de Planck,

λ : la longueur d'onde de la lumière utilisée et c la vitesse de la lumière.

Les fluctuations du photocourant autour de sa valeur moyenne constituent le bruit de grenaille qui résulte de la nature corpusculaire du photocourant. C'est un bruit blanc. Généralement, le photodétecteur est suivi d'un amplificateur électronique qui ajoute un courant de bruit thermique. Le bruit de grenaille et le bruit thermique contribuent ensemble à créer des erreurs, mais les photorécepteurs usuels sont essentiellement limités par le second, qui domine très largement le premier [2].

II.3.3 Photodiodes PIN

Pour effectuer la photodétection, en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il faut que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. Cette dernière doit être large pour permettre un bon rendement quantique, d'où l'intérêt de la photodiode PIN (Figure I.9), où une région intrinsèque est intercalée entre les régions de type P et de type N. La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque, où, lorsque la photodiode est polarisée, règne un champ électrique qui sépare les porteurs. La zone traversée par la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau [11].

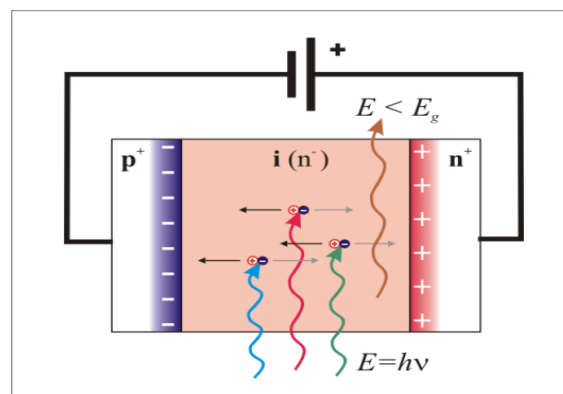


Figure I.9: Photodiode PIN.

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

La sensibilité, qui relie la puissance lumineuse incidente au photocourant généré, varie suivant le coefficient d'absorption du matériau, et selon la largeur de la zone intrinsèque.

Le photocourant I_{ph} est directement proportionnel à la puissance optique incidente P_{opt} selon la relation :

$$I_{ph} = S P_{opt} + I_{obs} \quad (I.9)$$

Où S est la sensibilité de la photodiode en A/W. S est typiquement proche de 0,9 A/W, mais peut-être un peu plus faible suivant le photodétecteur et la longueur d'onde d'attaque λ . En effet, S s'exprime en fonction du rendement quantique η :

$$S = \frac{\eta q}{h\nu} = \frac{\eta q}{hc} \lambda \quad (I.10)$$

Dans la photodiode, en l'absence d'éclairement, circule un courant, appelé courant d'obscurité. Ce courant peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite... [5]

Une autre caractéristique de la photodiode, est son temps de réponse, qui doit être très bref. Lorsque la structure est verticale, c'est-à-dire que l'éclairement se fait par le haut, le temps de réponse limite l'utilisation de la photodiode aux systèmes à 10Gbit/s. Pour augmenter la fréquence de coupure, il est nécessaire de travailler avec des photodétecteurs éclairés par la tranche.

Enfin, comme dans toute jonction PN polarisée en inverse, un bruit de grenaille (encore appelé bruit quantique ou bruit Schottky), du fait de la répartition aléatoire des instants de génération des paires électron-trou. Ce bruit, proportionnel à la puissance optique reçue, est inévitable, et se rajoute au bruit d'obscurité, dû au courant d'obscurité. [9]

II.3.4 Photodiodes à avalanche

Afin d'augmenter le signal rapport à bruit, une idée est d'utiliser le phénomène d'ionisation par impact des porteurs. L'objectif est d'augmenter la puissance du signal électrique, correspondant à une puissance optique incidente donnée, par multiplication interne du nombre de porteurs. En faisant croître le champ électrique dans la jonction PN, l'énergie

des porteurs s'élève, jusqu'au point d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaîne se produisent alors, et les porteurs se multiplient. Ce photodétecteur à gain interne est appelé photodiode à avalanche (ou PDA).

Ce phénomène, aussi connu sous le nom d'avalanche, entraîne s'il n'est pas contrôlé, le claquage de la jonction et la destruction du matériau.

Tout comme pour les photodiodes PIN, il en existe plusieurs structures, à base essentiellement de silicium ou de germanium. La (Figure I.10) montre une structure $P\pi PN$ en silicium, qui résulte d'un compromis entre une zone d'absorption large, et une jonction très abrupte pour obtenir un très fort champ électrique.

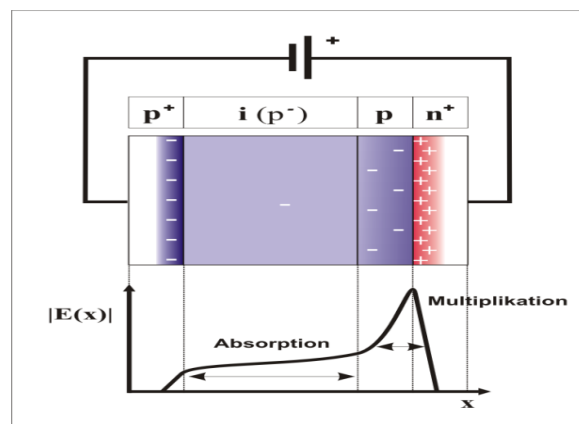


Figure I.10 : Photodiode avalanche.

L'absorption a lieu dans une zone large et peu dopée, dite π est la multiplication a lieu dans la jonction abrupte PN^+ . En outre, pour une tension inverse élevée, la zone de charge d'espace s'étend dans la zone π résistivité va augmenter avec la tension. Ce phénomène introduit un effet stabilisateur : le champ électrique et le gain augmentent lentement, ce dernier pouvant atteindre de fortes valeurs tout en étant contrôlé avec précision.

Concernant le courant d'obscurité, il est plus important dans une photodiode à avalanche, mais n'est pas autant multiplié que le signal, car toutes les composantes de ce courant ne subissent pas le phénomène d'avalanche. Le bruit quantique quant à lui est bien multiplié par le gain interne de la photodiode [12].

Le temps de réponse de ces photodiodes est affecté par le phénomène d'avalanche, et ces photodiodes sont donc un peu moins rapides que les photodiodes PIN.

La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque (I), où règne le champ électrique pratiquement uniforme, qui sépare les porteurs. Une des zones traversées par

la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau [7].

Photodiode	Caractéristiques
Tension de commande (V)	Faible
Fréquence de coupure (GHz)	>60
Rendement quantique (%)	Faible
Bande passante (GHz)	Large
Longueur d'onde (nm)	1300 et 1550

Tableau I.2: Comparaison des caractéristiques des photodiodes PIN [2].

II.4 Fibre optique

II.4.1 Définition

La fibre optique est une ligne de transmission sous forme d'un guide d'onde cylindrique qui est composée d'une partie centrale appelée cœur d'indice de réfraction n_1 fabriquée à base de silice entourée d'un autre matériau d'indice de réfraction n_2 appelé la gaine.

Le diamètre du cœur est de quelques dizaines de micromètres et celui de la gaine est de quelques centaines de micromètres, la fibre toute seule est très fragile et pour la protéger contre les facteurs externes (humidité, attaque chimique) elle est revêtue par le plastique puis par le nylon. [13]

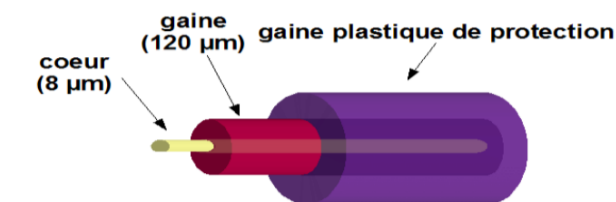


Figure I.11 : Fibre optique.

II.4.2 Atténuation

La perte de puissance ou l'atténuation est un inconvénient majeur rencontré dans les systèmes de transmission. Elle représente en particulier l'affaiblissement du signal dans la propagation à travers le canal de transmission.

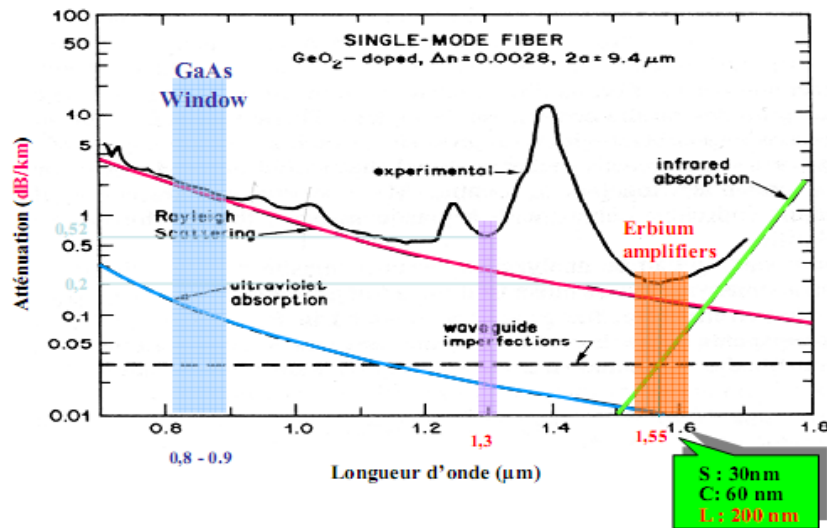


Figure I.12 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde.

Dans le cas où la fibre est ce support de transmission, l'atténuation résulte principalement des effets d'absorption, de diffusion et de rayonnement. La figure I.12 représente les pertes typiques dans une fibre optique.

Le tableau I.3 représente les coefficients d'absorption pour les trois fenêtres optiques utilisées. On peut ainsi remarquer que les fibres monomodes utilisées à la longueur d'onde de 1550 nm ont des atténuations faibles de l'ordre 0.2 dB/km [3].

Type de fibre	Diamètre Cœur/Gaine	Atténuation (dB/km)			Bande passante Mhz km
		$\Lambda=850$ nm	$\Lambda=1300$ nm	$\Lambda=1550$ nm	
Monomode	9/125 μm	2	0.4	0.2	> 100 Ghz
Multimode à gradient d'indice	50/125	2.5	0.72		200 à 400
	85/125	3.5	2		100 à 500
	100/140	5			100 à 400
Multimode à saut d'indice	Diamètre du cœur : 200 à 600 μm	5 à 20 $\Lambda=850$ nm			10 à 20

Tableau I.3 : Comparaison des différents paramètres qui caractérisent les différents types de fibre (d'après [5]).

II.4.3 Dispersion chromatique

Lorsqu'un signal lumineux se propage dans un milieu, il subit un élargissement dans le temps. Cet élargissement limite le débit dans un système de communication optique, car il oblige à augmenter le délai entre deux impulsions. Cet élargissement a plusieurs causes. Une première cause vient du fait que pour une longueur d'onde donnée (lorsque nous considérons la propagation dans une fibre multimode), les vitesses de groupe des différents modes ne sont pas égales les unes aux autres (on parle de dispersion intermodale). Une seconde cause de la dispersion vient du fait que l'indice de réfraction d'un milieu dépend de la longueur d'onde et que les sources utilisées pour transmettre le signal ne sont pas purement monochromatiques (on parle alors de dispersion intramodale).

Les différentes composantes spectrales d'une source ont donc des temps de propagation différents, ce qui provoque l'élargissement d'une impulsion. Dans les fibres monomodes la dispersion chromatique provient de deux causes principales :

La dispersion du matériau D_m : elle est liée à la dépendance de l'indice de réfraction de la longueur d'onde (équation I.7). Pour la silice, D_m varie d'environ -100 ps/km/nm à 0,85 μm à +25 ps/km/nm à 1,55 μm ; elle s'annule à 1,27 μm .

$$D_m(\lambda) = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{\text{coeur}}(\lambda)}{d\lambda^2} \quad (\text{I.11})$$

La dispersion du guide D_g : liée à la structure géométrique du guide d'onde, elle résulte de la variation de la constante de propagation β avec la fréquence normalisée V (qui dépend-elle même de la longueur d'onde λ); la dispersion du guide est toujours négative et dépend des paramètres de la fibre. La dispersion du guide D_g est donnée par :

$$D_g \approx -\frac{n_{\text{gaine}} - n_{\text{coeur}}}{c\lambda} \left[V \frac{\partial^2}{\partial V^2} \right] \quad (\text{I.12})$$

La dispersion chromatique D est donc la somme de D_m et D_g :

$$D = D_m + D_g \quad (\text{I.13})$$

À cause de la dispersion chromatique la vitesse de groupe \mathbf{V}_g à l'intérieur d'un mode de propagation varie en fonction de la longueur d'onde λ [2].

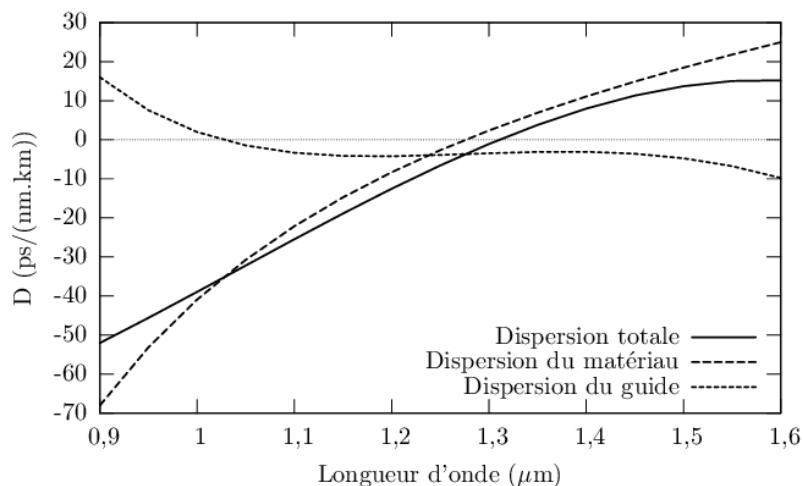


Figure 1.13 : Types de dispersion dans les fibres optiques.

Pour une fibre monomode (G652), $D=0$ à $\lambda=1,3\mu\text{m}$ Mais ce n'est pas dans cette fenêtre que l'atténuation est plus faible donc on cherche à déplacer le point dispersion nulle vers $1,55\mu\text{m}$ on dit que ce genre de fibre (G653) est à dispersion décalée. Il existe aussi des fibres à dispersion aplatie (dispersion totale très faible).

II.4.4 Avantages et inconvénients

Les avantages que la fibre optique procure peuvent être classés sur cinq contextes : [14]

- ❖ Performances de transmission : Très faible atténuation, très grande bande passante, sensibilité de multiplexage (en longueur d'ondes).
- ❖ Avantages de mise en œuvre : Très petite taille, grande souplesse, faible poids.
- ❖ Sécurité électrique : Isolation totale entre terminaux.
- ❖ Sécurité électromagnétique : Insensible aux parasites, inviolabilité presque totale.
- ❖ Avantage économique : Moindre coût, en comparaison des autres supports.

Les inconvénients : [15]

- ❖ Coût : les câbles de fibre optique sont plus coûteux à installer, mais durent plus longtemps que les câbles cuivre.
- ❖ Transmission : la transmission du signal dans les câbles de fibre optiques doit se répéter au long d'une certaine distance grâce à des appareils amplificateurs mais demande beaucoup moins de répétition que les câbles cuivre.

- ❖ Fragilité : quand le câble est rayé ou fissuré, les fibres peuvent être cassées ou perdent la transmission. Cependant en enveloppant des fibres dans un gain en plastique, il est difficile de plier le câble sans casser la fibre.
- ❖ Protection : les fibres exigent plus de protection autour du câble comparé au cuivre

II.5. Amplificateurs optiques

II.5.1 Définition

L'amplification optique repose sur le phénomène d'émission stimulée. Le signal est amplifié dans un guide (semi-conducteur ou fibre) grâce à un apport extérieur d'énergie appelé pompage (courant injecté ou source de lumière) qui vient créer une inversion de population. La recombinaison électron-trou peut ensuite être provoquée par un photon incident, ce qui donne naissance à un deuxième photon de même fréquence, de même phase et même direction. Cette émission est dite stimulée et conduit à une amplification du signal.

En même temps, la recombinaison peut se faire sans la présence d'un photon incident. Ces photons, émis de façon spontanée, de manière non cohérente, constituent le bruit de l'amplification optique.

L'ensemble des photons, originels ou pas, subissent une série d'amplifications. Les photons spontanés seront aussi amplifiés, ce qui définit la source de bruit appelée ESA (Emission Spontanée Amplifiée). Par ailleurs, l'amplification représentant une opération clef dans le fonctionnement des lasers [10].

II.5.2 Amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFA)

Le support d'amplification de la technologie EDFA est une fibre dopée par une petite quantité d'ions terre rare Erbium. Elle utilise un laser de pompe pour apporter l'énergie nécessaire et exciter les ions Erbium (inversion de population ou pompage optique) de la fibre. Après pompage, l'ion terre rare dans la fibre se trouvant dans un niveau d'énergie élevée tend à revenir vers un état d'énergie plus faible en restituant cette énergie sous forme de photons. Ces photons sont émis de manière stimulée à une longueur d'onde de $1,55\mu\text{m}$: le cœur de la fibre devient alors un milieu amplificateur, et génère ainsi l'amplification "tout optique" du signal d'entrée [16].

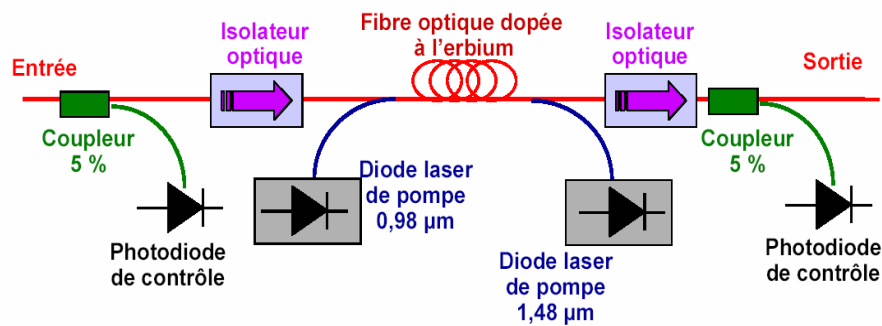


Figure I.14 : Exemple d'amplificateur optique à fibre dopée à l'erbium.

En général, les EDFAs possèdent un gain de 25 à 45 dB et des puissances de saturation allant de 1 à 10 mW (0 à 10 dBm). Enfin, les EDFAs ont une large bande passante (1530-1560 nm) pour laquelle le gain est quasiment identique, ce qui rend intéressant ces amplificateurs quand on veut d'amplifier simultanément plusieurs signaux multiplexés en longueur d'onde [9].

II.5.3 Utilisation de l'amplificateur optique

Le choix d'un amplificateur optique doit cependant se faire en fonction de son rôle. Il peut servir d'amplificateur de puissance en émission (booster), de préamplificateur en réception ou d'amplificateur en ligne. Selon l'utilisation qui en est faite, les paramètres diffèrent. On demandera par exemple à un amplificateur de puissance d'être capable de délivrer une puissance de sortie élevée et ses caractéristiques de bruit seront assez peu critiques, tandis qu'un préamplificateur doit être le moins bruyant possible. L'amplificateur en ligne sera un compromis à tout cela afin à la fois de ne pas dégrader la qualité du signal transmis et allonger la distance de transmission [10].

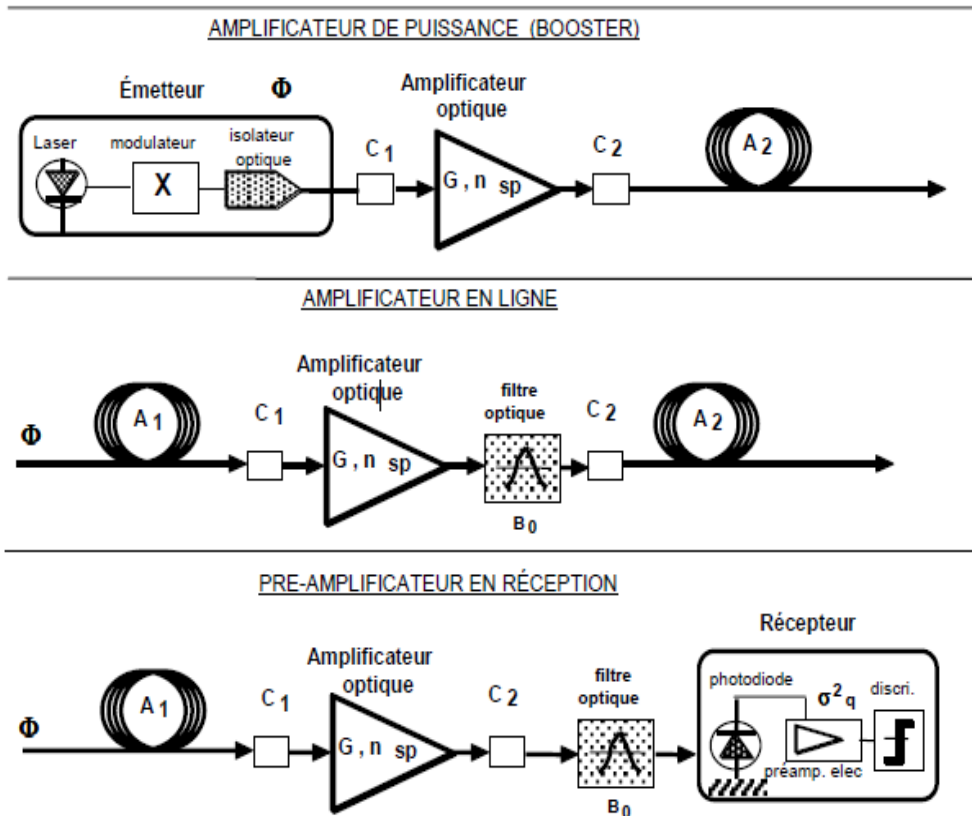


Figure 1.1 : Configuration des amplificateurs optiques (A1 et A2 représentent les fibres optiques).

Caractéristique	EDFA
Gain maximum (dB)	30-50
Bande de longueur d'onde (nm)	1530-1560
Bande passante a -3 dB (nm)	35
Pertes d'insertion (dB)	0.1-2
Puissance de saturation à la sortie (dBm)	10-20
Facteur de bruit (dB)	<5
Temps de récupération du gain (ms)	<10
Sensibilité à la polarisation	Non
Alimentation	Optique

Tableau 1.4 : Caractéristique d'un amplificateur EDFA [17].

III. Conclusion

Le principe d'un émetteur-récepteur optique est bien décrit. Nous avons discuté les différents composants qui constituent la chaîne de transmission. Nous avons mis l'œil sur trois composantes qui sont nécessaires à notre étude. Le modulateur Mach-Zehnder à base de Niobate de Lithium. La photodiode PIN et le filtrage. Le chapitre suivant fera l'objet sur la technique de modulation numérique.

Chapitre II

Modulations numériques

I. Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

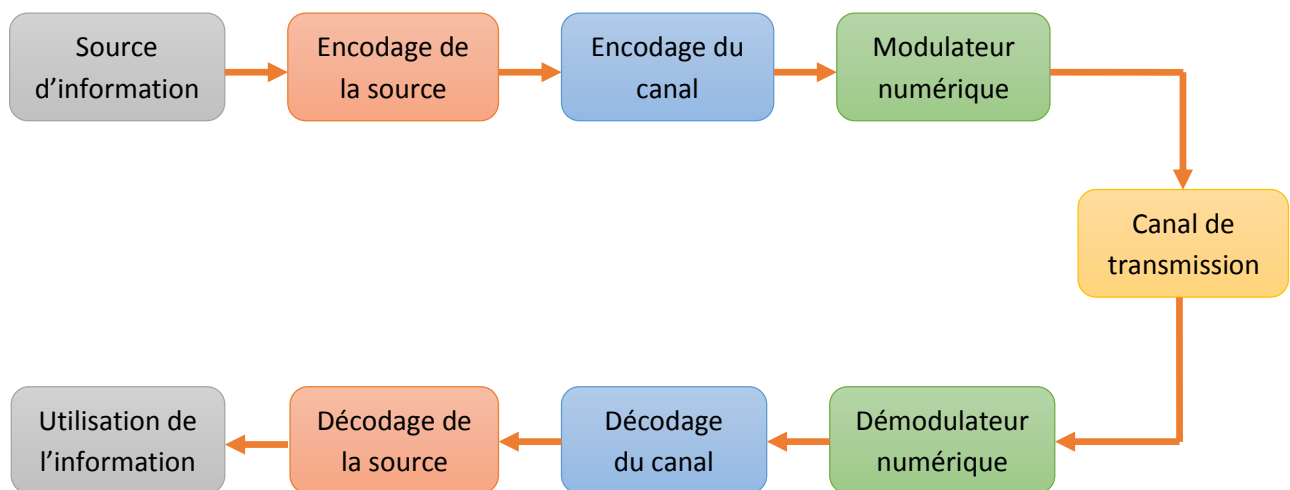


Figure II.1 : Schéma d'un système de transmission numérique.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à (la figure II.1) où l'on se limite aux fonctions de base :

- ☞ La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- ☞ Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (Compression de données ou *codage de source*), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (*codage de canal*). Le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieur à la capacité du canal de transmission (La probabilité d'erreur P_e tend dans ce cas vers 0 d'après les travaux de Hartley - Shannon).

- ☞ La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- ☞ Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

II. Modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $s(t) = A * \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$, centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A
- La fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase: φ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $n \cdot M = 2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- ⇒ Amplitude Shift Keying « ASK ».
- ⇒ Phase Shift Keying « PSK ».
- ⇒ Differential Phase Shift Keying « DPSK ».
- ⇒ Quadrature Amplitude modulation « QAM ».
- ⇒ Frequency Shift Keying « FSK ».

❖ Définitions et appellations

☞ Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire. Lorsque M=2, le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc, n symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de $M = 2^n$ symboles M-aire. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits.

☞ La rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de

phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La "rapidité de modulation" $R = \frac{1}{T}$ s'exprime en "bauds".

☞ Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits. Le "débit binaire" $D = \frac{1}{T_b}$ s'exprime en "bits par seconde".

Pour un alphabet M-aire, on a la relation fondamentale : $T = n * T_b$ soit $D = n * R$. Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire). La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit :

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (\text{II.1})$$

On notera la différence entre P_e et TEB. Au sens statistique, on a $P_e = E[TEB]$. TEB tend vers P_e si le nombre de bits transmis tend vers l'infini

☞ L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur D est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aire, on aura : $\eta = \frac{1}{T*B} \log_2 M$ bit/sec/Hz. Remarquons que pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole $n = \log_2 M$. C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire. [18]

❖ Le choix du format de modulation est fait principalement sur deux critères :

- ✓ L'efficacité spectrale (bit/s)/Hz.
- ✓ Le TEB pour un même S/N.

Des critères techniques (facilité de mise en œuvre...) peuvent aussi rentrer en ligne de compte

Pour chaque format de modulation numérique tout comme pour les signaux en bande de base il est donc important de connaître :

- Le spectre correspondant.
- Le TEB(S/N) correspondant.
- Les circuits de modulation et de démodulation.

III. Types de modulation

III.1 Modulation numérique d'amplitude

III.1.1 Généralité

La modulation numérique d'amplitude porte le nom anglais d'Amplitude-Shift Keying (ASK) qui, dans le cas où un signal est nul, s'appelle on/off keying. Son principe est illustré dans la figure II.2.

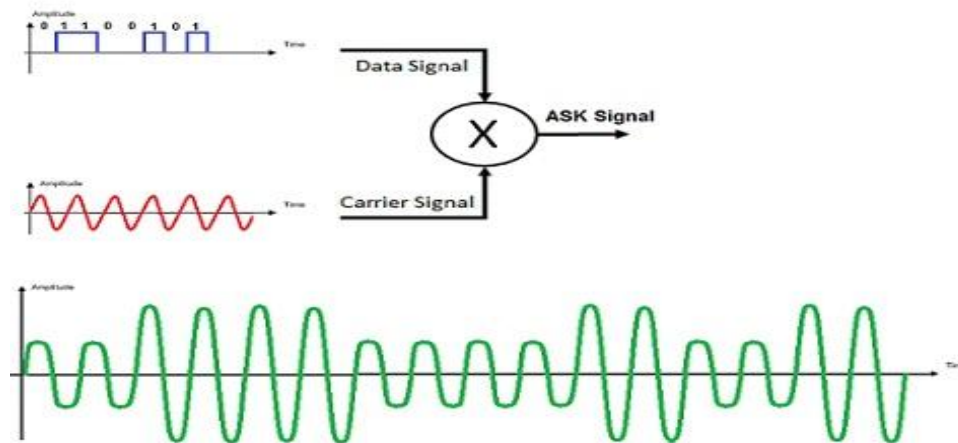


Figure II.2 : Modulation ASK.

Le signal modulé $s(t)$ est le produit des données $m(t)$ (“m” pour information) en bande de base par la porteuse $p(t)$.

$$\left. \begin{aligned} m(t) &= \sum_k a_k g(t - KT) \\ p(t) &= A \cos(2\pi f_0 t) \end{aligned} \right\} \Rightarrow S(t) = m(t) \cdot p(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \cdot \sum_k a_k g(t - KT) \quad (II.2)$$

Avec :

$m(t)$: le signal modulant et $p(t)$: la porteuse

Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit alors : $S(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ [et égale à 0 ailleurs.

Rappelons que le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (a_1, a_2, \dots, a_M) . Autrement dit, cet alphabet met en évidence les $M=2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n

désignant les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles. [19]

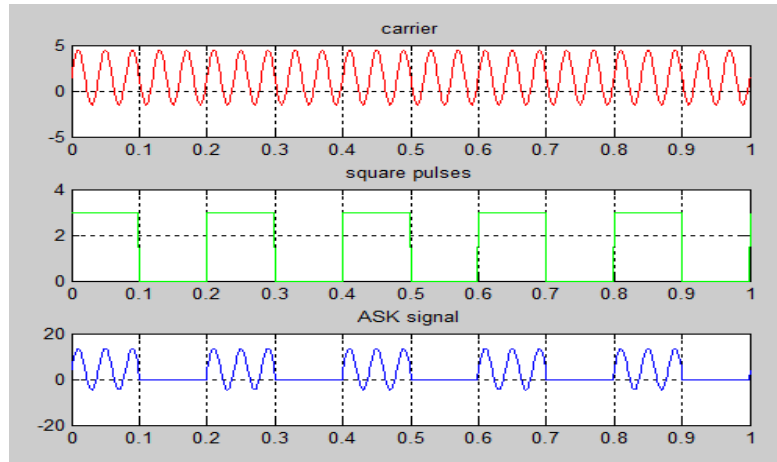


Figure II.3 : Exemple de Modulation ASK.

III.1.2 Spectre d'un signal modulé ASK

C'est un spectre de modulation d'amplitude classique : La porteuse est entourée de 2 bandes latérales qui correspondent au spectre des données. Le lobe central est ainsi de largeur $2f_B$, alors que les lobes secondaires sont de largeur moitié.

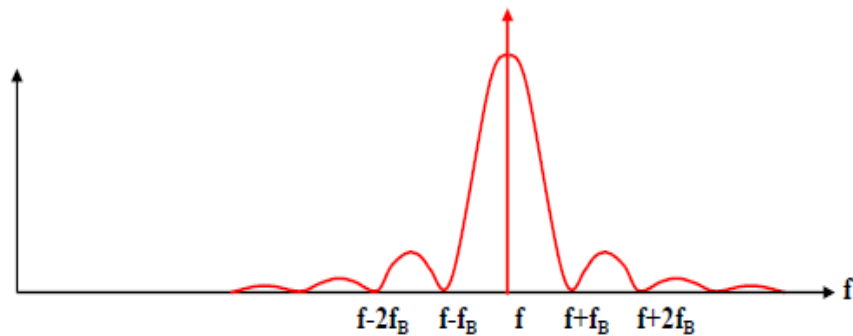


Figure II.4. Spectre d'un signal modulé ASK.

Avec des données brutes (non filtrées), l'encombrement spectral est en théorie infini, ce qui est inacceptable [20].

$$DSP_{ASK}(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{A^2 T_s}{4} (\text{sinc}(\pi(f + f_p)T_s))^2 + \frac{A^2}{4} (\text{sinc}(\pi(f + f_p)T_s))^2 \delta(f + f_p) \right] \quad (\text{II.3})$$

III.1.3 Modulation par tout ou rien

Un exemple de modulation d'amplitude est la modulation (binaire) par tout ou rien encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying".

Dans ce cas, un seul bit est transmis par période T , et par conséquent $n=1$ et $M=2$. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet $(0, a_0)$. On observe donc sur un chronogramme des extinctions de porteuse quand $a_k=0$ [19].

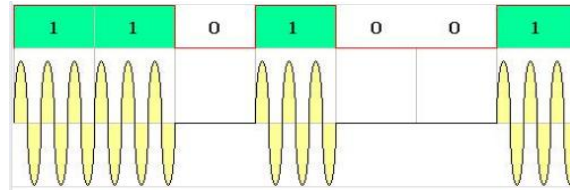


Figure II.5 : Modulation OOK.

– Sa mise en œuvre est facile aussi bien à l'émission qu'à la réception et elle facilite la synchronisation car la position et la phase de l'impulsion ne varient pas.

– Cette modulation est accessible aux récepteurs de faible complexité dont en particulier le détecteur d'énergie [21].

III.1.4 Démodulation ASK

A la réception, cette modulation d'amplitude est souvent démodulée par une détection d'enveloppe. En l'absence de bruit, l'élévation au carré du signal $m(t)$ donne un terme à la

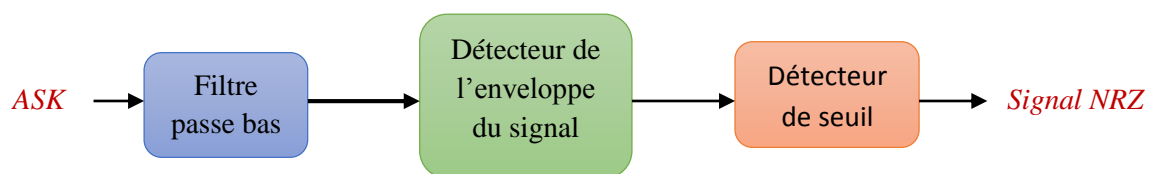


Figure II.6 : Schéma bloc d'un démodulateur ASK.

Fréquence $2f_0$ qui sera éliminé par filtrage et un terme en bande de base proportionnel à $\sum_k a_k g(t - kT)$ qui est porteur de l'information puisqu'il contient a_k [22].

III.1.5 Avantages et inconvénients de l'ASK

- **Avantages** : Simplicité de circuits (comparée aux autres modulations numériques) et donc faible coût.
- **Inconvénients**: Moins performante que les autres modulations numériques en termes d'efficacité spectrale (bit/s/Hz) et de TEB pour un même S/N.

En raison de son faible coût, la modulation ASK est utilisée dans les systèmes de transmission grand public courtes distances.

Remarque

L'ASK est utilisée en télécommunications par « fibre optique » car les détecteurs optiques ne sont sensibles qu'aux variations d'intensité du signal (insensibles à la fréquence et à la phase). Dans ces systèmes les fréquences porteuses sont de l'ordre de 193 THz (fréquences optiques infrarouges) et les débits peuvent atteindre 40 Gbit/s... [23].

III.1.6 Conclusion sur ASK

La tentation d'augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :

- L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée).
- Malheureusement, la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader, il sera nécessaire d'augmenter l'énergie émise par bit E_b .

Finalement, ce type de modulation est simple à réaliser mais assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment pour sa résistance au bruit [19].

III.2 Modulation par saut de phase (PSK : Phase shift Keying)

III.2.1 Généralité

Pour représenter un bit ou un ensemble de bits on code la phase ϕ_k de la porteuse. Avec $K \in [1, M]$ ou $M = 2^n$ est le nombre d'états de phase possible [23].

Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re}[\sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}] \tag{II.4}$$

Avec : $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$

Les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ [et égale à 0 ailleurs].

On a toujours : $a_k(t) = a_k \cdot g(t - TK)$ et $b_k(t) = b_k \cdot g(t - TK)$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\phi_k}$$

D'où : $a_k = \cos(\phi_k)$; $b_k = \sin(\phi_k)$

Et : $a_k(t) = \cos(\phi_k) \cdot g(t - TK)$; $b_k(t) = \sin(\phi_k) \cdot g(t - TK)$

On pourrait imaginer plusieurs PSK-M pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle ! Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes : [18]

$$\phi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \text{ Lorsque } M > 2$$

Et : $\phi_k = 0$ ou π Lorsque $M = 2$

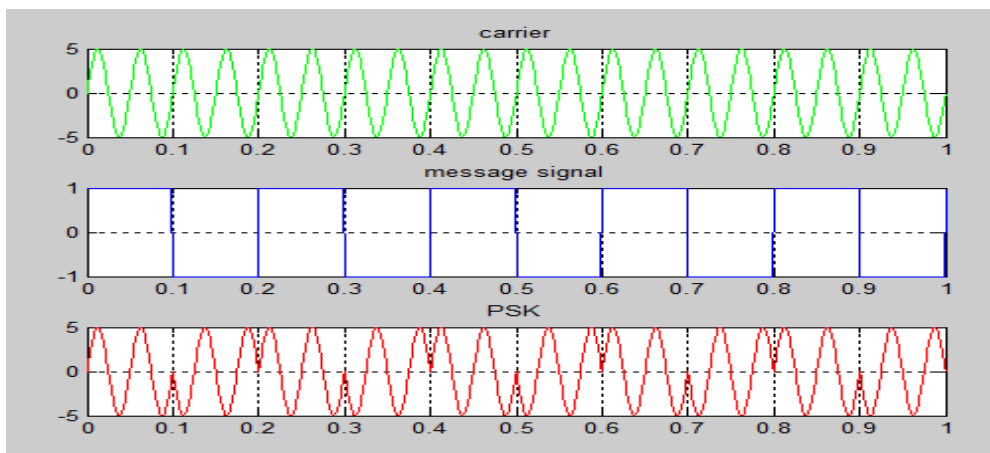


Figure II.7 : Exemple de modulation PSK.

Remarque

Les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\varphi_k}\}$ ou φ_k est défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M-1$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$

Le signal modulé devient :

$$m(t) = \text{Re}[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - TK) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}] = \text{Re}[\sum_k g(t - TK) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}] \quad (\text{II.5})$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[KT, (k+1)T[$

$$\begin{aligned} m(t) &= \text{Re}[A \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}] \\ &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \\ &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k) \quad (\text{II.6}) \end{aligned}$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la PSK. Remarquons aussi que la porteuse en phase $\cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \sin(\varphi_k)$.

L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante; L'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante. Transmissions sur des canaux non linéaires, ce qui fait de la PSK un outil de choix par exemple pour les transmissions par satellites.

Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien entendu intimement liés.

On appelle "PSK-M" une modulation par déplacement de phase (PSK) correspondant à des symboles M-aires. La figure II.8 montre différentes constellations de PSK pour $M=2, 4$ et 8 [19].

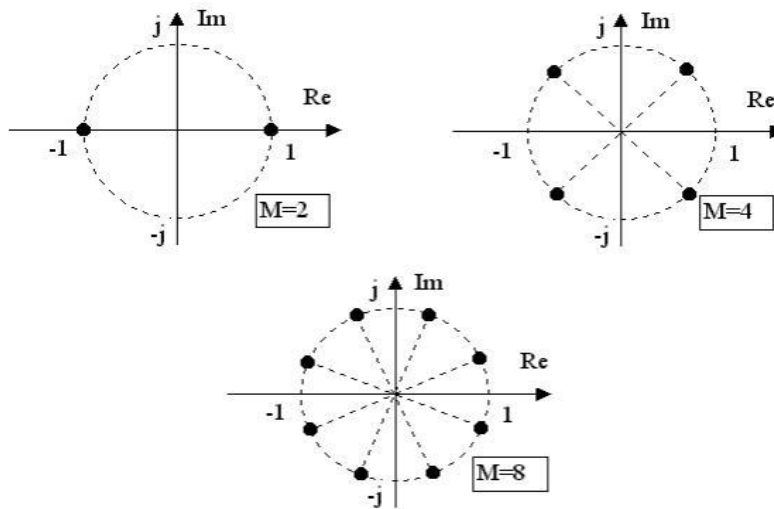


Figure II.8: Constellation des symboles en modulation de phase PSK-M.

II.2.2. Exemple La modulation "PSK-2"

Un exemple de modulation PSK-M est la modulation PSK-2 encore appelée par son abréviation anglaise : BPSK pour "Binary Phase shift Keying".

C'est une modulation binaire (un seul bit est transmis par période T) :

$n = 1, M = 2$ et $\varphi_k = 0$ ou π .

Le symbole $c_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$.

Ici, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0.t + \varphi_0)$. C'est une modulation mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$:

$$m(t) = \pm A. \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{II.7}$$

La constellation PSK-2 est représentée sur la figure II.9. On remarque que cette modulation est strictement identique à la modulation ASK-2 symétrique. [18]

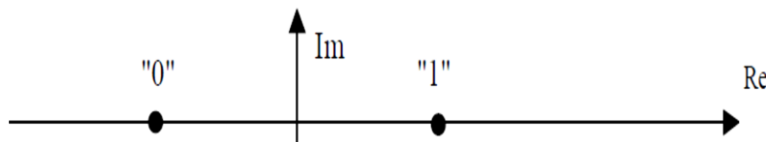


Figure II.9 : Constellation de la modulation de phase PSK-2.

❖ Chronogramme de la "PSK-2"

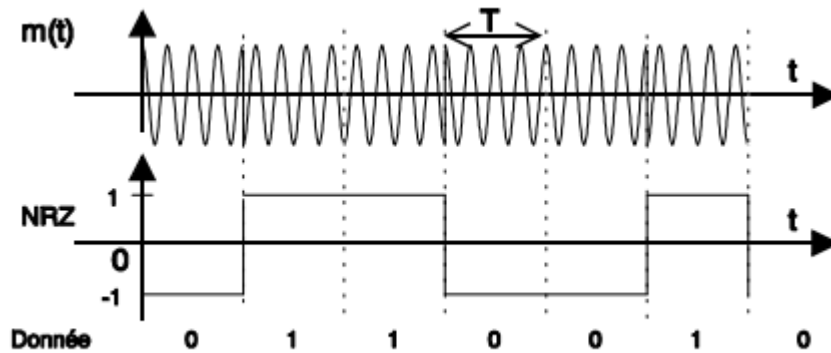


Figure II.10: Chronogramme de la modulation de phase PSK-2.

❖ Le spectre

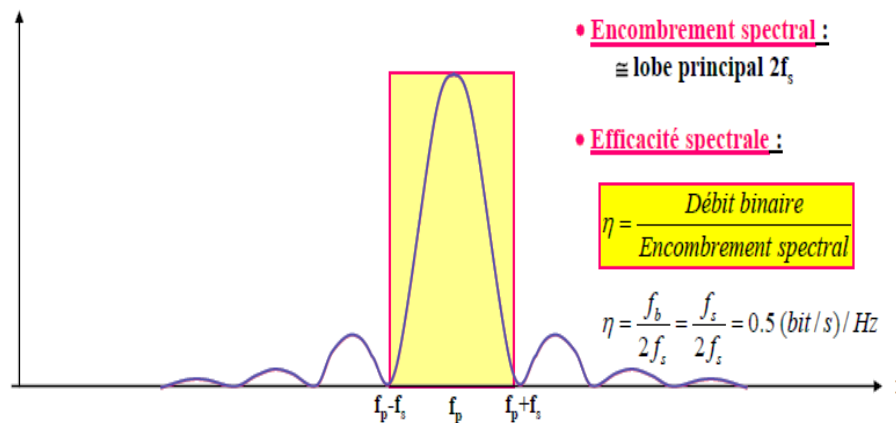


Figure II.11: Le spectre de la modulation de phase PSK-2.

Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire : [19]

$$\gamma_{am}(f) = A^2 \cdot T \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 \tag{II.8}$$

II.2.3. Modulation et démodulation

Le modulateur représenté sur la figure II.12 est constitué d'un multiplicateur qui effectue le changement de fréquence sur un train numérique codé en NRZ.

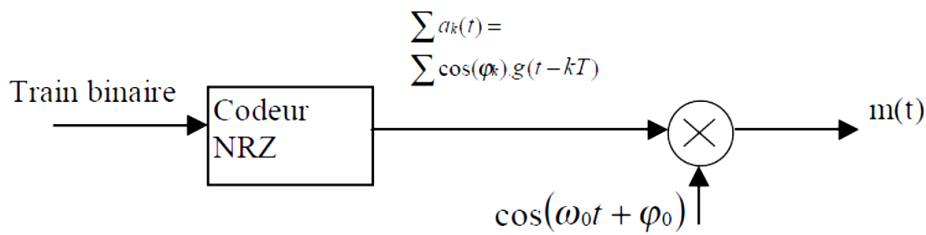


Figure II.12 : Modulateur PSK-2.

Le récepteur requiert l'utilisation d'une démodulation cohérente : (voir figure II.13 le synoptique simplifié du démodulateur PSK-2).

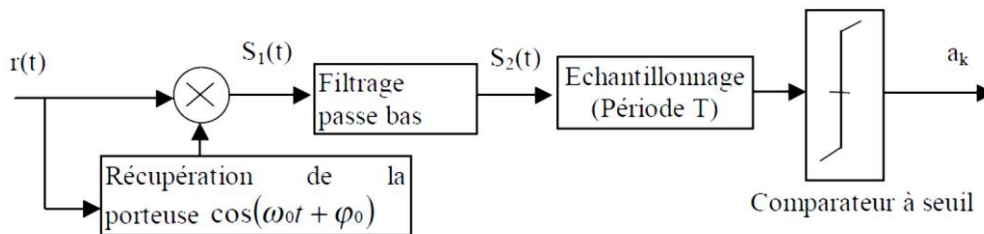


Figure II.13: Démodulateur PSK-2.

Soit $r(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$ le signal non bruité reçu par le récepteur dans l'intervalle de temps $[kT, (k+1) T [$. Après multiplication avec la porteuse récupérée, on obtient:

$$s_1(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{II.9}$$

Soit, après filtrage pour éliminer la composante à la fréquence $2f_0$:

$s_2(t) = \frac{B}{2} \cos(\varphi_k)$. Le récepteur doit encore récupérer le rythme des symboles transmis, puis échantillonner le signal $s_2(t)$ au milieu de chaque période. Suivant le symbole émis -1 ou 1 , j_k prend la valeur π ou 0 et le signe de $s_2(t)$ devient négatif ou positif mettant en évidence la donnée binaire reçue "0" ou "1". [24]

III.2.4. Conclusion sur la PSK

La tentation d'augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande et présente les avantages et les inconvénients suivants :

- ☞ L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{T_B} \cdot \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée).
- ☞ La probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation restante raisonnable jusque $M = 16$.
- ☞ Nous avons vu que la complexité de l'ensemble émission/réception de la PSK augmente avec M . Cependant cette complexité n'est pas très élevée et fait de la PSK une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.
- ☞ Dans les inconvénients de la PSK, citons l'existence de sauts de phase importants de $\pm\pi$ radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées sont une solution à ce problème. [19]

III.3 Modulation par déplacement de phase différentielle (DPSK)

III.3.1 Généralité

Dans la modulation DPSK « Differential Phase Shift Keying », la phase du signal modulé est décalée par rapport à l'élément du signal précédent. Dans ce type de modulation, les données sont préalablement codées de façon différentielle. Pour transmettre le bit « 1 » qui correspond à la phase 180° , nous maintenons la donnée précédente, et pour transmettre le bit « 0 » qui correspond à la phase 0° , nous changeons de signe par rapport à la donnée précédente.

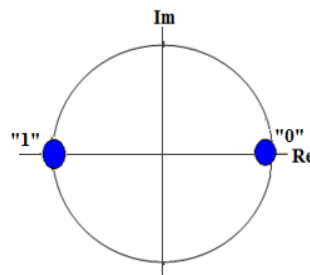


Figure II.14: Diagramme de constellation pour la modulation DPSK.

☞ La DPSK peut être générée à partir de la BPSK par un processus appelé codage de phase différentielle, dans lequel le flux de bits série passe le XNOR comme indiqué dans la figure II.15 suivante.

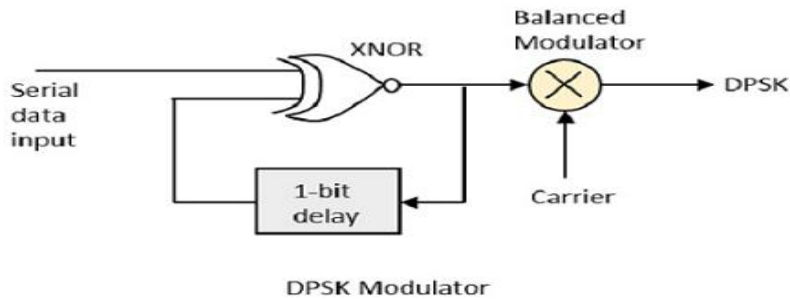


Figure II.15 : Modulateur DPSK.

Pour produire le signal modulé, on peut utiliser le dispositif ci-dessous :

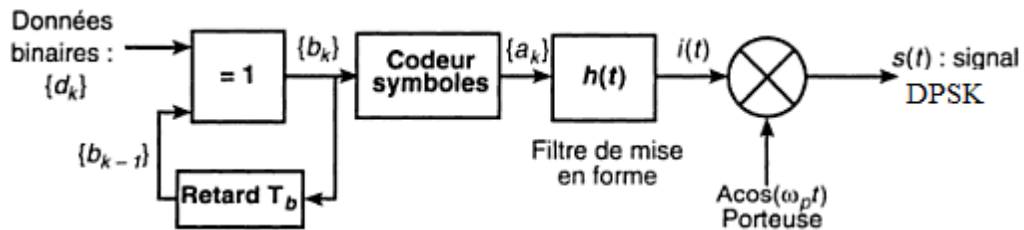


Figure II.16: Modulateur DPSK.

Les grandeurs d_k et b_k sont des grandeurs binaires peuvent prendre les valeurs 0 ou 1.

Le signal reçu est donné par la relation :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega_p t + \varphi_k) \tag{II.10}$$

Avec :

$$(n - 1)T < t \leq nT$$

Où la phase φ_k correspond au symbole b_k .

Le signal $s(t)$ est appliqué directement à l'une des entrées du démodulateur, à l'autre entrée on applique le signal $s(t)$ retardé de la durée T d'un signal élémentaire. [25]

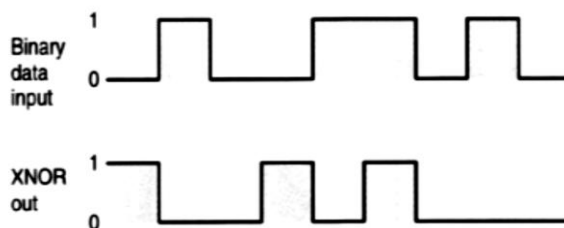


Figure II.17 : Génération de DPSK.

La phase du signal suit l'état haut ou bas de l'élément précédent. Cette technique DPSK n'a pas besoin d'un oscillateur de référence.

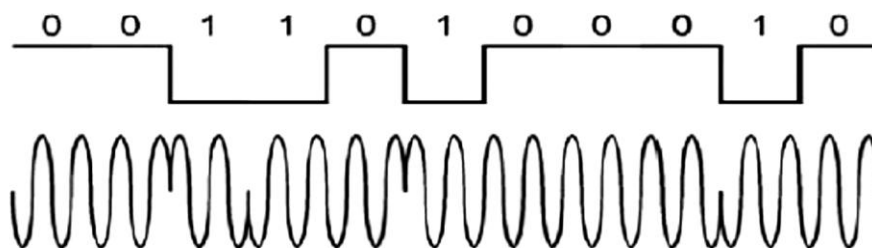


Figure II.18 : Forme d'onde pour la DPSK.

La figure ci-dessus montre que, si le bit de données est à l'état bas, c'est-à-dire 0, la phase du signal n'est pas inversée, mais continue telle quelle. Si les données sont à l'état haut, c'est-à-dire 1, la phase du signal est inversée, comme avec NRZI, inverser sur 1 (forme de codage différentiel).

Si nous observons la forme d'onde ci-dessus, nous pouvons dire que l'état haut représente un M dans le signal modulant et que l'état bas représente un W dans le signal modulant. [24]

III.3.2. Détection différentielle

Les détecteurs optiques (photodiodes) ne sont sensibles qu'à la puissance du signal et non à sa phase. Il faut donc faire interférer le signal avec un signal de référence afin de récupérer la phase, celui-ci peut être généré avec un oscillateur local stabilisé en fréquence et en phase. C'est le principe même de la détection cohérente, mais ce sont des montages qui restent assez coûteux pour l'accès. La détection différentielle se présente alors comme

alternative. L'idée est de faire interférer le signal optique transmis avec lui-même, mais décalé d'un temps-bit. Pour cela le signal optique est injecté dans un interféromètre de Mach-Zehnder dont un bras est plus long que l'autre d'une longueur équivalente à la distance de propagation du signal durant 1 temps-bit (environ 4 cm pour 10 Gbit/s, ou 1 cm pour 40 Gbit/s). Cet interféromètre est appelé démodulateur différentiel. Il est placé juste avant le détecteur, et forme avec lui ce que l'on nommera un détecteur différentiel. Nous rappelons qu'un Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, et qu'il comporte deux sorties : le port constructif, pour lequel les interférences entre les signaux provenant de chacun des deux bras sont constructives si les signaux sont en phase, et le port destructif, pour lequel les interférences entre ces mêmes signaux sont destructives.

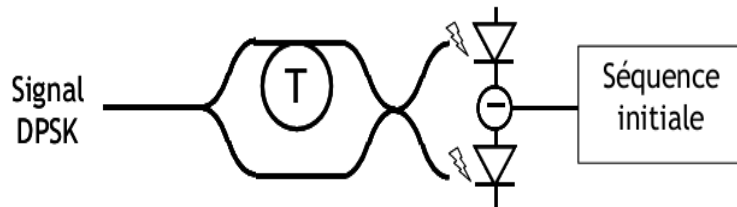


Figure II.19: Structure d'un détecteur différentiel pour DPSK (T : retard d'un temps-bit).

Ainsi, pour la détection différentielle, si deux impulsions successives sont en phase, elles interféreront constructivement au niveau du port constructif, et de destructivement au niveau du port destructif. Si elles sont en opposition de phase, alors ce sera le contraire. [26]

III.4 Modulation d'amplitude en quadrature

III.1.1 Généralité

La modulation d'amplitude avec porteuse en quadrature est un cas particulier. Ce type de modulation, encore appelé QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une modulation dite bidimensionnelle. Le principe de la modulation *QAM* est de varier la phase et l'amplitude de la porteuse pour transmettre les symboles. Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (II.11)$$

et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - KT)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$. [19]

III.4.2 Différentes formes de la modulation QAM

Les touches d'amplitude et de déphasage peuvent être combinées pour transmettre plusieurs bits par symbole

- Souvent appelées linéaires, elles nécessitent une amplification linéaire.
- Plus efficace en bande passante, mais plus sensible au bruit.

Pour $M = 4$, 16QAM a la plus grande distance entre les points, mais nécessite une amplification très linéaire. 16PSK a des exigences de linéarité moins strictes, mais a moins d'espacement entre les points de constellation, et est donc plus affecté par le bruit. [24]

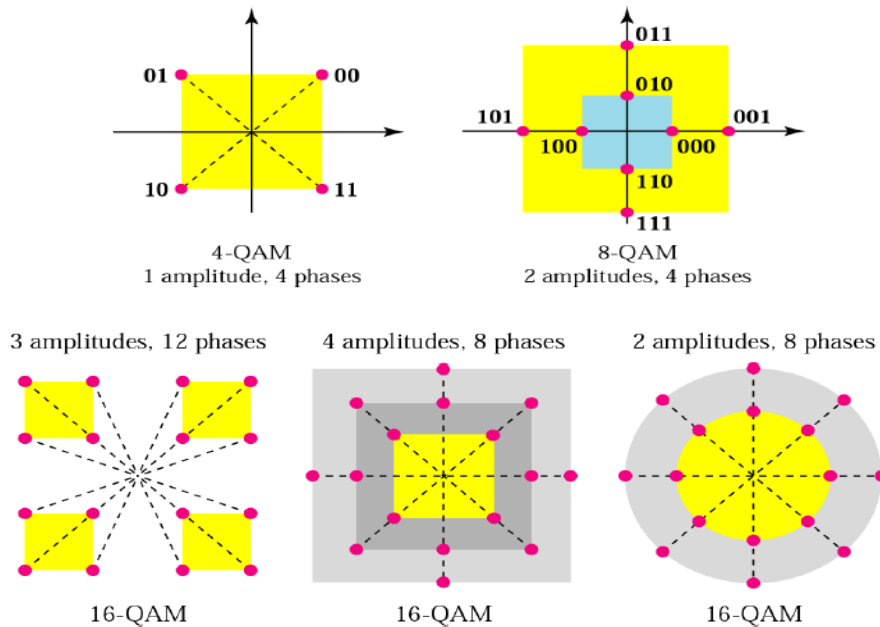


Figure II.20 : Modulation QAM à plusieurs niveaux.

III.4.3 Constellation en M-QAM

Le nombre de bits dans chaque symbole indique la taille de la constellation plus cette taille sera grande, plus le débit sera élevé, chacun des symboles numériques est représenté par un nombre complexe, Un symbole peut donc être transmis en modulant deux porteuses en quadrature de même fréquence avec les composantes de ce nombre complexe. [27]

Exemple 16-QAM

M=16

n=4

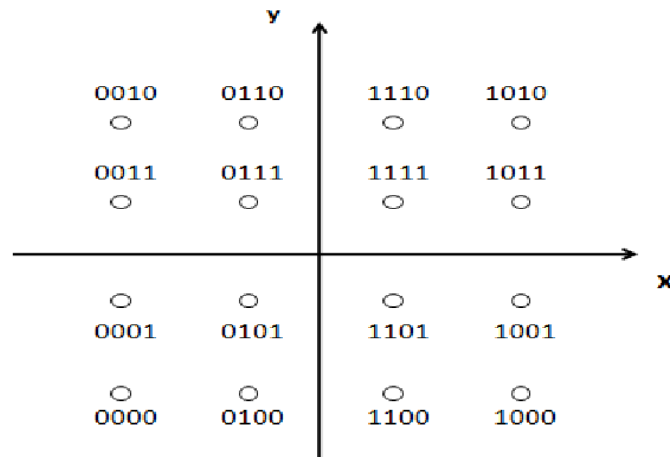


Figure II.21 : Modulation d'amplitude en quadrature 16-QAM.

La figure (II.21) montre les constellations d'une modulation 16-QAM, chaque symbole peut être maintenant représenté par quatre bits au lieu des deux bits par symbole avec QPSK. Chaque point indique une amplitude et une phase uniques de l'onde.

$$S_{QAM-16(1111)} = 0.25\cos(2\pi f_p t + 45^\circ)$$

$$S_{QAM-16(1010)} = 0.75\cos(2\pi f_p t + 45^\circ)$$

$$S_{QAM-16(0101)} = 0.25\cos(2\pi f_p t + 225^\circ)$$

$$S_{QAM-16(0100)} = 0.75\cos(2\pi f_p t + 247.5^\circ)$$

III.4.4. Modulation et Démodulation QAM

On retrouve en premier lieu un encodeur qui associe les valeurs à $a_r(n)$ et $a_i(n)$. Par la suite, ces valeurs réelles et complexes sont converties en échantillons analogiques (CNA: *Convertisseur Numérique Analogique*) et sont multipliées par les deux ondes porteuses en quadrature.

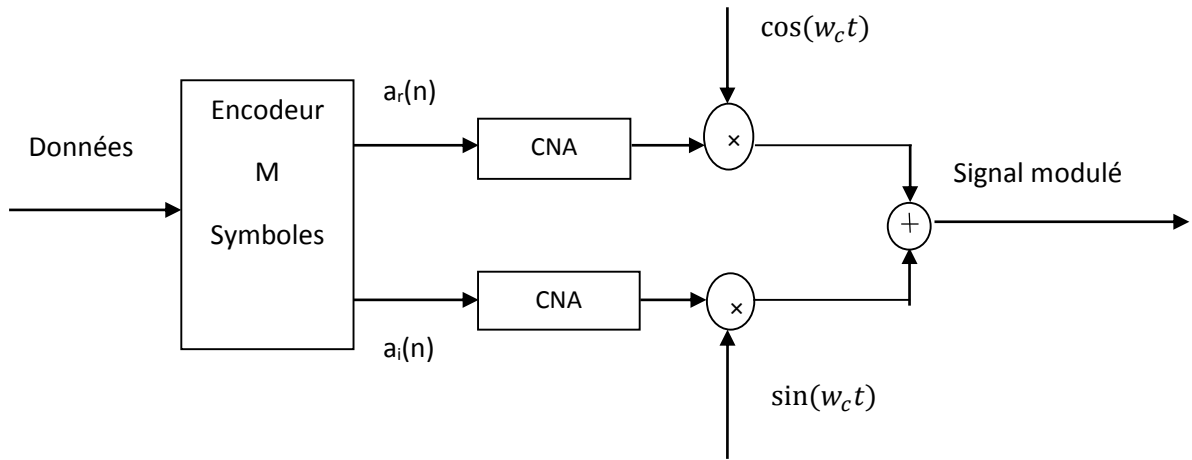


Figure II.22: Modulateur QAM.

La sommation des deux ondes donne alors le signal contenant l'information complexe du symbole original. Ce signal résultant peut être modulé à son tour dans le but de le déplacer en fréquence et ainsi être transmis sur le canal de transmission.

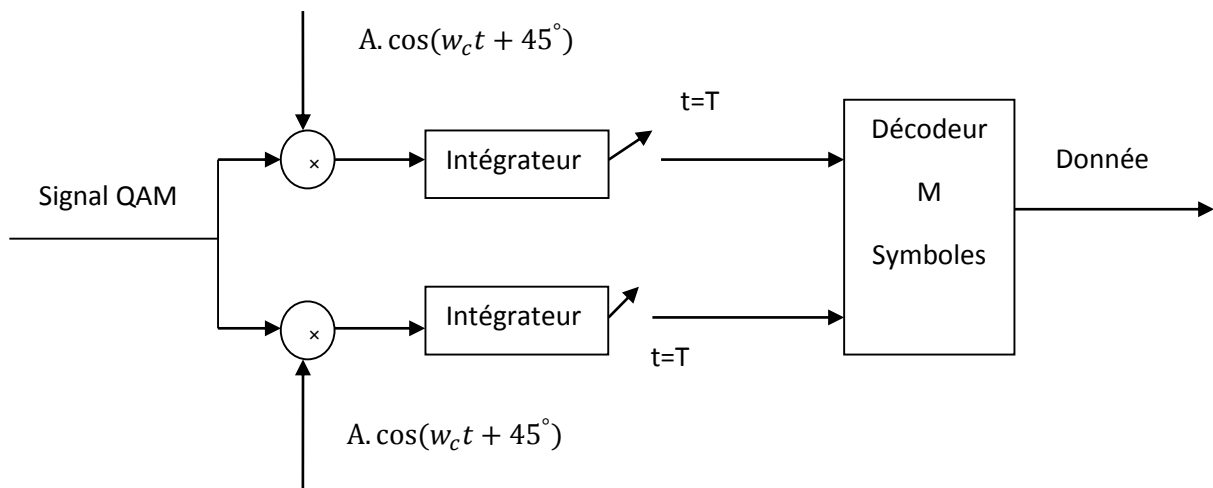


Figure II.23: Démodulateur QAM.

Dans le cas des récepteurs optimums, on utilise des filtres adaptés pour la démodulation et la décision des signaux reçus. On peut représenter le démodulateur QAM optimum par le schéma de la Figure II.23. Ce genre de démodulateur est appelé détecteur de corrélation. [28]

III.5 Modulation par déplacement de fréquence

III.5.1 Généralité

La modulation par le décalage en fréquence (FSK : Frequency Shift Keying), change la fréquence avec le pas du signal numérique. À un « 0 » on associe une fréquence

$$f_0 = f_p - \Delta f \text{ et à un « 1 » on associe la fréquence } f_1 = f_p + \Delta f.$$

$$\text{Est } \left\{ \begin{array}{l} f_p \text{ fréquence centrale du spectre FSK} \rightarrow f_p = \frac{f_1 + f_0}{2} \\ \Delta f \text{ excursion en fréquence} \rightarrow \Delta f = \frac{|f_1 - f_0|}{2} \\ D \text{ débit binaire} \rightarrow D = \frac{1}{T_b} \end{array} \right.$$

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire : $m(t) = \text{Re}[e^{j\phi t} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}]$. Une propriété de la modulation par déplacement de fréquence est d'avoir une enveloppe constante $e^{j\phi t} = \text{cte}$. L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, par la formule suivant : en prenant $\phi_0 = 0$,

$$m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \tag{II.12}$$

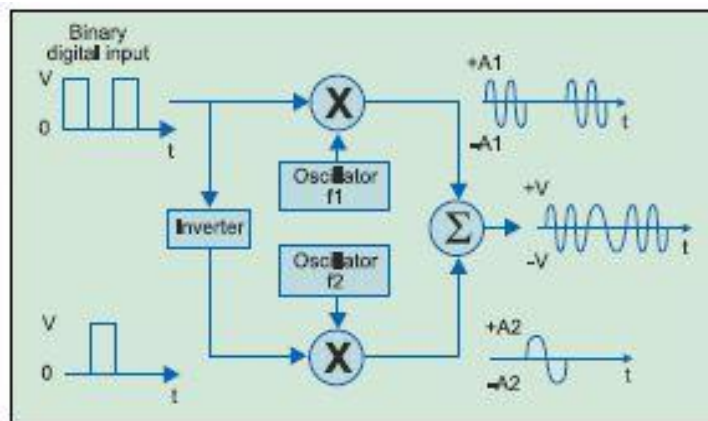


Figure II.24 : Modulateur FSK.

C'est la **dérivée** de la phase $\phi(t)$ qui est reliée de façon simple (linéaire) à la valeur des symboles, le tout constituant une relation non linéaire.

La *fréquence instantanée* $f(t)$ du signal $m(t)$ est obtenue par dérivation de la phase

$$2\pi f_0 t + \phi(t) \text{ Par rapport au temps : } f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$$

Dans cette expression f_0 représente la *fréquence centrale* : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et $\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$ représente la *déviaton de fréquence* par rapport à la fréquence f_0 , Δf *excursion en fréquence* ou la différence de la *fréquence instantanée* correspondant à l'émission de deux symboles adjacents ; et soit a_k un symbole appartenant à l'ensemble $\{\pm 1, \pm 3, \dots \pm (M-1)\}$.

La *déviaton de fréquence* s'écrit alors, suivant la valeur à transmettre :

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\Delta f}{2} \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \tag{II.13}$$

Où $g(t)$ est l'impulsion rectangulaire de durée T .

Alors :

$$\frac{d\phi}{dt} = \pi \cdot \Delta f \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \tag{II.14}$$

La phase étant l'intégrale de la fréquence, on obtient après intégration de l'expression précédente et pour t appartenant à l'intervalle $[kT, (k+1)T[$:

$$\phi(t) = \pi \cdot \Delta f \cdot a_k \cdot g(t - kT) + \theta_k \tag{II.15}$$

Où : $\theta_k = \phi(kT)$

Cette expression montre que la phase varie linéairement sur l'intervalle $[kT, (k+1)T[$ et que cette variation est de: $\pi \cdot \Delta f \cdot T \cdot a_k$

En reportant l'expression de $\phi(t)$ dans la relation $f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$, on obtient :

La *fréquence instantanée* : $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k$

L'expression du signal modulé : $m(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k \right) t \right]$

On peut aussi définir l'*indice de modulation* $\mu = \Delta f \cdot T$ qui conditionne la forme de la densité spectrale du signal modulé [18].

On distingue deux types de FSK :

- ∞ FSK à phase discontinue.
- ∞ FSK à phase continue.

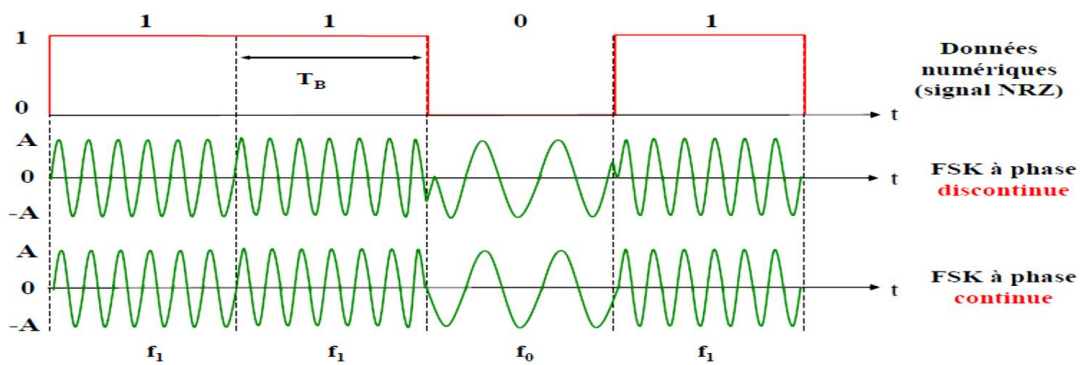


Figure II.25 : Représentation des signaux de la modulation FSK.

La FSK à phase discontinue présente un spectre plus large que celui d'une FSK à phase continue.

IV. Récapitulatif

Modulation	Nombre d'états	Efficacité spectrale	E_b/N_b pour $TEB=10^{-3}$	Avantages	Inconvénients
ASK	2	1	7	-simple à mettre en œuvre -Intéressante pour $M < 2$	-Sensible aux bruits et non-linéarités performances limitées en TEB
	4	2	10.5		
	8	3	14.5		
PSK	4	2	7.5	-simple à réaliser -Enveloppe constante -bonne performances en TEB et en efficacité spectrale	-Existence de saute de phase -Limitée pour $M > 8$
	8	3	10		
	16	4	14		
DPSK	2	1	8	-Indique à PSK sans saut de phase	-Légèrement moins performante que PSK en termes de TEB
	4	2	8		
QAM	4	2	7.5	-TEB meilleur que PSK -plus performante si M augmente ($M > 8$)	-Enveloppe non constante -Complexe à réaliser si M augmente
	16	4	11.5		
	64	6	14.5		
FSK		Dépendante des fréquences porteuses		-peu sensible aux non-linéarités -Simplicité pour la réalisation	-Performances moins bonnes que PSK et QAM en termes de TEB et d'occupation spectrale

Tableaux II.1: Comparatif des différentes modulations numériques d'après [30]

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité les différentes techniques de modulation numérique. On a montré l'avantage et l'inconvénient pour chacun d'eux. Aussi on a arrivé à distinguer comment on choisit le type de modulateur suivant l'application et suivant le domaine de fréquence utilisée. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la modulation duo binaire et la modulation à porteuse supprimée.

Chapitre III

Format de modulation duobinaire et CS-RZ dédiés aux transmissions optiques

I. Introduction

Les systèmes de transmission par fibres optiques sont conçus pour faire propager par voie optique des données binaires « 0 » et « 1 ». Il convient donc de déterminer un code permettant de traduire ces signaux dans le domaine optique par une modulation adéquate d'un signal optique continu. Le code utilisé pour la traduction en optique des signaux binaires est appelé format de modulation.

La méthode de modulation la plus intuitive consiste à coder l'information de la manière suivante : « 0 » = pas de lumière transmise, ou à faible puissance et « 1 » = de la lumière transmise, à puissance plus forte. C'est le principe du codage en intensité, appelé OOK (pour On/Off Keying), et parfois ASK (Amplitude Shift Keying) ou IMDD (Intensity-Modulated Direct Detection). Ce codage OOK regroupe plusieurs formats de modulation, ayant tous en commun le codage de l'information binaire par le biais de l'intensité de l'onde lumineuse.

Une onde lumineuse, comme toutes les ondes, est certes caractérisée par son intensité, que l'on peut moduler pour transporter l'information, mais elle est aussi caractérisée par sa phase, qui est un degré de liberté que l'on peut aussi exploiter pour moduler l'information binaire à transporter.

Les formes de modulation ou code en ligne (pour désigner la modulation numérique de l'enveloppe de signal optique en bande de base) actuellement utilisée dans les systèmes de transmission linéaire sur fibre optique sont la modulation d'enveloppe ou d'amplitude avec détection directe d'intensité en réception les deux formats principaux sont le code NRZ (Non Return to Zero) et le code RZ (Return to Zero) qui regroupe plusieurs variantes. Les deux formats présentent des avantages et des inconvénients. Le format RZ résiste beaucoup mieux aux diverses distorsions présentes dans la liaison mais demande en revanche une largeur de bande plus importante cela pose des problèmes pour des applications WDM à grande densité de canaux.

La plupart des systèmes optiques utilisant le format NRZ. Alors que la modulation NRZ convient au système longue distance dans lesquels la dispersion de la fibre à dispersion négative, ce n'est pas le meilleur choix pour les fibres monomodes non compensées. La

modulation duo binaire s'avère être un meilleur choix dans ce cas, car elle résiste mieux à la dispersion et est également relativement simple à mettre en œuvre.

Le retour à zéro de la porteuse supprimé (CSRZ) est le format de modulation avancé utilisé dans la communication optique. La différence entre CSRZ et RZ conventionnel est que le signal CSRZ a le déphasage « π » entre les bits adjacents. Cette alternance de phase, dans le domaine optique, ne produit aucune composante continue ; donc il n'est pas de composant porteur pour CSRZ [31] [32] [33] [34].

Dans ce chapitre nous allons étudier les différents formats modulation d'intensité spécifiquement la modulation duo binaire et RZ à porteuse supprimée dédiés aux transmissions optiques.

II. Formats de modulation d'intensité

II.1 Non-Retour à Zéro "NRZ"

Le format de modulation NRZ est l'un des principaux formats de modulation des systèmes de communication par fibres optiques. Un signal optique modulé en NRZ est la copie conforme du signal binaire électrique : un « 0 » est codé par un signal à faible puissance (idéalement nulle) et un « 1 » par un signal à forte puissance. Le NRZ peut être généré au moyen d'un Modulateur Mach-Zehnder sans "Chirp" pour les longues distances. Dans ce cas de figure, le modulateur doit être polarisé à 50% de la transmission. Il suffit de moduler sa tension de commande par un signal proportionnel au signal binaire initial et variant entre un minimum et un maximum de la fonction de transfert en intensité du Mach-Zehnder, avec une variation de tension de V_{π} [26].

La différence entre un minimum et un maximum d'intensité du signal est appelée taux d'extinction (ER, Extinction Ratio). Il s'exprime de la façon suivante :

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \quad \text{Ou}$$

$$ER_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \quad \text{(III.1)}$$

Avec :

P_0 : La puissance moyenne du niveau « 0 ».

P_1 : La puissance moyenne du niveau « 1 ».

En pratique, pour un minimum d'intensité, l'absence totale du signal optique n'existe pas car le taux d'extinction d'un signal n'est jamais infini [1].

La figure III.1 illustre la génération d'un signal NRZ.

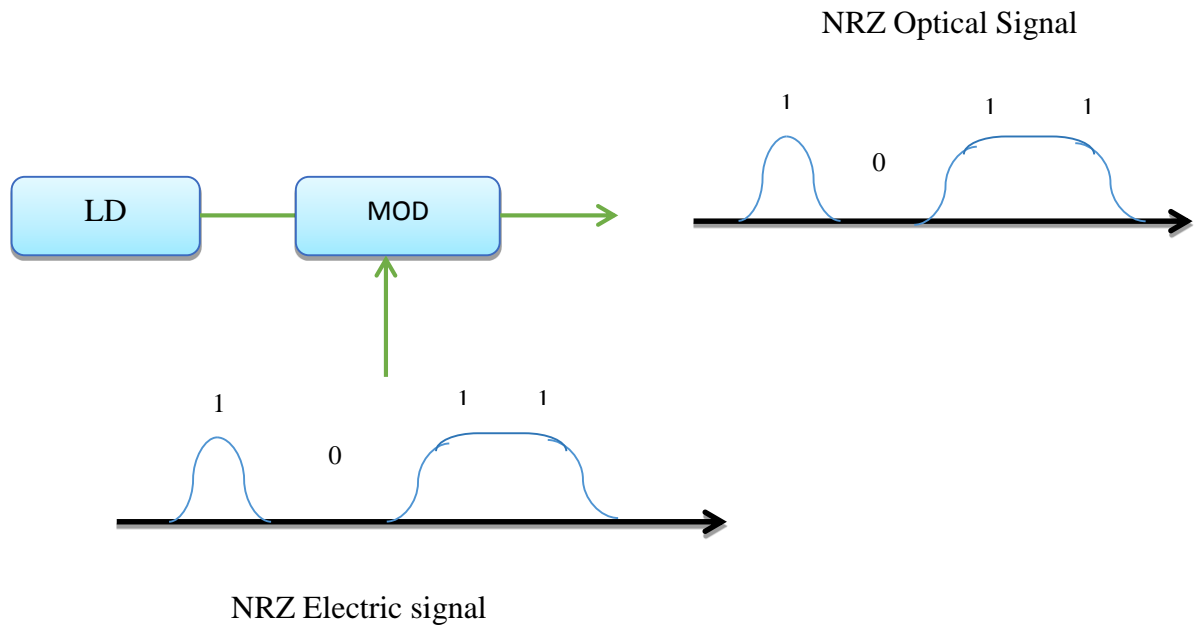


Figure III.1 : Génération du signal NRZ.

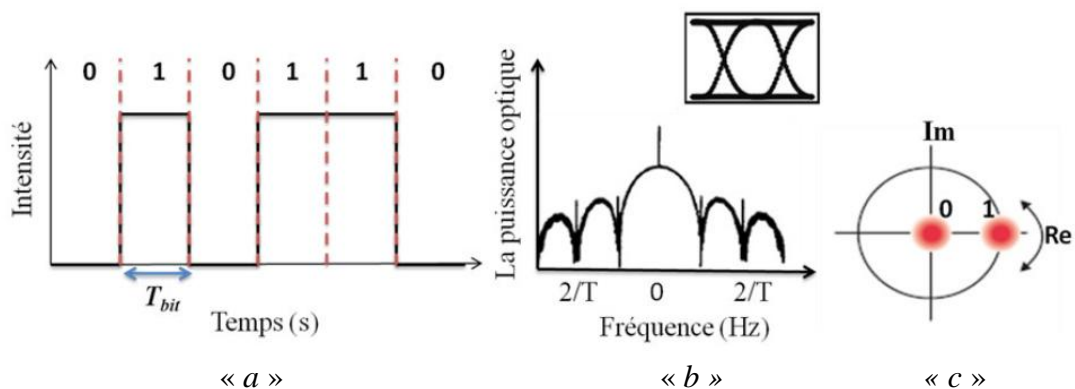


Figure III.2: Format de modulation de type NRZ-OOK, (a) Trace temporelle, (b) Densité Spectrale de puissance et diagramme de l'œil, (c) Constellation.

Le format NRZ est le format le plus ancien et le plus simple à réaliser. Cependant sa sensibilité et sa tolérance aux effets non-linéaires sont parmi les pires de celles de tous les formats étudiés, particulièrement au débit de 40 Gbit/s [26].

☞ Inconvénient

NRZ est plus affecté par ISI, donc pour une meilleure performance, l'équilibrage doit être fait entre la réduction du bruit et ISI. Le format NRZ ne semble pas suffisamment efficace pour plusieurs applications tandis que d'autres formats ont été proposés pour permettre une transmission optique sur de plus longues distances en raison d'une meilleure tolérance aux effets non linéaires, au bruit optique, à la dispersion chromatique, à la distorsion PMD et à un spectre plus large de signal optique modulé comparé à NRZ.

II.2 Retour à Zéro "RZ" (Return-to-Zero)

Il est associé à chaque bit 1 un niveau $+A$ pendant une durée $T_b/2$ puis un niveau $-A$ pendant la durée qui reste et à chaque bit 0 un niveau $-A$ pendant la période T_b . [25]

Le format RZ quant à lui est différent dans la mesure où une impulsion qui correspond à un maximum d'intensité s'étend sur une durée inférieure au temps bit. Elle revient donc au niveau bas entre deux bits successifs. [1]

La méthode consiste à injecter dans le modulateur d'intensité de Mach-Zehnder (MZI) un signal RZ électrique. La figure III.3 représente le principe de génération du signal optique RZ.

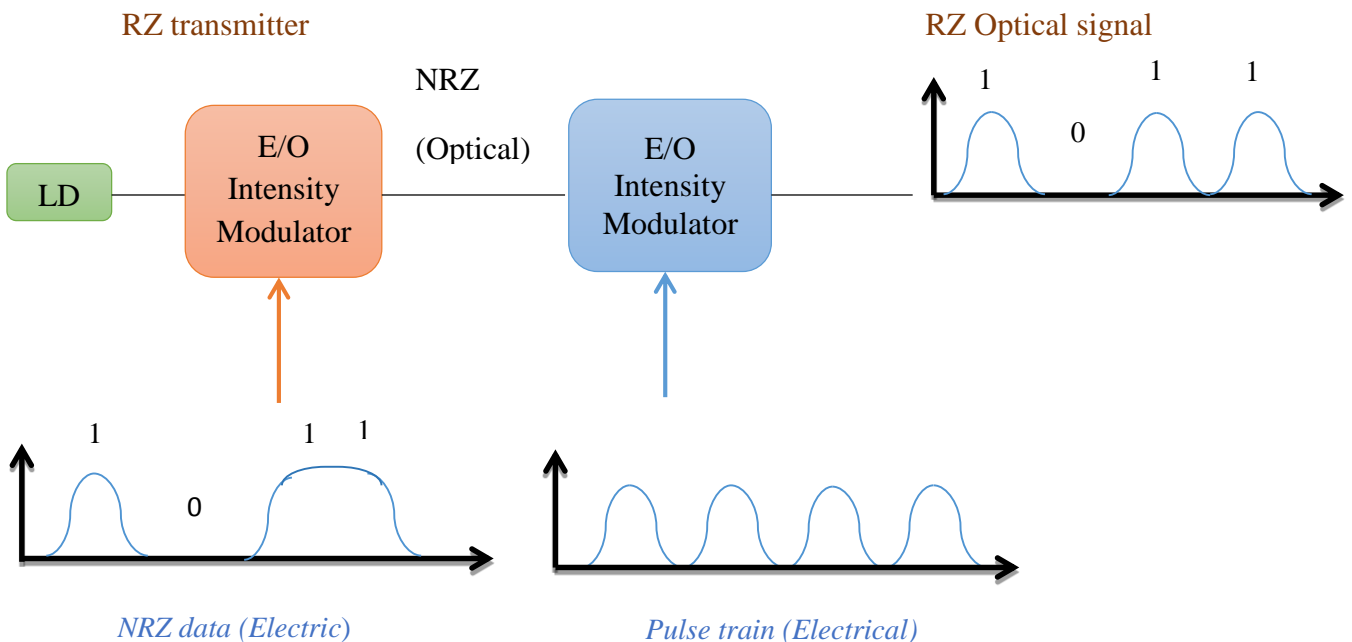


Figure III.3 : Génération du signal optique RZ.

La figure III.4 montre le schéma de principe de modulation RZ-OOK, mettant en évidence la trace temporelle, la densité spectrale de de puissance, le digramme de l'œil et la constellation.

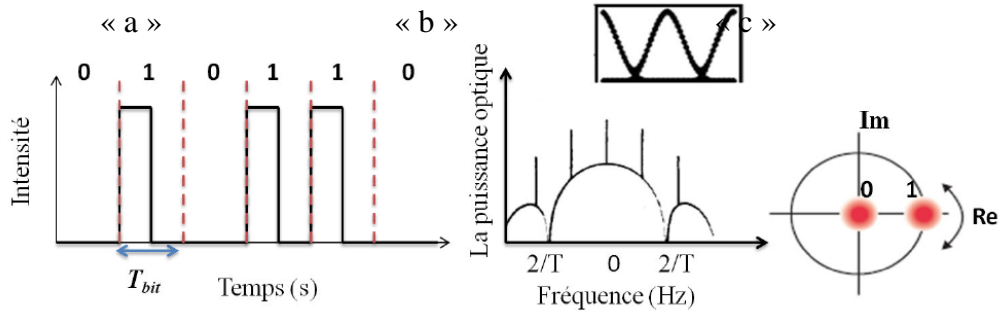


Figure III.4: Format de modulation de type RZ-OOK, (a) Trace temporelle, (b) Densité spectrale de puissance et diagramme de l'œil (c) Constellation.

☞ Inconvénient

En comparant RZ avec le NRZ, formats nécessitent la plupart du temps une structure d'émetteur légèrement plus complexe, une bande passante élevée et coûteuse. Il a une dégradation du signal plus forte en raison de la dispersion chromatique et a moins d'énergie par symbole que NRZ.

III Modulation RZ à porteuse supprimées

Le format CS-RZ ou RZ à porteuse supprimée, est une variante du format RZ. La sur-modulation RZ sinusoidale appliquée est très similaire à celle du format RZ-33, une amplitude de $2V\pi$ et une fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information, mais elle est centrée sur un minimum de la fonction de transfert en intensité du MZM, donc elle va osciller entre deux de ses maximas. Notons que pour les tensions supérieures au minimum de la fonction de transfert en intensité, la fonction de transfert du MZM en amplitude est négative, ce qui équivaut à une application d'un déphasage de π au signal à chaque temps-bit, alors que pour les tensions inférieures, la fonction de transfert est positive. Le format CS-RZ est donc doté, en plus de la sur-modulation RZ, d'une sur-modulation carrée en phase d'amplitude π et de fréquence égale à la moitié de la fréquence d'information optique. Le format CS-RZ ainsi généré a un rapport cyclique de 67%, donc un spectre plus étroit. De plus, du fait de l'alternance de phase à chaque temps-bit, la porteuse qui se trouvait au centre des

spectres NRZ et RZ a été décalée de la moitié de la fréquence d'information, comme toutes ses harmoniques qui étaient initialement placées aux multiples entiers de la fréquence d'information [26].

Voici si dessous les schémas de modulation CS-RZ (a), et le spectre optique de modulation CS-RZ (b).

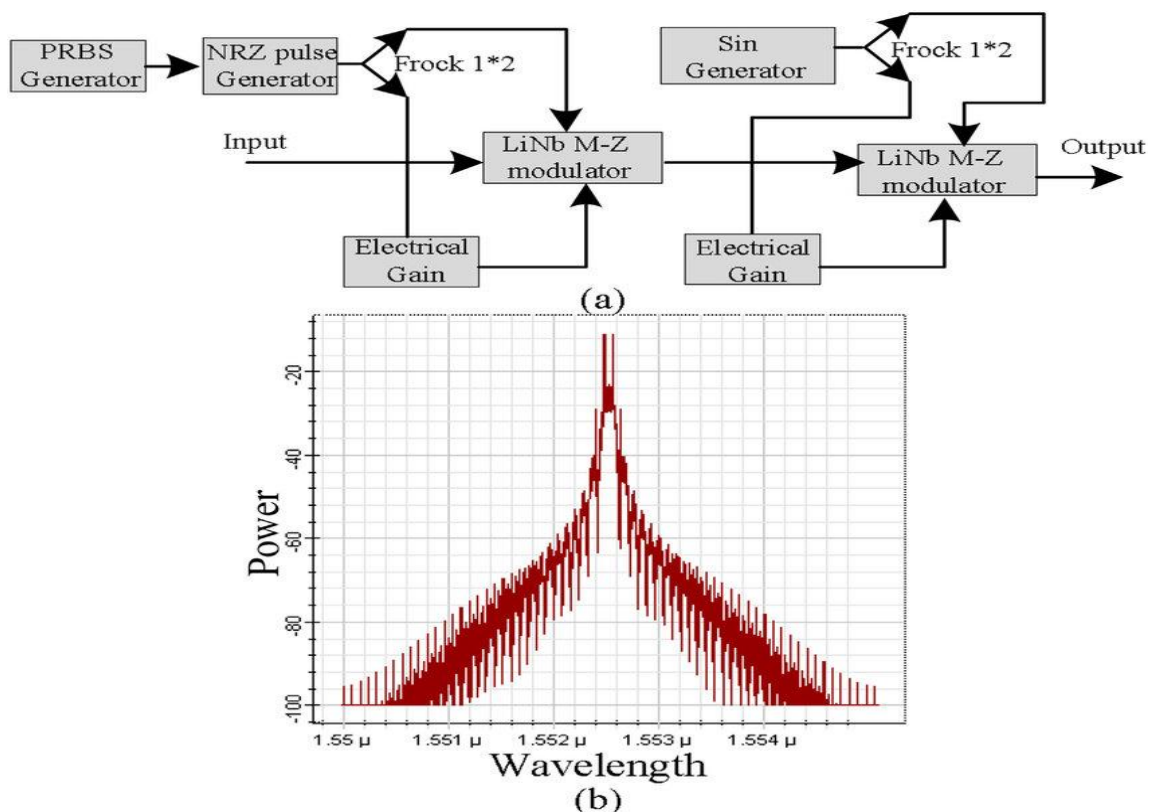


Figure III.5 : a) Schéma de modulation CS-RZ, b) Spectre optique de modulation CS-RZ.

III .1 Génération de signal CS-RZ

La génération d'un signal optique CS-RZ nécessite deux modulateurs électro-optiques. Le premier modulateur est de type Mach-Zehnder code les données NRZ. Le signal optique NRZ généré est modulé par le deuxième modulateur Mach Zehnder pour générer un signal optique CS-RZ. La forme standard CS-RZ est générée par un modulateur Mach-Zehnder (MZM), entraîné par des ondes sinusoïdales à la moitié du débit binaire BR. Cela donne des impulsions généralement larges. Les propriétés caractéristiques d'un signal CS-RZ sont celles

d'avoir un spectre similaire à celui d'un signal RZ, sauf que les pics de fréquence sont décalés de $\frac{BR}{2}$ par rapport à RZ. [35]

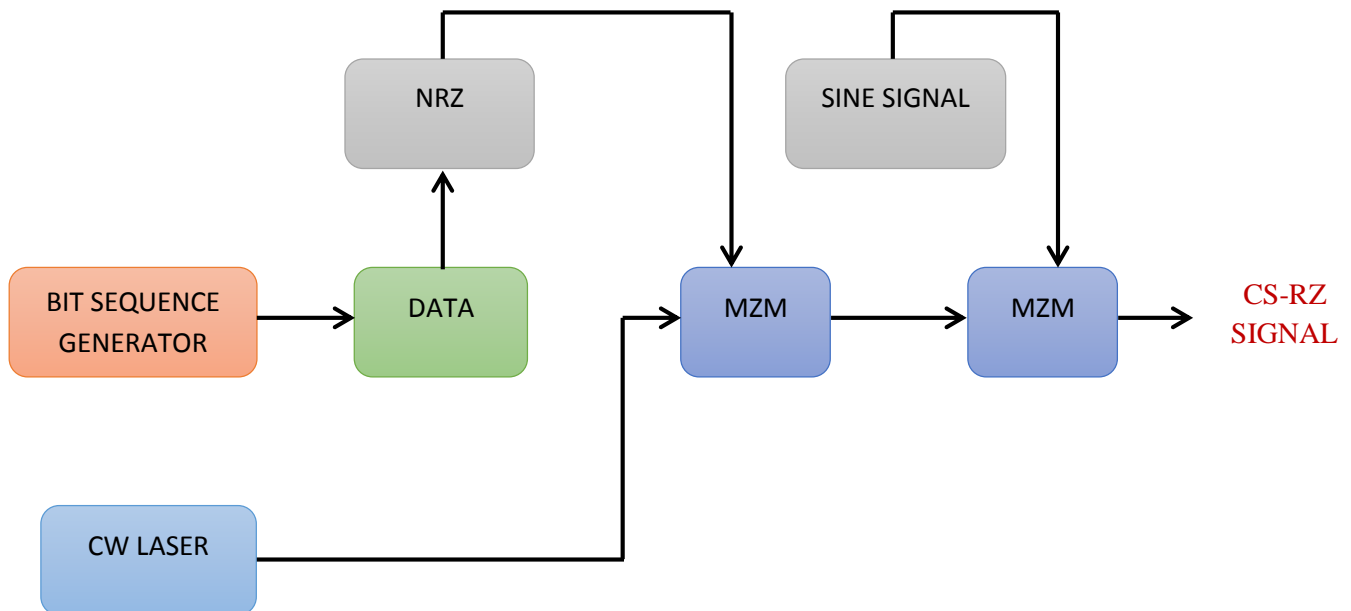


Figure III.6 : Schéma fonctionnel pour la génération d'un signal CS-RZ.

III .2 Emission CS-RZ

Pour obtenir un signal de type CSRZ, le montage est sensiblement le même que pour le format RZ en $2V\pi$. La différence se situe au niveau du modulateur de mise en forme des impulsions RZ. En effet dans le cas d'une modulation en $2V\pi$ pour le format CSRZ, le modulateur est polarisé sur un minimum de transmission comme présente-la figure III.7, contrairement au cas du format RZ où l'horloge incidente est modulée autour d'un maximum de transmission [24]. La figure III.7 présente le champ du modulateur, amplitude d'horloge et module du champ transmis.

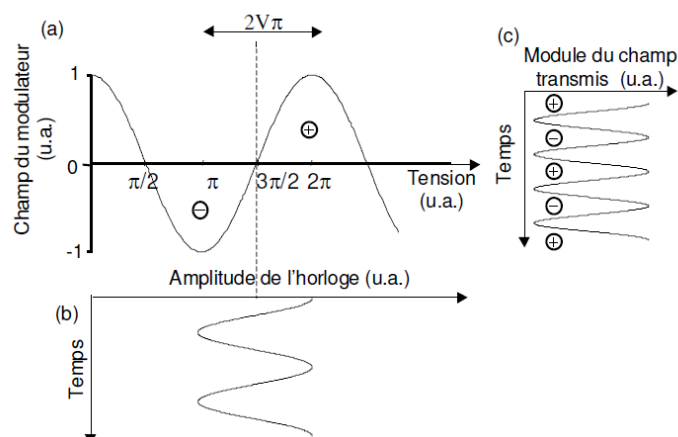


Figure III.7: Champ du modulateur (a), Amplitude de l'horloge (b) et module du champ transmis (c) pour un format CS-RZ $2V\pi$.

⇒ Nous indiquons à la figure en dessous le signe de la phase du champ, deux symboles successifs en sortie sont en opposition de phase. C'est la particularité du format CSRZ où les symboles successifs sont déphasés de π .

La figure ci-dessous présente diagramme de l'œil et le spectre du signal CS-RZ.

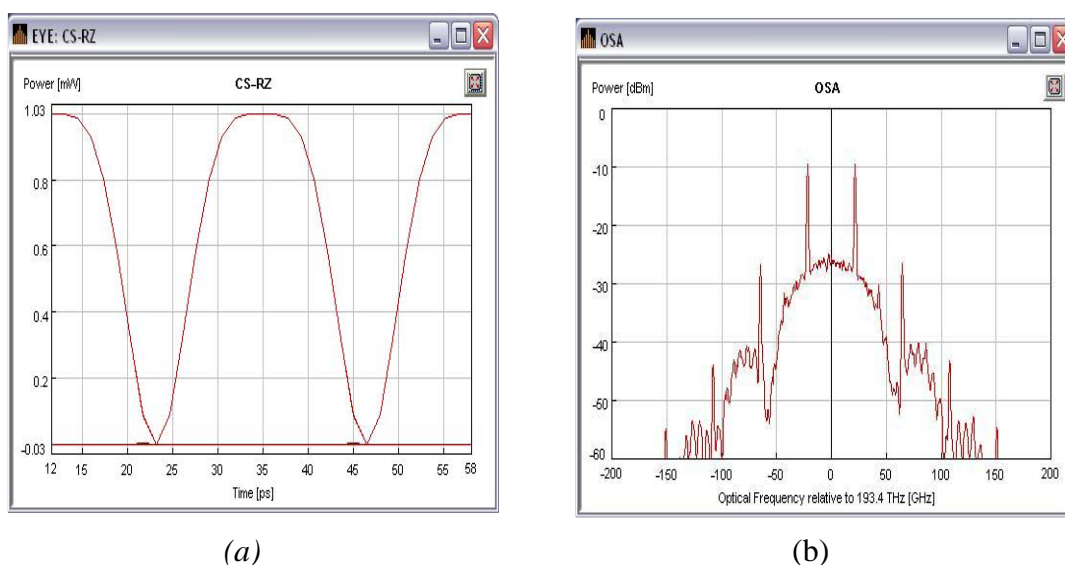


Figure III.8 : Diagramme de l'œil (a), Spectre du signal CS-RZ (b)

⇒ D'une part les impulsions sont légèrement plus larges que celles du format RZ, d'autre part le spectre du signal ne présente pas de raie centrale car en l'absence de modulation, le signal n'est pas transmis. L'encombrement spectral est moindre par rapport à celui du

format RZ. C'est pour cette raison que le format CSRZ est mieux adapté aux réseaux denses multiplexés en longueur d'onde. [36]

☞ Inconvénient

Par rapport à d'autres formats de modulation avancée, CSRZ a un espacement de longueur d'onde restreint jusqu'à 100 GHz qui le rend compatible uniquement pour les transmissions à courte distance.

III. Formats de modulation duo binaire optique

Dans les formats duo binaires, l'information est détectée en intensité au moyen d'un récepteur OOK conventionnel, mais la phase intervient également dans la modulation du signal, en changeant, par exemple, à chaque fois qu'un symbole « 0 » est codé. Un symbole « 1 » peut ainsi présenter une phase de 0 ou de π . Ce codage mixte amplitude phase a pour principal intérêt de diminuer la largeur spectrale du signal. [26]

IV .1 Le format duo binaire

Le format duo binaire (DuoBinary, DB), connu aussi sous le nom de PSBT (Phase Shaped Binary Transmission) peut être décrit comme la combinaison d'un format d'amplitude classique ASK (Amplitude Shift Keying) et un format de phase PSK (Phase Shift Keying). Ce format offre une importante efficacité spectrale et une meilleure tolérance à la dispersion chromatique par rapport au format classique tel que le NRZ ou le RZ. Le format duobinaire peut être généré par deux méthodes distinctes, soit en utilisant un filtre passe bas électrique, soit en utilisant un filtrage optique du signal DPSK.

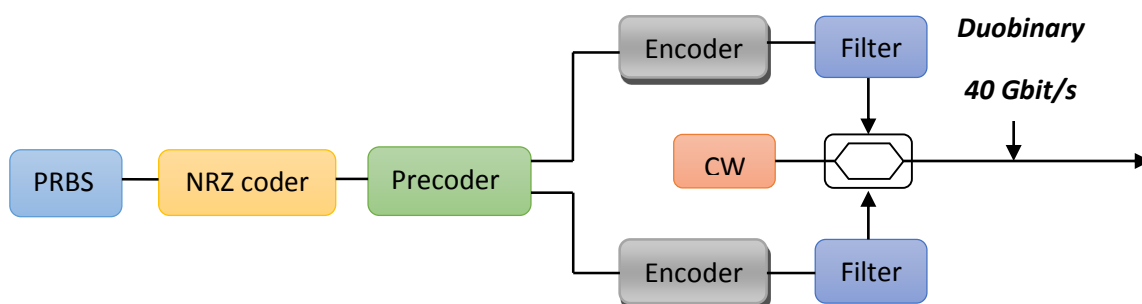


Figure III.9 : Génération du signal duo binaire.

Sur la figure III.9le précodage permet un codage à trois niveaux, en soustrayant le signal à lui-même décalé d'un temps-bit (les niveaux correspondent à « 1 - 0 » = +1, « 1 - 1 » ou « 0 - 0 » = 0, et « 0 - 1 » = -1). Ceux-ci sont ajustés respectivement à un premier maximum de la fonction de transfert en intensité du MZM, au minimum suivant et au maximum suivant (alors correspondant à une phase opposée à celle du premier maximum). Les symboles optiques correspondants sont alors respectivement 1 avec une phase de 0, et 1 avec une phase de π . [26] La figure (III.10) montre les caractéristiques du format duo binaire ainsi généré trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format duo binaire optique.

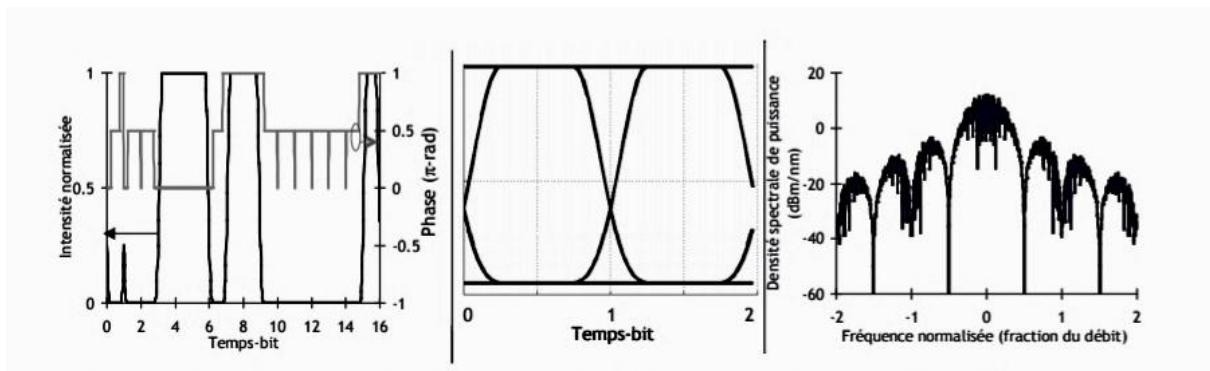


Figure III.10 : Trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format duo binaire optique.

IV .2 Codes duo binaire [37]

Le principe du code duo binaire est utilisé par la figure suivante :

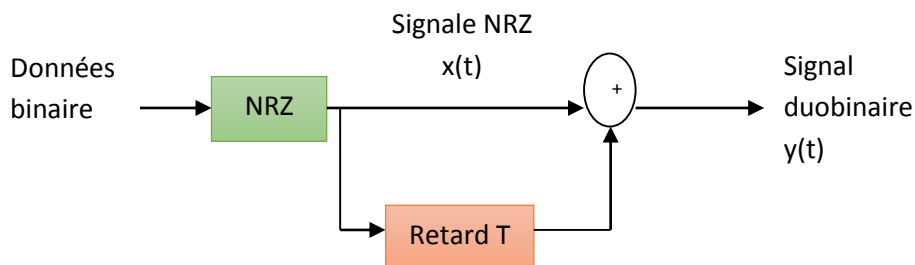


Figure III.11 : Principe du code duo binaire.

On addition le signal NRZ avec ce même signal NRZ retardé d'un période T_b : $y(t) = x(t) + x(t - T_b)$ si $x \in \{-A, +A\}$ alors $y \in \{-2A, 0, +2A\}$. Le principe est utilisé par le tableau suivant :

T	t ₀	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄
Bin	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
x(t)	+A	-A	+A	-A	-A	-A	+A	+A	+A	-A	+A	-A	+A	-A	-A
x(t-T _b)	...	+A	-A	+A	-A	-A	-A	+A	+A	+A	-A	+A	-A	+A	-A
y(t)	+A	0	0	0	-2A	-2A	0	+2A	+2A	0	0	0	0	0	-2A

Tableau III.1 : Principe du code duo binaire.

Le spectre d'un signal duo binaire est représenté par la figure suivante :

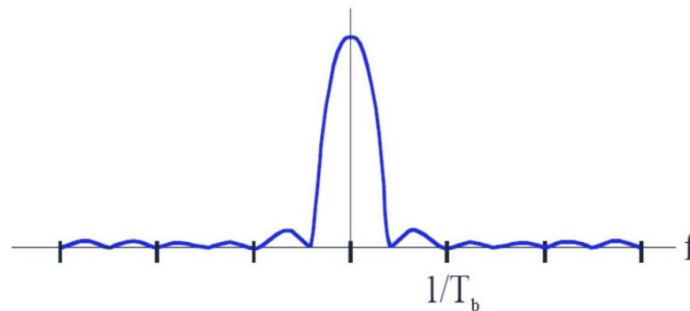


Figure III.12 : Spectre du signal duo binaire.

☞ Caractéristiques

- ❖ **Comp. continue** : Elle est nulle si les états -2A et +2A sont équirépartis.
- ❖ **Bande passante** : $B=0.5/T_b$
- ❖ **DSP** :

$$DSP(f) = 4T_b A^2 \text{sinc}^2(\pi f T_b) \cos^2(\pi f T_b) \quad (\text{III.2})$$

IV .3 Démodulation duo binaire [6]

Le récepteur décode un signal duo binaire reçu pour le transformer en données binaires. Le schéma complet du récepteur duo binaire est illustré à la figure (III.13). La règle de décodage est décrite dans le tableau III.2, où E(k) détecte l'amplitude du signal reçu et reçoit le résultat 0 pour les 0 et -1 (-1 est 1 avec la phase $-\pi$) et le niveau 1 pour l'amplitude de

niveau 1 du signal duo binaire. $F(k)$ détecte la phase du signal et donne le résultat de 1 pour les niveaux de magnitude 0 et 1 du signal duo binaire et 0 pour le 1 avec la phase $-\pi$. Ces bits de drapeau sont attachés à la porte OU exclusive et nous obtiendrons alors $\overline{d(k)}$ qui doit être annulé pour acquérir le signal de données binaires d'origine $d(k)$ [38].

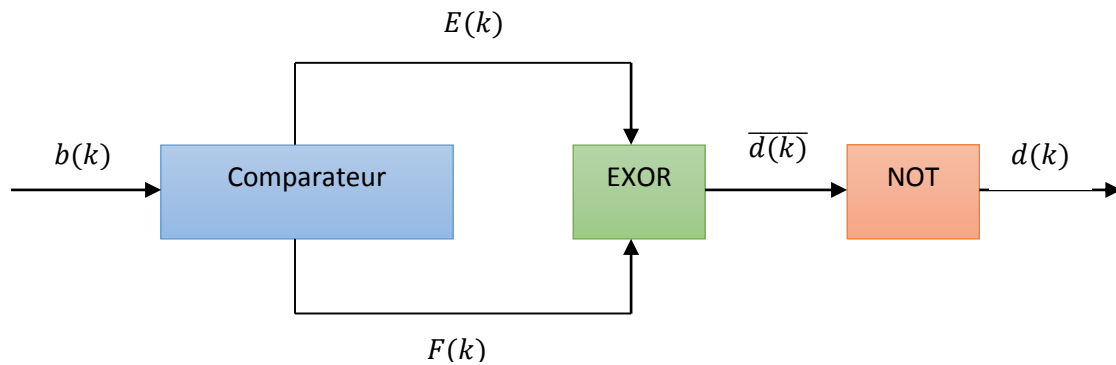


Figure III.13 : Démodulation duo binaire.

K	0	1	2	3	4	5	6	7	8
$b(k)$	0	0	0	0	-1	0	1	1	0
$E(k)$	0	0	0	0	0	0	1	1	0
$F(k)$	1	1	1	1	0	1	1	1	1
$\overline{d(k)}$	1	1	1	1	0	1	0	0	1
$d(k)$	0	0	0	0	1	0	1	1	0

Tableau III.2 : Transformation duo binaire en binaire

IV .4 Etude spectrale du signal duo binaire [40] :

Soit le signal duobinaire :

$$x_{duo}(t) = \sum_k d_k h(t - kT) \quad (\text{III.3})$$

Généré par le filtrage de la séquence de données binaires $(d_k)_k$ de moyenne μ_k et de fonction d'auto-corrélation

$$R_{d_k}(m) = \frac{1}{2} E[d_n^* d_{n+m}] \quad (\text{III.4})$$

Pour évaluer la qualité de la modulation, on calcule le spectre du signal modulé

$$x(t) = Re[x_{duo}(t). e^{2j\pi f_0 t}] \quad (III.5)$$

Ou $f_0(t)$ est la fréquence de la porteuse. Pour un signal stationnaire au sens large (WSS, Wide Sense Stationary), il s'agit donc de calculer la fonction d'auto-corrélation $R_{x_{duo}}$ de x_{duo} afin d'exprimer son spectre $S_{x_b}(f)$ par transformation de Fourier, puis de déduire du calcul précédent la densité spectrale de puissance $S_x(f)$ du signal modulé en utilisant les relations suivantes :

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2} Re[R_{x_{duo}}(\tau). e^{2j\pi f_0 \tau}] \quad (III.6)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{4} S_{x_{duo}}(f - f_0) + \frac{1}{4} S_{x_{duo}}(-f - f_0) \quad (III.7)$$

Les calculs montrent que, si $(d_k)_k$ est WSS, $x_{duo}(t)$ ne l'est pas car $R_{x_{duo}}$ n'est pas une fonction de la variable $(t-s)$. Physiquement, cela se comprend puisqu'à chaque instant nT ou l'on génère un nouveau symbole binaire d_k , on particularise ce moment ce qui ne peut en aucun cas garantir le fait que $R_{x_{duo}}(t, s)$ soit indépendante de l'origine des temps, condition nécessaire à sa stationnarité au sens large. Cependant, si toutes les réalisations prises en compte pour l'évaluation des moments statistique sont synchrones (symbole émis tous les KT), on peut remarque $x_{duo}(t)$ est un signal aléatoire possédant une moyenne et une fonction d'auto-corrélation périodiques :

$$\begin{cases} R_{x_{duo}}(t, s) = R_{x_{duo}}(t + T, s + T) \\ E[x_{duo}(t)] = E[x_{duo}(t)] \end{cases} \quad (III.8)$$

Il est qualifié de cyclo-stationnaire ou périodiquement WSS. Sa densité spectrale de puissance est calculée à partir de sa fonction d'autocorrélation $R_{x_{duo}}(t, t, \tau)$ moyennée sur un période T :

$$R_{x_{duo}}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_{x_{duo}}(t, t + \tau) dt = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_{d_k}(m) \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t) h(t + \tau) dt \quad (III.9)$$

La transformée de Fourier de la relation (III.7) donne l'expression de la densité spectrale de la puissance moyenne de $x_{duo}(t)$ sous la forme :

$$S_{x_{duo}}(f) = \frac{1}{T} |H(f)|^2 S_{d_k}(f) \quad (III.10)$$

Ou $S_{d_k}(f)$ est la densité spectrale de puissance de la séquence de données. Cette dernière relation montre comment les caractéristiques spectrales du signal duobinaire dépendent de l'impulsion h et de la corrélation de donner d_k . Ainsi, pour un filtre duobinaire de réponse impulsionnelle.

$$h(t) = sinc(2\pi Wt) + sinc(2\pi(Wt - \frac{1}{2})) \quad (III.11)$$

Soit dans le domaine spectral

$$h(f) = \frac{1}{W} e^{-j\frac{\pi f}{2W}} \cos\left(\frac{\pi f}{2W}\right) \text{rect}[-w, w] \quad (\text{III.12})$$

On obtient sous l'hypothèse d'un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance σ^2 pour la séquence de donner

$$S_{x_{duo}}(f) = 4T\sigma^2 \cos^2(\pi fT) \cdot |f| < \frac{1}{2T} \quad (\text{III.13})$$

Exemple : pratique

☞ **DSPK duo binaire [41]**

- Principe :

Le tableau III.3 montre un exemple pratique de modulation DSPK duobinaire. Comme tout format basé sur une modulation différentielle de la phase, la séquence de données $s_{data}[k]$ doit être précodée. Cette opération logique ou-exclusif (*xor*) donne une première séquence précodée

$$P1[k] = s_{data}[k] \oplus P1[k - 1] \quad (\text{III.14})$$

Comme le signal duobinaire est généré de la même manière que pour une modulation en intensité, un second précodage est nécessaire. La séquence $P2[k]$ alors obtenue est soumise à un filtre de Bessel passe bas du 5^e ordre de fréquence de coupure $0,28 \times R$ où R est le débit de la transmission. Les données binaires précodées $P2[k]$ sont donc transformées en signal duobinaire $s_{duo}[k]$ à 3 niveaux de la manière suivante :

$$s_{duo}[k] = P2[k] + P2[k - 1] \quad (\text{III.15})$$

D'un point de vu codage de l'information, si l'on passe de 2 à 3 niveaux, on peut remarquer que la transformation qui associe les séquences $P1[k]$ et $s_{duo}[k]$ est surjective puisque chaque 1 de $P1[k]$ est associé à un 1 de $s_{duo}[k]$, chaque 0 différemment à 0 ou 2 selon la mémoire introduite par le filtrage. Ainsi les niveaux duo binaires 0 et 2 codent pour le même bit d'information initial. L'avantage étant la possibilité d'avoir des transitions 0-1-2 moins abruptes que les transitions binaires 0-1-0, ce qui supprime les lobes secondaires. Quand le signal duo binaire d'amplitude $2V\pi$ est appliqué au modulateur de phase, la phase optique varie continûment entre les valeurs 0, π et 2π . Comme pour son homologue en intensité, les niveaux logiques ne sont bien définis qu'au centre du temps bit, de larges oscillations se produisant entre deux instants d'échantillonnages successifs.

Data : $s_{duo}[k]$	X	x	1	1	1	0	1	1
Précodage différentiels								
DPSK $P1[k] = s_{data}[k] \oplus P1[k - 1]$ $P1[k]$	X	0	1	0	1	1	0	1
Duobinaire $P2[k] = P1[k] \oplus P2[k - 1]$ $P2[k]$	0	0	1	1	0	1	1	0
Signal duobinaire modulant								
$s_{duo}[k] = P2[k] + P2[k - 1]$ $s_{duo}[k]$	0	0	1	2	1	1	2	1
MZMI								
Bras constrictif $s_{mzdi}^c[k]$	0	1	0	0	0	1	0	0
Bras destructif $s_{mzdi}^d[k]$	1	0	1	1	1	0	1	1

Tableau III.3 : Exemple de modulation duo binaire DPSK.

Le tableau III.4 représente une comparaison entre les trois formats de modulation avec leurs avantages et inconvénients d'après [42].

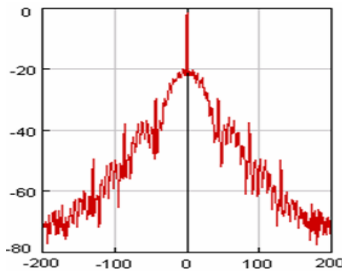
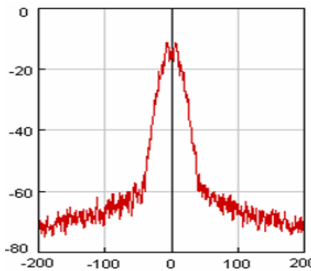
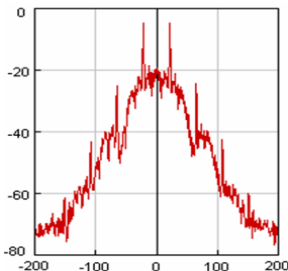
	NRZ	Duo binaire	CS-RZ
<div style="display: flex; flex-direction: column; align-items: center;"> <div style="background-color: #f4a460; width: 20px; height: 15px; margin-bottom: 5px;"></div> Avantage </div> <div style="display: flex; flex-direction: column; align-items: center; margin-top: 10px;"> <div style="background-color: #8eb9e2; width: 20px; height: 15px; margin-bottom: 5px;"></div> Inconvénient </div>			
La Tolérance au bruit optique	faible	Très faible	Moyen
La Tolérance de dispersion chromatique	Moyen	Bon (en régime linéaire)	Moyen
Tolérance PMD	Faible	Moyen	Moyen
Tolérance d'optique non-linéaire	Moyen	Faible	Bien
la Tolérance de filtrage OADM	Moyen	bien	Moyen

Tableau III.4 : Comparaison entre trois types de modulation.

Les tableaux (III.5) et (III.6) nous indiquons les différents formats de modulation du transmission et les formats de modulation de la capacité d'après [32].

Format de modulation	Variation	Débit (Gbit/s)	Principale caractéristique
NRZ	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> constante <u>Polarisation</u> constante	2.5/10/40	Format de modulation le plus simple à implanter avec un bon rapport performance/complexité.
RZ (33%)	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> constante <u>Polarisation</u> constante	10/40	Résistance accrue à la plupart des sources de distorsion lors de la transmission.
CS-RZ	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	40	Résistance accrue à la plupart des sources de distorsion lors de la transmission.
NRZ-DPSK	<u>Amplitude</u> constante <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	10	Pas de résistance remarquable aux effets non-linéaire pour les très longues distances due à l'interaction entre les effets non-linéaires et le bruit optique. Pas de présence de la porteuse optique. Besoin d'un schéma de détection interférométrique.
RZ-DPSK	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	10	Avantageux pour les applications de longue et très-longue portée (~5000 km). Pas de résistance remarquable aux effets non-linéaires due à l'interaction entre les effets non-linéaires et le bruit optique. Besoin d'un schéma de détection interférométrique.

Tableau III.5 : Différentes formats de modulation de la transmission.

Format de modulation	Variation	Débit (Gbit/s)	Principales caractéristiques
CS-RZ-DPSK	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	40	Besoin d'un schéma de détection interférométrique. Adapté aux applications de longue distance (~3000 km).
Duobinaire	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	10/40	Résistance améliorée aux effets de la dispersion chromatique et au cross talk par rapport au format NRZ.
PSTB	<u>Amplitude</u> variable <u>Phase</u> variable <u>Polarisation</u> constante	10	Résistance aux effets de la dispersion chromatique. Technologie propriétaire d'ALCATEL.
DQPSK	<u>Amplitude</u> constante <u>Phase</u> variable multi-niveaux <u>Polarisation</u> constante	10/40	Besoin d'un schéma de détection interférométrique. Technique complexe à mettre en œuvre.

Tableau III.6 : Formats de modulation de la capacité.

V. Conclusion

Les formats de modulation avancés sont classés en fonction de la manière dont ils transportent les informations. Néanmoins, le format de modulation duo binaire qui module à la fois l'intensité et la phase présente un meilleur comportement face à la dispersion chromatique. La transmission DPSK a suscité un intérêt particulier ces dernières années en raison de son efficacité spectrale élevée.

Dans le cas de CSRZ, le signal optique RZ est d'abord généré par le modulateur Mach-Zehnder, puis le signal RZ est appliqué à l'étage du modulateur de phase.

Le modulateur de phase est entraîné par une onde sinusoïdale. La fréquence de l'onde sinusoïdale est la moitié du débit binaire. L'étage de modulation de phase introduit un déphasage de π entre les deux bits adjacents et le spectre modifié obtenu à la porteuse de crête centrale supprimée. Le format de modulation de retour à zéro supprimé par la porteuse a une tolérance élevée à SPM et GVD. Sa bande passante spectrale est étroite par rapport au format de modulation RZ conventionnel.

Chapitre IV

Simulation et interprétations des résultats



I. Introduction

Les systèmes de communication à fibre optique constituent l'infrastructure de transport à haute capacité qui permet des services de transmission de données à large bande. Les formats avancés de modulation optique sont devenus la clé de la conception des systèmes modernes de fibre multiplexé par répartition en longueur d'onde (WDM). Cette technologie augmente la bande passante en autorisant des flux de données différentes transmis simultanément sur un réseau de fibre optique.

Ce dernier chapitre, nous consacrons à la simulation des deux formats de modulations avancées utilisables dans les télécommunications optiques via logiciel « OPTISYSTEM 7.0 ». Le premier scénario est traité une chaîne de transmission liée par fibre optique en utilisant la modulation CS-RZ et le deuxième en utilisant le format duo binaire.

Tout d'abord, nous allons donner une brève présentation de logiciel Optisystem 7.0 et ses applications. Ensuite, reportons les différents résultats et ces interprétations. Enfin, une comparaison entre les deux techniques.

II. Présentation du logiciel Optisystem

Le logiciel OptiSystem permet de simuler et d'analyser des systèmes de transmission optique. La diversité des systèmes simulés peut être étendue par la possibilité d'insérer des fonctions réalisées par l'utilisateur et qui peuvent être ajoutées aux systèmes simulés. OptiSystem teste et optimise pratiquement n'importe quel type de liaison optique il est basé sur la modélisation réaliste des systèmes de communications par fibre optiques.

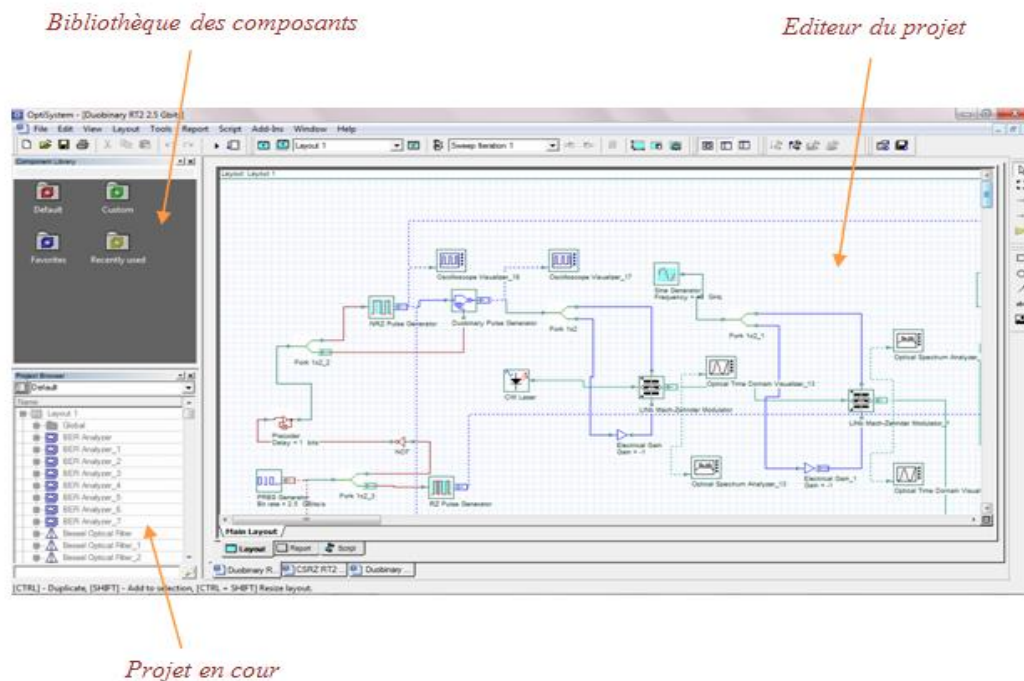


Figure IV.1: Schéma de l'interface OptiSystem.

L'interface utilisateur graphique complète et contrôle la disposition des composants optiques, elle contient une fenêtre principale répartit en plusieurs parties (figure VI.1):

- ☞ Bibliothèque : une base de données de divers composants.
- ☞ Editeur du layout : permet l'édition et la configuration du schéma en cours de conception.
- ☞ Projet en cours : visualisation des divers fichiers et composants correspondant au projet en cours.

Sa vaste bibliothèque de composants actifs et passifs comprend des paramètres réalistes, ces capacités peuvent être étendus facilement avec l'ajout de composants et peuvent être élies à un large éventail d'outils. Une interface complète d'utilisateur graphique contrôle la disposition optique des composants, des modèles et des présentations graphiques.

II.1 Principales caractéristiques du logiciel Optisystem



Les principales caractéristiques du logiciel sont :

- ☞ Les composants virtuels de la Bibliothèque sont capables de reproduire le même comportement et le même effet spécifiés en fonction de la précision sélectionnée et leur efficacité reproduite par les composants réels.

- ☞ La bibliothèque des composants permet d'entrer les paramètres qui peuvent être mesurés à partir de périphériques réels, il s'intègre aux équipements de test et de mesurer des différents fournisseurs.
- ☞ Les outils de visualisation avancée produisent le signal sonore, les diagrammes de l'œil, l'état de la polarisation, la constellation schémas et beaucoup plus.
- ☞ Il est possible de joindre un nombre arbitraire sur le moniteur au même port. L'état de l'art et le calcul de flux de données.

II.2 Paramètres caractéristiques

Pour insérer un composant (photo détecteur) de la bibliothèque OptiSystem, il suffit d'accéder au bloc Default, Receivers Library et Photo detectors (Figure IV.2).

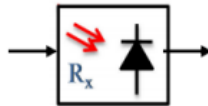


Figure IV.2 : Schéma d'un photodétecteur sous OptiSystem.

Les caractéristiques du photodétecteur utilisé, sont obtenues par un clic sur le composant (Figure IV.3).

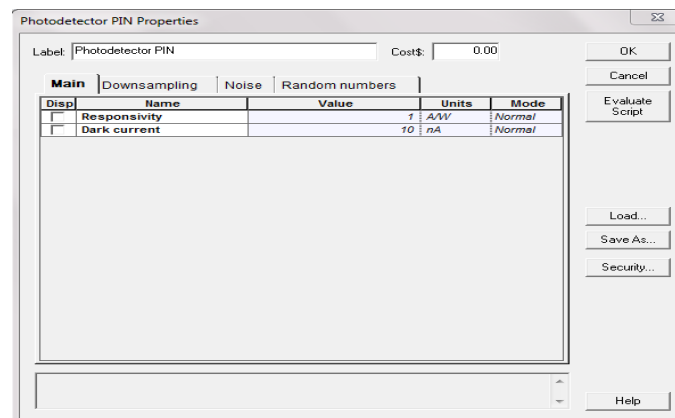


Figure IV.3 : Interface de définition du photodétecteur.

II.3 Application d'Optisystem

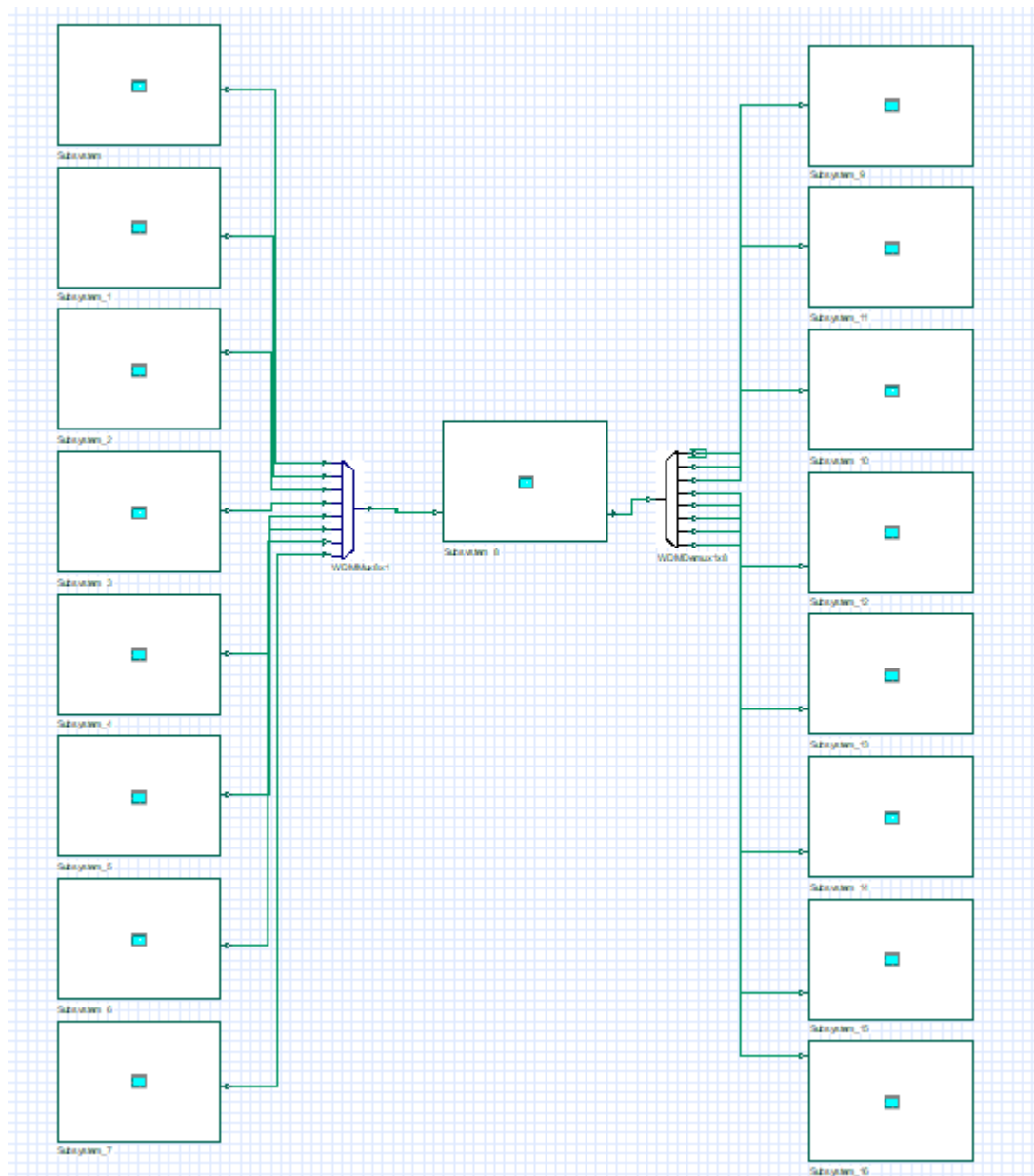
Parmi les diverses applications d'Optisystem nous allons citer les plus utilisées :

- ☞ La conception du système de communication optique du composant au niveau de la couche physique.
- ☞ Le calcul du taux d'erreur binaire (BER) et le calcul du bilan de liaison.
- ☞ La conception des réseaux TDM/WDM et optiques passifs (PON).
- ☞ L'espace libre pour les systèmes optique (OSA).
- ☞ La conception d'émetteur de canal et d'amplificateur.

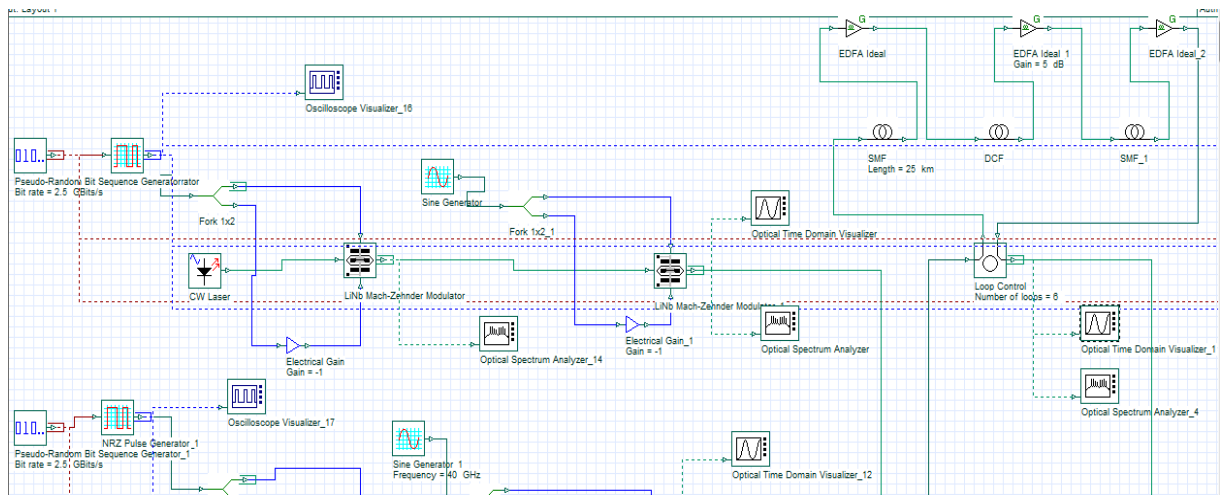
II.4 Avantages du logiciel OptiSystem

- ☞ Obtenir un aperçu de performances du système de fibre optique.
- ☞ Fournir un accès direct à des ensembles de données de caractérisation du système.
- ☞ Présentation virtuelle des options de conception.

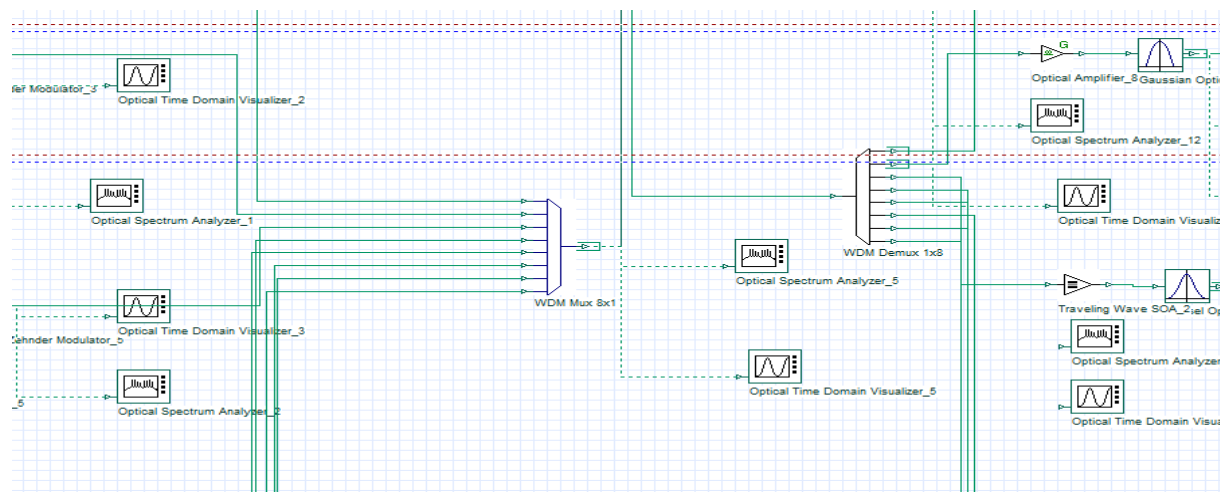
III. Modulation CS-RZ



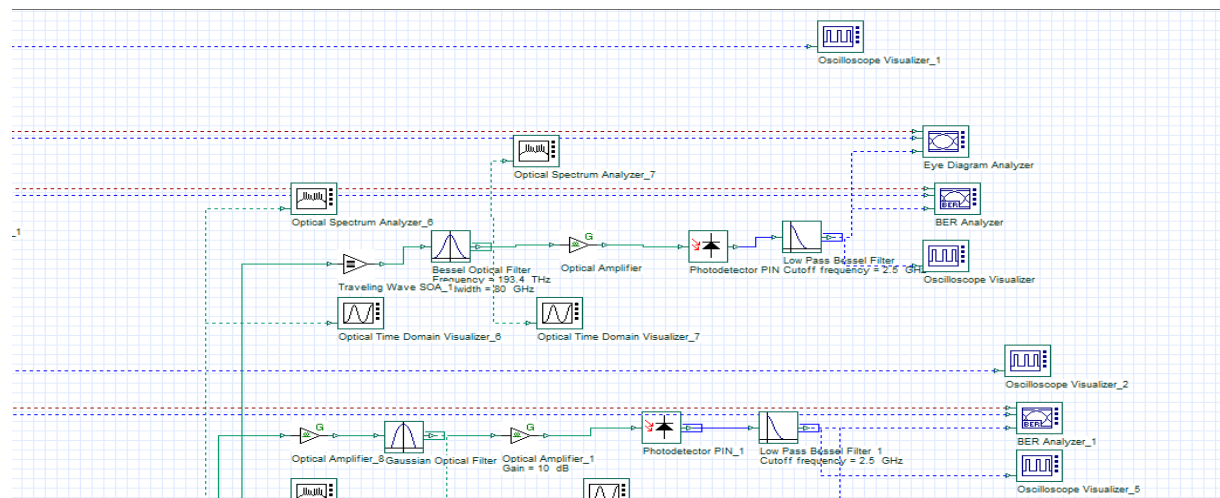
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.4 : Schéma d'une chaîne de transmission par fibre optique utilisant la modulation CS-RZ, (a) Le bloc global d'émetteur récepteur optique, (b) Le bloc émetteur et le support de transmission, (c) Le système de multiplexage/Démultiplexage, et (d) Le schéma du récepteur.

La figure IV.4.a représenté le montage global pour une chaîne de transmission optique. Dans ce montage on utilise le multiplexage en longueur d'onde pour huit utilisateurs. Le débit binaire pour chaque utilisateur est 2.5 Gbit/s . La longueur de la fibre est de 60 Km . Le modulateur électro-optique est de type Mach-Zehnder. La figure IV.4.b montre la modulation CS-RZ avec le support de transmission. Figure IV.4.c montre le système de multiplexage WDM et de démultiplexage. La figure IV.4.d montre le bloc récepteur.

III.1 Partie émission

Dans le bloc émetteur une source de données qui produit une séquence pseudo-aléatoire de débit 2.5 Gbit/s pour chaque utilisateur.

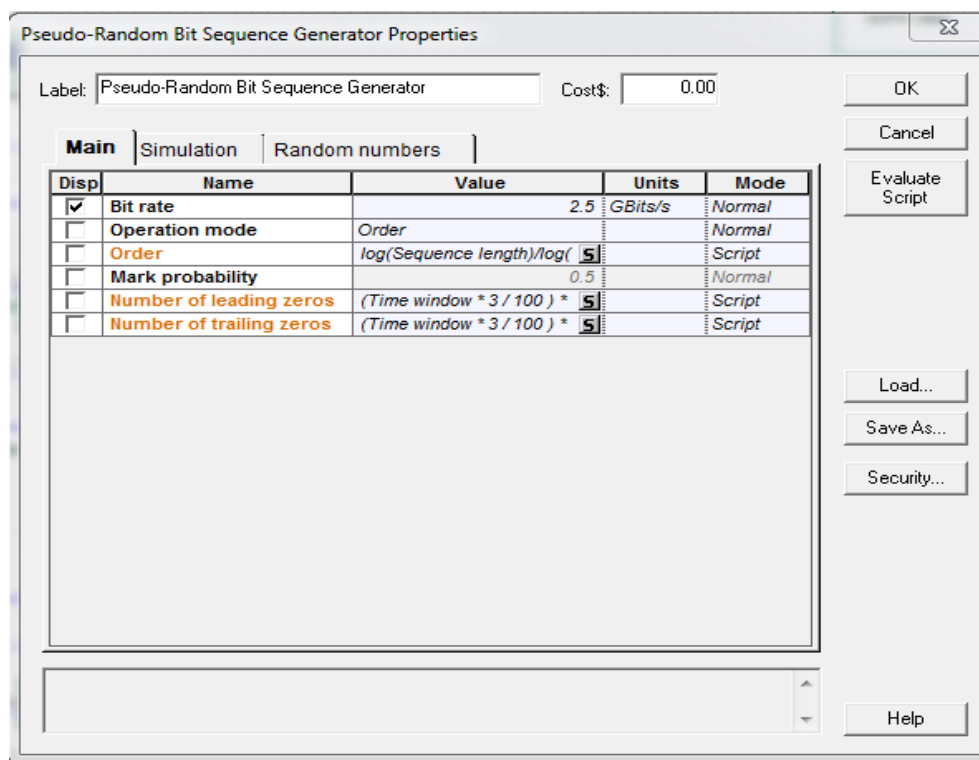


Figure IV.5: Fenêtres de simulation obtenues à partir du logiciel Optisystem.

Le générateur d'impulsions électriques (NRZ ou RZ selon le format de modulation requis) convertit les données de base en impulsions électriques qui modulent l'allumage du laser via le biais du modulateur externe Mach-Zehnder. Le laser CW qui émet une puissance 10 mW à la longueur d'onde 1550 nm et d'une largeur spectrale 193.1 THz suivie d'un modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder.

Dans la modulation CS-RZ on utilise deux modulateurs Mach-Zehnder « MZM » en série qui va moduler la séquence binaire injectée. Le premier MZM code les données avec un taux

d'extinction 100 dB , le signal optique généré est modulé par le deuxième MZM qui supprime la porteuse pour générer un signal optique CS-RZ avec un taux d'extinction 50 dB .

Par la suite : un multiplexeur WDM de largeur de bande 10 GHz qu'il va combiner les 8 signaux modulés.

	Taux d'extinction (dB)	Tension de commutation de polarisation (V)	Tension de commutation RF (V)	Pert insertion (dB)	Tension de polarisation 1 (V)	Tension de polarisation 2 (V)
1 ^{ère} MZM	100	4	4	0	-2	2
2 ^{ème} MZM	50	4	4	0	0	4

Tableau IV.1 : Les paramètres du modulateur Mach-Zehnder.

III.2 Partie Support

La séquence de code modulées est combinée et transmises sur une fibre optique de 60 Km qui constitue de deux fibres SMF de 25 Km chacun avec l'atténuation 0.2 dB/Km et une dispersion 17 Ps/nm/Km , et une fibre DCF de 10 Km pour compenser la dispersion introduite par la première fibre avec une atténuation de 0.5 dB et une dispersion -85 Ps/nm/Km . Après chaque passage dans la fibre optique on place des amplificateurs optiques de type EDFA pour compenser la dégradation du signal. Ces amplificateurs possèdent un gain de 5 dB .

Type de fibre	Longueur d'onde (nm)	Longueur (Km)	Atténuation (dB/Km)	Dispersion (Ps/nm/Km)
SMF	1550	25	0.2	17
DCF	1550	10	0.5	-85

Tableau IV.2 : Les paramètres de la fibre optique.

III.3 Partie réception

Le récepteur est composé d'un démultiplexeur qui sépare les différents utilisateurs en 8 canaux de largeur de bande 10GHz. Après démultiplexage le signal doit être amplifié par un amplificateur SOA (Semi-conducteur Optical Amplifier). On a utilisé ces types d'amplificateurs parce que le signal possède un courant faible et les SOAs sont mieux adaptées que les EDFAs.

Photodétecteur est ensuite utilisé pour convertir le signal optique en un signal électrique avec une sensibilité de $1A/W$. Ce détecteur de lumière peut être de type PIN ou APD utilisables dans les applications autour de 1550 nm .

Après conversion électrique, le signal est filtré LPF de type Bessel afin de récupérer les données transmises par pour chaque utilisateur.

👉 Résultats et interprétation :

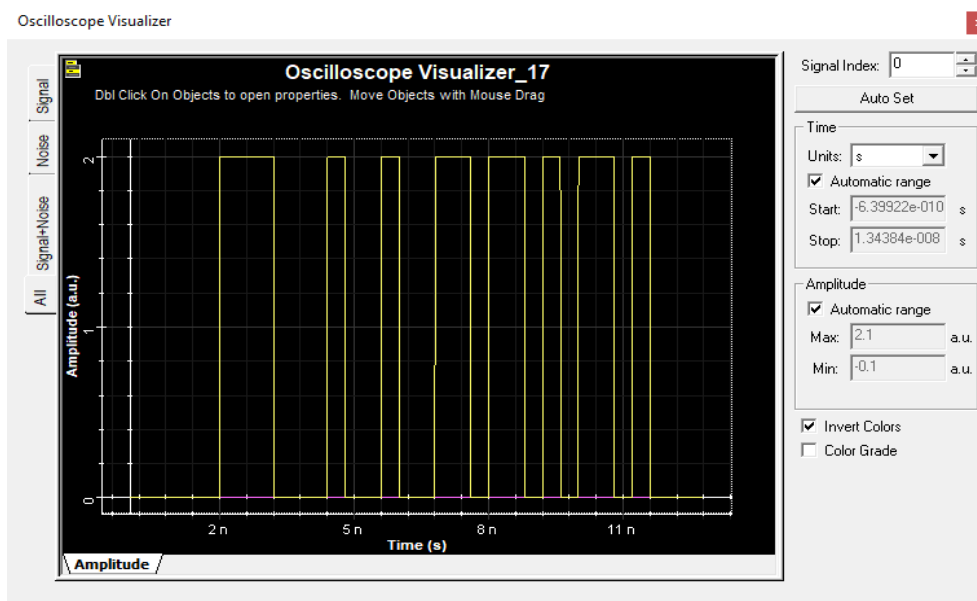


Figure IV.6: Débit binaire au niveau du modulateur Mach-Zehnder User 1.

La figure IV.6 représente le débit binaire après modulation. Le type de codage utilisé est de type NRZ.

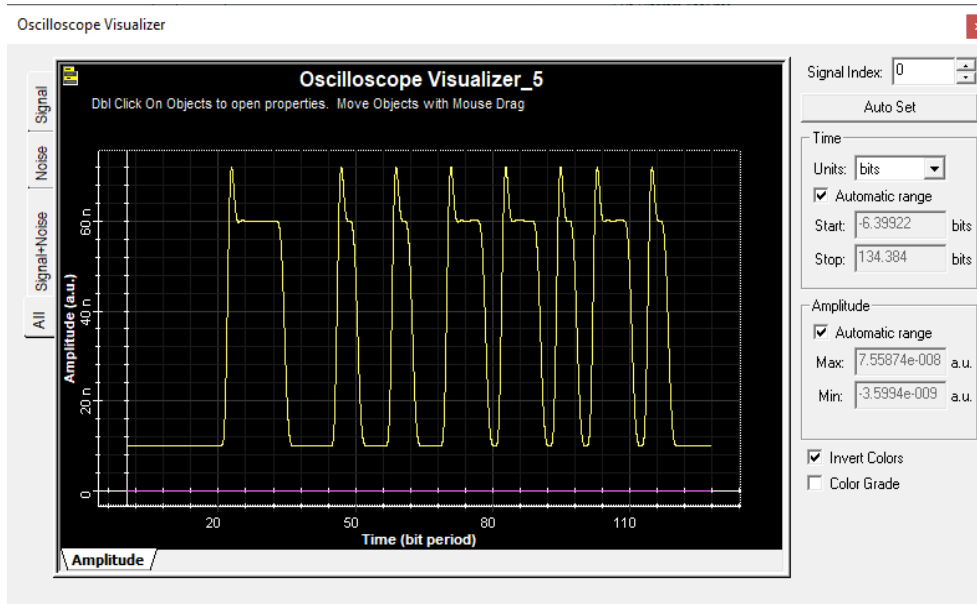


Figure IV.7: Débit binaire au niveau du récepteur User1.

La figure IV.7 représente le débit binaire au niveau du récepteur pour un seul utilisateur. Le signal est beaucoup affaibli en amplitude et les bits s'élargissent en durée avec la présence des pics. Nous remarquons que le récepteur arrive à détecter les bits à 1 et 0 si l'on compare par rapport au débit binaire au niveau de l'émetteur.

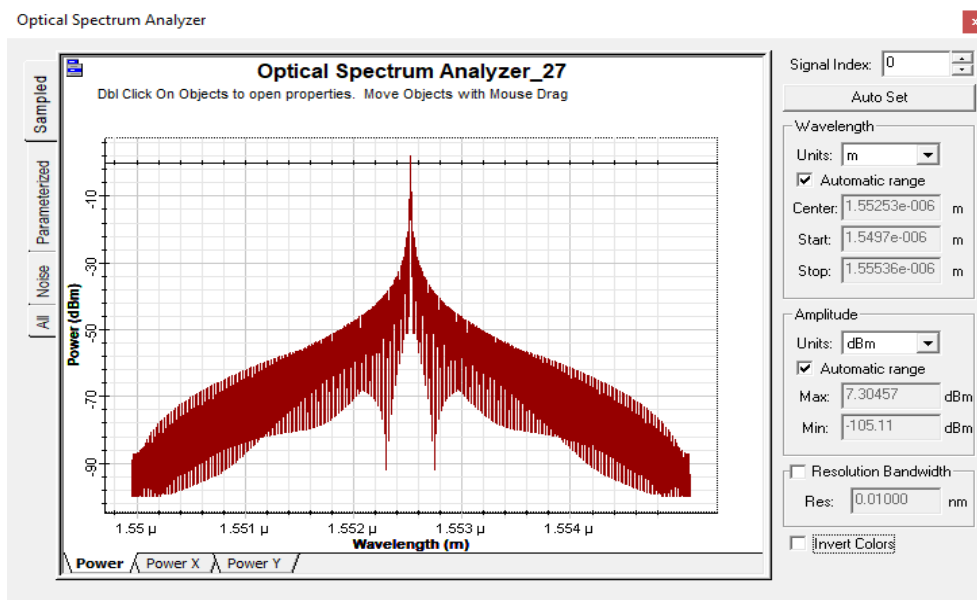


Figure IV.8 : Spectre optique au niveau du premier modulateur Mach-Zehnder.

La figure IV.8 représente le spectre optique au niveau du premier modulateur MZ. La puissance maximale est de 7.30457 dBm, minimale est -105.11 dBm. Nous remarquons que le spectre est symétrique.

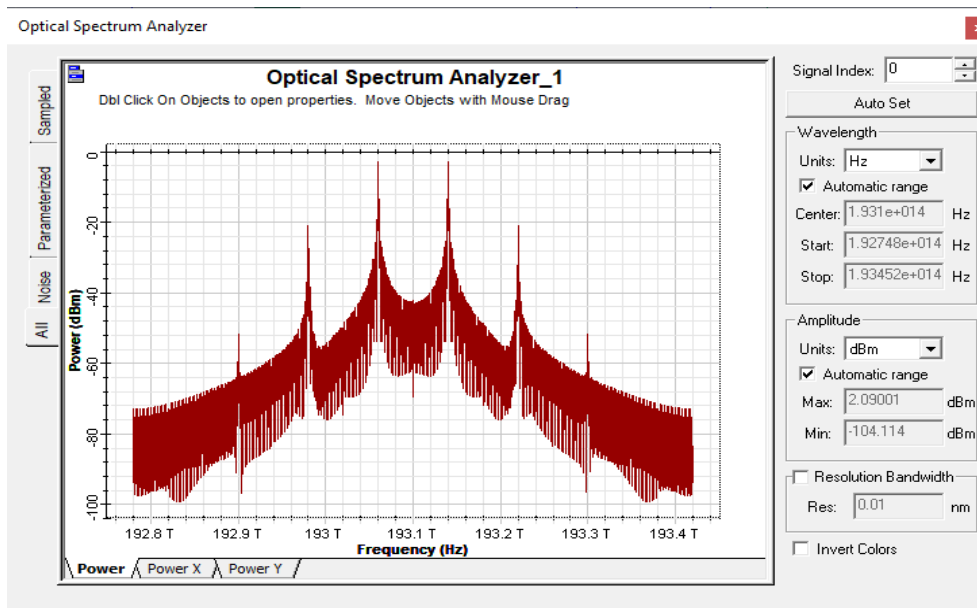


Figure IV.9 : Spectre optique au niveau du deuxième modulateur Mach-Zehnder.

La figure IV.9 représente le spectre optique au niveau du deuxième modulateur MZ. Le deuxième modulateur a pour rôle de supprimé la porteuse. Le spectre reste toujours symétrique.

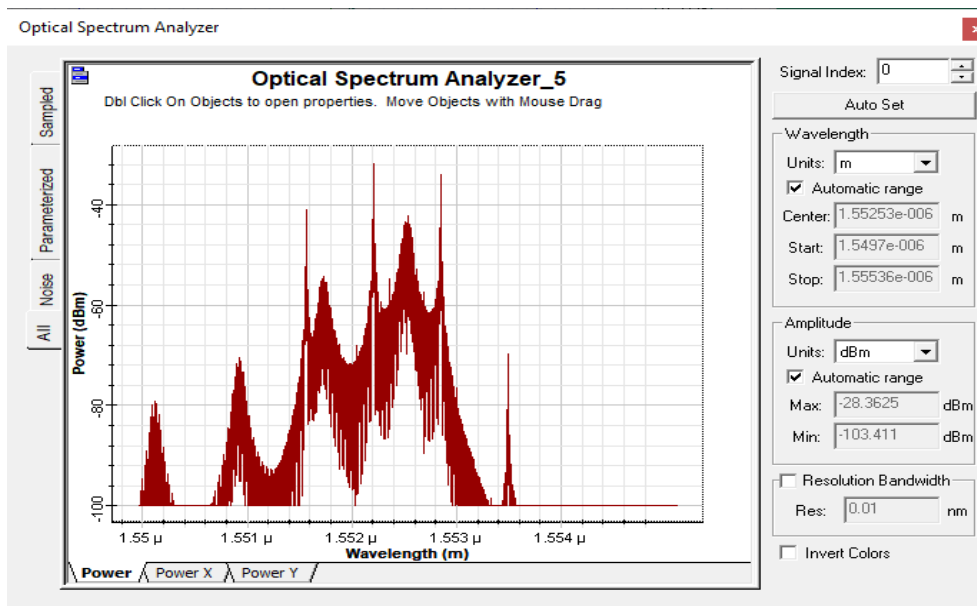


Figure IV.10 : Spectre optique après multiplexage.

La figure « IV.10 » représente le spectre optique après multiplexage, elle regroupe les spectres de 8 utilisateurs dans un seul spectre asymétrique. La puissance totale est diminuée à $6.97 \cdot 10^{-7}$ W (-28.36 dBm).

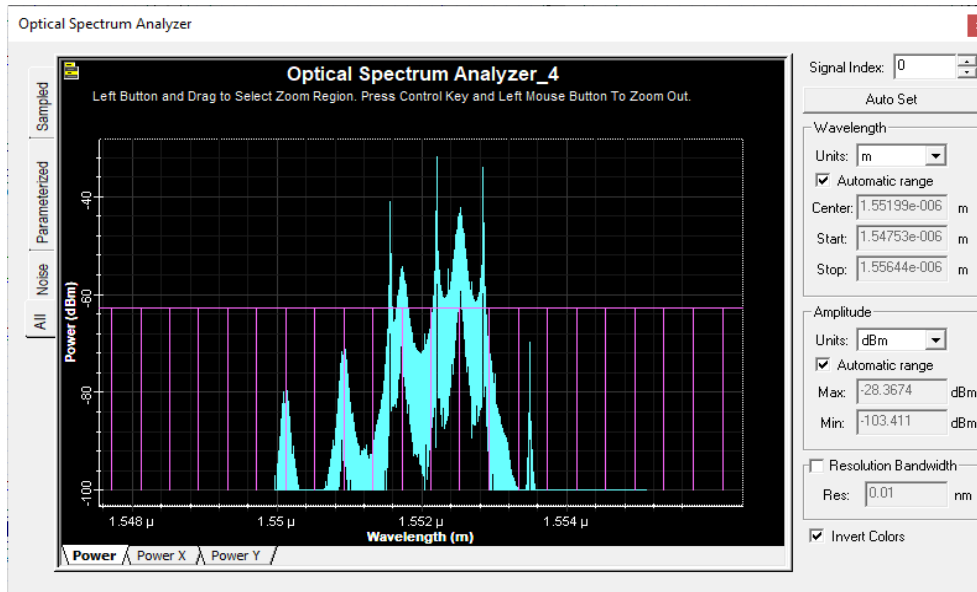


Figure IV.11 : Spectre optique après propagation dans la fibre optique.

La figure IV.11 représente le spectre optique après propagation dans la fibre optique. Nous remarquons que le bruit est important introduite par les amplificateurs EDFA et d'autres composantes.

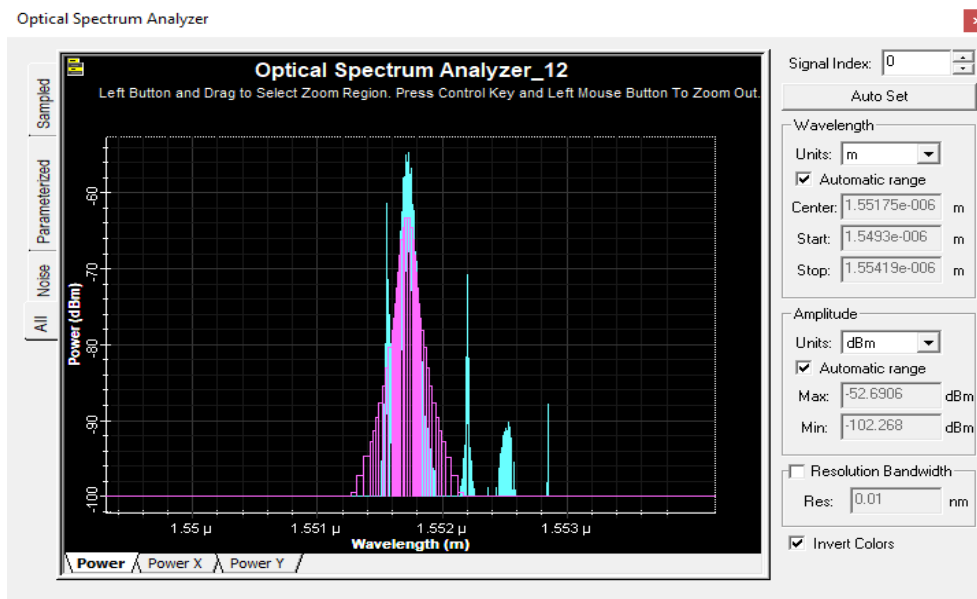


Figure IV.12 : Spectre optique après démultiplexage optique.

La figure IV.12 représente le spectre optique après démultiplexage optique, ayant un bruit fort et une diminution de puissance. Un filtrage optique est obligatoire.

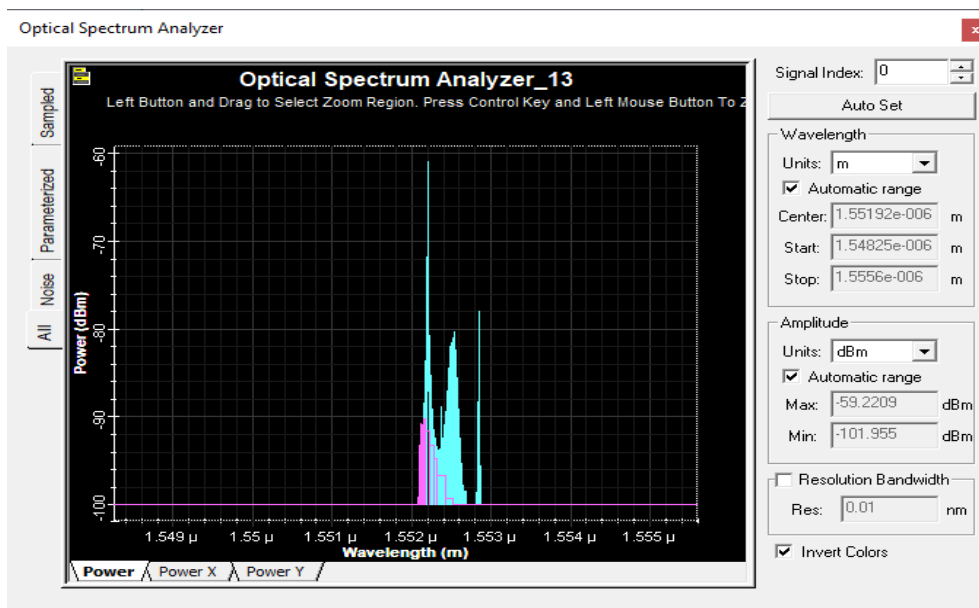


Figure IV.13: Spectre optique après filtrage optique User1.

La figure IV.13 représente le spectre optique après filtrage optique de type *Bessel*. La diminution de bruit est remarquable l'amplitude du bruit presque le $\frac{1}{4}$ du signal. Donc la photodiode peut distinguer les bits « 1 » et les bits « 0 ».

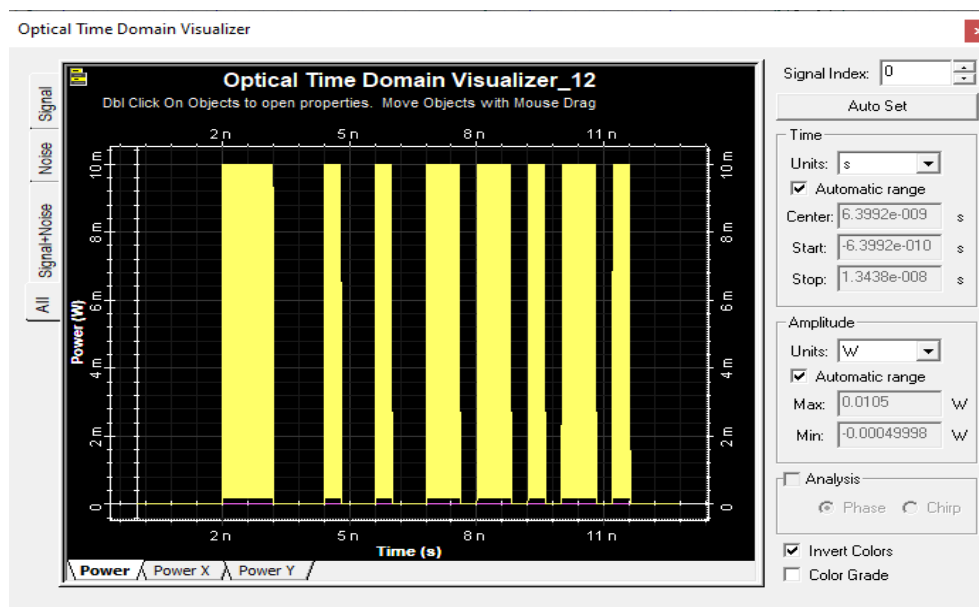


Figure IV.14 : Débit binaire au niveau du modulateur optique.

La figure IV.14 représente une visualisation optique du débit binaire au niveau du modulateur optique. Les bits « 1 » et « 0 » restent inchangés et ne présentent aucun changement ou déformation.

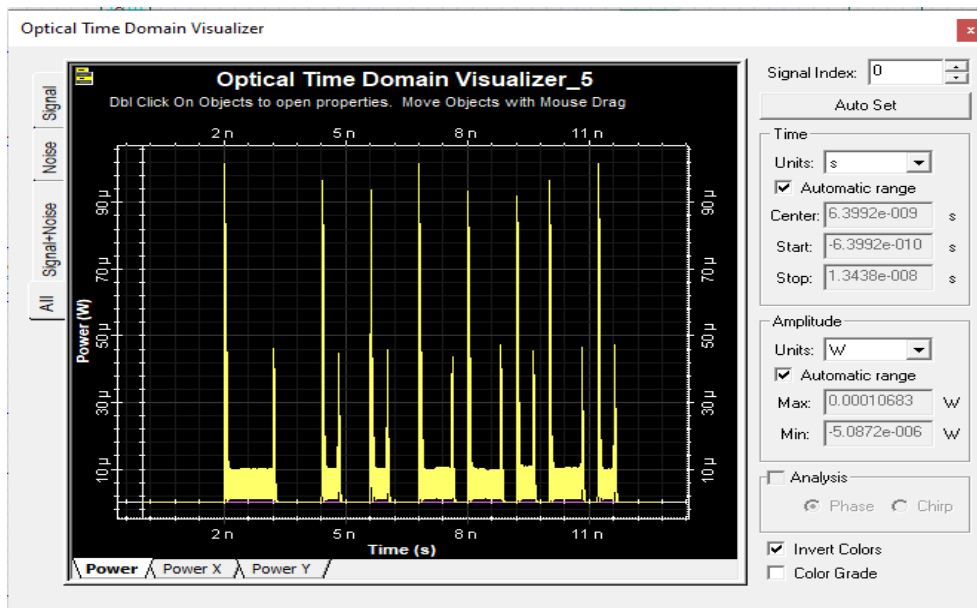


Figure IV.15 : Débit binaire après multiplexage optique.

La figure IV.15 nous montre que le signal après multiplexage est trop dégradé (l'inconvénient du WDM) avec la déformation des bits « 1 » et « 0 ».

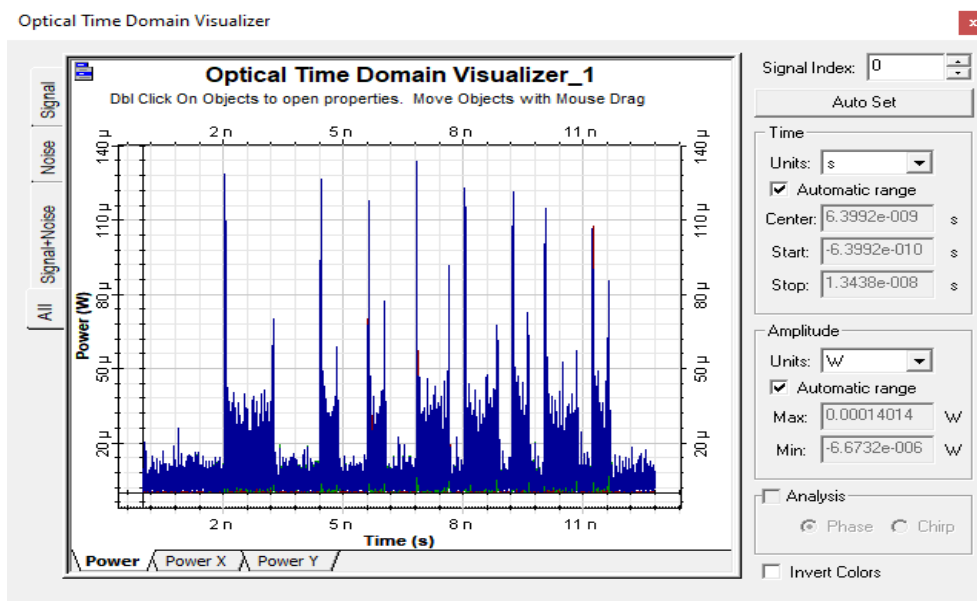


Figure IV.16: Débit binaire après propagation dans la fibre optique.

La figure IV.16 présente le débit binaire après propagation dans la fibre. Nous remarquons que le bruit est important (bruit fort). Les bits « 0 » présente aussi des amplitudes non négligeables.

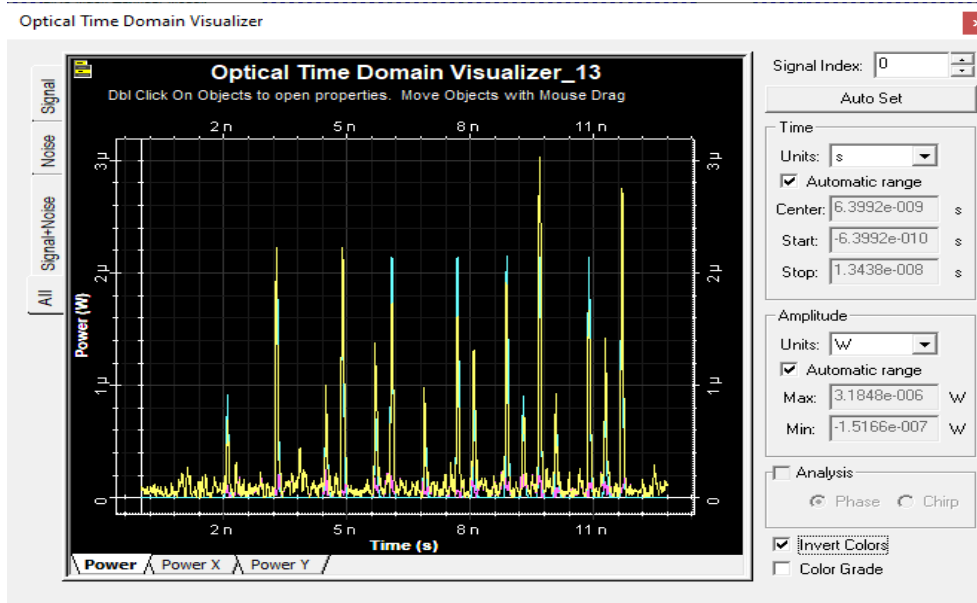


Figure IV.17: Débit binaire après démultiplexage optique.

La figure IV.17 présente le débit binaire après démultiplexage optique. Le signal est complètement bruité. L'amplitude est très faible de l'ordre de quelques microwatts. Un filtrage optique est nécessaire pour éliminer le bruit et pour que la photodiode arrive à faire la distinction entre les bits « 1 » et les bits « 0 ».

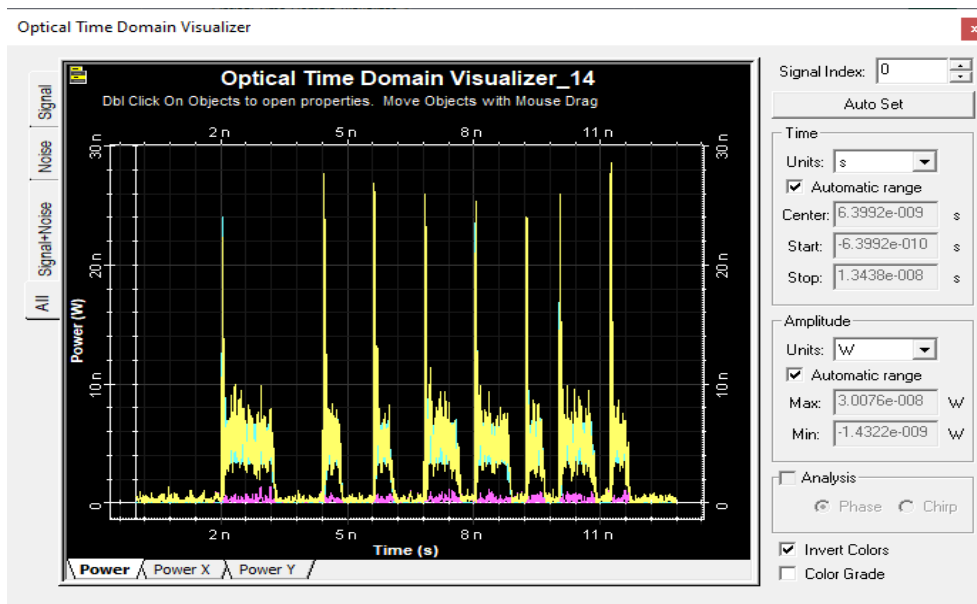


Figure IV.18: Débit binaire après filtrage optique.

La figure IV.18 représente le débit binaire après filtrage optique. On remarque bien que le bruit est diminué proche de zéro. Mais le signal est toujours faible. Un amplificateur optique est essentiel pour améliorer sa forme.

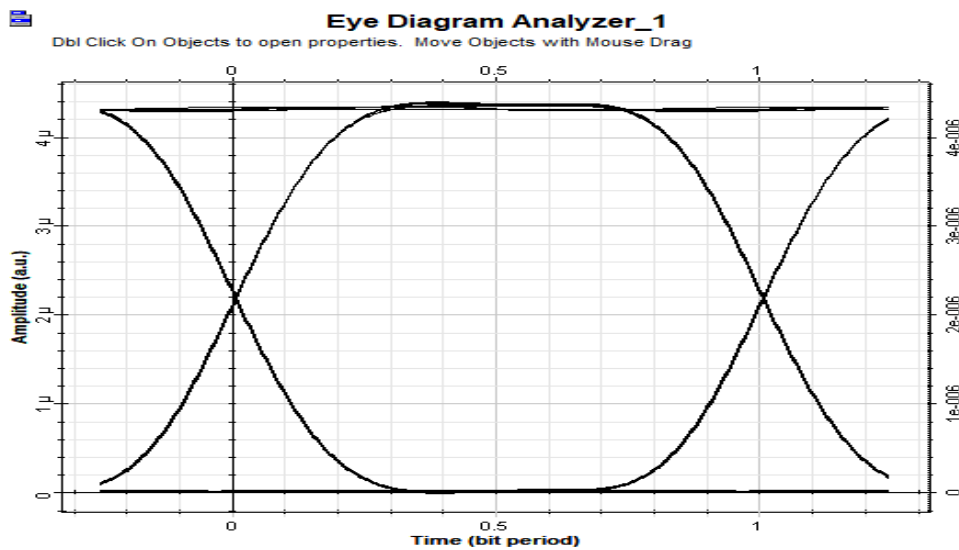
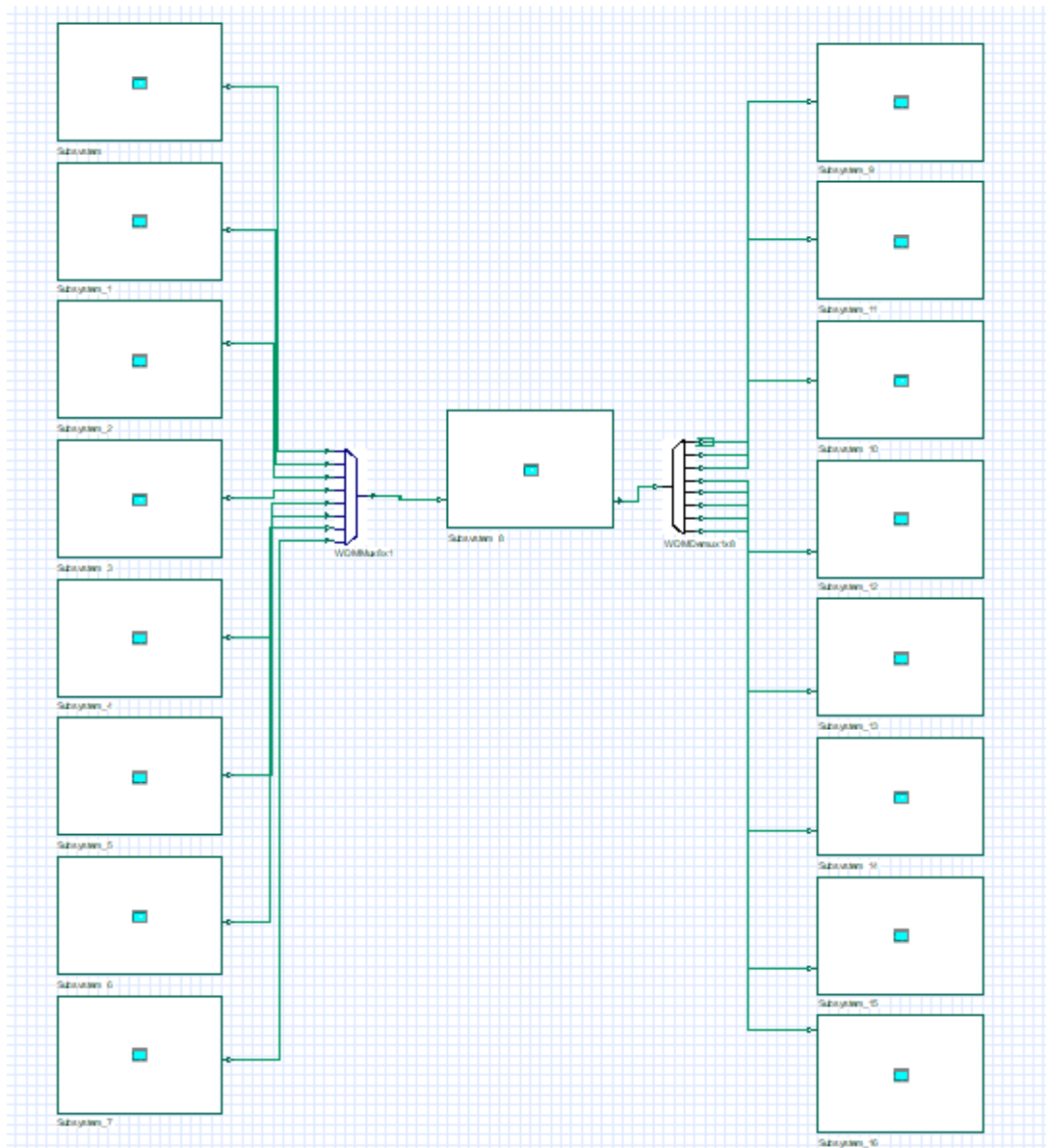


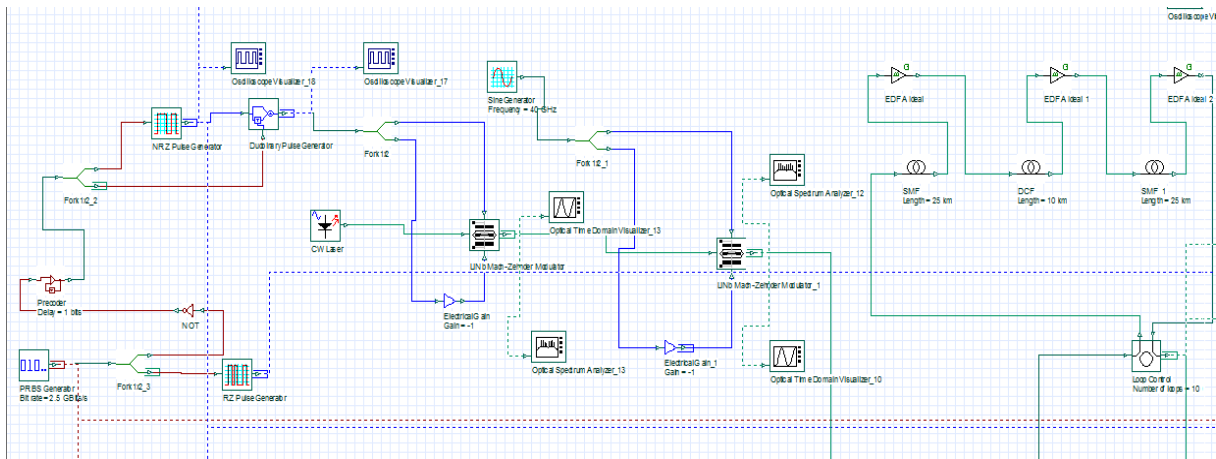
Figure IV.19 Diagramme de l'œil.

Quand les signaux numériques hauts débit dépassent plusieurs Gbit/s, les diagrammes de l'œil constituent un outil simple permettant d'évaluer rapidement et précisément la qualité du signal et les performances du système. Le diagramme de l'œil est construit à partir d'une forme d'onde numérique en superposant les courbes correspondant à chaque bit sur un même graphe avec l'amplitude du signal en Y (axe vertical) et le temps en X (axe horizontal). En répétant l'opération sur un grand nombre d'échantillons de signal, le graphe obtenu fournit les statistiques moyennes du signal et présente l'aspect d'un œil. D'après La figure IV.19 l'œil est bien ouverte pour un débit de 2.5 Gbit/s ce qui explique que la qualité de transmission est bonne.

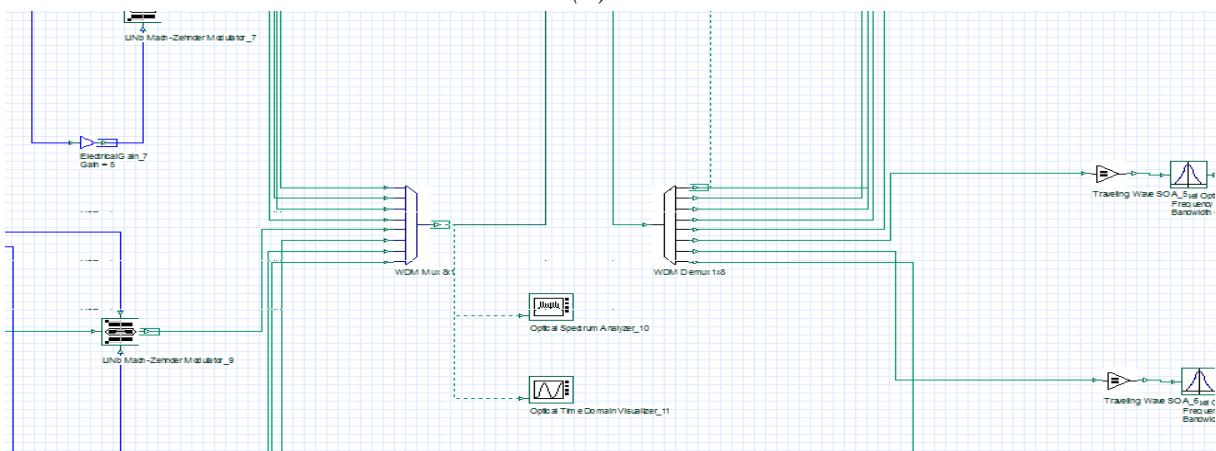
IV. Modulation Duo binaire



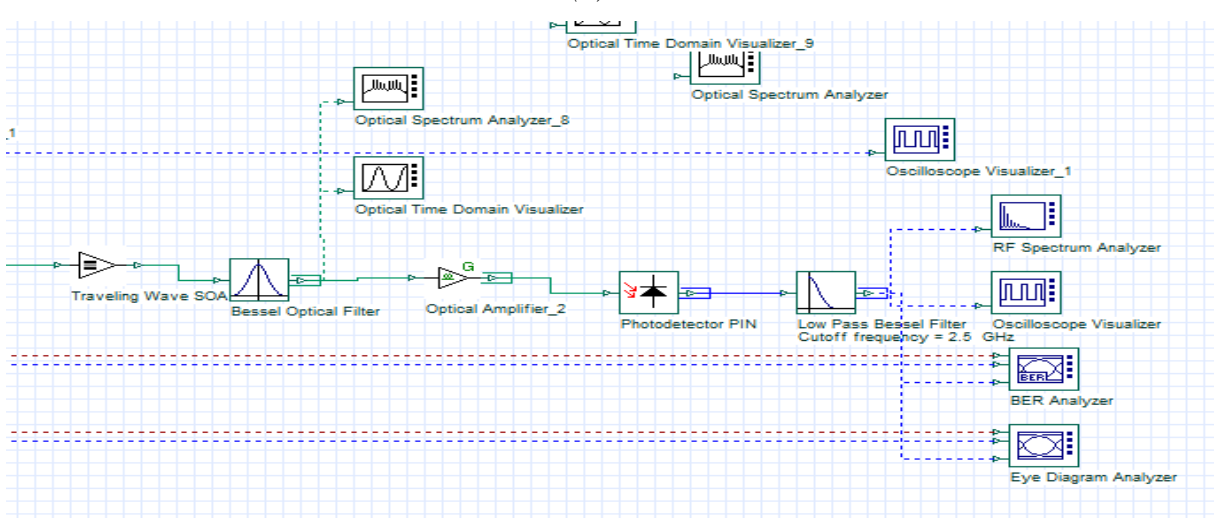
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.20 : Schéma d'une chaîne de transmission par fibre optique utilisant la modulation duobinaire (a) Le bloc global d'émetteur récepteur optique, (b) Le bloc émetteur et le support de transmission, (c) Le système de multiplexage/Démultiplexage, et (d) Le schéma du récepteur.

Figure IV.20 : Schéma d'une chaîne de transmission par fibre optique utilisant la modulation duo binaire, (a) représente le montage global pour une chaîne de transmission par fibre optique. Dans ce montage on utilise un multiplexage en longueur d'onde pour huit utilisateurs chaque utilisateur avec un débit de 2.5Gbits/s. la longueur de la fibre est de 60 Km, (b) montre la modulation duo binaire avec le support de transmission (c) montre le système de multiplexage/démultiplexage WDM et (d) montre le bloc réception.

IV.1 Partie d'émission

Dans le bloc émetteur Il y a une source de donnée (PRBS Generator) de débit de 2.5Gbit/s pour chaque utilisateur suivi par un inverseur, précodeur duo binaire qui permet un codage à 3 niveaux avec un retard de 1 bit, un codeur (NRZ ou RZ), duo binaire pulse générateur basé sur un retard électrique et un additionner, suivi par CW laser qui émit une puissance de 10 mW et de fréquence = 193.1THz. Un multiplexage WDM à 8 canaux (la bande simulée : $f_1=193.1\text{THz}$, $f_2=193.2\text{THz}$, $f_3=193.3\text{THz}$, $f_4=193.4\text{THz}$, $f_5=193.5\text{THz}$, $f_6=193.6\text{THz}$, $f_7=193.7\text{THz}$, $f_8=193.8\text{THz}$) ce dernier combine tous les signaux lumineux d'entrée en un seul signal de sortie.

	Rapport d'extinction (dB)	Tension de commutation de polarisation (v)	Tension de commutation RF (v)	Pertes d'insertion (dB)	Tension de polarisation (1) (v)	Tension de polarisation (2) (v)
1 ^{ère} MZM	100	4	4	0	-2	2
2 ^{ème} MZM	100	4	4	0	-2	4

Tableau IV.3. Les paramètres de deux modulateur MZM.

IV.2 Support de transmission

Le milieu de transmission est constitué d'une fibre optique de 60 Km. Il y a deux fibres de type SMF de 25 Km pour chacune avec l'atténuation de 0.2 dB/Km et une dispersion de 17 Ps/nm/Km et une fibre DCF de 10 Km pour la compensation de dispersion avec une atténuation de 0.5 dB/Km et une dispersion chromatique égale à -85Ps/nm/Km. Après chaque passage dans la fibre optique on place un amplificateur de type EDFA avec un gain de 5 dB pour chacune.

Le tableau ci-dessous représente les paramètres de la fibre optique :

Longueur de la fibre de transmission	60 Km
Atténuation de la fibre de transmission	0.2 dB/Km
Dispersion de la fibre de transmission	17 PS/nm/Km
Gain de l'EDFA de la fibre	5 dB
Facteur de bruit de l'EDFA	6 dB
Gain de l'EDFA de la fibre compensation	5 dB
Longueur de la fibre compensation	10 Km
Atténuation de la fibre compensation	0.5 dB/Km
Dispersion chromatique de la fibre compensation	-85 PS/nm/Km

Tableau IV.4. Paramètre de la fibre optique.

IV.3 Partie réception

Le bloc de réception est composé un démultiplexeur, d'un amplificateur SOA (amplificateur a semi-conducteur), un filtre Bessel d'ordre 8 de fréquence de 193.1 THz. Suivi d'une photodiode PIN de sensibilité égale à 1A/W. cette dernière est joue le rôle d'un circuit de discision si l'amplitude dépasse > 50% du signal il considère comme un « 1 », et si l'amplitude est inférieure à <50 il le considère comme un « 0 ». Après un filtre Bessel passe-bas d'ordre 8 et de fréquence de coupure de 80GHz.

👉 **Résultats et interprétation :**

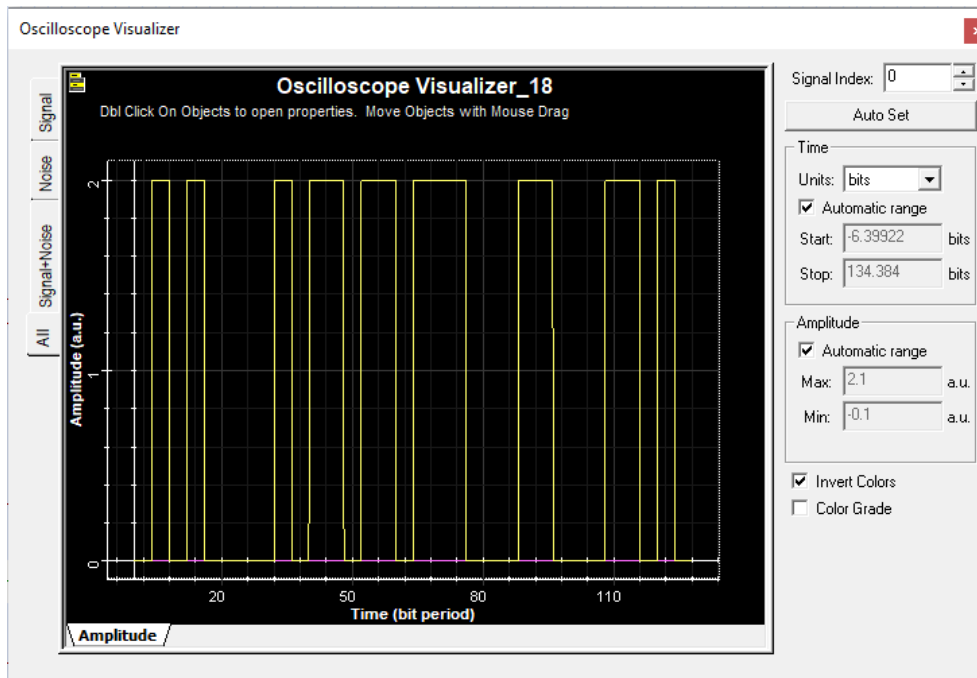


Figure IV.21 : Débit binaire au niveau précoder.

La figure IV.21 représente le débit binaire au niveau de précoder. L'amplitude est variée entre un Max=2.1 a.u. et Min=-0.1 a.u.

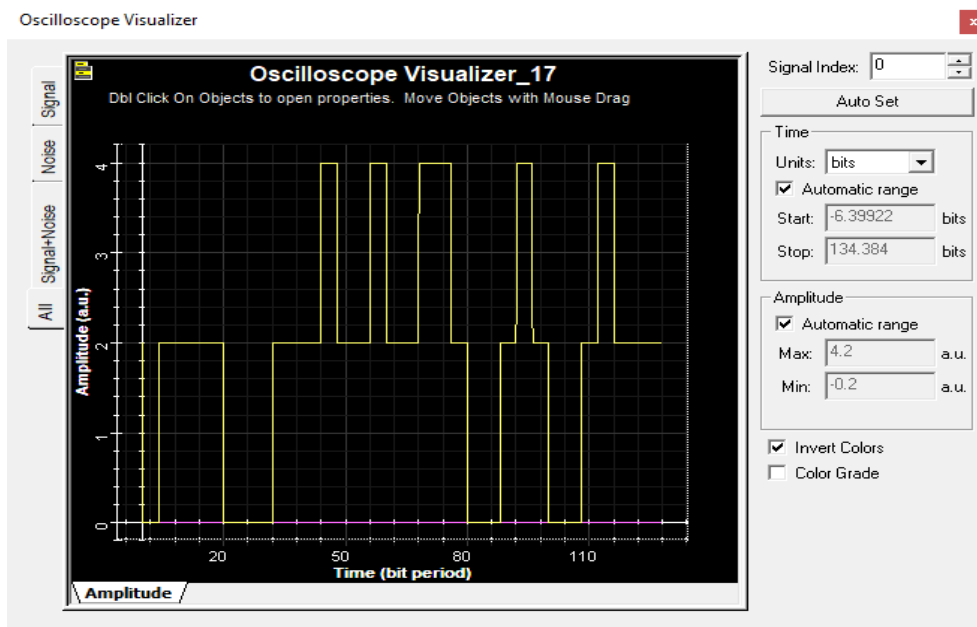


Figure IV.22 : Débit binaire au niveau de l'encoder.

La figure IV.22 représente le débit binaire au niveau de l'encodeur. Elle est codée sur trois niveaux (0, 2, 4) avec une amplitude de Max=4.2 a.u. et de Min=-0.2 a.u. La modulation duo binaire est codée sur trois niveaux à cause de précoder (il permet le codage à trois niveaux).

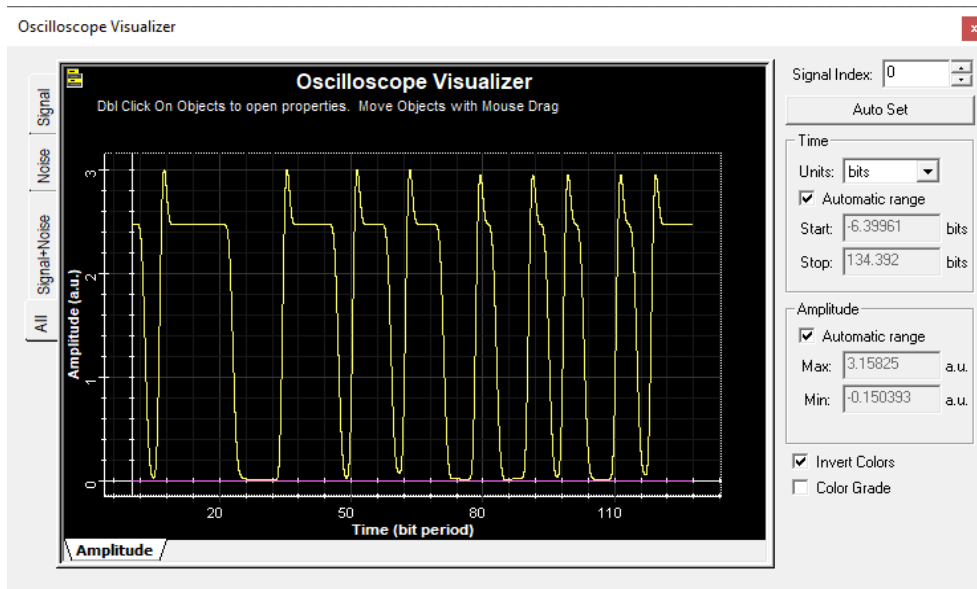


Figure IV.23. Débit binaire au niveau du récepteur.

La figure IV.23 présente le débit binaire au niveau du récepteur pour un seul utilisateur. Le signal est beaucoup affaibli en amplitude et les bits s'élargissent en durée avec la présence des pics. Nous remarquons que le récepteur arrive à détecter les bits à 1 et 0 si l'on compare par rapport au débit binaire au niveau de l'émetteur.

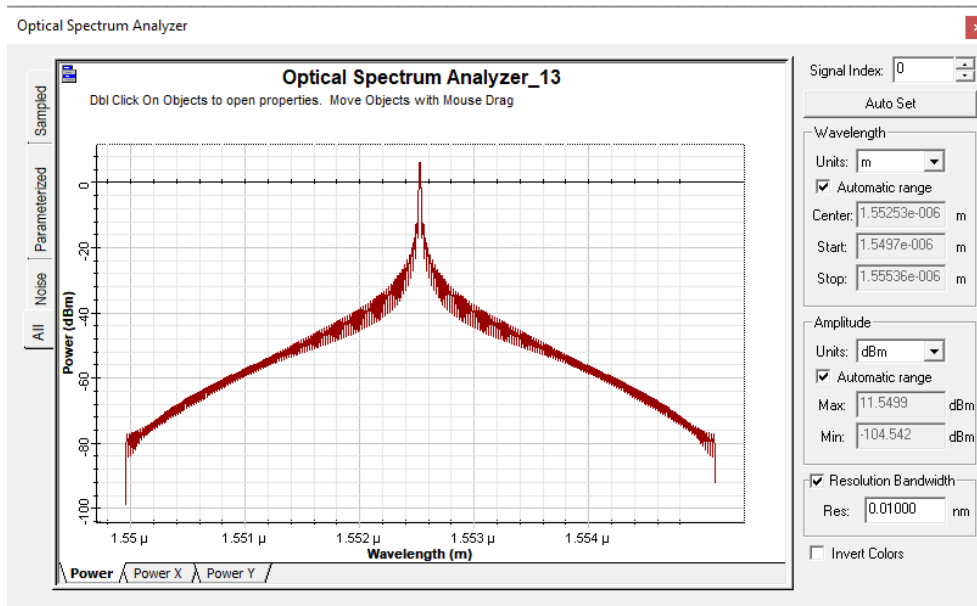


Figure IV.24 : Spectre optique au niveau du modulateur Mach-Zehnder 1.

La figure IV.24 représente le spectre optique après le premier modulateur Mach-Zehnder. La puissance maximale est de 11.5499 dBm et minimal est -104.542 dBm. Nous remarquons que le spectre est symétrique.

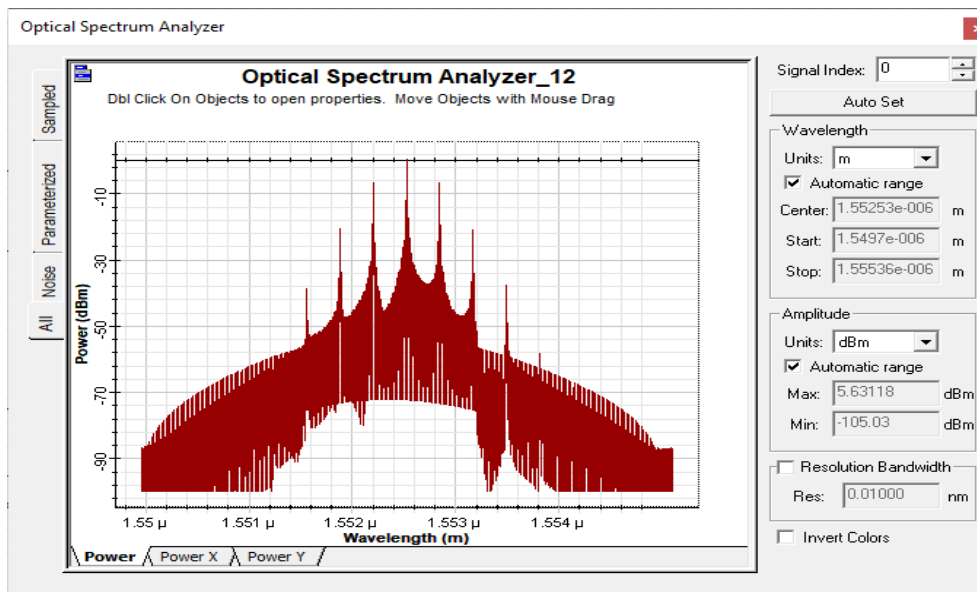


Figure IV.25 : Spectre optique au niveau du modulateur Mach-Zehnder2.

La figure IV.25 présente le spectre optique après deuxième modulateur Mach-Zehnder. Nous remarquons que le spectre est asymétrique contient juste des lobes secondaires, diminution de la puissance (Max=5.63118 dBm, Min=-105.03 dBm) et les longueurs d'onde reste fixe.

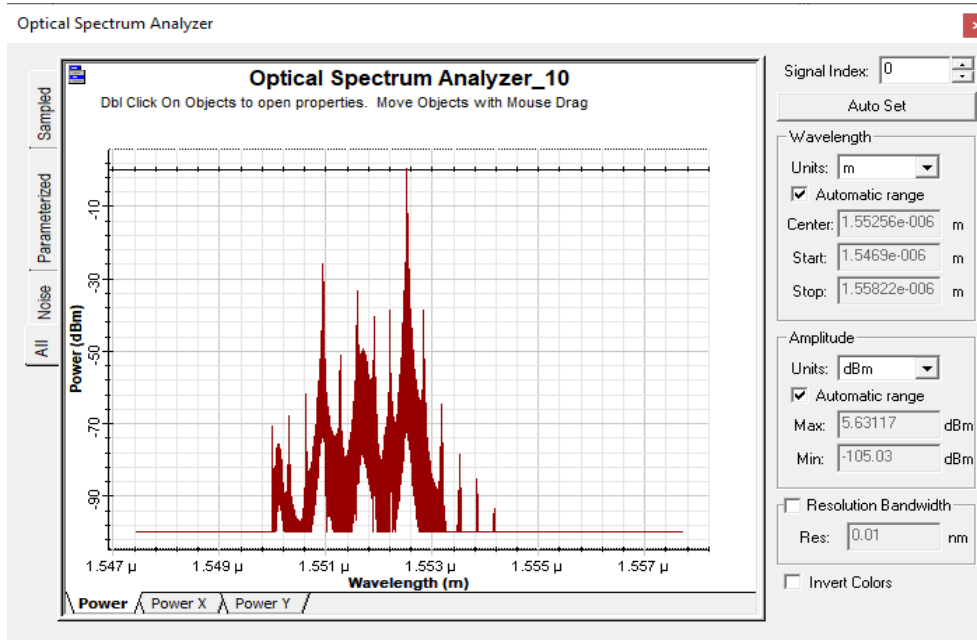


Figure IV.26 : Spectre optique après multiplexage.

La figure IV.26 représente le spectre optique après multiplexage. Elle regroupe les signaux de huit utilisateurs dans un seul spectre asymétrique. La puissance totale reste fixe.

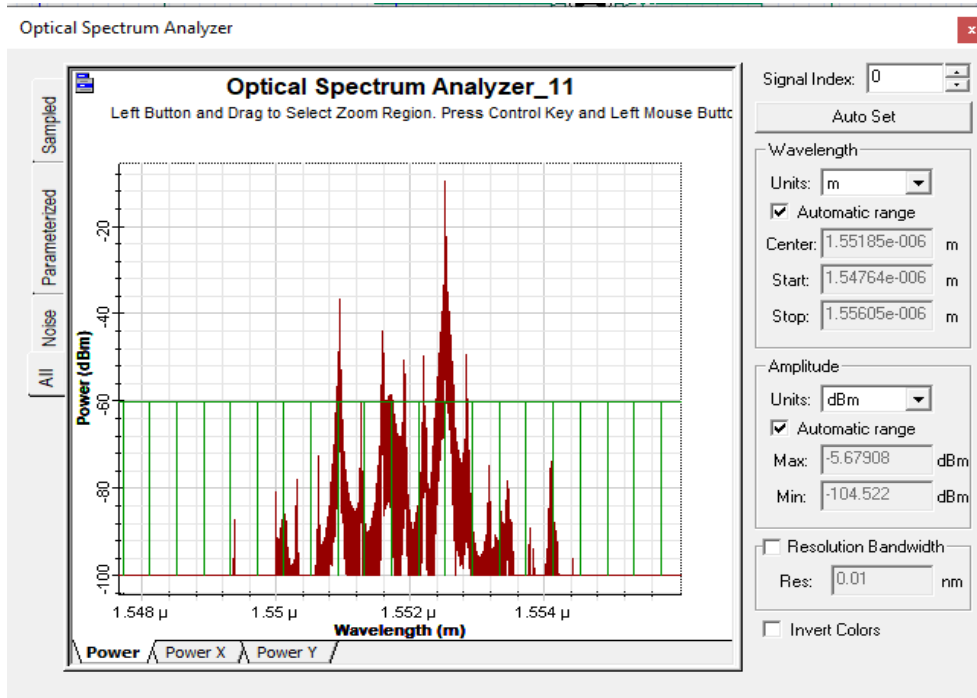


Figure IV.27 : Spectre optique après propagation dans la fibre optique.

La figure IV.27 représente le spectre optique après propagation dans la fibre. Nous remarquons qu'il y a une diminution de la puissance ($P_{max} = -5.67908 \text{ dBm}$, $P_{min} = -104.522 \text{ dBm}$) et le bruit est important à cause de l'amplificateur EDFA (il amplifié le signal et le bruit).

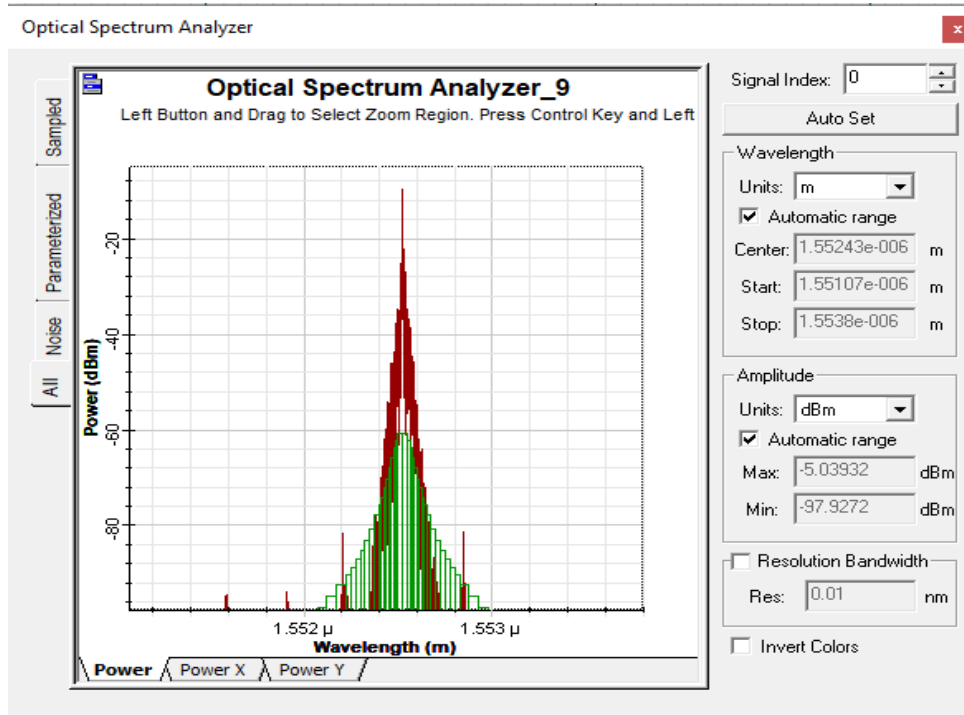


Figure IV.28 : Spectre optique après démultiplexage optique.

La figure IV.28 représente le spectre optique après démultiplexage, ayant un bruit fort et une diminution de la puissance ($P_{max} = -5.03932 \text{ dBm}$, $P_{min} = -97.9272 \text{ dBm}$). Le filtrage optique est obligatoire.

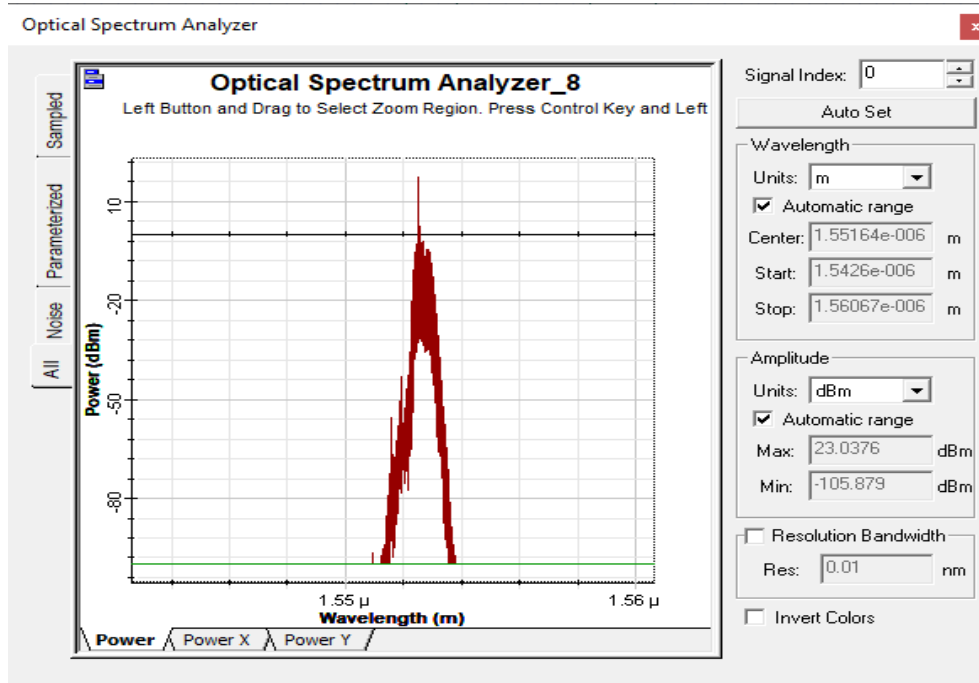


Figure IV.29 : Spectre optique après filtrage optique.

La figure IV.29 représente le spectre optique après filtrage de type Bessel. La diminution du bruit est remarquable, l'amplitude du bruit est presque le $1/2$ du signal. Donc la photodiode peut distinguer les bits « 1 » et les bits « 0 ».

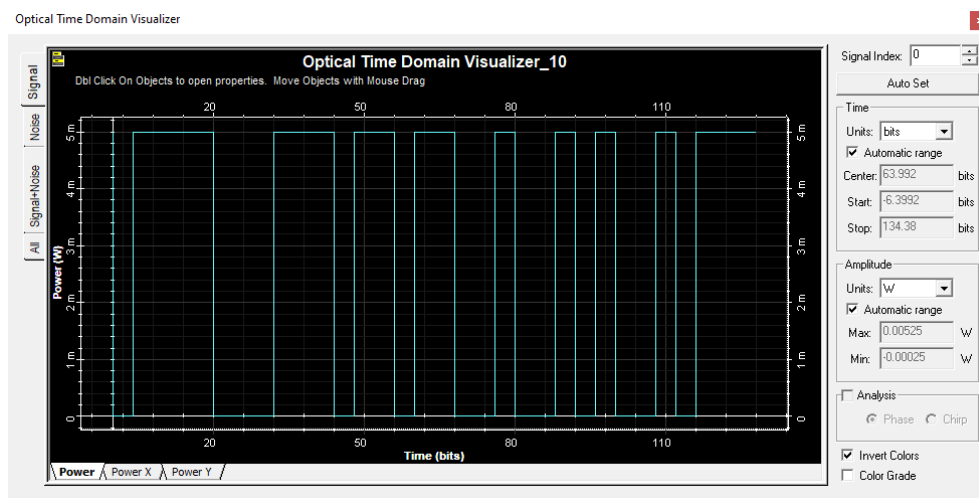


Figure IV.30 : Débit binaire au niveau du modulateur optique.

La figure IV.30 représente le débit binaire au niveau de modulateur optique. Les bits « 1 » et « 0 » restent inchangés et ne présentent aucun changement ou déformation.

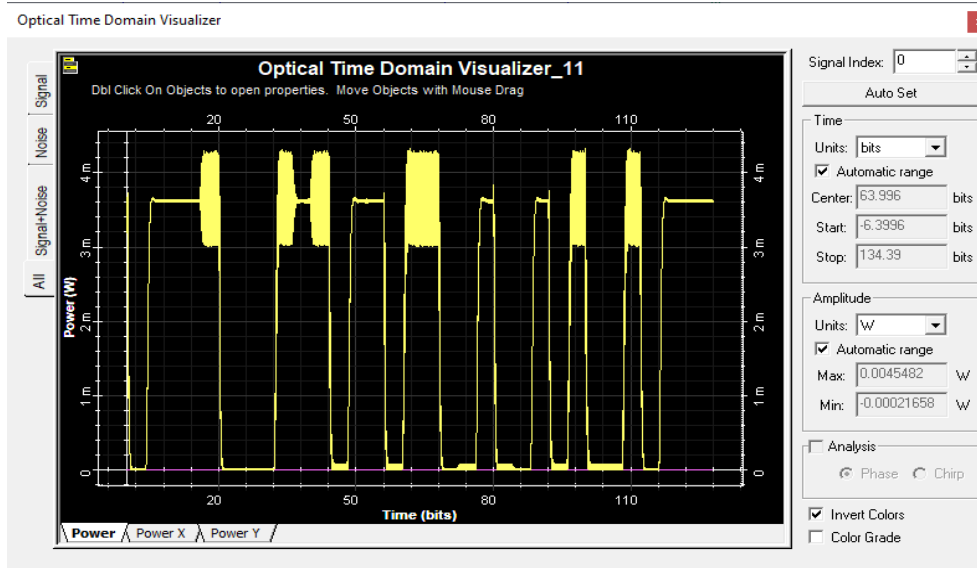


Figure IV.31 : Débit binaire après multiplexage optique.

La figure IV.31 nous montre que le signal après multiplexage est dégradé avec une déformation des bits.

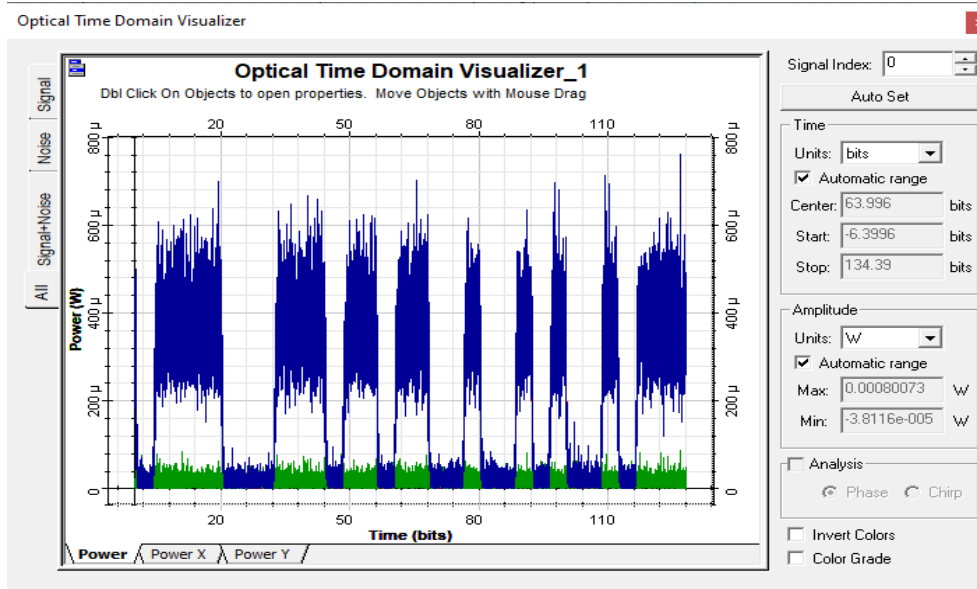


Figure IV.32 : Débit binaire après propagation dans la fibre optique.

La figure IV.32 illustre le débit binaire après propagation dans la fibre optique. Nous remarquons que le bruit est important. Les bits « 0 » présentent aussi des amplitudes non négligeables.

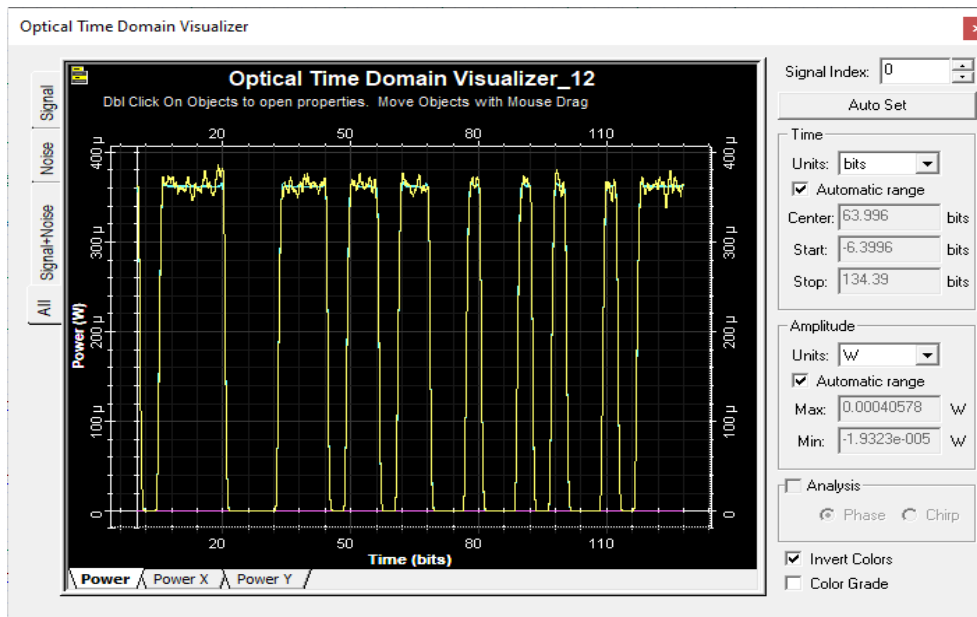


Figure IV.33 : Débit binaire après démultiplexage optique.

La figure IV.33 représente le débit binaire après démultiplexage optique. Le signal est complètement bruité. Un filtrage optique est nécessaire pour éliminer le bruit et pour que la photodiode arrive à faire la distinction entre les bits « 1 » et les bits « 0 ».

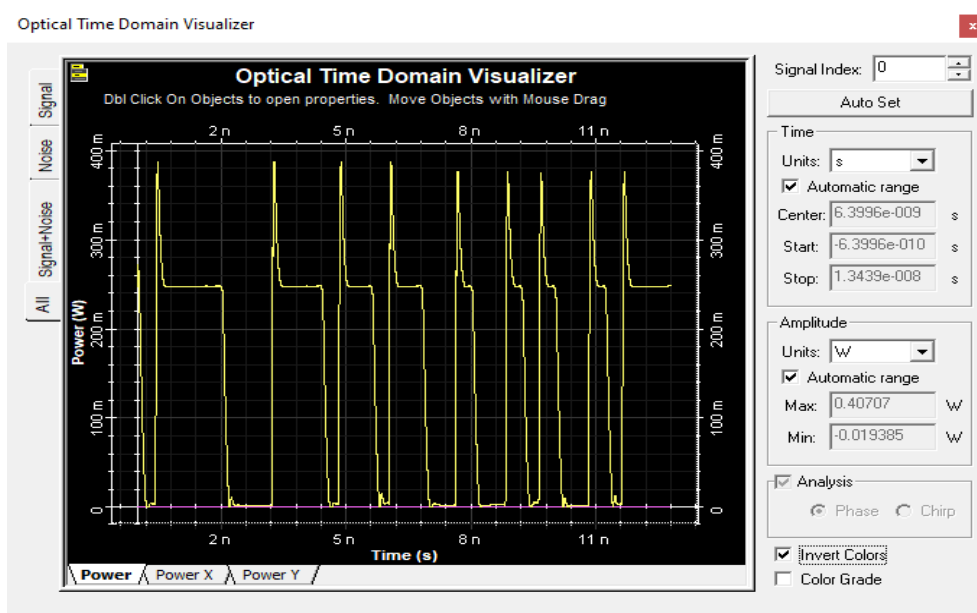


Figure IV.34 : Débit binaire après filtrage optique.

La figure IV.34 présente le débit binaire après filtrage optique. On remarque bien la présence des pics, et le bruit est presque éliminé. Un amplificateur optique est essentiel pour améliorer sa forme.

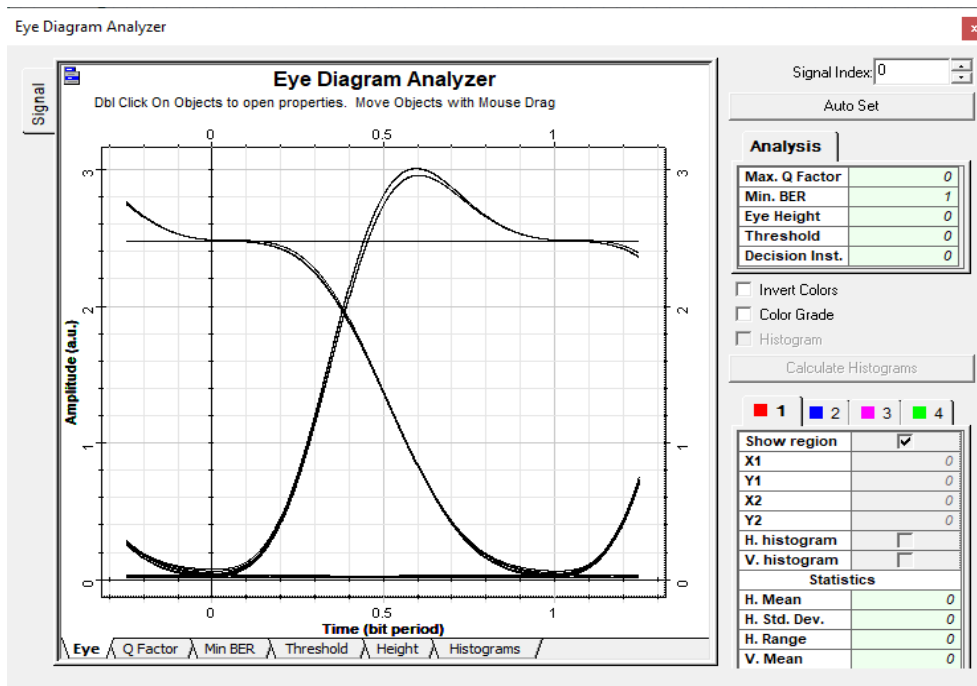


Figure IV.35 Diagrammes de l'œil.

Dans La figure IV.35 l'œil est ouvert pour le débit de 2.5 Gbit/s ce qui confirme qu'il y a une bonne qualité de transmission.

V. Comparaison

	CS-RZ	Duobinaire
Puissance après propagation dans la fibre (W)	$0.14014 \cdot 10^{-3}$	$0.80073 \cdot 10^{-3}$
Bruit après démultiplexage (W)	$4.6918 \cdot 10^{-7}$	$8.1752 \cdot 10^{-7}$
Bruit après filtrage optique (W)	$1.4235 \cdot 10^{-9}$	~ 0
Temps d'exécution (S)	00 : 00 : 08	00 : 00 : 18
Le courant (A)	0.15	0.35

Tableau IV.5: Comparaison entre le format de modulation CS-RZ et le format duo binaire.

En comparant les résultats générés par notre simulation on constate que le format de modulation CS-RZ présente un certain nombre d'avantages par rapport au format de modulation duo binaire :

1. La bande passante

La bande passante après le filtrage optique est élevée, cependant la bande de duo binaire est presque la moitié de CS-RZ.

2. Le temps d'exécution

Est court (00 :00 :08) second pour CS-RZ, mais le temps d'exécution de duo binaire est lent (00 :00 :18) second.

3. Complexité de circuit

CS-RZ est simple à réaliser (circuit simple) cependant duo binaire est complexe à réaliser nécessite un pré coder et filtre passe bas.

4. Consommation d'énergie

La modulation duo binaire consomme une énergie importante en comparant avec le CS-RZ. La DB besoin un courant de 0.45 A pour avoir des petits pics, si le courant est inférieur à 0.45 A les pics augmente. Cependant le CS-RZ besoin juste 0.15 A de courant.

Le format de modulation duo binaire est meilleur que CS-RZ du côté :

5. Puissance

La puissance après filtrage optique est importante par rapport à CS-RZ. Par conséquent le signal de réception est important pour la modulation du binaire par rapport au signal CS-RZ.

6. Bruit

Le bruit dans la réception (après filtrage) est presque éliminé pour la modulation duo-binaire.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé deux types de format de modulation CS-RZ et duo-binaire avec huit utilisateurs sous le logiciel Optisystem 7.0. Après simulations nous avons fait une comparaison entre ces deux types de modulations avec le même nombre d'utilisateurs, même débit et la même longueur de la fibre optique.

Le format de modulation joue un rôle important dans la conception des réseaux optiques. Nous remarquons que chacun de ses modulations présentent des points forts et des points faibles. Donc nous avons conclure que le choix de modulations dépend du type d'applications, le milieu bruité ou non, le code RZ ou NRZ, la puissance du laser utilisée et d'autres paramètres.



Conclusion générale

L'objectif de notre travail concerne l'étude et la comparaison des deux formats de modulations avancées utilisées par les systèmes de télécommunications optiques.

La première partie a été consacrée sur les télécommunications par fibre optiques. Nous avons décrit le principe d'un émetteur-récepteur optique. Nous avons discuté les différentes composantes qui constitue la chaine de transmission et on a mis l'œil sur trois composantes qui est nécessaire à notre étude. Le modulateur MZ à base de Niobate de Lithium, la photodiode PIN et le filtrage optique.

Dans la deuxième partie, nous avons traité les différents types de modulation numérique, ainsi leurs avantages et inconvénient. Ensuite, nous sommes arrivés à distingués comment on choisit le type de modulation suivant l'application et suivant le domaine de fréquence utilisée.

Dans la troisième partie. Nous avons étudié deux formats de modulation le RZ à porteuse supprimé et la modulation duobinaire, ainsi leurs fonctionnements. Pour valider notre étude on a utilisé un logiciel de simulation pour mieux voir comment ces deux techniques évolues le long de la fibre optique et quelles sont le paramètres qui influent sur ces deux derniers.

Nos résultats montrent que chaque format de modulation elle a des points forts et des points faibles. Donc nous avons conclure que le choix de modulations dépend du type d'applications, le milieu bruité ou non, le code RZ ou NRZ utilisée, la puissance du laser utilisée, la longueur de la fibre optique, le débit binaire, la longueur de propagation le modulateur électrooptique et d'autres paramètres.

Comme un travail complémentaire qui reste, nous suggérons aux futurs étudiants d'étudier ces deux modulations CS-RZ et duobinaire en augmentant le débit binaire par le système de multiplexage voir les DWDM et l'augmentation de la longueur de la fibre optique avec la considération des effets non-linaire par ce que ces derniers améliorent pas mal de problème comme la compression de l'impulsion, le problème de la gigue temporelle, problème de la polarisation.

Les références

- [1]: CHEDALA Latra & LABADI Hana master en systèmes de télécommunications
« Variantes de Format RZ et NRZ destinées aux systèmes de transmission optiques à haut débit », juin 2018 Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
- [2]: N. BOUDRIOUA, « Etude et optimisation d'une chaîne de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD », l'Université Paul Verlaine – Metz.
- [3]: Victor Girondin, « Etude et modélisation d'un modulateur à électro-absorption pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences centimétriques - Simulation système et caractérisation d'une liaison radio sur fibre à modulation externe », THESE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITE PIERRE ET MARIE CURIE
- [4]: CHEMALA Tarik. SEDDIKI Said, « Etude d'un canal de transmission tout optique », Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou
- [5]: Houda BRAHIMI, « Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence », DOCTORAT DE l'université de TOULOUSE
- [6]: Mohammed EL GIBARI, « Conception optique et hyperfréquence d'un modulateur électro-optique sur polymère : optimisation de transitions ultra-large bande pour l'électrode de commande », UNIVERSITÉ DE NANTES
- [7]: Hamedi, Yasmine-Djazia. « Etude D'une liaison Radio sur fibre. » Diss. 2014.
- [8]: ZAIDI, Beddiaf. « Support de cours, Electronique des composants », Université Hadj Lakhdar -BATNA 1 BAT
- [9]: Jérôme LAURENT, « COMMUNICATIONS OPTIQUES A TRES HAUT DEBIT », CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS CENTRE DE PARIS.
- [10]: Jean-Louis VERNEUIL, « Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s », UNIVERSITE DE LIMOGES
- [11]: FARHAOUI Fatima Zohra & ZAIDI Fatima Zohra, « Etude et Simulation d'une Chaîne de Transmission Numérique sur Fibre Optique Haut Débit », UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY - SAIDA

[12] : MEDJDOUB, Fadila. "Optimisation par la simulation système d'une chaîne de transmission numérique par fibre optique haut débit." UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID – TLEMCEM (2010).

[13] : REDJDAL Kaci, Étude d'une Chaîne de Télécommunication Optique, Université Abderahmane Mira de Bejaia

[14] : BENDRIHEM ABDELAZIZ, Etude des phénomènes liés à la propagation dans les fibres optiques, Université de Batna

[15] : ARRIBI Meriem. ELMAHI Aicha, 'la technique WDM en télécoms optiques avancées', UNIVERSITE MUSTAPHA STAMBOULI DE MASCARA.

[16] : Sarah HUYGHE, « FIABILITE DES AMPLIFICATEURS OPTIQUES A 1,55 μm POUR DES APPLICATIONS DE TELECOMMUNICATION : Etude experimentale et modelisation physique », L'UNIVERSITE BORDEAUX I

[17] : Khaleghi, H. (2012). Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulations multi-porteuses (CO-OFDM), DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE).

[18] : Emile, R. M. « ETUDES ET REALISATION D'UN MODULATEUR NUMERIQUE FSK. », UNIVERSITE D'ANTANANRIVO, ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

[19] : KADIONIK, Patrice. BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES Les modulations numériques. Report, ENSEIRB, Bordeaux, 2000.

[20] : Lahache, Claude. "Transmissions numériques sur fréquence (s) porteuse (s): Modulations numériques." TS2 SN Modulations Numériques.

[21] : EKOME, Stéphane Mebaley. Étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN. 2012. Thèse de doctorat, l'Université Paris-Est.

[22] : RAMANANJOELINA Jean Alain, « PERFORMANCES DE LA TRANSMISSION NUMERIQUE VIA LA TECHNIQUE CDMA », UNIVERSITE D'ANTANANRIVO

[23] : satie.ens-paris-saclay.fr/servlet/com.com.univ.collaboratif « Signal processing Digital Communications », Ecole Normale Supérieure de Cachan / SATIE laboratory

[24] : BOUDJEMA, Ilyas. « Etudes des formats de modulations et de démodulations: DPSK et QAM. », Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen

[25] : NAIT ZERRAD warda. NEBBACHE siham, « Etude des performances d'un système WDM-PON reposant sur la re-modulation NRZ-DQPSK », université Abou BakrBelkaid-Tlemcen.

[26] : Benameur, Sarah. « La mise en œuvre, dans une chaîne de transmission optique, à haut débit, de filtres optiques à longueur d'onde centrale réglable. », UNIVERSITE DJILALI LIABES, SIDI BEL-ABBES

[27] : BENANI MOHAMED NADJIB, BENYAHIA YASSER, « Principe et simulation d'une transmission de type OFDM », Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem

[28] : THIERRY DUFOUR, « ÉGALISEURS ADAPTATIFS PIPELINÉS PAR LA TECHNIQUE DE L'ANTICIPATION RELAXÉE », UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

[29] : Julien, NJARA FANIRY. « TECHNIQUES DE TRANSMISSION SUR ONDE PORTEUSE SUR UN CANAL A BANDE LIMITEE. », UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

[30] : TERRASSON, Guillaume. Contribution à la conception d'un émetteur-récepteur pour microca pteurs autonomes. 2008. Thèse de doctorat, L'UNIVERSITÉ BOR

[31] : LEFRANÇOIS, Mathieu. Etude de technologies avancées pour l'optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d'onde au débit de 40 Gbit/s. 2007. Thèse de doctorat, L'UNIVERSITÉ PARIS-SUD

[32] : Carlos Eduardo PEREZ VALENZUELA, « FORMATS DE MODULATION POUR LES TELECOMMUNICATIONS OPTIQUES », L'ECOLE NATIONALE SUPERIEURE DES TELECOMMUNICATIONS DE BRETAGNE

[33] : www.fiberoptics4sal.com what is duobinary modulation for optical system ?-Fosco connect

[34] : www.reserchgate.net what is the CS-RZ modulation format ? how is the carrier supresses in this format ?

[35] : Sri Abirami Devi.S , Dr.N.Victor Jaya, « PERFORMANCE ANALYSIS OF OPTICAL TRANSMISSION SYSTEM USING DIFFERENT MODULATION FORMATS », Department of Physics, College of Engineering guindy, Chennai, Anna University, (India)

[36] : mathilde GAY, « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit », thèse de doctorat, l'institut national des sciences appliquées de Rennes

[37] : université pierre et marie curie, UE de télécommunication transmission numérique en bande de base

[39] : ŠALÍK, Pavol, ČERTÍK, Filip, et ROKA, Rastislav. Duobinary modulation format in optical communication systems. *Advances in Signal Processing*, 2015, vol. 3, no 1, p. 1-7.

[40] : david boivin, « système de communication cohérents : estimation du bruit de phase non-linéaire et étude de la modulation de phase duobinaire », L'U.F.R SCIENCE ET TECHNIQUES DE LA UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE

[41] : Boivin, David, Marc Hanna, and John Barry. "Modulation de phase continue utilisant un signal duobinaire." 2004.

[42] : VASSILIEVA, Olga. 40Gb/s & 100Gb/s Transport in the WAN. Fujitsu Laboratories of America, Inc. Richardson, Texas. [http://members. internet2. edu/corporate/webinar/files/20070712-webinar-Vassilieva. pdf](http://members.internet2.edu/corporate/webinar/files/20070712-webinar-Vassilieva.pdf), 2007