



UNIVERSITE D'ABOMEY-CALAVI (UAC)

\*\*\*\*\*

Ecole Doctorale des Sciences De l'Ingénieur (ED-SDI)

\*\*\*\*\*

Master de Recherche en Télécommunications et Réseaux Informatiques

\*\*\*\*\*

**Rapport de stage**

**Thème :**

**Etude des performances de l'ADO-OFDM par variation  
des caractéristiques d'un laser DML dans un réseau  
d'accès optique de type IM/DD PON**

**Présenté par :**

ZOHOUNGBE C. C. Jean-Luc O.

Ingénieur en Génie Informatique et Télécommunications  
Option Réseaux et Télécommunications

**Encadré par :**

Dr SANYA Max Fréjus  
Maître-Assistant,  
Enseignant-Chercheur,  
Coordonnateur Adjoint du Master de Recherche EPAC/ED-SDI/TRI

**Sous la direction de :**

Dr DOSSOU Michel  
Maître de Conférences,  
Enseignant-Chercheur, Coordonnateur des masters en Photonique et Radio-diffusion  
Numérique, Responsable de l'Unité de Recherche en Photonique et Radio-diffusion  
Numérique (URPHORAN)

Laboratoire d'Electrotechnique, de Télécommunication et d'Informatique Appliquée (LETIA)

---

## Sommaire

---

<b>Sommaire</b>	<b>i</b>
<b>Dédicaces</b>	<b>ii</b>
<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Liste des sigles et acronymes</b>	<b>iv</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>x</b>
<b>Résumé</b>	<b>xiii</b>
<b>Abstract</b>	<b>xiv</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Le réseau d'accès optique</b>	<b>4</b>
<b>Chapitre 2 : Eléments d'une liaison optique</b>	<b>20</b>
<b>Chapitre 3 : L'OFDM dans les réseaux optiques de type IM/DD</b>	<b>31</b>
<b>Chapitre 4 : Simulations et Résultats</b>	<b>48</b>
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>67</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>69</b>
<b>Annexes</b>	<b>73</b>
<b>Table des matières</b>	<b>84</b>

## Dédicaces

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*A mon oncle Mickaël E. TOSSOU,*

*Merci pour votre soutien indéfectible.*

## Remerciements

---

Mes sincères remerciements vont à l'endroit de tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la concrétisation de ce travail ; en particulier :

- ◆ Le Pr. Guy Alain ALITONOU, Directeur de l'EPAC (Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi) ;
- ◆ Le Dr. Vincent PRODJINONTO, Directeur Adjoint de l'EPAC, et toute l'administration de l'EPAC ;
- ◆ Le Pr. Mohamed GIBIGAYE, Directeur de l'ED-SDI (Ecole Doctorale des Sciences de l'Ingénieur) ;
- ◆ Le Dr. Marc Kokou ASSOGBA, ex-Directeur du LETIA (Laboratoire d'Electrotechnique, de Télécommunication et d'Informatique Appliquée);
- ◆ Le Dr. Max Fréjus O. SANYA, enseignant-chercheur à l'EPAC qui a encadré ce travail, pour sa patience et pour la qualité de ses orientations.
- ◆ Les honorables membres du jury, pour l'intérêt qu'ils accordent à ce travail en acceptant de le juger pour son amélioration ;
- ◆ Le Dr. Patrick SOTINDJO, pour sa contribution et ses encouragements ;
- ◆ Le Dr. Carlos AGOSSOU et le Dr. Maurel AZA-GNADJI pour leurs conseils et leurs encouragements ;
- ◆ Tous les camarades du Master Recherche TRI, principalement : Cosme DOTONOU et Aristide YAGBO pour leurs soutiens et la qualité des débats scientifiques ;
- ◆ Tous mes amis promotionnaires du cycle ingénieur Armand, Aristide, Charbel, Arsène, Geoffroy et Isdeen pour les riches moments passés ensemble.

## Liste des sigles et acronymes

---

### **A**

ACE : *Africa Coast to Europe*

ACO-OFDM : *Asymmetrically Clipped Optical OFDM*

ADO-OFDM : *Asymmetrically Clipped DC biased Optical OFDM*

AM : *Amplitude Modulation*

AON : *Active Optical Network*

ARCEP : *Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes*

ATM : *Asynchronous Transfer Mode*

AWGN : *Additive White Gaussian Noise*

### **B**

BER : *Bit Error Ratio*

B-PON : *Broadband PON*

### **C**

CO : *Central Office*

CPE : *Customer Premises Equipment*

### **D**

DAC : *Digital to Analog Converter*

DCO-OFDM : *Direct-Current-biased Optical OFDM*

DEL : *Diode ElectroLuminescente*

DFB : *Distributed Feed Back*

DFT : *Discret Fourier Transform*

DML : *Directly Modulated Laser*

DMUX : *Démultiplexeur*

DSLAM : *Digital Subscriber Line Access Multiplexer*

## **E**

E-PON : *Ethernet PON*

EVM : *Error Vector Magnitude*

## **F**

FFT : *Fast Fourier Transform*

FM : *Frequency Modulation*

FSAN : *Full Service Access Networks*

FTTB : *Fiber To The Building*

FTTC : *Fiber To The Curb*

FTTCab : *Fiber To The Cabinet*

FTTH : *Fiber To The Home*

FTTx : *Fibre To The x*

## **G**

GEM : *G-PON Encapsulation Mode*

## **I**

ICI : *Inter-Carrier Interference*

IDFT : *Inverse Discret Fourier Transform*

IEEE : *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IES : *Interférences Entre Symboles*

IFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*

IM/DD : *Intensity Modulation / Direct Detection*

IP : *Internet Protocol*

IPTV : *Internet Protocol TeleVision*

ISI : *Inter Symbole Interference*

ITU-T : *International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector*

## **L**

LASER : *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*

LPF : *Low Pass Filter*

LETIA : *Laboratoire d'Electrotechnique, de Télécommunication et Informatique Appliquée*

## **M**

MUX : *Multiplexeur*

## **N**

NG-PON : *Next-Generation PON*

Non-Return to Zero On-Off Keying : *Non-Return to Zero On-Off Keying*

NRA : *Nœud de Raccordement d'Abonnés*

NRO : *Nœud de Raccordement Optique*

## **O**

ODN : *Optical Distribution Network*

OFDM : *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

OLT : *Optical Line Termination*

ONT : *Optical Network Termination*

ONU : *Optical Network Unit*

## **P**

P2M : *Point-To-Multipoint*

P2P : *Point-To-Point*

PAPR : *Peak-to-Average Ration*

PC : *Points de Concentration*

PDA : *Photodiode Array Detector*

PDI2T : *Projet de Développement des Infrastructures de Télécommunications et des TIC*

PIN : *Positive Intrinsic Negative diode*

PON : *Passive Optical Network*

## **Q**

QAM : *Quadrature Amplitude Modulation*

## **R**

RIN : *Relative Intensity Noise*

RNIS : *Réseau Numérique à Intégration de Services*

## **S**

S/P : *Série / Parallèle*

SNR : *Signal to Noise Ratio*

SR : *Sous Répartiteur*

SSMF : *Standard Single Mode Fiber*

## **T**

TDM : *Time Division Multiplexing*

TDMA : *Time Division Multiple Access*

TEB : *Taux d'Erreur Binaire*

TIA : *TransImpedance Amplifier*

TV HD : *TéléVision Haute Définition*

TWDM : *Time and Wavelength Division Multiplexed*

## **V**

VCSEL : *Vertical Cavity Surface Emitting Laser*

Visual Networking Index : *Visual Networking Index*

## **W**

WDM : *Wavelength Division Multiplexing*

Wi-Fi : *Wireless Fidelity*

WLAN : *Wireless Local Area Network*

## **X**

xDSL : *x Digital Subscriber Line*

XG-PON : *10-Gigabit-capable Passive Optical Network*

XGS-PON : *10-Gigabit-capable Symmetric Passive Optical Network*

## Liste des tableaux

---

Tableau 1-1 : Récapitulatif des caractéristiques des standards PON [3] [6] [2].....	15
Tableau 1-2 : Synthèse des standards XG-PON et 10G-EPON [3] [2] [8].....	16
Tableau 4-1 : Comparaison des techniques DCO, ACO et ADO-OFDM.....	47
Tableau 4-1 : Paramètres de simulation de la technique DCO-OFDM.....	50
Tableau 4-2 : Paramètres de simulation de la technique ACO-OFDM.....	51
Tableau 4-3 : Paramètres de simulation de la technique ADO-OFDM.....	53
Tableau 4-4 : Paramètres du laser.....	57
Tableau 4-5 : Bande passante vs Courant de polarisation du DML.....	57
Tableau 4-6 : Paramètres de la photodiode simulée.....	59
Tableau 4-7 : Paramètres de la fibre optique simulée.....	60
Tableau 4-8 : Paramètres de simulation du signal OFDM au sein du canal IM/DD.....	61

## Liste des figures

Figure 1-1 : Architecture d'un réseau de télécommunication .....	5
Figure 1-2 : Eléments d'un réseau d'accès .....	9
Figure 1-3: Architecture P2P.....	11
Figure 1-4 : Architecture P2M unidirectionnelle .....	12
Figure 1-5 : Architecture P2M bidirectionnelle [3].....	12
Figure 1-6 : Les principales étapes de normalisation du PON .....	14
Figure 1-7 : Principe du TDM/TDMA .....	14
Figure 1-8 : Architecture d'un réseau NG-PON2 .....	18
Figure 1-9 : FSAN Roadmap 2.0 .....	19
Figure 2-1 : Synoptique général d'un système de transmission par fibre optique .....	21
Figure 2-2 : Atténuation spectrale (en rouge) et dispersion chromatique (en bleu) d'une fibre optique G.652 en fonction de la longueur d'onde .....	22
Figure 2-3 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser .....	24
Figure 2-4 : RIN du laser en fonction du courant de polarisation et de la puissance optique émise .....	25
Figure 2-5 : Synoptique de la modulation externe .....	26
Figure 2-6 : La modulation directe (a) Linéarité de la puissance optique du laser en fonction de l'intensité du courant à l'entrée (b) Synoptique de la modulation directe.	26
Figure 2-7 : Vitesse de transmission atteignable en fonction de la distance.....	27
Figure 3-1 : Modulation multi-porteuses .....	32
Figure 3-2 : Réponse fréquentielle d'un signal OFDM à 5 sous-porteuses .....	34
Figure 3-3 : Système classique de transmission numérique OFDM en bande de base	34
Figure 3-4 : Principe de modulation OFDM évitant le repliement de fréquence .....	36
Figure 3-5 : Addition de périodes de garde à un signal OFDM .....	37
Figure 3-6 : Illustration du PAPR .....	38
Figure 3-7 : Schéma d'une liaison DCO-OFDM .....	40

Figure 3-8 : Schéma de principe d'un émetteur ACO-OFDM .....	42
Figure 3-9 : Structure asymétrique avant (a) et après le zero-clipping (b) dans l'ACO-OFDM. ....	42
Figure 3-10 : Performances DCO vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN en fonction de : (a) BER vs $E_b(opt)/N_0$ pour un débit utile identique, (b) $E_b(opt)/N_0$ obtenu pour $BER = 10^{-3}$ versus « Débit binaire/Bande passante normalisée » .....	44
Figure 3-11 : Schéma de principe de l'émetteur ADO-OFDM . ....	45
Figure 3-12 : Schéma de principe du récepteur ADO-OFDM . ....	46
Figure 4-1 : Schéma synoptique de la liaison IM/DD simulée .....	49
Figure 4-2 : Courbes du BER en fonction d' $E_b(elec)/E_0$ de la DCO-OFDM dans un canal plat AWGN avec ajout d'une composante continue $DCBias = 7dB$ (a) et $DCBias = 13dB$ (b).....	51
Figure 4-3 : Courbes du BER en fonction d' $E_b(elec)/E_0$ de l'ACO-OFDM dans un canal plat AWGN .....	52
Figure 4-4 : Courbes du BER en fonction d' $E_b(elec)/E_0$ de l'ADO-OFDM dans un canal plat AWGN. En (a), la composante DCO avec ajout d'un $DCBias = 7dB$ et en (b), la composante ACO .....	53
Figure 4-5 : Récepteur ADO-OFDM implémenté.....	54
Figure 4-6 : DML simulé .....	55
Figure 4-7 : Caractéristique statique du laser DML simulé .....	56
Figure 4-8 : Réponses fréquentielles du laser en fonction du courant de polarisation. (a) : $I_{bias} = 30mA$ – (b) : $I_{bias} = 40mA$ – (c) : $I_{bias} = 50mA$ – (d) : $I_{bias} = 60mA$ – (e) : $I_{bias} = 70mA$ – (f) : $I_{bias} = 80mA$ .....	58
Figure 4-9 : Récepteur optique simulé .....	59
Figure 4-10 : Réponse fréquentielle du récepteur optique.....	60
Figure 4-11 : BER en fonction de la distance pour la DCO 4-QAM, l'ACO 4-QAM et l'ADO (DCO 4-QAM & ACO 4-QAM) .....	62

Figure 4-12 : BER en fonction de la distance pour la DCO 4-QAM, l'ACO 4-QAM et l'ADO (DCO 4-QAM & ACO 16-QAM) ..... 63

Figure 4-13 : BER en fonction du facteur de Henry pour (a) les DCO-OFDM et ADO-OFDM et (b) l'ACO-OFDM ..... 64

Figure 4-14 : BER en fonction du RIN pour les DCO-OFDM et ADO-OFDM..... 65

Figure 4-15 : BER en fonction du courant de polarisation pour (a) les DCO-OFDM et ADO-OFDM et (b) l'ACO-OFDM ..... 66

Figure A-1 : Emetteur ADO-OFDM proposé par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG...74

Figure A-2: Récepteur ADO-OFDM proposé par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG...74

Figure A-3 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$ , pour la composante ACO de la technique ADO-OFDM, obtenu par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG.....75

Figure A-4 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$ , pour la composante DCO de la technique ADO-OFDM, obtenu par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG.....75

Figure A-5 : Emetteur ADO-OFDM.....76

Figure A-6 : Récepteur ADO-OFDM.....77

Figure A-7 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}) = 1$ ).....79

Figure A-8 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante DCO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}) = 1$ ).....79

Figure A-9 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}^2) = 1$ ).....81

Figure A-10 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}^2) = 1$ ).....81

Figure A-11 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}^2) = E\{(\mu x_{\text{aco}})^2\} + E\{(\vartheta x_{\text{dco}})^2\}$ ).....82

Figure A-12 : BER en fonction de  $E_{b(\text{elec})}/N_0$  pour la composante DCO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{\text{ado}}^2) = E\{(\mu x_{\text{aco}})^2\} + E\{(\vartheta x_{\text{dco}})^2\}$ ).....83

## Résumé

---

Les réseaux optiques passifs (PON) sont un type de réseau constitué de liaisons à modulation d'intensité et à détection directe (IM/DD) exploitant des composants à coût accessible. Dans le présent document, il a été question d'étudier les performances de la technique ADO-OFDM (Asymmetrically clipped DC biased Optical - Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dans un environnement où les performances du laser sont plutôt dégradées ou à leurs extrêmes. Les techniques DCO-OFDM (Direct Current biased Optical OFDM), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) et ADO-OFDM ont d'abord été implémentées dans un canal plat AWGN (Additive White Gaussian Noise), puis sur une liaison optique réaliste. Les résultats obtenus révèlent que pour un BER cible de  $10^{-9}$  une distance de 110 km est réalisable par l'ACO-OFDM 4-QAM et 70 km par la DCO-OFDM 4-QAM et l'ADO-OFDM 4-QAM. En plus, une amélioration de débit est possible pour la même distance de 70km avec la technique ADO-OFDM (DCO 4-QAM & ACO 16-QAM). Par ailleurs la variation du chirp transitoire n'affecte le BER que d'une décade autour de sa valeur nominale. Le courant de polarisation, quant à lui, dégrade le BER dans la zone d'émission spontanée (courant insuffisant) et dans la zone de saturation (courant fort) du laser, alors que le RIN n'a quasiment pas d'effet sur le BER.

**Mots-clés :** ADO-OFDM, liaison optique IM/DD, chirp, RIN

## **Abstract**

---

Passive optical networks (PON) are a type of network established with Intensity Modulated / Direct Detection (IM/DD) optical systems using cheap components. In this work, it has been a matter of studying ADO-OFDM (Asymmetrically clipped DC biased Optical OFDM) technique's performances in an environment where laser's performances is rather degraded or at their extremes. DCO-OFDM (Direct Current biased Optical OFDM), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) and ADO-OFDM techniques were first implemented in a flat AWGN channel and then on a realistic optical system. The results obtained reveal that for a target BER of  $10^{-9}$ , a distance of 110km is achievable by the 4-QAM ACO-OFDM and 70km by the 4-QAM DCO-OFDM and the 4-QAM ADO-OFDM. In addition, a throughput improvement is possible for the same distance of 70km with the ADO-OFDM technique with a 4-QAM constellation for its DCO part and a 16-QAM constellation for its ACO part. Moreover, transient chirp variation only affects the BER by a decade around its nominal value. Regarding the bias current, it degrades BER when its value is in the laser spontaneous emission range (insufficient current) or in its saturation working mode (high current), whereas the RIN has almost no effect on the BER.

**Keywords:** ADO-OFDM, optical IM/DD system, chirp, RIN

## Introduction générale

---

La demande Internet a connu une croissance phénoménale, au cours des deux dernières décennies, due principalement à l'émergence de nouvelles applications Internet temps réel telles que la vidéo-conférence, la téléphonie IP (Internet Protocol), le commerce électronique, la diffusion TV HD (TéléVision Haute Définition), les jeux interactifs, etc. Cela a été rendu possible grâce à la substitution du cuivre par la fibre optique de manière à compenser les inconvénients comme les pertes, les distances de transmissions courtes et les limitations des performances.

Cette demande de la bande passante ne cesse de devenir de plus en plus considérable et impressionnante. D'ailleurs, dans son évaluation VNI (Visual Networking Index), Cisco a prévu un triplement du trafic IP mondial de 2017 (122 Exaoctets / mois) en 2022 (396 Exaoctets / mois) [1]. Tout cela a stimulé la nécessité d'accroître la capacité de la bande passante des réseaux. La fibre n'a donc pas été seulement incluse dans les réseaux de transport et les réseaux métropolitains mais aussi dans les réseaux d'accès.

L'optimisation du réseau d'accès optique s'est axée sur la minimisation des coûts d'investissements et de maintenance de ce dernier étant donné qu'il est destiné à l'utilisateur final. Cela a donné naissance au PON (Passif Optical Network) ; variante la plus répandue des réseaux d'accès optiques.

La limitation du débit dans les réseaux d'accès optiques n'est certainement pas due au support de transmission qui possède une grande bande passante et des faibles valeurs d'atténuation mais plutôt aux modules d'émission et de réception intégrant l'électronique mettant en œuvre des techniques de transmission à faible complexité et à faible efficacité spectrale. C'est ce qui explique l'utilisation de la technique de modulation NRZ-OOK (Non-Return to Zero On-Off Keying) dans les premiers réseaux d'accès optiques.

Au nombre des techniques de modulation à plus grande efficacité spectrale retenues pour répondre aux besoins futurs tout en maintenant les plus bas coûts possibles, on compte la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2].

Plusieurs formes de multiplexages OFDM ont été conçues pour les systèmes optiques à modulation d'intensité et à détection directe (IM/DD). Il s'agit, par exemple, de la DCO-OFDM (DC biased Optical OFDM), l'ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) et l'ADO-OFDM (Asymmetrically clipped DC biased Optical OFDM). Les performances de ces variantes d'OFDM ont été démontrées avec les composants optiques d'émission et de réception déjà existants.

Cependant, ces composants optiques ont des caractéristiques intrinsèques qui limitent la capacité de transmission.

L'objectif de cette thèse consiste à étudier les performances d'une liaison optique IM/DD PON mettant en œuvre une modulation d'intensité et une détection directe, et à comparer les performances de signaux DCO-OFDM et ADO-OFDM tout en variant les caractéristiques telles que les bruits et la bande passante du Laser en émission.

## **Contribution du travail**

Le travail présenté dans ce document traite principalement de l'étude des techniques de modulation DCO-OFDM, ACO-OFDM et ADO-OFDM dans une chaîne de transmission optique avec une mise en épreuve des caractéristiques du module émetteur. Cette étude expose :

- l'état de l'art des réseaux d'accès optiques ainsi que des techniques d'accès ;
- la description des techniques de modulation DCO-OFDM, ACO-OFDM et ADO-OFDM et leur évaluation dans un canal optique plat AWGN ;

- l'étude de l'impact de la variation du chirp, du RIN et du courant de polarisation du laser DML du bloc émetteur sur les performances des différentes techniques OFDM étudiées dans un canal optique IM/DD PON par cosimulation MATLAB - OptiSystem7.

## **Organisation du travail**

Ce document sera présenté en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous décrirons les réseaux d'accès optiques notamment le réseau PON et la migration vers le réseau d'accès NG-PON. Dans le deuxième chapitre, il sera question de décrire les éléments constitutifs d'une liaison de transmission optique IM/DD ainsi que les caractéristiques d'un laser DML. Nous exposerons ensuite, dans le troisième chapitre, les techniques de modulation multiporteuse OFDM avec une attention particulière sur la DCO-OFDM, l'ACO-OFDM et l'ADO-OFDM et une validation de leurs performances dans un canal plat AWGN. Enfin, le dernier chapitre est dédié à la présentation des différents blocs d'une canal optique IM/DD fibré réaliste, à leur validation et aux résultats des simulations des techniques OFDM précédemment citées transmises à travers ce canal.

CHAPITRE

**1**

---

## Le réseau d'accès optique

---

## 1.1. Introduction aux réseaux d'accès

Un réseau peut être vu comme un ensemble de ressources mises en place pour offrir un ensemble de services. Un réseau de télécommunications est structuré de manière hiérarchique de sorte qu'on y distingue plusieurs niveaux ou parties. (Figure 1-1). Globalement, trois niveaux hiérarchiques sont distingués : le réseau d'accès, le réseau de transport et le réseau cœur.

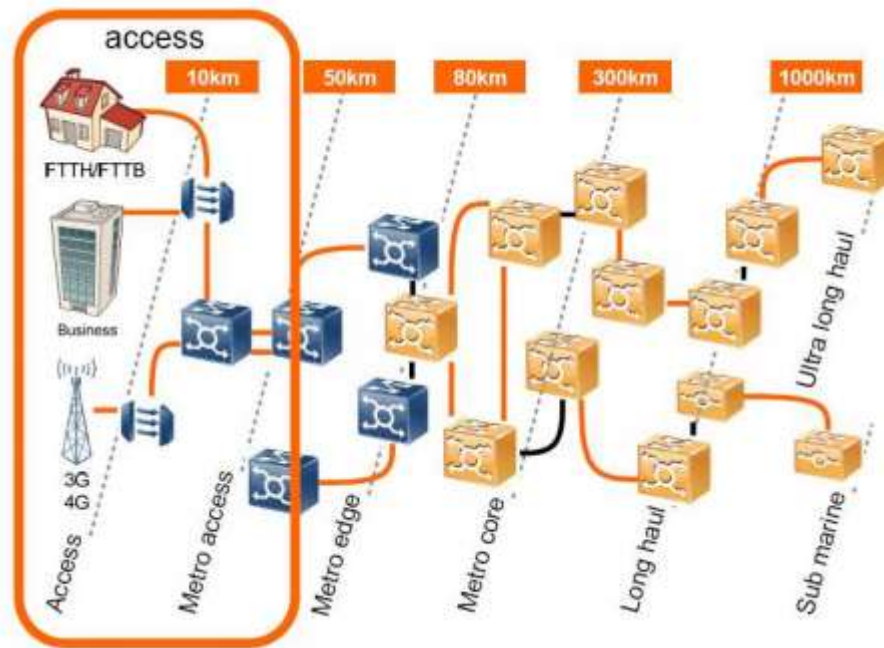


Figure 1-1 : Architecture d'un réseau de télécommunication [3]

On définit le réseau d'accès comme l'ensemble des moyens servant à relier des terminaux de télécommunications entre un utilisateur final et un commutateur du réseau d'infrastructure. La distance séparant ces terminaux est souvent de l'ordre de quelques kilomètres jusqu'à 20km. Le réseau d'accès permet aux utilisateurs d'accéder au cœur du réseau afin de bénéficier des services fournis par ce dernier.

A la limite du réseau d'accès se trouve le réseau de transport encore appelé réseau d'infrastructure. C'est la partie centrale d'un réseau de télécommunication, constituée d'un certain nombre de commutateurs et des liaisons entre ces commutateurs. On peut y distinguer principalement au niveau national des réseaux maillés formés de plusieurs sous-

réseaux ayant une structure en boucle. Au-delà des réseaux nationaux, on trouve des réseaux s'étendant sur plusieurs milliers de kilomètres à l'échelle des pays les plus grands ou de continents. On parle alors de réseaux continentaux ou (très) longue distance ou encore de réseaux sous-marins. Le réseau de transport permet de réaliser des transmissions de données à des débits atteignant plusieurs centaines de Gigabit/s aujourd'hui, en partie grâce au multiplexage en longueur d'onde qui existe depuis une vingtaine d'années.

## **1.2. Les technologies d'accès**

Sur le réseau d'accès coexistent trois grandes familles de supports : métalliques (typiquement du cuivre), sans fil (technologie radio) et optiques (fibres de silice ou de verre). Ces supports n'offrent pas les mêmes performances du point de vue de bande passante, de couverture et de facilité de mise en œuvre. Au fil des années, les technologies ont évolué en tirant partie de ces performances pour répondre au développement rapide d'internet et des services de télécommunication. Etant donné l'exigence en débit de plus en plus important de ces services, il s'est instauré une course au débit par utilisateur amenant à préférer des technologies d'accès au détriment d'autres.

### **1.2.1. Les réseaux d'accès métalliques**

Dans la catégorie des réseaux d'accès métalliques, nous distinguons essentiellement le RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services) et les technologies xDSL (x Digital Subscriber Line).

Le réseau public de téléphonie, qui utilise une paire de cuivre comme support de transmission et qui était historiquement utilisé pour fournir des services de voix analogique, a intégré les technologies numériques autorisant de nouveaux services à des débits pouvant atteindre 2Mbps (accès E1) : c'est le RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services).

Les technologies xDSL permettent d'utiliser les paires de cuivre du réseau public de téléphonie afin d'offrir des services de données à haut débit. On y distingue, entre autres, les variantes avec x = A (Asymetric), H (High bit rate) et V (Very high bit rate). L'ADSL, actuellement la plus répandue [4], pour une distance de 2,7 Km, permet un débit de transmission de données montant de 640 Kbps et un débit descendant de 8 Mbps. Même si des technologies telles que l'ADSL 2+, ou le VDSL peuvent délivrer des débits de 15 Mbps pour l'ADSL 2+ à 100 Mbps pour le VDSL 2+, les distances de transmission de ces débits sont très courtes (150-200 m pour atteindre 100 Mbps).

### **1.2.2. L'accès sans fil**

L'accès sans fil est principalement constitué du réseau local sans fil WLAN (Wireless Local Area Network). Le WLAN a une portée de quelques centaines de mètres en espace ouvert. C'est le cas de la technologie Wi-Fi (Wireless Fidelity) qui offre des débits allant jusqu'à 108Mbps.

Les solutions sans fil sont jugées insuffisantes pour certaines applications. Elles ne peuvent permettre d'assurer une transmission IPTV (Internet Protocol TeleVision) avec la qualité des postes actuels. En effet, la bande passante varie énormément en fonction de l'environnement (obstacles, interférences, portée, météo), sans parler du fait qu'elle est partagée entre plusieurs dizaines d'utilisateurs.

### **1.2.3. Les réseaux d'accès optiques**

La fibre optique autorise des débits presque 'sans limite'. A l'origine, elle était uniquement préférée pour un transport de trafic à très haut débit sur longue distance parce qu'elle nécessite le déploiement d'une infrastructure lourde. Pour ne citer que cet exemple, le câble optique sous-marin ACE (Africa Coast to Europe), construit en 2012, relie la France à l'Afrique du sud (soit 17000km) en passant par les côtes africaines dont le Bénin, proposait avec les technologies d'alors une capacité de 5,12Tbps. La technologie a depuis évolué ; proposant des débits vertigineux. Toutefois, depuis quelques années, la fibre optique est déployée pour constituer un réseau de boucle locale afin de desservir directement les sites

des clients. En effet, sur des distances de l'ordre de la dizaine de kilomètres, il est relativement facile de garantir un débit de 100 Mbps symétrique sans utiliser des équipements extrêmement complexes (tels que les équipements nécessaires pour les transmissions transatlantiques) et donc coûteux. C'est pourquoi les technologies d'accès citées plus haut commencent à céder du terrain face aux technologies FTTx (Fibre To The x) qui, seules, peuvent répondre aux actuels et futurs besoins de services exigeants en très haut débit. D'ailleurs, en France, l'ADSL est traité « d'ancêtre » [5] de la fibre. Les pays en voie de développement ne sont pas non plus restés en marge de cette révolution. Au Bénin, le PDI2T (Projet de Développement des Infrastructures de Télécommunications et des TIC) a été lancé en 2015 pour poser plus de 2000km de fibre afin d'offrir de la FTTx. L'ARCEP-BENIN a également accordé la licence fibre à deux FAI et à un opérateur de réseau mobile en 2018. Les technologies FTTx comprennent, entre autres, les solutions FTTC (Fiber To The Curb), FTTCab (Fiber To The Cabinet), FTTB (Fiber To The Building) et FTTH (Fiber To The Home).

### **1.3. Terminologie du réseau d'accès**

Dans le cas d'une architecture cuivre classique (Figure 1-2), le CO (Central Office) représente le NRA (Noeud de Raccordement d'Abonnés) où se trouvent plusieurs équipements, dont le DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexer) qui est l'émetteur des signaux descendants et le récepteur des signaux montants dans les technologies xDSL. Le point d'éclatement, appelé SR (Sous Répartiteur) est usuellement le point d'éclatement des paires de cuivre. Il peut être suivi d'autres points de répartition (PC : Points de Concentration) depuis le central. La partie "client" contient le modem (typiquement dans le cas de l'ADSL, c'est ce qu'on nomme couramment la box).

Dans le cas des réseaux d'accès optiques, le CO, appelé NRO (Noeud de Raccordement Optique) comporte l'OLT (Optical Line Termination) qui est l'équipement d'émission/réception équivalent au DSLAM. Le point d'éclatement peut contenir, dans le

cas de l'optique partagée, un coupleur/répartiteur optique, un élément de multiplexage optique

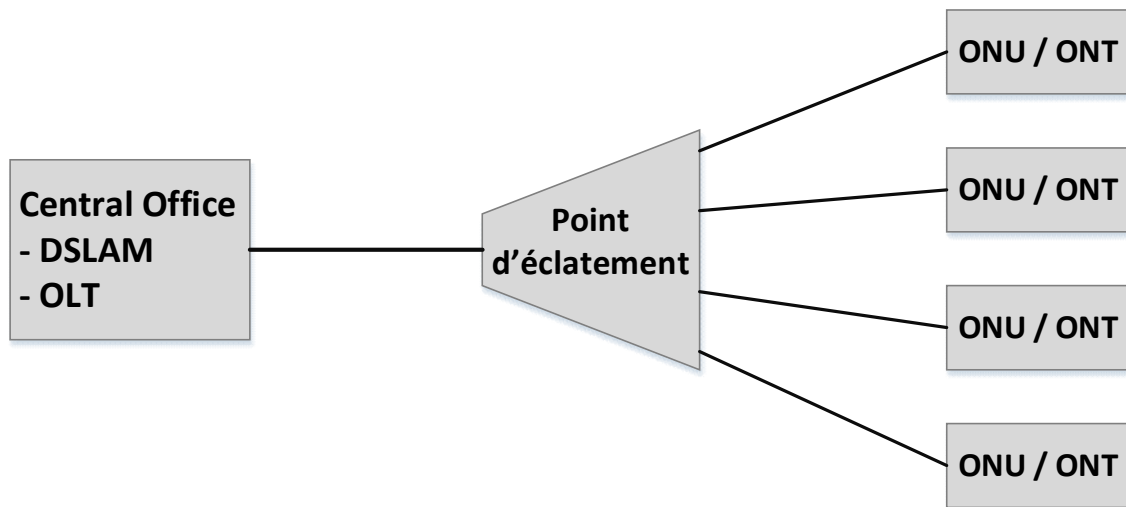


Figure 1-2 : Eléments d'un réseau d'accès

pour un réseau de type WDM (Wavelength Division Multiplexing) ou un élément actif. La partie "client", si elle est partagée entre plusieurs clients et suivie d'une transmission secondaire (cas des FTTB/C/Cab) est généralement appelée ONU (Optical Network Unit), sinon elle porte également le nom d'ONT (Optical Network Termination) si elle est mono-client (cas FTTH). Le point d'éclatement peut contenir, dans le cas de l'optique partagée, un coupleur/répartiteur optique, un élément de multiplexage optique pour un réseau de type WDM (Wavelength Division Multiplexing) ou un élément actif. La partie "client", si elle est partagée entre plusieurs clients et suivie d'une transmission secondaire (cas des FTTB/C/Cab) est généralement appelée ONU (Optical Network Unit), sinon elle porte également le nom d'ONT (Optical Network Termination) si elle est mono-client (cas FTTH). Il s'agit également du CPE (Customer Premises Equipment), mais ce terme désigne le module physique de réception situé derrière l'ONT, chez le client. Les deux directions de transmission des signaux dans un réseau optique sont le sens descendant pour une transmission du central (OLT) vers les clients (ONU/ONT) et montant pour une transmission dans le sens opposé.

L'ensemble des infrastructures optiques composées essentiellement des fibres optiques, des diviseurs ou de coupleurs optiques ou de tout autre élément entre le central office et les abonnés représente ce qu'on appelle le réseau de distribution optique ou ODN (Optical Distribution Network). Le réseau d'accès optique peut-être actif ou passif. Il est actif lorsque l'ODN contient au moins un dispositif nécessitant une alimentation électrique (répéteur pour compenser les pertes induites par la distance, ou système d'aiguillage actif). Dans ce cas, on parle de réseau type AON (Active Optical Network). Dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a aucun dispositif actif dans l'ODN, il est dit PON (Passive Optical Network ou Réseau Optique Passif). On n'utilise donc que des composants passifs (répartiteurs et coupleurs optiques). Les équipements de l'ODN des réseaux PON étant très peu complexes, les coûts de leur installation et de leur maintenance sont considérablement réduits. Les équipements sensibles sont situés dans les locaux de l'opérateurs et chez les clients, i.e. aux bouts de la chaîne. Tout ceci rend les réseaux PON particulièrement intéressants. C'est à ce type de réseau que sera consacrée la suite de notre étude.

## **1.4. Les réseaux optiques passifs**

### **1.4.1. Architectures du réseau d'accès optique**

On distingue deux architectures de réseau d'accès optique. La première est l'architecture point-à-point (P2P). Elle consiste à avoir un lien physique en fibre optique directement entre le central et l'abonné. Dans une telle structure, il n'y a pas de composant optique entre l'OLT et l'ONT. Par conséquent, la distance de transmission peut atteindre 100km sans amplification pour des débits jusqu'à 10Gbit/s [3], étant donné que le signal transmis n'est soumis qu'à l'atténuation linéique de la fibre. De plus, la gestion du réseau est simplifiée. En revanche, il y a autant de fibre que d'abonnés (Figure 1-3), une multiplication d'interfaces optoélectronique au niveau de l'OLT. Le coût de déploiement d'un tel réseau serait donc très élevé. Pour réduire le coût de déploiement, l'architecture la plus envisageable est le P2M (Point-To-Multipoint ou Point-à-multipoints). C'est une

architecture semblable à un arbre qui permet de mutualiser au mieux la fibre ; l'élément clé étant un coupleur optique 1 vers N, qui divise la puissance optique d'une fibre en entrée en N fibres de sortie.

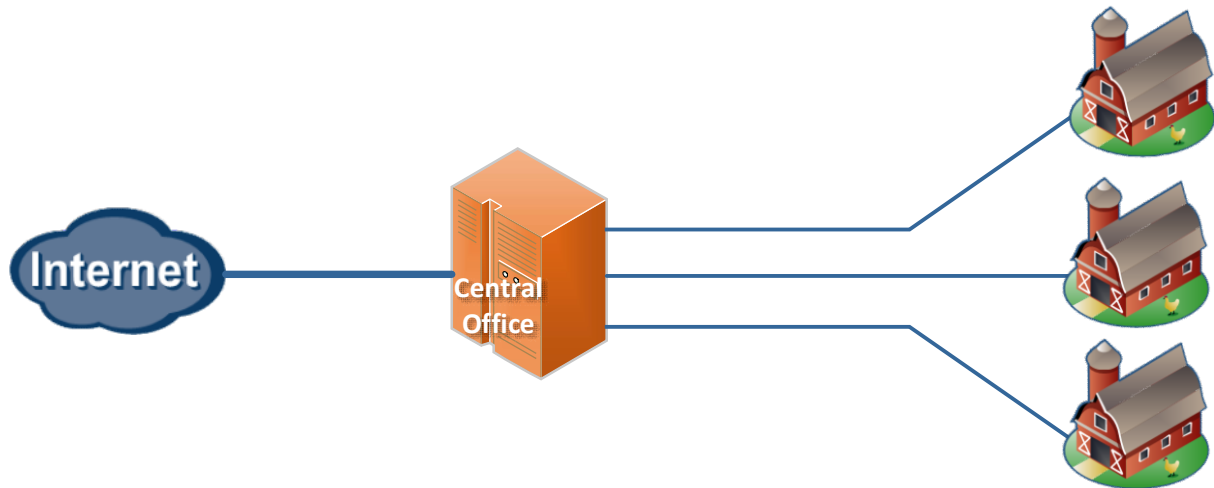


Figure 1-3: Architecture P2P

Pour réduire le coût de déploiement, l'architecture la plus envisageable est le P2M (Point-To-Multipoint ou Point-à-multipoints). C'est une architecture semblable à un arbre qui permet de mutualiser au mieux la fibre ; l'élément clé étant un coupleur optique 1 vers N, qui divise la puissance optique d'une fibre en entrée en N fibres de sortie.

Le budget optique comptabilise la perte ou l'atténuation optique possible entre un émetteur optique et un récepteur optique reliés entre eux. Cette notion de budget optique prend de l'importance pour l'architecture P2M. Elle constitue la principale limite dans la réalisation de cette architecture sur une longue portée. Le débit par abonné est aussi réduit par rapport au P2P. L'architecture P2M est toutefois la solution retenue [2]. Une manière simple de mettre en œuvre cette architecture est de dédier une fibre pour le sens montant et une autre pour le sens descendant : c'est la variante unidirectionnelle (Figure 1-4).

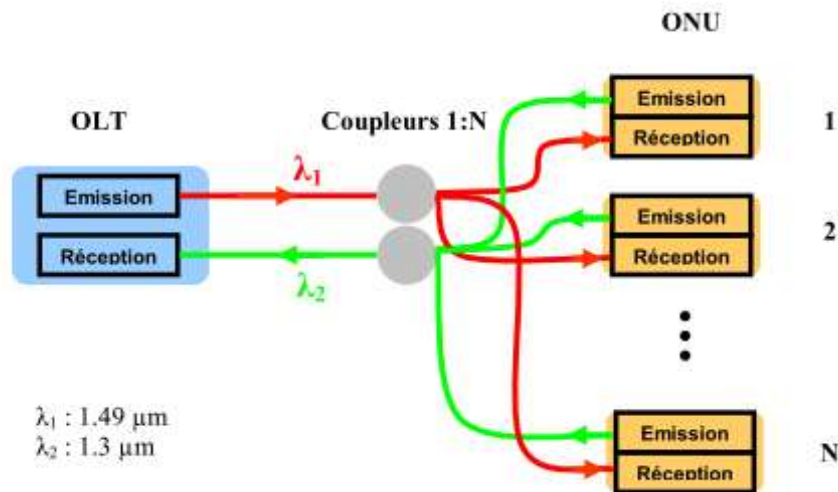


Figure 1-4 : Architecture P2M unidirectionnelle [3]

Pour simplifier le réseau, économiser de la fibre et limiter les points de raccordements, une liaison bidirectionnelle peut être utilisée. L'utilisation d'un duplexeur est alors nécessaire (Figure 1-5). Il peut s'agir d'un coupleur, d'un circulateur ou d'un multiplexeur en longueur d'onde. Ce dernier, noté (MUX/DMUX) est celui qui est généralement utilisé et intégré aux modules d'émission et de réception. Cette variante est la plus utilisée.

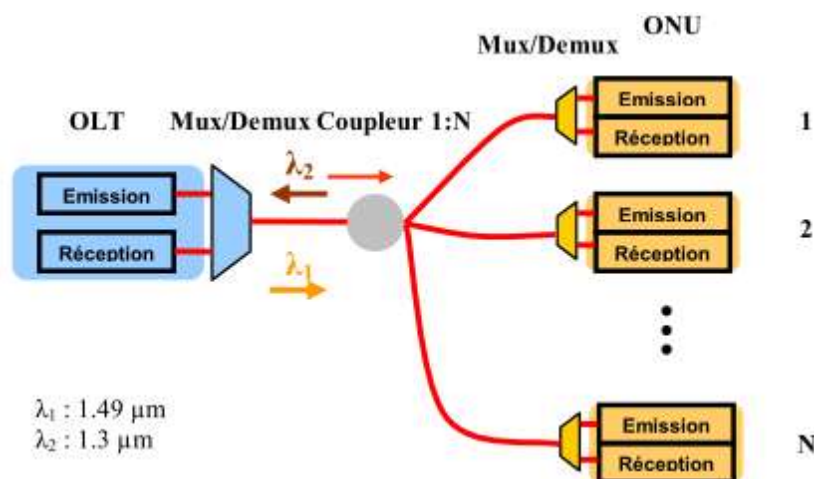


Figure 1-5 : Architecture P2M bidirectionnelle [3]

### 1.4.2. Les différents standards du réseau PON

Les premières tentatives d'introduction de solutions d'accès optique qui ont été faites dans les années 1980s sont restées à l'étape d'essai due à leur coût relativement haut et à la faible demande d'alors. L'internet étant devenu commun dans les années 1990s, le besoin d'accès large bande est né. C'est ainsi qu'en 1995, sept grands opérateurs réseau ont formé le consortium FSAN (Full Service Access Networks) pour définir un ensemble commun de spécifications pour les systèmes d'accès optique [6]. Le FSAN a été épaulé par l'ITU-T (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector). Leurs travaux ont découlé, en 1998 à la Recommandation ITU-T G.902 et, en 1999, à la série de Recommandations ITU-T G.983 ; connue sous le nom de A-PON ou ATM-PON (Asynchronous Transfer Mode (ATM) based PON) et de B-PON (Broadband PON).

Pendant que le FSAN et l'ITU-T travaillaient à l'amélioration du B-PON, l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a mis en place l'IEEE task force afin de standardiser un système PON basé sur de l'Ethernet 1Gbps symétrique. L'E-PON (Ethernet PON) a ensuite vu le jour avec une première version approuvée en 2004 [6].

Le FSAN a aussi initié, en 2001, un projet afin de développer un standard PON à plus d'1Gbps. Deux ans après, une première version du Gigabit-capable PON (G-PON) a vu le jour à travers la Recommandation ITU-T G.984 [6]. Les travaux se sont basés sur son ainé B-PON et la norme GFP (Generic Framing Procedure).

Ils ont surtout en communs les principes ou caractéristiques intrinsèques au PON : structure du réseau, terminologie, ODN passif, ... En outre, dans tous ces standards PON, la transmission dans le sens descendant est réalisée en TDM (Time Division Multiplexing) et celle dans le sens montant, en TDMA (Time Division Multiple Access) afin d'éviter toute collision à travers le réseau. En effet, dans le sens montant, les données des différents ONU/ONTs sont combinées par le coupleur pour être transmises à l'OLT. S'ils ne sont pas synchronisés, les signaux des différents ONU/ONTs peuvent se chevaucher ; ce qui cause une détérioration du signal et une perte des données en réception de l'OLT. Le TDM(A)

consiste à répartir le domaine temporel en plusieurs intervalles de temps ou time-slots.

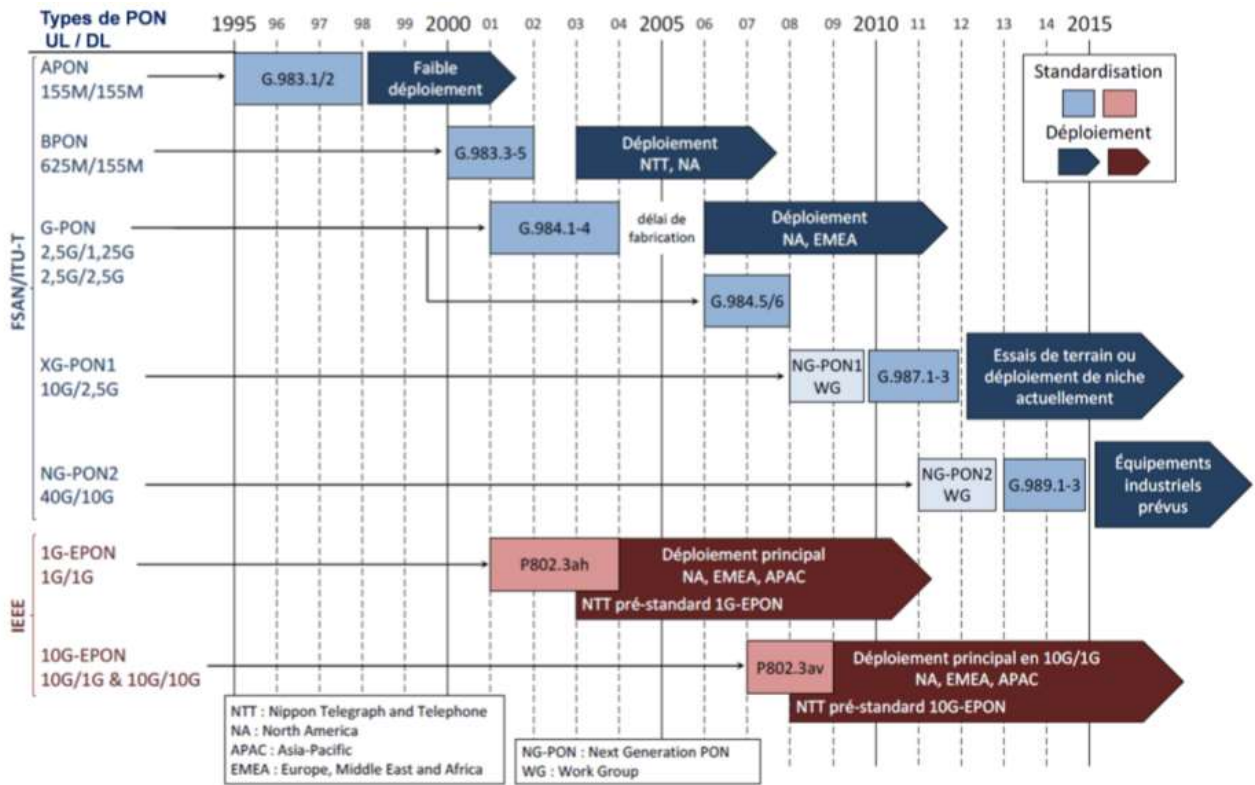


Figure 1-6 : Les principales étapes de normalisation du PON [2]

La transmission bidirectionnelle devant s'effectuer sur deux longueurs d'onde différentes, les dits standards ont communément réservé le 1490nm pour le sens descendant et le 1310nm pour le sens montant.

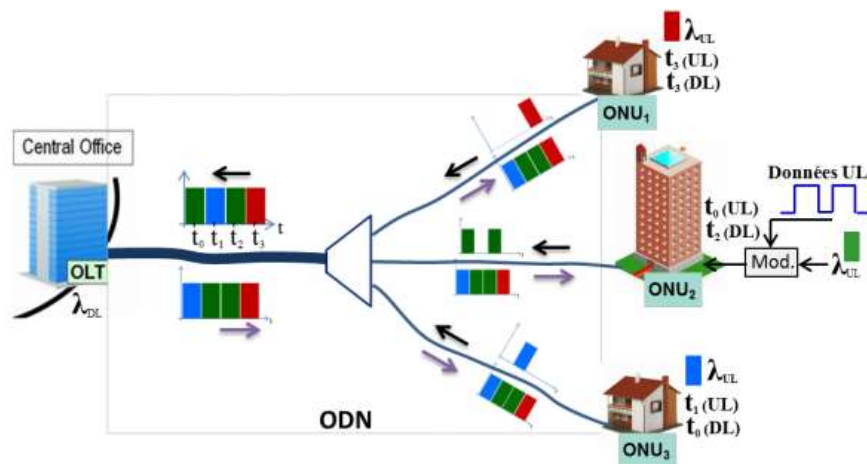


Figure 1-7 : Principe du TDM/TDMA [2]

Le Tableau 1-1 ci-contre résume les caractéristiques de ces différents standards.

Tableau 1-1 : Récapitulatif des caractéristiques des standards PON [3] [6] [2]

	<b>B-PON</b>	<b>E-PON</b>	<b>G-PON</b>
<b>Débit</b>			
Montant (max)	622 Mbps	1250 Mbps	1244 Mbps
Descendant (max)	1244 Mbps	2500 Mbps	2488 Mbps
<b>Modes de trafic</b>	ATM	Ethernet	GEM (ATM, Ethernet, TDM)
<b>Nombre de clients (max)</b>	64	32	128
<b>Distance logique</b>	20 km	10 km, 20 km	60 km max, 20 km (ONU-ONU)
<b>Ajustement de la puissance Tx de l'ONU</b>	Oui	-	Oui
<b>Bande passante par abonné</b>	20-40 Mbps	30-60 Mbps	40-80 Mbps
<b>Longueur d'onde</b>			
Descendant	1490 nm	1490 nm	1490 nm
Montant	1310 nm	1310 nm	1310 nm
Vidéo analogique	1550 nm	1550 nm	1550 nm
<b>Coût</b>	Faible	Faible	Moyen

GEM : G-PON Encapsulation Mode

### 1.4.3. Les nouvelles générations de réseau d'accès optique

Après le GPON, ces dix dernières années, le FSAN a développé deux générations de PON appelées Next-Generation PON (NG-PON) 1 et 2. De manière similaire et en parallèle, le groupe IEEE 802.3av a fait évoluer sa technologie vers de nouvelles générations offrant des débits plus importants.

#### 1.4.3.1. Les 10G(E)PON

La première étape, NG-PON1, de l'évolution des travaux du FSAN intègre des solutions permettant une montée en débit jusqu'à 10Gbit/s et qui nécessitent une compatibilité avec une infrastructure GPON existante. L'avantage est la minimisation du coût de

migration. On y distingue le XG-PON1 (publié en 2010 [7]) et le XG-PON2 qui offre respectivement un débit asymétrique (10Gbps descendant et 2.5Gbps montant) et symétrique (10Gbps descendant et montant) : on parle de technologies 10GPON. Il est à noter que bien que le concept ait été défini en 2006, le XG-PON2 n'a véritablement vu le jour qu'en 2016 sous l'appellation XGS-PON (10-Gigabit-capable Symmetric Passive Optical Network). Le XG-PON1 a par la suite été rebaptisé XG-PON (10-Gigabit-capable Passive Optical Network) tout court dans la recommandation ITU-T G.987.2 amendement 1.

Du côté de l'IEEE, le standard 802.3av a été défini et fourni les spécifications associées au 10G-EPON. Ce standard définit également un débit asymétrique (10Gbps descendant et 1Gbps montant) et un débit symétrique (10Gbps descendant et montant) et peut être implémenté sur une infrastructure EPON existante. La migration est faite comme dans un XG-PON : le CO est pourvu d'OLTs EPON et 10G-EPON et les clients (ONU/ONT) des deux générations coexistent. Une synthèse des caractéristiques de ces différents standards est faite dans le tableau ci-après.

Tableau 1-2 : Synthèse des standards XG-PON et 10G-EPON [3] [2] [8]

	<b>XG-PON</b>	<b>XGS-PON</b>	<b>10G-EPON PRX</b>	<b>10G-EPON PR</b>
<b>Débit</b> Montant Descendant (max)	10,3125 2,488 Gbps	10,3125 10,3125 Gbps	10,3125 2488 Gbps	10,3125 Gbps 10,3125 Gbps
<b>Nombre de clients (max)</b>	256	256	32	32
<b>Distance logique</b>	60 km max, 20 km (ONU- ONU)	60 km max, 20 km (ONU- ONU)	10 km, 20 km	10 km, 20 km
<b>Bande passante par abonné</b>	80-320 Mbps	80-320 Mbps	-	-
<b>Longueur d'onde</b> Descendant Montant	1577 nm 1310 nm	- -	1577 nm 1310 nm	1577 nm 1270 nm
<b>Coût</b>	Elevé	Elevé	Elevé	Elevé

PRX : P pour PON, R pour le codage 64b/66b et X pour le codage 8b/10b

#### 1.4.3.2. Le NGPON2

Pour répondre à la demande en débit de plus en plus grandissante, l'ITU-T a révélé le NG-PON2 du FSAN en 2015. Avec un débit descendant de 40Gbps et un débit montant de 10Gbps, ce système opère sur le même ODN que le GPON et le XG-PON et prévoit aussi une coexistence avec ces derniers afin de faciliter la migration. Il permet donc d'atteindre les budgets optiques définis dans le XG-PON ; i.e. de 29 à 35dB avec une perte différentielle allant à 15dB. La perte différentielle est la différence absolue entre les budgets optiques de deux trajets quelconques dans le même ODN. La technologie utilisée cette fois-ci est le TWDM (Time and Wavelength Division Multiplexed) avec une option additionnelle de PtP WDM (Point-to-Point WDM) pour offrir des liaisons dédiées, à haute capacité et à faible latence pour certains services sur le même réseau ODN autres que les services résidentiels (Figure1-8). La technologie TWDM a été choisie au détriment d'autres technologies telles que le TDM très haut débit, le WDM PON, le Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) PON, etc. Il est difficile de dire avec précision les raisons de ce choix puisqu'elles ne sont pas purement techniques et contiennent un peu de subjectivité. En plus des caractéristiques du NG-PON2 mentionnées plus haut, les facteurs clés considérés étaient les suivants: utilisation efficace de la capacité du système; capacité à offrir des services commerciaux / de backhaul à la fois résidentiels et à large bande passante et à faible latence sur le même ODN; échéancier pour la première disponibilité du système; maturité relative des composants; perspectives pour les équipements résidentiels à faible coût; potentiel de croissance progressive des capacités ou canaux dédiés à différents services; consommation d'énergie et applicabilité des modes d'économie d'énergie; et risque technologique [9].

Le TWDM est le mariage entre le partage temporel et le partage en longueur d'onde dans la même architecture. Il s'agit d'un partage temporel de plusieurs longueurs d'onde entre plusieurs utilisateurs. Dans le cas du NG-PON2, quatre canaux bidirectionnels sont utilisés avec des débits individuels de 10Gbps dans le sens montant et 2.5Gbps dans le sens descendant.

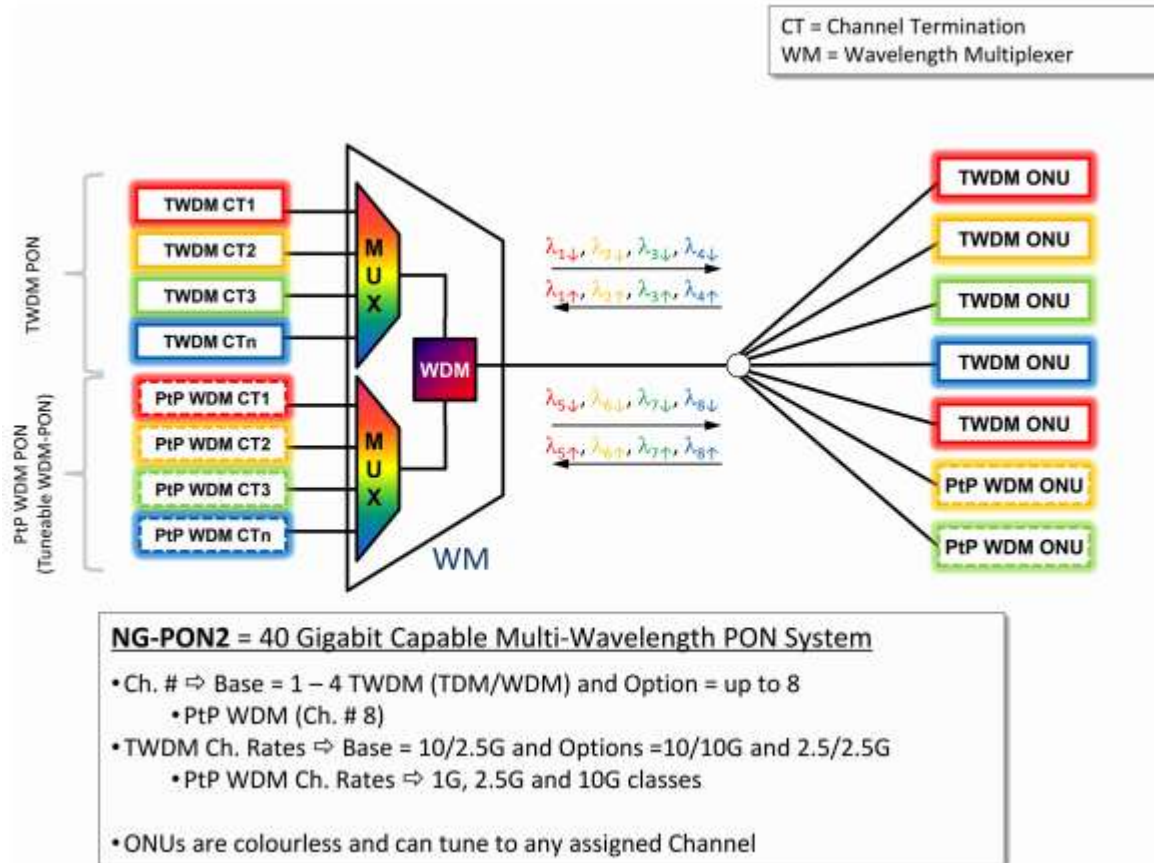


Figure 1-8 : Architecture d'un réseau NG-PON2 [9]

### 1.4.3.3. Les prochaines générations PON

En novembre 2016, le FSAN a publié une feuille de route de normalisation (figure 1.11) qui prévoit de futurs systèmes d'accès optique devant offrir non seulement une capacité de transmission maximale supérieure, mais aussi plusieurs nouveaux attributs : portée longue, reconfigurabilité et flexibilité du système. L'IEEE, de son côté a commencé à travailler sur la normalisation de 100G-EPON qui sera publié d'ici 2020 [10].

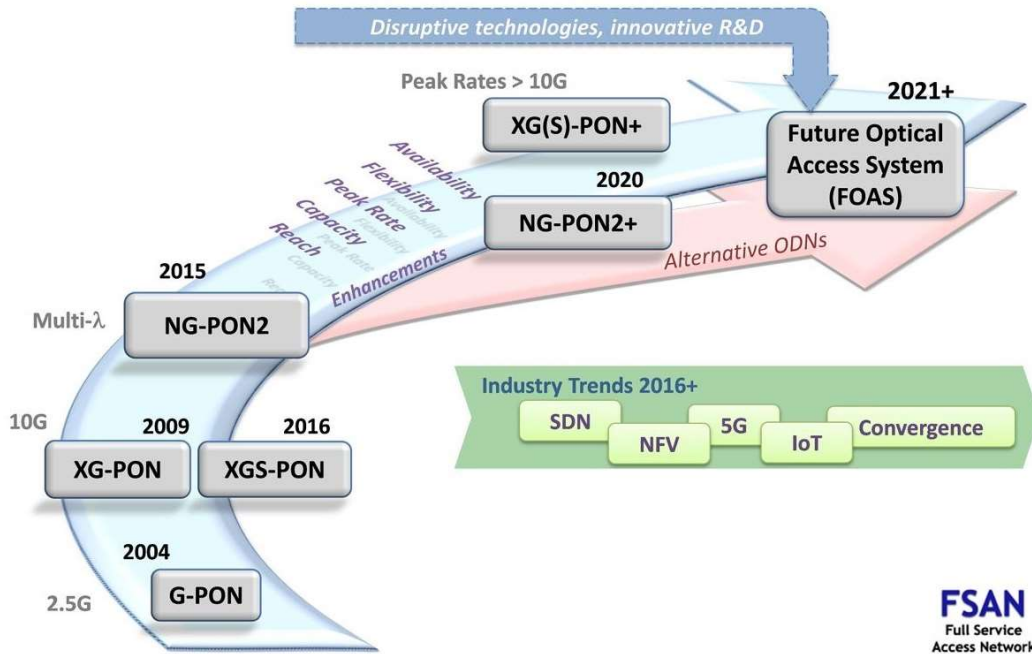


Figure 1-9 : FSAN Roadmap 2.0 [11]

Le choix de la technique de OFDM-PON est envisagé pour le NG-PON2+ [11]. La présentation de cette technique sera faite dans le chapitre suivant.

## Conclusion

Ce chapitre a permis de passer en revue les réseaux de télécommunications pour lesquels nous avons pointé du doigt leur organisation en trois niveaux hiérarchiques. Les réseaux d'accès optiques ont ensuite fait l'objet d'une description particulière. Il a été question de présenter les architectures et les différents standards du réseau d'accès PON. Il s'est révélé que le réseau PON présente un meilleur compromis coût/débit pour l'accès aux services haut débit aux utilisateurs finaux.

Le prochain chapitre se chargera de décrire les différents composants une liaison optique. Nous y exposerons, entre autre, les caractéristiques d'un laser.

CHAPITRE

**2**

---

## Eléments d'une liaison optique

---

## 2.1. Introduction à la transmission optique sur fibre

Une liaison optique, quel que soit le niveau du réseau dans lequel elle intervient, est composée d'un émetteur, d'un module de transmission et d'un récepteur comme illustré à la Figure 2-1.

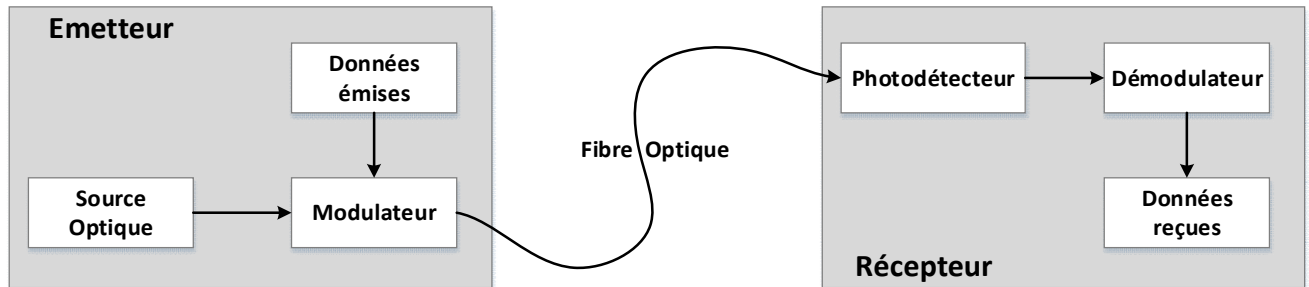


Figure 2-1 : Synoptique général d'un système de transmission par fibre optique

Dans la suite, nous tenterons de décrire le rôle et le fonctionnement de chacun de ces éléments. Nous commencerons bien évidemment par la fibre optique, élément essentiel à la base de l'essor de la transmission optique.

## 2.2. La fibre optique

Une fibre optique est un fil en verre ou en plastique très fin qui a la propriété d'être un guide d'onde lumineuse. Elle représente un support de transmission dont les nombreux avantages justifiant son introduction dans les systèmes de transmission sont : très faible atténuation, très grande bande utilisable, très petite taille, grande souplesse, faible poids, insensible aux parasites électromagnétiques et n'en crée pas, etc.

Les principales caractéristiques des fibres optiques sont l'atténuation, la dispersion chromatique, la polarisation et les effets non-linéaires.

L'atténuation dans la fibre optique résulte essentiellement de l'absorption intrinsèque du matériau qui le constitue. La présence d'impuretés peut aussi créer diverses bandes d'absorption. Dans le cas de la silice pure, le minimum théorique d'atténuation devrait descendre à 0,14 dB/km vers  $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$  [12]. Cela a conduit à la définition de deux

fenêtres, celle de 1310 nm et celle de 1550 nm, correspondant aux minimums d'atténuation, pour la transmission sur fibre monomode (Figure 2-2).

La dispersion chromatique décrit la variation du temps de propagation de groupe, c'est-à-dire le temps mis par un signal pour parcourir l'unité de longueur, par rapport à la longueur d'onde. Elle entraîne donc différents temps de propagation et un élargissement temporel des impulsions émises si celles-ci ne sont pas parfaitement monochromatiques. Au bout d'une certaine distance, si cet étalement devient relativement important, un recouvrement générateur d'interférences entre symboles (IES) est possible.

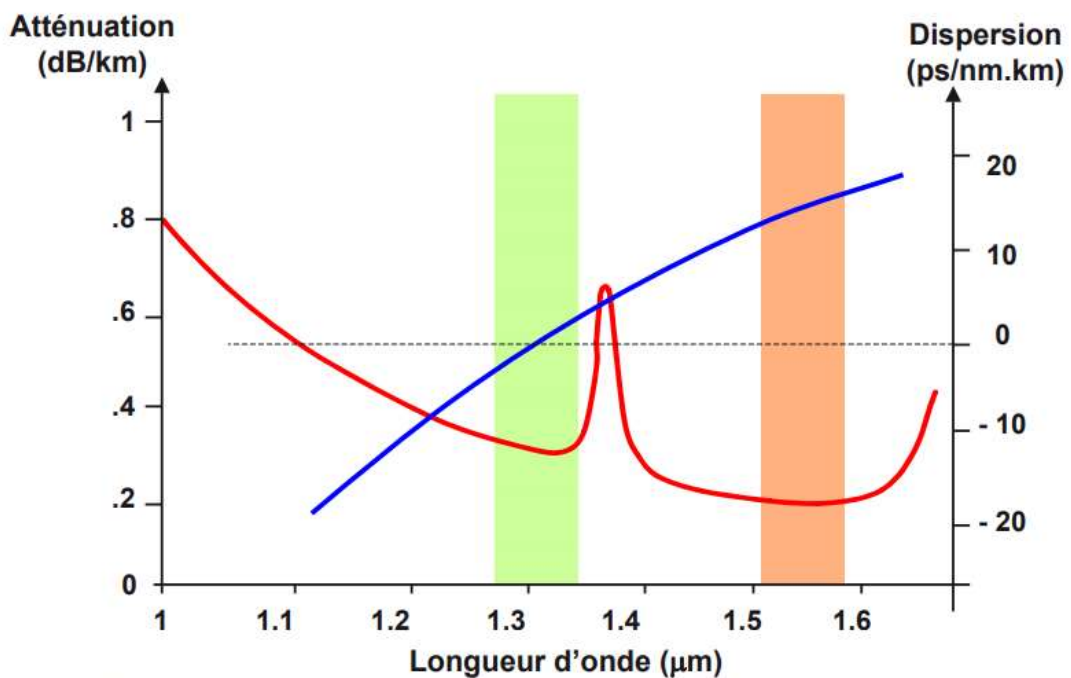


Figure 2-2 : Atténuation spectrale (en rouge) et dispersion chromatique (en bleu) d'une fibre optique G.652 en fonction de la longueur d'onde [14]

Les effets non-linéaires quant à eux sont des effets parasites qui dégradent les performances de la fibre lorsque les puissances véhiculées dans celle-ci deviennent élevées. Le principal est l'effet Kerr qui est défini comme la variation, non linéaire, de l'indice de réfraction du cœur de la fibre en fonction de l'intensité du champ électromagnétique propagé lorsque celle-ci devient grande.

## **2.3. L'émetteur optique**

Le rôle de l'émetteur optique est de délivrer au support de transmission un signal optique sur lequel sont inscrites les données. Il comporte une source de porteuse optique monochromatique pouvant être directement modulée ou extérieurement par un modulateur optique.

### **2.3.1. Les sources laser**

Comme exemples de sources optiques, on y distingue principalement le DEL (Diode Electroluminescente) et le LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Mais le choix s'est porté sur le LASER pour les télécommunications optiques car il permet d'avoir la meilleure efficacité de couplage optique avec la fibre [12].

#### **2.3.1.1. Principe de fonctionnement**

Un laser est un dispositif à semi-conducteur dont le principe est basé sur le transfert d'électrons entre le haut de la bande de valence et le bas de la bande de conduction. L'inversion de population entre ces deux bandes est obtenue par la polarisation d'une hétérojonction, ce qui engendre le processus d'émission stimulée dans cette zone active. Pour réaliser cette inversion de population, il faut créer beaucoup de paires électron-trou dans la zone active, et cet effet est favorisé en sur-dopant les matériaux qui sont alors dégénérés. Le phénomène d'émission stimulée qui prend naissance dans le milieu actif, permet la génération de photons identiques c'est-à-dire ayant même fréquence, direction et phase.

Cet effet d'émission de photons cohérents est amplifié par la présence de faces latérales semi-réfléchissantes pour la zone active, créant ainsi une cavité optique résonnante de type Fabry-Perot perpendiculaire au plan de la jonction.

Le seuil de l'effet laser est obtenu lorsque le gain maximal est assez élevé pour compenser toutes les pertes que l'onde rencontre au cours de ses allers-retours entre les deux miroirs du résonateur (pertes provoquées par le milieu diffusant, par le phénomène d'absorption

et par la transmission du signal vers l'extérieur). Lorsque le courant augmente au-dessus du seuil, l'émission stimulée apparaît : tous les porteurs injectés en supplément se recombinent par recombinaison stimulée.

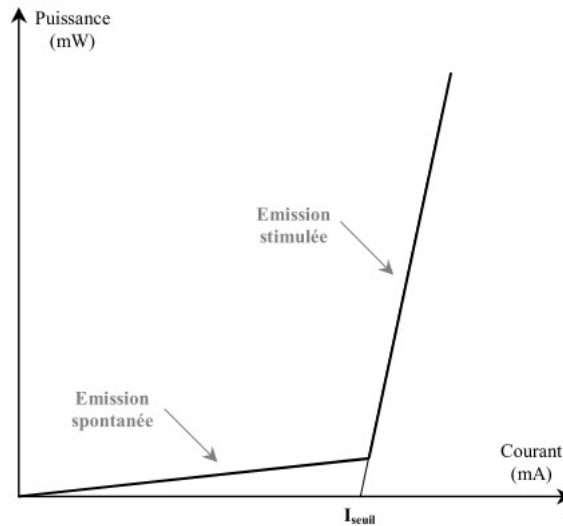


Figure 2-3 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser

Le courant de seuil marque la séparation entre un fonctionnement dominé par l'émission spontanée et un fonctionnement dominé par l'émission stimulée. La puissance émise par le laser se calcule alors de la façon suivante :

$$P = \eta(I - I_s) \text{ pour } I > I_s \text{ et } P \approx 0 \text{ pour } I < I_s \quad (1)$$

où  $I$  = courant injecté au laser ;  $I_s$  = courant de seuil du laser ; et  $\eta$  = rendement du laser (égal à la pente de la zone émission stimulée de la Figure 2-3).

### 2.3.1.2. Bruit dans les lasers

Un laser à semi-conducteur constitue un générateur de fréquences optiques particulièrement imparfait et affecté par des bruits d'amplitude et des bruits de fréquence. Ces fluctuations imposent une limite ultime aux performances de n'importe quel système optique de communications. Ce bruit est provoqué par l'émission spontanée dans la diode laser.

Le bruit d'amplitude ou d'intensité à une certaine fréquence est caractérisé par le RIN (Relative Intensity Noise) défini par le rapport entre la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique  $\langle \Delta P \rangle$  et le carré de cette puissance  $P$  [12].

$$rin(f) = \frac{\langle \Delta P(f) \rangle^2}{P(f)^2} \quad (2)$$

On utilise habituellement la quantité  $RIN(f)$ , expression en décibels de  $rin(f)$ , exprimant la puissance relative dans une bande de 1 Hz en dB/Hz.

Une courbe type caractéristique du bruit RIN d'un laser est représentée à la Figure 2-4.

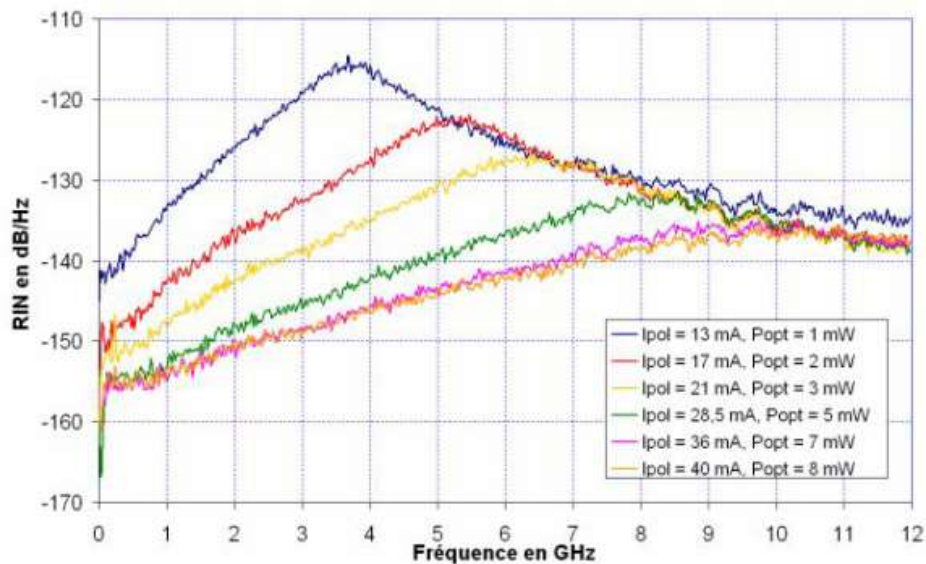


Figure 2-4 : RIN du laser en fonction du courant de polarisation et de la puissance optique émise [13]

Le RIN dépend fortement du courant de polarisation du laser. Il décroît pour des valeurs du courant de polarisation élevées.

### 2.3.2. La modulation

Le signal optique délivré par la source optique est modulé suivant deux techniques au choix. Il s'agit de la modulation externe et de la modulation directe.

La modulation externe repose sur l'utilisation d'une diode laser polarisée avec une tension uniforme. Le signal lumineux en sortie de la diode est ensuite modulé à l'aide d'un modulateur externe (généralement un interféromètre Mach-Zehnder ou un modulateur électro-absorption). L'utilisation d'un modulateur externe permet d'encoder à la fois l'amplitude et la phase du signal optique.

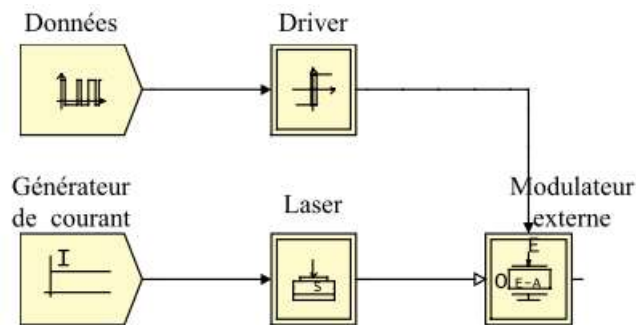


Figure 2-5 : Synoptique de la modulation externe [12]

La modulation du courant qui traverse les lasers à semi-conducteur entraîne directement la modulation en intensité de la lumière émise : c'est la modulation directe (Figure 2-6-a). Ainsi, il suffit d'inscrire les données sur l'alimentation du laser. Mais en pratique, c'est un driver qui commande la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie, transforme les niveaux du courant issu du générateur (Figure 2-6-b).

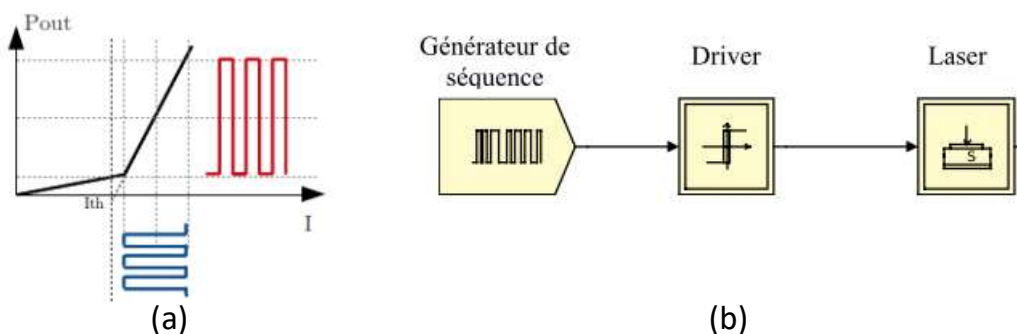


Figure 2-6 : La modulation directe **(a)** Linéarité de la puissance optique du laser en fonction de l'intensité du courant à l'entrée **(b)** Synoptique de la modulation directe [12]

La modulation directe connaît beaucoup d'avantages, en particulier le faible coût de mise en œuvre. Mais elle comporte aussi des limites. En effet, alterner un état allumé et un état éteint du laser (fonctionnement impulsionnel) alors que le laser nécessite un temps de réponse de plusieurs nanosecondes, limite le débit de transmission.

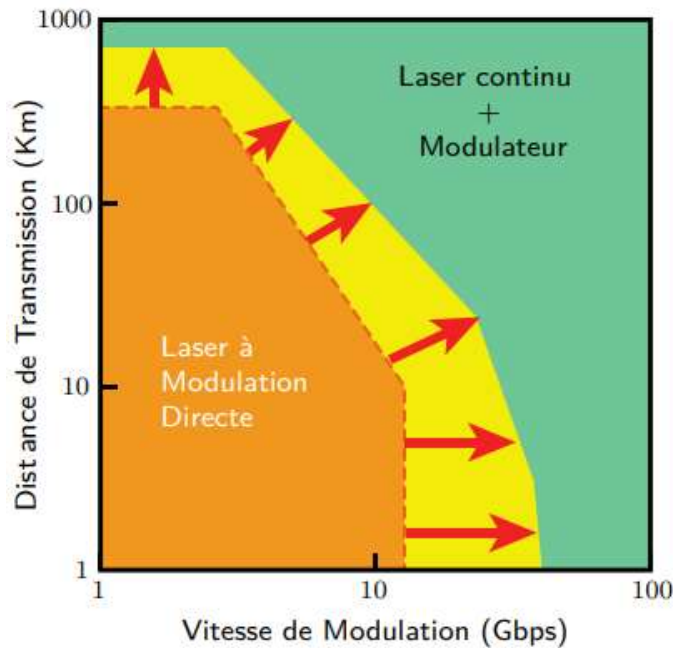


Figure 2-7 : Vitesse de transmission atteignable en fonction de la distance [14]

Les composants émetteurs souvent utilisés sont des diodes lasers de type Fabry Péro, DFB (Distributed Feed Back) c'est-à-dire à contre réaction distribuée, ou VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) en modulation directe DML (Directly Modulated Laser).

Il faut rappeler que la modulation directe conduit à une variation de la densité des porteurs dans la zone active du laser, ce qui affecte l'indice de réfraction et par conséquent la fréquence du signal optique émis. Ainsi la modulation directe conduit à une modulation de fréquence instantanée ou communément appelée "chirp". La variation de fréquence ou le "chirp" d'un laser DFB est donnée par l'expression suivante :

$$\Delta\nu(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \left( \frac{d}{dt} [\ln(P(t)) + \kappa P(t)] \right) \quad (3)$$

Où  $\Delta\nu(t)$  est la fréquence instantanée ou déviation de fréquence,  $\alpha_H$  est le facteur d'Henri (encore appelé le paramètre Alpha),  $\kappa$  est le coefficient du "chirp" adiabatique, et  $P(t)$  est la puissance optique de sortie du laser.

Le chirp du laser influe sur la largeur spectrale du laser, donc sur les performances d'une liaison IM/DD (Intensity Modulation / Direct Detection). Il se traduit par deux composantes différentes : l'une liée à la modulation de phase (premier terme de l'équation appelé chirp transitoire) et l'autre à la modulation en fréquence (deuxième terme appelé chirp adiabatique). Leurs impacts respectifs dépendent principalement des caractéristiques de la source optique [2].

Le chirp adiabatique est lié à plusieurs caractéristiques du laser : les effets thermiques, la durée de vie des porteurs dans la cavité, les recombinaisons spontanées, le gain adiabatique, et le facteur de confinement.

## **2.4. Le récepteur optique**

### **2.4.1. Photodétecteur**

L'interface optique de réception, dans une liaison à fibre optique, est chargée de convertir le signal lumineux en signal électrique. Ce rôle est tenu par le photodétecteur, qui pour simplifier, se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. Le choix se porte sur les photodétecteurs à semi-conducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser. Il s'agit plus précisément de la photodiode PIN et la photodiode à avalanche (PDA).

Une comparaison des performances entre les deux photodiodes dans [12] permet de faire un choix. Pour de faibles niveaux du signal émis, le rapport signal sur bruit est meilleur avec une photodiode à avalanche alors que pour des niveaux plus forts, il vaut mieux utiliser une photodiode PIN.

### 2.4.2. Démodulation ou détection

Tout comme il existe plusieurs méthodes pour écrire l'information sur le signal lumineux, il existe différentes techniques pour la récupérer. La première méthode de détection est appelée directe. Elle consiste en la conversion, grâce à une photodiode ou à une diode PIN, des fluctuations de puissance optique porteuses de l'information en fluctuations de courant électrique. En détection directe, le signal optique reçu est détecté tel quel directement par une photodiode. Seule la puissance du signal reçu est détectée et l'information de phase est perdue. Ainsi, le seul format de modulation compatible avec la détection directe est la modulation d'intensité. D'autres méthodes dites cohérentes (détecteurs hétérodyne et homodyne), dans lesquelles la porteuse optique est modulée en amplitude, en phase ou en fréquence et démodulée dans un détecteur qui réalise une fonction de mélange. La détection cohérente, fournit l'amplitude complexe du champ électrique et non plus seulement son intensité comme dans le cas de la détection directe. La phase et la polarisation du signal peuvent donc être reconstituées.

Un système qui utilise la détection directe est connu sous le nom de système de détection directe à modulation d'intensité (IM-DD). Bien que l'IM-DD soit limité à la modulation d'intensité, il présente certains avantages par rapport à la détection cohérente. Les principaux avantages sont la simplicité de sa mise en œuvre et son faible coût.

En détection directe, le module de réception est composé de deux blocs fonctionnels en plus de la photodiode. Il s'agit du bloc d'amplification et du bloc de filtrage [12].

Le courant émis par la photodiode reste souvent assez faible. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur en sortie de photodétecteur. Le gain adéquat peut être assez élevé. En effet, du fait de la détection quadratique, il faut 2 dB électriques pour compenser 1 dB optique.

Afin de minimiser le bruit en sortie du récepteur, il faut filtrer le signal numérique dans une bande  $0 - \Delta F$  qui soit la plus petite possible, tout en ne créant pas d'interférences

intersymboles (IES), c'est-à-dire telle que la réponse du filtre à un symbole s'annule à tous les instants de décision sur les symboles voisins.

## **Conclusion**

En somme, une liaison optique met en relation un émetteur optique, un support de transmission optique (en l'occurrence la fibre optique) et un récepteur optique. Les descriptions de chacun de ces éléments ont montré leur fonctionnement et leurs limites. Le DML est le type d'émetteur optique utilisé dans les liaisons IM/DD. Il présente l'avantage du coût mais ses performances sont limitées par le chirp et le RIN.

Dans la suite de cette revue littéraire, nous présenterons la technique de modulation OFDM qui est un moyen de montée en débit dans les systèmes de transmission.

CHAPITRE

**3**

---

## L'OFDM dans les réseaux optiques de type IM/DD

---

### 3.1. Généralités sur l'OFDM

#### 3.1.1. Définition

Il est bien connu que l'OFDM est une classe spéciale de modulation multi-porteuses, dont une implémentation générique est décrite à la Figure 3-1. La structure d'un multiplicateur complexe (modulateur IQ), couramment utilisé dans les modulateurs, est également illustrée au bas de la figure.

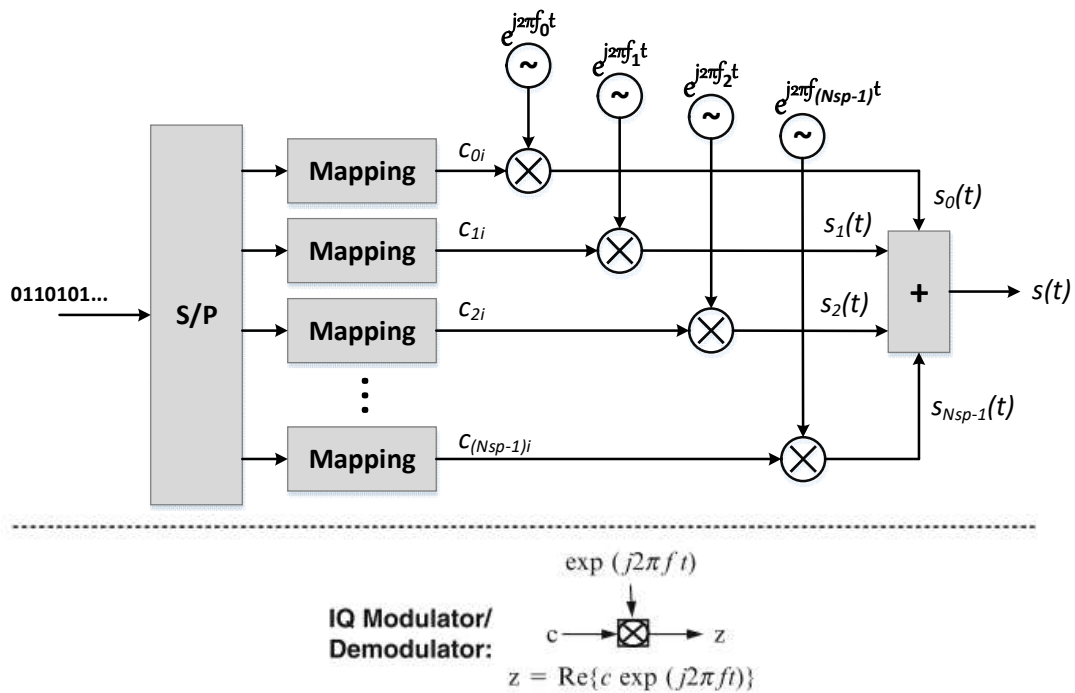


Figure 3-1 : Modulation multi-porteuses

Le signal  $s(t)$  transmis est défini comme suit :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_s} \sum_{k=0}^{N_{sp}-1} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (4)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (5)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (6)$$

où  $c_{ki}$  est le  $i^{\text{ème}}$  symbole de donnée à la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse,  $f_k$  est la fréquence de la sous-porteuse  $k$ ,  $N_s$  est le nombre de symboles émis,  $T_s$  est la durée d'un symbole,  $N_{sp}$  est le nombre de sous-porteuses et  $\Pi(t)$  est la forme d'onde.

La modulation multi-porteuses classique peut être implémentée avec un grand nombre d'oscillateurs et de filtres. L'inconvénient majeur est qu'il nécessite une bande passante excessive. En effet, pour concevoir les filtres et les oscillateurs de manière rentable, l'espacement des canaux doit être multiple du débit de symboles, ce qui réduit considérablement l'efficacité spectrale [15]. La particularité de l'OFDM est l'utilisation de sous-porteuses orthogonales se chevauchant entre elles sans interférence mutuelle (ou ICI : Inter-Carrier Interference), conduisant à un gain en efficacité spectrale. Cette orthogonalité provient d'une simple corrélation entre deux sous-porteuses quelconques, donnée par :

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \quad (7)$$

$$= e^{j2\pi(f_k - f_l)T_s} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (8)$$

Si la condition suivante :

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} ; \quad m \text{ étant un entier} \quad (9)$$

est satisfaite, alors la corrélation  $\delta_{kl}$  s'annule. Les deux sous-porteuses sont donc orthogonales entre elles. En visualisant les spectres des sous-porteuses (en forme de *sinc* étant donné que la forme d'onde est une fonction rectangle), la nature orthogonale de la transmission résulte du pic de chaque sous-porteuse correspondant aux valeurs nulles de toutes les autres sous-porteuses. Lorsque ce signal est détecté à l'aide d'une transformée de Fourier discrète (DFT : Discret Fourier Transform), le spectre n'est pas continu, comme le montre la Figure 3-2 (a), mais comporte des échantillons discrets. Le spectre échantillonné est présenté sous la forme 'o' dans la figure. Si la DFT est synchronisée, les

échantillons ne correspondent qu'aux pics des sous-porteuses, ainsi la région de fréquence qui se chevauche entre les sous-porteuses n'affecte pas le récepteur.

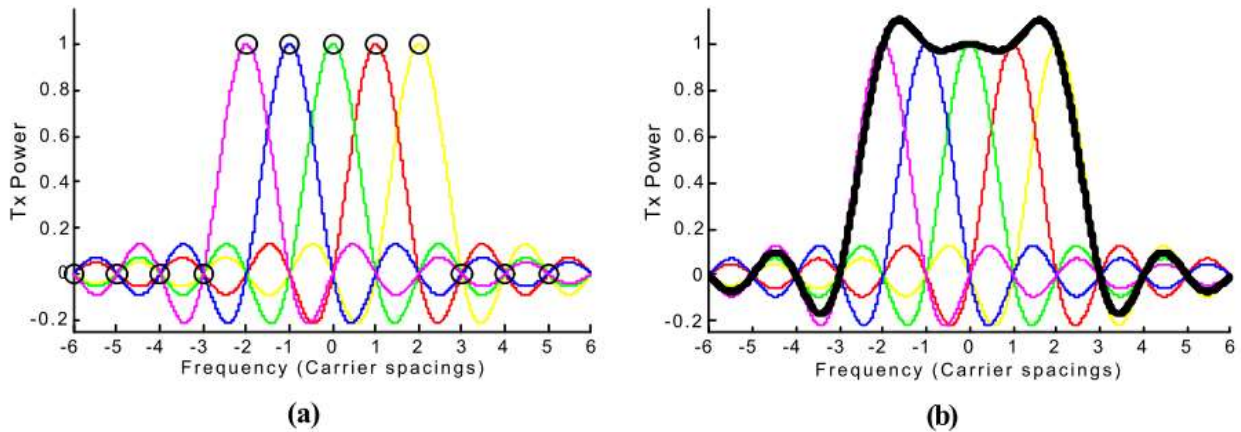


Figure 3-2 : Réponse fréquentielle d'un signal OFDM à 5 sous-porteuses  
**(a)** Spectre de chaque sous-porteuse. **(b)** Spectre du signal OFDM (en gras) [17]

### 3.1.2. Génération et réception

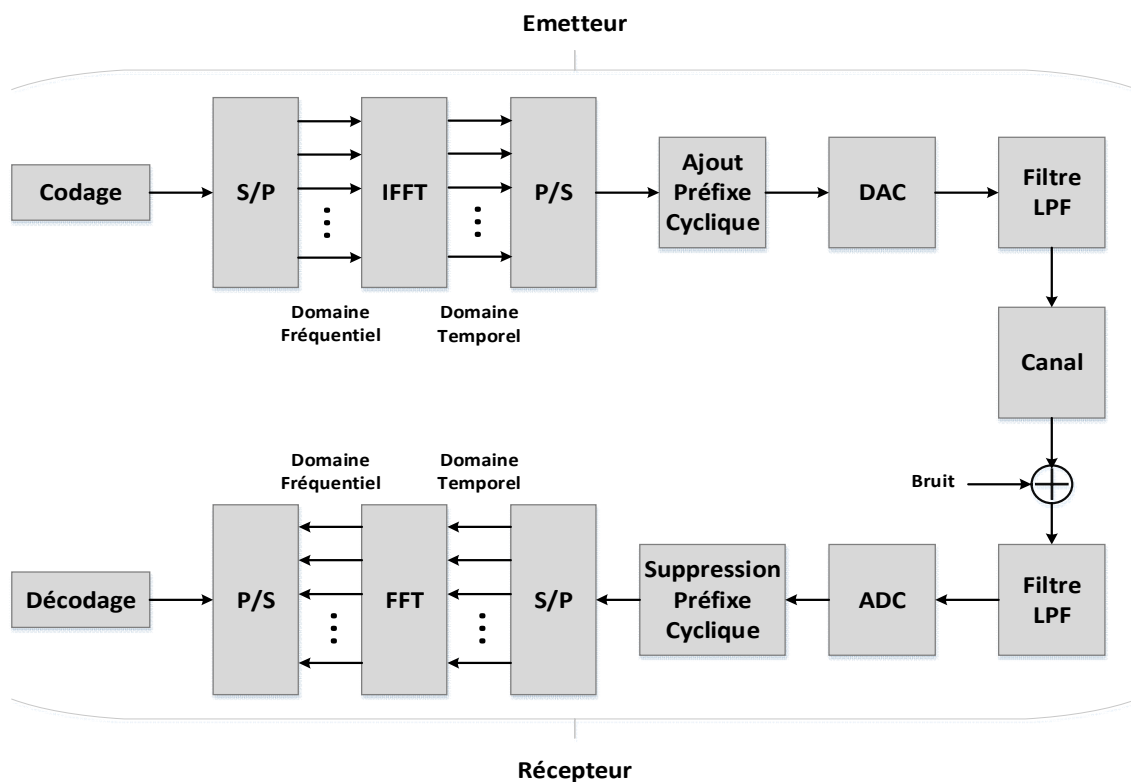


Figure 3-3 : Système classique de transmission numérique OFDM en bande de base

La figure 3-3 montre le schéma de principe d'un émetteur-récepteur OFDM numérique classique. Les données à transmettre se présentent généralement sous la forme d'un flux de données série. Une conversion série en parallèle (S/P) est donc nécessaire pour les convertir en données à transmettre dans chaque symbole OFDM. Les données attribuées à chaque symbole OFDM dépendent du schéma de modulation (ou mapping) utilisé et du nombre de sous-porteuses. Par exemple, pour une modulation de sous-porteuses de 16-QAM, chaque sous-porteuse transporte 4 bits de données, et pour une transmission utilisant 100 sous-porteuses, le nombre de bits par symbole serait de 400.

L'ensemble des sous-porteuses orthogonales est créé avec la technique de la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT). En effet, si l'on omet temporairement l'indice  $i$  dans l'équation (4) pour déduire l'équation d'un seul symbole OFDM et qu'on suppose que  $s(t)$  est échantillonné par période de  $T_s/N_{sp}$ , le  $m^{ième}$  échantillon de  $s(t)$  est donné par l'équation :

$$s_m = \sum_{k=0}^{N_{sp}-1} c_k e^{j2\pi f_k \frac{mT_s}{N_{sp}}} \quad (10)$$

En utilisant la condition d'orthogonalité à l'équation (9) et en supposant que la fréquence de la sous-porteuse d'ordre  $k=0$  est nulle, on obtient :

$$f_k = \frac{k}{T_s} \quad (11)$$

Et donc,

$$s_m = \sum_{k=0}^{N_{sp}-1} c_k e^{j2\pi \frac{km}{N_{sp}}} = IDFT(c_k) \quad (12)$$

Les valeurs discrètes  $s_m$  obtenues sont ensuite converties en valeurs analogues continues par un DAC (Digital to Analog Converter) pour constituer le signal  $s(t)$ . Notons que

l'algorithme (IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) est utilisé en lieu et place de l'(I)DFT pour réduire le nombre de multiplications complexes [16].

Pour éviter le repliement de fréquence (frequency aliasing) que peuvent causer les lobes secondaires, la fréquence d'échantillonnage doit théoriquement remplir le critère de Nyquist. En pratique, pour filtrer le signal et ne pas perdre l'information, la fréquence d'échantillonnage doit être plus élevée ou, plus simplement, l'IFFT peut être bourré de zéros aux bords du spectre du signal pour avoir un spectre OFDM mieux défini avec un aliasing éloigné de la bande principale. Cela assouplit les exigences du filtrage LPF (Low Pass Filter) après le DAC, mais au prix d'une perte de bande passante.

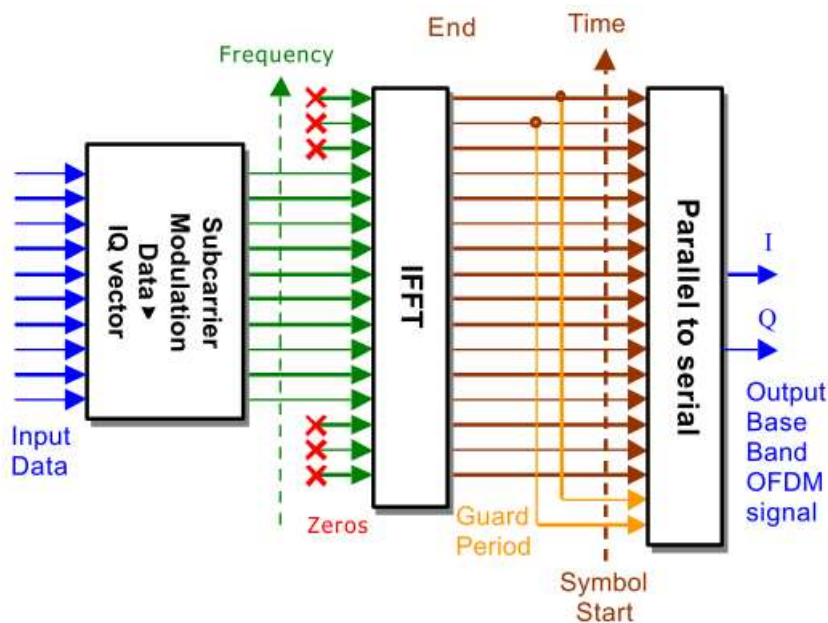


Figure 3-4 : Principe de modulation OFDM évitant le repliement de fréquence [17]

### 3.1.3. Période de garde ou préfixe cyclique

Pour une bande passante de système donnée, le débit de symboles pour un signal OFDM est beaucoup plus faible que pour un système de transmission à une seule porteuse. Par exemple pour une modulation BPSK à porteuse unique, le débit de symboles correspond au débit de la transmission. Cependant, pour OFDM, la bande passante du système est

divisée en  $N_{sp}$  sous-porteuses, ce qui se traduit par un débit de symboles  $N_{sp}$  fois inférieure à celui d'une transmission à porteuse unique. Ce faible débit de symboles rend l'OFDM beaucoup plus résistant aux effets d'interférence inter-symboles (ISI) causés dans un canal dispersif. Cependant, si le débit augmente, la période d'impulsion diminue. Ainsi, les impulsions transmises à travers un canal dispersif peuvent se chevaucher les unes après les autres (ISI). L'ISI peut être encore plus combattu par l'ajout d'une période de garde au début de chaque symbole. Cette période de garde est une copie cyclique qui prolonge la longueur de la forme d'onde du symbole. Chaque sous-porteuse, dans la section de données du symbole (c'est-à-dire le symbole OFDM sans période de garde ajoutée, qui est égale à la longueur de la taille IFFT utilisée pour générer le signal) a un nombre entier de cycles. De ce fait, placer des copies du symbole de bout en bout donne un signal continu, sans discontinuité au niveau des jointures. Ainsi, en copiant la fin d'un symbole et en ajoutant ceci au début, le temps de symbole est plus long. La figure 2-12 montre l'insertion d'une période de garde.

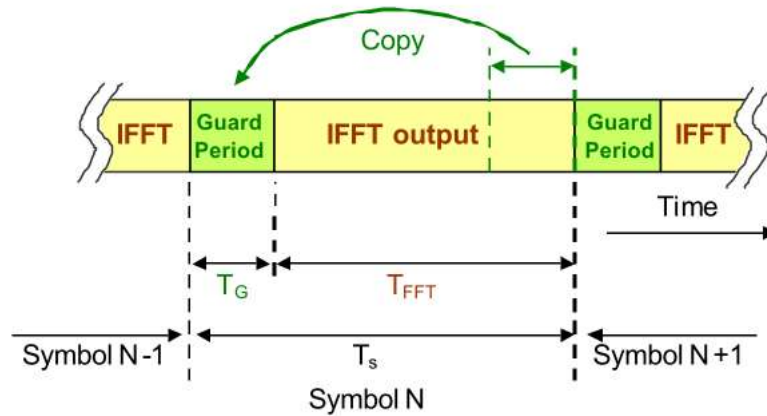


Figure 3-5 : Addition de périodes de garde à un signal OFDM [17]

La longueur totale d'un symbole OFDM est alors  $T_s = T_G + T_{FFT}$  ;  $T_G$  étant la longueur de la période de garde et  $T_{FFT}$ , la taille de l'IFFT utilisé pour générer le signal OFDM.

### 3.1.4. Le Peak-to-Average Ration (PAPR) des signaux OFDM

Un signal OFDM est constitué de plusieurs signaux simultanés, qui, pour une moyenne donnée, ont une valeur crête plus élevée. Le PAPR décrit les fluctuations de puissance du signal OFDM relativement à sa puissance moyenne. Il est défini par la relation :

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_s] \quad (13)$$

Avec  $s(t) = \sum_{k=0}^{N_{sp}-1} c_k e^{j2\pi f_k t}$ , l'expression dans le domaine temporel d'un symbole OFDM transmis.

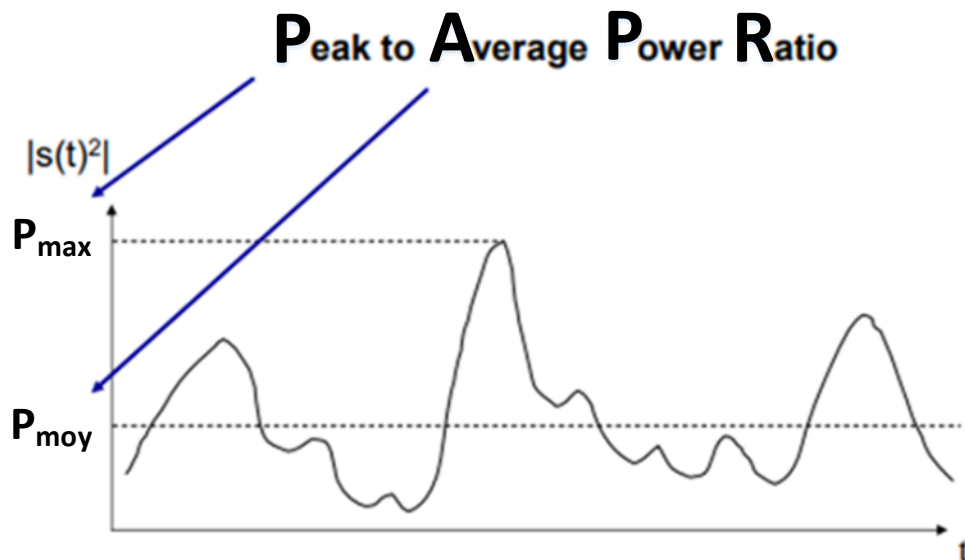


Figure 3-6 : Illustration du PAPR

D'après le théorème de la limite centrale, lorsque le nombre de sous-porteuses est relativement grand, la partie réelle et la partie imaginaire du signal OFDM suit une distribution Gaussienne ; l'amplitude  $|s(t)|$  du signal suit alors une distribution de Rayleigh et son enveloppe est instable [17]. Une meilleure manière de caractériser le PAPR est d'utiliser la fonction de répartition complémentaire (CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function) du PAPR [16], qui s'exprime comme suit :

$$P_c = P_r[ PAPR\{s\} > \zeta ] = 1 - (F(\zeta))^{N_{sp}} = 1 - [1 - \exp(-\zeta)]^{N_{sp}} \quad (14)$$

C'est la probabilité que le PAPR n'excède pas une certaine valeur  $\zeta$ .

Un inconvénient majeur de l'OFDM est qu'il présente un PAPR élevé qui affecte sérieusement la qualité de la communication. Pour pallier ce problème, de nombreuses techniques ont été proposées pour la réduction du PAPR. On les classe en deux grandes catégories : la réduction du PAPR avec distorsion du signal et celle sans distorsion du signal. La distorsion du signal consiste à écrêter le signal à partir d'une valeur donnée : c'est le « Hard-clipping » [2]. Cette méthode a comme inconvénient l'augmentation du BER de la transmission.

L'idée générale de l'approche sans distorsion du signal consiste à mapper le signal original par un nouveau signal ayant un PAPR inférieur à la valeur désirée [16].

### 3.2. Les techniques de modulation OFDM en liaison IM/DD

A la différence d'un canal radiofréquence, le signal transmis dans un canal IM/DD doit être réel et positif. Ceci découle du fait que l'intensité de la lumière doit avoir une valeur réelle et positive. En conséquence, le schéma de modulation OFDM illustré à la Figure 3-3 ne peut pas être directement utilisé dans un canal IM/DD optique. Une approche courante consiste à générer d'abord un signal réel dans le domaine temporel. Ceci est possible lorsqu'on impose une symétrie hermitienne aux symboles ; i.e. au signal dans le domaine fréquentiel.

Dans les systèmes IM/DD, les techniques OFDM peuvent généralement être classées en trois catégories : Direct-Current-biased Optical OFDM (DCO-OFDM), non-DC-biased optical OFDM et hybrid optical OFDM [18].

## 3.2.1. DCO-OFDM

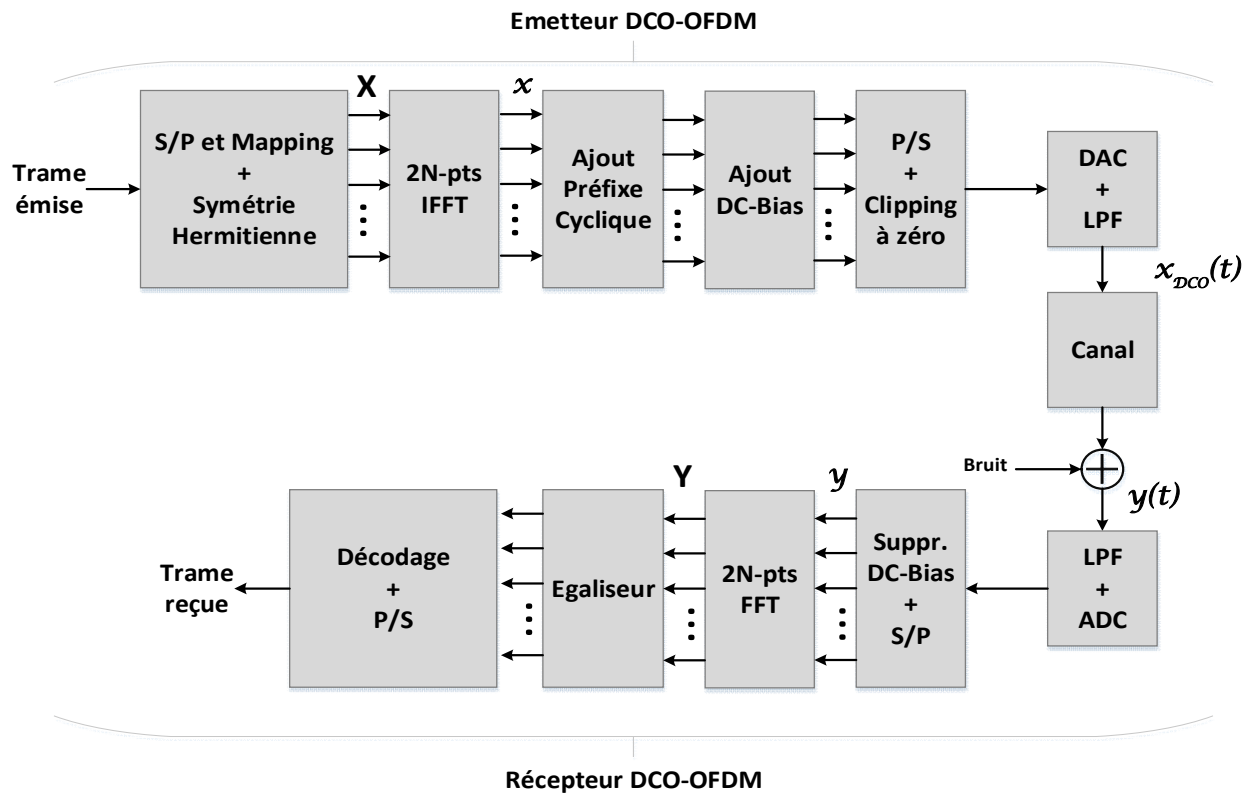


Figure 3-7 : Schéma d'une liaison DCO-OFDM

Comme le montre la figure ci-dessus, la symétrie hermitienne est imposée au signal fréquentiel  $X_k$  obtenu après mapping afin d'obtenir un signal temporel réel  $x(k)$  après l'IFFT. La symétrie hermitienne se définit comme suit :

$$\begin{cases} X_k = X_{2N-k}^*, 0 < k < N \\ X_0 = X_N = 0 \end{cases} \quad (15)$$

Compte-tenu de cette symétrie, le nombre d'entrées des blocs IFFT et FFT est de  $2N$  pour  $N$  symboles transmis.

L'approche la plus simple pour générer un signal positif à partir du signal réel et bipolaire  $x(k)$  consiste à imposer une polarisation en ajoutant une composante continue  $DC_{bias}$  appropriée. Dans les communications optiques, le  $DC_{bias}$  est généralement choisie de sorte que la valeur moyenne du signal positif se situe juste sur le point central de la plage linéaire de la source optique [18]. Les valeurs de  $DC_{bias}$  utilisées dans la théorie sont :

7 dB, 11 dB et 13 dB [2]. Mais généralement, le niveau de  $DC_{bias}$  est fixé par rapport à la puissance moyenne  $E\{x^2(k)\}$  du signal bipolaire OFDM, comme suit :

$$DC_{bias} = \mu \sqrt{E\{x^2(k)\}} \quad (16)$$

où  $\mu$  représente la constante de proportionnalité et  $DC_{bias}$  le niveau de composante continue nécessaire, exprimé en dB sous la forme :  $10\log_{10}(\mu^2 + 1)$ .

De plus, il est à noter que plus le  $DC_{bias}$  est élevé, plus la consommation en puissance optique augmente également. Ce qui suggère un choix assez modéré ; de sorte qu'après l'ajout de cette composante continue, il est possible que le signal présente toujours des valeurs négatives. Ces valeurs négatives sont donc ensuite écrêtées à zéro comme suit :

$$x_c(k) = \begin{cases} x(k), & \text{si } x(k) \geq 0 \\ 0, & \text{si } x(k) < 0 \end{cases} \quad (17)$$

On parle de zero-clipping.

Avant d'être transmis sur le canal optique, le signal réel et unipolaire obtenu est sérialisé puis converti en signal analogique via un DAC suivi d'un filtre passe-bas.

A la réception, le processus est quasi-inversé. L'égalisation est faite dans le domaine fréquentiel avec un égaliseur de type single tap [18].

### 3.2.2. ACO-OFDM

L'ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) est le non-DC-biased optical OFDM le plus utilisé dans les réseaux d'accès et métropolitains IM/DD [18] [2]. L'idée de base est de générer un signal temporel à structure asymétrique de sorte qu'un écrêtage direct à zéro (sans addition de composante continue) soit possible sans aucune perte d'information. Pour ce faire, les symboles  $X_k$  à l'entrée du bloc IFFT possèdent une structure particulière en plus de satisfaire la symétrie hermitienne. Plus précisément, seules les composantes impaires contiennent des informations utiles. Les composantes paires sont définies sur zéros.

$$X = [0, X_1, 0, X_3, \dots, 0, X_{N-1}] \quad (18)$$

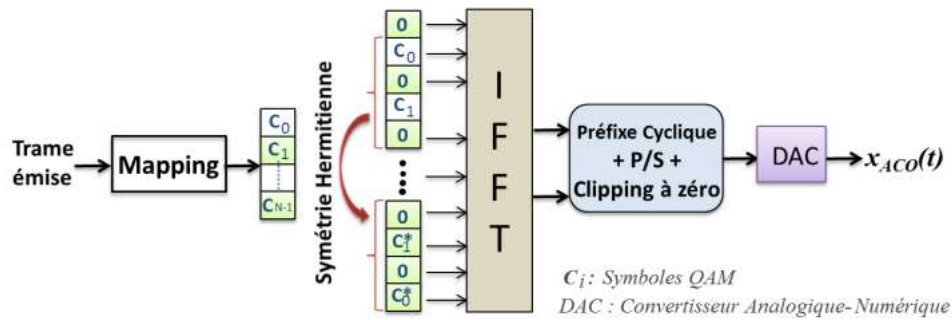


Figure 3-8 : Schéma de principe d'un émetteur ACO-OFDM [2]

Après l'IFFT, le signal temporel  $x(k)$  a une structure asymétrique :

$$x(k) = -x(k + N), 0 \leq k < N \quad (19)$$

C'est grâce à cette asymétrie qu'aucune information n'est perdue après le zero-clipping.

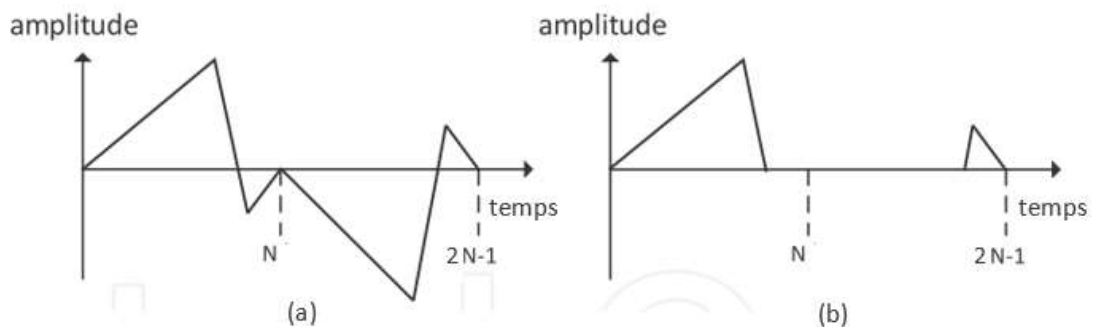


Figure 3-9 : Structure asymétrique avant (a) et après le zero-clipping (b) dans l'ACO-OFDM.

A la réception, seules les sous-porteuses d'ordre impair sont démodulées après égalisation. Tout le bruit de clipping n'affecte que les sous-porteuses d'ordre pair.

### 3.2.3. Comparaison des performances des DCO et ACO-OFDM

Si la composante continue ajoutée en DCO-OFDM n'est pas assez suffisante, le zéro-clipping induit une composante de bruit (dite bruit de clipping) qui se superpose au signal clippé. Ce bruit de clipping est d'autant plus élevé que la composante continue est faible,

affectant ainsi toutes les sous-porteuses et dégradant les performances de la transmission. En revanche, plus cette composante continue est importante, plus grande est la consommation en puissance optique. L'ACO-OFDM étant dispensé de l'utilisation de cette composante continue est moins gourmande en puissance optique.

Une seconde comparaison est faite terme d'efficacité spectrale des deux types de modulation OFDM. En DCO-OFDM, chaque symboles OFDM contient  $(N_{FFT} - 2)/2$  symboles complexes porteurs de l'information utile. En supposant  $M$  l'ordre de la modulation et donc  $\log_2(M)$  le nombre de bits transmis par chaque sous-porteuses, l'efficacité spectrale de la DCO-OFDM serait calculées par : [2]

$$\eta_{DCO} = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 2)}{2(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits /s/Hz} \quad (20)$$

où  $N_{FFT}$  le nombre d'entrées des blocs IFFT/FFT et  $N_{CP}$  la taille du préfixe cyclique utilisé.

Quant à l'ACO-OFDM, son efficacité spectrale vaudrait : [2]

$$\eta_{ACO} = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT})}{4(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits /s/Hz} \quad (21)$$

où le facteur  $N_{FFT}/4$  provient de la symétrie hermitienne et aussi du fait de la modulation des sous-porteuses d'ordre impair uniquement.

Le débit utile obtenu avec l'ACO-OFDM représente donc le quart de celui réalisable par l'OFDM conventionnel avec la même constellation. Il représente cependant la moitié du débit utile réalisable par la technique DCO-OFDM. Par ailleurs, à débit identique, une  $M - QAM$  DCO-OFDM et une  $M^2 - QAM$  ACO-OFDM ont quasiment les mêmes performances.

A la Figure 3-10 ci-dessous, la comparaison des performances est faite en termes de rapport de l'énergie optique par bit sur la densité spectrale de puissance de bruit  $E_{b(opt)}/N_0$  normalisé et de rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée » dans un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise). On parle de rapport  $E_{b(opt)}/N_0$  normalisé lorsque la puissance optique est fixée à un. Le BER est présenté en termes de débits

identiques à la Figure 3-10(a). Quant à la Figure 3-10(b), le BER égal à  $10^{-3}$ . On remarquera globalement que le taux le rapport  $E_{b(opt)}/N_0$  requis croit plus rapidement pour l'ACO-OFDM que pour la DCO-OFDM. C'est pourquoi l'ACO-OFDM devient moins efficace en termes de puissance optique que la DCO-OFDM pour les grandes constellations telles que 1024-QAM et 4096-QAM [19].

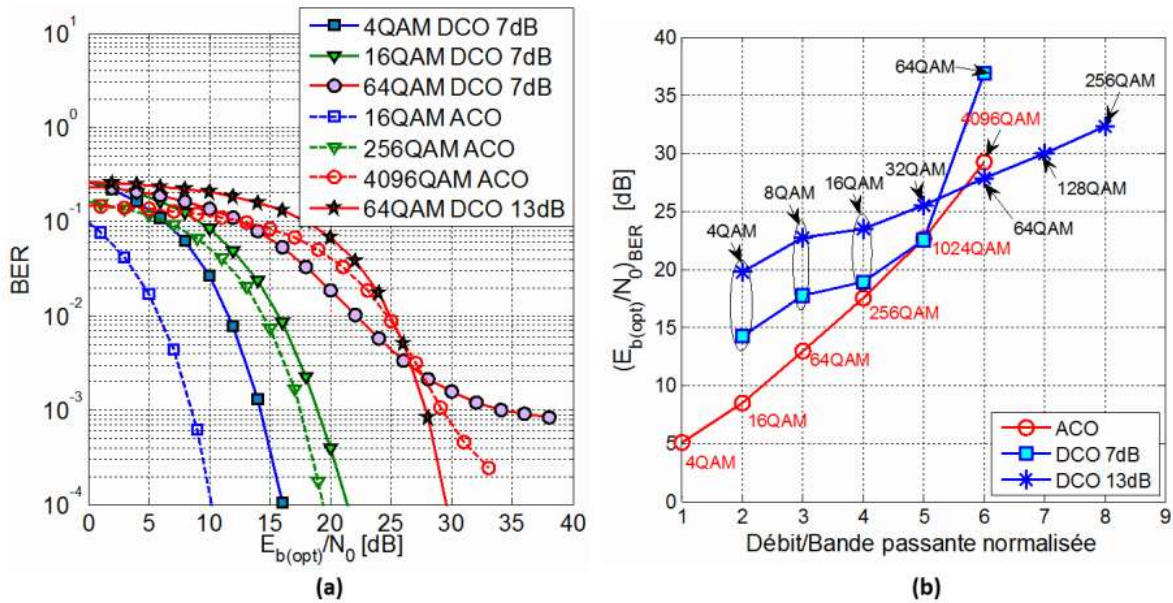


Figure 3-10 : Performances DCO-OFDM vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN en fonction de : (a) BER vs  $E_{b(opt)}/N_0$  pour un débit utile identique, (b)  $E_{b(opt)}/N_0$  obtenu pour  $BER = 10^{-3}$  versus « Débit binaire/Bande passante normalisée » [2].

### 3.2.4. ADO-OFDM

L'ADO-OFDM (asymmetrically clipped DC biased optical OFDM) est une forme hybride d'OFDM dans laquelle la DCO et L'ACO-OFDM sont combinées de manière à bénéficier de leurs avantages. Cette technique consiste à transmettre simultanément de l'ACO-OFDM sur les sous-porteuses d'ordre impair et de la DCO-OFDM sur les sous-porteuses d'ordre pair.

La Figure 3-11 illustre le principe d'un émetteur ADO-OFDM. Une symétrie hermitienne est imposée au vecteur de symboles  $X$  et est ensuite divisé en deux vecteurs  $X_{odd} = [0, X_1, 0, X_3, 0, \dots, 0, X_{2N-1}]$  et  $X_{even} = [0, 0, X_2, 0, X_4, \dots, X_{2N-2}, 0]$ , représentant respectivement les composantes impaires et les composantes paires du vecteur  $X$ . Bien évidemment, puisque  $X$  suit la symétrie hermitienne, alors  $X_{odd}$  et  $X_{even}$  la suivent également.  $X_{odd}$  est ensuite traité suivant la technique ACO-OFDM et  $X_{even}$  suivant la DCO-OFDM. Les signaux temporels  $x_{ACO}(t)$  et  $x_{DCO}(t)$  résultants sont additionnés puis émis après ajout du préfixe cyclique.

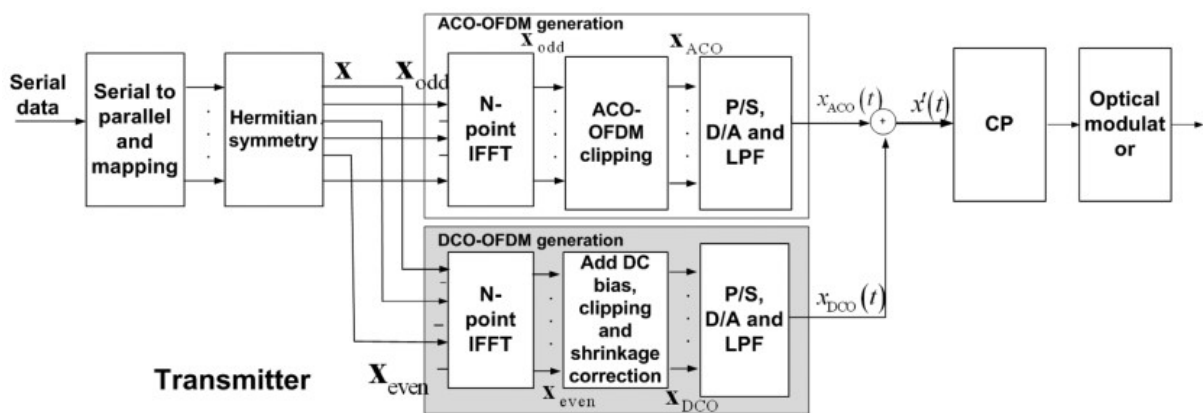


Figure 3-11 : Schéma de principe de l'émetteur ADO-OFDM [19].

A la réception, le signal ACO-OFDM, transmis sur les sous-porteuses d'ordre impair, est normalement démodulé (comme expliqué dans les sections précédentes) en premier, étant donné qu'il ne subit pas le bruit de clipping. Ensuite, un processus d'annulation d'interférences est mis en œuvre avant la démodulation du signal DCO-OFDM [19], transmis sur les sous-porteuses d'ordre pair est démodulé via. Ceci se justifie par le fait que signal DCO-OFDM subit à la fois les bruits de clipping des sous-porteuses paires et impaires, et le bruit du canal.

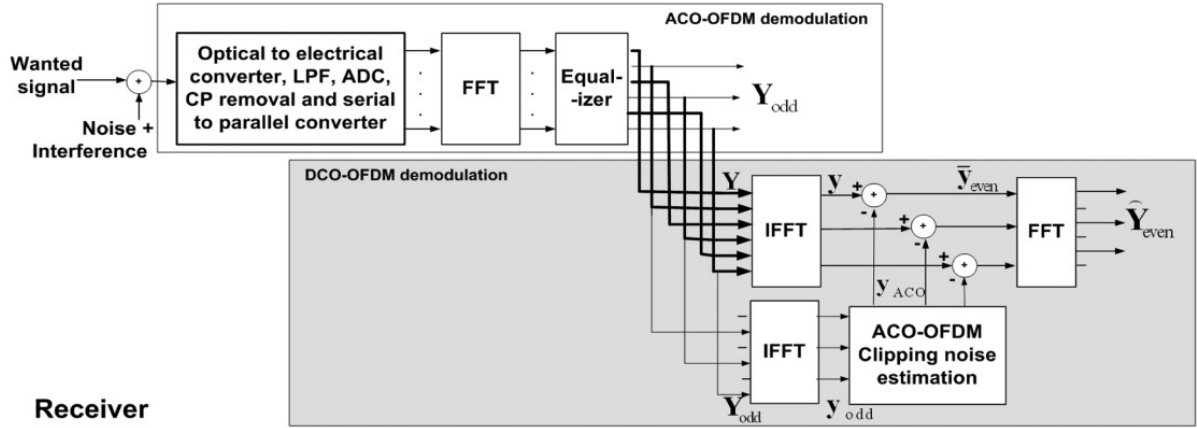


Figure 3-12 : Schéma de principe du récepteur ADO-OFDM [19].

L'annulation d'interférences est faite en générant une estimation locale du signal ACO-OFDM et en le soustrayant du signal reçu. Une IFFT est d'abord appliquée aux symboles  $Y_{odd}$  pour les ramener dans le domaine temporel. Le signal  $y_{odd}$  ainsi obtenu est multiplié par deux pour générer une estimation de  $x_{odd}$  qui est ensuite clippé à zéro pour produire  $y_{ACO}$  (estimation du signal ACO-OFDM avec bruit de clipping sur les sous-porteuses paires et impaires). Ce signal ACO-OFDM estimé est alors soustrait du signal  $y$  reçu et le signal résultant correspond à une estimation du signal discret  $y_{even}$  auquel est appliqué une FFT. On démodule enfin le signal obtenu en DCO-OFDM, en considérant uniquement les sous-porteuses paires à la sortie du bloc FFT.

Etant donné que l'ADO-OFDM consiste à l'addition de l'ACO-OFDM conventionnelle avec la moitié du débit de la DCO-OFDM sur les sous-porteuses paires, son efficacité spectrale serait :

$$\eta_{ADO} = \eta_{ACO} + \frac{1}{2}\eta_{DCO} \quad [18] \quad (22)$$

$$\Rightarrow \eta_{ADO} = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 1)}{2(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits /s/Hz} \quad (23)$$

## Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la description des techniques de modulation multi-porteuses OFDM. Plus particulièrement, les techniques de modulation OFDM appliqué aux systèmes optiques tels que la DCO-OFDM, l'ACO-OFDM et l'ADO-OFDM ont été exposés. Les performances de ces trois techniques sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 3-1 : Comparaison des techniques DCO, ACO et ADO-OFDM

Technique	$N_{\text{symboles\_utiles}}$	Efficacité spectrale (bits /s/Hz)	Débit utile
<b>DCO-OFDM</b>	$(N_{FFT} - 2)/2$	$\frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 2)}{2(N_{FFT} + N_{CP})}$	$D$
<b>ACO-OFDM</b>	$N_{FFT}/4$	$\frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT})}{4(N_{FFT} + N_{CP})}$	$D/2$
<b>ADO-OFDM</b>	$N_{FFT}/2$	$\frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 1)}{2(N_{FFT} + N_{CP})}$	$\simeq D$

Une approche plus pratique sera faite dans le prochain chapitre. Il s'agira de simuler les trois techniques OFDM dans un canal optique fibré fonctionnant sous différentes conditions et d'analyser les résultats.

CHAPITRE

4

---

## Simulations et Résultats

---

#### 4.1. Présentation de la liaison IM/DD étudiée

Cette étude a pour but de comparer les performances des techniques DCO-OFDM et ADO-OFDM dans un canal de transmission IM/DD PON en fonction des paramètres du LASER (bande passante, RIN, chirp, bruit, ...). Toute cette étude est basée sur des cosimulations MATLAB - Optisystem. L'émetteur et le récepteur comportant respectivement le modulateur et le démodulateur OFDM sont simulés sous MATLAB r2016a alors que le canal optique comportant le LASER DML, la fibre optique et le photodétecteur sont simulés avec Optisystem7.

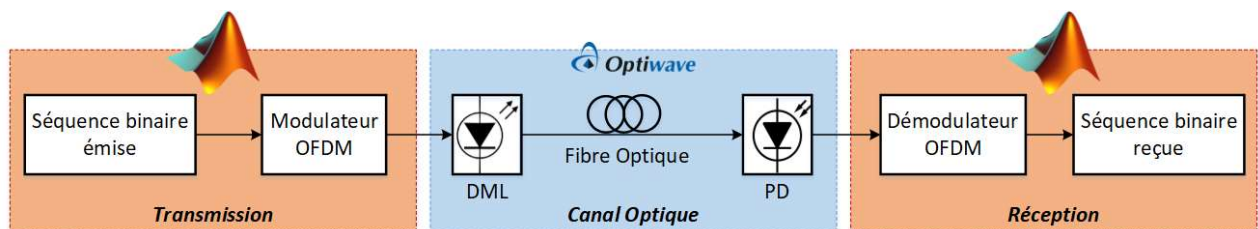


Figure 4-1 : Schéma synoptique de la liaison IM/DD simulée

Le logiciel OptiSystem permet de concevoir, de simuler et d'analyser des systèmes de transmission optique. Les composants virtuels de la bibliothèque de ce logiciel sont capables de reproduire le même comportement et le même effet spécifié en fonction de la précision sélectionnée et leur efficacité reproduite par les composants réels. Parmi les diverses applications d'OptiSystem nous pouvons citer : la conception du système de communication optique du composant au niveau de la couche physique, le calcul du taux d'erreur binaire (BER ou TEB) et du bilan de liaison, la conception des réseaux optiques passifs (PON) et la conception d'émetteur/récepteur de canal et d'amplificateur.

MATLAB, quant à lui, est un langage de programmation et une plateforme de calcul numérique permettant d'analyser des données, développer des algorithmes, créer des modèles et des applications. Il a de nombreuses commandes et fonctions mathématiques intégrées qui aident dans les calculs, la génération de graphiques et l'exécution de méthodes numériques.

## 4.2. Validation des émetteur et récepteur OFDM

### 4.2.1. Performances de la DCO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN

Nous avons simulé la technique DCO-OFDM telle que décrite à la section 3.2.1 avec Matlab. Les paramètres de simulation figurent au Tableau 4-1 ci-dessous.

Tableau 4-1 : Paramètres de simulation de la technique DCO-OFDM

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteuses (taille IFFT)	512
Nombre de symboles OFDM	400
Nombre de symboles pilotes	30
Taille de constellation M-QAM	4, 16, 64, 256
Puissance optique	1W
DC-Bias	7dB et 13dB
Préfixe cyclique	16

Les performances de cette technique dans un canal plat AWGN sont présentées sur la Figure 4-2.

L'estimation du BER est faite par calcul de l'EVM (Error Vector Magnitude) tel que décrit dans [2]. L'EVM permet de quantifier l'étalement des symboles reçus autour des points d'une constellation idéale. Comme dans la littérature, on remarque que le BER s'améliore au fur et à mesure qu'on augmente  $E_{b(elec)}/E_0$ . Toutefois, lorsque la composante continue est insuffisante ( $DC_{Bias} = 7dB$ ), le BER présente un plateau pour les constellations élevées ( $\geq 64QAM$ ) ; même avec de fortes valeurs de SNR (Signal to Noise Ratio). Ceci n'est pas le cas lorsque la composante continue est suffisante ( $DC_{Bias} = 13dB$ ). Le BER s'améliore alors suite à l'ajout d'une forte composante continue, qui limite le bruit de clipping, mais au détriment d'une forte consommation énergétique.

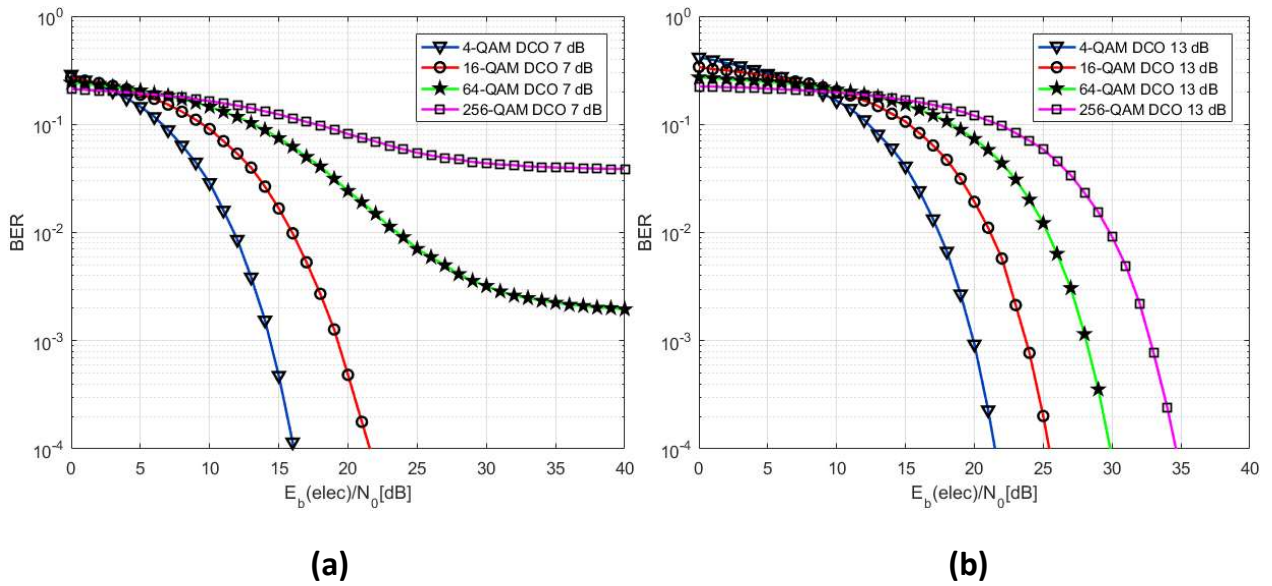


Figure 4-2 : Courbes du BER en fonction d' $E_{b(elec)}/E_0$  de la DCO-OFDM dans un canal plat AWGN avec ajout d'une composante continue  $DC_{Bias} = 7dB$  (a) et  $DC_{Bias} = 13dB$  (b)

#### 4.2.2. Performance de l'ACO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN

Nous avons simulé la technique ACO-OFDM telle que décrite à la section 3.2.2 avec Matlab. Les paramètres de simulation figurent au Tableau 4-2 ci-dessous.

Tableau 4-2 : Paramètres de simulation de la technique ACO-OFDM

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteuses (taille IFFT)	512
Nombre de symboles OFDM	400
Nombre de symboles pilotes	30
Taille de constellation M-QAM	4, 16, 64, 256
Puissance optique	1W
Préfixe cyclique	16

Les courbes du BER en fonction d' $E_{b(elec)}/E_0$  de l'ACO-OFDM pour le 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM sont représentées à la Figure 4-3. Dû au clipping, la puissance du signal

transmis est répartie à part égale dans les sous-porteuses paires et impaires. Lorsque la détection est faite, seules les sous-porteuses impaires sont utilisées.

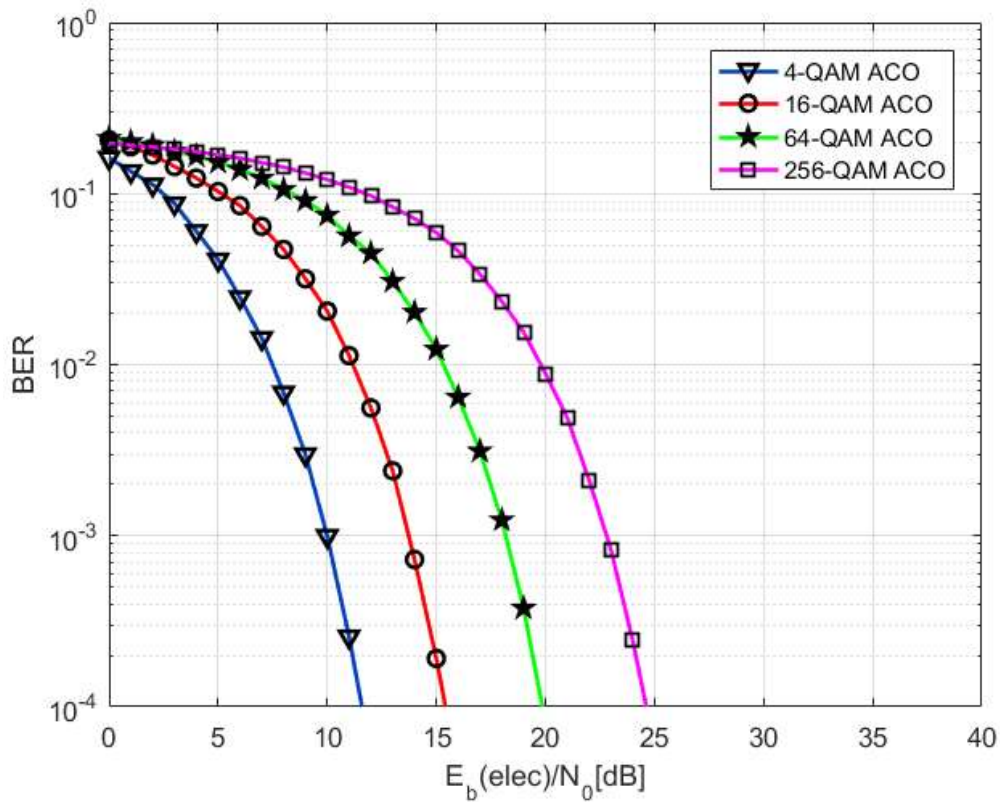


Figure 4-3 : Courbes du BER en fonction d' $E_{b(elec)}/E_0$  de l'ACO-OFDM dans un canal plat AWGN

En technique ACO-OFDM, le bruit de clipping n'impacte pas le BER (il n'affecte que les sous-porteuses paires). Pour une même constellation QAM, la technique ACO présente de meilleures BER et un gain en puissance par rapport la technique DCO.

#### 4.2.3. Performances de l'ADO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN

Nous avons simulé la technique ADO-OFDM telle que décrite à la section 3.2.3 avec Matlab. Les paramètres de simulation figurent au Tableau 4-3 ci-dessous.

Tableau 4-3 : Paramètres de simulation de la technique ADO-OFDM

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteuses (taille IFFT)	512
Nombre de symboles OFDM	400
Nombre de symboles pilotes	30
Taille de constellation M-QAM	4, 16, 64, 256
Puissance optique	1W
DC-Bias	7dB
Préfixe cyclique	16

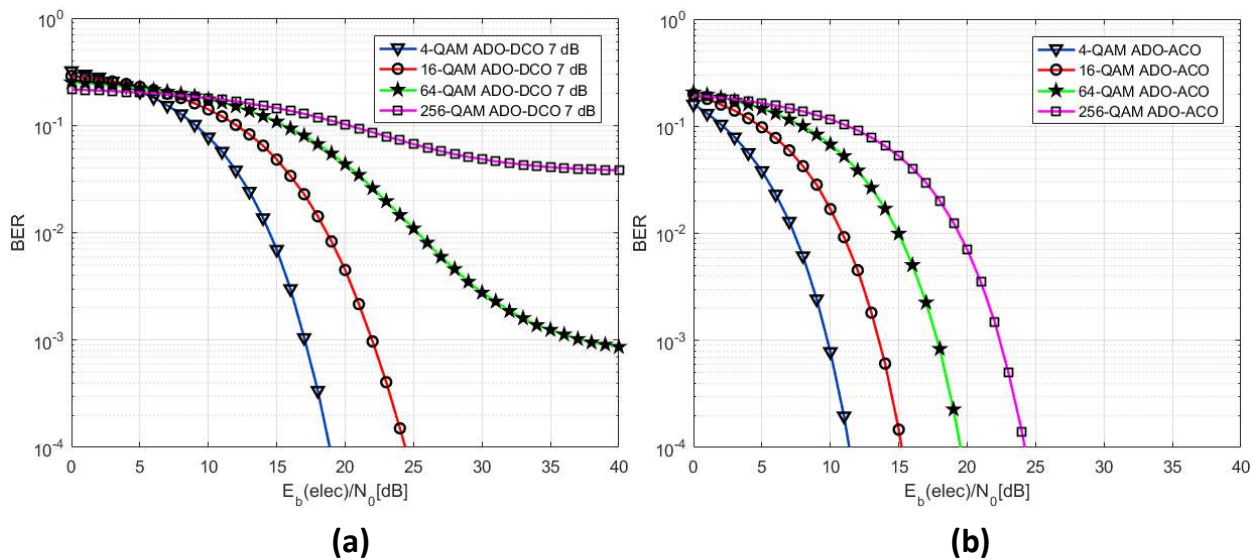


Figure 4-4 : Courbes du BER en fonction d' $E_{b(elec)}/E_0$  de l'ADO-OFDM dans un canal plat AWGN. En (a), la composante DCO avec ajout d'un  $DC_{Bias} = 7dB$  et en (b), la composante ACO

Les courbes obtenues sont similaires à celles de la littérature [20] de sorte qu'on peut voir que :

- les courbes de la Figure 4-4(b) sont identiques à celles de la figure 4-3. Ce qui montre qu'aucune interférence n'est provoquée par les sous-porteuses DCO-OFDM sur les sous-porteuses ACO-OFDM.
- les courbes de la composante DCO-OFDM de la technique ADO-OFDM (Figure 4-4(a)) sont inférieures de 3dB aux courbes de la technique DCO-OFDM d'origine (Figure 4-2(a)) en ce qui concerne la 4-QAM et la 16-QAM. En effet, lorsque nous soustrayons le bruit de clipping des porteuses paires, nous en soustrayons une estimation biaisée de sorte que la variance du bruit devient le double de la valeur d'origine. Dans les constellations plus grandes telles que 64-QAM et 256-QAM, ce décalage de 3 dB devient moins visible car le bruit de clipping devient le facteur de distorsion dominant.

Par ailleurs, précisons que le récepteur ADO-OFDM que nous avons implémenté est différent de celui de la littérature décrit à la Figure 3-12 en ce sens que nous séparons les composantes fréquentielles paires et impaires avant de les égaliser (Figure 4-5). Ce n'est qu'en procédant ainsi que nous avons pu des performances similaires à celles de la littérature. Cette problématique a été explicitée en annexe à la fin du document.

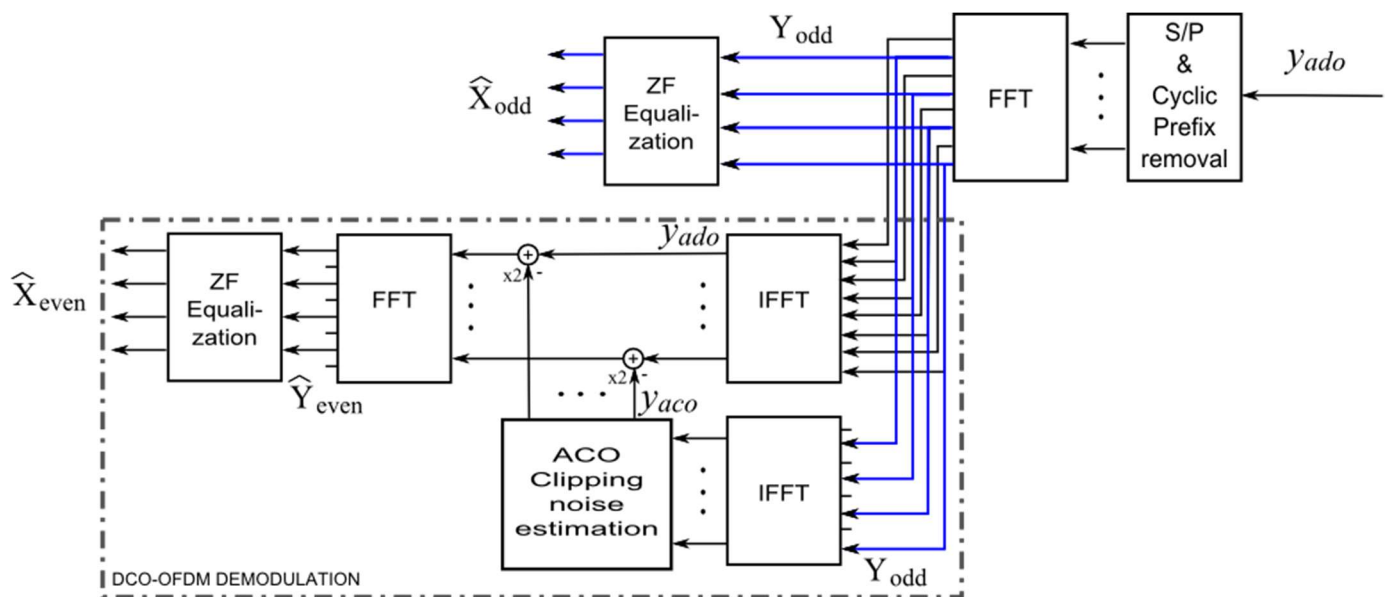


Figure 4-5 : Récepteur ADO-OFDM implémenté

### 4.3. Caractérisation du canal optique

#### 4.3.1. Source optique

Dans le cadre de nos travaux, la source optique utilisée est la même que celle utilisée dans la littérature [2]. Elle présente une zone linéaire de fonctionnement entre 20 mA et 100 mA.

Le modèle utilisé ou DML est composé de plusieurs blocs dont un laser à émission continue (CW), de blocs modulateurs AM (Amplitude Modulation) et FM (Frequency Modulation), d'un bloc driver, d'un filtre passe bas et d'un bloc de chirp (Figure 4.6). Le driver permet de polariser le signal modulant dans la zone optimale de fonctionnement du laser.

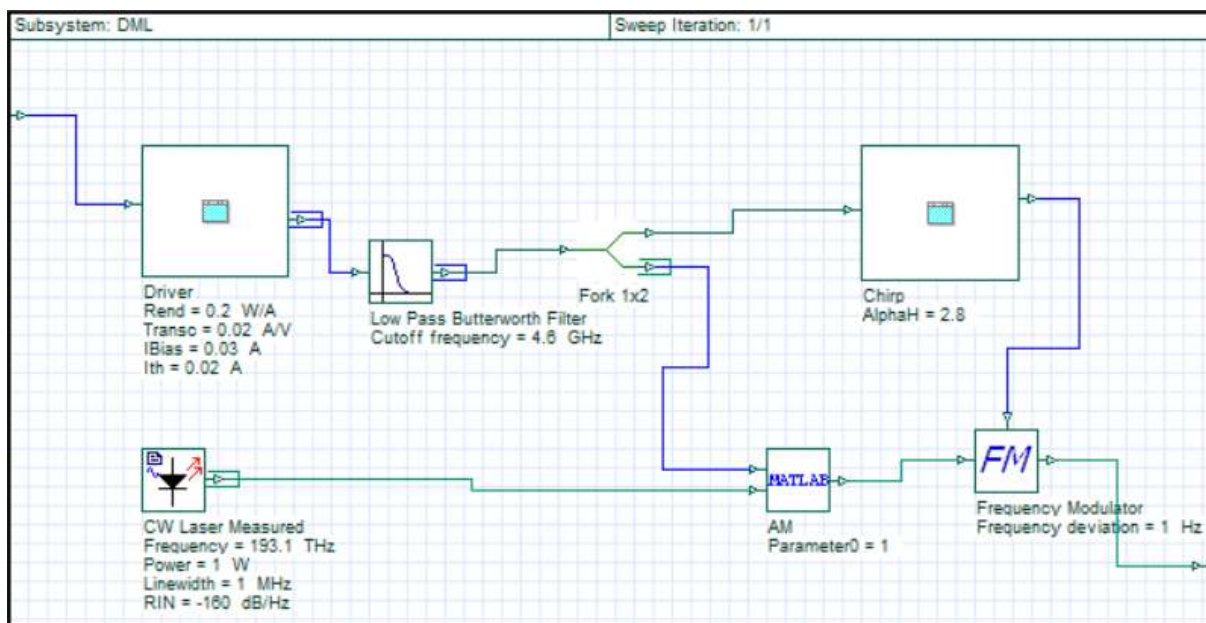


Figure 4-6 : DML simulé

Rappelons que le modèle du laser inclut dans son bloc AM, la fonction de non-linéarité décrite ici par l'équation (23) du modèle de Rapp pour décrire la saturation des amplificateurs de puissance :

$$\Rightarrow P_s = \frac{P_{AM}}{\left[1 + \left(\frac{P_{AM}}{P_{sat}}\right)^{2N_\gamma}\right]^{\frac{1}{2N_\gamma}}} \quad (24)$$

Où  $N_\gamma$  est le paramètre de non linéarité décrivant la finesse de la courbe  $P=f(I)$  dans sa transition de la zone linéaire à la zone de saturation,  $P_{AM}$  la puissance d'entrée,  $P_s$  la puissance de sortie et  $P_{sat}$  la puissance de saturation du laser.

La Figure 4-7 présente la courbe  $P=f(I)$  décrivant la caractéristique statique du DML obtenue après simulation avec les paramètres de référence [2] présentés dans le Tableau 4-4.

La caractéristique obtenue pour  $N_\gamma = 5$  est très proche de la caractéristique de référence.

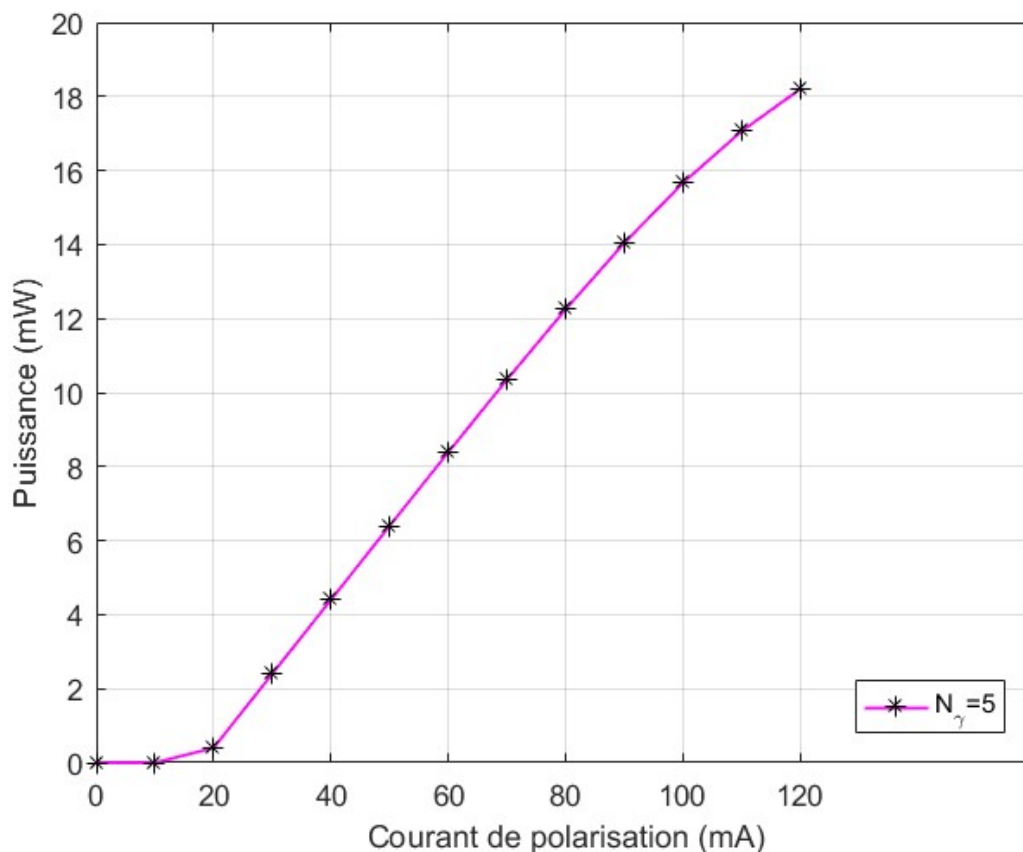


Figure 4-7 : Caractéristique statique du laser DML simulé

Tableau 4-4 : Paramètres du laser

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1553	nm
Largeur de raie	$\Delta\lambda$	1	MHz
RIN	RIN	-160	dB/Hz
Chirp Alpha	$\alpha_H$	2,8	-
Facteur de chirp adiabatique	K	10	GHz/W
Rendement du laser	SE	0,2	W/A
Transconductance du laser	G	1/50	A/V
Courant de seuil	$I_{th}$	20	mA
Courant de polarisation	$I_{bias}$	30	mA
Bande passante du laser	BW	4,6	GHz

La simulation du laser avec différents courants de polarisation et différentes fréquences de coupures du filtre à la sortie du driver révèle différentes bandes passantes comme inscrites dans le tableau 4-5 et illustrées par les courbes des réponses fréquentielles à la Figure 4-8.

Tableau 4-5 : Bande passante vs Courant de polarisation du DML

$I_{bias}$ (mA)	30	40	50	60	70	80
Bande passante (GHz)	4,6	5,5	6,2	8,5	9,8	10,7

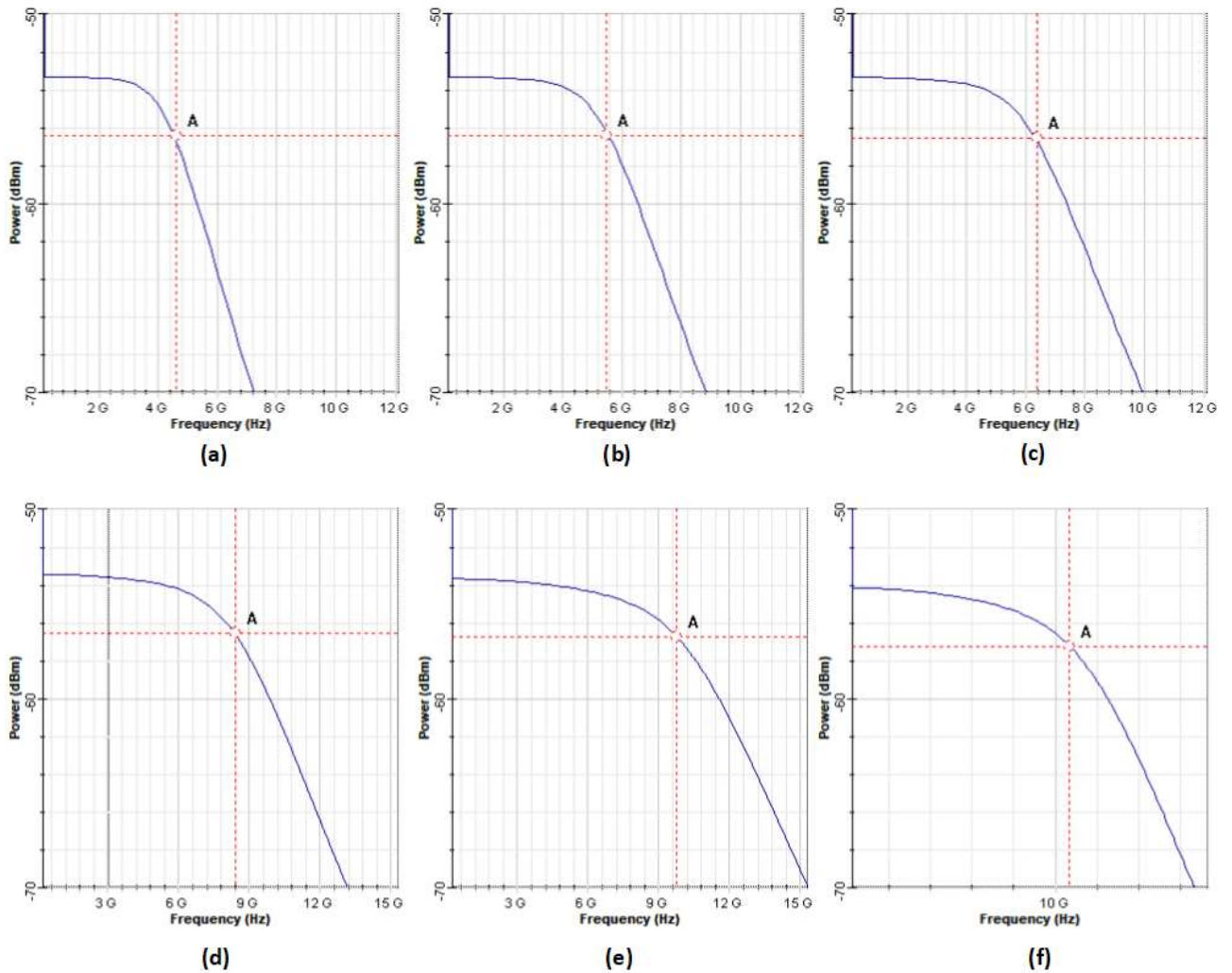


Figure 4-8 : Réponses fréquentielles du laser en fonction du courant de polarisation. (a) :  $I_{bias} = 30mA$  – (b) :  $I_{bias} = 40mA$  – (c) :  $I_{bias} = 50mA$  – (d) :  $I_{bias} = 60mA$  – (e) :  $I_{bias} = 70mA$  – (f) :  $I_{bias} = 80mA$

#### 4.3.2. Récepteur optique

Comme illustré à la Figure 4-9, le récepteur optique simulé est composé d'une photodiode PIN couplée avec un amplificateur transimpédance TIA (Transimpedance Amplifier) et suivi d'un filtre pour limiter la bande passante.

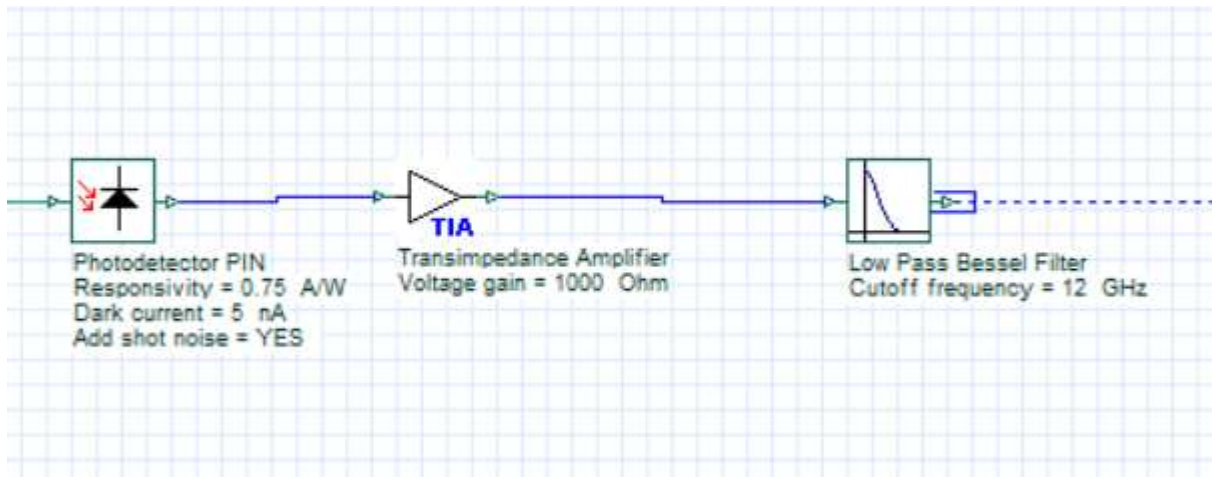


Figure 4-9 : Récepteur optique simulé

Les paramètres de simulation du module de réception optique sont comme suit :

Tableau 4-6 : Paramètres de la photodiode simulée

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1553	nm
Bande Passante	BW	12	GHz
Rendement	$R_d$	0,75	A/W
Transimpedance	$G_{TIA}$	1000	V/A-
Courant d'obscurité	$I_d$	5	nA
Bruit thermique	NEP	33	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Bruit de grenaille	ShotNoise	Activé	-

La réponse fréquentielle obtenue après simulation du récepteur montre effectivement la valeur de la bande passante de 12GHz.

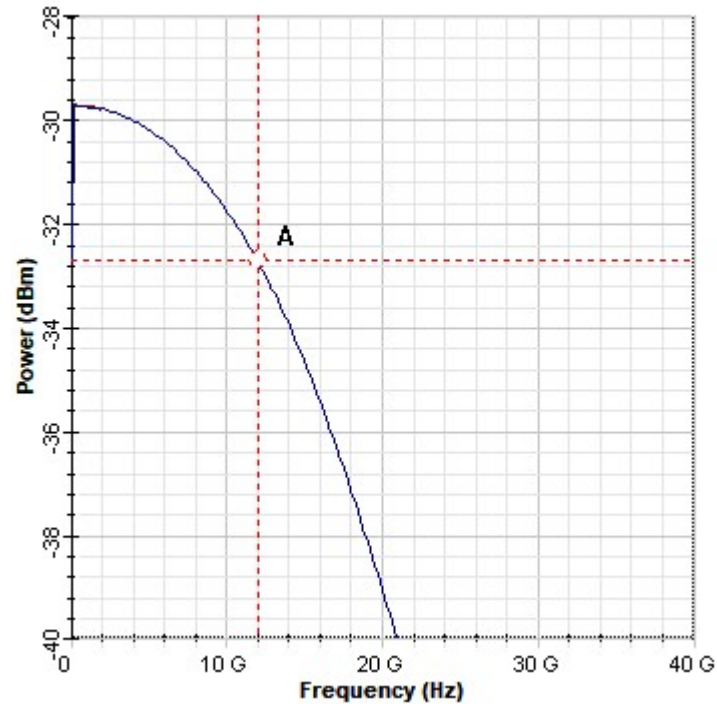


Figure 4-10 : Réponse fréquentielle du récepteur optique

### 4.3.3. Fibre optique

La fibre optique considérée est une fibre SSMF (Standard Single Mode Fiber) de type G652. Le modèle utilisé dans Optisystem 7, pour être conforme aux caractéristiques de ce type de fibre, a été paramétré comme suit :

Tableau 4-7 : Paramètres de la fibre optique simulée

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1553	<i>nm</i>
Distance	<i>L</i>	0~150	<i>km</i>
Atténuation	$\alpha_a$	0,2	<i>dB/km</i>
Dispersion chromatique	<i>D</i>	17	<i>ps/(nm.km)</i>
Pente de dispersion	<i>S</i>	0.08	<i>ps/(nm<sup>2</sup>.km)</i>
Coefficient de non-linéarité	$\gamma_{nl}$	2,6e-20	<i>m<sup>2</sup>/W</i>
Dispersion modale de polarisation	PMD	0,1	<i>ps/<math>\sqrt{km}</math></i>

#### 4.4. Performances des différentes modulations OFDM au sein du canal IM/DD simulé

Avec les paramètres de simulations listés dans le Tableau 4-8, le modulateur OFDM produit un signal DCO, ACO ou ADO qui est converti par la laser DML en signal optique transitant par la fibre optique. Le signal optique reçu est ensuite converti en signal électrique par le photodétecteur. Le signal résultant est démodulé puis, s'en suit enfin, un calcul du TEB de la liaison.

Tableau 4-8 : Paramètres de simulation du signal OFDM au sein du canal IM/DD

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteuses (taille IFFT)	512
Nombre de symboles OFDM	400
Nombre de symboles pilotes	30
Taille de constellation M-QAM	4
DC-Bias	7dB
Nombre de bits	262144
Nombre d'échantillons par bit	4
Débit	10Gbps
Puissance du laser	10dBm

La variation de la longueur de la fibre permet d'obtenir les courbes de la figure 4.11 pour chacune des techniques OFDM à constellation égale ; i.e. 4-QAM.

L'analyse des résultats obtenus montre que le BER se dégrade au fur et à mesure que la distance croit. Rappelons que les imperfections dans la fibre augmentent les effets d'atténuation linéique et de dispersion chromatique avec la longueur de la fibre. Ceci explique cette dégradation. Comme on pourrait s'y attendre, les performances de l'ACO-OFDM sont meilleures à celles de la DCO-OFDM. Pour une limite du BER fixée à  $10^{-9}$ , l'ACO-

OFDM permet d'atteindre une distance d'environ 110km contre une distance réalisable d'environ 70km pour la DCO-OFDM. Quant à l'ADO-OFDM, ses performances sont quasi égales à celles de la DCO avec un léger avantage pour la DCO. Les techniques DCO et ADO se valent donc à 4-QAM étant donné qu'elles présentent la même bande passante effective du signal OFDM ( $\approx 5\text{GHz}$ ) et le même débit utile ( $\approx 10\text{Gbps}$ ).

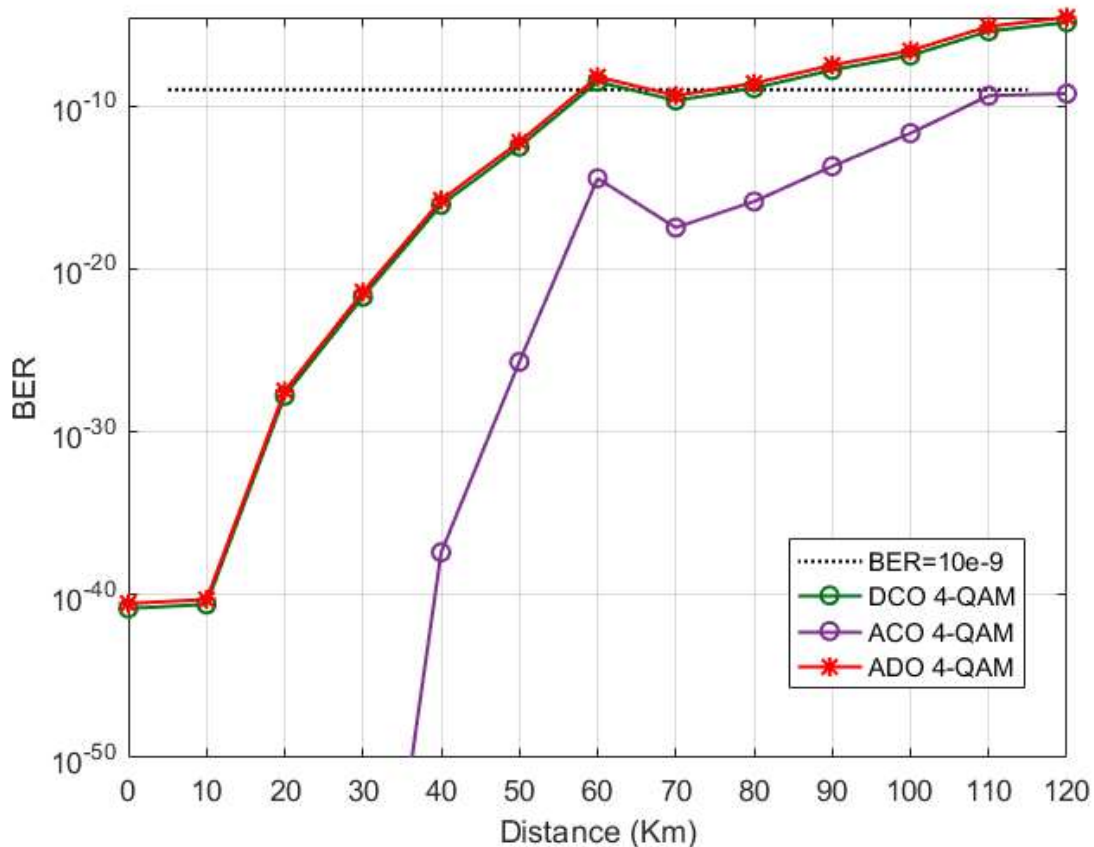


Figure 4-11 : BER en fonction de la distance pour la DCO 4-QAM, l'ACO 4-QAM et l'ADO (DCO 4-QAM & ACO 4-QAM)

Puisque pour une même constellation le débit réalisé en ACO-OFDM est la quasi moitié de celui de la DCO-OFDM, nous avons comparé les performances (à débit constant) du 16-QAM ACO avec celles du 4-QAM DCO à la figure 4-12. Lesdites performances se valent entre elles. Cette figure permet de constater également que l'ADO-OFDM avec des

composantes 4-QAM DCO et 16-QAM ACO permet d'atteindre les mêmes distances que la DCO 4-QAM mais a l'avantage d'un gain en débit utile (soit  $\approx 15\text{Gbps}$ ).

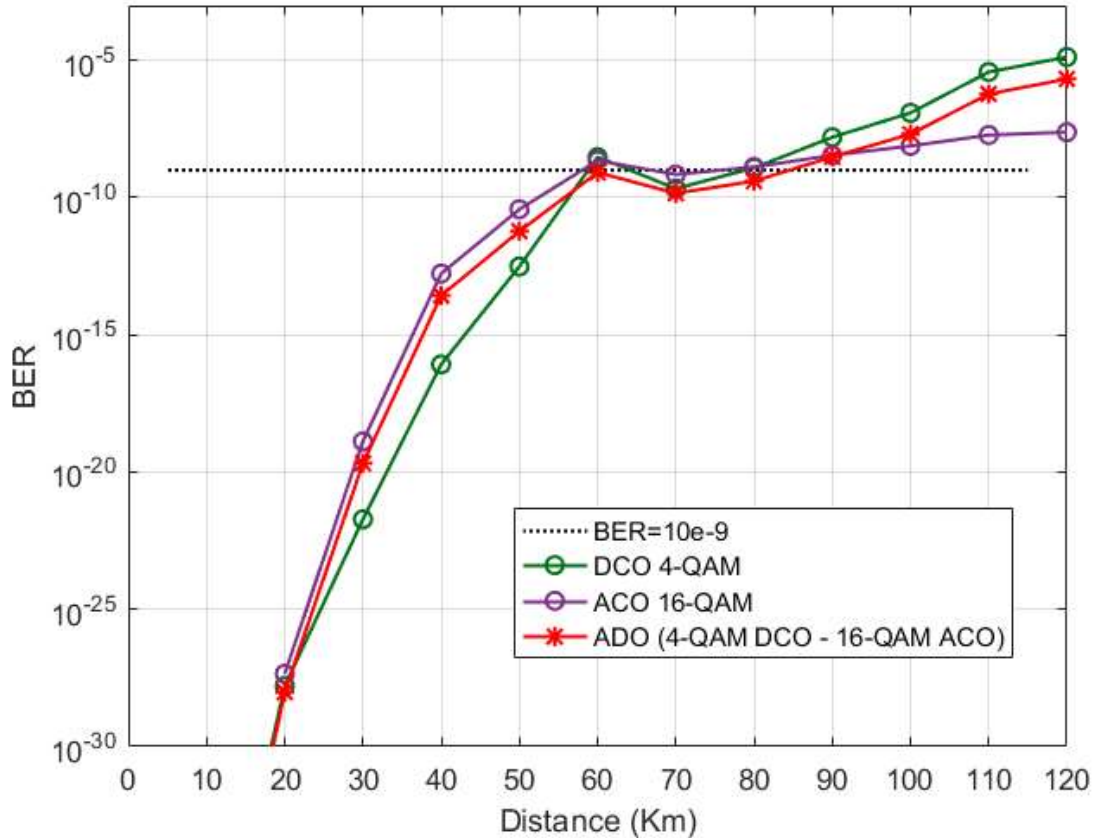


Figure 4-12 : BER en fonction de la distance pour la DCO 4-QAM, l'ACO 4-QAM et l'ADO (DCO 4-QAM & ACO 16-QAM)

Pour la suite, nous fixons la distance à 70km. Le budget optique atteint est alors de 14dB ; soit un équivalent de 16 utilisateurs en PON. Nous fixons également la constellation à 4-QAM pour toutes les techniques OFDM.

Comme convenu, nous avons varié la valeur du facteur de chirp transitoire  $\alpha_H$  pour voir son effet sur le signal reçu. Selon la littérature [21], la valeur typique de ce facteur pour les lasers DML est comprise entre 2 et 7. Nous avons donc varié le facteur  $\alpha_H$  dans cette plage comme le montre les courbes de la Figure 4-13. Nous constatons ainsi que la variation du chirp transitoire varie également les BER sans pour autant les dégrader

étant donné qu'un rapport de variation des BER d'une décade est constaté sans franchissement du BER cible qui est de  $10^{-9}$ . On dénote une courbe en dent de scie pour le signal ACO et une cloche pour les DCO et ADO-OFDM.

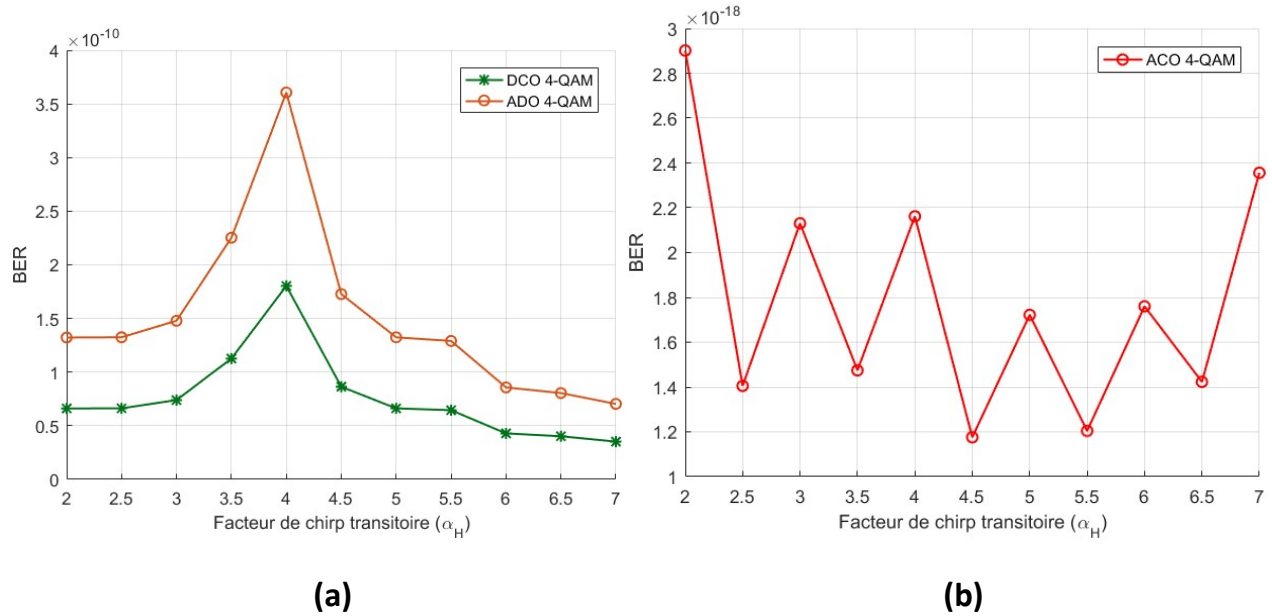


Figure 4-13 : BER en fonction du facteur de Henry pour (a) les DCO-OFDM et ADO-OFDM et (b) l'ACO-OFDM

Dans le datasheet du laser dont nous avons essayé de reproduire les caractéristiques dans le modèle phénoménologique utilisé dans cette étude, il est mentionné un RIN maximal de  $-150$  dB/Hz avec une valeur de  $-160$  dB/Hz [22]. Cependant, dans notre étude nous avons choisi faire la simulation en variant le RIN entre  $-160$  dB/Hz et  $-130$  dB/Hz.

On note que la variation du RIN n'a pas d'incidence sur le BER. Aucune variation notable du BER n'a été constatée.

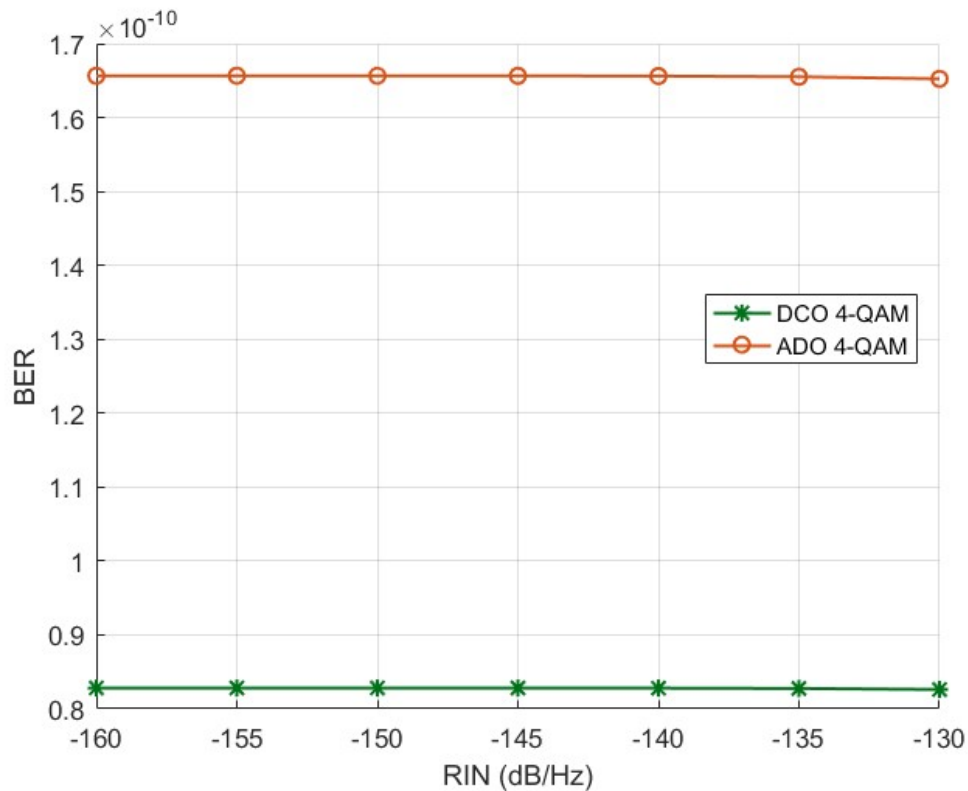


Figure 4-14 : BER en fonction du RIN pour les DCO-OFDM et ADO-OFDM.

Enfin, la variation du courant de polarisation présente des courbes en forme de « U » comme illustré à la figure 4-15. Il est constaté une dégradation du BER lorsque le laser est dans la zone d'émission spontanée ; i.e. lorsque le courant de polarisation est inférieur au courant seuil (courant insuffisant), et aussi lorsque le laser est dans sa zone de saturation (fort courant). En revanche, dans la zone de fonctionnement linéaire du laser, le BER est quasi stable autour de valeurs faibles.

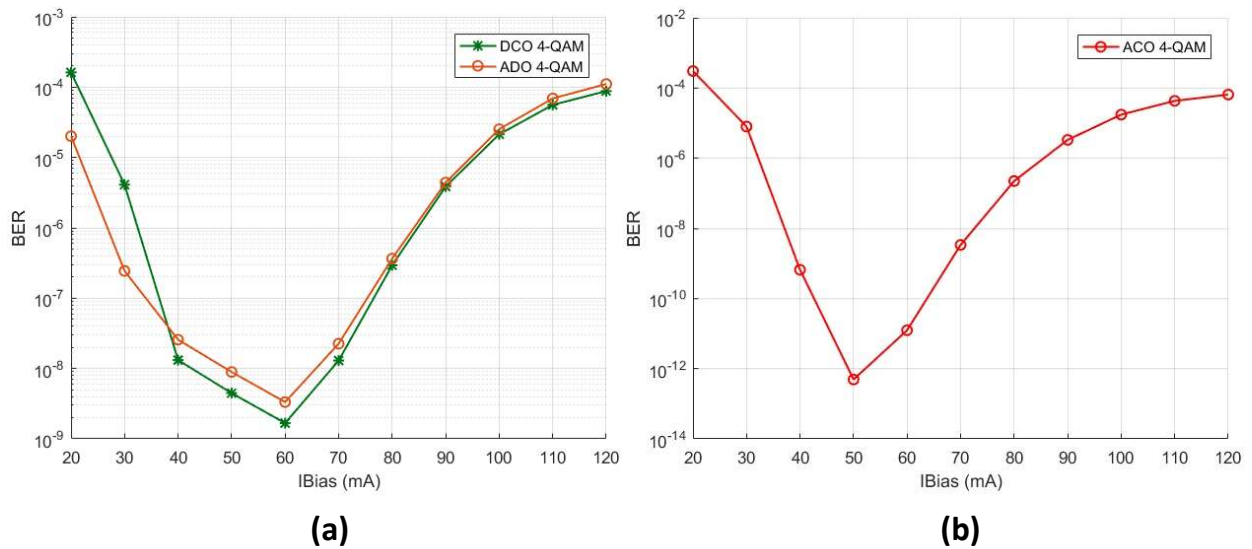


Figure 4-15 : BER en fonction du courant de polarisation pour (a) les DCO-OFDM et ADO-OFDM et (b) l'ACO-OFDM

## Conclusion

Ce chapitre a fait objet de l'étude d'une liaison IM/DD par co-simulation avec Matlab R16a et Optisystem 7. Nous avons avant tout validé individuellement chaque composante de ladite liaison. Pour cela, les techniques DCO-OFDM, ACO-OFDM et ADO-OFDM ont été simulées dans un canal plat AWGN et leurs performances se sont révélées correspondre à la littérature. Le canal optique a également été caractérisé sur la base de composants optiques de références.

Les résultats obtenus permettent de conclure que l'ADO-OFDM améliore le débit de transmission et que la variation du courant de polarisation affecte plus les performances des techniques de modulation étudiées que celles du chirp et que RIN.

## Conclusion générale et perspectives

---

La montée en débit des services aux utilisateurs sur les réseaux de télécommunications impose de plus en plus l'exploitation du support fibre optique dans les derniers segments de ces réseaux ; i.e les réseaux d'accès. Le déploiement optimal des réseaux FTTx exige la mise en œuvre de composants optoélectroniques (source optique, détecteur optique, ...) qui sont à la fois à bas coûts et capables de supporter des techniques de modulations adéquates à la montée en débit. L'implémentation de la technique ADO-OFDM a été choisie pour assurer l'accroissement de l'efficacité spectrale avec la garantie d'une bonne performance. Il a donc été question d'implémenter la DCO-OFDM, l'ACO-OFDM et l'ADO-OFDM et de comparer leurs performances dans un canal AWGN, puis dans un système IM/DD PON simulé avec OptiSystem 7 et Matlab. Il s'en est suivi une analyse des performances de ces techniques de modulations dans les conditions particulières de fonctionnement du laser DML modélisé.

La simulation de la liaison a révélé des performances avantageuses de la technique ADO-OFDM. En effet, les résultats obtenus montrent que pour un BER cible de  $10^{-9}$  une distance de 110 km est réalisable par l'ACO-OFDM 4-QAM et 70 km par la DCO-OFDM 4-QAM. 70 km sont également atteignables par l'ADO-OFDM dont les deux composantes ACO et DCO sont à constellations identiques 4-QAM. L'amélioration apportée par l'ADO-OFDM se note sur le débit utile sans pénalité ni sur la distance, ni sur la bande passante effective du signal OFDM. Un débit de 15 Gbps a été obtenu en ADO-OFDM (DCO 4-QAM & ACO 16-QAM) contre 10 Gbps pour l'ADO-OFDM (DCO 4-QAM & ACO 4-QAM) et la DCO-OFDM 4-QAM.

Par ailleurs les simulations avec variation des paramètres du laser montrent que le chirp transitoire n'affecte le BER que d'une décade autour de sa valeur en fonctionnement nominal. Le courant de polarisation, quant à lui, dégrade le BER dans la zone d'émission

spontanée (courant insuffisant) et dans la zone de saturation (courant fort) du laser, alors que le RIN n'a quasiment pas d'effet sur le BER.

Cette étude peut être poursuivie en ajoutant la variation des caractéristiques telles que la bande passante, la sensibilité et l'overload de la photodiode en réception.

## Références bibliographiques

---

- [1] Cisco, «Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022 White Paper,» Février 2019. [En ligne]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html>. [Accès le 12 Septembre 2019].
- [2] M. F. Sanya, «Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans les métropoles de pays en développement : proposition de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM,» 22 Octobre 2015. Available: <https://core.ac.uk/download/pdf/46804679>
- [3] F. Saliou, «Etude des solutions d'accès optique exploitant une extension de portée,» 14 Juin 2010. Available: <https://theses.hal.science/pastel-00566249/>
- [4] «Les Technologies d'accès aux réseaux : Les réseaux fixes,» [En ligne]. Available: [http://yharel.free.fr/data/teleinformatique/reseau/acces\\_reseaux\\_fixe.htm](http://yharel.free.fr/data/teleinformatique/reseau/acces_reseaux_fixe.htm). [Accès le 12 Juillet 2018].
- [5] S. Vasquez, «Le déploiement de la fibre en France,» 08 Novembre 2017. [En ligne]. Available: <https://www.jechange.fr/telecom/internet/guides/deploiement-fibre-optique-france-3249>. [Accès le 13 Juillet 2018].
- [6] S. Lallukka et P. Raatikainen, «Passive Optical Networks, Transport concepts,» VTT Technical Research Centre, Finland, 2006.
- [7] D. Nettet, «PON Roadmap,» *J. OPT. COMMUN. NETW.*, vol. IX, n° %11, pp. 71-76, Janvier 2017.
- [8] Y. Ishii et H. Yamashita, «Optical Access Transport System: GE-PON Platform,» *FUDJITSU Sci. Tech. J.*, vol. 45, n° %14, pp. 346-354, Octobre 2009.

- [9] D. Nasset, «NG-PON2 Technology and Standards,» *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, 2015.
- [10] R. Koma, J.-i. Kani, . K. Asaka et K.-I. Suzuki, «Standardization Trends for Future : High-speed Passive Optical Networks,» *Global Standardization Activities*, vol. XV, n° %110, Octobre 2017.
- [11] FSAN, «FSAN Roadmap,» 11 2016. [En ligne]. Available: <https://www.fsan.org/roadmap/>. [Accès le 15 03 2019].
- [12] J. Ratnam, «Passive Optical Network Architectures for 5G RAN,» chez *IEEE/ComSoc Advanced Networks and Telecommunication Systems (ANTS) - 5G Future Wireless Technologies (5G-FWT) Workshop*, BHUBANESWAR , 2017.
- [13] J.-L. VERNEUIL, «Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s,» 2003.
- [14] M. Morvan, «Caractéristiques du canal optique de transmission,» chez *Séminaire Communications Numériques*, 2009.
- [15] V. Girondin, «Etude et modélisation d'un modulateur à électro-absorption pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences centimétriques,» 2016.
- [16] J.-M. Sarraute, «Transmetteurs optiques modulés directement pour les liens optiques haut débit courte distance,» 2018.
- [17] Q. Yang, A. Al Amin et W. Shieh, «Optical OFDM Basics,» chez *Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications*, Kumar, Shiva (Ed.), 2011.
- [18] E. P. LAWREY BE, «Adaptive Techniques for multiuser OFDM,» 2001.

- [19] W. Shieh et I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*, Elsevier, 2010.
- [20] K. Ganesh Kumar, M. Palanivelan, S. Anand et T. Ilavarasan, «Peak to Average Power Ratio Reduction in DD-Optical OFDM Systems by Subcarrier Exclusion and Optimal Subcarrier Pairing,» *International Conference on Advances in Engineering and Technology*, pp. 522-527, 2014.
- [21] J. Dang, L. Wu et Z. Zhang, «OFDM Systems for Optical Communication with Intensity Modulation and Direct Detection», 2017.
- [22] S. D. Dissanayake et J. Armstrong, «Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems,» *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 31, n° 17, p. 1063, 2013.
- [23] S. D. Dissanayake, K. Panta et J. Armstrong, «A Novel Technique to Simultaneously Transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD Systems,» *2nd IEEE Workshop on Optical Wireless Communications*, pp. 782-786, 2011.
- [24] B. K. Saravanan, «Frequency chirping Properties of Electroabsorption Modulators integrated with laser diodes,» 2006.
- [25] 3S Group, *1915 LMA ANALOG 6GHz : Prototype Target Specification 10mW 1.55µm Direct Modulated Analog Laser Module >6GHz bandwidth*, 2012.
- [26] «Réseaux sans fil - Wireless Networks,» [En ligne]. Available: <https://www.commentcamarche.com/contents/1309-reseaux-sans-fil-wireless-networks>. [Accès le 13 Juillet 2018].
- [27] A. CHARNAY, «5G : on connaît enfin les débits du futur standard de téléphonie mobile !,» 24 Février 2017. [En ligne]. Available: <https://www.01net.com/actualites/5g-on->

connait-enfin-les-debits-du-futur-standard-de-telephonie-mobile-1109864.html.

[Accès le 13 Juillet 2018].

[28] A. BENAMMAR et W. MILOUDI, «Etude d'une liaison optique WDM Radio sur Fibre,» 2017.

[29] K. Y. Hounsounou, «Etude de l'ADO-OFDM pour son implémentation dans les réseaux d'accès optiques,» 2018.

# **A** NNEXES

## Annexe : ANALYSE ET PROPOSITION D'UN MODELE DE RECEPTEUR ADO-OFDM

### A.1. MODELE ADO-OFDM PROPOSE PAR S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG

#### A.1.1. Rappel

S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG ont proposé la technique ADO-OFDM dont les principes de transmission et de réception sont décrits aux Figures A-1 et A-2 suivantes :

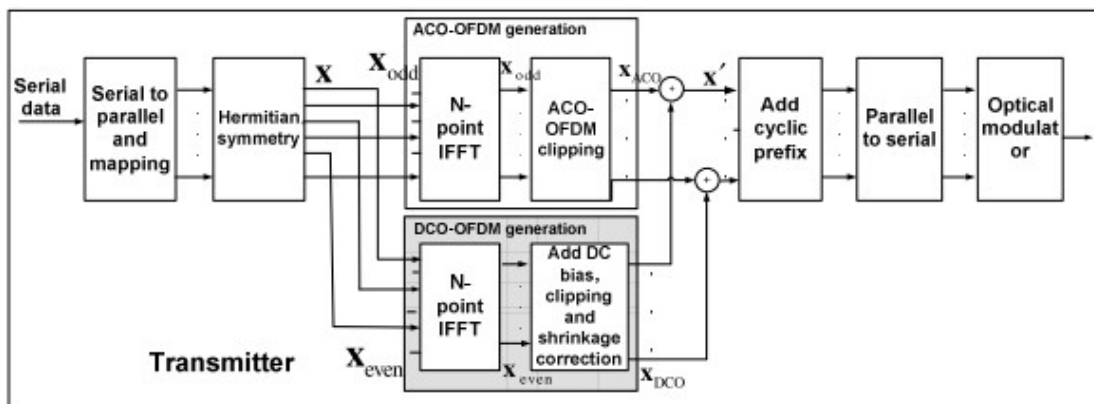


Figure A-1 : Emetteur ADO-OFDM proposé par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG

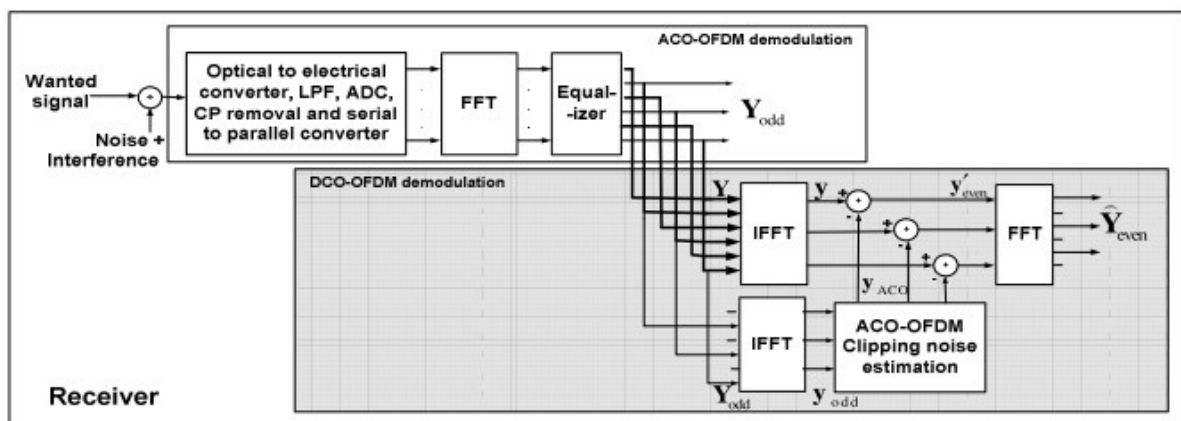


Figure A-2: Récepteur ADO-OFDM proposé par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG

Avec une puissance optique du signal ADO-OFDM égale à l'unité et dont la proportion de chacune des composantes ACO-OFDM et DCO-OFDM est de  $1/2$ , les performances

obtenues sont les suivantes :

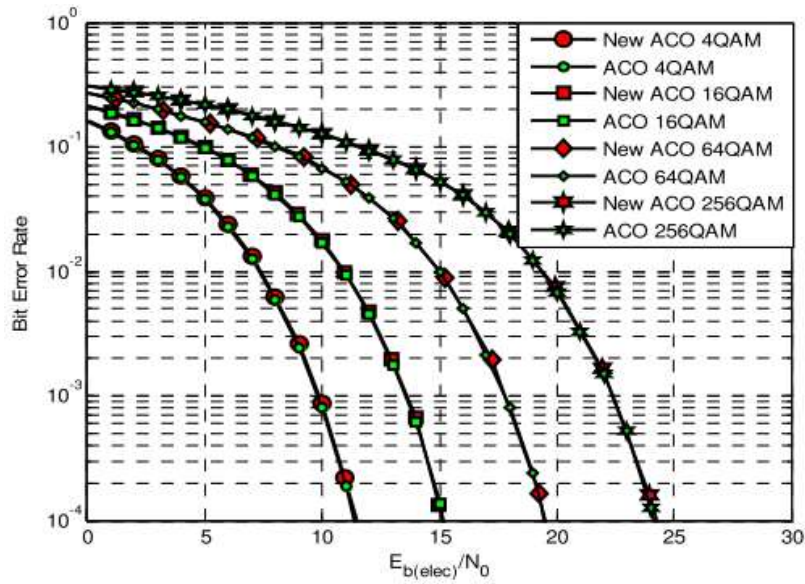


Figure A-3 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , pour la composante ACO de la technique ADO-OFDM, obtenu par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG

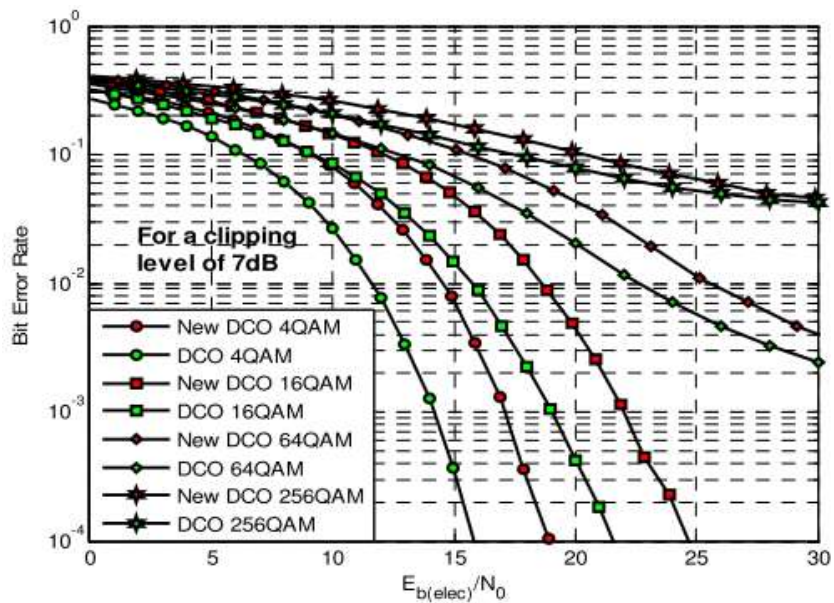


Figure A-4 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , pour la composante DCO de la technique ADO-OFDM, obtenu par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG

### A.1.2. Difficulté encourue avec ce modèle

Nous avons implémenté ce modèle tel que décrit dans la littérature. Après simulation, nous avons obtenu les mêmes performances pour la composante ACO-OFDM. Cependant, pour la composante DCO-OFDM, cela n'a pas été le cas. Nous ne sommes pas arrivés à récupérer les symboles émis.

Rappelons que  $x_{ado} = \delta x_{aco} + \gamma x_{dco}$  (explication à la section suivante).

Après analyse, nous avons constaté que la technique de démodulation de la composante DCO-OFDM telle que décrite dans la littérature ne convient à la démodulation du signal que lorsque  $\delta = \gamma$ . Ce qui n'est le cas pour un signal de puissance optique égale à l'unité.

Dans la suite, nous proposons une légère modification du récepteur ADO-OFDM avec une analyse des performances de ce dernier.

## A.2. MODELE DE RECEPTEUR PROPOSE

### A.2.1. Description

La figure A-5 montre l'émetteur ADO-OFDM tel que nous l'avons simulé. Il ne diffère pas du modèle de S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG ; sauf que nous y avons précisé les normalisations faites sur les composantes ACO-OFDM et DCO-OFDM.

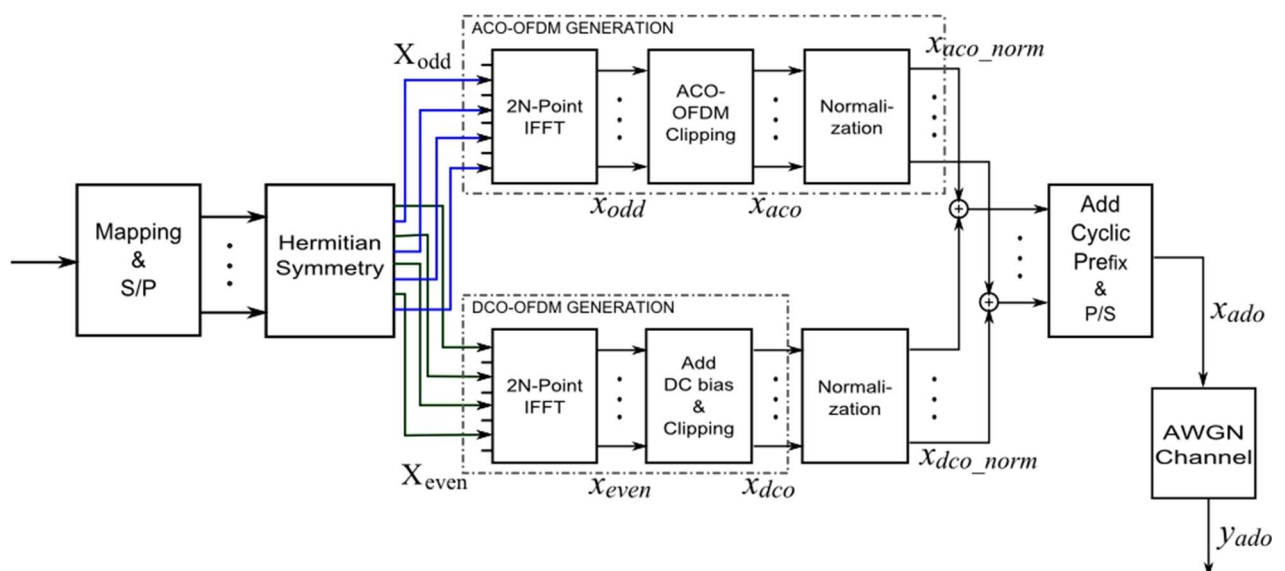


Figure A-5 : Emetteur ADO-OFDM

L'expression du signal ADO émis se décrit comme suit :

$$x_{ado} = \alpha x_{aco\_norm} + \beta x_{dco\_norm} ; \text{ Pour un signal de puissance égale à 1W avec des composantes ACO et DCO à puissances égales, on a } \alpha = \beta = 0,5$$

$$x_{ado} = \frac{\alpha}{P_{opt\_aco}} x_{aco} + \frac{\beta}{P_{opt\_dco}} x_{dco} ; P_{opt\_aco} \text{ et } P_{opt\_dco} \text{ étant respectivement les puissances optiques de } x_{aco} \text{ et } x_{dco}.$$

$$x_{ado} = \delta x_{aco} + \gamma x_{dco}$$

$$x_{ado} = \delta \left( \frac{1}{2} x_{odd} + n_{aco} \right) + \gamma (x_{even} + n_{dco} + B_{DC})$$

A la réception on a :

$$y_{ado} = \delta \left( \frac{1}{2} x_{odd} + n_{aco} \right) + \gamma (x_{even} + n_{dco} + B_{DC}) + n_{odd\_AWGN} + n_{even\_AWGN} \quad (1)$$

A la figure A-6, nous proposons un récepteur dans lequel les composantes fréquentielles paires et impaires sont séparées avant d'être égalisées, contrairement au récepteur proposé par S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG.

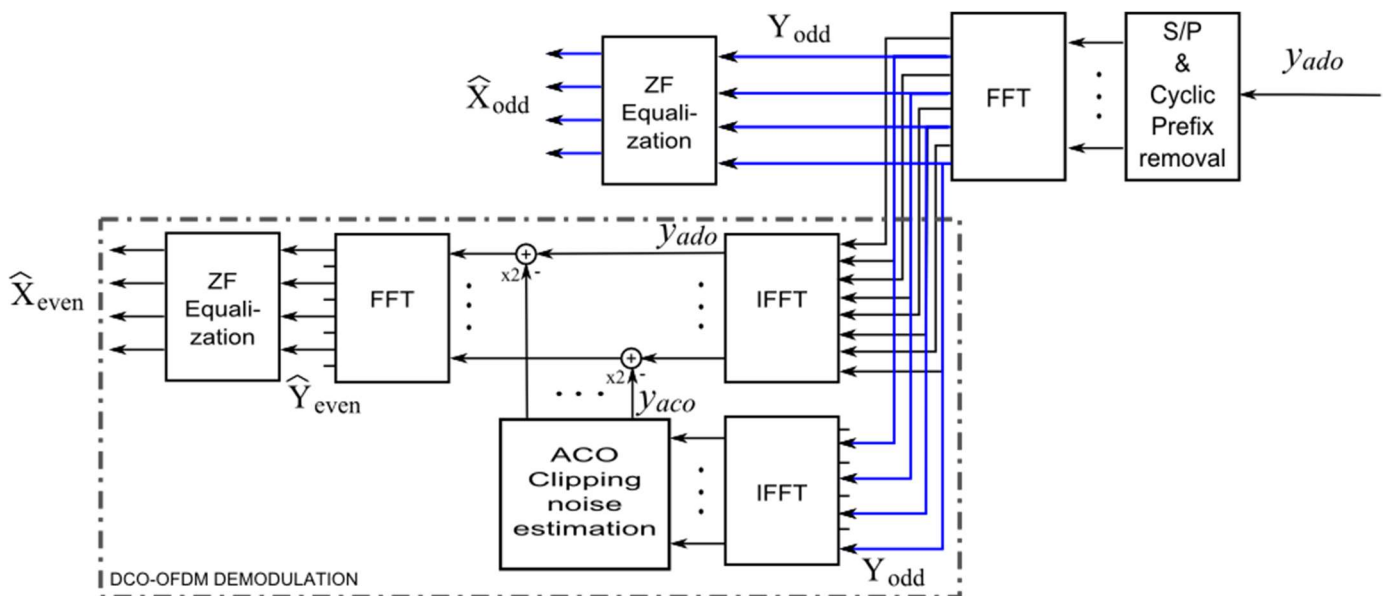


Figure A-6 : Récepteur ADO-OFDM

**Démonstration :**

$$Y_{odd} = \frac{\delta}{2} X_{odd} + N_{odd,AWGN}$$

$$y_{od} = \text{ifft}(Y_{odd}) = \frac{\delta}{2} x_{odd} + n_{odd\_AWGN}$$

Après clipping,  $n_{odd\_AWGN}$  engendre deux composantes  $n_{aco\_odd\_AWGN}$  et  $n_{aco\_even\_AWGN}$  qui agissent respectivement sur les porteuses impaires et les porteuses paires :

$$y_{aco} = \frac{1}{2} \left( \frac{\delta}{2} x_{odd} \right) + \frac{\delta}{2} n_{aco} + n_{aco\_odd\_AWGN} + n_{aco\_even\_AWGN}$$

$$2y_{aco} = \delta \left( \frac{1}{2} x_{odd} + n_{aco} \right) + 2 * n_{aco\_odd\_AWGN} + 2 * n_{aco\_even\_AWGN} \quad (2)$$

De (1) et (2), on a :

$$y_{ado} - 2y_{aco} = \gamma(x_{even} + n_{dco} + B_{DC}) + n_{odd\_AWGN} + n_{even\_AWGN} + -2 * n_{aco\_odd\_AWGN} - 2 * n_{aco\_even\_AWGN}$$

En considérant les termes contribuant aux porteuses paires on a :

$$\hat{Y}_{even} = \gamma(X_{even} + N_{dco} + K_{DC}) + N_{even\_AWGN} - 2 * N_{aco\_even\_AWGN} \quad (3)$$

## A.2.2. Simulation

1<sup>er</sup> cas :  $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}) = 1$

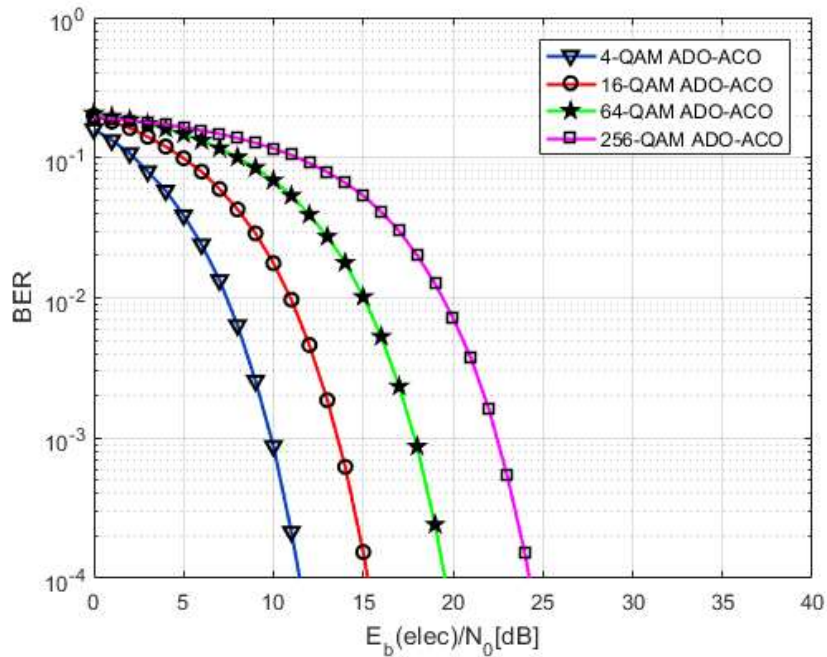


Figure A-7 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}) = 1$ )

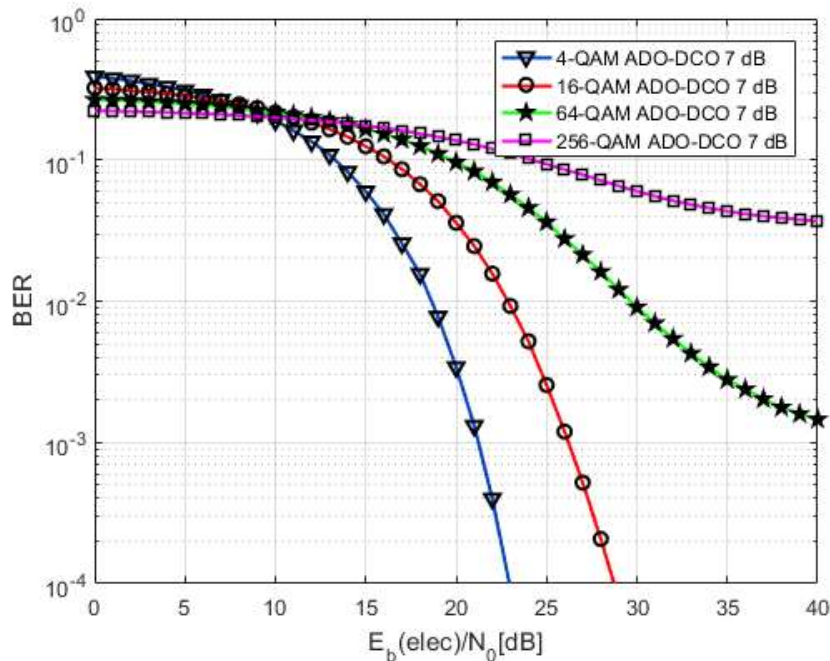


Figure A-8 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante DCO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}) = 1$ )

La figure A-7 montre que la démodulation de la composante ACO-OFDM est conforme à celle de la littérature.

Quant à la démodulation de la composante DCO-OFDM, elle présente une pénalité d'environ  $5dB$  par rapport à celle de la littérature. Cette pénalité pourrait être due au supplément de bruit causé par le clipping de la composante ACO lors de la démodulation (i.e. le terme  $-2 * N_{aco\_even\_AWGN}$  dans l'équation 3). Cependant elle pourrait s'expliquer par le fait que le bruit du canal AWGN ne se répartit pas équitablement entre les porteuses paires et les porteuses impaires.

Comme le montre le code ci-dessous décrivant le calcul du bruit AWGN, le bruit est fonction de la puissance électrique du signal.

```
data_pwr = mean(abs(x_ado).^2);  
noise_pwr = data_pwr/10^(SNR(EbN0i)/10);  
noise = sqrt(noise_pwr)*randn(size(x_ado,1), size(x_ado,2));  
y_ado = x_ado + noise;
```

Pour nous assurer que le bruit est équitablement réparti entre les deux types de porteuses, nous nous sommes proposés de simuler le système après normalisation de la puissance électrique du signal.

2<sup>e</sup> cas :  $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}^2) = 1$

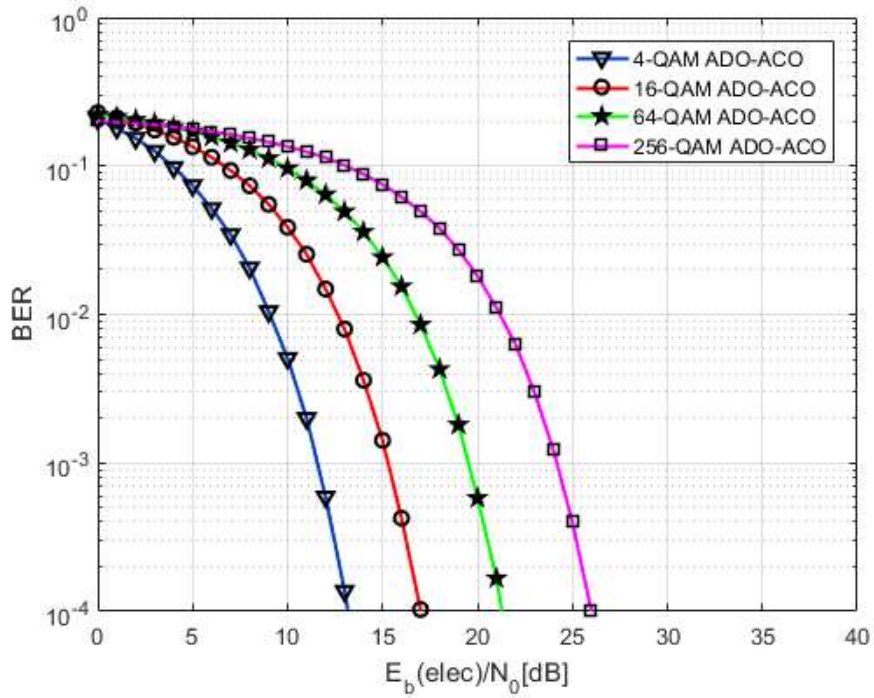


Figure A-9 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$   
 $E(x_{ado}^2) = 1$ )

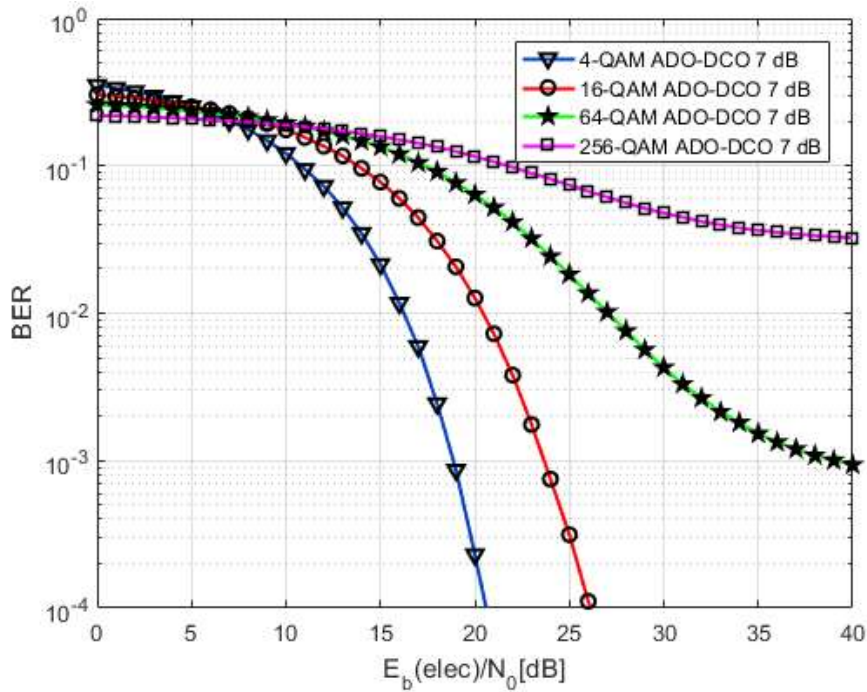


Figure A-10 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante ACO ( $\alpha = \beta = 0.5$   
 $E(x_{ado}^2) = 1$ )

Les résultats montrent que, par rapport à la littérature, il y a  $2dB$  de pénalité sur chacune des deux composantes ACO-OFDM et DCO-OFDM.

En réalité, certes le bruit est fonction de la puissance du signal  $x_{ado}$  mais ce n'est pas tout à fait le cas pour chacune des composantes.

$$x_{ado} = \mu x_{aco} + \vartheta x_{dco} ; \text{ avec } \mu = \frac{\alpha}{\sqrt{P_{elect\_aco}}} \text{ et } \vartheta = \frac{\beta}{\sqrt{P_{elect\_dco}}}$$

$$E(x_{ado}^2) = E\{(\mu x_{aco})^2\} + 2E(\mu x_{aco}) * E(\vartheta x_{dco}) + E\{(\vartheta x_{dco})^2\}$$

Le bruit n'est donc pas toujours équitablement réparti entre les deux composantes.

**3<sup>e</sup> cas :  $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}^2) = E\{(\mu x_{aco})^2\} + E\{(\vartheta x_{dco})^2\}$**

Nous avons décidé d'omettre le second terme de l'équation 4 pour vérifier nos affirmations. Comme le montre les figures suivantes, les performances obtenues sont identiques à celles de la littérature.

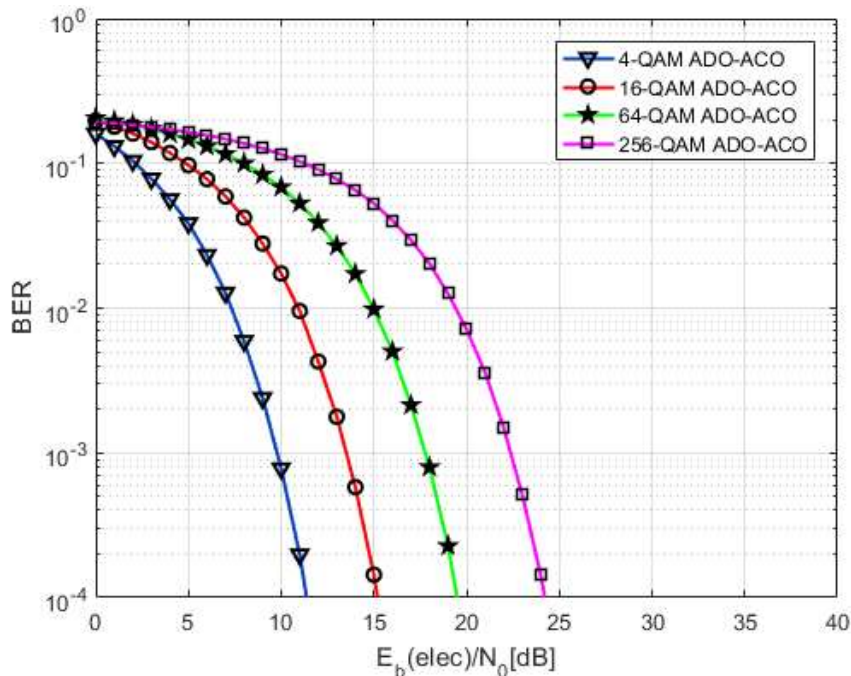


Figure A-11 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante ACO (

$$\alpha = \beta = 0.5 \text{ et } E(x_{ado}^2) = E\{(\mu x_{aco})^2\} + E\{(\vartheta x_{dco})^2\}$$

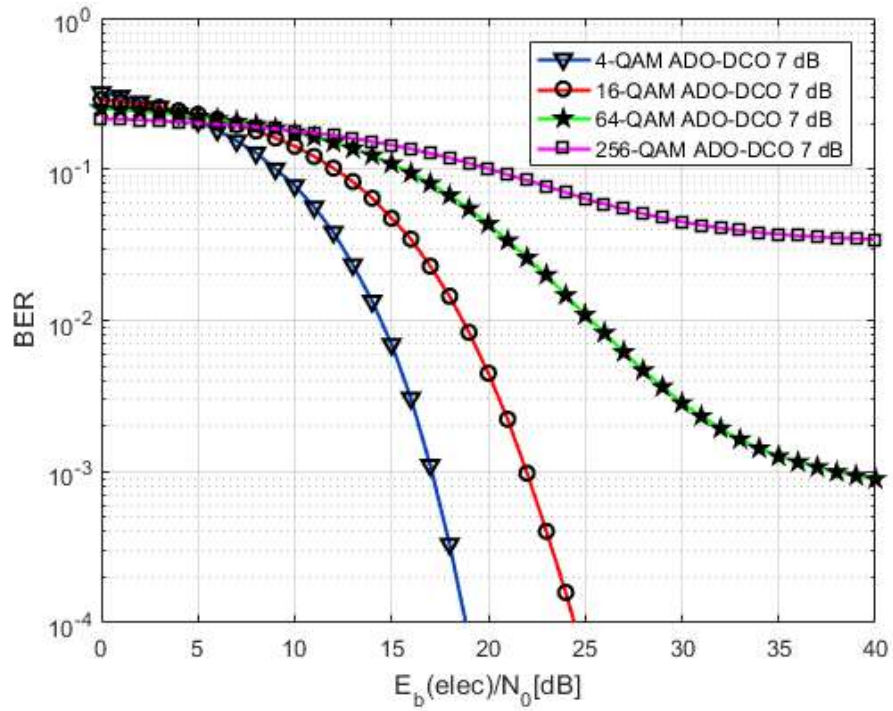


Figure A-12 : BER en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour la composante DCO ( $\alpha = \beta = 0.5$  et  $E(x_{ado}^2) = E\{(\mu x_{aco})^2\} + E\{(\vartheta x_{dco})^2\}$ )

# *T*ABLE DES MATIERES

## Table des matières

<b>Sommaire</b> .....	i
<b>Dédicaces</b> .....	ii
<b>Remerciements</b> .....	iii
<b>Liste des sigles et acronymes</b> .....	iv
<b>Liste des tableaux</b> .....	ix
<b>Liste des figures</b> .....	x
<b>Résumé</b> .....	xiii
<b>Abstract</b> .....	xiv
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre 1 Le réseau d'accès optique</b> .....	4
1.1. Introduction aux réseaux d'accès .....	5
1.2. Les technologies d'accès .....	6
1.2.1. Les réseaux d'accès métalliques .....	6
1.2.2. L'accès sans fil .....	7
1.2.3. Les réseaux d'accès optiques .....	7
1.3. Terminologie du réseau d'accès.....	8
1.4. Les réseaux optiques passifs .....	10
1.4.1. Architectures du réseau d'accès optique.....	10
1.4.2. Les différents standards du réseau PON.....	13
1.4.3. Les nouvelles générations de réseau d'accès optique.....	15
Conclusion .....	19
<b>Chapitre 2 Eléments d'une liaison optique</b> .....	20
2.1. Introduction à la transmission optique sur fibre .....	21
2.2. La fibre optique .....	21
2.3. L'émetteur optique .....	23
2.3.1. Les sources laser.....	23
2.3.2. La modulation.....	25
2.4. Le récepteur optique.....	28
2.4.1. Photodétecteur .....	28
2.4.2. Démodulation ou détection .....	29
Conclusion .....	30

<b>Chapitre 3 L'OFDM dans les réseaux optiques de type IM/DD</b>	<b>31</b>
3.1. Généralités sur l'OFDM	32
3.1.1. Définition	32
3.1.2. Génération et réception	34
3.1.3. Période de garde ou préfixe cyclique	36
3.1.4. Le Peak-to-Average Ration (PAPR) des signaux OFDM	38
3.2. Les techniques de modulation OFDM en liaison IM/DD	39
3.2.1. DCO-OFDM	40
3.2.2. ACO-OFDM	41
3.2.3. Comparaison des performances des DCO et ACO-OFDM	42
3.2.4. ADO-OFDM	44
Conclusion	47
<b>Chapitre 4 Simulations et Résultats</b>	<b>48</b>
4.1. Présentation de la liaison IM/DD étudiée	49
4.2. Validation des émetteur et récepteur OFDM	50
4.2.1. Performances de la DCO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN	50
4.2.2. Performance de l'ACO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN	51
4.2.3. Performances de l'ADO-OFDM simulée dans un canal plat AWGN	52
4.3. Caractérisation du canal optique	55
4.3.1. Source optique	55
4.3.2. Récepteur optique	58
4.3.3. Fibre optique	60
4.4. Performances des différentes modulations OFDM au sein du canal IM/DD simulé	61
Conclusion	66
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>67</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>69</b>
<b>Annexes</b>	<b>73</b>
<b>ANALYSE ET PROPOSITION D'UN MODELE DE RECEPTEUR ADO-OFDM</b>	<b>74</b>
A.1. MODELE ADO-OFDM PROPOSE PAR S. DISSANAYAKE & J. ARMSTRONG	74
A.1.1. Rappel	74
A.1.2. Difficulté encourue avec ce modèle	76
A.2. MODELE DE RECEPTEUR PROPOSE	76
A.2.1. Description	76
A.2.2. Simulation	79
<b>Table des matières</b>	<b>84</b>