

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Badji Mokhtar Annaba University
Université Badji Mokhtar – Annaba
Faculté de Technologie



جامعة باجي مختار – عنابة

كلية التكنولوجيا

Département Electronique

قسم الإلكترونيك

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat Troisième Cycle

Filière : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications Optiques et Micro-Ondes

Par :

FARES Abderraouf

Thème :

Etude des performances dans les systèmes WDM à fibre optique multiservices à très haut débit

Thèse soutenue le 13/07/2023 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	DOGHMANE Nouredine	Prof.	Université Badji Mokhtar -Annaba	Président
02	BRIK Fatima	MCA	Université Badji Mokhtar -Annaba	Rapporteur
03	KOUADRIA Nasreddine	MCA	Université Badji Mokhtar -Annaba	Examineur
04	AFIFI Saddek	Prof.	Université Badji Mokhtar -Annaba	Examineur
05	MOUETSI Souheil	Prof.	Université d'Oum El Bouaghi	Examineur
06	HOCINI Abdesselam	Prof.	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

المخلص

عنوان الأطروحة: دراسة الأداء في أنظمة WDM ذات الألياف البصرية ذات التدفق العالي

جداً.

يركز هذا العمل على دراسة ومحاكاة أنظمة الاتصالات الضوئية متعددة الإرسال المخصصة لشبكات الوصول متعددة الخدمات عالية السرعة.

بعد الكشف عن الجانب النظري فيما يتعلق بمبدأ التشغيل وتقنيات تعدد الإرسال والتعديل المستخدمة لهذا النوع من الشبكات ، قمنا بمحاكاة بنيتين مختلفتين للأنظمة متعددة الإرسال : الأولى باستخدام تقنية RoF- WDM و الثانية باستخدام SAC-OCDMA-DWDM ، كل ذلك عبر برنامج محاكاة Optisystem و MATLAB.

بالنسبة لنظام RoF-WDM المقترح ، تم استخدام التقنية المعروفة باسم تعديل الموجة الحاملة المكبوتة ذات النطاق الجانبي المزدوج (ODSB-SC) لتوليد طولين موجيين بصريين مفصولين بمسافة 60 جيجا هرتز ، الغرض من اكتشاف ترددات إشارات التردد اللاسلكي هو نفس تباعد التردد. يمكن أن يكون النظام المقترح نظاماً فعالاً منخفض التكلفة للعديد من مقدمي الخدمات ، نظراً لغياب قيود الضوضاء التي تفرضها الأجهزة والمكونات الكهربائية وأجهزة الميكروويف.

بالنسبة للنظام الثاني، يتم اختيار رموز الوزن المحسن المزدوج (EDW) والقطري العشوائي (RD) بشكل أساسي بسبب خصائصها العددية، بما في ذلك خصائص الارتباط المتبادل المنخفضة والتنفيذ البسيط. يتيح التحليل الرياضي المقدم في تحديد تأثير الضوضاء وتأثيرها على أداء الأنظمة المقترحة بشكل صحيح ، من خلال تحديد نسبة الإشارة إلى الضوضاء (SNR). تتيح نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها إنتاج بنية نظام ، تعتبر بمثابة منصة بحث جديدة لرموز SAC-OCDMA الجديدة لشبكات الخدمات المتعددة ، والتي تقاوم الانحطاط الخطي وغير الخطي (تأثير Kerr و XPM).

الكلمات الرئيسية: WDM ، RoF ، SAC-OCDMA ، تأثير Kerr ، XPM ، Q-factor ، SNR ، BER .

Résumé

Intitulé de la thèse : Etude des performances dans les systèmes WDM à fibre optique multiservices à très haut débit.

Ce travail porte sur l'étude et la simulation de systèmes de communication optiques multiplexés destinés aux réseaux d'accès multiservices à très haut débit.

Après avoir révélé le côté théorique concernant le principe de fonctionnement et les techniques du multiplexage et de modulation utilisées pour ce type de réseaux, nous avons simulé deux architectures différentes de systèmes multiplexés : le premier utilisant la technique RoF-WDM et le deuxième utilisant le SAC-OCDMA-DWDM, et ceci via le logiciel de simulation Optisystem et le MATLAB.

En ce qui concerne le système RoF-WDM proposé, la technique connue sous le nom de modulation à porteuse supprimée en double bande latérale optique (ODSB-SC) a été utilisée pour générer deux longueurs d'onde optiques séparées par un espacement de 60 GHz, dont le but de détecter les fréquences RF signaux est le même espacement fréquentiel. Le système proposé peut être un système efficace à faible coût pour plusieurs fournisseurs de services, en raison de l'absence de limitations de bruit imposées par les dispositifs et composants électriques et hyperfréquences.

Pour le deuxième système, les codes Enhanced Double Weight (EDW) et Random Diagonal (RD) sont choisis principalement en raison de leurs propriétés numériques, y compris des propriétés de faibles corrélations croisées et une mise en œuvre simple. L'analyse mathématique présentée à permet de bien déterminer l'effet des bruits et leurs impacts sur les performances des systèmes proposés, en déterminant le rapport signal sur bruit (SNR). Les résultats de simulation obtenus permettent de réaliser une architecture système, considérée comme une nouvelle plate-forme de recherche des nouveaux codes SAC-OCDMA pour les réseaux multiservices, et qui résiste aux dégradations linéaires et non linéaires (effet Kerr et XPM).

Mots clés : WDM, RoF, SAC-OCDMA, effet Kerr, XPM, Q-factor, SNR et BER

Abstract

Thesis Title: Performance study of very high-speed multiservice fiber optic WDM systems.

This work focuses on the study and simulation of multiplexed optical communication systems intended for very high-speed multiservice access networks.

After revealing the theoretical side concerning the operating principle and the multiplexing and modulation techniques used for this type of network, we simulated two different architectures of multiplexed systems: the first using the RoF-WDM technique and the second using the SAC-OCDMA-DWDM, and this via the Optisystem simulation software and the MATLAB.

For the proposed RoF-WDM system, the technique known as Optical Double Sideband Suppressed Carrier Modulation (ODSB-SC) was used to generate two optical wavelengths separated by 60 GHz spacing, whose purpose to detect RF signals frequencies is the same frequency spacing. The proposed system can be an effective low-cost system for multiple service providers, due to the absence of noise limitations imposed by electrical and microwave devices and components.

For the second system, Enhanced Double Weight (EDW) and Random Diagonal (RD) codes are chosen primarily because of their numerical properties, including low cross-correlation properties and simple implementation. The mathematical analysis presented at makes it possible to properly determine the effect of noise and its impact on the performance of the proposed systems, by determining the signal-to-noise ratio (SNR). The simulation results obtained make it possible to produce a system architecture, considered as a new research platform for new SAC-OCDMA codes for multiservice networks, and which resists linear and non-linear degradations (Kerr and XPM effect).

Keywords: WDM, RoF, SAC-OCDMA, Kerr's effect, XPM, Q-factor, SNR and BER

Remerciements

Je remercie, **ALLAH**, et tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à son élaboration et son aboutissement.

J'exprime toute ma gratitude à Madame **Fatima BRIK**, Maître de conférences -A- à l'Université de Badji Mokhtar –Annaba, pour son soutien, pour sa générosité et pour la confiance qu'elle m'a accordée, en m'encadrant tout au long de ces années de recherche.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **Noureddine DOGHMANE**, Professeur, à l'Université de Badji Mokhtar –Annaba pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence de ce jury.

Je tiens à exprimer, tout particulièrement mes remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail de thèse : Monsieur **Saddek AFIFI**, Professeur à l'Université de Badji Mokhtar –Annaba, Monsieur **Souheil MOUETSI**, Professeur à l'Université d'Oum El Bouaghi, Monsieur **Abdesselam HOCINI**, Professeur à l'Université Mohamed Boudiaf - M'sila, et Monsieur **Nasreddine KOUADRIA**, Maître de conférences -A- à l'Université de Badji Mokhtar –Annaba.

Je suis également très reconnaissant à Monsieur **Salah TOUMI**, Professeur à l'Université de Badji Mokhtar –Annaba et ex-directeur de laboratoire LERICA, pour son dévouement exemplaire à l'enseignement et à la recherche. Sa passion et son soutien ont été une source d'inspiration inestimable pour moi et pour toute l'équipe.

Je remercie ma famille et tout particulièrement mes parents pour tout ce qu'ils m'ont transmis et enseigné ainsi que pour leur éternel soutien dans tout ce que j'ai entrepris jusqu'ici. Je remercie Madame **Nadira BOUKHATEM**, pour son aide durant toutes mes années d'études.

Enfin, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à l'ensemble des membres du laboratoire LERICA ainsi qu'au personnel du Département d'Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université de Badji Mokhtar –Annaba.

Merci infiniment.

Liste d'Abbreviations

ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed Waveguide Grating
BER	Bit Error Rate
CD	Chromatic Dispersion
CO	Central office
CW	Continuous Wave
DCF	Dispersion Compensating Fiber
DDMZM	Dual Drive Mach–Zehnder Modulator
DFB	Distributed Feed Back
DPMZM	Dual-Parallel Mach Zehnder Modulator
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processing
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EAM	Electro-Absorption Modulator
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
EDW	Enhanced Double Weight
EVM	Error Vector Magnitude
f-OFC	flat Optical Frequency Comb
FTTx	Fiber To The x

FWM	Four Wave Mixing
GVD	Group Velocity Dispersion
IF	Intermediate Frequency
LAN	Local Area Network
LO	Local Oscillator
MAI	Multiple Access Interference
MAN	Metropolitan Area Network
MZDI	Mach Zehnder Delay Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NIU	Network Interface Unit
NRZ	Non-Return to Zero
OBPF	Optical Band Pass Filter
OBSF	Optical Band Stop Filter
OCDMA	Optical Code-Division Multiplexing Access
ODN	Optical Distribution Network
ODSB-SC	Optical Double-Sideband Suppressed Carrier
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
ONU	Optical Network Unit
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio

PIN	Positive Intrinsic Negative
PM	Phase Modulator
PMD	Polarisation Mode Dispersion
PON	Passive Optical Network
QAM	Quadrature amplitude modulation
Q-factor	Quality Factor
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RD	Random Diagonal
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
RN	Remote Node
SAC-OCDMA	Spectral-Amplitude-Coding Optical Code-Division Multiplexing Access
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPM	Self Phase Modulation
TDM	Time Division Multiplexing
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
WAN	Wide Area Network
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation

Liste des Figures

Figure 1.1 Architecture du réseau d'accès.....	7
Figure 1.2 Configuration possible des réseaux d'accès à fibre optique : (a) une fibre distincte pour chaque ONU, (b) des connexions commutées du RN à chaque ONU, (c) PON WDM avec un MUX/DEMUX passif au niveau du RN, (d) PON avec séparateur/combinateur passif au RN.....	12
Figure 1.3 Différentes techniques de multiplexage pour augmenter la capacité de transmission sur une fibre optique. (a) multiplexage temporel électronique ou optique et (b) multiplexage en longueur d'onde.....	14
Figure 1.4 Architecture de TDM/TDMA PON.....	15
Figure 1.5 Architecture de base et le fonctionnement d'un réseau WDM.....	18
Figure 2.1 Schéma fonctionnel avec les éléments typiques d'un canal de communication.....	21
Figure 2.2 (a) Structure d'un laser DFB avec un réseau ondulé juste à l'extérieur de la couche active, et (b) une illustration de deux ondes se propageant en sens inverse dans la cavité (l'ordonnée représente l'amplitude du champ optique).....	23
Figure 2.3 Structure de la diode laser VCSEL.....	24
Figure 2.4 (a) Modulation directe vs (b) Modulation externe.....	24
Figure 2.5 Schéma simple d'un circuit générateur OOK par modulation d'intensité.....	25
Figure 2.6 (a) Structure de modulateur de phase et (b) des modulateurs de Mach-Zehnder ..	27
Figure 2.7 Structure du modulateur en phase et en quadrature (IQM), avec deux modulateurs Mach-Zehnder (MZM) et un modulateur de phase (PM); (b) Espace de signal à la sortie de l'IQM.....	28
Figure 2.8 Exemple de quelques constellations QAM.....	30
Figure 2.9 Fibre à saut d'indice : vue en coupe des couches physiques (à gauche) et diagramme d'indice de réfraction montrant le saut entre le cœur et la gaine (à droite).....	31
Figure 2.10 Atténuation en dB/km par rapport à la longueur d'onde optique en μm , avec les bandes de fonctionnement standard indiquées.....	32
Figure 2.11 (a) Une impulsion gaussienne dans le domaine temporel, et (b) un chirp de fréquence $\delta\omega$ Causé par la non-linéarité de la fibre pour l'impulsion gaussienne.....	35

Figure 2.12 Impulsion d'entrée (entrée), sortie en régime linéaire ($Lin: \gamma_0 = 0 W^{-1}Km^{-1}$), et sortie en régime non linéaire ($Lin + SPM: \gamma_0 = 2.43 W^{-1}km^{-1}$) pour (a) une dispersion normale $\beta_2 = 10 ps^2/Km$, et (b) une dispersion anormale $\beta_2 = -10 ps^2/Km$. Les paramètres suivants ont été supposés : $P_{peak} = 8 mW$, $T_{FWHM} = 50 ps$, $distance = 80 km$ 36

Figure 2.13 Impulsions d'entrée pour les canaux 1 et 2. Les paramètres suivants ont été supposés $P_{peak} = 8 mW$, $T_{FWHM} = 50 ps$, $espacement\ des\ canaux = 50 GHz$, $\beta_2 = -10 ps^2/Km$, $\gamma_0 = 2.43 W^{-1}Km^{-1}$, perte de fibre = $0,2 dB/km$ et longueur de portée = $80 Km$ 37

Figure 2.14 Spectre de fréquence des canaux 1 et 2 à l'entrée. Les paramètres sont les mêmes que ceux de la Figure 2.13 38

Figure 2.15 Impulsions de sortie pour les canaux 1 et 2. Les paramètres sont identiques à ceux de la Figure. 2.13 38

Figure 2.16 Impulsion de sortie du canal 1 lorsque (1) $Lin: \gamma_0 = 0 W^{-1}Km^{-1}$, (2) $Lin + SPM$: aucune impulsion présente dans le canal 2, et (3) $Lin + SPM + XPM$: les deux canaux sont présents. Les paramètres sont les mêmes que ceux de la Figure 2.13..... 39

Figure 2.17 Trois canaux WDM et bandes latérales FWM générées..... 39

Figure 2.18 Illustration d'une structure guide-réseau en réseau 41

Figure 2.19 Configuration du coupleur en étoile utilisé dans AWG..... 42

Figure 2.20 Fonction de transfert d'un AWG avec 32 canaux de longueur d'onde..... 43

Figure 2.21 Schéma fonctionnel de base de l'approche de détection directe à modulation d'intensité (IMDD) 45

Figure 2.22 Schéma d'un récepteur optique cohérent à diversité de phase et de polarisation. PBS : séparateur de faisceau à polarisation, LO : oscillateur local, TIA : amplificateur trans-impédance, ADC : convertisseur analogique-numérique, DSP:traitement numérique du signal. 46

Figure 3.1 Configuration générique radio sur fibre (RoF). 49

Figure 3.2 Exemple d'une liaison fibre analogique modulée en externe..... 52

Figure 3.3 Évanouissement dépendant de la longueur des signaux radiofréquence dans une fibre optique 56

Figure 3.4 Configuration optique à bande latérale unique OSSB 57

Figure 3.5 Configuration de la porteuse supprimée à double bande latérale optique 58

Figure 3.6 Principe de fonctionnement de la technique SCM..... 59

Figure 3.7 Spectre d'un exemple de signal DSB optique (ODSB)..... 59

Figure 3.8 Principe de fonctionnement de la technique RoF-WDM..... 60

Figure 3.9 Schéma de principe du système RoF-WDM, transmettant 8 canaux dans la même fibre optique	62
Figure 3.10 La partie transmission du système proposé	62
Figure 3.11 Le spectre ODSB-SC du troisième canal.....	63
Figure 3.12 Le spectre du signal de sortie du multiplexeur WDM.....	63
Figure 3.13 la partie réception pour chaque canal du système DPSK-RoF-WDM.....	64
Figure 3.14 (a) la partie transmission et (b) la partie réception pour chaque canal du système NRZ-RoF-WDM	65
Figure 3.15 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur sur les bits en fonction de la puissance laser transmise de CW pour une distance de 1020 km.	67
Figure 3.16 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur sur les bits en fonction de la distance de transmission pour une puissance de transmission de 5 dBm.....	68
Figure 3.17 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission du 6ème canal pour les systèmes NRZ et DPSK	69
Figure 3.18 Les diagrammes d'œil du 6ème canal du système NRZ-ODSB-SC (a) pour une distance de 60 km(b), pour 1620 km (c) et pour 2520 km , et les diagrammes d'œil du 6ème canal du système DPSK-ODSB-SC (d) pour une distance de 60 km de (e), pour 1620 km(f) et pour 2520 km	70
Figure 4.1 Architecture de l'OCDMA-LAN.....	73
Figure 4.2 Réseau en étoile OCDMA modulé en intensité	75
Figure 4.3 (a) Principe de SPC-OCDMA et (b) structure de la transformée de Fourier optique et du codage de phase spectrale.....	77
Figure 4.4 Principe du SAC-OCDMA..	79
Figure 4.5 Schéma fonctionnel du système proposé SAC-OCDMA-OFDM-DWDM.....	81
Figure 4.6 L'encodeur SAC-OCDMA utilise le démultiplexeur DPMZM, DWDM et des combinateurs de puissance	82
Figure 4.7 Fonction de Bessel du ième ordre du premier type.....	83
Figure 4.8 (a) Spectre du laser CW et (b) du générateur f-OFC	84
Figure 4.9 Modulateur OFDM optique cohérent	86
Figure 4.10 (a) Spectre de sortie du code EDW et (b) RD.....	88
Figure 4.11 Décodeur SAC-OCDMA	89
Figure 4.12 La partie récepteur pour chaque utilisateur.....	89
Figure 4.13 Spectres reçus du troisième utilisateur du code EDW(a),(b) code RD.....	91

Figure 4.14 log (BER) en fonction du nombre d'utilisateurs de la détection optique cohérente pour différentes pondérations de code et différents débits binaires en présence de bruit ASE	96
Figure 4.15 L'EVM par rapport à la puissance injectée du laser CW	97
Figure 4.16 log(BER) en fonction de l'OSNR pour un débit de symboles de 10 GBd (a) en utilisant la modulation QPSK, (b) en utilisant la modulation 16-QAM.....	99
Figure 4.17 log(BER) versus OSNR pour une distance de 50 km-SMF+10 km-DCF+EDFA pour différents débits de symboles, (a) 15 GBd, (b) 20 GBd.....	100
Figure 4.18 Diagrammes de constellation pour différentes distances avec un débit de symboles de 20 GBd	102
Figure A.1 Séquence type d'étages DSP (du haut en bas) dans un récepteur cohérent pour la compensation des dégradations de transmission	106
Figure A.2 Structure du filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF)	107
Figure A.3 Structure de filtre 2x2 entrées multiples sorties multiples (MIMO) pour la compensation PMD dans les récepteurs cohérents en diversité de polarisation	108
Figure A.4 Schéma fonctionnel de l'estimateur de phase de Viterbi & Viterbi pour QPSK. Le deuxième bloc indique la moyenne arithmétique à valeurs complexes	110
Figure A.5 Exemple illustratif de l'aspect du signal après différents étages DSP dans un récepteur cohérent : (a) signal reçu, (b) après égalisation, (c) après compensation du décalage de fréquence et (d) après estimation de la phase de la porteuse (CPE).....	111
Figure A.6 Structure matérielle de l'algorithme de recherche de phase aveugle.....	114

Liste des Tableaux

Tableau 1.1	Comparaison des caractéristiques entre les différentes techniques du WDM.....	19
Tableau 3.1	Résumé des formats de modulation sans fil actuels	51
Tableau 3.2	Configuration de la simulation	66
Tableau 4.1	EDW code pour $W = 3$, $N_{EDW} = 6$	85
Tableau 4.2	RD codes for $W = 3$, $N_{RD} = 6$	85
Tableau 4.3	Description et spécifications des paramètres SNR.....	95

Table des Matières

Introduction Générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre -1-

Généralités sur les Systèmes Optiques Dédiées pour les Réseaux d'Accès Multiservices

1.1	Introduction.....	4
1.2	Architecture des réseaux de télécommunications	5
1.2.1	Technologie d'accès disponible	6
1.2.2	Classification des réseaux d'accès.....	8
1.2.2.1	Ligne d'abonné numérique (Digital Subscriber Line DSL).....	8
1.2.2.2	Télévision par câble CATV	8
1.2.2.3	Réseau fibre coaxial hybride	9
1.2.2.4	Réseaux d'accès fixes sans fil.....	9
1.2.2.5	Réseaux d'accès satellitaires.....	10
1.2.3	Réseaux d'accès à fibre optique.....	10
1.3	Topologie de réseau optique passif (PON).....	12
1.3.1	Technique de Multiplexage pour les PONs	13
1.3.2	TDM-PON.....	15
1.3.3	WDM-PON	16
1.4	Considérations de déploiement : conception de la couche de transmission	16
1.4.1	L'utilisation du multiplexage en longueur d'onde (WDM).....	17
1.5	Conclusion	19

Chapitre -2-

Composants et Techniques d'un Système de Transmission Optique

2.1	Introduction.....	20
2.2	Systèmes de transmission par fibre optique	20
2.2.1	Transmetteurs optiques	21
2.2.1.1	Source Lumineuse	22
2.2.1.2	Techniques de modulation optique	24
2.2.1.3	Formats de modulation d'ordre supérieur	29

2.2.2	La fibre optique comme canal de transmission.....	30
2.2.2.1	Caractéristiques principales	30
2.2.2.2	Limitations par les effets linéaires et non linéaires.....	31
2.2.3	Multiplexeur et démultiplexeur WDM	40
2.2.4	Récepteurs optiques	44
2.2.4.1	Détection directe	44
2.2.4.2	Détection cohérente.....	45
2.3	Conclusion	47

Chapitre -3-

Etude des Performances du Système ODSB-SC-RoF-WDM

3.1	Introduction.....	48
3.2	Présentation générale de la technologie RoF	48
3.2.1	Structure architecture et concept de base.....	49
3.2.2	Bandes de fréquence et applications du système RoF	50
3.3	Radio-sur-Fibre RoF pour les réseaux multiservices	50
3.3.1	Systèmes Radio sur fibre.....	52
3.3.1.1	Signaux microondes sur fibres optiques	52
3.3.1.2	Modulation d'intensité détection directe des signaux RF	54
3.3.2	Techniques de multiplexage dans les systèmes RoF	58
3.3.2.1	Multiplexage de sous-porteuse (Sub-Carrier Multiplexing (SCM))	58
3.3.2.2	Multiplexage par répartition en longueur d'onde WDM	60
3.4	Investigation d'un système RoF-WDM utilisant ODSB-SC dédié pour les réseaux multiservices	61
3.4.1	Le système proposé	61
3.4.2	Étude des performances du système proposé	65
3.4.3	Analyse par simulation des performances recherchées	65
3.4.4	Résultats et discussion	66
3.4.4.1	Optimisation de la puissance laser.....	67
3.4.4.2	Optimisation de la distance de transmission.....	68
3.4.4.3	Comparaison entre le DPSK-ODSB-SCet le NRZ-ODSB-SC	69

Chapitre -4-

Etude des Performances du Système SAC-OCDMA-WDM cohérent

4.1	Introduction.....	72
4.2	Principe de la technique OCDMA.....	72
4.2.1	OCDMA pour les réseaux d'accès	74
4.2.2	Techniques OCDMA	75
4.2.2.1	OCDMA cohérent vs OCDMA incohérent	76
4.2.2.2	OCDMA synchrone vs OCDMA asynchrone	77
4.2.2.3	Codage de phase spectrale (Spectral Phase Coding SPC).....	77
4.2.2.4	Codage d'amplitude spectrale (Spectral-Amplitude-Coding SAC).....	78
4.3	Investigation d'un système SAC-OCDMA-OFDM-DWDM pour les réseaux multiservices.....	80
4.3.1	Architecture du système proposé	80
4.3.2	Effet de bruits sur le nombre des utilisateurs actifs.....	92
4.3.3	Résultats et Discussions	96
	Conclusion Générale	103
	Annexe -A-	106
	Annexe -B-.....	116
	Références	120
	Contributions Scientifiques	131

Introduction Générale

Aujourd'hui et dans le monde, 300 mètres de fibre optique sont posés chaque seconde. En effet, le développement des fibres optiques en tant que moyen de communication, découle directement de la très forte demande d'échange de données rapide entre les différents utilisateurs et les entreprises. Les réseaux multiservices impliquent l'utilisation simultanée de plusieurs services comme la parole téléphonique, les données informatiques et les applications multimédias.

Cependant, les opérateurs de télécommunications exigent non seulement des réseaux de transmission rapide sur de très longue distance, mais aussi des réseaux de transmission de très haute capacité. Pour répondre à cette demande, des innovations aux niveaux techniques et des équipements ont vu le jour. La norme aujourd'hui dans les systèmes longue distance et multiservices est d'utiliser la technique du multiplexage en longueurs d'onde (WDM Wavelength Division Multiplexing), pour exploiter, à son maximum, la capacité théorique de transmission de la fibre optique. Le principe du WDM consiste à utiliser plusieurs longueurs d'onde pour transporter plusieurs canaux sur la même fibre optique, ce qui a permis d'augmenter la capacité de transmission tout en gardant le réseau existant[1], [2].

La technologie Radio sur Fibre (RoF : Radio over Fiber) constitue une autre alternative pour les réseaux multiservices. Cette technique utilisant la transmission radio dans le spectre de 60 GHz, combine à la fois la capacité des réseaux optiques avec la flexibilité et la mobilité des réseaux sans fil [3], [4]. Elle présente de nombreux avantages comme la réduction de la complexité au niveau du site d'antenne, la réduction du coût d'installation des réseaux d'accès, la possibilité d'allocation dynamique des porteuses radio aux différents sites d'antenne ainsi que la transparence et évolutivité.

Entre autres, les techniques de modulation, de codage et de décodage constituent l'un des processus les plus importants dans la transmission d'un signal afin de répondre à l'augmentation de la demande de grande vitesse et de grande capacité de communication[5].

Plusieurs techniques d'accès ont été étudiées, simulées et testées pour les réseaux multiservices. Ainsi, la technique OCDMA à accès multiple par répartition de codes

optiques a suscité l'intérêt en tant que solution robuste et adaptable pour les communications optiques[6].

L'objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles architectures comme solutions pour les réseaux multiservices à très haut débit, et ceci par combinaison de la technique OCDMA avec le multiplexage en longueur d'onde WDM ; le système ainsi proposé utilise la modulation en fréquence OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing OFDM) et la détection cohérente.

Par ailleurs, notre travail s'est focalisé sur l'optimisation des performances du système développé en termes de haut débit et robustesse contre les effets linéaires et non linéaires. Pour mener à bien ce travail, nous avons entrepris une technique de co-simulation grâce à l'utilisation du logiciel OptiSystem et de MATLAB. Tenant compte de ces différents points, ce manuscrit de thèse s'articule autour de quatre chapitres:

Le **premier chapitre** est consacré aux généralités sur les systèmes optiques dédiées pour les réseaux d'accès multiservices, leurs architectures et leurs classifications, spécifiquement les réseaux d'accès optiques qui utilisent les composants optiques passifs ou les PONs. Nous présentons également les techniques de multiplexage utilisées dans les réseaux d'accès PON, en concluant sur l'importance de déployer l'hybridation WDM-PON pour les réseaux multiservices.

Dans le **deuxième chapitre**, nous présentons l'ensemble des composants et des techniques de transmission optique, en commençant par les sources lumineuses et les techniques de modulation qui intègrent des données binaires sous forme de signaux électriques avec des ondes lumineuses. Nous présentons également la fibre optique comme support de transmission en expliquant les effets linéaires et non linéaires qui affectent les signaux transmis, puis les récepteurs. Nous abordons également le fonctionnement des composants de multiplexage WDM et nous mettons l'accent à la fin sur les techniques de détection utilisées dans les réseaux multiservices.

Le **troisième chapitre** est entièrement consacré aux systèmes RoF. Dans un premier temps, nous présentons les architectures de réseaux d'accès radio utilisant des systèmes de transmission optique et des techniques d'intégration de signaux radiofréquences avec des ondes lumineuses. Dans un deuxième temps, nous proposons un système RoF-WDM, utilisant une modulation optique à double bande latérale avec porteuse supprimée (ODSB-SC) et un codeur différentiel. L'objectif de ce système est de rendre sa portée

maximale, en transmettant des signaux de radiofréquence millimétriques dédiés en bande V (60 GHz) pour les applications 5G.

Le **quatrième chapitre** est dédié aux résultats de simulations et discussions du système SAC-OCDMA-DWDM proposé. Nous présentons d'abord la technique OCDMA dans les réseaux d'accès optiques ainsi que ses architectures. Puis nous confrontons les résultats de simulation du système multiplexé proposé à détection cohérente SAC-OCDMA, et nous évoquons l'impact du bruit face aux performances.

Une conclusion générale s'impose à la fin de cette thèse et elle comprendra les différentes remarques et constatations émanant de toute cette étude.

Chapitre -1-

Généralités sur les Systèmes Optiques Dédiées pour les Réseaux d'Accès Multiservices

1.1 Introduction

La croissance de la demande soutenue par le bien-être a conduit à la création de réseaux de communication.

La technologie et les techniques d'accès à large bande tels que : la ligne d'abonnés numériques (DSL), et les modems câbles qui fournissent des bandes passantes par utilisateur de l'ordre de 10 Mb/s ont été largement déployées.

Les grandes entreprises qui louaient des lignes de 155 Mb/s pour interconnecter leurs sites internes louent aujourd'hui couramment des connexions de l'ordre de 1 Gb/s et ceci grâce à la fibre optique, qui constitue un système de télécommunications moderne utilisant les ondes lumineuses comme ondes porteuses d'informations.[7]

Les services de transport de données actuels sont omniprésents et sont capables de fournir une qualité de service pour transporter des applications sensibles aux performances telles que la voix et la vidéo en temps réel[2]. Ces facteurs ont entraîné le développement de réseaux optiques à haute capacité et leur transition remarquablement rapide des laboratoires de recherche vers le déploiement commercial. A travers ce chapitre, nous aborderons les techniques utilisées dans les

réseaux de télécommunications, nous présenterons par la suite leur classification, leur topologie et également les considérations de déploiement.

1.2 Architecture des réseaux de télécommunications

Il existe trois principaux types de réseaux optiques publics à savoir le :

- WAN (Wide Area Network) : ou le réseau étendu de longue distance est déployé à l'échelle d'un pays ou continent.
- MAN (Metropolitan Area Network) : qui dessert une grande ville, ainsi que ses périphéries.
- LAN (Local Area Network) : c'est le réseau d'accès à une échelle géographique relativement restreinte, par exemple une salle informatique, une habitation particulière, un bâtiment ou un site d'entreprise.

Le réseau d'accès est la première branche d'un réseau de communication en termes de portée qui relie le central téléphonique (Central office CO) du fournisseur de services aux clients. Ses clients sont les particuliers abonnés résidentiels, les établissements commerciaux ou les institutions. Par conséquent, il s'agit du réseau du premier kilomètre depuis l'extrémité utilisateur ou également du réseau du dernier kilomètre vu depuis l'extrémité centrale[8]. L'abonné domestique individuel, qui se contentait il n'y a pas très longtemps d'un modem de boucle d'abonné numérique fournissant 1,5 Mb/s de bande passante en aval et 128 Kb/s de bande passante en amont, a maintenant besoin des débits de l'ordre de Gb/s pour accéder à la multitude de services multimédias à large bande passante, et aussi à un prix bas compétitif. Pendant ce temps, les entreprises abonnées exigent une infrastructure à large bande, et des technologies de données basées sur Ethernet pour fournir un accès à haut débit grâce auquel elles peuvent se connecter à leur réseau local (local area network LAN), puis au réseau backbone Internet et à d'autres services à haut débit. Ils ont besoin de bande passante pour des applications telles que la télévision haute définition (HDTV), les jeux interactifs, les vidéoconférences bidirectionnelles, le cloud computing, etc., fournies via des réseaux d'accès multiservices[9].

Tous les différents types de services doivent être pris en charge par un réseau d'accès. Par conséquent, des techniques de réseau d'accès plus rapides sont clairement souhaitées pour les applications à large bande de la prochaine génération.

Il y a une prédominance du trafic IP (Internet Protocol) de nos jours, qui est intrinsèquement sporadique, asymétrique et aléatoire par nature. La nature actuelle du trafic présente de nombreux défis, en particulier avec les nouvelles applications en temps réel. Dans le même temps, ces réseaux doivent continuer à prendre en charge le trafic et les protocoles hérités. À l'heure actuelle, bien que les réseaux d'accès à large bande basés sur le cuivre fournissent des débits de données

beaucoup plus élevés que les lignes commutées à 64 Kb/s avec les technologies DSL et de télévision par câble (CATV), ils ne sont pas en mesure de fournir suffisamment de bande passante pour la croissance phénoménale du trafic Internet et les services émergents[10]. La portée physique et la capacité des canaux de ces technologies ont presque atteint les limites du câblage en cuivre disponible.

Les fibres optiques sont largement utilisées depuis des décennies dans les réseaux fédérateurs et métropolitains en raison de leur large bande passante et de leurs très faibles pertes. Cependant, les fibres optiques dans les réseaux d'accès sont loin derrière, et jusqu'à il n'y a pas très longtemps, les réseaux d'accès étaient basés uniquement sur les technologies DSL et CATV. Mais maintenant, avec une telle demande de trafic nécessaire jusqu'au dernier kilomètre, le réseau d'accès est donc véritablement le goulot d'étranglement pour fournir différents services hauts débits aux utilisateurs finaux. Les réseaux d'accès basés sur la fibre, FTTx (fiber to the x), promettant de rapprocher la fibre du domicile et offrent le potentiel d'une bande passante d'accès élevée aux utilisateurs finaux[11]. Ces technologies visent à fournir la fibre directement au domicile de l'abonné, ou très près du domicile, à partir du réseau backbone.

1.2.1 Technologie d'accès disponible

La figure 1.1 montre l'architecture de base d'un réseau d'accès. Il comporte trois blocs : un concentrateur, des nœuds distants (remote node RN) et des unités d'interface réseau (network interface unit NIU). La partie du réseau située entre le concentrateur et le RN est appelée le réseau d'alimentation, et la partie entre le RN et les NIU est appelée le réseau de distribution. Le concentrateur, comme son nom l'indique, se trouve à un emplacement central à l'intérieur du bureau central/commutateur local/tête de réseau de l'installation du fournisseur de services Internet (internet service provider ISP). Une extrémité du concentrateur est connectée au métro ou au réseau fédérateur et l'autre extrémité est connectée à plusieurs RN déployés sur le terrain, qui à leur tour sont connectés à plusieurs NIU dans une topologie arborescente ou en bus. Une NIU peut être située à l'emplacement de l'abonné ou peut être le point nodal desservant plusieurs abonnés. C'est à travers le RN et les NIU que les données de tous les abonnés parviennent depuis le hub, et de même à travers les NIU, le trafic de l'abonné atteint le hub, ou en d'autres termes, l'abonné est connecté au réseau métropolitain/réseau étendu (MAN/WAN) via le concentrateur via la RN et la NIU.[2]

Le *réseau d'alimentation* pourrait soit attribuer à chaque NIU sa propre bande passante dédiée à différentes bandes de fréquences, soit avoir la bande passante totale partagée par toutes les NIU dans le domaine temporel. Lorsque le trafic est en rafale, il est plus rentable de partager la bande passante totale entre plusieurs NIU plutôt que d'attribuer à chaque NIU sa propre bande passante

dédiée. Chaque NIU pourrait alors potentiellement accéder à toute la bande passante pendant de courtes périodes de temps. Fréquemment, le trafic du concentrateur est diffusé en aval vers toutes les NIU, mais pour la transmission en amont des NIU vers le concentrateur, il s'agit d'une monodiffusion point à point. Comme la bande passante en amont est partagée dans le temps, nous avons besoin d'une certaine forme de protocole de contrôle d'accès au support (media access control MAC) pour coordonner l'accès des NIU au concentrateur.

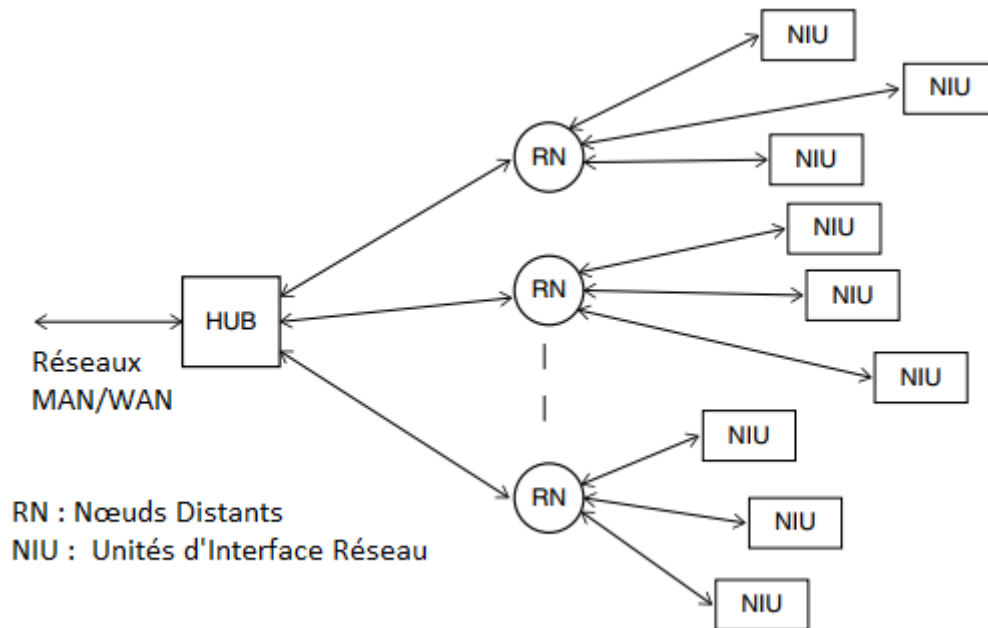


Figure 1.1 Architecture du réseau d'accès.

Le *réseau de distribution* peut avoir une topologie commutée de diffusion ou de monodiffusion. Pour le réseau de distribution de diffusion, le RN diffuse simplement les données qu'il reçoit du réseau d'alimentation à toutes ses NIU, tandis que dans le cas commuté, les données reçues du chargeur pour différentes NIU sont envoyées sous forme de flux de données séparées aux différentes NIU souhaitées. À titre d'exemple, le réseau de télévision par câble a un réseau de distribution de diffusion, tandis que le réseau téléphonique a le réseau commuté distribué. Dans le cas des réseaux commutés, les unités NIU peuvent être rendues plus simples car l'intelligence, c'est-à-dire la commande et les autres fonctions administratives, réside dans les RN. De plus, les systèmes commutés ont plus de sécurité que le système de diffusion.

1.2.2 Classification des réseaux d'accès

Les réseaux d'accès sont généralement de deux types : câblés et sans fil. Nous discutons d'abord brièvement les réseaux câblés, suivis des technologies d'accès à large bande sans fil dominantes.

1.2.2.1 Ligne d'abonné numérique (Digital Subscriber Line DSL)

La DSL est l'une des principales solutions d'accès haut débit déployé aujourd'hui. La technologie DSL fonctionne sur le réseau téléphonique, qui a été construit à l'origine pour transporter des signaux vocaux. Le réseau téléphonique qui transporte les signaux numériques offre très peu de bande passante par foyer, mais dispose d'équipements de commutation avancés et de systèmes d'exploitation et de gestion. La DSL utilise des techniques avancées de compression, de modulation et de codage des données pour obtenir une capacité de quelques mégabits par seconde sur la paire torsadée. Cela ne nécessite que chaque ligne du CO et du domicile dispose d'un modem DSL. La DSL est un réseau de distribution commuté, chaque abonné disposant de sa propre bande passante dédiée[10]. Cela peut fournir 1,5 Mb/s de bande passante en aval et 128 Kb/s de bande passante asymétrique en amont avec la limitation de la distance de portée à moins de 6 Km en raison des distorsions du signal. La bande passante de 1,5 Mb/s avec la technologie DSL est suffisante pour recevoir des vidéos compressées.

1.2.2.2 Télévision par câble CATV

Les réseaux CATV fournissent des services Internet en dédiant certains de leurs canaux de radiofréquence dans le câble coaxial aux services de données. Le réseau câblé est un réseau de diffusion avec tous les abonnés partageant la bande passante totale du câble[12]. La tête de réseau (hub) du câblodistributeur est connectée aux RN avec des fibres et les abonnés sont connectés au réseau de distribution en topologie de bus. Différents canaux sont multiplexés en fréquence pour former un signal composite. Le RF composite module ensuite le laser avant de diffuser vers les RN à partir de la tête de réseau. Du RN après la conversion optique en électrique, le RF est transporté sur les câbles coaxiaux jusqu'à chaque maison. La bande passante du câble en aval utilisée est comprise entre 50 MHz et 550 MHz, avec jusqu'à 78 signaux de télévision AM-VSB (bande latérale résiduelle modulée en amplitude). Une fenêtre entre 5 MHz et 40 MHz est conservée pour les données en amont. Un RN dessert 500 à 2000 foyers. Les câblodistributeurs diffusent également les chaînes vidéo au format numérique. Le réseau câblé fournit une large bande passante à chaque foyer sans commutation et avec un contrôle de gestion simple. Comme les réseaux câblés sont principalement construits pour fournir des services de diffusion, ils sont limités pour la distribution de la bande passante d'accès.

1.2.2.3 Réseau fibre coaxial hybride

Le réseau hybride à fibre coaxiale (HFC) est essentiellement une version améliorée de l'architecture CATV. L'architecture du réseau est essentiellement la même que celle du CATV[12]. Le réseau d'alimentation est en fibre optique. Comme le réseau câblé existant, les données en aval sont diffusées de la tête de réseau aux RN en utilisant un coupleur optique passif en étoile. Des émetteurs haute puissance de $1,55 \mu m$ sont utilisés avec des amplificateurs pour obtenir un rapport de division élevé. Pour fournir une bande passante supplémentaire à des groupes d'utilisateurs sélectionnés, des signaux de $1,3 \mu m$ sont multiplexés sur le même ensemble de fibres à utiliser en mode de diffusion étroite. À partir d'un RN, plusieurs arbres coaxiaux se ramifient vers les NIU. La fonction de la NIU est de séparer les signaux en signaux téléphoniques et en signaux vidéo de diffusion, et d'envoyer le signal téléphonique sur paire torsadée et le signal vidéo sur coaxial à chaque domicile qu'elle dessert. Chaque branche coaxiale est une architecture de bus de diffusion desservant environ 50 à 500 foyers. La vidéo diffusée en aval vers le domicile serait envoyée sur des canaux de sous-porteuse analogiques. Les signaux vidéo pourraient être envoyés sous forme de flux analogiques AM-VSB, compatibles avec les équipements existants à l'intérieur des maisons. La vidéo en aval se situe entre 52 MHz et 550 MHz, avec 550 MHz à 1 GHz également disponible pour la diffusion en aval. La vidéo numérique, ainsi que les services de téléphonie et de données, peuvent être transportés sur la même infrastructure. De plus, des canaux en amont peuvent être fournis dans la bande 5– 40 MHz, qui n'est pas utilisée pour le trafic en aval.

Afin de fournir une bande passante accrue par utilisateur, la gamme de fréquences transmises peut être augmentée jusqu'à 1 GHz. Chaque canal de sous-porteuse utilise une technique de modulation numérique 256 QAM (modulation d'amplitude en quadrature) offrant une efficacité spectrale de 8 bits/Hz. En enfonçant la fibre plus profondément dans le réseau, le nombre de foyers desservis par un RN peut être réduit à environ 50 foyers au lieu de 500 et en fournissant une plus grande bande passante à chacun. La capacité globale peut également être augmentée en utilisant plusieurs fibres et en ayant un système de multiplexage en longueur d'onde WDM[12].

Maintient la compatibilité avec les équipements analogiques existants et constitue une approche rentable pour fournir des services de diffusion, mais il présente les inconvénients d'une bande passante en amont et d'une fiabilité limitée.

1.2.2.4 Réseaux d'accès fixes sans fil

Les réseaux d'accès fixes sans fil, bien qu'ils aient une bande passante et une portée limitée, ont l'avantage d'être déployés rapidement et à moindre coût sans creuser de câbles. Les services d'accès sans fil courants sont le système de distribution multipoint multicanal (MMDS),

le système de distribution multipoint local (LMDS), WiMax et WiFi. Le MMDS est également connu sous le nom de service radio à large bande (BRS) et de câble sans fil, car il était couramment utilisé comme méthode alternative de réception de la télévision par câble[13]. Le MMDS fonctionne dans la gamme de 2,5 à 2,7 GHz, avec une portée de 15 à 55 Km, selon la puissance transmise. Le LMDS fonctionne généralement à des fréquences beaucoup plus élevées dans la gamme des bandes de 26 GHz à 30 GHz[14]. Il a été conçu pour la technologie sans fil fixe, point à multipoint, pour une utilisation dans le dernier kilomètre et pour la transmission de la télévision numérique. Le LMDS a une portée plus courte de 3 à 5 Km dans les zones urbaines denses avec une bande passante de 1,3 GHz.

IEEE802.16, communément appelé WiMAX, dispose de différentes bandes disponibles pour les applications dans différentes parties du monde. Les fréquences couramment utilisées sont 3,5 GHz et 5,8 GHz pour le 802.16d et 2,3 GHz, 2,5GHz et 3,5GHz pour les normes 802.16e[15]. Ces normes peuvent fournir jusqu'à 70 Mb/s de bande passante symétrique pour des distances d'environ 50 Km. Ils ont une variété d'applications, y compris des liaisons point à point et un accès Internet portable. Une autre technologie courante d'accès sans fil à Internet par les ordinateurs portables et autres dispositifs informatiques personnels est la technologie LAN sans fil IEEE 802.11 : WiFi. Il fonctionne dans le spectre public 2,5 GHz UHF (ultra-haute fréquence) et 5 GHz SHF (super-haute fréquence) et peut fournir des débits de données d'environ 50 Mb/s. Ils sont limités par une portée très courte de quelques dizaines de mètres à un point d'accès.

1.2.2.5 Réseaux d'accès satellitaires

Enfin, les systèmes satellitaires disposent de leur propre espace dans les réseaux d'accès sans fil à large bande. Les satellites géostationnaires de diffusion directe avec une large empreinte au sol peuvent constituer une technologie de diffusion à large bande en liaison descendante très efficace[16]. Mais il n'est pas facile de prendre en charge le trafic en amont. De plus, en raison de la grande empreinte de chaque satellite, la réutilisation des fréquences est limitée. Pour la communication à distance et la fourniture d'un accès Internet à haut débit, les satellites sont utilisés pour la transmission du signal en aval, mais pour la direction en amont, les signaux sont acheminés via une ligne téléphonique régulière ou des câbles à fibres sous-océaniques.

1.2.3 Réseaux d'accès à fibre optique

Avec les exigences de la bande passante d'accès passant de centaines de MHz à GHz, la fibre optique atteignant les réseaux d'accès était inévitable. Les systèmes d'accès fibre optique peuvent être point à point ou point à multipoint. La figure 1.2 illustre différentes architectures possibles de réseaux d'accès à fibre, en supposant N nœuds d'extrémité. Tout d'abord, une liaison

point à point directe entre le concentrateur et chaque abonné est illustrée à la figure 1.2 (a). Cela donne une bande passante fibre dédiée à chaque abonné mais qui est coûteuse car il elle nécessite N fibres et $2N$ émetteurs-récepteurs pour prendre en charge N abonnés avec une fibre atteignant chaque domicile. La figure 1.2 (b) est l'architecture des services commutés avec un commutateur au RN. Cela nécessite un émetteur-récepteur au concentrateur et $(N + 1)$ au commutateur RN ainsi qu'un côté client : un total de $2(N + 1)$ émetteurs-récepteurs. Le troisième cas est celui où le RN et les utilisateurs finaux sont connectés dans une configuration point à multipoint avec des liaisons WDM. Par rapport à la deuxième architecture, nous avons maintenant un démultiplexeur/multiplexeur en longueur d'onde au RN. Chaque utilisateur a son propre émetteur-récepteur de longueur d'onde et l'émetteur/récepteur WDM correspondant à l'extrémité du concentrateur, d'où un total de $(N + 1)$ émetteurs-récepteurs seront nécessaires. Le dernier cas de la figure 1.2 (d) est le plus économique, partageant la même topologie que le précédent mais avec un séparateur/coupleur optique passif remplaçant le multiplexeur/démultiplexeur au niveau de la RN. Un seul émetteur-récepteur côté concentrateur est partagé entre tous les utilisateurs finaux et donc seuls $(N + 1)$ émetteurs-récepteurs sont nécessaires au total, ce qui réduit considérablement le coût. Il y aura partage du temps des ressources du terminal. au niveau du hub, donc la vitesse de l'équipement du hub est égale à la somme des débits de données pour tous les utilisateurs finaux[2].

Les systèmes d'accès à fibre comme indiqué dans la Figure 1.2 (c-d), en général, sont appelés système passif fibre-à-x (FTTx), où x peut être la maison, le bâtiment, etc., selon la profondeur sur le terrain où la fibre est déployée ou à quelle distance elle se trouve de l'utilisateur. Dans un système fibre jusqu'au domicile (FTTH), la fibre est connectée jusqu'au domicile par le fournisseur de services ; en cas de construction, la fibre atteint un bâtiment et de là des appartements individuels ou des bureaux via le câble en cuivre. Dans un système FTTC, la fibre est connectée au trottoir d'une communauté où le signal optique est converti dans le domaine électrique et distribué aux utilisateurs finaux via des paires torsadées, un câble ou même avec une radio RF. FTTx, qui rapproche les réseaux de fibre optique à haute capacité des utilisateurs finaux, apporte une bande passante plus large et apparaît donc comme le meilleur candidat pour le réseau d'accès multimédia actuel[11], [17]. Le FTTx est considéré comme une solution idéale pour les réseaux d'accès à large bande en raison des avantages inhérents à la fibre optique en termes de faible coût, d'énorme capacité, de petite taille et de poids, et de son immunité aux interférences électromagnétiques.

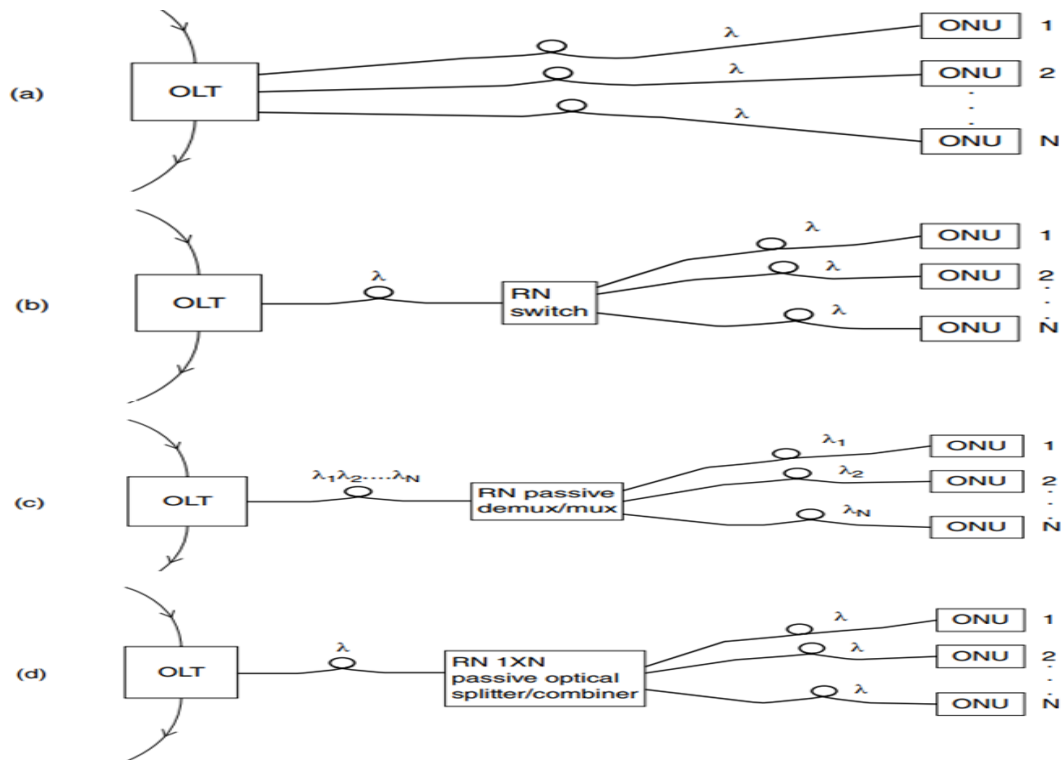


Figure 1.2 Configuration possible des réseaux d'accès à fibre optique : (a) une fibre distincte pour chaque ONU, (b) des connexions commutées du RN à chaque ONU, (c) PON WDM avec un MUX/DEMUX passif au niveau du RN, (d) PON avec séparateur/combinateur passif au RN[2]

1.3 Topologie de réseau optique passif (PON)

Le FTTx est couramment utilisé pour décrire une architecture dans laquelle les signaux sont diffusés du concentrateur au RN, et le RN partage la bande passante totale dans le temps ou le spectre avec tous les utilisateurs finaux. Le réseau d'alimentation est la partie du réseau située entre le concentrateur, appelé terminal de ligne optique (optical line terminal OLT), et le RN. Le réseau de distribution est la partie entre le RN et le NIU, qui est l'unité de réseau optique (optical network unit ONU)[18]. Le RN déployé sur le terrain est un simple dispositif passif. Le trafic en aval est diffusé par OLT vers toutes les ONU et le trafic en amont utilise un accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) dans le cas d'un coupleur passif ou une longueur d'onde dédiée dans le cas d'un DEMUX/MUX passif au niveau du RN. Ces FTTx sont appelés PON (passive optical network PON) car seuls des dispositifs optiques passifs sont utilisés : séparateurs/combinés, MUX/DEMUX. Avec tous les composants passifs sur le terrain, le réseau d'accès PON est plus fiable, moins coûteux et facile à exploiter et à entretenir par le fournisseur de services. Comme il n'y a pas de composants de commutation actifs dans le RN, il n'a pas besoin de contrôle pour le fonctionnement et l'alimentation n'est requise qu'au CO ou dans les locaux du client. Les lasers de grande puissance et les autres composants optiques de l'OLT sont coûteux, mais ils sont partagés entre plusieurs abonnés. Pendant ce temps, l'ONU reste

simple et rentable. Ainsi, les services PON sont rendus rentables pour être disponibles pour l'abonné nécessitant des services limités.

Le chemin optique du RN aux ONU est appelé réseau de distribution optique (optical distribution network ODN), illustré à la Figure 1.2(c,d), illustrant une architecture PON commune pour les solutions FTTx. Comme expliqué précédemment, le terminal de ligne optique est situé au CO connectant le réseau d'accès optique au réseau fédérateur pour les services IP ou de réseau optique synchrone (synchronous optical networking SONET). L'ONU, également connue sous le nom de terminal de réseau optique (ONT), est située en bordure de rue ou à l'emplacement de l'utilisateur final. FTTC peut être le déploiement le plus économique parmi les solutions FTTx.

Il n'y a pas de communication directe possible entre les ONU car elles ne sont pas connectées directement les unes aux autres - toute transmission sur l'ODN se produit depuis ou vers l'OLT. En aval, il peut y avoir une transmission point à point ou point à multipoint de l'OLT aux ONU, et pour la transmission point à point en amont des ONU à l'OLT s'effectue via le RN. Dans la section d'alimentation, des fibres généralement séparées pour le trafic de liaison montante et descendante sont utilisées. Les longueurs d'onde des signaux de liaison montante et descendante peuvent être les mêmes, mais des bandes de longueur d'onde séparées sont généralement utilisées car cela réduit les réflexions optiques dans le réseau et réduit également les pertes associées à la combinaison et à la séparation des liaisons montantes et descendantes[19].

Concernant l'architecture des PONs, les deux fondamentales architectures sont le TDM-PON et le WDM-PON ; le type de multiplexage est essentiel pour définir le fonctionnement et les capacités des réseaux PONs, avant de présenter chaque architecture, on présente d'abord les techniques de multiplexages.

1.3.1 Technique de Multiplexage pour les PONs

Le besoin de multiplexage est motivé par le fait que dans la plupart des applications, il est beaucoup plus économique de transmettre des données à des débits plus élevés sur une seule fibre que de transmettre à des débits inférieurs sur plusieurs fibres, dans la plupart des applications. Il existe fondamentalement deux manières d'augmenter la capacité de transmission sur une fibre[20], comme le montre la figure 1.3. La première consiste à augmenter le débit binaire. Cela nécessite une électronique plus rapide. De nombreux flux de données à faible vitesse sont multiplexés en un flux à plus grande vitesse au débit binaire de transmission au moyen d'un multiplexage électronique par répartition dans le temps (time division multiplexing TDM)[21]. Le multiplexeur entrelace généralement les flux à vitesse inférieure pour obtenir le flux à vitesse supérieure. Par exemple, il peut choisir un octet de données dans le premier flux, l'octet suivant dans le deuxième flux, etc. À titre d'exemple, soixante-quatre flux de 155 Mb/s peuvent être

multiplexés en un seul flux de 10 Gb/s. Aujourd'hui, le taux de transmission le plus élevé dans les systèmes disponibles dans le commerce est la technologie TDM de 40 Gb/s. Pour pousser la technique TDM au-delà de ces débits, les chercheurs travaillent sur des méthodes permettant d'effectuer optiquement les fonctions de multiplexage et de démultiplexage. Cette approche est appelée multiplexage temporel optique. Des expériences en laboratoire ont démontré le multiplexage/démultiplexage de plusieurs flux de 10 Gb/s vers/ depuis un flux de 250 Gb/s, bien que la mise en œuvre commerciale du TDM optique ne soit pas encore viable.

Une autre façon d'augmenter la capacité consiste à utiliser une technique appelée multiplexage par répartition en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing WDM)[22]. Le WDM est essentiellement le même que le multiplexage par répartition en fréquence (FDM), qui est utilisé dans les systèmes radio depuis plus d'un siècle. Pour une raison quelconque, le terme FDM est largement utilisé dans les communications radio, mais WDM est utilisé dans le contexte de la communication optique, peut-être parce que FDM a d'abord été étudié par des ingénieurs en communication et WDM par des physiciens. L'idée est de transmettre des données simultanément à plusieurs longueurs d'onde porteuses (ou, de manière équivalente, des fréquences ou des couleurs) sur une fibre. Au premier ordre, ces longueurs d'onde n'interfèrent pas entre elles à condition qu'elles soient suffisamment éloignées. (Il existe des effets indésirables de second ordre où les longueurs d'onde interfèrent les unes avec les autres.) Ainsi, le WDM fournit des fibres virtuelles, en ce sens qu'il fait ressembler une seule fibre à plusieurs fibres « virtuelles », chaque fibre virtuelle transportant un seul flux de données. Les systèmes WDM sont largement déployés aujourd'hui dans les réseaux long-courriers et sous-marins et sont également déployés dans les réseaux métropolitains.

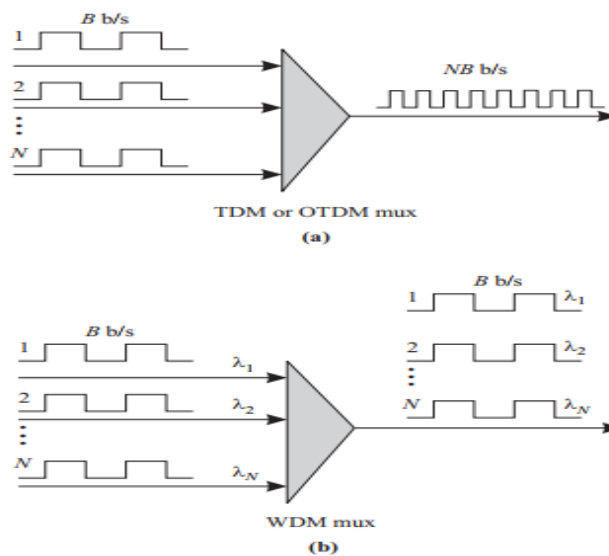


Figure 1.3 Différentes techniques de multiplexage pour augmenter la capacité de transmission sur une fibre optique. (a) multiplexage temporel électronique ou optique et (b) multiplexage en longueur d'onde.

1.3.2 TDM-PON

La transmission du signal dans le TDM-PON est illustrée à la figure 1.4 . Bien que le nombre d'unités ONU connectées au RN puisse être beaucoup plus élevé, la figure montre seulement quatre ONU connectées au RN. Le nœud au niveau du CO connecté au cœur s'adresse à la fois aux signaux à faible débit de données T1/E1 et aux signaux STS-N à large bande. Les TDM-PON ont une portée de plus de 20 km sans amplification. À l'extrémité OLT, un émetteur-récepteur haute puissance est nécessaire et d'autres équipements optiques et électriques à grande vitesse sont également nécessaires. Comme un grand nombre d'abonnés partagent la fibre et ces équipements plus coûteux au central, le coût pour les utilisateurs individuels diminue[21]. Ainsi, TDM-PON fournit une solution économique au problème du dernier kilomètre et fait partie des techniques d'accès à large bande les plus efficaces utilisées aujourd'hui.

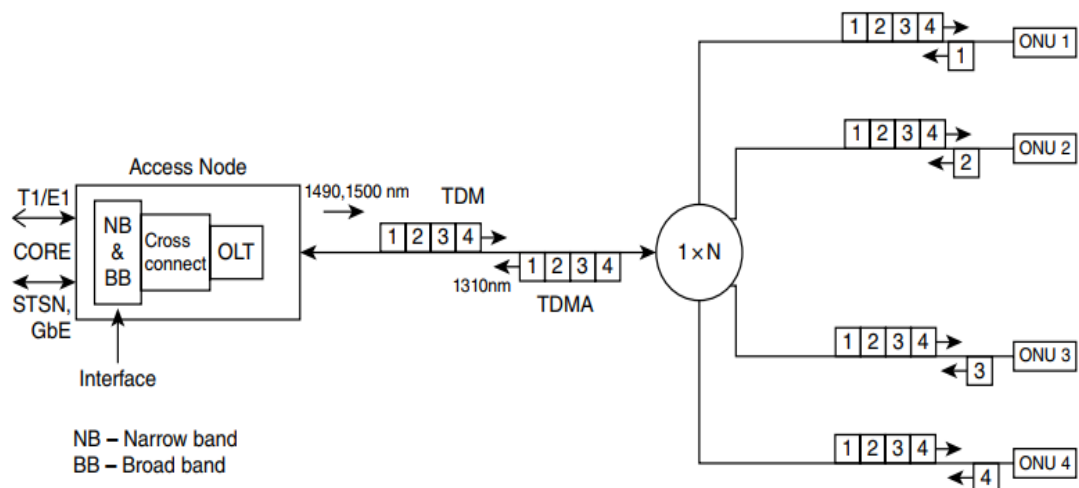


Figure 1.4 Architecture de TDM/TDMA PON

Les données multiplexées TDM sont envoyées en aval par l'émetteur au niveau de l'OLT et de l'OLT aux ONU. Ceci est diffusé en tant que point à multipoint de l'OLT aux ONU sur une seule longueur d'onde. Avant de diffuser les données en aval, l'OLT étiquette chaque paquet avec l'ID de l'ONU destinataire prévu pour identification. Dans le sens amont, le trafic est transmis point à point de l'ONU à l'OLT, mais la bande passante est partagée dans le temps dans la section d'alimentation du PON[18]. Par conséquent, pour éviter une collision entre les signaux transmis par les différentes ONU, un protocole TDMA MAC approprié est utilisé. L'OLT alloue des tranches de temps à chaque ONU pour la communication en amont. Les unités ONU peuvent transmettre des données dans leurs tranches de temps de taille fixe ou variable prés alloués et ainsi utiliser plus efficacement la capacité de la longueur d'onde unique.

1.3.3 WDM-PON

Le TDM-PON a une bande passante et une portée limitées ; premièrement en raison du fait qu'un seul canal optique est partagé par toutes les ONU connectées au séparateur passif, et deuxièmement, l'atténuation due à la séparation limite la puissance disponible pour chaque ONU. Avec la demande croissante de bande passante dans l'accès, le PON peut être mis à niveau en utilisant le système WDM afin que plusieurs longueurs d'onde puissent être prises en charge dans les directions amont et aval. Au lieu de point à multipoint, le WDM-PON peut être un réseau d'accès point à point dans lequel il peut exister une longueur d'onde distincte pour chaque ONU[22].

La technologie WDM peut être appliquée aux TDM-PON pour augmenter la bande passante du TDM/TDMA discuté précédemment. Le WDM peut augmenter la capacité et la flexibilité des TDM-PON tout en maintenant les coûts bas. L'architecture pour implémenter WDM dans un TDM-PON a été illustrée à la Figure 1.2 (c), où l'émetteur-récepteur unique à l'OLT est remplacé par un réseau WDM d'émetteurs ou un seul émetteur accordable pour créer un PON-WDM. Cette approche permet à chaque ONU d'avoir des composants électroniques fonctionnant uniquement au débit de ses propres données, et non au débit binaire agrégé de toutes les ONU. Il dispose d'un répartiteur de puissance au niveau de la RN, limitant la puissance à chaque utilisateur par fractionnement. Un PON WDM de diffusion et de sélection (Broadcast and Select) B&S-WDM-PON est une version améliorée de l'architecture PON de base. Dans ce cas, l'OLT diffuse plusieurs longueurs d'onde à toutes les ONU et chaque ONU sélectionne une longueur d'onde particulière. Comme dans un TDM-PON conventionnel, les ONU partagent dans le temps un canal montant à une longueur d'onde différente des longueurs d'onde descendantes. L'une des premières propositions d'architecture WDM-PON utilisait le WDM dans la bande 1550 nm en aval et une seule longueur d'onde en amont dans la bande 1300 nm partagée via TDMA[23][24].

1.4 Considérations de déploiement : conception de la couche de transmission

Nous examinerons ensuite les choix que les fournisseurs de services doivent faire pour choisir la bonne couche de transmission. La tendance historique a été d'augmenter la capacité du réseau tout en réduisant le coût par bit de bande passante. Les fournisseurs de services recherchent généralement au moins une multiplication par quatre de la capacité lors de la planification de leurs réseaux. En règle générale, ils s'attendent à obtenir cette capacité multipliée par quatre à environ 2 à 2,5 fois le coût de l'équipement actuel. Il existe fondamentalement trois façons d'augmenter la capacité de transmission[5].

a- La première approche consiste à allumer des fibres supplémentaires ou à déployer des fibres supplémentaires selon les besoins. Nous pouvons considérer cela comme l'approche de multiplexage par répartition spatiale (space division multiplexing SDM) : gardez le même débit binaire mais utilisez plus de fibres.

b- L'autre approche traditionnelle consiste à augmenter le débit de transmission sur la fibre. C'est l'approche TDM.

c- La troisième approche consiste à ajouter des longueurs d'onde supplémentaires sur la même fibre. C'est l'approche WDM.

Notez que les trois techniques sont complémentaires les unes des autres et sont tous nécessaires dans le réseau pour diverses raisons. Par exemple, l'utilisation du SDM, en particulier lorsque les fibres existantes sont sur le point d'être épuisées, peut être considérée comme un moyen à long terme de construire une infrastructure ; WDM et TDM peuvent être considérés comme offrant la possibilité d'activer rapidement des services sur l'infrastructure de fibre existante. Le WDM offre la possibilité de faire évoluer la capacité de l'infrastructure dans une dimension différente. Par conséquent, le réseau emploie presque toujours une combinaison de ces techniques dans la pratique.

La question intéressante n'est pas de savoir s'il faut utiliser SDM ou TDM ou WDM - tous ces éléments seront utilisés - mais de déterminer la bonne combinaison de ceux-ci. Par exemple, regardons seulement WDM et TDM. Pour obtenir une capacité totale de 80 Gb/s , faut-il déployer un réseau avec 32 longueurs d'onde à $2,5 \text{ Gb/s}$ chacune, ou un réseau avec 8 longueurs d'onde à 10 Gb/s chacune ? C'est une question compliquée avec de nombreux paramètres affectant le bon choix. Quand devrions-nous déployer plus de fibres, au lieu d'investir dans des systèmes TDM ou WDM de plus grandes capacités. Pour bien répondre à cette question, nous allons présenter l'utilisation de chaque technique en précisant les avantages et les inconvénients, notamment en termes de rapidité et de coût.

1.4.1 L'utilisation du multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Le principe de la technologie WDM consiste à envoyer plusieurs ondes, porteuses d'informations, de longueurs différentes sur la même fibre optique afin de maximiser sa bande passante. Le but essentiel de cette nouvelle méthode d'exploitation des fibres déjà enterrées est d'augmenter ainsi le débit de plusieurs ordres de grandeur par comparaison aux liaisons monocanal. Dans le schéma de la figure 1.5, qui décrit l'architecture de base et le fonctionnement d'un réseau WDM, chaque diode laser est modulée de façon indépendante et toutes les ondes sont ensuite transmises par multiplexage dans une fibre unique à l'aide d'un composant optique passif (multiplexeur). A la sortie de la fibre, les longueurs d'ondes sont à nouveau démultiplexées et

chaque signal optique indépendant retrouve son détecteur propre. Ainsi, les signaux de sortie sont traités pour restituer l'information aux différents utilisateurs[25].

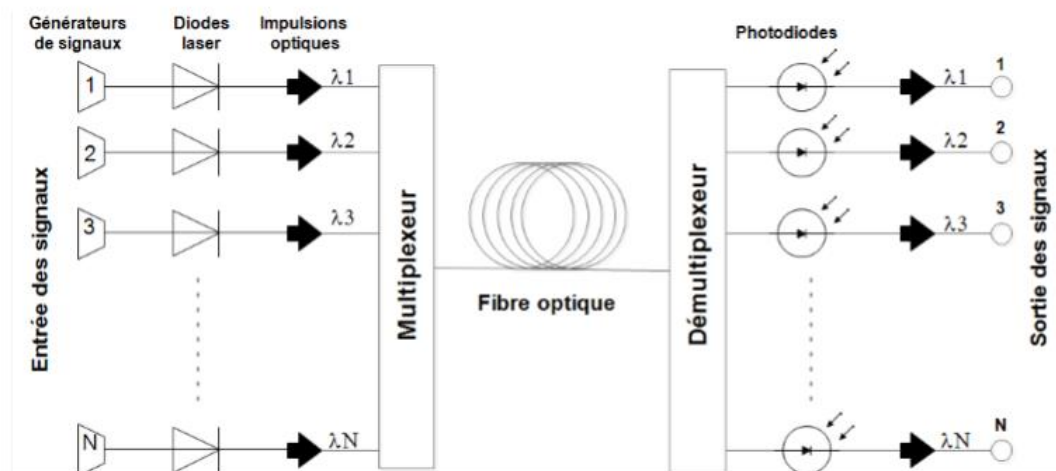


Figure 1.5 Architecture de base et le fonctionnement d'un réseau WDM

Le WDM offre une grande flexibilité dans la construction de réseaux. Par exemple, s'il existe un nœud de réseau auquel la majeure partie du trafic doit passer et qu'une petite fraction doit être abandonnée et ajoutée, il peut être plus rentable d'utiliser un élément d'ajout/extraction optique WDM que de terminer tous le trafic et faire des Add/drop dans le domaine électrique[19].

Les systèmes longue distance destinés pour les réseaux multiservices d'aujourd'hui transportent environ 100 canaux à 10 Gb/s chacun et ont des espacements de régénération de 600 à 1500 Km. Les systèmes ultra-longue distance étendent l'espacement entre les régénérateurs à environ 4000 Km mais ont des capacités quelque peu inférieures à celles des systèmes longue distance.

L'union Internationale de Télécommunication (ITU), autorise l'utilisation de longueurs d'ondes comprises entre 1530 et 1600nm.

Le WDM est caractérisé par l'intervalle minimum entre longueurs d'ondes utilisables, cet intervalle peut être exprimé en nm ou en GHz. Si cet intervalle est inférieur ou égale à 0.4nm, on parle de DWDM (Dense), des tests ont même été effectués avec des intervalles de 0.4 et 0.2 nm, où on parle alors de l'UDWDM (Ultra).

Il existe donc plusieurs types de WDM, le tableau 1.1 résume les modes les plus répandus[2].

Tableau 1.1 Comparaison des caractéristiques entre les différentes techniques du WDM

Type de multiplexage	Espacement inter-canaux (nm)	Nombre de canaux	Bande de signaux (nm)
CWDM	16-25	Jusqu'à 16	1270-1610
DWDM	1.6-0.4	80-160	1500-1565
UDWDM	0.08	> 400	1600-1675

1.5 Conclusion

L'industrie des communications optiques a fait et continue de faire d'importants efforts de développement technologique. Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les systèmes de communications optiques, et nous avons mis l'accent sur le réseau d'accès à fibre optique. Dans le chapitre suivant, on va présenter les composants et les techniques de transmission destinés aux réseaux multiservices.

Chapitre -2-

Composants et Techniques d'un Système de Transmission Optique

2.1 Introduction

La conception des systèmes de transmission par fibres optiques nécessite de connaître les caractéristiques de fonctionnement des sous-ensembles impliqués. Lors de la simulation on doit prendre en considération des combinaisons variées de composants optoélectroniques et de techniques de modulation afin d'obtenir les performances souhaitées pour la liaison.

Ce chapitre est destiné à fournir le contexte des aspects physiques et fonctionnels d'un système de communication optique à travers la présentation de ses différents composants et les techniques correspondantes.

2.2 Systèmes de transmission par fibre optique

L'idée, pour transmettre l'information sur fibre optique, reste basée sur les principes, employés lors des transmissions en bande de base. Dans notre cas, le canal de transmission sera réalisé à l'aide de fibre optique.

L'information sera codée (pour augmenter le gain de transmission), convertie en signal lumineux, puis modulée avec une source optique cohérente monochromatique (diode laser). Permettant de porter le signal à $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ (fenêtre de transmission des systèmes

actuels), bande spectrale où se trouve l'atténuation minimale des fibres optiques, qui sera de type monomodes, dont la principale caractéristique est d'avoir une atténuation d'environ $0,2 \text{ dB/km}$, bien inférieure aux autres type de fibre (gradient d'indice, multimode,...).

Propagé sur des distances, le plus souvent importantes (milliers de km), atténué et dispersé, le signal optique aura besoin d'être régénéré (R), remis en forme (2R) voir re-synchronisé (3R), rôle que devront remplir les répéteurs placés tout au long de la ligne. Enfin l'information pourra être récupérée après conversion optoélectronique (photodiode), remis en forme, démodulée (filtre passe-bas) ou ramenée en bande de base, re-synchronisée, puis décodée et corrigée (le taux d'erreur binaire accepté dans les systèmes actuels est un $BER < 10^{-12}$ norme de l'UIT, Union International des Télécommunication)[26]. Pratiquement n'importe quel système de communication peut être représenté par le schéma fonctionnel illustré par la figure 2.1.

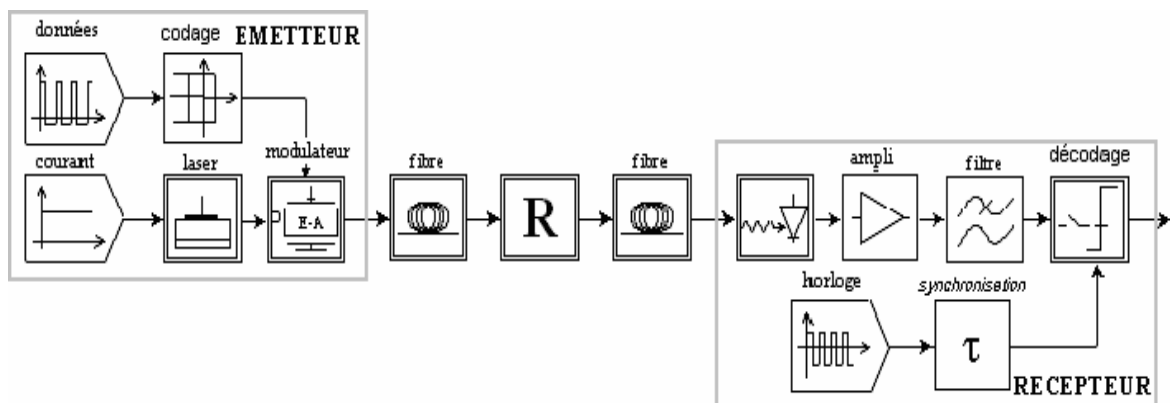


Figure 2.1 Schéma fonctionnel avec les éléments typiques d'un canal de communication.

Les éléments principaux suivants interviennent dans une liaison par fibre optique.

2.2.1 Transmetteurs optiques

L'émetteur de lumière transforme l'énergie électrique qu'il reçoit en une radiation optique, donc le rôle des émetteurs est de convertir le signal électrique en signal optique.

Ces composants sont utilisés dans la télécommunication sous forme de **diode électroluminescente** ou **diode laser**. Le but de l'émetteur dans un système de communication optique est de générer un signal optique au moyen d'une source lumineuse et d'un signal électrique modulant qui véhicule les données utilisateur codées,

et de l'envoyer à travers un câble à fibre optique qui atteindra le récepteur à l'autre fin. Dans cette section, les principaux types de sources lumineuses basées sur des dispositifs à semi-conducteurs sont passés en revue, ainsi que les deux modes de modulation optique de base, à savoir, interne et externe. Une étude des formats de modulation simples et avancés est également présentée, de la modulation marche-arrêt de base (OOK) aux constellations de modulation d'amplitude en quadrature d'ordre élevé (QAM)[5].

2.2.1.1 Source Lumineuse

Les diodes électroluminescentes (Light-Emitting Diode LED) sont utilisées dans des applications à courte portée et à bande passante relativement faible. Il existe de nombreux types de lasers utilisés pour les communications, certains présentent des avantages par rapport à d'autres, certains s'auto-modulent, certains peuvent être réglés sur différentes fréquences et certains aident à amplifier le signal. Les différentes caractéristiques des lasers les conduisent à être utilisés dans différentes configurations de système, par exemple un laser à rétroaction distribuée (Distributed FeedBack DFB) est plus adapté au WDM, tandis que les LED sont principalement utilisées dans les systèmes à fibres multi modes. Les sections suivantes passent en revue les différents lasers pouvant être utilisés dans les systèmes WDM.

- Laser de type DFB (Distributed Feed Back)

La figure 2.2 (a) montre la structure d'un laser DFB, afin d'obtenir un spectre monomode, on utilise une structure à contre réaction distribuée, en intégrant le long du guide un réseau de Bragg de pas Λ , cette perturbation périodique va entraîner une réflexion distribuée de la longueur d'onde[27] . De manière similaire à ce qui se passe dans un laser FP (Fabry Perot), l'onde lumineuse résonnant dans la cavité est composée de deux ondes se propageant en sens contraire, comme le montre la figure 2.2 (b). Cependant, dans la structure DFB, le réseau d'indice crée un couplage mutuel entre les deux ondes se propageant dans des directions opposées, et par conséquent, les miroirs sur la surface du laser ne sont plus nécessaires pour fournir la rétroaction optique.

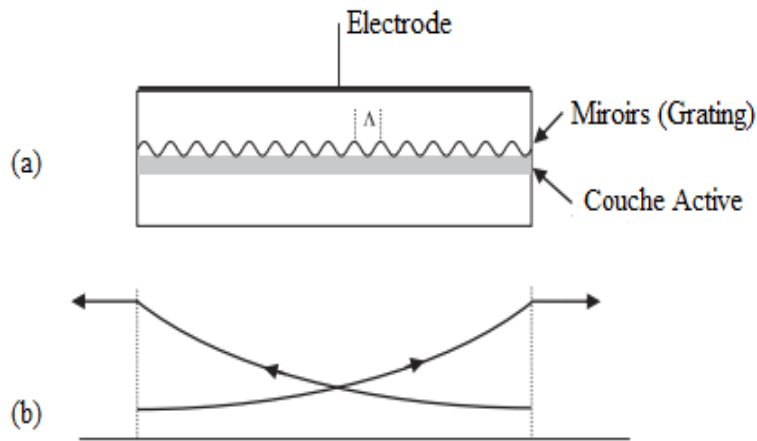


Figure 2.2 (a) Structure d'un laser DFB avec un réseau ondulé juste à l'extérieur de la couche active, et (b) une illustration de deux ondes se propageant en sens inverse dans la cavité (l'ordonnée représente l'amplitude du champ optique).

L'efficacité de couplage entre les deux ondes se propageant dans des directions opposées dépend de la fréquence, ce qui fournit un mécanisme de sélection de fréquence de rétroaction optique dans la cavité laser. Comme l'indice de réfraction le long du réseau varie périodiquement, une interférence constructive entre les deux ondes ne se produit qu'à certaines longueurs d'onde. Pour satisfaire la condition de résonance, la longueur d'onde doit correspondre à la période de réseau, et la longueur d'onde de résonance d'une structure DFB est donc :

$$\lambda_B = \frac{2n\Lambda}{m} \quad (2.1)$$

C'est ce qu'on appelle la longueur d'onde de Bragg, où Λ est le pas du réseau, n est l'indice de réfraction effectif du guide d'ondes optique et m est l'ordre du réseau. Pour les longueurs d'onde éloignées de la longueur d'onde de Bragg, les deux ondes contre-propagées ne se renforcent pas en cours de route; par conséquent, l'auto-oscillation ne peut pas être maintenue pour ces longueurs d'onde[28].

- VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser)

Elle émet la lumière par la surface, c'est un composant récent et qui possède une structure différente des autres diodes lasers. La cavité est verticale, perpendiculaire au substrat. La lumière est émise alors verticalement par la surface du composant. La figure 2.3 illustre la structure de la diode laser de type VCSEL[29], [30].

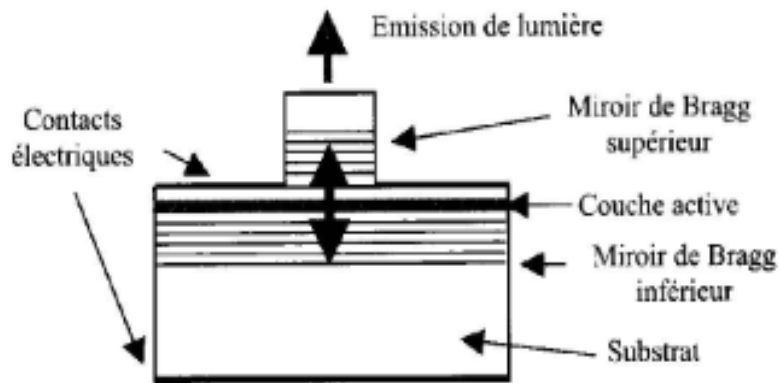


Figure 2.3 Structure de la diode laser VCSEL

2.2.1.2 Techniques de modulation optique

La modulation optique est le processus par lequel un ou plusieurs signaux électriques façonneront un signal optique pour transmettre les données transmises. Les parties du signal optique qui peuvent être modulées sont son amplitude (ou puissance), sa fréquence, sa phase, sa polarisation ou une combinaison de celles-ci. La figure 2.4 montre deux paradigmes différents de modulation optique : direct et externe, tous deux brièvement décrits dans cette partie.

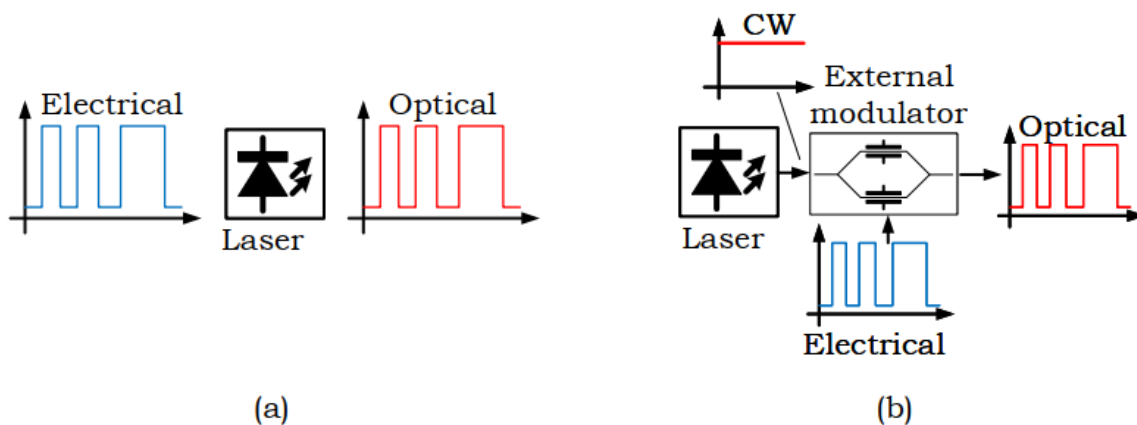


Figure 2.4 (a) Modulation directe vs (b) Modulation externe.

a- Modulation directe

La modulation directe fait référence à la technique par laquelle l'amplitude du signal optique est modifiée au moyen du courant d'attaque du laser. Dans ce mode de fonctionnement, un laser est communément appelé laser à modulation directe. La technique

la plus simple et la plus largement déployée de ce type est la modulation d'intensité, dont dérive le format de modulation populaire OOK, par lequel des données numériques sont imprimées sur le signal optique en injectant des valeurs basses et élevées de courant d'entraînement, qui produisent deux niveaux de puissance optique de sortie, c'est-à-dire faible ("0") et élevé ("1"), respectivement. Lors de l'utilisation de cette approche, il est courant de polariser le laser de sorte qu'il soit centré dans sa plage linéaire, la valeur basse du courant étant légèrement supérieure au seuil. Une représentation simple d'un circuit de modulation d'intensité et des courbes d'entrée-sortie est illustrée à la figure 2.5.

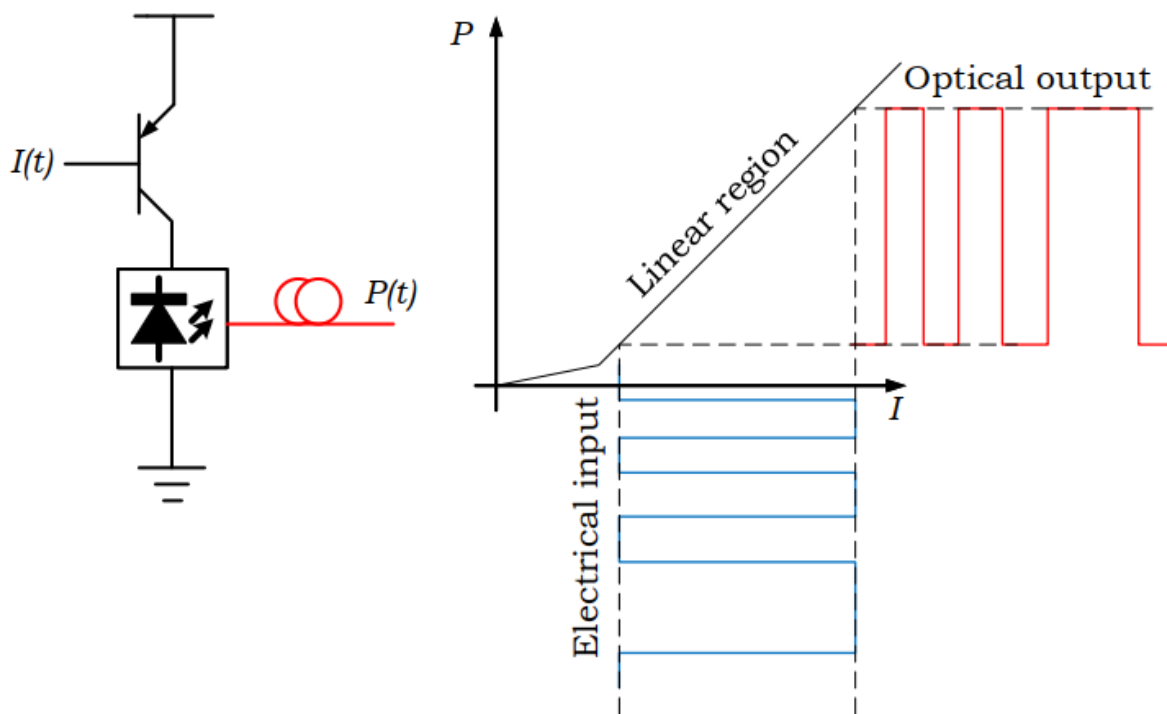


Figure 2.5 Schéma simple d'un circuit générateur OOK par modulation d'intensité.

Une variante de la modulation directe qui a suscité un grand intérêt ces dernières années est la modulation dite complexe (Complex Modulation CM)[31]. Cette technique exploite la propriété de l'effet chirp dans un laser modulé directement par lequel le signal optique subira un déphasage proportionnel au changement de son intensité. En utilisant un récepteur cohérent, et bien qu'il n'y ait qu'un seul degré de liberté côté émetteur (c'est-à-dire l'amplitude de commande électrique), le récepteur peut obtenir une quantité importante d'informations à partir de la phase observée, étant capable de réduire considérablement le rapport signal sur bruit (Signal-to-Noise Ratio SNR) pour un BER cible donné.

b- Modulation externe

La modulation externe fait référence à la technique par laquelle la source optique produit une onde continue (Continuous Wave CW) générée par un courant d'injection constant (réglé uniquement de manière lente pour compenser les dérives induites par la température) tandis qu'un autre composant fonctionnera sur le signal CW entrant. Dans les systèmes modernes, nous trouvons essentiellement deux types : les modulateurs à électro-absorption et les modulateurs Mach-Zehnder.

- Modulateur à électro-absorption (Electro-absorption modulator EAM) :

Un EAM consiste en un dispositif semi-conducteur qui utilise un champ électrique généré par une tension appliquée de l'extérieur pour modifier le spectre d'absorption de la lumière d'un guide d'ondes soumis au champ. Ce principe, connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh[32], est utilisé pour moduler l'intensité d'un signal optique. Les principaux avantages de l'EAM sont sa petite taille, sa faible tension de commande et sa bande passante élevée. La propriété de taille plus petite en fait un candidat approprié pour l'intégration à haute densité, par ex. partageant un boîtier avec des lasers DFB, ce qui réduit les pertes d'insertion. Les exigences de tension inférieures le rendent adapté aux composants à faible puissance et assouplissent les exigences en matière d'électronique de conduite. Enfin, la bande passante plus élevée allant jusqu'à 100 GHz [33], fait de l'EAM une solution attrayante pour les télécommunications à haut débit. Le principal inconvénient est l'effet de chirp plus élevé par rapport aux modulateurs Mach-Zehnder, qui introduit une interférence inter-symbole (inter-symbol interference ISI) sévère lorsque des quantités importantes de dispersion sont introduites dans le canal. Cependant, il a été étudié et a fait valoir la faisabilité d'exploiter le chirp dans la modulation par déplacement de fréquence (frequency shift keying FSK).

- Le modulateur Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator MZM)

Pour obtenir des formats de modulation d'ordre supérieur, il est nécessaire de moduler indépendamment l'amplitude et la phase du signal. Un composant de base à cet effet est le modulateur de phase (Phase Modulator PM) présenté en figure 2.6. Un PM est similaire à un EAM en ce sens qu'il repose sur un champ électrique induit pour modifier une propriété du matériau du guide d'ondes, mais dans ce cas, la propriété changeante est l'indice de réfraction (qui est connu sous le nom d'effet Pockels, puisqu'il était décrit pour la première fois par le physicien allemand Friedrich Pockels en 1906). Ainsi, au moyen d'une tension appliquée $u(t)$, il est possible de changer la phase du signal optique entrant de sorte que :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left(j \frac{u(t)}{V_{\pi}}\right) \quad (2.2)$$

où $E_{in}(t)$ et $E_{out}(t)$ sont les champs électriques d'entrée et de sortie du signal optique, $u(t)$ est la tension appliquée, et V_{π} est un paramètre de conception représentant la tension nécessaire pour induire un déphasage de π radians (180°).

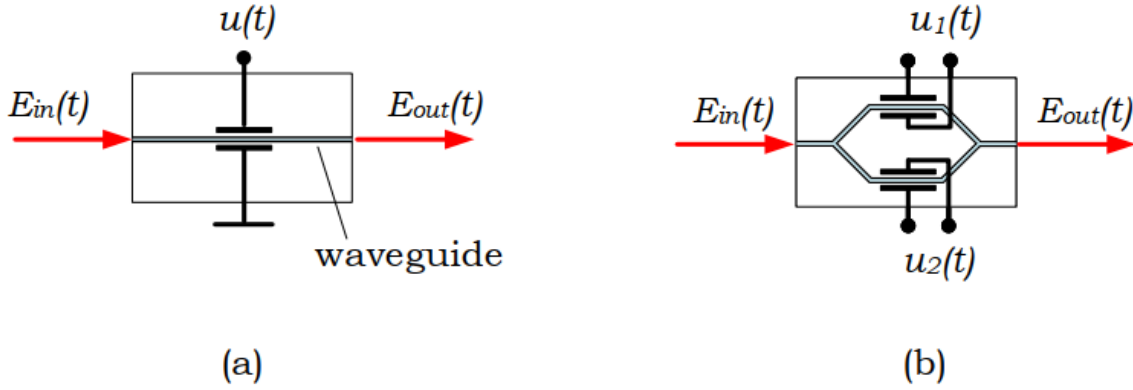


Figure 2.6 (a) Structure de modulateur de phase et (b) des modulateurs de Mach-Zehnder

Deux PM peuvent être combinés de manière cohérente pour former ce que l'on appelle le modulateur Mach-Zehnder (MZM), qui est un dispositif qui divise également le signal d'entrée en deux chemins, chacun passant par un PM différent en appliquant des déphasages relatifs ϕ_1 et ϕ_2 , puis combine à nouveau ces signaux. De cette façon, il est possible de moduler également l'intensité optique du signal résultant. Dans une configuration push-push (c'est - à - dire $\frac{u_1(t)}{V_{\pi,1}} = \frac{u_2(t)}{V_{\pi,2}}$) et la modulation est entièrement réalisée en phase, alors que dans une configuration push-pull $\phi_1 = -\phi_2$ (c'est - à - dire $\frac{u_1(t)}{V_{\pi,1}} = -\frac{u_2(t)}{V_{\pi,2}}$) et la modulation se produit entièrement en amplitude. Le champ électrique à la sortie d'un MZM peut être exprimé comme [34]:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{2}} \left[Y_1 e^{j \frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi} + Y_2 e^{j s \frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi} \right] \quad (2.3)$$

où l'on distingue deux modes de fonctionnement importants (en supposant idéalement $Y_1 = Y_2 = \sqrt{0.5}$): le cas $s = 1$ correspond à la configuration « push push » où $\phi_1 = \phi_2$, et la modulation se produit entièrement dans la phase. Ainsi, le champ électrique de sortie est donné par :

$$E_{out} = E_{in} \exp\left(j \frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.4)$$

Tandis que le cas $s = -1$ correspond à la configuration « push-pull » où $\phi_1 = -\phi_2$, et la modulation se produit entièrement dans l'amplitude avec l'avantage supplémentaire d'être exempte de chirp de fréquence. Ici, le champ électrique de sortie est obtenu comme :

$$E_{out} = E_{in} \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right) \quad (2.5)$$

Plus généralement, $Y_1 = \sqrt{0.5 + \varepsilon}$ et $Y_2 = \sqrt{0.5 - \varepsilon}$, où ε représente l'écart par rapport au découpage parfait (c'est-à-dire quand $\varepsilon = 0$). Le rapport entre la puissance de sortie maximale et minimale est appelé taux d'extinction (extinction ratio ER) et est calculé comme suit [26] :

$$E_{out} = E_{in} \exp\left(j \frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right) \quad (2.6)$$

Où les pertes d'insertion ont été négligées. De plus, une façon d'obtenir une modulation simultanée et indépendante de l'amplitude et de la phase consiste à utiliser la structure donnée à la figure 2.7 (a) connue sous le nom de modulateur en phase et en quadrature (In-phase and Quadrature Modulator IQM). Dans un IQM, le signal d'entrée est divisé en deux moitiés et chacune est dirigée vers un MZM indépendant, bien que l'un d'eux ait été d'abord déphasé de $\pi/2$ radians, c'est-à-dire en fixant $u_{PM}(t) = -\frac{V_\pi}{2}$. Enfin, les deux moitiés modulées sont additionnées pour former le signal de sortie, dont l'espace de signal est représenté sur la figure 2.7 (b).

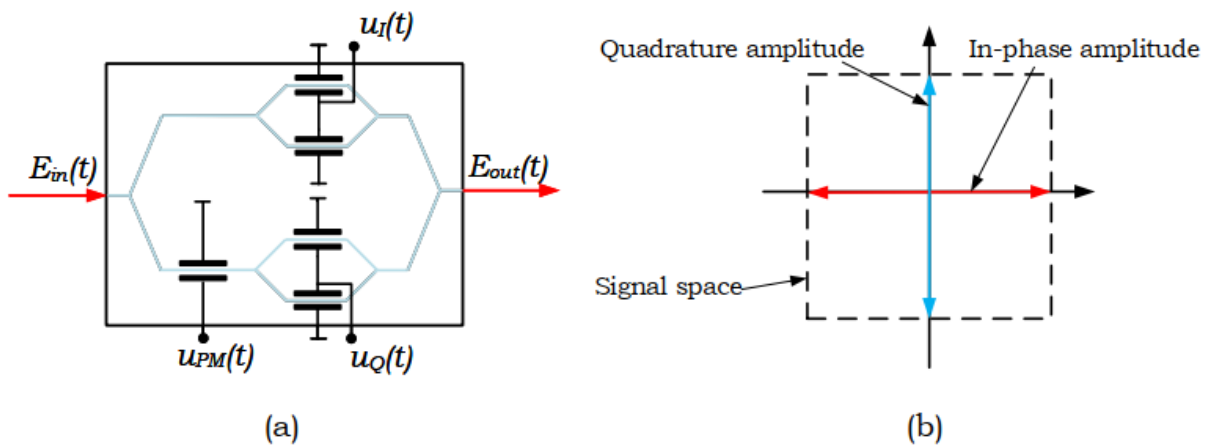


Figure 2.7 Structure du modulateur en phase et en quadrature (IQM), avec deux modulateurs Mach-Zehnder (MZM) et un modulateur de phase (PM); (b) Espace de signal à la sortie de l'IQM.

2.2.1.3 Formats de modulation d'ordre supérieur

Alors que les besoins des clients évoluaient parallèlement à l'augmentation de la demande de bande passante, les systèmes de communications numériques devaient améliorer les solutions existantes en offrant une efficacité spectrale plus élevée, c'est-à-dire en transmettant plus de bits de données par seconde et par Hertz. La meilleure façon d'atteindre cet objectif est d'utiliser la signalisation multi-niveau, qui consiste à augmenter le nombre de niveaux discrets qu'un récepteur pourra distinguer avec un taux d'erreur relativement faible. Ainsi, l'espace de signal à N dimensions est distribué dans un ensemble de M symboles qui forment la constellation de format de modulation[34]. Nous appellerons alphabet ou ensemble de symboles, et les symboles individuels dans X seront notés avec un x_i minuscule où i sera l'indice de symbole, c'est-à-dire $i \in \{1, \dots, M\}$. En général — comme dans la modulation non codée — chaque symbole x_i représentera un mot de code unique de $m = \log_2(M)$ bits, de sorte que nous pouvons utiliser la représentation vectorielle binaire $x_i := [b_0, b_1, \dots, b_m]$.

- Modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature amplitude modulation QAM) :

Le format de modulation d'ordre élevé le plus répandu dans l'industrie est la modulation d'amplitude en quadrature multi-niveau M-QAM. Ceux-ci, peuvent être mis en œuvre en double polarisation (Dual Polarisation DP) ou en simple polarisation (Single Polarisation SP). Pour plus de simplicité, nous considérons ce dernier pour la description générale du concept[35], [36]. La M-QAM est obtenue en modulant deux porteuses de même fréquence mais en quadrature ($\pi/2$ déphasées) avec des niveaux d'amplitude \sqrt{M} , puis en les combinant dans le même signal. Par exemple, un signal optique SP-16-QAM peut être obtenu en entrant un CW dans le modulateur IQM de la figure 2.7 et en pilotant chaque MZM.

Le QAM le plus simple est celui avec $M = 4$, équivalent à une modulation par déplacement de phase (PSK) à 4 angles de phase (4-PSK), plus communément appelée modulation par déplacement de phase en quadrature ou (Quadrature phase-shift keying QPSK). C'est certainement le format de modulation le plus largement déployé dans les communications optiques modernes, bien que des formats plus denses d'ordres de 8 à 64 soient également intensément étudiés et utilisés dans un nombre croissant de systèmes[5]. La figure 2.8 montre quelques exemples pour différents formats de modulation QAM, où pour le cas particulier de 8-QAM, la configuration circulaire a été choisie par rapport à la configuration rectangulaire en raison de sa plus grande robustesse contre le bruit de phase). En raison de sa pertinence, une partie du travail de cette thèse est centrée autour de ce type de format de modulation.

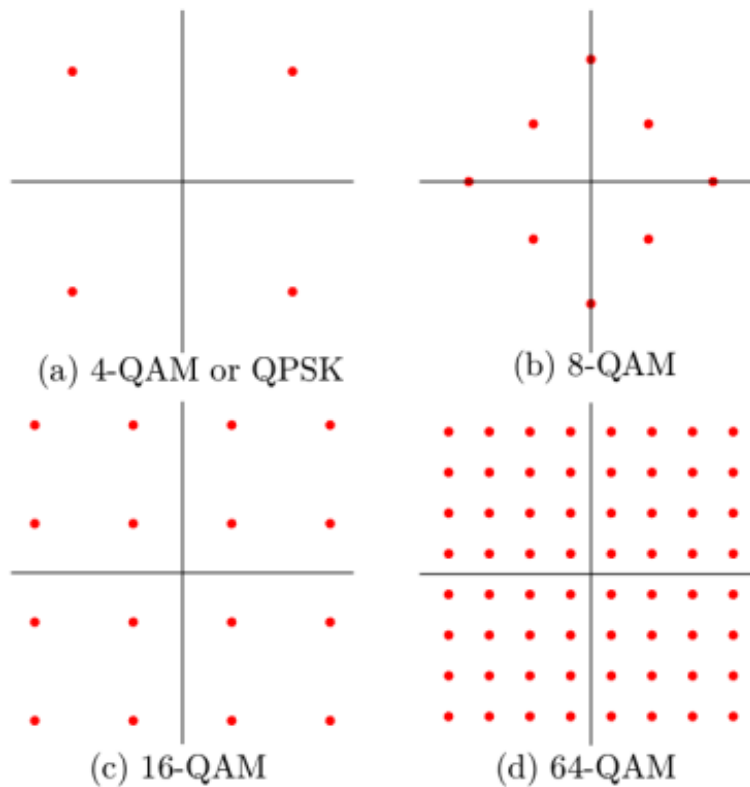


Figure 2.8 Exemple de quelques constellations QAM.

2.2.2 La fibre optique comme canal de transmission

L'énorme succès des systèmes de communication optique repose en grande partie sur les avancées révolutionnaires de la technologie de la fibre optique qui ont commencé en 1950 avec l'ajout d'une couche de gaine mais qui ont réellement déclenché son expansion industrielle grâce à l'importante contribution en 1979 avec la réduction de l'atténuation de la fibre jusqu'à $0,2 \text{ dB/Km}$ [37][26]. L'objectif de cette section est de résumer les principales caractéristiques du câble à fibre optique ainsi que ses principales dégradations linéaires de transmission, en vue de leur implication dans des systèmes cohérents.

2.2.2.1 Caractéristiques principales

La fibre optique est constituée d'un brin cylindrique de silice dans son cœur entouré d'une gaine à indice de réfraction plus faible, de sorte que la réflexion interne totale se produit à l'interface cœur-gaine et que le faisceau lumineux est guidé à l'intérieur de la fibre. Ici, nous considérons le type dans lequel le changement d'indice de réfraction entre le cœur, n_1 , et la gaine, n_2 , se produit de manière brusque (voir Figure 2.9). C'est ce qu'on appelle la fibre à saut d'indice.

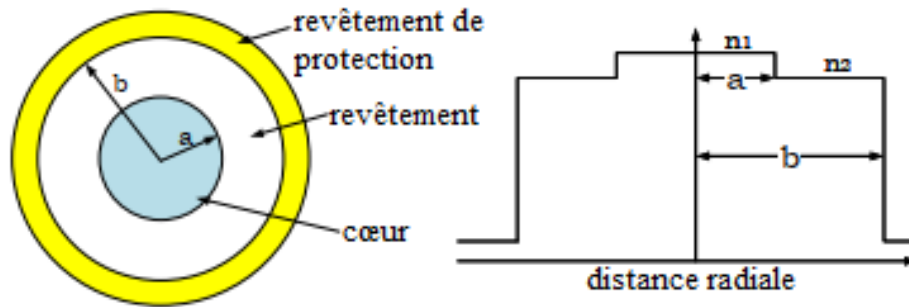


Figure 2.9 Fibre à saut d'indice : vue en coupe des couches physiques (à gauche) et diagramme d'indice de réfraction montrant le saut entre le cœur et la gaine (à droite).

De plus, les indices de réfraction du cœur et de la gaine et le rayon du cœur, a , détermineront également le nombre de modes autorisés dans la fibre, c'est-à-dire le nombre de modes de propagation qui sont des solutions aux équations de Maxwell régissant la propagation des ondes dans le milieu de revêtement de noyau. Dans cette thèse, seule la fibre monomode est considérée, pour laquelle les valeurs typiques sont $\Delta = (n_1 - n_2) / n_1 \sim 3 \times 10^{-3}$ et le rayon dans la plage de $2 - 4 \mu\text{m}$.

2.2.2.2 Limitations par les effets linéaires et non linéaires

Les fibres optiques utilisées pour les communications à longue distances ont conçues pour être monomodes, c'est à dire qu'elles n'ont la capacité de guider qu'un seul et unique mode optique. En obligeant ainsi la lumière à emprunter un seul et même chemin de propagation, on réduit certains effets physiques négatifs causés par le milieu de propagation[38]. Cependant, d'autres effets qui limitent à la fois les distances de propagation mais aussi les débits de transmission sont toujours présent. Ces effets négatifs peuvent être classés en deux groupes: les effets linéaires et les effets non-linéaires.

a- Les effets linéaires

Les effets linéaires regroupent tous les effets n'impliquant pas d'interactions entre les faisceaux (ou signaux) transmis. Le principe de superposition peut donc s'appliquer (l'intensité totale est la somme de l'intensité de chaque faisceau). Les effets linéaires étant directement liés à la distance de propagation, ils sont donc d'autant plus importants que les distances de transmission augmentent. Ils modifient soit la puissance des impulsions (atténuation) soit leur forme (dispersion).

L'Atténuation

Les pertes optiques sont l'une des principales déficiences qui limitent la distance maximale qu'un système peut transmettre afin de répondre à un ensemble donné de spécifications cibles. Pour un coefficient de perte de fibre α , la puissance reçue P_{rx} à l'autre extrémité d'une fibre de longueur L (en mètres) est donnée par [39]:

$$P_{rx} = P_{tx} \exp(-\alpha L) \quad (2.7)$$

où P_{tx} est la puissance injectée dans la fibre. α a des unités de *népers/m*, mais il est courant de faire la conversion suivante en unités de *dB/m*.

$$\alpha = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{rx}}{P_{tx}} \right) \quad (2.8)$$

La perte de fibre dépend de la longueur d'onde, comme on peut l'observer sur la figure 2.10, présentant un minimum à la longueur d'onde de $1,55 \mu\text{m}$ (dans la bande C), où fonctionnent la plupart des systèmes de communication longue distance et qui coïncide avec la fenêtre d'effet de l'erbium amplificateurs à fibre dopée (Erbium-Doped Fiber Amplifier EDFA).

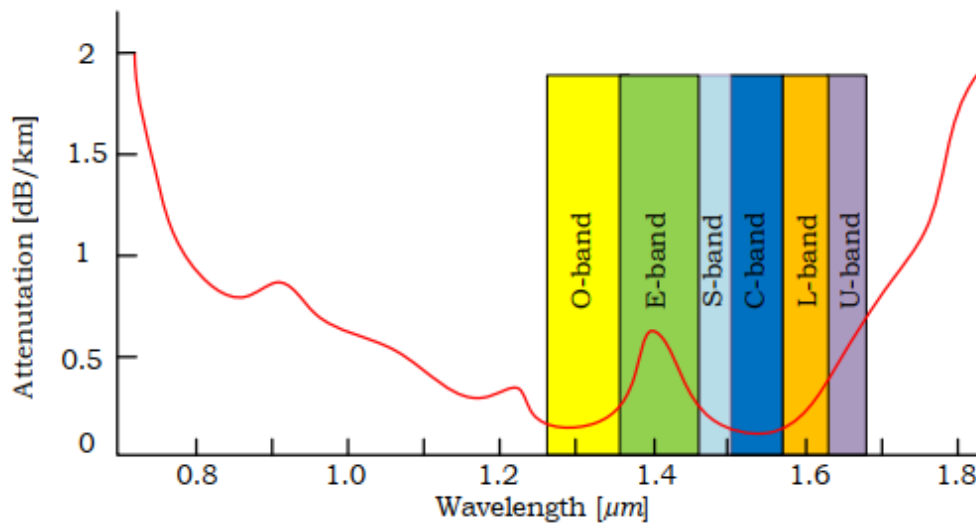


Figure 2.10 Atténuation en dB/km par rapport à la longueur d'onde optique en μm , avec les bandes de fonctionnement standard indiquées

La Dispersion

La dispersion fait référence au phénomène par lequel une impulsion s'élargit lorsqu'elle se déplace le long de la fibre optique. Ainsi, une impulsion optique émise de durée T sera reçue en sortie de fibre avec une largeur $T + \Delta T$.

Selon la taille du cœur de la fibre, il existe deux types de dispersion. Les fibres optiques permettant plus d'un mode (par exemple une fibre multimode) présentent une dispersion intermodale, qui est due à la longueur effective différente que chaque mode doit parcourir à

l'intérieur de la fibre. Si le cœur de la fibre a un indice de réfraction constant, alors ces composantes de mode se déplacent à la même vitesse, ce qui entraîne une différence de temps d'arrivée à la sortie. La dispersion intermodale peut être fortement minimisée en utilisant des fibres à gradient d'indice, un type de fibre plus sophistiqué dans lequel l'indice de réfraction du noyau diminue progressivement et radialement vers l'extérieur à partir du centre. Par conséquent, les rayons lumineux parcourant de plus longues distances le feront plus rapidement, compensant efficacement la dispersion. De plus, la dispersion intermodale peut être complètement éliminée en utilisant la fibre optique monomode[37].

Deux autres types importants de dispersion présents dans les fibres optiques sont la dispersion chromatique (Chromatic Dispersion CD) et la dispersion modale de polarisation (Polarisation Mode Dispersion PMD). D'une part, la dispersion chromatique est la combinaison de deux effets distincts : la dispersion du matériau et du guide d'ondes. La première résulte de la réponse variable à l'échelle atomique de l'interaction entre le diélectrique et le champ électromagnétique du signal, se traduisant par une dépendance en longueur d'onde de l'indice de réfraction vu par le signal ; le second présente également une dépendance en longueur d'onde de la vitesse de propagation du mode, mais indépendamment d'éventuelles variations d'indice de réfraction dans le milieu. D'autre part, la PMD entraîne le déplacement des deux états orthogonaux de polarisation (states of polarisation SOP) à des vitesses différentes en raison d'imperfections, d'asymétrie ou de biréfringence dans le cœur de la fibre (c'est-à-dire la différence d'indice de réfraction vue par ces deux SOP). Pour une description plus détaillée de ces phénomènes. Par conséquent, comme les impulsions optiques contiendront une quantité finie de composantes de fréquence, chacune se déplacera à une vitesse de groupe légèrement différente, v_g , provoquant ce que l'on appelle la dispersion de vitesse de groupe (group velocity dispersion GVD):

$$v_g = \frac{c}{n_g(\omega)} \quad (2.9)$$

où n_g est l'indice de groupe [26]. Pour une impulsion de contenu fréquentiel défini par $\Delta\lambda$ après propagation d'une distance L , la dispersion totale est donnée par :

$$\Delta T = DL\Delta\lambda \quad (2.10)$$

où D est connu comme le paramètre de dispersion et est généralement donné en unités de $ps/(km \cdot nm)$. Il peut être obtenu comme :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.11)$$

Où β_2 est le coefficient GVD et donné par :

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = \frac{d^2\left(\frac{\tilde{n}\omega}{c}\right)}{d\omega^2} \quad (2.12)$$

Dans l'équation (2.12), les effets d'ordre supérieur ont été omis (tels que β_3 , également connu sous le nom de pente de dispersion). Une valeur typique pour fibre optique monomode standard est $D \sim 17 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$. Comme pour l'atténuation, la quantité de dispersion accumulée le long de la liaison de transmission limite la portée et le débit de données. C'est l'une des principales déficiences des liaisons de transmission longue distance de moyenne portée, mais grâce à son effet linéaire, il est relativement facile de compenser.

b- Les effets non-linéaires

Un champ électromagnétique intense se propageant dans un milieu transparent peut interagir avec lui et ainsi en modifier ces propriétés. Ces interactions peuvent en réaction modifier l'onde lumineuse elle-même mais aussi les autres ondes se propageant dans le même milieu. On parle alors d'effets non-linéaires. Ces modifications qui s'accumulent tout au long de la propagation, deviennent très pénalisantes pour les télécommunications sur longue distance. La non-linéarité des fibres provient donc de la dépendance de l'intensité de l'indice de réfraction des fibres.

Dans sa forme la plus simple, l'indice de réfraction peut être écrit comme [37][40] :

$$\tilde{n}(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2|E|^2 \quad (2.13)$$

où $n(\omega)$ est la partie linéaire, $|E|^2$ est l'intensité optique à l'intérieur du fibre et n_2 est le coefficient d'indice non linéaire. L'impact de la non-linéarité augmente à mesure que la puissance optique augmente. Ainsi, il impose une limite supérieure à la puissance de lancement. Généralement, les dégradations non linéaires peuvent être divisées en deux catégories : intra-canaux et inter-canaux. Les dégradations intra-canaux sont l'interaction non linéaire entre le signal et le bruit, et le signal avec lui-même dans un canal. Les dégradations inter-canaux sont l'interaction non linéaire entre les signaux et les bruits provenant de différents canaux, dans cette thèse, nous précisons les effets qui apparaissent dus à la transmission optique dans les systèmes WDM.

- Auto-modulation de phase SPM (Self Phase Modulation)

SPM fait référence au déphasage auto-induit subi par une impulsion optique lors de sa propagation dans les fibres optiques. Le déphasage non linéaire induit est donné par [40]:

$$\phi_{NL}(z, T) = \left(\frac{L_{eff}}{L_{NL}}\right) |u(0, T)|^2 \quad (2.14)$$

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma_0 P_0} \quad (2.15)$$

$$L_{eff} = \frac{[1 - \exp(-\alpha L)]}{\alpha} \quad (2.16)$$

où $u(0, T)$ est l'enveloppe de champ à $z = 0$, γ_0 est le coefficient non linéaire de la fibre, P_0 est la puissance de crête, α est l'atténuation de la fibre et L est la longueur de la fibre. La dépendance temporelle du déphasage non linéaire induit des changements spectraux donnés par[37] :

$$\delta\omega(z, T) = -\frac{\partial}{\partial T} \phi_{NL}(z, T) = -\left(\frac{L_{eff}}{L_{NL}}\right) \frac{\partial}{\partial T} |u(0, T)|^2 \quad (2.17)$$

La dépendance temporelle de $\delta\omega$ est appelé fréquence de chirping. La figure 2.11 montre une impulsion gaussienne à l'entrée du fibre (figure 2.11 (a)) et le chirp de fréquence causé par SPM (figure 2.11 (b)). Comme on peut le voir sur la figure 2.11 (b), $\delta\omega$ est négatif près du bord d'attaque et devient positif près du bord de fuite.

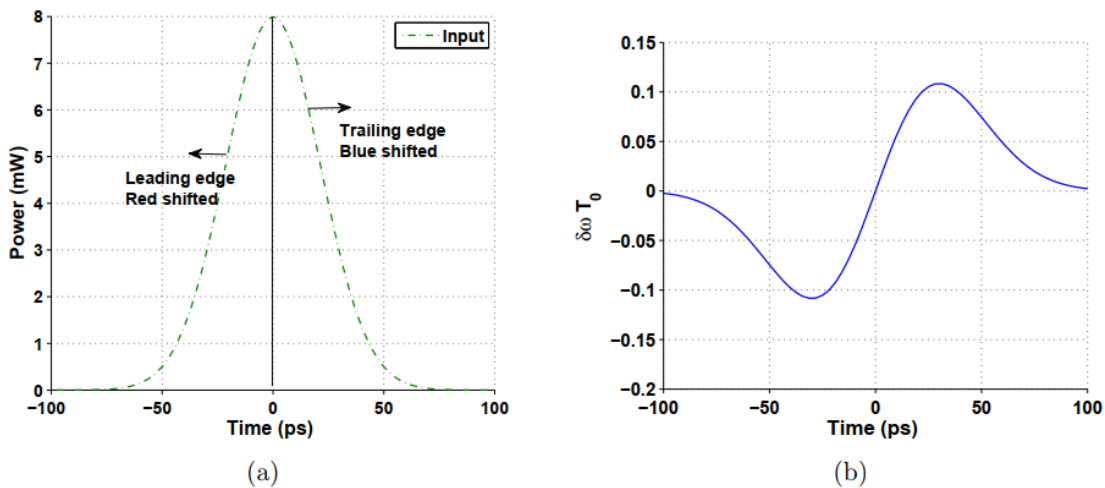


Figure 2.11 (a) Une impulsion gaussienne dans le domaine temporel, et (b) un chirp de fréquence $\delta\omega$ Causé par la non-linéarité de la fibre pour l'impulsion gaussienne.

La figure 2.12 montre l'impulsion d'entrée et de sortie en régime linéaire ($Lin : \gamma_0 = 0 W^{-1}Km^{-1}$) et en régime non linéaire ($Lin + SPM : \gamma_0 = 2.43 W^{-1}Km^{-1}$) pour la dispersion normale et dispersion anormale. Étant donné que les fréquences plus élevées se déplacent plus lentement dans le cas de la dispersion normale. Ainsi, l'impulsion subit un élargissement plus important que dans le cas où la non-linéarité n'est pas présente (figure 2.12 (a)). D'autre part, dans le cas de la dispersion anormale, les fréquences plus élevées se déplacent plus rapidement, ce qui provoque une compression des impulsions par rapport au cas où le SPM est absent (figure 2.12 (b)).[32]

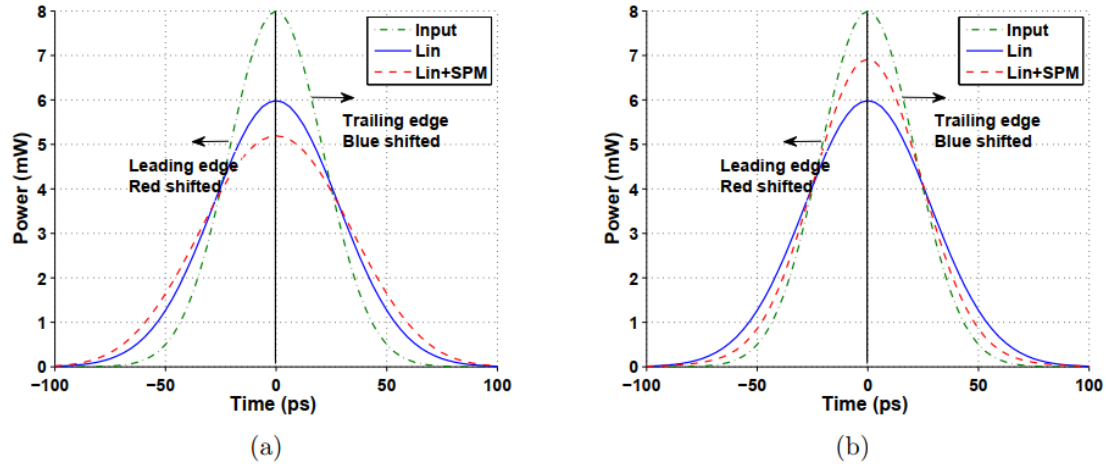


Figure 2.12 Impulsion d'entrée (entrée), sortie en régime linéaire (*Lin*: $\gamma_0 = 0 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$), et sortie en régime non linéaire (*Lin + SPM*: $\gamma_0 = 2.43 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$) pour (a) une dispersion normale $\beta_2 = 10 \text{ ps}^2/\text{Km}$, et (b) une dispersion anormale $\beta_2 = -10 \text{ ps}^2/\text{Km}$. Les paramètres suivants ont été supposés : $P_{peak} = 8 \text{ mW}$, $T_{FWHM} = 50 \text{ ps}$, $distance = 80 \text{ km}$.

- Modulation de phase croisée XPM (Cross-Phase Modulation)

En raison de l'effet non linéaire Kerr, deux impulsions se propageant avec des longueurs d'onde différentes peuvent induire une phase non linéaire l'une sur l'autre. Le changement de fréquence instantané à travers la première impulsion dû à la phase non linéaire XPM induite par la deuxième impulsion est donné par [26], [37] :

$$\delta\omega_1(z, T) = -\gamma_0 \frac{\partial}{\partial T} |u_2(z, T)|^2 \quad (2.18)$$

où $u_2(z, T)$ est l'enveloppe de champ dans le deuxième canal. La figure 2.13 montre deux entrées de canaux WDM. Nous avons lancé une seule impulsion à l'emplacement de symbole 0 dans chaque canal, et initialement les impulsions sont alignées. La figure 2.14 montre le spectre des canaux WDM. Nous supposons que la dispersion anormale ($\beta_2 = -10 \text{ ps}^2/\text{Km} < 0$) et la longueur d'onde centrale du deuxième canal sont inférieures à celles du canal 1 (figure 2.14), donc le canal 2 se propage plus lentement que le canal 1. Notre cadre de référence est fixé à canal 1 et l'impulsion dans le canal 2 se déplace avec la vitesse inverse de $v_w^{-1} = \beta_2 \Omega$ par rapport au canal 1, où Ω est l'espacement entre les canaux. La figure 2.15 montre les canaux à la fin d'une portée $L = 80 \text{ Km}$. Comme on peut le voir, en raison de vitesses de canal différentes, le canal 1 est sorti du canal 2. La séparation des impulsions à la fin de la plage est donnée par[32]:

$$\Delta T = v_w^{-1} L \cong 250 \text{ ps} \quad (2.19)$$

La figure 2.16 montre la forme d'impulsion du canal 1 à la fin de la fibre pour trois cas

différents : (1) Cas linéaire (*Lin*) : $\gamma_0 = 0 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$ qui montre la réponse linéaire du système, (2) le Cas SPM (*Lin + SPM*) : aucune impulsion présente dans le canal 2, et (3) le Cas XPM (*Lin + SPM + XPM*) : les deux canaux sont présents. Étant donné qu'une dispersion anormale a été supposée, en présence de non-linéarité (*Lin + SPM*), la largeur d'impulsion de sortie est plus étroite par rapport au cas linéaire (*Lin*).

Sur la figure 2.16, on peut également voir que lorsque les deux canaux sont présents (*Lin + SPM + XPM*), le centre de l'impulsion s'est déplacé vers la droite. Lorsque le canal rapide (canal 1) s'éloigne, il induit la modulation de phase sur le canal plus lent (canal 2), et vice versa.

Sur la figure 2.13, les impulsions sont initialement alignées et pendant la propagation, le front montant du canal lent chevauche le front descendant du canal rapide. La pente est positive au front montant du canal 2 et donc la fréquence instantanée est négative ou en d'autres termes le canal 1 est décalé vers le rouge. Puisque les composantes décalées vers le rouge se déplacent lentement dans un fibre de dispersion anormale, l'impulsion du canal 1 arrive en retard ou en d'autres termes, il y a un décalage temporel dû à XPM (figure 2.16)[41].

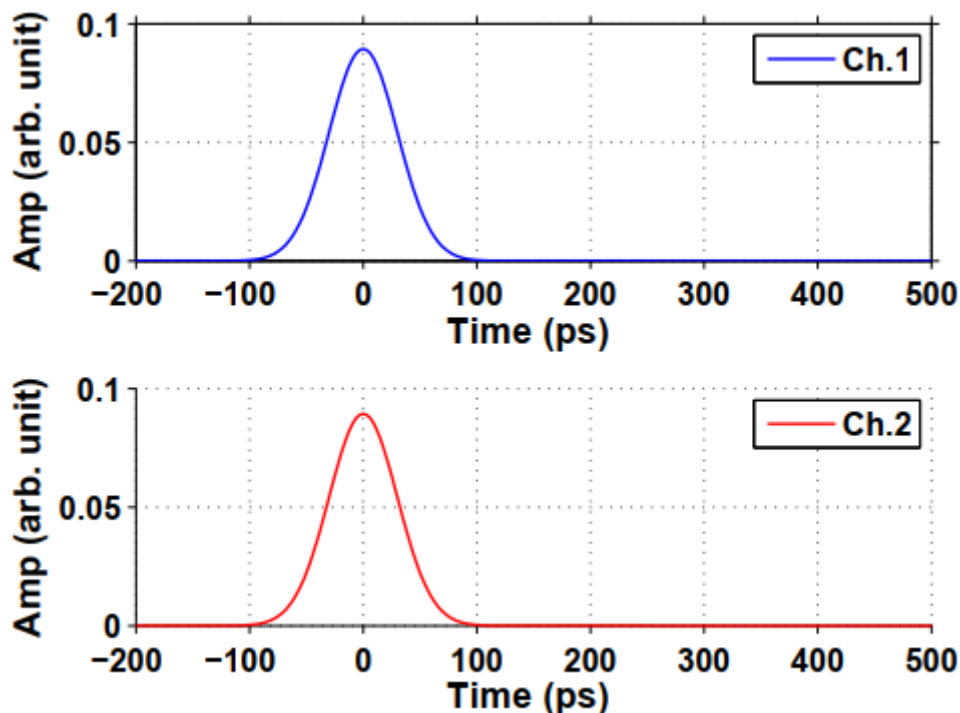


Figure 2.13 Impulsions d'entrée pour les canaux 1 et 2. Les paramètres suivants ont été supposés $P_{peak} = 8 \text{ mW}$, $T_{FWHM} = 50 \text{ ps}$, *espacement des canaux* = 50 GHz, $\beta_2 = -10 \text{ ps}^2/\text{Km}$, $\gamma_0 = 2.43 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$, *perte de fibre* = 0,2 dB/km et *longueur de portée* = 80 Km.

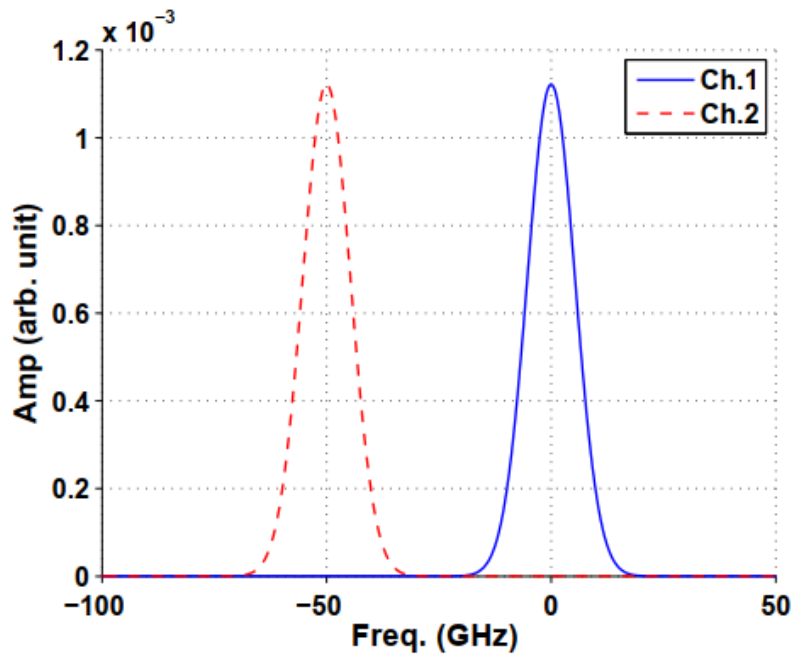


Figure 2.14 Spectre de fréquence des canaux 1 et 2 à l'entrée. Les paramètres sont les mêmes que ceux de la Figure 2.13

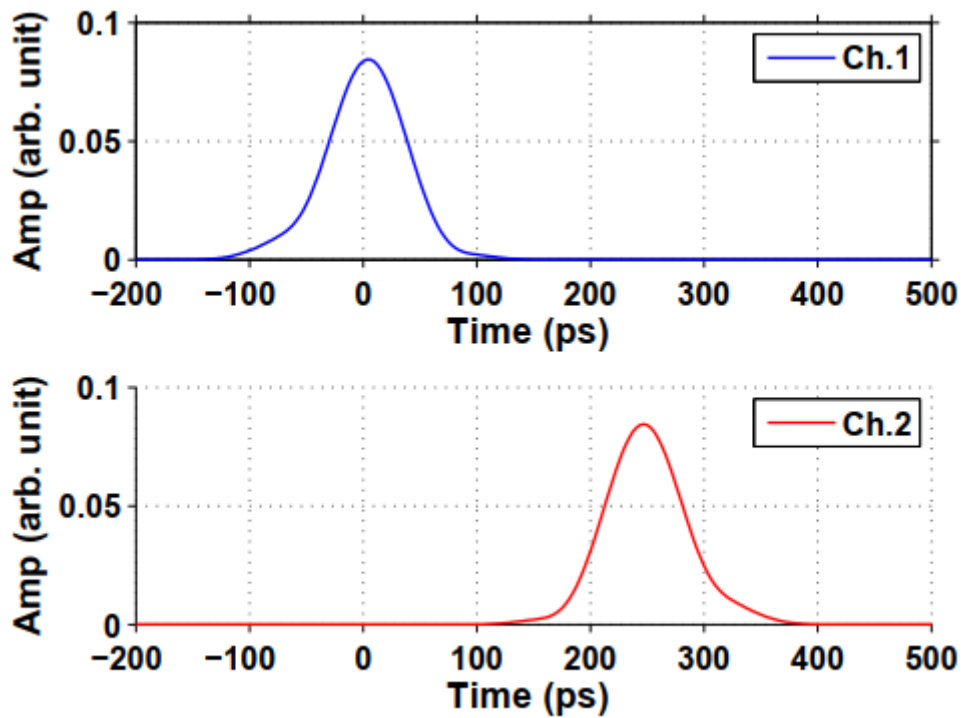


Figure 2.15 Impulsions de sortie pour les canaux 1 et 2. Les paramètres sont identiques à ceux de la Figure. 2.13

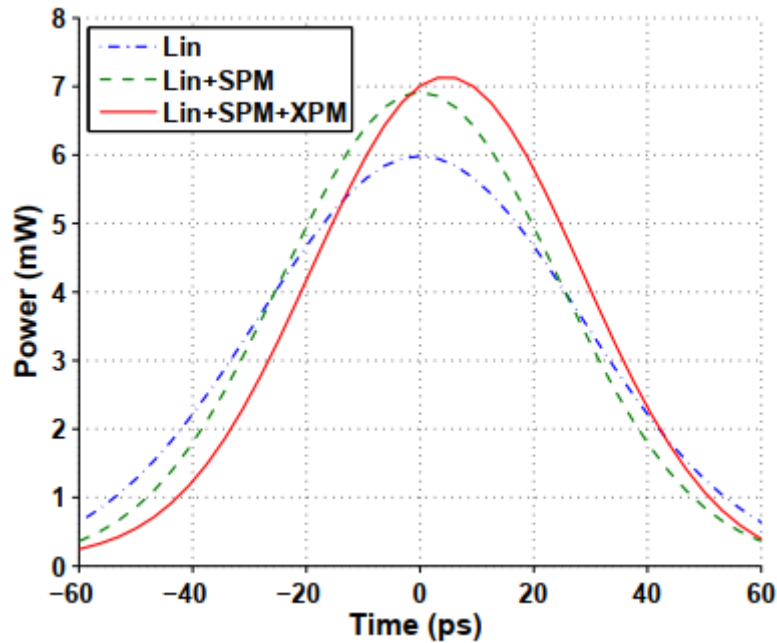


Figure 2.16 Impulsion de sortie du canal 1 lorsque (1) *Lin*: $\gamma_0 = 0 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$, (2) *Lin + SPM* : aucune impulsion présente dans le canal 2, et (3) *Lin + SPM + XPM* : les deux canaux sont présents. Les paramètres sont les mêmes que ceux de la Figure 2.13

- **Mélange à quatre ondes FWM (Four Wave Mixing)**

Le mélange à quatre ondes (FWM) est un phénomène d'intermodulation en optique non linéaire, dans lequel les interactions entre deux ou trois longueurs d'onde produisent deux ou une nouvelle longueur d'onde. Il est similaire au point d'interception de troisième ordre dans les systèmes électriques. Le mélange à quatre ondes peut être comparé à la distorsion d'intermodulation dans les systèmes électriques standards. Il s'agit d'un processus paramétrique non linéaire, en ce sens que l'énergie des photons entrants est conservée [26], [37]. FWM est un processus sensible à la phase, en ce que l'efficacité du processus est fortement affectée par les conditions d'accord de phase.

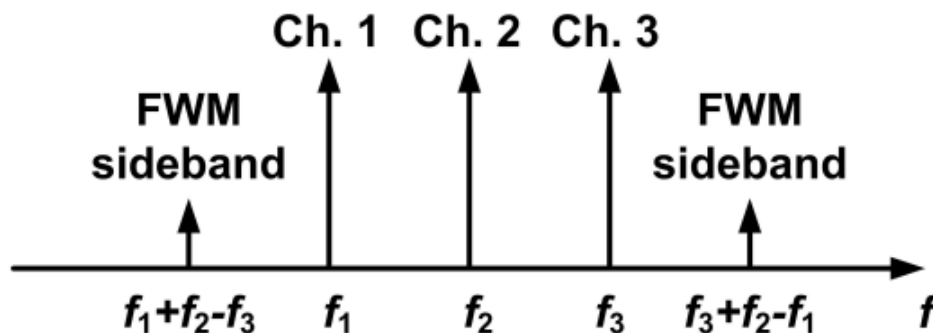


Figure 2.17 Trois canaux WDM et bandes latérales FWM générées.

Lorsque trois ondes $2\pi f_1, 2\pi f_2$ et $2\pi f_3$ interagissent dans un milieu non linéaire, elles donnent naissance à une quatrième onde $2\pi f_4$ qui est formée par la diffusion des photons incidents, produisant le quatrième photon. Compte tenu des entrées $2\pi f_1, 2\pi f_2$ et $2\pi f_3$, le système non linéaire produira :

$$\pm 2\pi f_1 \pm 2\pi f_2 \pm 2\pi f_3 \quad (2.20)$$

A partir de calculs avec les trois signaux d'entrée, on trouve que 12 ondes interférentes sont produites, dont trois se situent sur l'une des ondes entrantes d'origine. Notez que ces trois ondes qui se situent aux ondes entrantes d'origine sont généralement attribuées à la modulation d'auto-phase et à la modulation de phase croisée, et sont naturellement adaptées en phase contrairement à FWM[42].

2.2.3 Multiplexeur et démultiplexeur WDM

Dans les systèmes optiques WDM, plusieurs longueurs d'onde sont utilisées pour transporter des signaux optiques à large bande; par conséquent, le filtrage, le multiplexage et le démultiplexage précis de ces canaux optiques sont des tâches très importantes. Semblable aux filtres RF, la spécification d'un filtre optique comprend la bande passante, la planéité de la bande passante, le taux de rejet de la bande d'arrêt, la pente de transition de la bande passante à la bande d'arrêt et la distorsion de phase. Les filtres optiques simples basés sur les configurations Mach-Zehnder, Michelson et Fabry-Perot sont trop simples pour fournir les fonctions de transfert souhaitées pour de nombreuses applications.

Parmi les types de MUX/ DEMUX, on trouve le réseau de guides d'ondes en réseau (arrayed waveguide grating AWG) qui est une configuration pour créer des coupleurs MUX, DEMUX et add/drop.

L'AWG est basé sur la technologie (Planar Lightwave Circuit PLC), dans laquelle les interférences par trajets multiples sont utilisées via plusieurs lignes à retard de guides d'ondes. Le PLC est une technologie d'optique intégrée qui utilise la photolithographie et la gravure ; des configurations de circuits optiques très complexes peuvent être réalisées avec une précision inférieure au micromètre. WDM MUX et DEMUX avec un très grand nombre de canaux ont été démontrés par AWG.

- Réseau de guides d'ondes en réseau (arrayed waveguide grating AWG) :

La sélectivité en longueur d'onde d'un AWG est basée sur l'interférence optique par trajets multiples. Contrairement aux réseaux de transmission ou de réflexion ou aux filtres à

couches minces, un AWG est composé de guides d'ondes intégrés déposés sur un substrat planaire. Comme le montre la figure 2.18, la conception de base d'un AWG se compose de guides d'ondes d'entrée et de sortie, de deux coupleurs en étoile et d'un réseau de guides d'ondes reliant les deux coupleurs en étoile. Dans le réseau, chaque guide d'ondes a une longueur optique légèrement différente et, par conséquent, des interférences se produisent lorsque les signaux se combinent à la sortie. La condition d'interférence dépendant de la longueur d'onde dépend également de la conception des coupleurs en étoile. Pour le deuxième coupleur en étoile, comme détaillé sur la figure 2.19, les guides d'onde d'entrée et de sortie sont positionnés sur les côtés opposés d'une sphère de Roland avec un rayon de $L_f/2$, où L_f est la longueur focale de la sphère. Dans une opération AWG, le signal optique est d'abord distribué dans tous les guides d'ondes en réseau par le coupleur en étoile d'entrée, puis au coupleur en étoile de sortie, chaque composante de longueur d'onde du champ optique émergeant du réseau de guides d'ondes est additionnée de manière constructive à l'entrée de un guide d'onde de sortie approprié. La condition de phase de cette interférence constructive est déterminée par l'équation suivante[2], [26] :

$$n_c \Delta L + n_s \sin \theta = m \lambda \quad (2.21)$$

où $\theta = kb/L_f$ sont les angles de diffraction dans le coupleur en étoile de sortie, b est la séparation entre les guides d'ondes de sortie adjacents, k indique le numéro de guide d'ondes de sortie particulier, ΔL est la différence de longueur entre deux guides d'ondes adjacents dans le réseau de guides d'ondes, n_s et n_c sont les indices de réfraction effectifs dans le coupleur en étoile et les guides d'ondes, m est l'ordre de diffraction du réseau et est un nombre entier, et λ est la longueur d'onde.

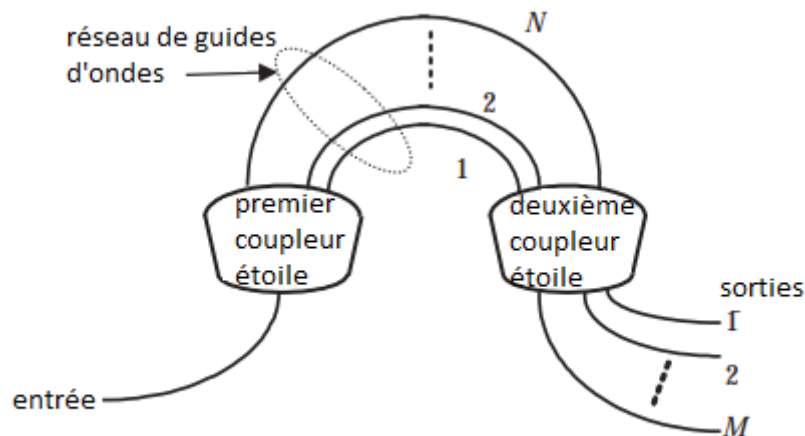


Figure 2.18 Illustration d'une structure guide-réseau en réseau

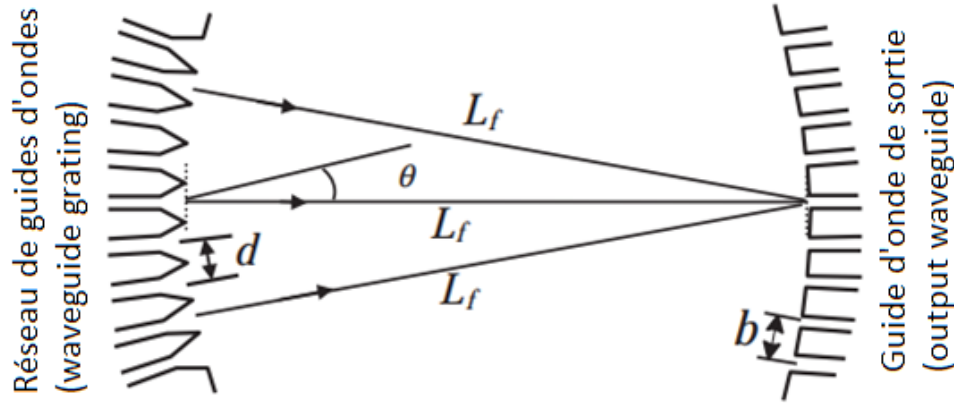


Figure 2.19 Configuration du coupleur en étoile utilisé dans AWG

En raison de la configuration concentrique du coupleur en étoile, la longueur du trajet entre l'extrémité de chaque guide d'ondes de réseau et le guide d'ondes de sortie central est la même, et donc la condition d'une interférence constructive au guide d'ondes de sortie central ($\theta = 0$) à la longueur d'onde λ_0 est déterminée uniquement par la longueur différentielle ΔL du réseau de guides d'ondes :

$$\lambda_0 = \frac{n_c \Delta L}{m} \quad (2.22)$$

La longueur d'onde d'interférence constructive dépend de la position angulaire du guide d'onde de sortie, qui est considérée comme une dispersion angulaire du coupleur en étoile. basé sur (2.21), cette dispersion angulaire est :

$$\frac{d\lambda}{d\theta} = -\frac{n_s d}{m} \cos\theta \quad (2.23)$$

Lorsque d est une constante, la dispersion est légèrement inférieure pour les guides d'ondes plus éloignés du centre. Sur la base de cette expression, la séparation de la longueur d'onde d'interférence constructive entre les guides d'ondes de sortie adjacents peut être trouvée comme :

$$\Delta\lambda = \frac{b}{L_f} \left(\frac{d\lambda}{d\theta} \right) = \frac{b n_s d}{L_f m} \cos\theta \quad (2.24)$$

Dans la conception de l'AWG, ΔL est généralement une constante qui détermine la longueur d'onde centrale λ_0 à travers (2.22), et donc, $m = n_c \Delta L / \lambda_0$. Également basée sur l'approximation aux petits angles ($\theta \approx 0$), l'équation précédente peut être simplifiée comme :

$$\Delta\lambda = \frac{b n_s d}{L_f n_c \Delta L} \lambda_0 \quad (2.25)$$

Notez que la longueur d'onde centrale λ_0 montrée dans (2.22) dépend de l'ordre du réseau m . La différence de longueur d'onde entre les ordres de réseau successifs est connue sous le nom

de FSR. Dans AWG, le FSR peut être trouvé à partir de l'équation (2.22) comme :

$$\Delta\lambda_{FSR} = \frac{\lambda_0^2}{n_c \Delta L} \quad (2.26)$$

Le nombre maximal de canaux de longueur d'onde qu'un AWG peut prendre en charge dans un FSR peut être déterminé par :

$$N_{max} = \frac{\Delta\lambda_{FSR}}{\Delta\lambda} = \frac{L_f \lambda_0}{bn_s d} \quad (2.27)$$

N_{max} peut être augmenté en augmentant le rayon de la sphère de Roland et en diminuant la séparation des guides d'ondes entre les guides d'ondes des côtés entrée et sortie. Étant donné que l'AWG est basé sur l'interférence multifaisceaux, la résolution spectrale est principalement déterminée par le nombre de guides d'ondes dans le réseau de guides d'ondes entre les deux coupleurs en étoile. Un plus grand nombre de guides d'ondes fournira une meilleure résolution spectrale.

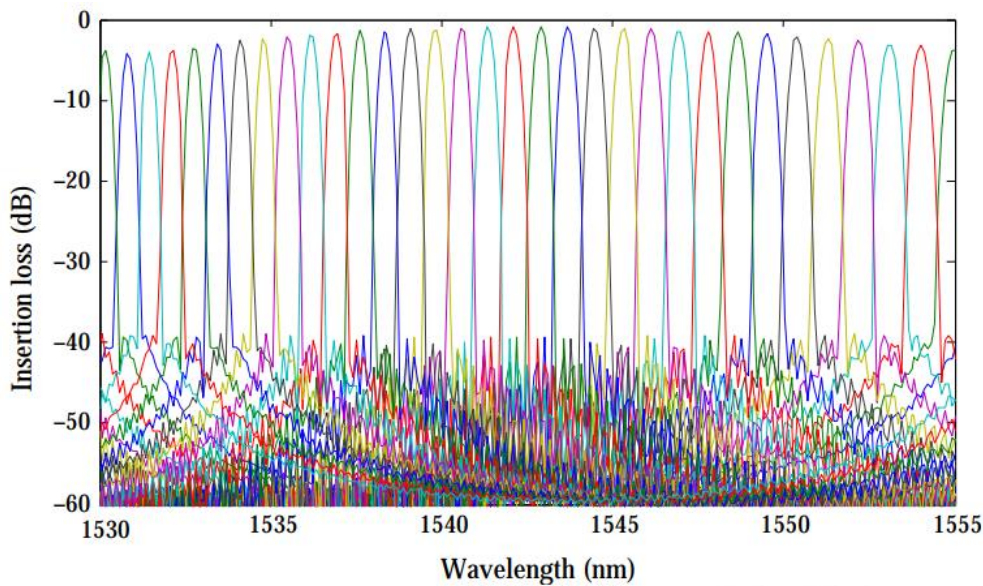


Figure 2.20 Fonction de transfert d'un AWG avec 32 canaux de longueur d'onde

À titre d'exemple, la figure 2.20 montre le spectre de perte d'insertion calculé d'un AWG à 32 canaux, dans lequel 100 guides d'ondes à réseau sont utilisés entre les deux coupleurs en étoile[26]. Dans cet exemple, la bande passante de chaque canal a une fonction de transfert de forme gaussienne. Avec une conception avancée, une fonction de transfert à plat peut également être conçue, qui est disponible dans le marché.

2.2.4 Récepteurs optiques

Le but d'un récepteur optique est de collecter la lumière qui arrive de la sortie de la fibre, de la convertir dans le domaine électrique et d'extraire les informations véhiculées par le signal.

Il existe deux schémas principaux dans lesquels les récepteurs peuvent être classés : la détection directe et la détection cohérente. Alors que la première a été historiquement la solution dominante dans l'industrie, la seconde est aujourd'hui considérée par les opérateurs comme une solution incontournable dans les systèmes modernes à haut débit, non seulement dans les réseaux longue distance et métropolitains, mais aussi dans les réseaux d'accès à courte portée. Les deux approches seront passées en revue dans les sections suivantes.

2.2.4.1 Détection directe

La forme la plus simple de communication optique est donnée par un signal modulé en intensité au niveau de l'émetteur et une détection directe au niveau du récepteur. Ce schéma est abrégé en IMDD. Le récepteur consiste essentiellement en une photodiode qui récupère l'enveloppe du signal entrant, là où l'information a été modulée. Dans un tel scénario, les bits numériques sont codés sous forme de valeurs d'intensité optique faibles (« 0 ») ou élevées (« 1 ») à une fréquence de modulation de plusieurs ordres de grandeur inférieure à la fréquence porteuse optique. La photodiode est parfois appelée détecteur quadratique car le courant électrique généré, I_{pd} , dépend linéairement du carré du champ électrique incident, c'est-à-dire[34][35] :

$$I_{pd} = R|E_{in}|^2 \quad (2.28)$$

où R est la sensibilité de la photodiode, obtenue comme :

$$R = \eta \frac{q}{hf_{in}} \quad (2.29)$$

en unités d'ampère par watt, où q est la charge d'un électron, η est le rendement quantique, h est la constante de Planck et f_{in} est la fréquence optique de la lumière incidente. Une interprétation de l'équation (2.29) est qu'elle nous dit combien d'électrons q sont générés par photon incident (chacun avec une énergie hf_{in}), tous étant réduits d'un facteur qui mesure la "qualité" du dispositif (normalement $0 < \eta < 1$). La sensibilité dépend fortement de la longueur d'onde incidente, mais les valeurs typiques pour les appareils fonctionnant autour de 1550 nm sont d'environ 0,5 à 0,6 A/W. La figure 2.21 montre un schéma fonctionnel de base

d'une liaison de détection directe à modulation d'intensité où, au niveau de l'émetteur, le té de polarisation permet d'ajouter un courant de polarisation continu et le signal RF modulant, tandis qu'au niveau du récepteur, la puissance incidente peut être ajustée avec un atténuateur optique variable (variable optical attenuator VOA)[26], [28], [34].

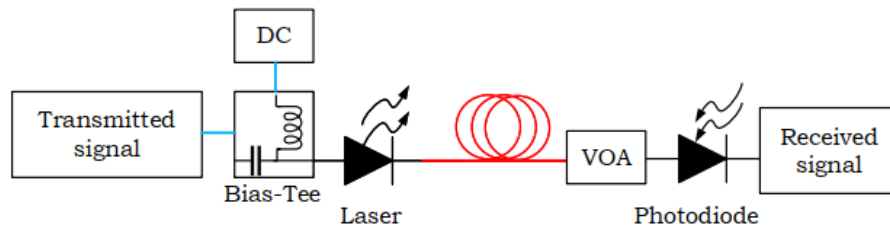


Figure 2.21 Schéma fonctionnel de base de l'approche de détection directe à modulation d'intensité (IMDD).

2.2.4.2 Détection cohérente

Comme beaucoup d'autres techniques utilisées dans les systèmes optiques, la détection cohérente [43], [44] est une technique empruntée au domaine des communications électroniques, et dont le principe fondamental est le fait que combiner ou battre (battement) un signal optique entrant avec un signal de référence généré entraîne localement une version convertie à la baisse du signal entrant. Contrairement aux systèmes IMDD, la détection cohérente permet de récupérer les informations de phase et d'amplitude du signal modulé, car le signal entrant est d'abord divisé en deux, puis chaque partie est multipliée par les composantes en phase et en quadrature du signal de référence, respectivement.

Un récepteur optique cohérent se compose principalement du battement optique qui s'est produit, et du bloc de conversion opto-électronique produisant l'ensemble des signaux RF électriques.

Depuis le milieu des années 2000 jusqu'à aujourd'hui, il est devenu extrêmement populaire d'exploiter la puissance du traitement numérique du signal (Digital signal processing DSP) sur les signaux détectés de manière cohérente, permettant une atténuation peu coûteuse et fiable des dégradations de transmission telles que la dispersion chromatique, PMD etc. [45]. Dans ce qui suit, l'architecture du système cohérent optique est brièvement discutée avec l'étage de conversion optoélectronique.

- Système de réception optique

Il s'agit du premier bloc d'un récepteur optique cohérent qui est composé d'éléments passifs entièrement optiques tels que des répartiteurs de puissance, des coupleurs, etc. Le nombre et la configuration de ceux-ci dépendent du type spécifique de récepteur, à savoir : s'il présente une polarisation- et/ou diversité de phase, détection simple ou équilibrée, etc.

La figure 2.22 montre le schéma d'un récepteur cohérent à diversité de phase et de polarisation, cependant, pour le reste de cette thèse, seule la partie pour une polarisation sera abordée, puisque les aspects qui seront discutés sont également et indépendamment applicables aux deux polarisations.

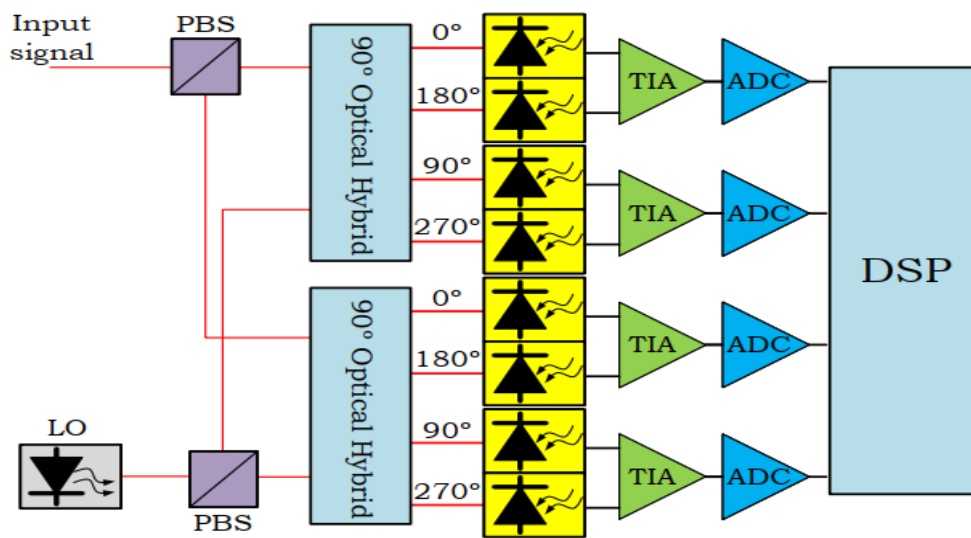


Figure 2.22 Schéma d'un récepteur optique cohérent à diversité de phase et de polarisation. PBS : séparateur de faisceau à polarisation, LO : oscillateur local, TIA : amplificateur trans-impédance, ADC : convertisseur analogique-numérique, DSP : traitement numérique du signal

Il y a deux entrées optiques pour le signal et l'oscillateur local (local oscillator LO), dont les champs électriques peuvent être exprimés comme [26], [43]:

$$E_{in} = \sqrt{P_{in}(t)} \exp(2\pi f_{in}t + \theta_{in}(t)) \quad (2.30)$$

$$E_{LO} = \sqrt{P_{LO}(t)} \exp(2\pi f_{LO}t + \theta_{LO}(t)) \quad (2.31)$$

où $P_{in}(t)$ et $P_{LO}(t)$ sont la puissance optique, f_{in} et f_{LO} les fréquences centrales de la porteuse, et $\theta_{in}(t)$ et $\theta_{LO}(t)$ la phase des signaux entrant et LO, respectivement. Ces deux signaux sont introduits dans un hybride optique qui contient deux coupleurs 2×2 avec une atténuation de -3 dB. Ces coupleurs reçoivent la moitié des deux signaux sur ses sorties, à la différence près que pour l'un d'eux le signal LO a été préalablement décalé de 90° . Chaque coupleur

ajoute un décalage de 180° à l'une ou l'autre de ses branches, donnant l'ensemble des photocourants générés :

$$i_{I\pm}(t) = \frac{R}{2} \left[P_{in}(t) + P_{LO}(t) \pm 2\sqrt{P_{in}(t)P_{LO}(t)} \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\theta(t)) \right] \quad (2.32)$$

$$i_{Q\pm}(t) = \frac{R}{2} \left[P_{in}(t) + P_{LO}(t) \pm 2\sqrt{P_{in}(t)P_{LO}(t)} \sin(2\pi f_{IF}t + \Delta\theta(t)) \right] \quad (2.33)$$

Où $f_{IF} = f_{in} - f_{LO}$ et $\Delta\theta(t) = \theta_{in}(t) - \theta_{LO}(t)$ (IF (intermediate frequency) signifie fréquence intermédiaire). Notez que les sorties décalées de 180° apportent l'avantage de l'annulation de la composante contenue lorsque ces photocourants sont générés par deux paires de photodiodes équilibrées et alimentés vers des amplificateurs de transimpédance (transimpedance amplifiers TIA) dans une configuration de soustraction, de sorte que :

$$v_I(t) = K(i_{I+}(t) - i_{I-}(t)) = 2KR\sqrt{P_{in}(t)P_{LO}(t)} \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\theta(t)) \quad (2.34)$$

$$v_Q(t) = K(i_{Q+}(t) - i_{Q-}(t)) = 2KR\sqrt{P_{in}(t)P_{LO}(t)} \sin(2\pi f_{IF}t + \Delta\theta(t)) \quad (2.35)$$

Où K est le gain tension-courant des TIA (et ici, il est supposé être le même pour les deux branches, I et Q). Le DSP est généralement utilisé avec les convertisseurs analogique-numérique, son rôle est principalement de compenser numériquement les dégradations du canal telles que la dispersion chromatique, la dispersion du mode de polarisation (PMD) [43], et tous les bruits de phase en utilisant des égaliseurs adaptatifs en supprimant le taux de rotation de la constellation à l'aide de filtres à réponse impulsionnelle finie. (voir Annexe -A-)

2.3 Conclusion

Les avantages de la fibre optique en tant que support de transmission (grande bande passante, faibles pertes de propagation, immunité aux ondes électromagnétiques, possibilité de multiplexage...) justifient l'important développement des systèmes de transmission optiques durant la dernière décennie.

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description complète de chaque élément constitutif d'une liaison multiplexée par fibre optique. Des composants tels que le laser à rétroaction distribué (DFB), le mux-démux AWG, le modulateur MZM et les DSP sont les principaux éléments utilisés dans les systèmes multiplexés.

Les techniques de modulation optique aussi ont été bien décrites, ainsi que le principe de la détection cohérente. Nous allons exposer, dans les chapitres suivants la méthode de modélisation permettant l'étude détaillée des performances du système proposé.

Chapitre -3-

Etude des Performances du Système ODSB-SC-RoF- WDM

3.1 Introduction

La croissance accélérée de la demande de services sans fil à haut débit par les utilisateurs et la limitation de la bande passante ont naturellement conduit au passage à la bande millimétrique V centrée autour de 60 GHz, offrant une bande passante très large à très haut débit. Par conséquent, l'utilisation d'une liaison par fibre optique pour distribuer le signal sans fil à 60 GHz et étendre la couverture sur l'ensemble de la maison/du bâtiment est la technique la plus efficace pour répondre à la demande des réseaux multiservices de communication à haut débit.

Ainsi l'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de transmission dans les systèmes RoF (Radio over Fiber), leurs architectures et les techniques de multiplexage utilisé. Nous présentons par la suite les résultats de simulations obtenus de notre système développé destiné aux réseaux multiservices en termes de performances de très haut débit.

3.2 Présentation générale de la technologie RoF

La radio sur fibre (RoF) est dédiée à la transmission optique des signaux micro-ondes. En conséquence, le lien RoF exploite l'efficacité de la fibre optique pour distribuer des

signaux radio aux points d'accès sans fil qui offrent l'avantage de la mobilité [46].

3.2.1 Structure architecture et concept de base

La figure 3.1 montre la structure générale d'une liaison radio-sur fibre. Elle est constituée d'un émetteur-récepteur optique situé au bureau central prenant une alimentation à partir de la sortie du nœud radio. Dans le sens aval (bureau central vers la station de base), le signal radio - qui peut déjà être à la radiofréquence finale (radiofrequency RF) pour la transmission, ou peut-être à une fréquence intermédiaire inférieure (intermediate frequency IF) pour la conversion ascendante sur le site de l'antenne - est modulé sur une porteuse d'ondes lumineuses par un convertisseur optique-électrique. L'émetteur-récepteur optique peut prendre un certain nombre de formes différentes[5][47].

Dans la variété la plus simple, il peut s'agir d'un laser à modulation directe tel qu'un laser à rétroaction distribuée (DFB), un laser Fabry – Perot (FP) ou un laser à émission de surface à cavité verticale (VCSEL), ou il peut utiliser un modulateur externe. Une fois converti dans le domaine optique, le signal radio est ensuite transporté à travers un réseau optique jusqu'au RRU situé sur le site cellulaire. À ce stade, le signal est récupéré du support optique (généralement avec une photodiode) et amplifié (si nécessaire), prêt pour la transmission sans fil. Les pertes dans la fibre optique sont nettement inférieures à celles d'un câble coaxial, bien que, selon la conception, le processus de conversion électrique-optique-électrique puisse introduire des pertes dans la liaison.

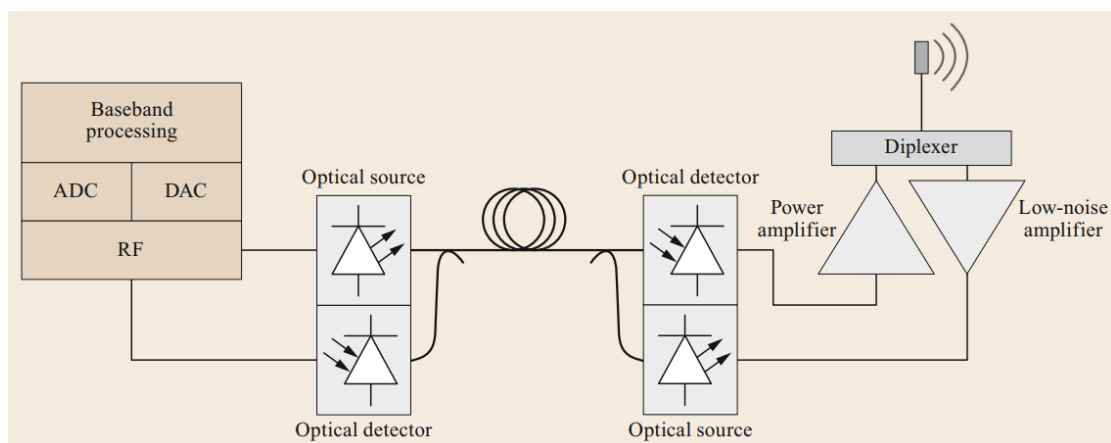


Figure 3.1 Configuration générale radio sur fibre (RoF)

Le chemin de retour est identique en termes de modulation sur une porteuse optique, de transport et de récupération, bien que, comme la RF d'entrée est généralement

considérablement plus faible, cette direction de liaison est généralement beaucoup plus difficile du point de vue de la conception du circuit.

3.2.2 Bandes de fréquence et applications du système RoF

Le tableau 3.1 présente un aperçu des normes radio les plus courantes requises aujourd'hui. Il est important de se rappeler que, dans la plupart des cas, le système RoF a peu de possibilités d'interagir ou d'influencer la norme de quelque manière que ce soit. Les normes radio sont généralement déterminées sans considérer si des réseaux de distribution optiques du type proposé ici sont utilisés dans la liaison, de sorte que toute liaison optique doit prendre en charge la norme exactement telle qu'elle est définie. En effet, ce qui est requis est un transport transparent du signal radio, idéalement sans conférer aucune (ou, au mieux, des quantités exceptionnellement faibles) de perte, de distorsion ou de retard.

3.3 Radio-sur-Fibre RoF pour les réseaux multiservices

Tous les fournisseurs de services Internet sont impatients de fournir des services de données et de vidéo à large bande via des nœuds optiques aussi proches que possible des utilisateurs afin de maximiser la bande passante de communication. Pour les réseaux d'accès, qui sont déployés dans les derniers kilomètres ou les derniers mètres à proximité des consommateurs, il est courant de développer des réseaux d'accès à haut débit intégrés aux services sans fil. Du « Groupe spécial mobile » (Global System for Mobile GSM) 2.5G/3G à l'ancienne aux technologies modernes, telles que l'évolution à long terme (Long-Term Evolution LTE), le WiMAX ou le Wi-Fi, le taux de transmission sans fil a augmenté de quelques kilobits par seconde (Kb/s) à un gigabit par seconde (Gb/s), mais le débit le plus élevé de ces bandes hyperfréquences est limité par leur bande passante disponible de quelques dizaines de MHz. Cependant, il existe une multitude d'applications multimédias nécessitant une transmission sans fil, et leurs débits de données requis sont supérieurs à des centaines de mégabits par seconde. Par exemple, le téléviseur HD HDTV 1080i non compressé nécessite un taux de transfert de 1.485 Gb/s tandis que le HDTV 1080p nécessite 2.97 Gb/s [5]. De toute évidence, les services sans fil existants ne peuvent pas prendre en charge ces applications à très haut débit (very-high-throughput VHT), et une nouvelle technologie sans fil devrait être développée pour répondre aux demandes futures.

Tableau 3.1 Résumé des formats de modulation sans fil actuels

Standard	Formats de modulation	Débit binaire (max.)	Fréquences approx/typique
GSM [48]	GMSK	14,4 Kb/s (GSM),	900, 1800, 1900MHz
UMTS (3G) [49]	CDMA, HPSK (UL), QPSK (DL)	171,2 Kb/s (GPRS)	1.8–2.2 GHz, 800-900 MHz
802.11b [50] (WiFi)	Porteuse unique BPSK, QPSK, 16QAM, ou 64QAM	384 Kb/s	2.4 GHz
802.11 a/g (WiFi) [51], [52]	52- Porteuses OFDM, BPSK, QPSK, 16QAM, ou 64QAM	11 Mb/s	5 GHz/2.4 GHz
802.11n (WiFi) [53]	52- Porteuses OFDM avec MIMO	54 Mb/s	5 GHz et/ou 2.4 GHz
IEEE 802.15.3c [54]	Porteuse unique (BPSK, MSK, QPSK, 8PSK, 16- QAM) ou OFDM (QPSK, 16-QAM, 64- QAM)	< 300 Mb/s	60 GHz
LTE (Long-Term Evolution) [55]	Liaison descendante à accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (OFDMA), liaison montante à accès multiple dans le domaine fréquentiel à porteuse unique (SC-FDMA)	5,28 Gb/s (porteuse unique) 5,775 Gb/s (HIS OFDM), 3,8 Gb/s (AV OFDM)	Plusieurs
802.11ad/WiGig[56]	Porteuse unique ou OFDM	Jusqu'à 1 Gb/s en liaison descendante et 500 Mb/s en liaison montante	60 GHz
5G 3GPP[57][58]	Inconnu, bien que les candidats incluent GFDM, FBMCet UFMC	> 10 Gb/s	33-42 GHz et 44-49.9 GHz

La bande V (57 – 66 GHz) a attiré beaucoup d'attention et a été considérée comme l'opérateur le plus prometteur dans les réseaux sans fil de nouvelle génération en raison de sa bande passante sans licence la plus large parmi tous les canaux sans fil. La grande absorption de l'atmosphère limite les applications de 60 GHz mmW pour la transmission longue distance. Néanmoins, les bandes de 60 GHz présentent encore un grand potentiel pour la transmission en intérieur et à courte portée[47].

3.3.1 Systèmes Radio sur fibre

Dans la liaison optique la plus élémentaire, une diode laser est polarisée dans la région linéaire de ses caractéristiques de transfert, puis directement modulée par le signal RF à transporter. Ce laser est ensuite directement couplé dans une fibre optique pour une transmission sur une certaine distance. À l'extrémité réceptrice, la lumière est détectée à l'aide d'une photodiode polarisée qui la reconvertit en une forme électrique.

3.3.1.1 Signaux microondes sur fibres optiques

Pour les fréquences < 10 GHz, la modulation directe est généralement utilisée (bien que certains lasers modulés directement existent au-dessus [59]). Au-dessus de cette fréquence, et si des niveaux élevés de linéarité sont nécessaires, des modulateurs externes basés sur des effets électro-optiques (tels que le modulateur Mach-Zehnder) ou des modulateurs basés sur l'électroabsorption sont préférés ou requis, comme le montre la figure 3.2. Ces modulateurs offrent des performances de liaison supérieures, mais au prix d'un coût et d'une taille supplémentaires.

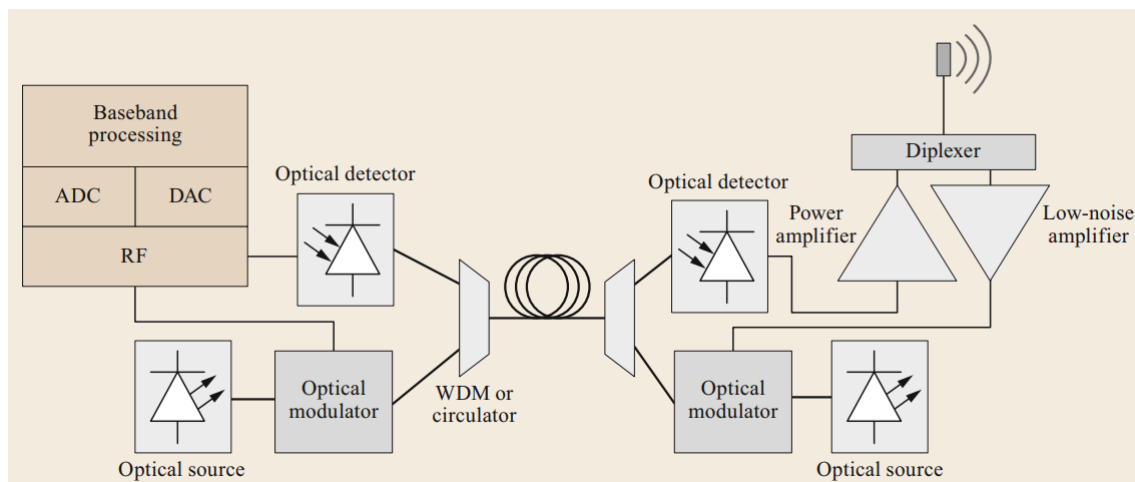


Figure 3.2 Exemple d'une liaison fibre analogique modulée en externe

Sur la figure 3.2, en suivant le signal dans le sens aval (du central téléphonique à l'antenne),

nous voyons que la majorité du traitement électronique, c'est-à-dire le traitement en bande de base (framing, etc.) et le numérique-analogique conversion - avoir lieu à ce bureau central. Le signal est ensuite converti à la radiofréquence requise dans la section marquée RF. Dans certains cas, une fréquence intermédiaire (IF) peut être transportée ; Cela réduit l'exigence de fréquence des composants optiques et de la liaison, mais introduit une exigence pour une conversion ascendante supplémentaire au niveau de la station de base. Comme nous le verrons plus tard, ce compromis peut être intéressant à très hautes fréquences. Le signal électrique est envoyé, éventuellement via un amplificateur ou un circuit pilote, à un modulateur optique. Contrairement à la modulation numérique, le signal étant analogique et bipolaire, le modulateur optique est généralement polarisé à son point de quadrature (c'est-à-dire au milieu de sa fonction de transfert). Le variateur devra être ajusté de manière à ce que les excursions maximales du signal restent dans la région linéaire de la fonction de transfert. Le modulateur transmet le signal RF à une source laser à onde continue (continuous-wave CW), et le signal est ensuite couplé dans la fibre optique via un coupleur sélectif en longueur d'onde ou un circulateur. Typiquement, cette longueur d'onde aval est choisie différente de la longueur d'onde amont pour former une paire duplex à répartition en longueur d'onde, évitant ainsi la diaphonie entre l'amont et l'aval si des réflexions sont présentes dans la liaison. A l'extrémité de la liaison, toujours à l'aide d'un coupleur sélectif en longueur d'onde ou d'un circulateur, le signal est délivré à une photodiode d'une largeur de bande suffisante pour s'adapter à la fréquence de modulation RF. À ce stade, le seul traitement requis est l'amplification de puissance (power amplification PA) avant que le signal RF ne soit envoyé, via un diplexeur, à l'antenne pour transmission[47].

Dans le sens inverse (amont), le signal collecté à partir de l'antenne est d'abord amplifié à l'aide d'un amplificateur à faible bruit (lownoise amplifier LNA) avant d'être transmis à un modulateur optique similaire à celui utilisé dans le sens aval. Les principales différences par rapport à la direction aval sont la longueur d'onde de fonctionnement, comme expliqué ci-dessus, et le fait que la puissance d'entraînement RF reçue de l'antenne est considérablement inférieure à celle produite par l'équipement RF du central (qui pilote la liaison dans la direction opposée). Cela crée généralement l'exigence d'une électronique à gain élevé sur le site de la station de base.

Un problème clé dans le transport de signaux analogiques est la linéarité de la fonction de transfert du dispositif électrique au dispositif optique. Les dispositifs les plus courants (et donc peu coûteux) sont conçus pour les systèmes numériques où la modulation marche-arrêt domine et où la linéarité est donc moins un problème. Par conséquent, pour obtenir des

performances raisonnables en termes de distorsion, une faible profondeur de modulation est utilisée au niveau du laser ou du modulateur pour maintenir le fonctionnement dans la région linéaire. Si une linéarité accrue est requise, des techniques pour linéariser les dispositifs peuvent être appliquées soit par la conception du dispositif lui-même, soit par des techniques de linéarisation externes. Cela a été démontré pour les dispositifs à modulation directe [3] ainsi que pour les modulateurs externes linéarisés[60], qui sont couramment utilisés dans les réseaux de télévision par câble (CATV). Pour permettre l'utilisation de sources à faible coût, des techniques plus avancées telles que la linéarisation par anticipation ont également été proposées[61].

De plus, une mesure de performance importante dans une liaison analogique (bien que souvent ignorée dans les systèmes numériques) est le bruit d'intensité relative (relative intensity noise RIN). Des effets tels que l'instabilité de mode ou l'émission spontanée présents dans la diode laser introduiront des variations d'intensité indésirables qui sont généralement caractérisées via le paramètre RIN. Les RIN des diodes laser à semi-conducteurs disponibles dans le commerce se situent généralement dans la plage de 130 à 160 $dBHz^{-1}$. Le RIN culmine au voisinage de la fréquence d'oscillation de relaxation du laser et est fonction de la fréquence du signal de modulation et du courant de polarisation. Dans une liaison directement modulée, il existe un compromis entre le maintien d'une puissance optique suffisante à la photodiode pour surmonter le bruit thermique du récepteur et la minimisation de l'effet du RIN, qui augmente avec le carré de la puissance optique [26]. La réflexion de la puissance optique dans le laser provoque également une augmentation du RIN, elle doit donc être étroitement contrôlée dans toute mise en œuvre du système.

Pour obtenir le gain de liaison maximal, une adaptation d'impédance appropriée du laser et de la photodiode est nécessaire, car les deux ont généralement des impédances assez faibles (généralement de l'ordre de quelques ohms).

3.3.1.2 Modulation d'intensité détection directe des signaux RF

Les liaisons point à point en duplex intégral peuvent être formées. Pour les fréquences inférieures à environ 6 GHz, qui couvrent la plupart des bandes cellulaires et WiFi actuelles, cela est généralement réalisé en répétant le lien illustré à la figure 3.2. Bien que la perte dans une fibre optique soit approximativement indépendante de la fréquence radio, la dispersion chromatique commence à avoir une influence significative sur la transmission d'un signal de détection directe à modulation d'intensité standard (IM-DD) pour des fréquences supérieures à

environ 10 GHz. Pour mieux comprendre cela, considérons une fibre monomode standard avec une dispersion chromatique $D = 17$ (ps/nm)Km à $\lambda = 1550$ nm. Si nous utilisons un laser monomode à onde continue (CW) modulé en externe avec un modulateur Mach – Zehnder idéal (MZM) polarisé pour une intensité linéaire, nous voyons que le spectre de puissance optique du signal produit est :

$$S(f) = \frac{P_0}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_{2n+1}^2(m) \delta[f - f_0 - (2n + 1)f_{mm}] \right\} \quad (3.1)$$

où f_{mm} est la fréquence d'onde MMW requise, f_0 est la fréquence optique moyenne, P_0 est la puissance optique totale, J_n représente la fonction de Bessel du premier type d'ordre n et m est l'indice de modulation, qui est calculé comme le rapport de la plage de tension d'entrée à la tension de commutation du modulateur (c'est-à-dire la tension requise pour mettre le modulateur de marche à arrêt). De cela, nous pouvons en déduire que le signal RF est formé à la fois par une bande latérale inférieure et une bande latérale supérieure ($n = 1$ et $n = -1$), qui sont décalées par la fréquence du signal de la porteuse optique ($n = 0$). C'est ce qu'on appelle une technique à trois termes en raison de la présence de trois termes principaux dans le spectre optique (porteuse optique et deux bandes latérales). Lorsqu'il est transporté à travers une fibre à dispersion chromatique, un retard différentiel est induit entre les deux bandes latérales qui, lorsqu'il est détecté sur un photodétecteur quadratique, conduit à un motif d'interférence entre les termes générés par le battement de la bande latérale supérieure avec la porteuse et la bande latérale inférieure. Par conséquent, pour un transfert de puissance maximal, nous exigeons que les termes soient en phase, ce qui ne se produira que pour certaines valeurs de retard. Pour tous les autres retards, il y aura une réduction de la puissance RF totale et donc une réduction associée du rapport porteuse/bruit du signal résultant. Si la porteuse RF est une sinusoïde non modulée, l'extinction complète de la porteuse d'onde millimétrique reçue se produit de manière cyclique chaque fois que la différence de phase entre la bande latérale inférieure et supérieure est ce qui entraîne des zéros répétitifs et dépendant de la longueur de la liaison dans la puissance du signal détecté. Le premier zéro se produit à une longueur de fibre L (en mètres), donnée par :

$$L = \frac{c}{2D\lambda^2 f^2} \quad (3.2)$$

où D est le paramètre de dispersion, c est la vitesse de la lumière dans le vide, λ est la longueur d'onde moyenne de la source et f est la fréquence de modulation [62]. Sur la

figure 3.3, les distances de transmission possibles en utilisant les techniques à trois termes sont sévèrement limitées. Cette figure trace les résultats théoriques pour un système 1550 nm fonctionnant avec une dispersion de fibre monomode standard de 18 (ps/nm)km (la perte de fibre est négligée).

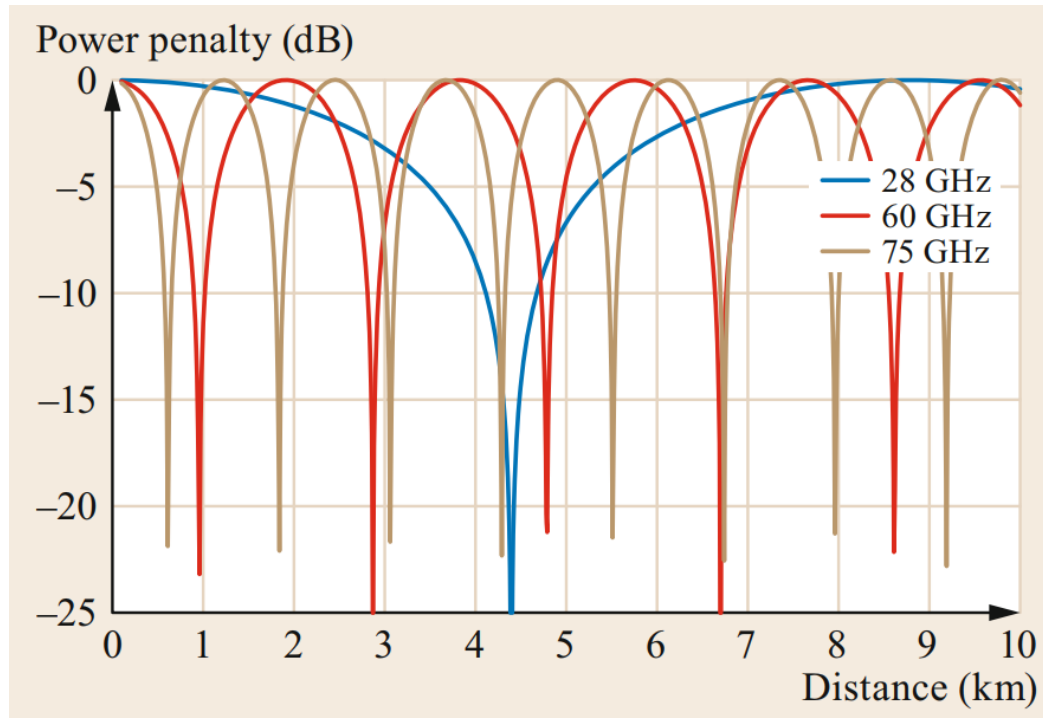


Figure 3.3 Évanouissement dépendant de la longueur des signaux radiofréquence dans une fibre optique[5], [62]

Comme montre la figure 3.3, on remarque que le premier zéro de puissance se produit à environ 4 km à 28 GHz et à environ 1 km à 60 GHz . Lorsque la période des zéros diminue avec le carré de la fréquence, le déplacement de la porteuse vers des bandes d'ondes millimétriques supérieures réduit rapidement la période.

- Modulation à bande latérale unique optique (Optical Single-Sideband (OSSB) Modulation)

Si un modulateur à double bras (parfois appelé double entraînement) (c'est-à-dire un modulateur où la modulation peut être appliquée indépendamment aux deux bras de la structure Mach – Zehnder) est utilisé avec chaque bras entraîné par des signaux identiques mais avec un déphasage de $\pi/2$ sur phase, un spectre à bande latérale unique est produit en sortie [32.55]. Ceci est généralement réalisé à l'aide d'un coupleur hybride qui crée des signaux en phase et hors phase à partir d'une seule entrée RF, comme illustré à la figure 3.4, bien que les modulateurs Mach – Zehnder double parallèle (dual-parallel Mach-Zehnder

modulateurs DPMZM) être utilisé [63]. Un signal à bande latérale unique peut également être généré en combinant un modulateur externe et un modulateur de phase en cascade.

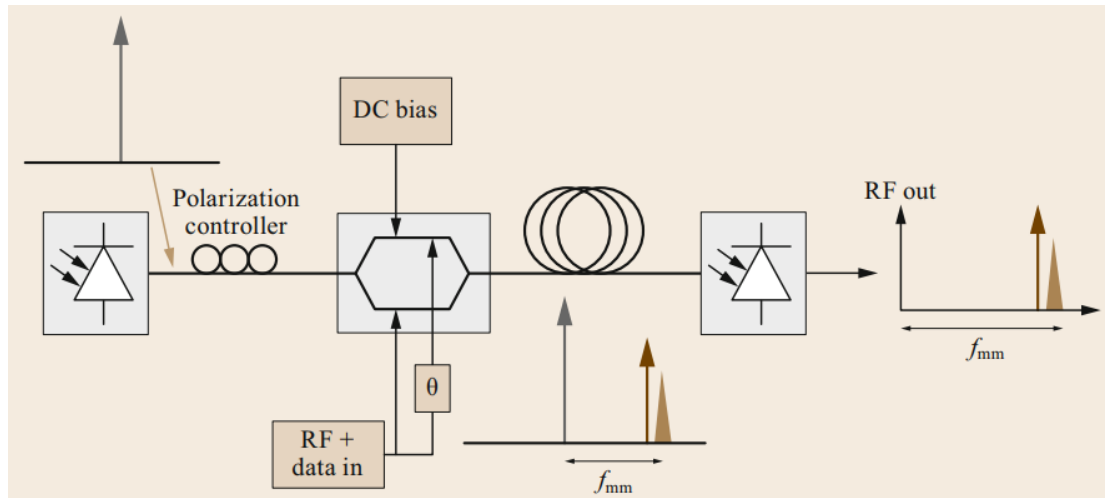


Figure 3.4 Configuration optique à bande latérale unique OSSB

Comme le montre la figure 3.4, la sortie optique du générateur à bande latérale unique contient ce terme de porteuse plus l'une des deux bandes latérales qui est modulée avec les données à la bande de base ou à une fréquence intermédiaire. Au niveau de la photodiode, le mélange de la porteuse avec cette bande latérale unique se traduit par un signal RF à la fréquence requise. La présence d'une seule bande latérale entraîne une réduction de puissance de 3 dB par rapport au signal à double bande latérale, mais le signal a maintenant l'avantage d'être tolérant aux évanouissements induits par la dispersion chromatique.

- **modulation de porteuse supprimée à double bande latérale optique**
(Optical Double-Sideband Suppressed Carrier (ODSB-SC) Modulation)

Une autre option consiste à polariser un modulateur Mach – Zehnder standard à son point nul [64] pour donner un signal de porteuse supprimée à double bande latérale, comme illustré à la figure 3.5. Ici, les deux bandes latérales sont présentes, avec la porteuse optique supprimée entre elles. Un avantage de cette technique est qu'une commande RF de seulement la moitié de la fréquence de transmission finale est nécessaire. Il est également possible de polariser le dispositif à son point de transmission maximum pour donner deux tonalités à quatre fois la fréquence plus une porteuse. Le principal inconvénient est qu'en raison de la nature non linéaire de la modulation, les données ne peuvent pas être imposées avec le même modulateur que la tonalité RF dans l'une ou l'autre de ces techniques. Dans l'exemple de la figure 3.5, un réseau de Bragg à fibre optique (fiber Bragg grating FBG) est utilisé pour filtrer l'une des deux bandes latérales, sélectionnant ainsi l'une des deux fréquences pour la

modulation avec un signal de données [65] à l'aide d'un modulateur séparé. Malgré cette exigence d'un deuxième modulateur supplémentaire (bien qu'à une vitesse inférieure), cette approche présente l'avantage qu'un certain nombre de longueurs d'onde peuvent être converties à l'aide d'un seul dispositif haute fréquence [66].

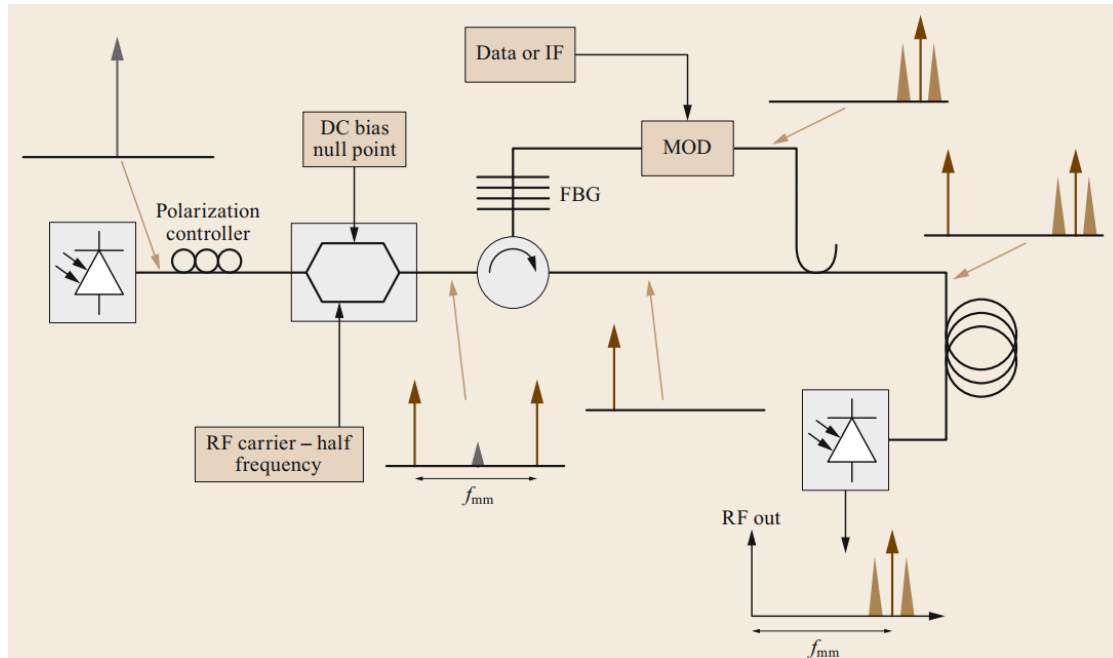


Figure 3.5 Configuration de la porteuse supprimée à double bande latérale optique

3.3.2 Techniques de multiplexage dans les systèmes RoF

Afin de transmettre plusieurs canaux sur la fibre généralement, deux techniques de multiplexage différentes sont utilisées, qui sont décrites ci-dessous.

3.3.2.1 Multiplexage de sous-porteuse (Sub-Carrier Multiplexing (SCM))

La technique Sub-Carrier Multiplexing (SCM) [67], [68] multiplexe les canaux RF dans le domaine électronique. Les signaux de canaux multiples ayant des fréquences centrales différentes sont simplement superposés électroniquement et le signal électronique résultant est utilisé pour moduler en intensité une porteuse optique. La figure 3.6 montre le principe de fonctionnement de la technique SCM, où trois signaux RF sont superposés et le signal composite résultant est utilisé pour moduler l'intensité de la diode laser. Le spectre du signal optique de sortie est représenté par le tracé stylisé de la figure 3.6, où l'on peut observer que la porteuse optique est accompagnée de trois bandes latérales représentant les trois signaux de modulation RF.

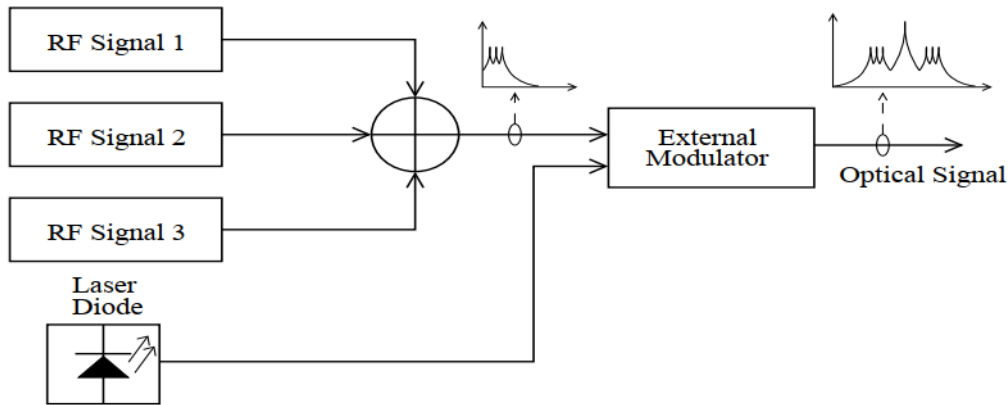


Figure 3.6 Principe de fonctionnement de la technique SCM

Les canaux SCM peuvent avoir différents types de modulations de signal et la porteuse optique peut être modulée en utilisant soit la modulation directe. Le SCM présente l'avantage de ne nécessiter qu'une seule source optique.

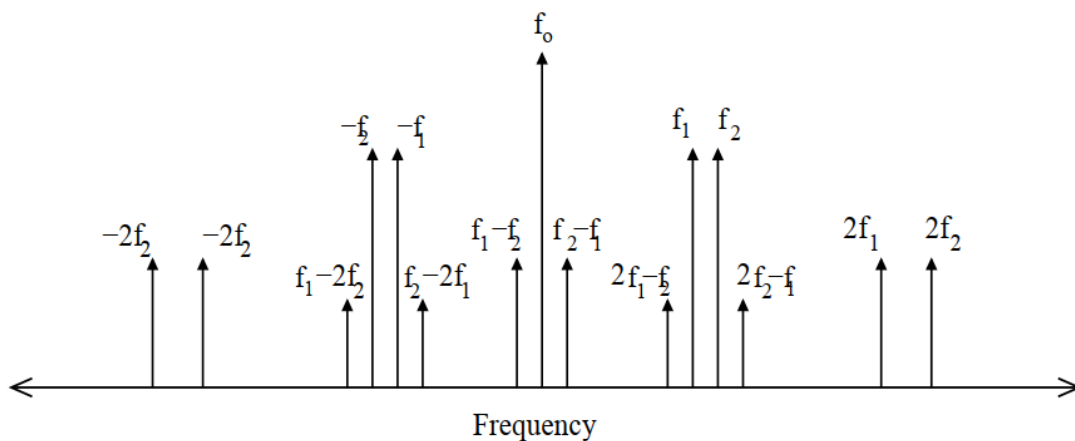


Figure 3.7 Spectre d'un exemple de signal DSB optique (ODSB)

Un inconvénient majeur de SCM cependant est sa sensibilité aux effets non linéaires imposés par le système RoF.

Les systèmes SCM ROF utilisent généralement la modulation externe, comme avantage du bruit et du chirp réduits de la diode laser ainsi que de la bande passante élevée fournie. Lorsque plusieurs signaux RF sont appliqués à un modulateur externe, comme dans le cas du SCM, des composantes spectrales hors bande parasites sont générés en raison de la non-linéarité du modulateur. Ces composantes spectrales donnent lieu à des composantes de distorsion d'intermodulation (Inter-Modulation Distortion IMD) au niveau du récepteur. Ces composantes IMD dégradent fortement les performances du système, car leur puissance peut même devenir supérieure à la puissance de bruit du système [69]. La figure 3.7 montre le spectre stylisé d'un signal optique à double bande latérale (ODSB), qui peut être généré en

modulant en intensité un signal optique à l'aide de deux signaux RF SCM ayant des fréquences f_1 et f_2 . On peut observer sur la figure 3.7 qu'en dehors des composantes spectrales originales de f_1 et f_2 , de nombreuses composantes parasites apparaissent également dans le spectre. On peut observer à partir de la figure 3.7 que certaines des composantes IMD sont situées à une distance considérable des composantes du signal sur la grille de fréquence, de sorte que les produits IMD correspondants peuvent être facilement filtrés. En revanche, certains des produits IMD tels que $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$ sont situés à proximité des fréquences de signal souhaitées de f_1 et f_2 , ils ne peuvent donc pas être facilement filtrés. Par conséquent, ce sont ces produits IMD qui réduisent considérablement le rapport porteuse sur interférence (Carrier-to-Interference Ratio CIR) [70].

3.3.2.2 Multiplexage par répartition en longueur d'onde WDM

Comme alternative au SCM, la communication RoF peut également utiliser la technique WDM pour mieux exploiter la large bande passante des fibres optiques [71]. Plusieurs canaux sont transmis en modulant différentes porteuses optiques par les canaux RF, puis en les multiplexant optiquement, comme illustré à la Figure 3.8.

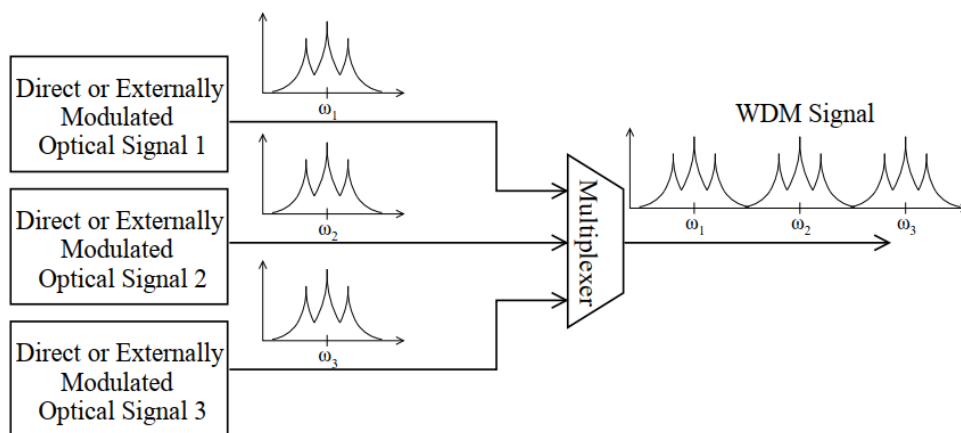


Figure 3.8 Principe de fonctionnement de la technique RoF-WDM

La figure 3.8 montre également les tracés stylisés des spectres à différentes étapes de la génération du signal WDM. Étant donné qu'un seul canal RF est transporté sur une seule porteuse optique, l'effet de non-linéarité laser imposé aux canaux RF reste modéré. L'un des inconvénients majeurs de la technique WDM est le coût lié à l'utilisation de sources laser différentes pour chaque canal RF. De plus, en traversant la fibre, le signal optique à une certaine longueur d'onde est affecté par les canaux adjacents. Le signal modulé en intensité des canaux adjacents peut imposer des variations de phase sur le signal optique à travers XPM

qui à son tour déforme le signal RF transporté par la porteuse optique[72].

3.4 Investigation d'un système RoF-WDM utilisant ODSB-SC dédié pour les réseaux multiservices

Dans cette section, nous proposons notre système simulé pour les réseaux multiservices et à longue distance. Son architecture consiste en un système RoF pour transporter le signal mmW, qui est codé avec le code de non-retour à zéro (Non-Return to Zero NRZ), et modulé par la modulation du déplacement de phase différentielle (Differential Phase Shift Keying DPSK). Ce dernier est utilisé comme correcteur d'erreurs afin de garantir que le signal transmis parcourt la distance maximale. Tout cela est pour un canal dans lequel chacun représente un service. Pour combiner tous les services dans une seule fibre optique, on a introduit le multiplexage en longueur d'onde (WDM). L'objectif visé par cette étude est l'optimisation de la puissance du laser qui fait transmettre le signal sur une portée maximale.

L'évaluation des performances du système WDM étudié est effectuée avec l'Optisystem, un logiciel de simulation qui permet de concevoir, simuler et analyser des systèmes de transmission optique. Il est basé sur la modélisation réaliste des systèmes de communications par fibres optiques.

3.4.1 Le système proposé

La figure 3.9 présente l'architecture du système RoF-WDM simulé. On a utilisé deux types de codage concernant la séquence de bits : nous l'avons codé une fois avec le Non-Retour à Zéro (NRZ) et intégrer directement le signal pour la modulation, et une autre fois on utilise un codeur différentiel avant le codage en bande de base; un XOR et un registre (D Latch), l'équation logique suivante représente cette opération :

$$y_i = y_{i-1} \oplus x_i \quad (3.3)$$

Où y_i est le bit à transmettre ; y_{i-1} le bit qui vient d'être transmis, x_i est le bit d'origine et \oplus indique l'addition modulo-2. Pour la partie de l'intégration du signal mmW (le signal de porteuse radiofréquence (RF)) avec le signal optique, le modulateur Mach-Zehnder (MZM) est utilisé pour intégrer le signal RF qui est généré par l'oscillateur RF à onde continue (CW) laser. Après cela, le support laser est retiré avec un filtre passe-bande optique (Optical Band Pass Filter OBPF) et un filtre d'arrêt de bande optique (Optical Band Stop Filter OBSF), cette

opération nous permet d'avoir un transporteur optique à double bande latérale supprimée (ODSB-SC) du double de la fréquence du signal mmW, et en utilisant un amplificateur optique pour que le signal atteigne la puissance de 0 dBm .

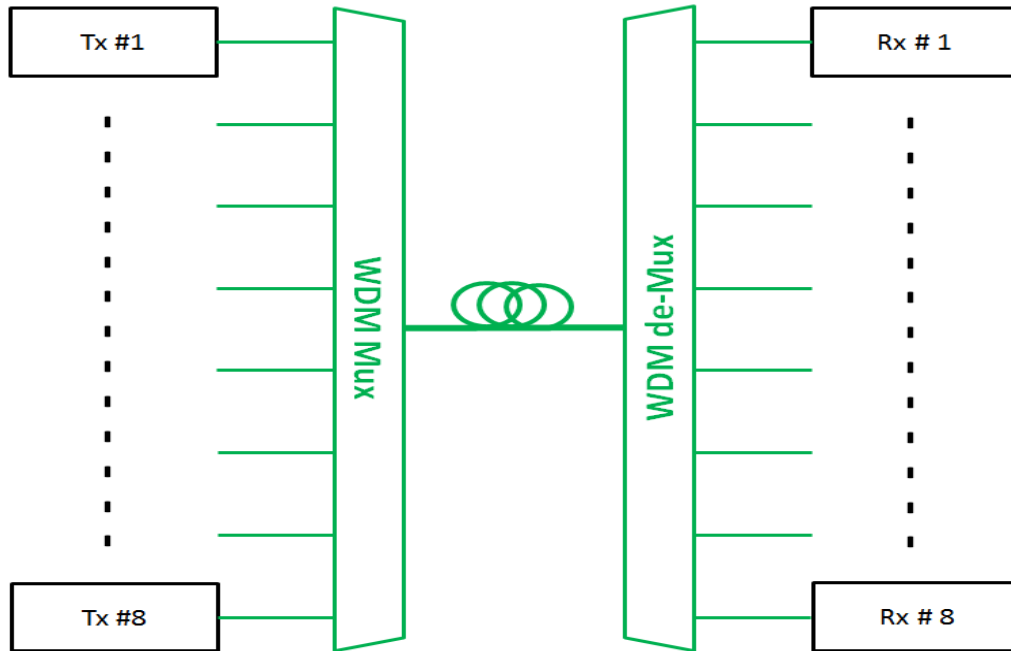


Figure 3.9 Schéma de principe du système RoF-WDM, transmettant 8 canaux dans la même fibre optique

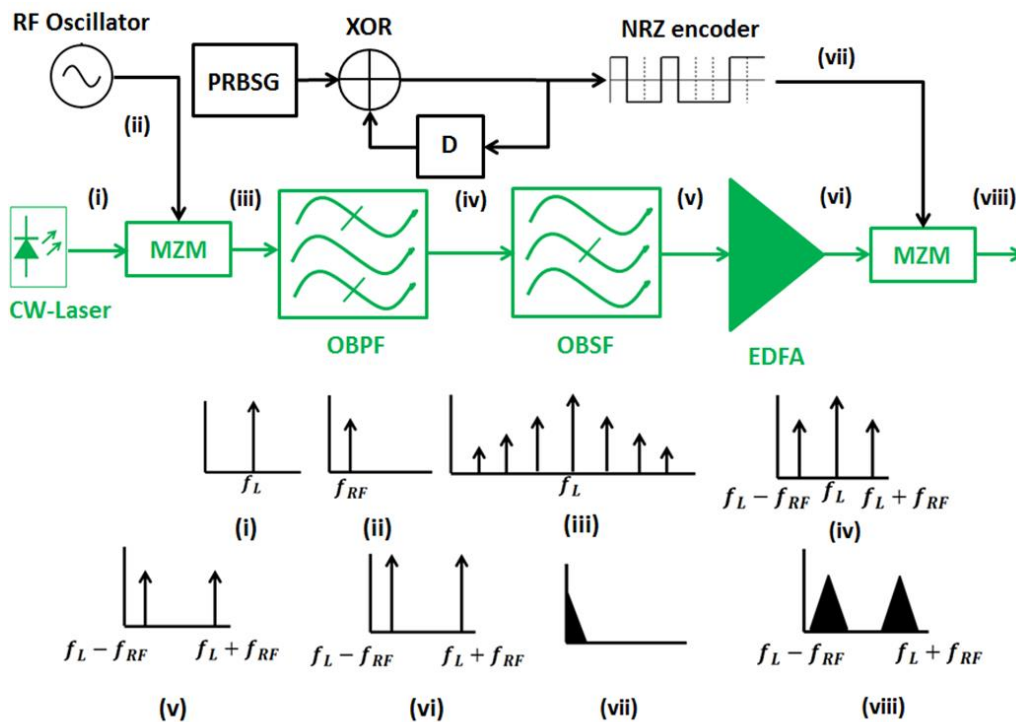


Figure 3.10 La partie transmission du système proposé

L'étape suivante consiste à adapter la séquence NRZ avec la porteuse ODSB-SC en utilisant également un autre MZM, figure 3.10 le signal ODSB-SC peut s'exprimer :

$$E_{ODSB-SC}(t) = [A_- \sin(2\pi(f_L - f_{RF})) t + A_+ \sin(2\pi(f_L + f_{RF})) t] \quad (3.4)$$

Où A_- et A_+ sont les amplitudes des deux bandes dont elles ont la même valeur, f_L est la fréquence du laser CW ou la fréquence du canal, f_{RF} est la fréquence du signal RF généré. A partir de cette expression, la fréquence du signal radio qui sera envoyé sur la fibre est définie comme la différence de l'espacement entre les deux bandes qui est $2f_{RF}$.

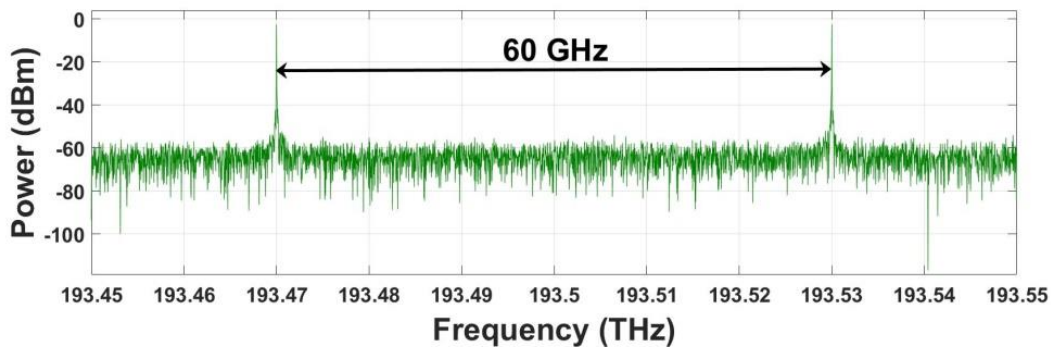


Figure 3.11 Le spectre ODSB-SC du troisième canal

La figure 3.11 montre le spectre ODSB-SC pour le troisième canal [73], [74]. Après cela, un amplificateur optique est utilisé pour rendre l'ODSB-SC plus puissant et permettre au signal modulé d'être transporté sur le support de transmission. Ensuite, un multiplexeur WDM de huit canaux est utilisé pour combiner tous les signaux modulés et les préparer pour la transmission, le spectre du signal combiné est représenté sur la figure 3.12.

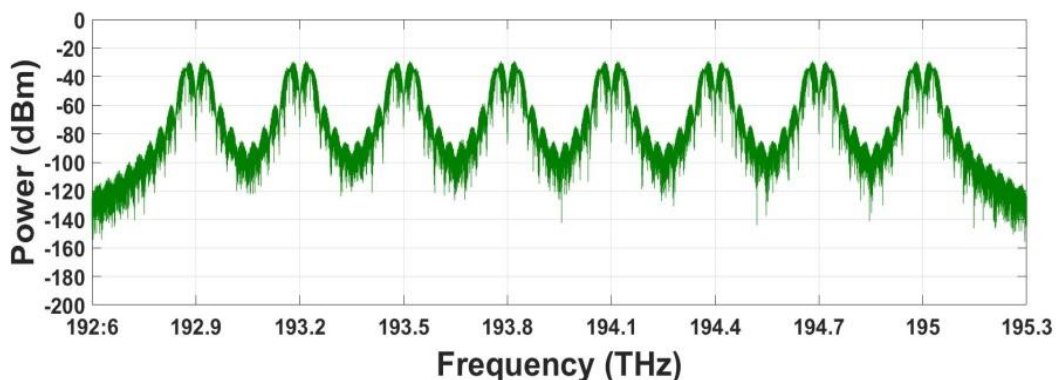


Figure 3.12 Le spectre du signal de sortie du multiplexeur WDM

La deuxième partie de ce système proposé est la liaison optique, consistant en une boucle de fibre monomode standard (single mode fiber SMF), de fibre de compensation de dispersion (dispersion compensating fiber DCF) et d'amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA), dont

la longueur de la SMF et de la DCF doit respecter la règle suivante :

$$L_{SMF} \times D_{SMF} = -(L_{DCF} \times D_{DCF}) \quad (3.5)$$

Où L_{SMF} , L_{DCF} sont respectivement les longueurs de la SMF et de la DCF et D_{SMF} , D_{DCF} sont les dispersions de la SMF et de la DCF. L'EDFA est utilisé pour compenser la puissance atténuée[75]. Après la transmission, un démultiplexeur WDM est utilisé pour séparer chaque canal seul à traiter dans son bloc récepteur. Concernant le bloc récepteur, un interféromètre à retard Mach Zehnder (Mach Zehnder Delay Interferometer MZDI) est utilisé pour démoduler le signal optique DPSK, qui est composé de deux coupleurs thermiquement isolés avec une différence de longueur entre les deux bras nécessaires pour effectuer un retard d'un bit. Le signal entrant est d'abord divisé en deux faisceaux de même intensité dans deux bras du MZDI, dans lesquels le signal est retardé du chemin optique de différence correspondant à un retard de bit. Après recombinaison, les deux signaux interfèrent de manière constructive ou destructive. L'intensité d'interférence résultante est le signal dont l'intensité est déterminée. Ensuite, un photo détecteur équilibré composé de deux diodes PIN (Positive Intrinsic Negative diode) connectées en série est utilisé pour détecter les photo courants qu'ils vont s'annuler lorsqu'ils sont égaux, et pour récupérer le signal RF modulé, la figure 3.13 représente le bloc récepteur. Dans le cas où on emploie que le codage NRZ, Le signal reçu est dévié par le démultiplexeur WDM, chacun est orienté vers un EDFA pour l'amplification et un transducteur optique-électrique (O/E), qui est une seule diode PIN à convertir en plusieurs signaux radiofréquence (figure 3.14). Puisque la liaison optique est notre principal intérêt, le signal de données sera récupéré à l'aide d'un filtre passe-bas électrique (LPF) pour étudier les performances de cette liaison.

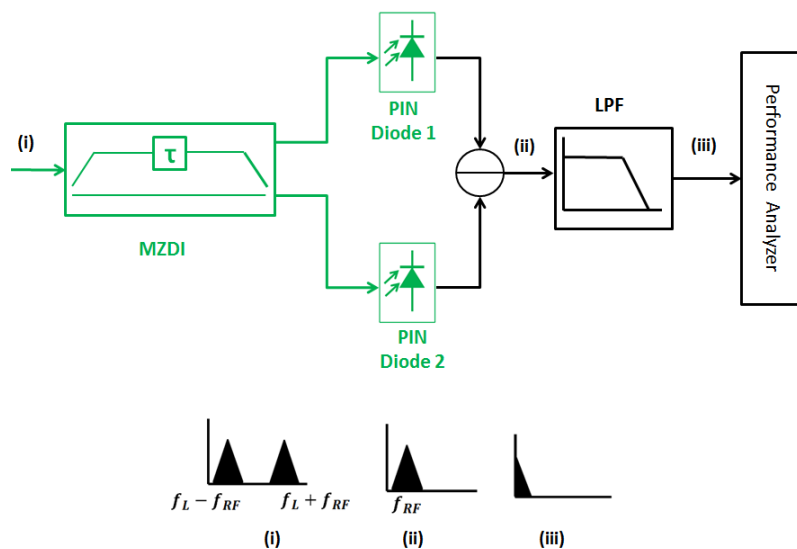


Figure 3.13 la partie réception pour chaque canal du système DPSK-RoF-WDM

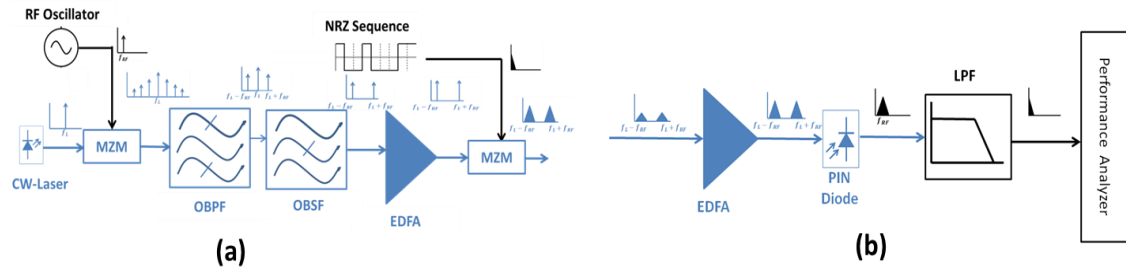


Figure 3.14 (a) la partie transmission et (b) la partie réception pour chaque canal du système NRZ-RoF-WDM

3.4.2 Étude des performances du système proposé

Le taux d'erreur binaire (Bit Error Rate BER) et le facteur de qualité (Quality Factor Q-factor) sont les principaux paramètres pour définir la qualité de la liaison optique. Ces derniers dépendent des effets non linéaires qui se sont produits dans la fibre optique lors de la transmission comme l'effet Kerr, Auto-modulation de phase (SPM) et modulation de phase croisée (XPM). Ces phénomènes affecteront le signal reçu, ce qui limitera sa capacité à parcourir de plus longues distances et affectera donc les performances de la liaison. Les opérateurs de télécommunication imposent un Q-factor de 6 et un BER de 10^{-9} [26], [75] ces valeurs peuvent être vérifiées par l'expression suivante :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_{factor}}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} Q_{factor}} \exp \left(\frac{-Q_{factor}^2}{2} \right) \quad (3.6)$$

3.4.3 Analyse par simulation des performances recherchées

Pour simuler le système décrit, certains paramètres doivent être définis ; concernant les longueurs d'onde des canaux qui sont choisies de $192,9 THz$ à $195 THz$ avec un espacement de $0,3 THz$ pour avoir huit canaux, pour chaque canal, un signal hyperfréquence de $30 GHz$ sera généré pour avoir un espacement de $60 GHz$ pour l'ODSB-SC après la modulation d'intensité, filtrage et suppression de la porteuse (la longueur d'onde du canal) qui sera considérée comme la porteuse RoF.

Selon le système proposé, le codeur différentiel est utilisé pour la séquence de données, puis codé avec un codeur NRZ pour la moduler avec la porteuse RoF.

Concernant le débit, $30 Gb/s$ sont prévus pour chaque canal soit $240 Gb/s$ pour cette liaison optique. Concernant le support de transmission, les principaux paramètres pour la SMF et la

DCF sont l'atténuation α et la dispersion D . Premièrement, les fibres SMF ont une longueur de 50 Km avec $\alpha = 0,2 \text{ dB/Km}$ et $D = 17 \text{ ps/nm/Km}$. Deuxièmement, la DCF est également définie avec $\alpha = 0,5 \text{ dB/Km}$ et $D = -85 \text{ ps/nm/Km}$ avec une longueur de 10 Km. Ensuite, un amplificateur optique (EDFA) est utilisé pour compenser l'atténuation dans le SMF et le DCF. Dans la partie réception, la configuration principale du MZDI est le délai qui est de $33.33 \times 10^{-12} \text{ s}$ pour le système qui utilise la DPSK, sachant que le délai est l'inverse du débit.

La fréquence de coupure des LPF à la fin du système est définie comme les trois quarts du débit binaire, donc dans ce cas cette fréquence est de 22,5 GHz, cette fréquence permettra de supprimer la porteuse RF et de ne conserver que les données transmises.

Tableau 3.2 résume les différents paramètres de cette simulation. Enfin, afin de vérifier la qualité du système proposé, il convient de le comparer à un autre système qui utilise uniquement le codeur NRZ, donc dans sa partie réception, une diode PIN est utilisée avec LPF.

Tableau 3.2 Configuration de la simulation

Longueur d'onde de reference	1550 nm
Espacement entre les canaux	0.3 THz
Débit binaire de chaque canal	30 Gbps
Atténuation de SMF	0.2 dB/Km
Atténuation de DCF	0.5 dB/Km
Dispersion du SMF	17 ps/ nm/ Km
Dispersion du DCF	-85 ps/ nm/ Km
Retard de MZDI	$33.33 \times 10^{-12} \text{ s}$
Fréquence de coupure	22.5 GHz

3.4.4 Résultats et discussion

Dans notre travail de simulation on modifier chaque fois un paramètre. Après nous représentons les résultats de simulation sous forme de courbe graphique selon les critères de performances, ensuite nous analysons les résultats et les exploiter pour les réseaux multiservices.

3.4.4.1 Optimisation de la puissance laser

Dans cette simulation, les paramètres géométriques et optiques présentés auparavant seront utilisés. Pour une longueur de fibre fixée à 1020 km, nous avons modifié à chaque fois la valeur de la puissance du laser CW, qui permet de vérifier son maximum avec les meilleures performances, et ceci en traçant le Q-factor et log (BER) en fonction de la variation de la puissance du laser. D'après la figure 3.15, on constate que la valeur de 5 dBm est la puissance optimale pour avoir les meilleures performances recherchées.

- On relève un facteur de qualité Q-factor = 11.73, ce qui correspond à un BER = $4.2571 \cdot 10^{-32}$ pour le premier canal.
- On relève un facteur de qualité Q-factor = 10.616929, ce qui correspond à un BER = $1.2539 \cdot 10^{-26}$ pour le cinquième canal.

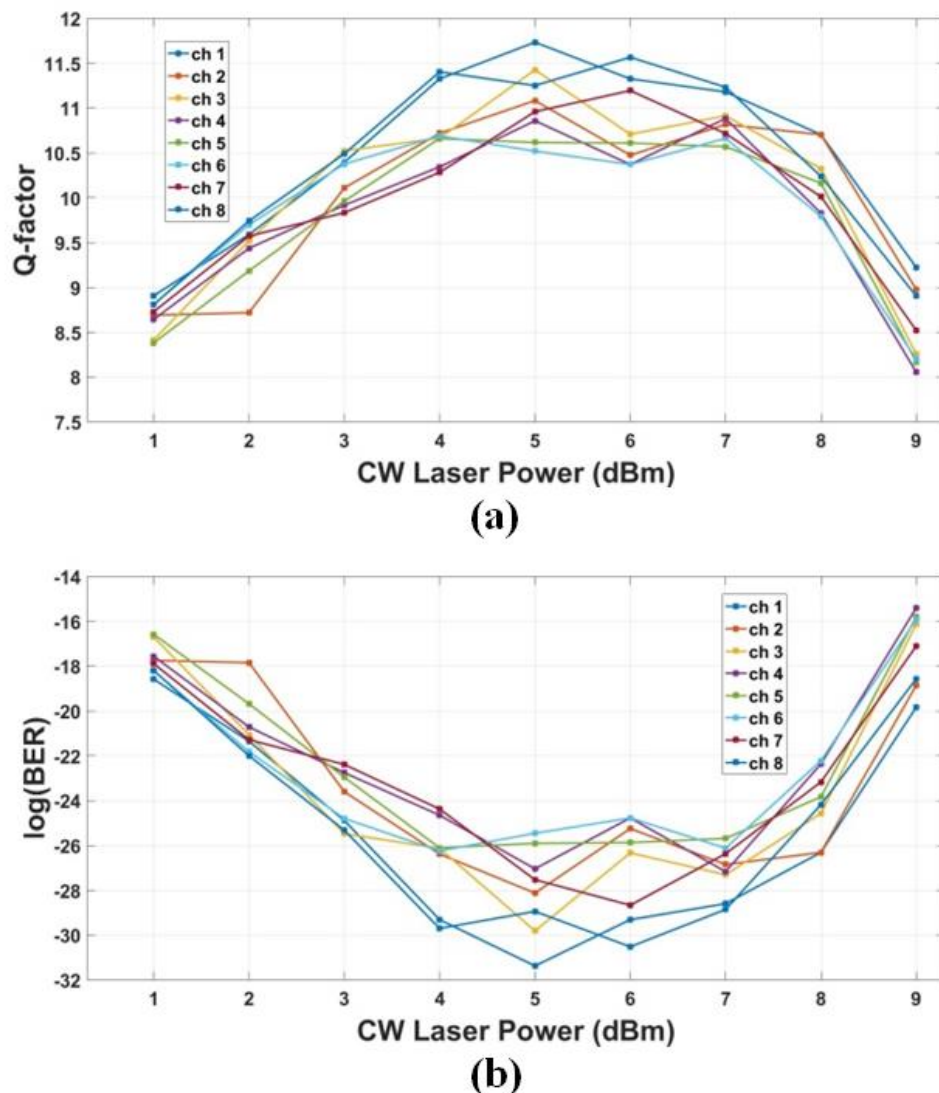


Figure 3.15 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur sur les bits en fonction de la puissance laser transmise de CW pour une distance de 1020 km

3.4.4.2 Optimisation de la distance de transmission

Une fois la puissance du laser était optimisée, on a cherché à optimiser la portée maximale de notre système RoF-WDM. Pour cela nous avons fait varier la distance à partir de 1020 km jusqu'à la distance qui vérifié notre seuil, également dans cette partie nous avons tracé les graphes représentant le facteur de qualité (Q-factor) et le logarithme du taux d'erreur binaire log (BER) en fonction de la distance de transmission. Selon la figure 3.16 et précisément à la distance de 2520 km, on relève pour le premier et le sixième canal les valeurs du facteur de qualité Q et le taux d'erreur binaire BER suivants respectivement:

Q-factor = 7,0316379 et le BER = $1,0405 \times 10^{-12}$

Q-factor = 5,3894022 et le BER = $3,6491 \times 10^{-8}$

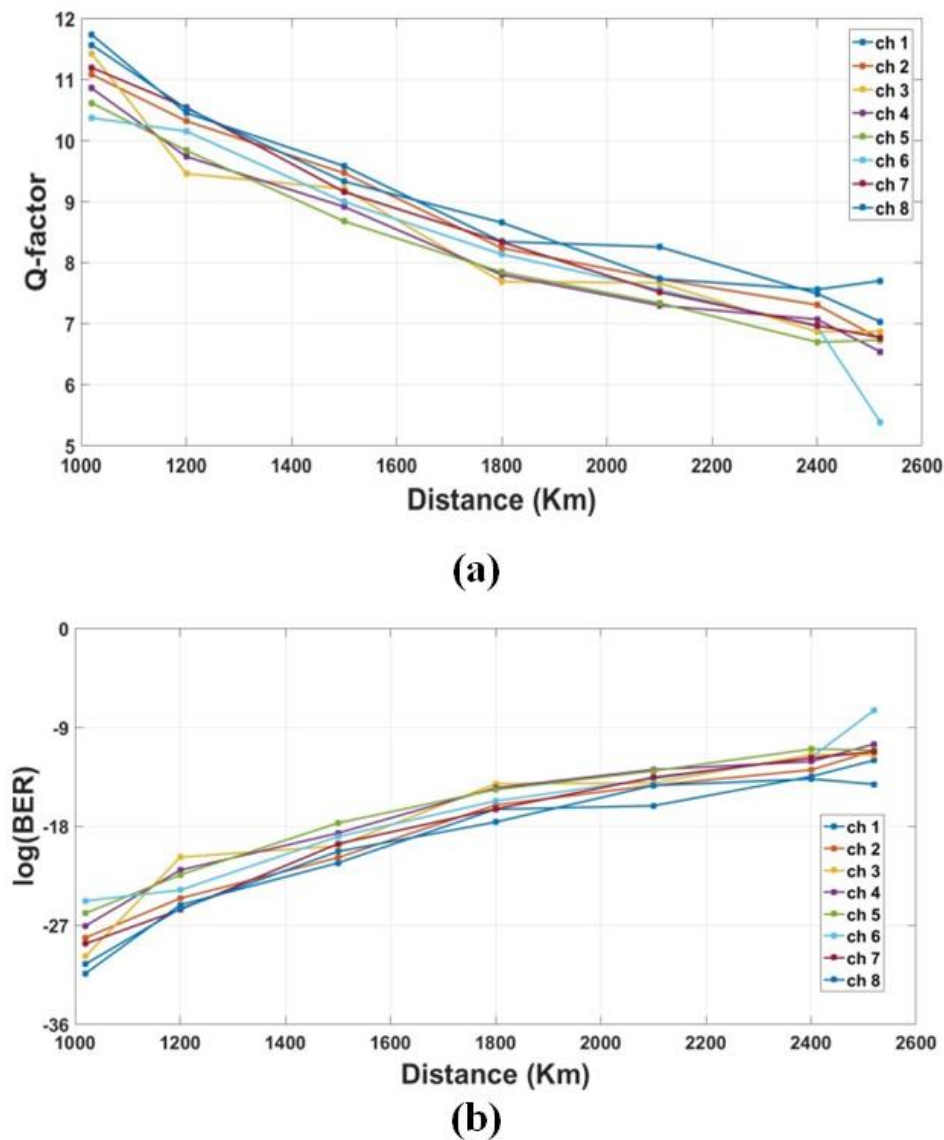


Figure 3.16 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur sur les bits en fonction de la distance de transmission pour une puissance de transmission de 5 dBm.

3.4.4.3 Comparaison entre le DPSK-ODSB-SC et le NRZ-ODSB-SC

Dans cette partie de simulation, nous avons comparé entre deux systèmes utilisant un type de codage différent : Le premier système utilisant la modulation DPSK et le second utilisant le codage NRZ. Pour puisse comparer les deux systèmes, on a testé le sixième canal de chaque système en traçant le Q-factor et le log (BER) par rapport à la distance parcourue.

D'après la figure 3.17, nous avons constaté que pour le second système (utilisant le NRZ), le seuil a été respecté pour une distance de 1620 km.

Cependant le seuil a été respecté pour une distance de 2520 km pour le premier système utilisant le DPSK.

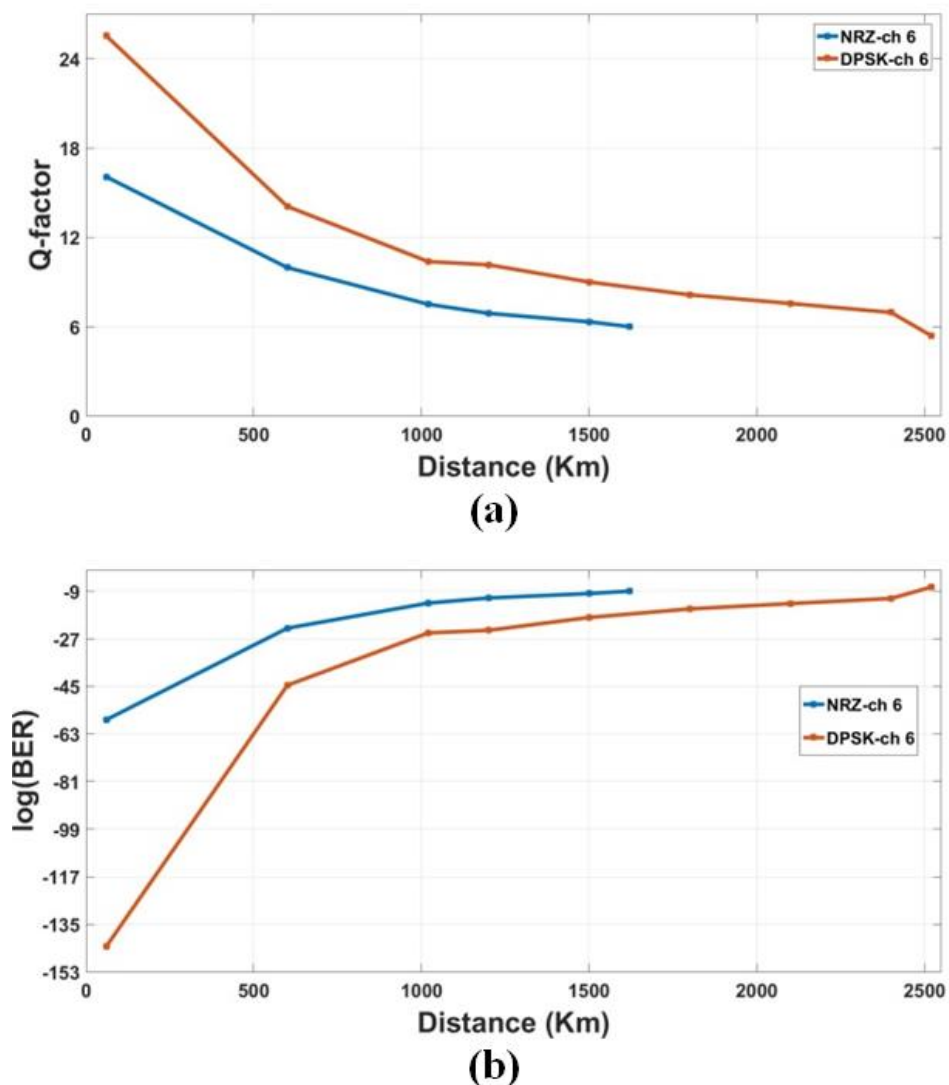


Figure 3.17 (a) Facteur de qualité (b) et logarithme du taux d'erreur binaire en fonction de la distance de transmission du 6ème canal pour les systèmes NRZ et DPSK.

On en déduit alors que pour le système avec DPSK, il est possible d'atteindre le seuil avec une portée maximale par rapport au système avec NRZ.

Pour mieux voir l'influence et les dégradations du signal en fonction de la distance parcourue, on présente dans les figures ci-dessous (figure 3.18 a, b, c, d, e et f), le diagramme de l'œil du sixième canal obtenu par le moniteur du simulateur Optisystem, et ceci pour les deux systèmes NRZ-ODSB-SC et DPSK-ODSB-SC respectivement.

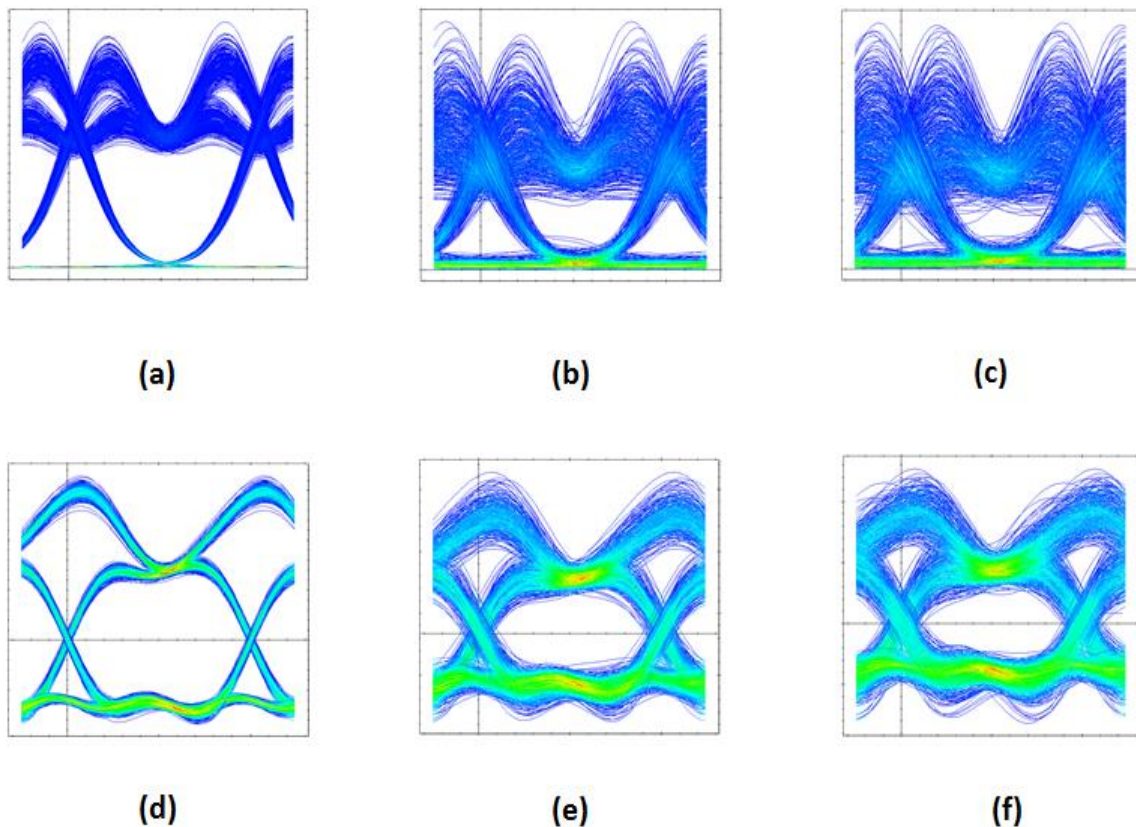


Figure 3.18 Les diagrammes d'œil du 6ème canal du système NRZ-ODSB-SC (a) pour une distance de 60 km(b), pour 1620 km (c) et pour 2520 km , et les diagrammes d'œil du 6ème canal du système DPSK-ODSB-SC (d) pour une distance de 60 km de (e), pour 1620 km(f) et pour 2520 km.

L'analyse de tous ces résultats permet les constatations suivantes :

- ✓ Si la puissance de la diode laser est inférieure à 5 dBm, la puissance d'émission n'est pas adéquate, donc de nombreux amplificateurs optiques sont nécessaires pour fournir la puissance requise, ce qui introduit de nombreux bruits et peut affecter la qualité du signal.
- ✓ L'effet Kerr se produit dans la transmission pour des valeurs de puissance

supérieures à 5 *dBm*, ce qui introduit des effets non linéaires, de sorte que la puissance transmise peut être atténuée et distribuée.

- ✓ Concernant l'optimisation de la distance, le seuil est vérifié pour une distance de 2520 *km*, les performances seront dégradées si on dépasse cette distance.
- ✓ L'efficacité du code différentiel est prouvée, ce qui donne à la séquence de données une robustesse telle qu'elle ne peut pas être facilement influencée par des effets non linéaires, ce qui garantit que le signal optique couvrira plus de distances.
- ✓ On peut en déduire que le DPSK est précis dans l'augmentation de la distance de propagation par rapport au NRZ.

Le système proposé peut être une application efficace à faible coût pour les réseaux multiservices, en raison de la possibilité de transmettre des données pour les opérateurs de communication sans la limitation imposée par les bruits électriques.

Chapitre -4-

Etude des Performances du Système SAC-OCDMA- WDM cohérent

4.1 Introduction

Ce chapitre est entièrement consacré à la présentation et à l'interprétation des résultats de simulations obtenus pour le design conçu d'un système SAC-OCDMA-WDM dédié aux réseaux multiservices.

Nous passerons d'abord par une description bien détaillée de la technique OCDMA utilisée, ainsi que le format de codage d'amplitude spectrale (Spectral-Amplitude-Coding Optical Code-Division Multiplexing Access SAC-OCDMA), puis nous exposons le modèle établis.

Pour les réseaux multiservices, les codes Enhanced Double Weight (EDW) et Random Diagonal (RD) sont choisis principalement en raison de leurs propriétés numériques, notamment leur faible caractéristique de corrélation croisée et leur implantation simple.[76]

Une analyse mathématique est faite pour bien déterminer l'effet des bruits et leurs impacts sur le nombre des utilisateurs actifs possible, en déterminant le rapport signal sur bruit (SNR) du système proposé.

4.2 Principe de la technique OCDMA

Le multiplexage par répartition en code optique (Optical code-division multiplexing

OCDM) est un processus par lequel chaque canal de communication se distingue par un code optique spécifique plutôt qu'une longueur d'onde, comme dans le WDM, ou un intervalle de temps, comme dans le TDM. Une opération de codage transforme optiquement chaque bit de données avant transmission. Les opérations de codage et de décodage constituent à elles seules un codage optique. L'accès par multiplexage optique par répartition en code (Optical code-division multiplexing access OCDMA) est l'utilisation de la technologie du réseau optique pour arbitrer l'accès aux canaux entre plusieurs nœuds de réseau de manière distribuée. Le codage consiste à multiplier le bit de données par une séquence de code soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine de la longueur d'onde. Une combinaison des deux peut également être utilisée, ce que l'on appelle le codage bidimensionnel (2D) [77]. Le codage dans le domaine temporel qui manipule la phase du signal optique nécessite des sources cohérentes à phase précise. Alternativement, le codage positif manipule la puissance du signal optique mais pas sa phase, et utilise généralement des sources incohérentes.

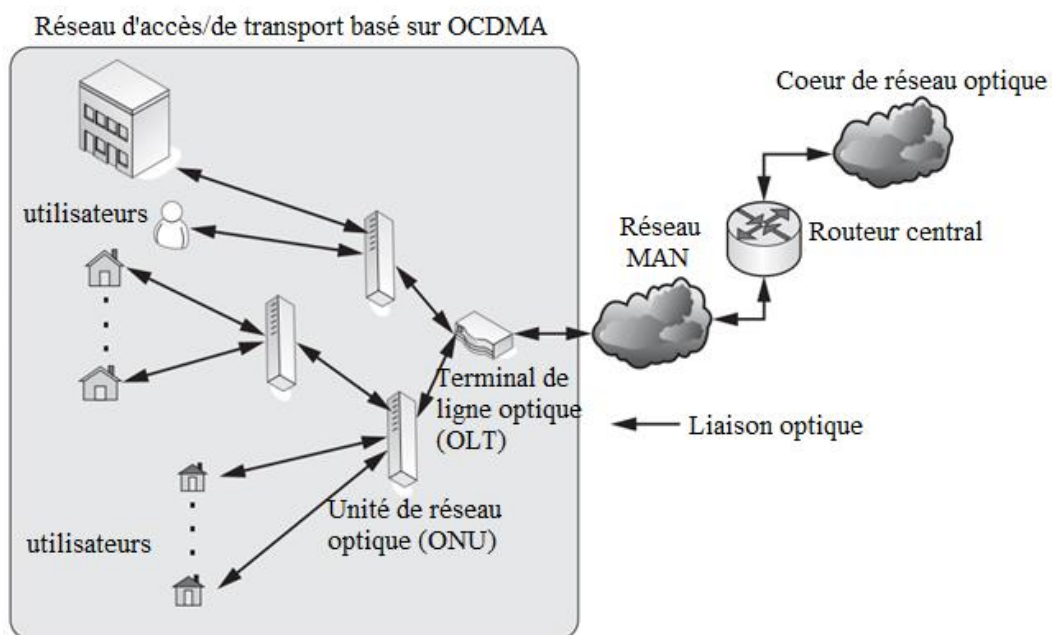


Figure 4.1 Architecture de l'OCDMA-LAN

Un réseau local (local area network LAN) OCDMA OCDMA-LAN est basé sur un support de diffusion comme illustré à la figure 4.1. Plusieurs codeurs/décodeurs du central téléphonique communiquent avec les utilisateurs finaux sur le LAN. Les signaux codés sont couplés et transmis sur le canal. Les récepteurs reçoivent la somme des signaux codés, mais le récepteur prévu ne capte que le signal qui a été codé avec les codes attribués correspondants. Les signaux indésirables apparaissent comme du bruit au décodeur et sont appelés interférences

d'accès multiple (multiple access interference MAI). Le MAI est la principale source de bruit dans l'OCDMA et constitue le facteur limitant des performances du système. Dans un OCDMA-LAN bien conçu où MAI est surmonté, les utilisateurs peuvent communiquer avec succès de manière asynchrone quel que soit le trafic réseau.

Le processus de décodage est basé sur la fonction de corrélation. La corrélation signal à signal implique les similitudes entre deux signaux. La corrélation des mêmes codes (c'est-à-dire appelée auto-corrélation) donne la valeur maximale de la fonction de corrélation, tandis que la corrélation de deux codes différents (c'est-à-dire la corrélation croisée) indique les différences entre les deux codes. Par exemple, lorsque la corrélation croisée est nulle, les deux signaux sont orthogonaux. En conséquence, des valeurs d'auto-corrélation élevées et de faibles corrélations croisées sont hautement souhaitables dans les systèmes de communication CDMA. Le décodage d'un signal codé par le même code représente une auto-corrélation logique d'un seul code. Sinon, l'opération représente une corrélation croisée entre deux codes différents. La conception de code vise à générer des codes avec une corrélation automatique élevée et des propriétés de corrélation croisée faibles. Des exigences plus particulières en matière de conception de code découlent de l'utilisation de supports ou de composants de transmission spécifiques. Une caractéristique importante d'un code est sa longueur de code qui joue un rôle important dans la conception et la sécurité du système. Une longueur de code plus grande améliore les propriétés de corrélation entre les séquences de code, augmentant ainsi les performances du système en termes de taux d'erreur sur les bits (BER) inférieur et moins de MAI, mais cela signifie également un débit inférieur [78].

4.2.1 OCDMA pour les réseaux d'accès

OCDMA est une forme attrayante de multiplexage tout optique qui a fait l'objet de recherches en cours en raison de sa transparence inhérente et de son fonctionnement asynchrone. Il utilise la génération optique, la combinaison et la reconnaissance de codes optiques, qui peuvent être définis dans le temps ou dans le domaine spectral. En raison de son fonctionnement asynchrone, OCDMA peut être appliqué dans des architectures de réseau hétérogènes pour gérer différents types de canaux de données. De plus, le multiplexage statistique peut être appliqué de manière simple pour augmenter le nombre de canaux avec un trafic en rafale. OCDMA peut coexister avec WDM dans des sections du réseau.

Ces approches OCDMA codées spectralement sont avantageuses car les différents canaux

n'ont pas besoin d'être synchronisés les uns avec les autres pour obtenir une orthogonalité complète entre les codes, contrairement à la plupart des approches OCDMA codées dans le domaine temporel. Ceci garantit l'indépendance du schéma de multiplexage optique par rapport à l'architecture du réseau. Dans le domaine temporel OCDMA, des codes optiques plus complexes peuvent être traités mais les impulsions optiques doivent être beaucoup plus courtes que la période de bit, ce qui oblige les composants à avoir une plus grande bande passante de transmission.

4.2.2 Techniques OCDMA

Diverses approches de l'OCDMA partagent une stratégie commune consistant à distinguer les canaux de données non pas par longueur d'onde ou tranche de temps, mais par un code spectral ou temporel distinctif en tant que signature imprimée sur les bits de chaque canal. Des récepteurs soigneusement conçus isolent les canaux par une détection spécifique au code. Il n'existe pas encore de topologie optimale globale pour l'interconnexion LAN fibre optique. Ainsi chaque topologie a ses propres avantages et inconvénients, qui peuvent devenir significatifs ou insignifiants selon les applications spécifiques[79].

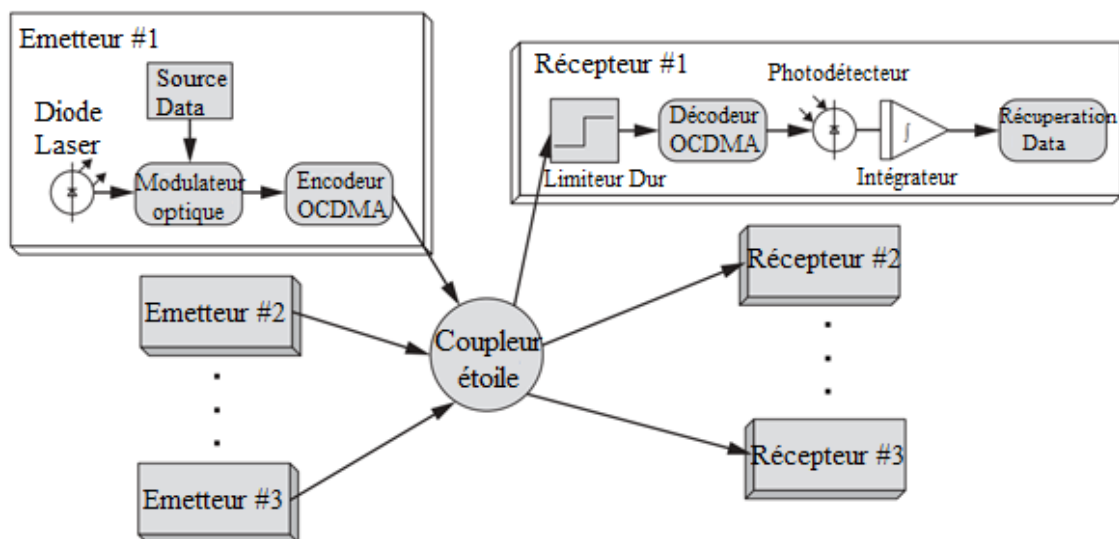


Figure 4.2 Réseau en étoile OCDMA modulé en intensité

Dans le système de modulation marche-arrêt à modulation d'intensité (on-off keying OOK), chaque source d'informations utilisateur module la diode laser directement ou indirectement à l'aide d'un modulateur externe. La figure 4.2 illustre le réseau OCDMA à modulation d'intensité de base (OOK). Le signal optique est codé optiquement dans un codeur qui mappe

chaque bit en séquences optiques à très haut débit (c'est-à-dire le produit de la longueur de code et du débit de données). Les ondes lumineuses codées de tous les utilisateurs actifs sont diffusées dans le réseau par un coupleur en étoile. Le coupleur en étoile peut être un dispositif passif ou actif. Le décodeur optique ou le filtre adapté au niveau du nœud de réception est adapté au nœud de transmission donnant un pic de corrélation élevé qui est détecté par le photodétecteur. D'autres utilisateurs utilisant le même réseau en même temps mais avec des codes différents donnent lieu à MAI.

Ce MAI peut être suffisamment élevé pour rendre le LAN inutile si les codes employés dans le réseau ne satisfont pas des propriétés de corrélation croisée spécifiques. D'autres facteurs affectant les performances du réseau sont le bruit de grenaille et le bruit thermique au niveau du récepteur. Ces sources de bruit du récepteur sont examinées et analysées dans la section suivante de ce chapitre.

4.2.2.1 OCDMA cohérent vs OCDMA incohérent

Généralement, les systèmes OCDMA peuvent être classés en schémas incohérents ou cohérents. Les schémas incohérents sont basés sur le schéma de modulation d'intensité/détection directe (IM-DD) qui intègre une détection directe non cohérente de la puissance optique superposée de tous les utilisateurs. Le fonctionnement de la détection directe rend la procédure simple et le récepteur est rentable. Le photodétecteur détecte la puissance du signal optique mais pas les variations de phase instantanées du signal optique. Ainsi, seules des techniques de traitement du signal incohérent peuvent être utilisées pour traiter les séquences de signature composées uniquement de uns et de zéros limitant le type de codes pouvant être utilisés dans les systèmes OCDMA incohérents[78]. En OCDMA cohérent, les informations de phase de la porteuse optique sont cruciales pour le processus de désétalement. En raison de la nature de la transmission par fibre optique et de ses effets non linéaires, la complexité du récepteur OCDMA cohérent rend cette approche plus difficile à réaliser. Cependant, les performances du schéma cohérent sont supérieures à celles du schéma incohérent car les récepteurs sont plus sensibles au rapport signal sur bruit (signal-to-noise ratio SNR), ce qui améliore les performances globales du système.

Selon la manière dont un signal optique est codé, l'OCDMA peut être classé comme OCDMA spectral ou OCDMA temporel. L'OCDMA temporel effectue le codage dans le domaine temporel en utilisant des impulsions optiques très courtes, par exemple 10 ps à un débit de données de 1 Gb/s et une longueur de code de 100, en utilisant des lignes à retard à prises optiques (optical tapped-delay lines OTDL) pour composer le signal optique codé [78].

L'OCDMA spectral, quant à lui, code la phase ou l'intensité du contenu spectral d'un signal optique à large bande en utilisant des masques de phase ou d'amplitude.

4.2.2.2 OCDMA synchrone vs OCDMA asynchrone

L'OCDMA synchrone (Synchronous OCDMA S-OCDMA) améliore considérablement l'efficacité des compromis entre la longueur de code, le MAI et l'espace d'adressage. Étant donné que, dans S-OCDMA, l'ensemble de codes sont décrits par le triplet (N, w, λ) où N est la longueur du code, w est le poids du code et λ est la valeur de corrélation croisée maximale. En général, un ensemble de codes orthogonaux optiques (Optical Orthogonal Codes OOC) de C_a avec $(N, w, \lambda_a, \lambda_c)$, de cardinalité $|C_a|$ conçu pour l'OCDMA asynchrone (asynchronous OCDMA A-OCDMA) peut être utilisé comme un ensemble de codes de C_s avec $(N, w, \max(\lambda_a, \lambda_c))$ et la cardinalité $|C_s| = n \cdot |C_a|$ pour S-OCDMA, puisque chacun des n décalages temporels de chaque séquence de code de C_a peut être utilisé comme une séquence de code unique dans C_s avec les mêmes propriétés de corrélation.

En revanche, les familles de codes premiers peuvent également être utilisées dans A-OCDMA; cependant, un plus petit nombre d'abonnés est alors pris en charge en raison de l'absence de fonction de décalage temporel utilisée dans le synchrone. Dans l'OOC, qui sont normalement appliqués à A-OCDMA, nous devons définir le poids (c'est-à-dire le nombre des uns) et la séquence de code indépendamment et maintenir le nombre de codes d'étalement petit pour obtenir une bonne valeur de corrélation.

4.2.2.3 Codage de phase spectrale (Spectral Phase Coding SPC)

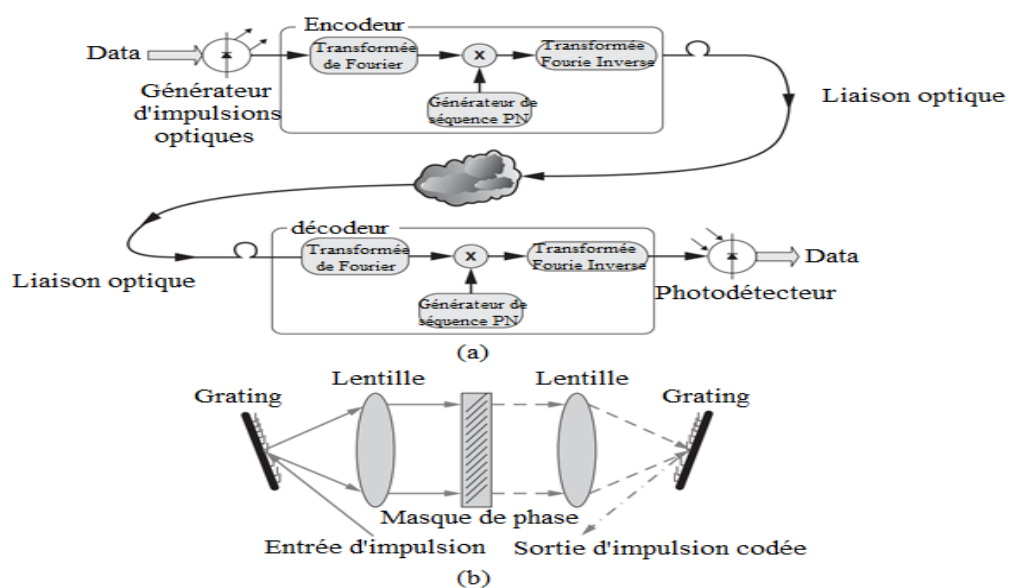


Figure 4.3 (a) Principe de SPC-OCDMA et (b) structure de la transformée de Fourier optique et du codage de phase spectrale

La figure 4.3(a) montre un codeur et un décodeur du système de codage de phase spectrale. La source d'informations module des impulsions laser ultracourtes. Les impulsions courtes générées sont transformées de Fourier et les composantes spectrales sont multipliées par le code correspondant à un déphasage de 0 ou π . Une transformée de Fourier peut être implémentée par le réseau ainsi qu'une paire de lentilles comme le montre la figure 4.3(b). Grâce au codage de phase, l'impulsion optique ultracourte d'origine est transformée en un signal de faible intensité de plus longue durée. Le modulateur à cristaux liquides (liquid crystal modulator LCM) peut être utilisé pour régler la phase spectrale sur la phase de séquence maximale[78]. Le LCM dispose d'un réseau linéaire entièrement programmable et des pixels individuels peuvent être contrôlés en appliquant des niveaux de commande entraînant des déphasages de 0 ou π . L'impulsion dispersée est partitionnée en N_c chips de fréquence à l'aide d'un masque de phase qui peut être un LCM. Chaque puce se voit attribuer un déphasage en fonction des séquences de codes d'adresse des utilisateurs.

4.2.2.4 Codage d'amplitude spectrale (Spectral-Amplitude-Coding SAC)

Dans le format SAC-OCDMA, les composantes fréquentielles du signal provenant d'une source optique à large bande sont codées en les bloquant ou en les transmettant sélectivement conformément à un code de signature [80], [81]. Comparé au SPC-OCDMA, le SAC-OCDMA est moins cher en raison d'une source optique incohérente. Pour l'environnement d'accès, où le coût est l'un des facteurs les plus décisifs, le SAC-OCDMA semble donc être un candidat prometteur.

La figure 4.4 montre le principe de la structure d'un système SAC-OCDMA. Le récepteur filtre le signal entrant à travers le même filtre décodeur direct $A(w)$ au niveau de l'émetteur ainsi que son décodeur complémentaire $\bar{A}(w)$. Les sorties de ces décodeurs sont détectées par deux photodétecteurs connectés dans une structure équilibrée. Pour un signal brouilleur, selon le code de signature attribué, une partie de ses composantes spectrales correspondra au décodeur direct, et l'autre partie correspondra au décodeur complémentaire. Étant donné que la sortie du récepteur équilibré représente la différence entre les deux sorties du photodétecteur, les canaux interférents seront annulés, tandis que le canal adapté est démodulé, c'est-à-dire que MAI est annulé dans ce système SAC-OCDMA.

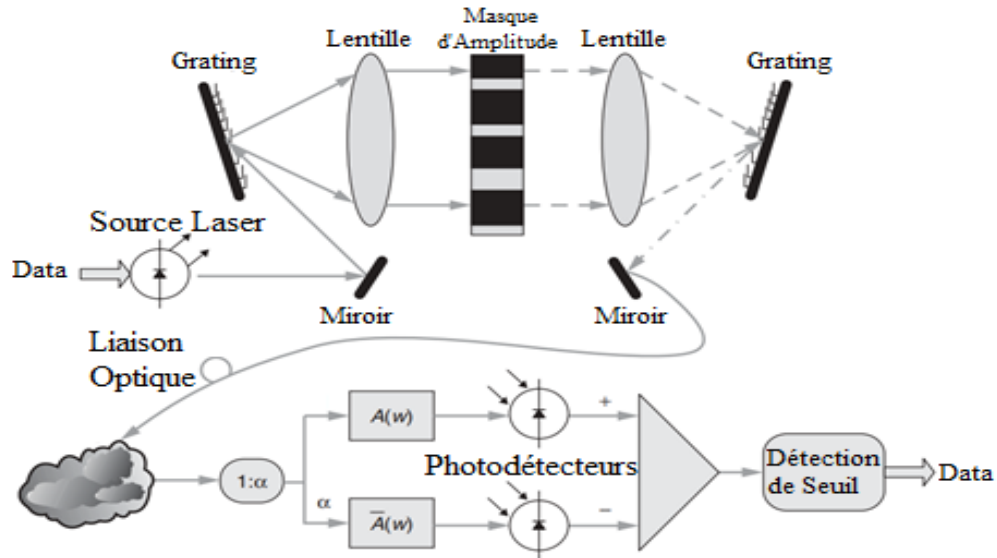


Figure 4.4 Principe du SAC-OCDMA

Plusieurs codes de signature ont été proposés pour un SAC-OCDMA, y compris la séquence m [82], Hadamard [78] et les codes de congruence quadratique modifiée (modified-quadratic congruence MQC) [83]. chacun de ces ensembles de codes de signature peut être représenté par (N, w, λ) où N , w et λ désignent respectivement la longueur de code, le poids de code et la valeur de corrélation croisée en phase. Dans le jeu de codes de séquence m $w = (N + 1)/2$ et $\lambda = (N + 1)/4$; de plus, le poids et la corrélation croisée en phase du jeu de codes Hadamard sont $N/2$ et $N/4$ respectivement. Dans le code MQC, $\lambda = 1$, et pour un nombre premier P nous avons une longueur de code de $N = P^2 + P$ et un poids de $W = P + 1$. Soit $C_d = \{C_d(0), C_d(1), \dots, C_d(N - 1)\}$ et $C_k = \{C_k(0), C_k(1), \dots, C_k(N - 1)\}$ deux (0,1) codes de signature, et les propriétés de corrélation sont données par :

$$C_{C_d C_k} = \sum_{i=0}^{N-1} C_d(i) C_k(i) = \begin{cases} W & d = k \\ \lambda & d \neq k \end{cases} \quad (4.1)$$

La corrélation entre C_d (un complémentaire de C_d) et C_k est alors :

$$C_{\bar{C}_d C_k} = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{C}_d(i) C_k(i) = W - C_{C_d C_k} = \begin{cases} 0 & d = k \\ W - \lambda & d \neq k \end{cases} \quad (4.2)$$

Pour annuler complètement MAI, il est nécessaire d'avoir un coupleur optique de rapport $1 : \alpha = \lambda/(w - \lambda)$ [19] à l'entrée des deux détecteurs, comme le montre la figure 4.3. [19]. L'annulation du signal brouilleur (c'est-à-dire $d \neq k$) par le récepteur équilibré peut donc être considérée comme :

$$C_{C_d C_k} - \alpha C_{\bar{C}_d C_k} = 0 \quad (4.3)$$

Une source optique à large bande est utilisée dans le codage dans le domaine fréquentiel, de sorte que l'interférence de battement optique (optical beating interference OBI), ou bruit de battement, est le principal facteur de dégradation des performances. L'OBI se produit lorsqu'un photodétecteur reçoit simultanément deux signaux optiques ou plus à presque la même longueur d'onde. L'une des solutions au bruit de battement dans SAC-OCDMA cohérent est d'employer un jeu de codes d'étalement optique avec le poids le plus faible possible et la longueur la plus longue possible pour un débit binaire donné [78].

Un poids de code inférieur entraîne un SNR inférieur, ce qui signifie que la puissance optique reçue est faible car elle est encore réduite d'un facteur α dans l'une des branches, comme illustré à la figure 4.4, ce qui rend l'OBI négligeable. Dans le cas d'une puissance optique élevée, un long code de faible poids entraîne un SNR plus élevé (c'est-à-dire de meilleures performances du système) en raison d'une faible corrélation croisée en phase qui se traduit finalement par un OBI inférieur.

4.3 Investigation d'un système SAC-OCDMA-OFDM-DWDM pour les réseaux multiservices

Dans cette partie de ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle architecture pour un système SAC-OCDMA-OFDM-DWDM (Dense WDM) destiné aux systèmes multiservices. L'architecture utilise un générateur de peigne de fréquence optique plat (flat optical frequency comb f-OFC) et un système de communication cohérent [84]. Les codes OCDMA sont créés pour être compatibles et personnalisés pour les réseaux multiservices ; Les codes à double poids amélioré (EDW) et à diagonale aléatoire (RD) sont principalement choisis en raison de leurs propriétés numériques, en particulier de leurs caractéristiques de faible corrélation croisée et de leur facilité d'implantation. L'impact du bruit sur le nombre d'utilisateurs actifs potentiels sera étudié, le taux d'erreur sur les bits (BER), qui est la principale mesure utilisée pour examiner et évaluer les performances du système proposé afin de déterminer quel code peut fournir le nombre maximum d'utilisateurs tout en étant le plus résistant aux dégradations linéaires et non linéaires, est déterminée par une analyse mathématique.

4.3.1 Architecture du système proposé

La figure 4.5 représente le schéma fonctionnel du système proposé, qui est composé d'un générateur f-OFC à peigne de fréquence optique plate afin de générer les codes

OCDMA. L'espacement de fréquence entre chaque fréquence est le même que dans un démultiplexeur DWDM. Ce dernier est utilisé pour séparer chaque fréquence ou longueur d'onde afin que les combineurs de puissance puissent facilement créer les codes OCDMA par la suite. Le signal utilisateur est ensuite modulé avec chaque signal codé. Après la transmission, un deuxième générateur f-OFC plat est utilisé comme oscillateur local, dont la sortie est précisément la fréquence où aucune interférence n'est présente, et il est mélangé avec le signal reçu avant d'être détecté à l'aide d'un détecteur équilibré. Le signal de données utilisateur est la bande de base de chaque signal reçu. Cette opération est attribuée au filtre passe-bas et au démodulateur OFDM afin de le récupérer.

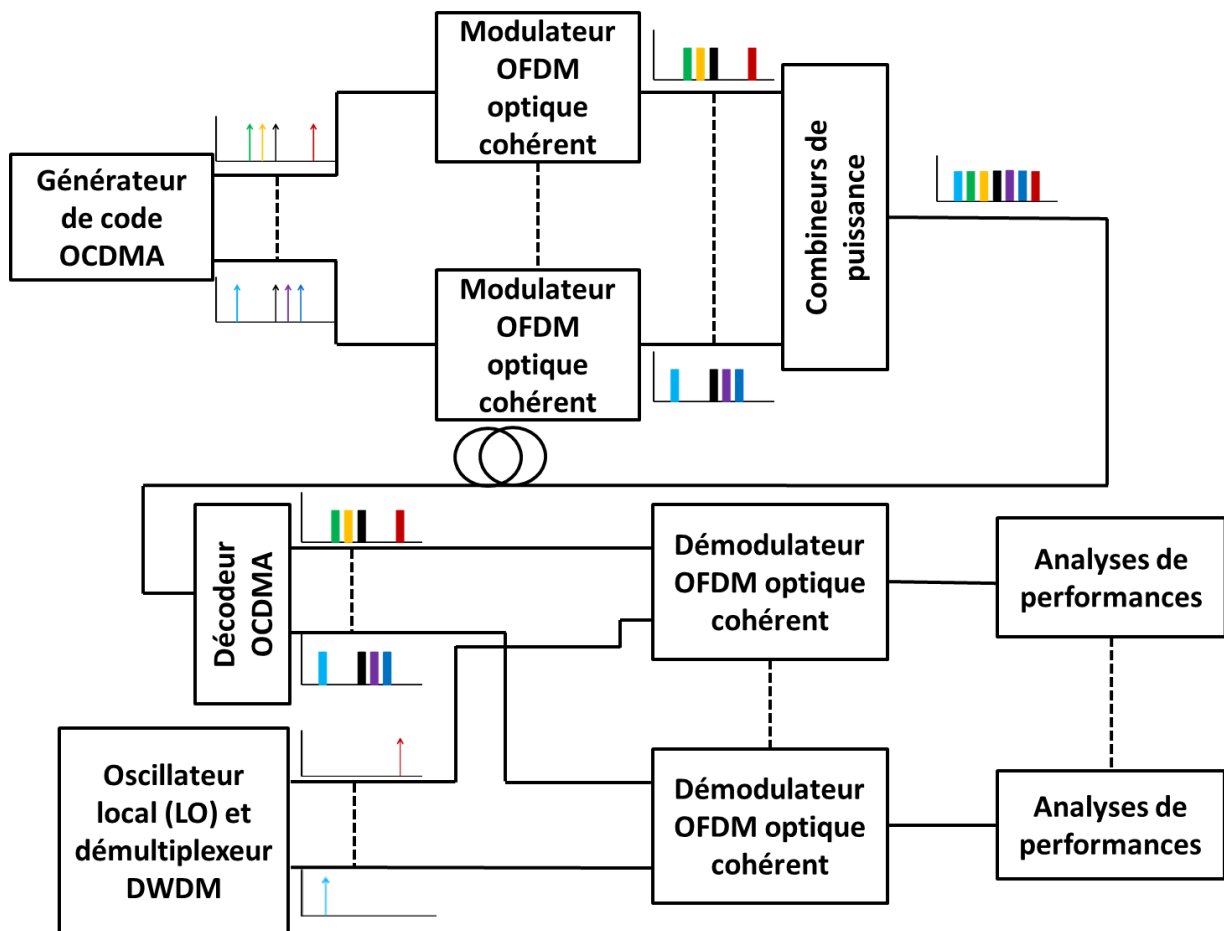


Figure 4.5 Schéma fonctionnel du système proposé SAC-OCDMA-OFDM-DWDM

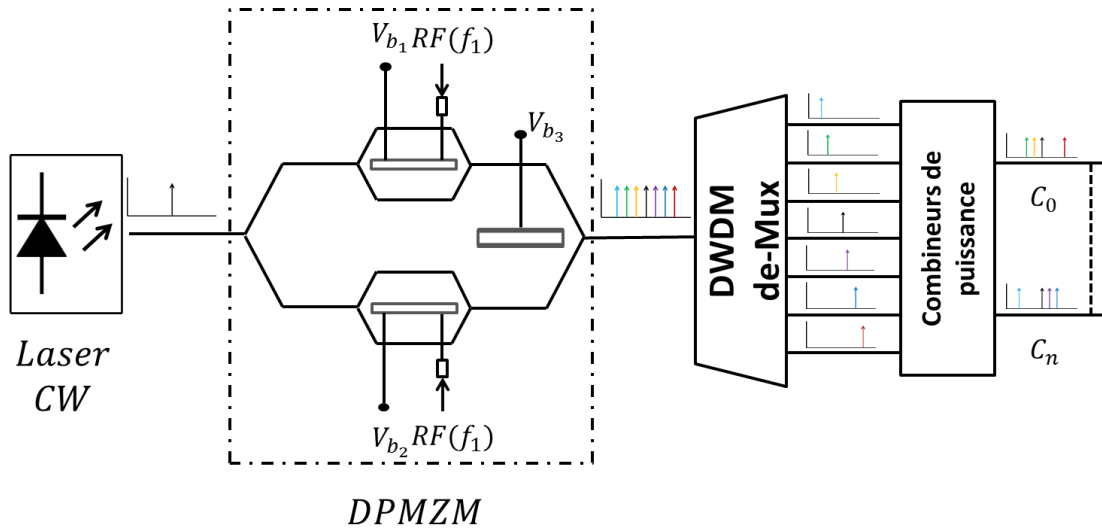


Figure 4.6 L'encodeur SAC-OCDMA utilise le démultiplexeur DPMZM, DWDM et des combineurs de puissance

La figure 4.6 montre l'encodeur SAC-OCDMA pour ce système, qui se compose d'un générateur f-OFC, d'un démultiplexeur DWDM et de combineurs de puissance optique. Le signal f-OFC est généré par un laser à onde continue (CW) modulé avec un signal de radiofréquence (RF) à l'aide d'un modulateur Mach Zehnder doublé parallèle (dual-parallel Mach Zehnder modulator DPMZM) [85], [86] où le champ électrique du laser CW est exprimé par :

$$E_{CW \text{ laser}} = E_0 \cos\left(\frac{2\pi c}{\lambda_0} t + \varphi_0\right) \quad (4.4)$$

Où :

E_0 : est l'amplitude du champ électrique,

c : est la vitesse de la lumière dans le vide,

λ_0 : est la longueur d'onde du laser CW qui est de 1552,52 nm dans ce système, cette dernière est équivalente à la fréquence $f_0 = 193,1 \text{ THz}$,

φ_0 : est la phase du laser.

De plus, deux signaux RF sont appliqués aux bras du DPMZM avec la même fréquence f_1 et avec des tensions différentes. Par conséquent, le rôle des tensions de polarisation continue V_{b_1} , V_{b_2} et V_{b_3} est de contrôler les points de transmission du DPMZM. Pour le premier bras, il est polarisé au point de transmission maximum en mettant $V_{b_1} = 0V$ pour supprimer les bandes latérales impaires. Dans le deuxième bras, V_{b_2} a la même tension que la tension de polarisation de commutation du DPMZM, ainsi, le point de transmission sera polarisé au point

de transmission minimum afin de supprimer la carrière et même les bandes latérales. Par la suite, lorsque V_{b_3} est mis à 0V cela signifie que φ_3 sera nul et qu'il n'y aura pas de déphasage en sortie du DPMZM, afin d'obtenir sept fréquences ou longueurs d'onde avec un espacement de f_1 .

Le champ électrique à la sortie DPMZM est donné par:

$$E_{out-flat OFC}(t) = \frac{E_{CW laser}(t)}{\sqrt{2}} \left[\sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_{2l}(m_1) e^{j(2l)(2\pi f_1)t} + \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_{2l-1}(m_2) e^{j(2l-1)(2\pi f_1)t} e^{j\varphi_3} \right] \quad (4.5)$$

Où :

J_i désigne la fonction de Bessel du i ème ordre du premier type,

m_1 et m_2 sont les indices de modulation des premier et deuxième bras du DPMZM,

φ_3 est l'angle de polarisation.

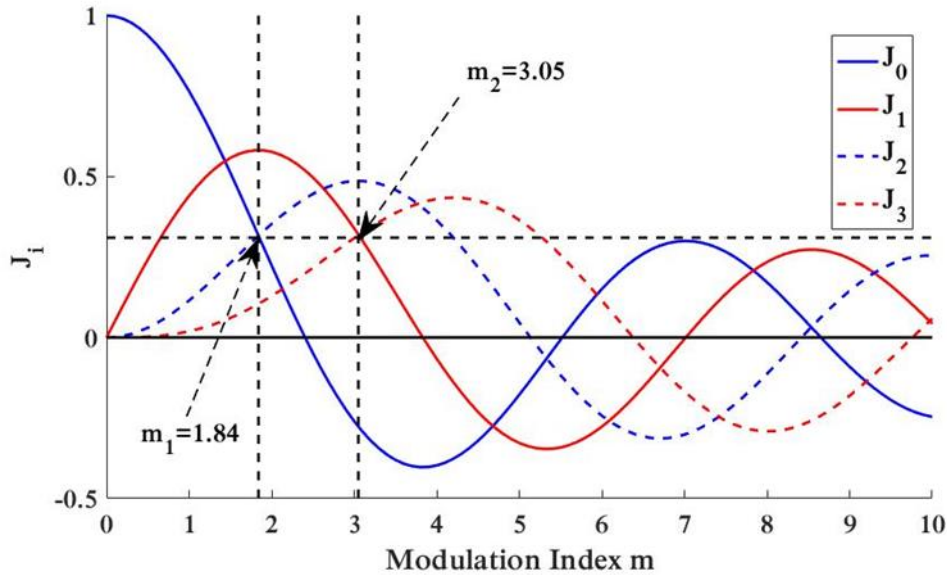


Figure 4.7 Fonction de Bessel du i ème ordre du premier type

La figure 4.7 représente la fonction de Bessel du premier type. Lorsque l'amplitude de l'intersection entre J_0 et J_2 est la même que l'intersection entre J_1 et J_3 , ces deux points signifient que le DPMZM peut générer plusieurs bandes latérales optiques, créant un peigne de fréquence, où $m_1 = 1,84$ et $m_2 = 3,05$, ce qui signifie que six bandes latérales

et la carrière principale sont toutes de même amplitude, ce qui s'exprime par :

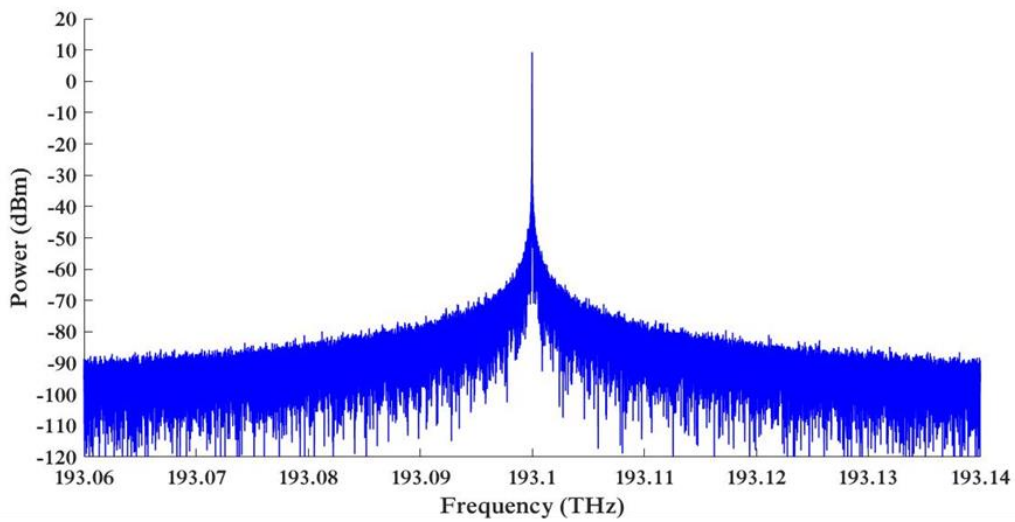
$$J_{-3}(m_2) = J_{-2}(m_1) = J_{-1}(m_2) = J_0(m_1) = J_1(m_2) = J_2(m_1) = J_3(m_2) \quad (4.6)$$

Les indices de modulation sont exprimés comme suit :

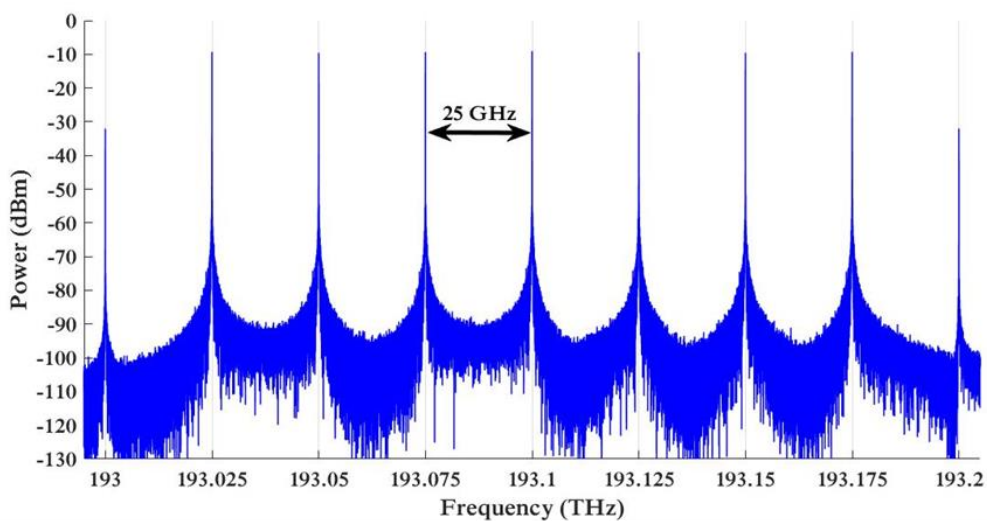
$$m_1 = \frac{\pi RF1}{V_{\pi 1}} \quad (4.7)$$

$$m_2 = \frac{\pi RF2}{V_{\pi 2}} \quad (4.8)$$

Où $RF1$ et $RF2$ sont les amplitudes des signaux RF, $V_{\pi 1}$ et $V_{\pi 2}$ sont les tensions demi-onde pour chaque bras du DPMZM respectivement.



(a)



(b)

Figure 4.8 (a) Spectre du laser CW et (b) du générateur f-OFC

La figure 4.8 illustre le laser CW et les spectres f-OFC [85]. Dans ce système, f_1 vaudra 25 GHz, ce qui équivaut à $\lambda_1 = 0,2 \text{ nm}$. Afin de diviser chaque longueur d'onde pour construire les codes SAC-OCDMA, un démultiplexeur DWDM avec un espacement de λ_1 est utilisé à cet effet. Ensuite, un ensemble de combinateurs de puissance sera utilisé pour combiner les longueurs d'onde sélectionnées afin de construire le code SAC-OCDMA pour chaque utilisateur. Concernant les codes EDW et RD, le poids et le nombre d'utilisateurs ont été fixés à trois pour obtenir la même longueur de code, soit six. En conséquence, la longueur de code du code EDW N_{EDW} est définie comme suit: (voir Annexe -B-)

$$N_{EDW} = 2k + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right]^2 + \frac{8}{3} \left[\sin\left(\frac{(k+1)\pi}{3}\right) \right]^2 + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{(k+2)\pi}{3}\right) \right]^2 \quad (4.9)$$

Où k est le nombre d'utilisateurs. La longueur de code du code RD est donnée par l'expression suivante [87], [88]:

$$N_{RD} = k + 2W - 3 \quad (4.10)$$

Où W désigne le poids du code.

Les tableaux 4.1 et 4.2 indiquent les codes EDW et RD pour chaque utilisateur. Le même nombre d'utilisateurs dans ce cas conduit à avoir les mêmes interférences MAI, de sorte que la modulation de phase croisée (XPM) [89] a presque le même effet sur les deux signaux pendant la transmission.

Tableau 4.1 EDW code pour $W = 3$, $N_{EDW} = 6$

Utilisateur #1	0	0	1	1	0	1
Utilisateur #2	0	1	0	0	1	1
Utilisateur #3	1	1	0	1	0	0

Tableau 4.2 RD codes for $W = 3$, $N_{RD} = 6$

Utilisateur #1	0	0	1	0	1	1
Utilisateur #2	0	1	0	1	1	0
Utilisateur #3	1	0	0	1	0	1

Puisque la longueur des deux codes est de six, seules 6 bandes latérales successives seront sélectionnées pour la modulation cohérente. Après la construction du code, le spectre du code

sera modulé avec un signal OFDM à l'aide d'un modulateur cohérent optique comme présenté sur la figure 4.9 ; un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire est utilisé comme données (data) d'utilisateur. Par conséquent, un système de mappage est utilisé pour générer les séquences de composantes en phase et en quadrature. Ce système utilise le QPSK et la modulation 16-QAM.

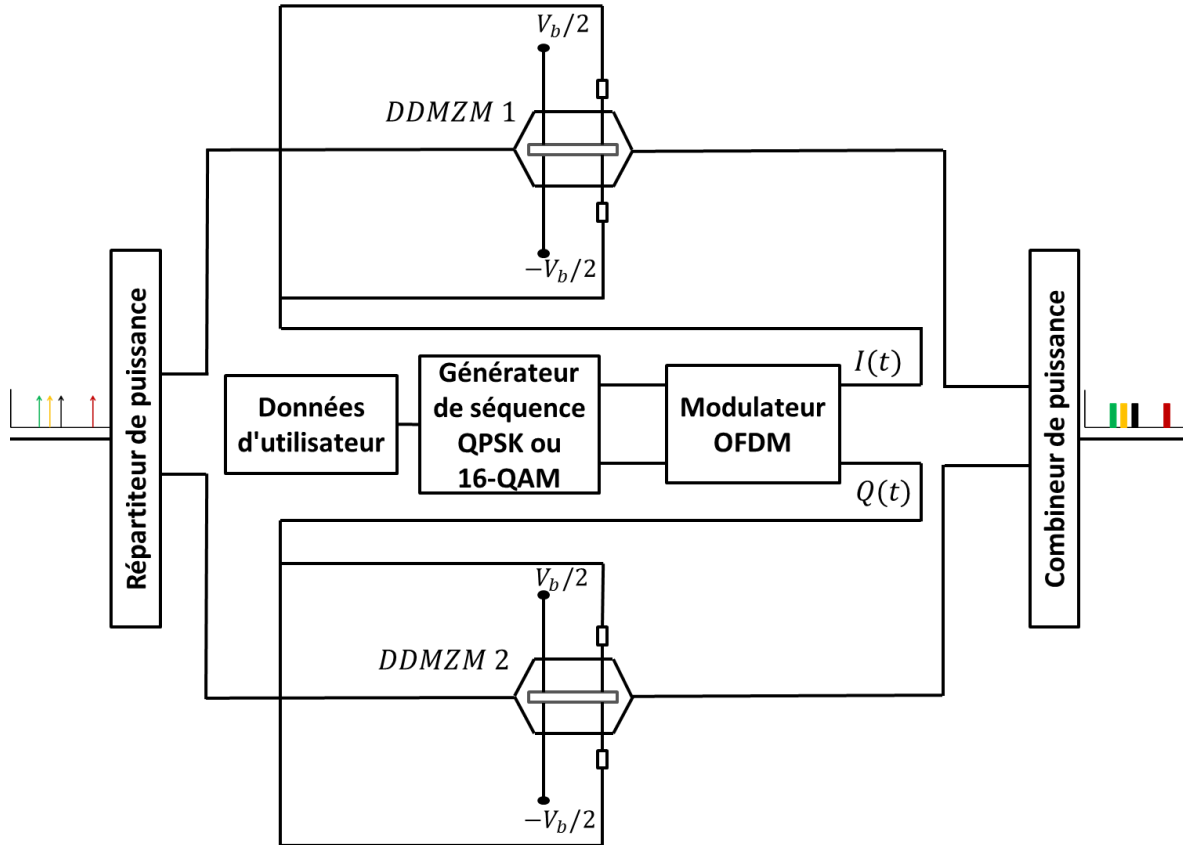


Figure 4.9 Modulateur OFDM optique cohérent

Une fois les composantes I et Q sont séparées, le modulateur OFDM sera utilisé. Après avoir modulé les deux composantes, le signal électrique général OFDM généré avec N_{sc} sous-porteuses dans la $k_{i\grave{e}me}$ période de symbole peut être exprimé comme [90] :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_{sc}-1} C_{k,n} e^{j\frac{2\pi n t}{T}} \quad (4.11)$$

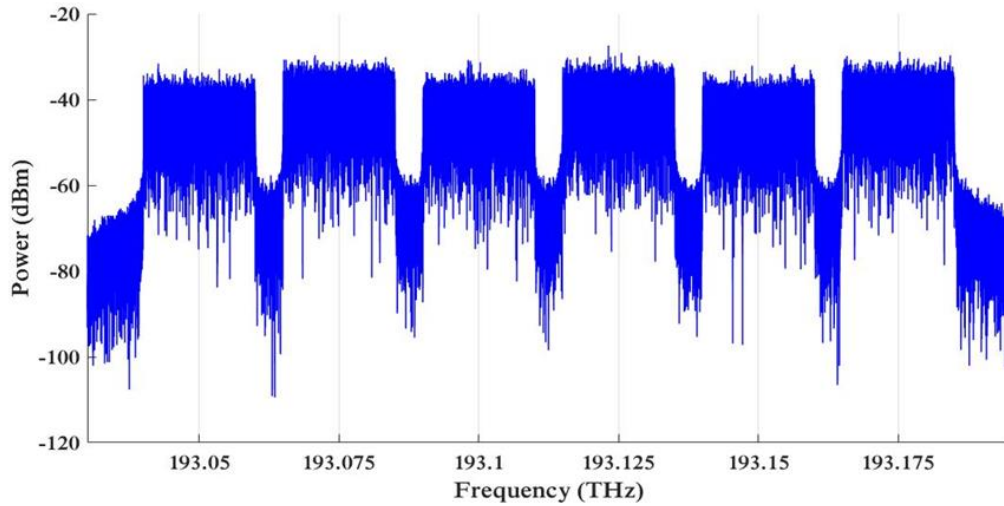
Où $C_{k,n}$ désigne le coefficient complexe sur la $n_{i\grave{e}me}$ sous-porteuse dans le $k_{i\grave{e}me}$ symbole et T est le temps de symbole OFDM. Les paramètres du modulateur OFDM sont : Le nombre de sous-porteuses est de 512 et les points $IFFT = 1024$ (Inverse Fast Fourier Transform) IFFT avec un préfixe cyclique du symbole transmis. Les $I(t)$ et le $Q(t)$ du signal électrique OFDM sont modulés avec le code utilisateur SAC-OCDMA, les modulateurs Mach-Zehnder à double

entraînement (dual drive Mach–Zehnder modulators DDMZM) modulent chaque composant OFDM.

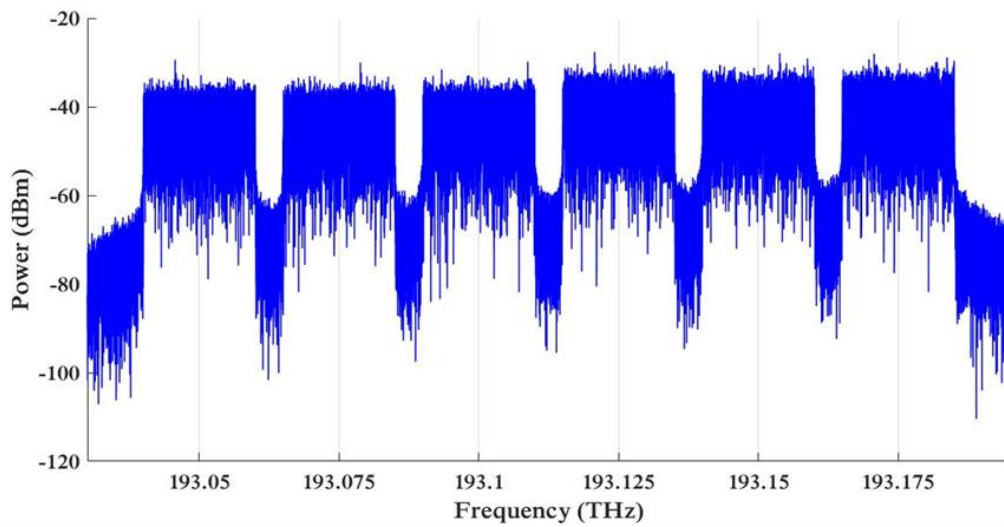
Les deux DDMZM sont polarisés vers le point de transmission nul en raison de la minimisation des non-linéarités du conversion radio/ optique. $V_b/2$ est la tension de polarisation où V_b est la tension de polarisation de commutation des DDMZM. La composante optique $Q(t)$ ne nécessite pas de déphaseur optique après modulation puisque la phase est décalée dans le modulateur OFDM [91]. En conséquence, un combineur de puissance est utilisé pour combiner les deux composants, et la sortie du modulateur OFDM optique cohérent représente un utilisateur. Des combineurs de puissance supplémentaires sont utilisés pour combiner tous les utilisateurs, ce qui peut être exprimé par :

$$E_s(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \left[A_{I_k} I_k(t) e^{j2\pi f_k t + j\varphi_k} + A_{Q_k} Q_k(t) e^{j2\pi f_k t + \frac{\pi}{2} + j\varphi_k} \right] \quad (4.12)$$

Où N_u est le nombre d'utilisateurs, A_{I_k} et A_{Q_k} sont les amplitudes de chaque composante pour chaque utilisateur dans les signaux codés OCDMA, qui sont respectivement proportionnelles aux composantes I et Q. Les indices de modulation et les déphasages des DDMZM, $I_k(t)$ et $Q_k(t)$ sont les composantes OFDM I/Q pour chaque utilisateur [44], f_k et φ_k sont l'ensemble des fréquences et la phase qui identifient chaque utilisateur. Les spectres de sortie des deux codes EDW et RD sont illustrés à la figure 4.10.



(a)



(b)

Figure 4.10 (a) Spectre de sortie du code EDW et (b) RD

Après la transmission, les signaux combinés seront décodés en divisant chaque longueur d'onde seule à l'aide d'un démultiplexeur DWDM. Ensuite, un ensemble identique de combineurs de puissance employés dans le codeur SAC-OCDMA est utilisé, afin de construire chaque spectre d'utilisateur pour la deuxième fois. La figure 4.11 montre le décodeur SAC-OCDMA utilisé lors de notre simulation.

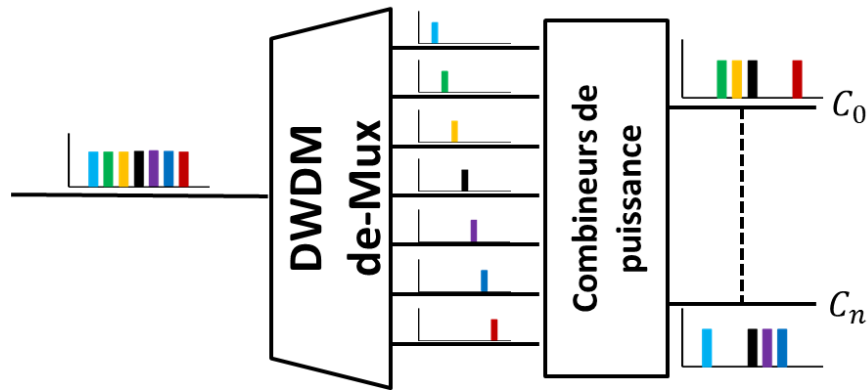


Figure 4.11 Décodeur SAC-OCDMA

La détection cohérente est la technique utilisée pour restaurer le signal OFDM. De plus, l'oscillateur local (LO) est obligatoire pour cette technique. Dans ce système proposé, la partie LO est un deuxième f-OFC générant sept longueurs d'onde avec un espacement de λ_1 , suivi d'un autre démultiplexeur DWDM qui divise la longueur d'onde, puis une sélection de longueurs d'onde qui sont les mêmes que le signal reçu qui ne contiennent pas interférence spectrale, et enfin, mettre chaque longueur d'onde sélectionnée, qui représente les utilisateurs et le signal reçu, dans les entrées du coupleur hybride à 90° dans le récepteur de chaque utilisateur.

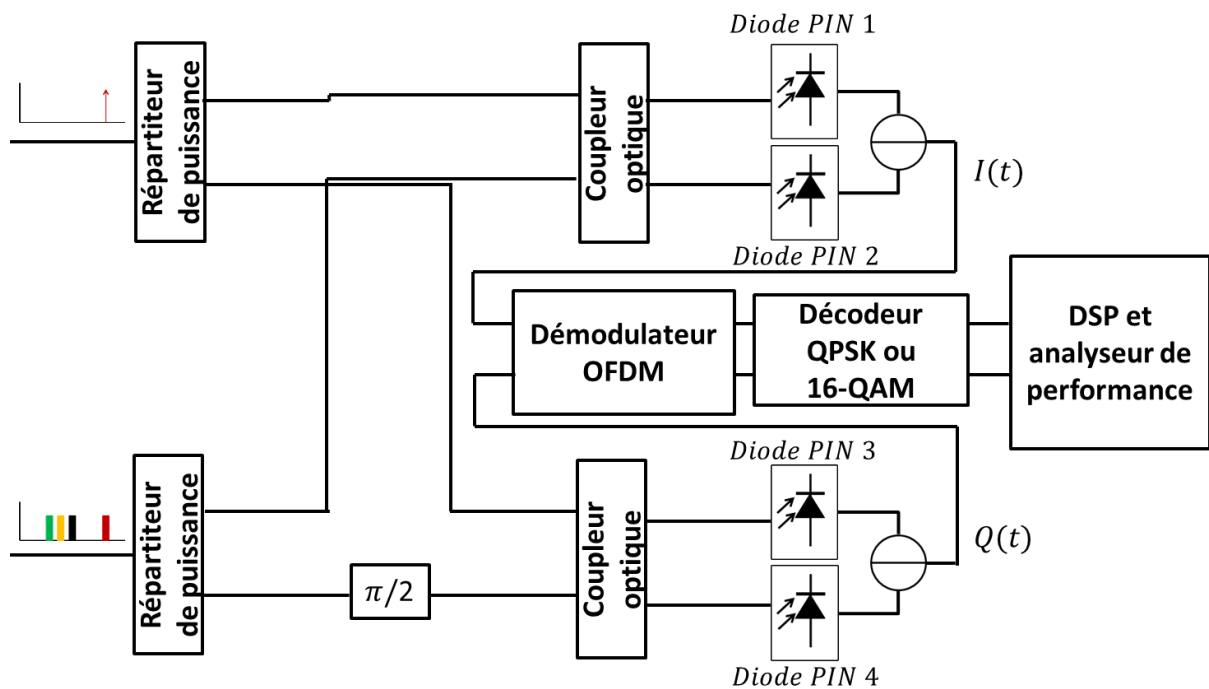


Figure 4.12 La partie récepteur pour chaque utilisateur

La figure 4.12 montre le détecteur optique cohérent comprenant un coupleur hybride à 90° et deux détecteurs équilibrés, pour la récupération des composantes $I(t)$ et $Q(t)$ [64], après mélange du signal reçu avec le signal LO, les champs électriques de sortie du coupleur

hybride à 90 degrés sont écrits :

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) + E_{LO}(t)] \quad (4.13)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) - E_{LO}(t)] \quad (4.14)$$

$$E_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) - jE_{LO}(t)] \quad (4.15)$$

$$E_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) + jE_{LO}(t)] \quad (4.16)$$

Où $E_s(t)$ et $E_{LO}(t)$ sont les champs électriques du signal reçu et du signal LO, le signal reçu contient six signaux modulés, dont trois sont les spectres d'interférence. L'expression suivante peut être utilisée pour le déduire :

$$E_s(t) = A_{s1}(t)e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} + A_{s2}(t)e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} + A_{s3}(t)e^{j(\omega_3 t + \varphi_3)} + A_{s4}(t)e^{j(\omega_4 t + \varphi_4)} + A_{s5}(t)e^{j(\omega_5 t + \varphi_5)} + A_{s6}(t)e^{j(\omega_6 t + \varphi_6)} \quad (4.17)$$

Et le signal LO peut être exprimé :

$$E_{LO}(t) = A_{LO}e^{j(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (4.18)$$

Où le carré de $A_{s1}(t)$, $A_{s2}(t)$, $A_{s3}(t)$, $A_{s4}(t)$, $A_{s5}(t)$ et $A_{s6}(t)$ sont les puissances pour chaque longueur d'onde, et le carré de A_{LO} est la puissance du signal LO.

Après avoir mélangé le signal reçu avec le signal LO et détecté le signal électrique à l'aide d'un détecteur équilibré, en supposant que toutes les phases sont égales, les photocourants de sortie peuvent être donnés par :

$$\begin{aligned} \Delta i_I(t) = RA_{LO} [& A_{s1}(t) \cos(\omega_{IF1} t) + A_{s2}(t) \cos(\omega_{IF2} t) + A_{s3}(t) \cos(\omega_{IF3} t) \\ & + A_{s4}(t) \cos(\omega_{IF4} t) + A_{s5}(t) \cos(\omega_{IF5} t) \\ & + A_{s6}(t) \cos(\omega_{IF6} t)] \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_Q(t) = RA_{LO} [& A_{s1}(t) \sin(\omega_{IF1} t) + A_{s2}(t) \sin(\omega_{IF2} t) + A_{s3}(t) \sin(\omega_{IF3} t) \\ & + A_{s4}(t) \sin(\omega_{IF4} t) + A_{s5}(t) \sin(\omega_{IF5} t) \\ & + A_{s6}(t) \sin(\omega_{IF6} t)] \end{aligned} \quad (4.20)$$

Où R est la sensibilité du photodétecteur, ω_{IF} est la longueurs d'onde intermédiaire, où :
 $\omega_{IF1} = \omega_1 - \omega_{LO}$, $\omega_{IF2} = \omega_2 - \omega_{LO}$, $\omega_{IF3} = \omega_3 - \omega_{LO}$, $\omega_{IF4} = \omega_4 - \omega_{LO}$, $\omega_{IF5} = \omega_5 - \omega_{LO}$,
 $\omega_{IF6} = \omega_6 - \omega_{LO}$,

Sachant que ω_{LO} est identique à l'une des six longueurs d'onde du spectre sélectionnées à démoduler, ω_{IF} va être nul, et le spectre sélectionné sera amplifié et décalé pour devenir un signal en bande de base à la suite du mélange avec le signal LO. La figure 4.13 montre les spectres de sortie de détecteur équilibrés des deux codes.

Les composants du signal reçu sont filtrés à l'aide de filtres coupe-bas cosinus avec un coefficient de coupe de 0,2 afin de maintenir la partie bande de base du signal reçu et d'éliminer toutes les fréquences indésirables ainsi de minimiser les interférences inter-symboles dans le signal OFDM.

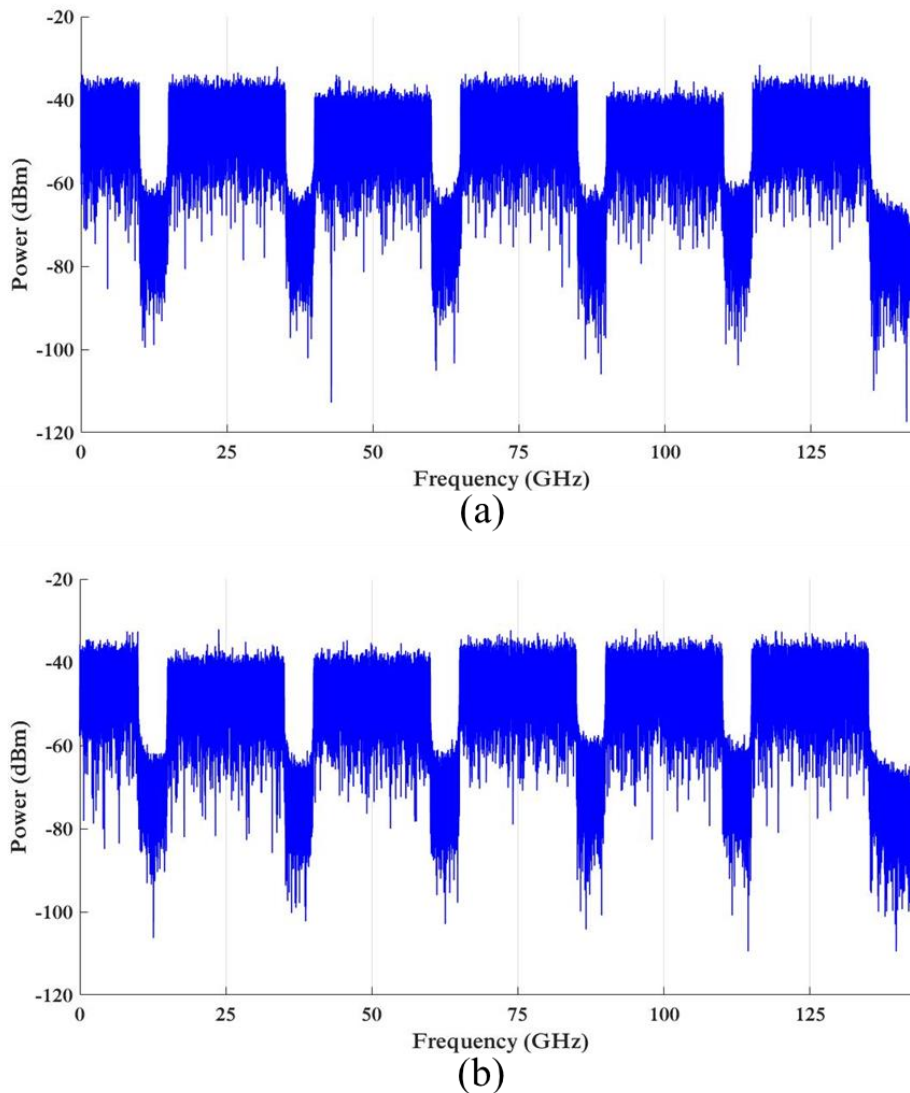


Figure 4.13 Spectres reçus du troisième utilisateur du code EDW(a),(b) code RD

Ensuite, un démodulateur OFDM, un décodeur QPSK ou 16-QAM et un traitement numérique du signal (DSP) sont utilisés pour restaurer le signal transmis d'origine, observer et étudier les performances du système, respectivement. Le DSP utilise un estimateur de décalage de fréquence et des algorithmes de récupération de phase de carrière pour récupérer le signal transmis. (voir Annexe -A-)

4.3.2 Effet de bruits sur le nombre des utilisateurs actifs

Dans cette section, on va déterminer l'effet des bruits et leurs impacts sur le nombre des utilisateurs actifs possible, en déterminant le rapport signal sur bruit (SNR) du système proposé.

- Critères de performances :

Le taux d'erreur binaire (BER) est le paramètre principal pour étudier et analyser les performances du système proposé. Le rapport signal sur bruit (SNR) du signal reçu détermine la valeur estimée du BER, le SNR théorique s'exprime par :

$$SNR = \frac{I^2}{\sigma^2} \quad (4.21)$$

Où :

I^2 : représente la densité spectrale de puissance du photocourant reçu,

σ^2 : est la variance des sources de bruit dans le système de transmission.

Le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit d'émission spontanée amplifié (Amplified spontaneous emission noise ASE noise) sont les principales sources de bruit dans la détection cohérente optique. Le bruit d'intensité est négligé dans ce travail car le bruit d'intensité du signal transmis est éliminé par les pertes élevées du support de transmission et le bruit d'intensité de l'oscillateur local (LO) est éliminé par détection équilibrée[92]. Avant de détailler chaque bruit, il convient de détailler la puissance moyenne du signal émis afin de déterminer le photocourant reçu et la puissance du bruit. Un coupleur hybride à 90° est utilisé dans le système de détection cohérente optique pour diviser les composantes en phase I et en quadrature Q du signal transmis, qui est modulé par un modulateur cohérent. Sachant que la composante Q est déphasée de 90°, pour simplifier notre analyse, la composante I est considérée car il n'y a pas de déphasage. La moyenne quadratique du photocourant reçu de la composante I dans la sortie du coupleur hybride à 90° est :

$$I_I = R\sqrt{(P_r P_{LO}/4)} \quad (4.22)$$

Avec : P_r et P_{LO} sont la puissance reçue du signal reçu et la puissance de l'oscillateur local LO dans le récepteur respectivement . Le signal reçu est un signal codé OCDMA. Afin d'obtenir le signal électrique reçu à l'aide d'une détection cohérente (coupleur hybride à 90° et détecteur équilibré), les propriétés mathématiques de la puissance du signal des codes EDW et RD sont définies par [93].

La puissance moyenne du code EDW pour la détection directe spectrale (spectral direct detection SDD) est définie par l'expression suivante :

$$P_{EDW} = \frac{PW}{N} \quad (4.23)$$

Où P est la puissance effective du signal au niveau du récepteur, W désigne le poids du code et N représente la longueur du code. D'après (4.22) et (4.23), le photocourant de la composante I pour le code EDW s'exprime par la formule suivante :

$$I_{I_{EDW}} = R \sqrt{\frac{WP_r P_{EDW} P_{LO}}{4N_{EDW}}} \quad (4.24)$$

Concernant le code RD, l'expression suivante définit la puissance du code RD pour la détection SDD, selon Fadhil et al. [94] :

$$P_{RD} = \frac{2PW}{N} \quad (4.25)$$

En remplaçant (4.25) dans (4.22), le photocourant du signal code RD vaut :

$$I_{I_{RD}} = R \sqrt{\frac{WP_r P_{RD} P_{LO}}{2N_{RD}}} \quad (4.26)$$

Par conséquent, la variance des sources de bruit peut être déterminée ; on peut l'exprimer par la formule suivante :

$$\sigma^2 = \sigma^2_{shot} + \sigma^2_{ASE} + \sigma^2_{thermal} \quad (4.27)$$

Où :

σ^2_{shot} : est le bruit de grenaille,

σ^2_{ASE} : est le bruit ASE

$\sigma^2_{thermal}$: est le bruit thermique .

Dans cette analyse, le bruit de grenaille σ^2_{shot} du de l'oscillateur (LO) dans le récepteur est le bruit dominant et, comme décrit dans la section précédente, le signal LO ne contient que la longueur d'onde sélectionnée qui sera récupérée à partir du signal transmis, donc ce bruit peut

être modélisé par la formule de variance suivante :

$$\sigma^2_{shot} = qP_{LO}RB \quad (4.28)$$

Où :

q : est la charge de l'électron

B : est la bande passante effective du récepteur du photodétecteur.

L'utilisation d'amplificateurs optiques en ligne qui génèrent un bruit qui dégrade la qualité du signal reçu est appelée bruit ASE. Dans cette analyse, le bruit de battement de l'oscillateur local-ASE est le bruit ASE dominant. Il peut être exprimé par :

$$\sigma^2_{LO-ASE} = R^2P_{LO}\eta_{sp}(G - 1)h\nu B \quad (4.29)$$

η_{sp} est le facteur d'émission spontanée, G est le gain de l'amplificateur, h est la constante de Planck et ν est la fréquence du photon.

Le bruit thermique d'EDW est le même que le code RD car il est toujours indépendant du photocourant reçu. L'expression du bruit thermique est :

$$\sigma^2_{thermal} = \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad (4.30)$$

K_B est la constante de Boltzmann, T_n est la température de bruit absolue du récepteur et R_L est la résistance de charge du récepteur. Après avoir défini tous les courants et le bruit, le SNR pour les codes EDW et RD peut être calculé à l'aide des expressions suivantes :

$$SNR_{EDW} = \frac{\left(R \sqrt{\frac{WP_{rEDW}P_{LO}}{4N_{EDW}}} \right)^2}{qP_{LOEDW}RB + R^2P_{LOEDW}\eta_{sp}(G - 1)h\nu B + \frac{4K_B T_n B}{R_L}} \quad (4.31)$$

$$SNR_{RD} = \frac{\left(R \sqrt{\frac{WP_{rRD}P_{LO}}{2N_{RD}}} \right)^2}{qP_{LORD}RB + R^2P_{LORD}\eta_{sp}(G - 1)h\nu B + \frac{4K_B T_n B}{R_L}} \quad (4.32)$$

Le tableau 4.3 présente les principaux paramètres utilisés pour calculer le SNR. Pour avoir la mesure la plus directe qui aidera à l'analyse des performances des deux codes, le BER estimé est calculé par la formule suivante [95] :

$$BER = \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2} \frac{SNR}{M-1}} \right) \quad (4.33)$$

M est l'ordre supérieur du format de modulation avancé (M-PSK ou M-QAM), puisque les données transmises utilisent ces types de mappage pour être employées dans la modulation OFDM.

Tableau 4.3 Description et spécifications des paramètres SNR

Description	Paramètres	Valeurs
Charge électronique	q	$1.602 \times 10^{-19} C$
Constante de Boltzmann	K_B	$1.38 \times 10^{-23} J.K^{-1}$
Température de bruit absolue du récepteur	T_n	300 K
Résistance à la charge	R_L	50 Ω
Facteur d'émission spontanée	η_{sp}	1.3
Efficacité quantique	η	0.6
Constante de planche	h	$6.6260 \times 10^{-34} J.s$
Puissance LO	P_{LO}	10 dBm
Puissance reçue	P_{rEDW} or P_{rRD}	-20 dBm
Longueur d'onde centrale	$\lambda = \frac{1}{\nu}$	1550 nm

D'un point de vue analytique, pour comparer les performances des codes EDW et RD pour la détection cohérente optique, le nombre d'utilisateurs actifs doit être défini et il convient de déterminer quel code peut fournir le nombre maximum d'utilisateurs. Le BER est le paramètre principal qui peut juger quel code est le meilleur. Pour calculer le BER, la longueur du code sera définie principalement en fonction du nombre d'utilisateurs k . Il est possible de le calculer à l'aide des expressions (4.9) et (4.10).

Sur la figure 4.14 est illustré le nombre d'utilisateurs pour notre système simulé en détection cohérente, et ceci pour les deux codes EDW et RD utilisant la modulation 16-QAM-OFDM, pour différentes pondérations de code et différents débits binaires en présence de bruit ASE.

On remarque de toute évidence que le code RD prend en charge un plus grand nombre d'utilisateurs actifs pour différents poids de code et différents débits binaires, par rapport au

code EDW, et ceci en raison de sa faible caractéristique de corrélation croisée.

La présence de MAI dans le spectre du signal transmis est réduite par rapport au code EDW, dont la suppression est simple et plus facile à mettre en œuvre. De plus, la présence de bruit ASE diminue fortement le nombre d'utilisateurs en raison de ses effets sur le signal reçu, par conséquent, les amplificateurs en ligne ne sont pas recommandés dans ce système.

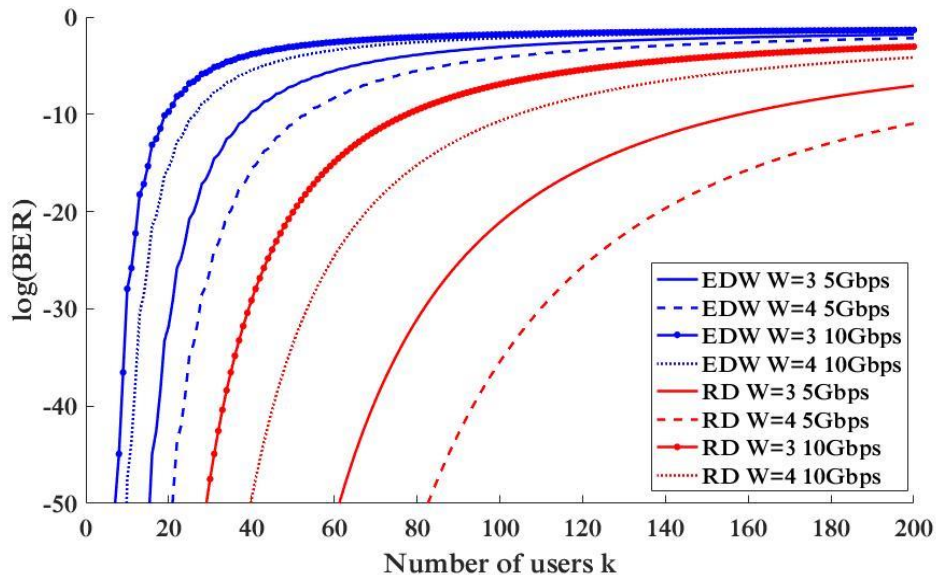


Figure 4.14 $\log(\text{BER})$ en fonction du nombre d'utilisateurs de la détection optique cohérente pour différentes pondérations de code et différents débits binaires en présence de bruit ASE

Cependant, dans ce système, le code RD ne peut être considéré comme meilleur que le code EDW en termes de robustesse vis-à-vis des dégradations linéaires et non linéaires, les performances doivent être étudiées lorsque le nombre d'utilisateurs et le poids du code sont égaux pour chaque code, afin de savoir quel code fonctionne le mieux.

4.3.3 Résultats et Discussions

Une technique de co-simulation est employée grâce à l'utilisation d'OptiSystem et de MATLAB. De plus, puisque le système optique est transporté sur l'OptiSystem, MATLAB est en charge de l'exécution de la simulation, de l'analyse, du traitement et de la présentation des résultats. Le BER est calculé à partir de la magnitude du vecteur d'erreur (Error vector magnitude EVM) mesuré à partir du diagramme de constellation. De plus, l'EVM fournit une mesure précise pour évaluer les systèmes de modulation multiniveaux et multiphasés tels que les modulations QPSK et 16-QAM. Ainsi, il peut être défini comme la différence entre le vecteur de symbole de référence et le vecteur de symbole mesuré illustré dans la constellation,

il peut être exprimé par [96]:

$$EVM = \sqrt{\frac{P_{err}}{P_{ref}}} \quad (4.34)$$

Où P_{err} est la puissance moyenne du vecteur d'erreur des données reçues, y compris toutes les dégradations linéaires et non linéaires, P_{ref} est la puissance moyenne du vecteur de symbole de référence.

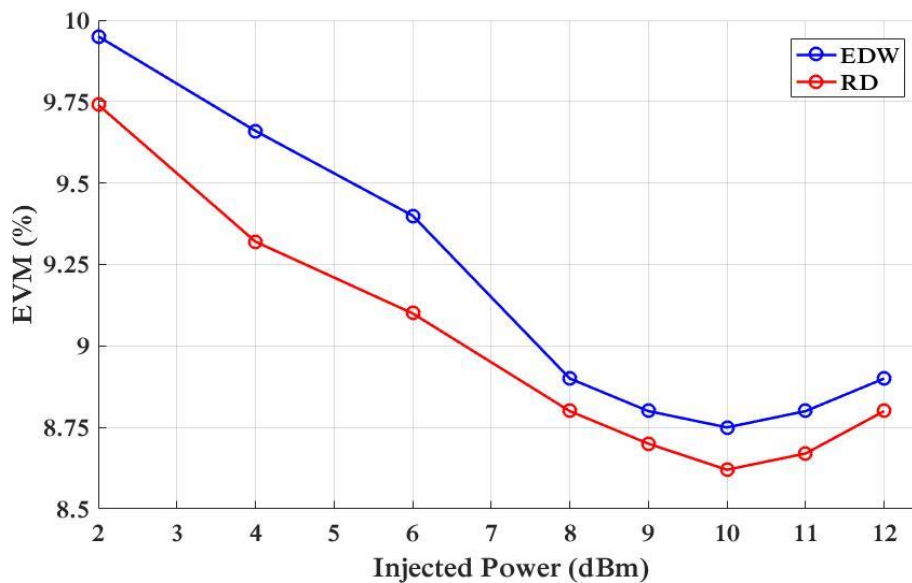


Figure 4.15 L'EVM par rapport à la puissance injectée du laser CW

Dans cette simulation, la puissance optimale injectée par le laser CW dans l'émetteur et dans le LO du récepteur pour chaque utilisateur est définie en faisant varier la puissance injectée et en déterminant quelle puissance correspond à l'EVM minimum afin de minimiser les effets non linéaires de la fibre optique, en particulier le L'effet Kerr et l'automodulation de phase (SPM), ainsi que d'obtenir une puissance suffisante pour la transmission. La figure 4.15 montre que pour les deux codes, EDW et RD, l'EVM minimum correspond à une puissance injectée de 10 dBm pour un débit de symboles de 10 Gbd en utilisant la modulation QPSK sur 60 Km dont 50 Km de fibre monomode (SMF), 10 Km d'une fibre de compensation de dispersion (DCF) et d'un amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA) pour la compensation d'atténuation [91]. La figure illustre également que lorsque la puissance injectée est ajustée, le code RD surpasse l'EDW.

L'influence de la présence de bruit est étudiée en ajoutant du bruit ASE au signal transmis et

en évaluant les performances du système pour les deux codes. De plus, le rapport signal sur bruit optique (optical signal-to-noise ratio OSNR) est la puissance optique divisée par le bruit ASE, l'OSNR est mesuré sur un OSNR de référence où sa bande passante de bruit ASE est de $0,1 \text{ nm}$ à 1550 nm , en ajustant le bruit ASE, le L'OSNR sera également également varié, ce qui influencera les performances de l'EVM, le BER peut être calculé à l'aide de l'expression suivante[96], [97]:

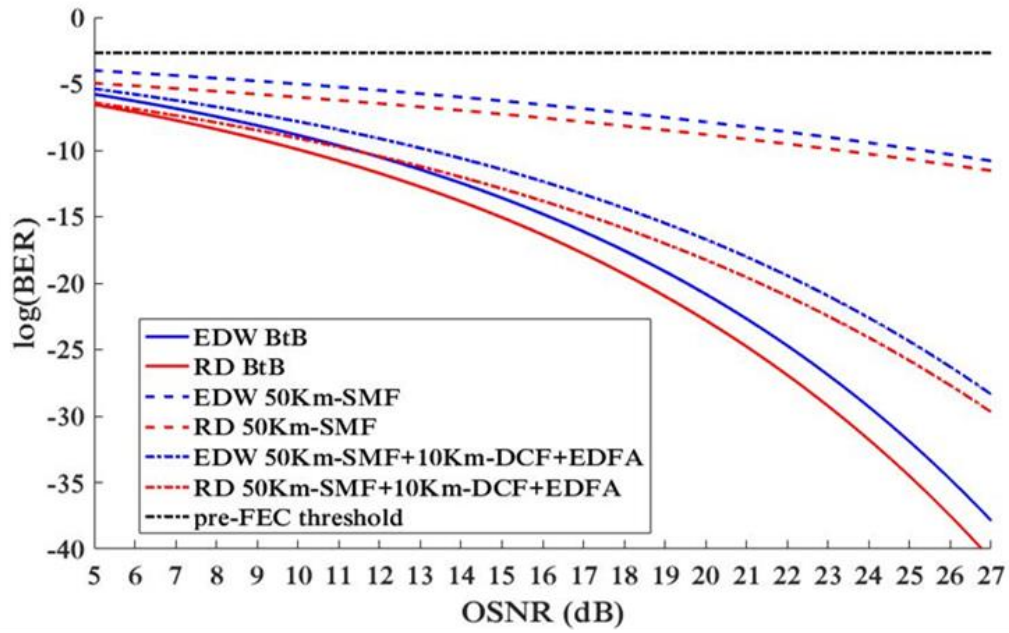
$$BER = \frac{1 - M^{-1/2}}{\frac{1}{2} \log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3/2}{(M-1)r^2 EVM^2}} \right) \quad (4.35)$$

La constante r dépend du format de modulation, d'après Freude et al. [97], $r_{QPSK} = 1$ et

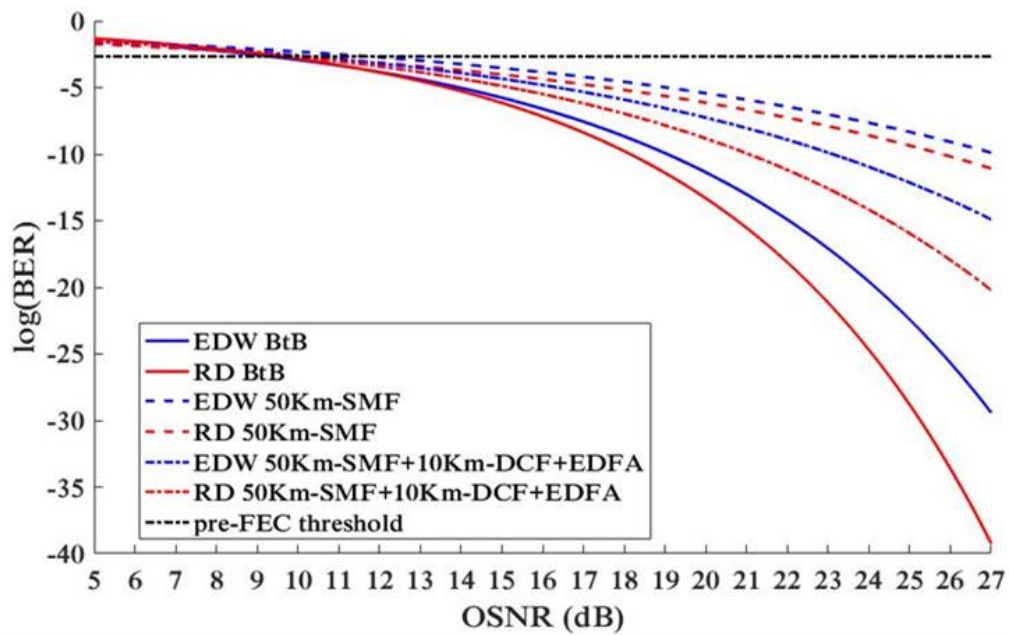
$$r_{16-QAM} = \sqrt{\frac{9}{5}}.$$

La figure 4.16 représente le $\log(\text{BER})$ en fonction de l'OSNR pour un débit de symboles de 10 GBd pour chaque utilisateur sur plusieurs distances, qui sont : transmission dos à dos (BtB), 50 km en utilisant SMF et 60 km qui a été décrit précédemment, et en comparant ses performances avec le seuil de correction d'erreur pré-forward (pre-forward error correction pre-FEC) de 2.17×10^{-3} afin de savoir si les données transmises peuvent être récupérées [98]. D'après la figure 4.16 (a), toutes les courbes sont inférieures au seuil pré-FEC lorsque la modulation QPSK est utilisée lorsque l'OSNR commence à partir de 5 dB . Cependant pour les performances de la modulation 16-QAM montrées sur la figure 4.16 (b), le seuil est respecté après 9 dB pour la transmission BtB pour les deux codes, 10 dB pour 60 km pour les deux codes également, presque 11 dB pour le code RD et EDW Code pour 50 km .

La figure 4.17 montre le $\log(\text{BER})$ en fonction de l'OSNR pour la distance de 60 km décrite précédemment, la figure 4.17 (a) montre que le débit de symboles de 15 GBd pour chaque utilisateur, à partir de 7 dB du système QPSK, est également inférieur au seuil pre-FEC pour les deux codes. Concernant la modulation 16-QAM, les codes EDW et RD ont vérifié le seuil à près de 12 dB . Pour le débit de symboles de 20 GBd pour chaque utilisateur représenté sur la figure 4.17 (b), le seuil pre-FEC est vérifié pour un OSNR plus élevé. Concernant la modulation QPSK, le code EDW respecte le seuil à près de 7 dB , et le code RD est toujours en dessous du seuil pré-FEC. Le seuil est également respecté pour l'OSNR de 15 dB et 17 dB pour les codes RD et EDW, respectivement.



(a)



(b)

Figure 4.16 $\log(\text{BER})$ en fonction de l'OSNR pour un débit de symboles de 10 GBd (a) en utilisant la modulation QPSK, (b) en utilisant la modulation 16-QAM

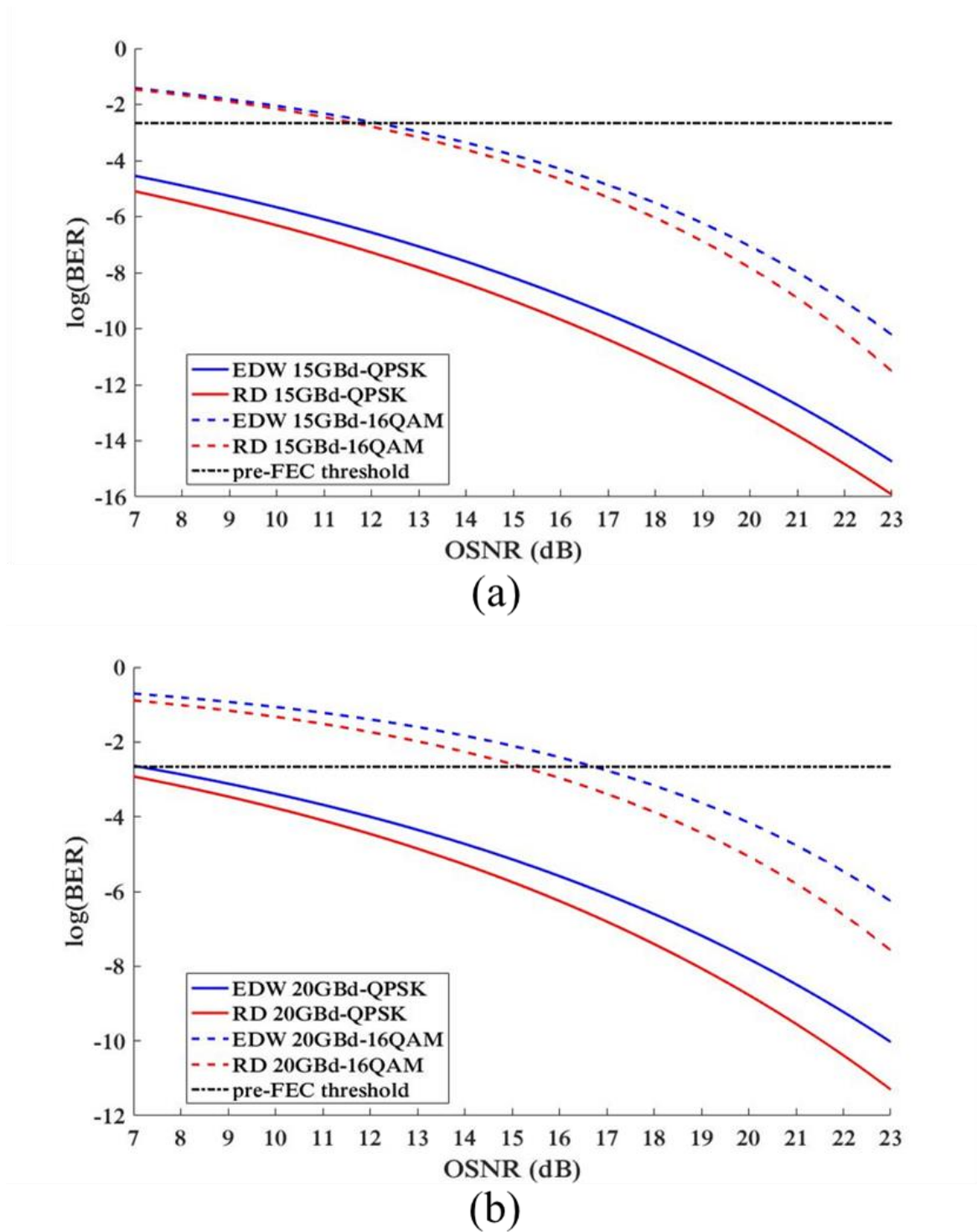


Figure 4.17 $\log(\text{BER})$ versus OSNR pour une distance de 50 km-SMF+10 km-DCF+EDFA pour différents débits de symboles, (a) 15 GBd, (b) 20 GBd

Concernant la discussion des résultats collectés, en raison du système DWDM utilisé dans ce système proposé, le XPM est induit à partir de longueurs d'onde adjacentes DWDM, ce qui entraîne spécifiquement un bruit de phase non linéaire en raison de la dépendance à l'intensité cumulée de l'indice de réfraction dans la fibre optique, qui déforme fortement le signal reçu. Il ressort très clairement les figures 4.15, 4.16 et 4.17 que le système de code RD est plus performant que le code EDW pour tous les cas étudiés.

De plus, comme le montre la figure 4.10 (b), des interférences de longueur d'onde se produisent aux extrémités du spectre de code RD. D'autre part, pour le code EDW, les interférences sont situées à proximité des longueurs d'onde des utilisateurs, comme indiqué sur la figure 4.10 (a). De plus, le chevauchement de spectres adjacents se traduit par l'effet XPM avec des spectres interférés, ce qui dégrade la qualité des signaux détectés. Cependant, pour le code RD, le recouvrement est limité aux spectres interférés du fait de leurs positions à l'extrémité des spectres transmis.

La figure 4.18 montre les diagrammes de constellation des deux codes EDW et RD du troisième utilisateur pour un débit de symboles de 20 Gbd pour une transmission BtB, 120 km utilisant deux fois la liaison optique de 60 km qui a été décrite précédemment $((50 \text{ km} - \text{SMF} + 10 \text{ km} - \text{DCF} + \text{EDFA}) \times 2)$, et 300 km en utilisant cinq fois la même liaison optique $((50 \text{ km} - \text{SMF} + 10 \text{ km} - \text{DCF} + \text{EDFA}) \times 5)$. Le biais IQ (IQ skew) est très apparent dans la transmission BtB en raison principalement de la génération électrique de $I(t)$ et $Q(t)$ qui ne sont pas séparés exactement de 90° , ce qui déforme le signal reçu.

Pour le système QPSK de 300 km , la qualité de la constellation de signaux reçus utilisant le code RD est meilleure que l'EDW. La même chose est observée pour la constellation du système 16-QAM à une distance d'environ 120 km , où les symboles reçus sont plus clairement étalés dans le code EDW que dans le code RD en raison de l'influence du chevauchement déjà évoquée.

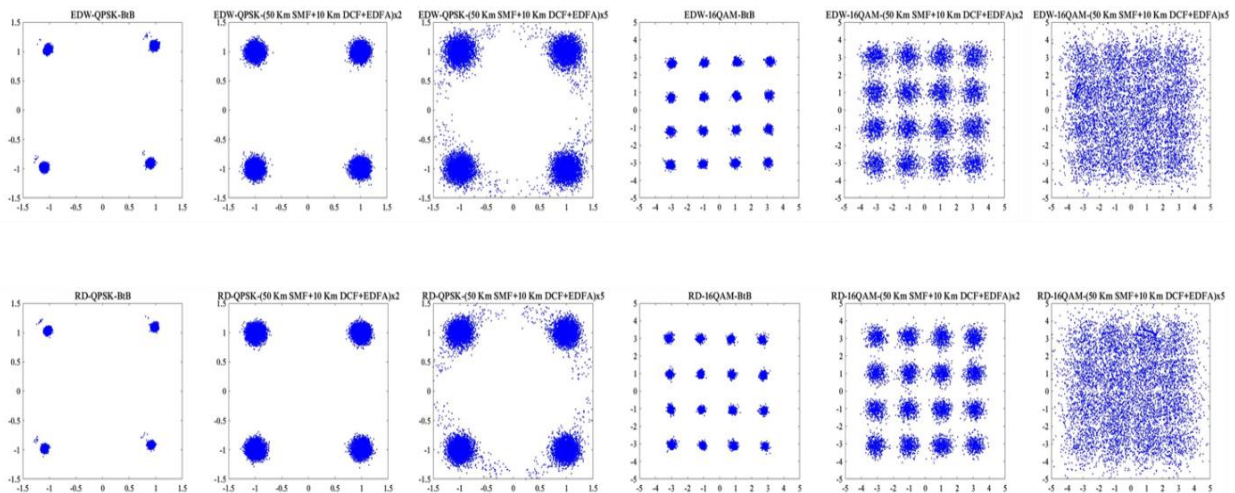


Figure 4.18 Diagrammes de constellation pour différentes distances avec un débit de symboles de 20 GBd

Le code RD surpasse l'EDW grâce à la fonction de faible corrélation croisée, qui fournit le nombre maximum d'utilisateurs. La localisation des interférences dans le signal reçu démontre la robustesse du RD contre le bruit optoélectronique et les effets non linéaires de la fibre optique pour les systèmes de communication cohérents.

L'analyse de tous ces résultats permet les constations suivantes :

- ✓ Le système proposé montre son efficacité contre les effets linéaires et non linéaires en analysant le BER pour plusieurs débits de symboles et en le comparant avec le seuil pre-FEC, principalement en raison de la conjonction de SAC-OCDMA-OFDM avec le système DWDM malgré le XPM et son influence sur les performances des signaux transmis.
- ✓ Le code RD s'est avéré plus rapide que le code EDW.
- ✓ Les résultats démontrent également l'effet du bruit optique sur la qualité du signal lors de la transmission de certains types de données sur le système proposé.

Comme perspectives, il est prévu de compléter ce travail avec des données expérimentales et également d'utiliser de nouveaux codes pour des recherches ultérieures, avec des fonctionnalités mathématiques qui prennent en compte les positions de recouvrement de longueur d'onde dans le code, les effets linéaires et non linéaires, en particulier le XPM, grâce à la conception des nouveaux codes. Ces nouveaux codes seront utilisés dans les applications 5G telles que les communications Radio-sur-Fiber (RoF) et Free Space Optics (FSO).

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est essentiellement dédié à l'étude et la simulation d'un système de communication optique multiplexé pour les réseaux multiservices.

Nous nous sommes intéressés à l'une des techniques les plus utilisées dans les systèmes de communication optiques, à savoir la Radio sur fibre, l'OCDMA et la détection cohérente largement utilisées dans les réseaux (WDM) ces derniers temps.

Afin de pouvoir effectuer notre étude, nous avons employé une co-simulation grâce à l'utilisation du logiciel Optisystem et du MATLAB, comme le système optique est implémenté sur l'OptiSystem, MATLAB s'en charge de l'exécution, de l'analyse, du traitement et de la présentation des résultats. Le but de ce travail de thèse était de proposer de nouvelles solutions pour les réseaux d'accès multiservices, qui utilisent les systèmes multiplexés (WDM) en les hybridant avec d'autres techniques d'accès, dont l'objectif est d'optimiser les performances recherchées des systèmes de communication, notamment le débit et la capacité de transmission.

Nous avons commencé notre travail d'abord par une étude théorique et des généralités sur les réseaux d'accès multiservices : les principales structures utilisées, les différents types de multiplexage, le fonctionnement des différents dispositifs utilisés dans les systèmes étudiés. À partir de cela, nous avons présenté l'analyse mathématique utilisée dans notre travail, et abordé par la suite deux modèles avec architectures différentes, dont l'un est basé sur la technique RoF et l'autre sur le SAC-OCDMA-DWDM.

Concernant le premier système RoF-WDM proposé, on a utilisé la technique dite la modulation à porteuse supprimée en double bande latérale optique (ODSB-SC), afin de créer deux longueurs d'onde optiques séparées par un espacement de 60 GHz, dont l'objectif est la détection des signaux RF de la même fréquence de l'espacement, on a utilisé un générateur des signaux hyperfréquences qui génère un signal avec une fréquence de 30 GHz ; cette fréquence a été choisie pour être la moitié de la fréquence voulue pour optimiser le coût de transmission. Le type de modulation électrique employé c'était le codage en bande de base NRZ avec et sans un codeur différentiel.

Nous avons pu démontrer avec plusieurs simulations l'influence de l'effet Kerr sur les performances du système, et on a trouvé que ce dernier exige l'utilisation des correcteurs d'erreurs pour avoir une portée de transmission maximale.

Nous avons comparé deux systèmes utilisant différents type d'encodage :

Le premier système utilise la modulation DPSK, le second utilise le codage NRZ, et on en déduit que le système utilisant DPSK est autorisé à avoir la plus grande portée par rapport au système utilisant NRZ.

En ce qui concerne le deuxième système SAC-OCDMA-DWDM, qui est en fait, une proposition d'un système qui emploie le multiplexage dense (DWDM) et le SAC-OCDMA destinées pour les réseaux d'accès multiservices, on a utilisé également la modulation optique cohérente comme une technique fiable pour éliminer les bruits d'intensités dues aux interférences d'accès multiples MAI. On a également utilisé une autre technique dans cette proposition l'OFC qui est le peigne de fréquences optiques plates, son objectif est de générer plusieurs fréquences ou longueurs d'onde en utilisant qu'une seule source laser, un modulateur optique et une source RF pour définir l'espacement entre ces longueurs qui sera le même espacement pour le système DWDM. Le f-OFC a été utilisé pour créer le codage et le décodage OCDMA à l'aide des coupleurs optiques (combineurs et séparateurs). Concernant la modulation de signal électrique, on a utilisé l'OFDM optique, c'est-à-dire moduler les composantes du signal électrique ($I(t)$ et $Q(t)$) directement avec la porteuse optique en utilisant un modulateur en quadrature optique à l'aide d'un DDMZM.

Nous avons analysé les performances du système en termes du taux d'erreur binaire et le facteur de qualité pour estimer le nombre d'utilisateurs actifs possible pour les deux codes utilisés (le EDW et RD), en calculant le rapport signal sur bruit SNR pour bien déterminer le taux des bits erronés BER.

Nous avons présenté une étude comparative entre les deux codes EDW et le RD utilisés dans le système SAC-OCDMA et nous avons constaté que :

- Le code RD peut prendre en charge un plus grand nombre d'utilisateurs actifs en raison de sa faible caractéristique de corrélation croisée.
- La présence de MAI dans le spectre du signal transmis est réduite par rapport au code EDW, dont la suppression est simple et plus facile à mettre en œuvre.

- Pour le code EDW, les interférences sont situées au voisinage des longueurs d'onde des utilisateurs ; le chevauchement de spectres adjacents se traduit par l'effet XPM avec des spectres interférés, ce qui a dégradé la qualité des signaux détectés.
- Pour le code RD, le recouvrement était limité aux spectres interférés du fait de leurs positions à l'extrémité des spectres transmis.
- Le code RD surpasse le code EDW grâce à la fonction de faible corrélation croisée, qui fournit le nombre maximum d'utilisateurs.
- Le code RD a démontré son efficacité et sa robustesse contre le bruit optoélectronique et les effets non linéaires de la fibre optique à détection cohérente par rapport au code EDW.

On a étudié l'impact du bruit sur les caractéristiques du système et ainsi testé la robustesse du système face aux bruits (notamment le bruit ASE) et aux effets non linéaires de la fibre (notamment le XPM car on a utilisé le DEMUX DWDM).

D'après les résultats obtenus, l'effet XPM est induit à partir des longueurs d'onde adjacentes, ce qui a entraîné un bruit de phase non linéaire, en raison de la dépendance à l'intensité cumulée de l'indice de réfraction dans la fibre optique, ce qui a déformé fortement le signal reçu.

Perspectives

L'architecture du système proposé peut être considérée comme une nouvelle plateforme pour la recherche des nouveaux codes SAC-OCDMA destiné pour les réseaux multiservices, en prenant en considération les caractéristiques de corrélation croisée (c'est-à-dire l'orthogonalité des codes OCDMA) dont l'objectif est de minimiser l'effet de l'XPM et faciliter la détection cohérente par le bon choix du positionnement des longueurs d'ondes lors de la récupération.

Comme perspective nous projetons d'approfondir nos recherches dans ce domaine, en faisant l'hybridation avec la technique Radio-sur-fibre RoF et aller vers la conception et à la mise en œuvre de nouvelles structures des réseaux d'accès multiservices.

Annexe -A-

A. Algorithmes DSP utilisés pour la détection cohérente

Une fois que les entrées optiques ont été combinées et détectées, les tensions de signal produites $v_I(t)$ et $v_Q(t)$ sont échantillonnées par des convertisseurs analogique-numérique (analogue to-digital converters ADC), tamponnées puis sont prêtes à être traitées. À ce stade, la mise en œuvre des étapes DSP suivantes a rapporté d'immenses avantages dans le domaine de la compensation des dégradations [99], augmentant considérablement la tolérance du système à la distance propagée, à la dispersion accumulée, à l'ISI, au bruit de phase laser, aux non-linéarités de canal, etc. La figure A.1 montre un organigramme qui illustre l'ordre conventionnel (mais pas unique) des algorithmes DSP dans un récepteur cohérent.

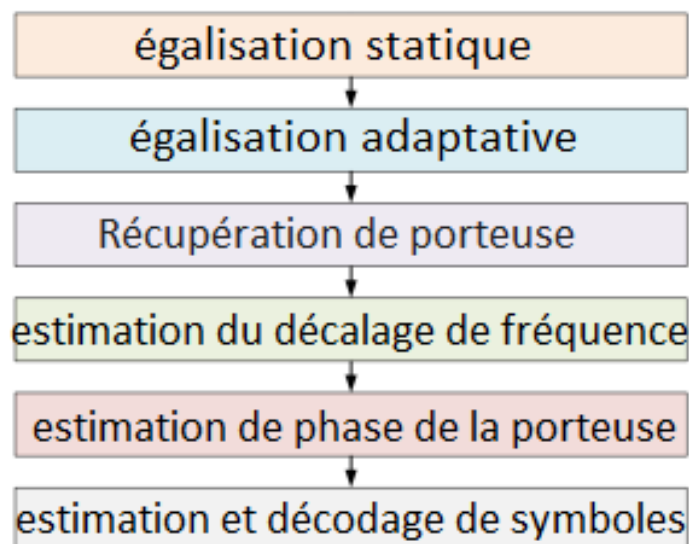


Figure A.1 Séquence type d'étages DSP (du haut en bas) dans un récepteur cohérent pour la compensation des dégradations de transmission

- Égalisation statique (Static equalization)

L'égalisation dans les récepteurs numériques cohérents est généralement divisée en deux étapes : statique et adaptative. Dans le premier cas, des filtres numériques fixes de longueurs finies et élevées sont utilisés pour compenser les dégradations linéaires qui ne

changent pas avec le temps. C'est le cas de CD, dont la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$H_{CD}(\omega, z) = \exp\left(-j \frac{\omega^2 \beta_2 z}{2}\right) \quad (\text{A.1})$$

où z est la distance transmise et ω est la fréquence angulaire. La compensation CD (chromatic dispersion compensation CDC) est donc effectuée en faisant passer le signal dégradé à travers un filtre qui implémente l'inverse de l'équation (A.1), c'est-à-dire $G(\omega) = 1/H_{CD}(\omega, z) = H_{CD}(\omega, -z)$. À cette fin, un filtre RIF est utilisé, dont la structure de base est illustrée à la figure A.2. La sortie en temps discret d'un tel filtre est donnée par la multiplication vectorielle:

$$y(n) = h^T x \quad (\text{A.2})$$

où x est un vecteur colonne contenant les N derniers échantillons du signal d'entrée, h est la réponse du filtre à N prises et $(\cdot)^T$ indique la transposition. Les coefficients de prise en h sont obtenus en tronquant la transformée de Fourier inverse de $H_{CD}(\omega, -z)$ comme[100] :

$$[h]_n = h(n) = \frac{1}{\zeta} \exp\left(-j \frac{\pi}{\zeta} \left(n - \frac{N-1}{2}\right)^2\right) \quad (\text{A.3})$$

où $\zeta = 2 \frac{\pi \beta_2 z}{T_s^2}$, T_s est la période d'échantillonnage, et $N = \lfloor \zeta \rfloor$ où l'opérateur $\lfloor \cdot \rfloor$ arrondit à l'entier le plus proche vers moins l'infini.

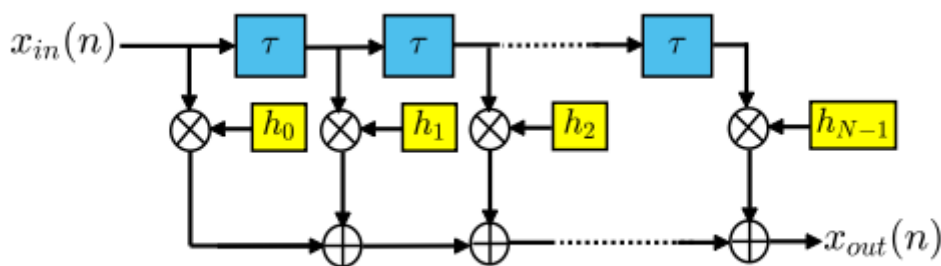


Figure A.2 Structure du filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF)

- Égalisation adaptative (Adaptive equalization)

Tout canal réaliste présente une fonction de transfert qui déforme le signal et crée un ISI. Certains des phénomènes affectant le canal sont variables dans le temps, comme la

dispersion modale de polarisation de la fibre PMD, qui provoque des variations aléatoires de l'état de polarisation SOP. La technique d'égalisation adaptative la plus célèbre est probablement l'algorithme de module constant (Constant Modulus Algorithm CMA)[32]. Le CMA est le mieux adapté aux formats de modulation avec des symboles à un niveau de puissance constant, comme 4-QAM ou M-ary PSK, bien qu'il soit largement utilisé comme algorithme de pré-convergence avec des formats QAM d'ordre supérieur[101]. L'algorithme fonctionne par itération, en filtrant d'abord le signal, puis en calculant les coefficients de prise RIF mis à jour qui minimisent une fonction de coût proportionnelle à l'écart de la sortie par rapport à la puissance constante idéale. L'algorithme a également été adapté à la double polarisation en permettant l'échange de puissance entre les polarisations au moyen de la structure MIMO illustrée à la figure A.3.

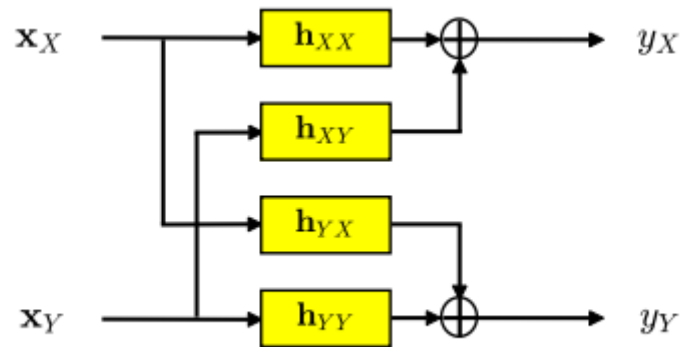


Figure A.3 Structure de filtre 2x2 entrées multiples sorties multiples (MIMO) pour la compensation PMD dans les récepteurs cohérents en diversité de polarisation

Si les vecteurs d'échantillons d'entrée sont désignés par x_X et x_Y pour les polarisations X et Y , respectivement, au premier étage, les échantillons de sortie sont calculés comme :

$$y_X(n) = h_{XX}^H x_X + h_{XY}^H x_Y \quad (\text{A.4})$$

$$y_Y(n) = h_{YX}^H x_X + h_{YY}^H x_Y \quad (\text{A.5})$$

Où les indices dans $h_{out,in}$ font référence aux polarisations entrée/sortie et l'exposant $(\cdot)^H$ indique la transposée hermitienne ou complexe. Pour les formats à puissance constante et en supposant une normalisation de la puissance du signal, les termes d'erreur sont obtenus comme :

$$e_X \leftarrow 1 - |y_X(n)|^2 \quad (A.6)$$

$$e_Y \leftarrow 1 - |y_Y(n)|^2 \quad (A.7)$$

Enfin, les paramètres de RIF sont mis à jour comme suit :

$$h_{XX} \leftarrow h_{XX} + \mu e_X x_X y_X^* \quad (A.8)$$

$$h_{XY} \leftarrow h_{XY} + \mu e_X x_Y y_X^* \quad (A.9)$$

$$h_{YX} \leftarrow h_{YX} + \mu e_Y x_X y_Y^* \quad (A.10)$$

$$h_{YY} \leftarrow h_{YY} + \mu e_Y x_Y y_Y^* \quad (A.11)$$

Où (\cdot) désigne un conjugué complexe et μ est le paramètre de taille de pas qui détermine le compromis entre la stabilité et la vitesse de convergence de l'algorithme. Des variantes de la structure CMA ont été proposées pour les formats QAM d'ordre supérieur [102] ainsi que des implémentations alternatives dans le domaine fréquentiel [103].

- Récupération de porteuse

Une fois que toutes les étapes précédentes de normalisation, d'orthogonalisation et d'égalisation ont été effectuées, le signal résultant contient, idéalement, des dégradations de nature angulaire uniquement, principalement un décalage de fréquence et un terme de bruit de phase (tant que les effets non linéaires sont négligés). La récupération de la porteuse peut ensuite être divisée en une première étape de compensation grossière du décalage de fréquence et une étape postérieure d'estimation plus fine de la phase de la porteuse (carrier phase estimation CPE). La première étape peut être réalisée en trouvant la fréquence f_0 à laquelle la transformée de Fourier du signal présente un maximum, et en multipliant le signal par $\exp(-j2\pi f_0 t)$ avec $t = kT$. Dans certains scénarios, cependant, comme avec un bruit fort ou l'utilisation d'une mise en forme probabiliste, il peut être nécessaire d'appliquer une fonction non linéaire au signal (par exemple, quadrature) avant de trouver le maximum dans la transformée. Le CPE est également une étape critique, fortement dépendante du format de modulation, et dont le but est de suivre les variations de phase dues à la largeur de raie combinée de l'émetteur et des lasers LO. Les différents algorithmes CPE relèvent de deux catégories : non assisté par les données (non-data aided NDA) et décisionnel (decision-directed DD).

- L'algorithme de Viterbi & Viterbi (V&V)

L'algorithme de Viterbi & Viterbi[5], [104] exploite le fait que compte tenu de l'ensemble des symboles PSK reçus :

$$y(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M} + \theta_{pn}(t) \right) \quad (\text{A.12})$$

où A est l'amplitude, f_c la fréquence porteuse, m l'indice de symbole et $\theta_{pn}(t)$ est le bruit de phase, tombent sur le même point du plan complexe lorsqu'ils sont élevés à la puissance M . Il s'agit en fait d'une suppression de modulation, après quoi les symboles peuvent être moyennés et la composante de bruit de phase extraite et supprimée du signal d'origine. La figure A.4 illustre l'algorithme V&V pour le cas où $M = 4$, c'est-à-dire pour un scénario QPSK.

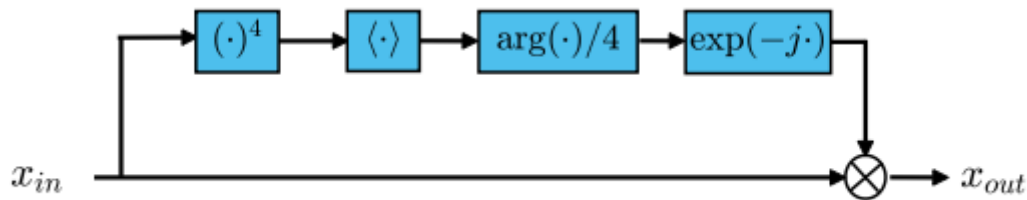


Figure A.4 Schéma fonctionnel de l'estimateur de phase de Viterbi & Viterbi pour QPSK. Le deuxième bloc indique la moyenne arithmétique à valeurs complexes

Curieusement, les algorithmes V&V et CMA de Godard partagent certaines similitudes : tous deux ont été publiés au début des années 80 et tous deux ont été initialement conçus pour exploiter la propriété de module constant du format de modulation M-PSK (en particulier QPSK). En raison de leur simplicité et de leur robustesse, les deux sont devenues les solutions les plus implémentées pour les étages CPE et d'égalisation, respectivement, et sont encore largement utilisées dans les systèmes commerciaux modernes.

Comme on pouvait le remarquer, l'algorithme V&V ne nécessitait aucune connaissance des symboles de données transmis. D'autre part, une famille différente d'algorithmes doit effectuer une décision de symbole dans une certaine mesure afin d'obtenir une estimation de phase. Ceux-ci sont mieux adaptés aux formats de modulation plus élevés tels que M-QAM lorsque $M > 4$.

Le but du CPE (également connu sous le nom de récupération de porteuse, suivi de porteuse ou suppression de gigue de phase) est de suivre les fluctuations aléatoires de l'évolution de la

phase de la porteuse afin de récupérer le signal modulé statique dans lequel la détection de symbole peut être effectuée (dans cette phrase, le terme statique fait référence au fait que le signal récupéré après CPE ne tourne pas dans le plan complexe et, par conséquent, la constellation semble immobile).

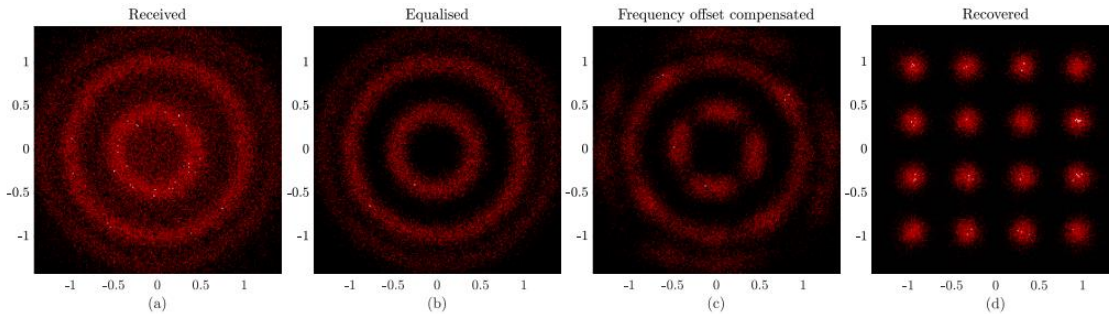


Figure A.5 Exemple illustratif de l'aspect du signal après différents étages DSP dans un récepteur cohérent : (a) signal reçu, (b) après égalisation, (c) après compensation du décalage de fréquence et (d) après estimation de la phase de la porteuse (CPE)

Pour illustrer cela, la figure A.5 montre un exemple de la façon dont la constellation du signal ressemble à différentes étapes de la chaîne DSP, à savoir, figure A.5 (a) le signal reçu de manière cohérente, figure A.5 (b) après égalisation, figure A.5 (c) après avoir été compensé pour tout décalage de fréquence, et figure A.5 (d) la constellation immobile récupérée après CPE. L'étage d'égalisation - de figure A.5 (a) à figure A.5 (b) - tente d'inverser les effets de la fonction de transfert de canal afin d'atténuer les dégradations linéaires telles que CD, atténuation, réflexions, etc. Concernant l'étage de figure A.5 (b) à figure A.5 (c), dans les systèmes cohérents, il est nécessaire soit de convertir à la baisse le signal de la fréquence intermédiaire (IF, dans les systèmes hétérodynes et intradynes), soit de corriger les fluctuations de fréquence du LO (systèmes homodynes), de sorte que le signal résultant est en bande de base, où la détection peut être exécuté. Dans tous les cas, la fréquence intermédiaire angulaire est exprimée comme la différence entre les fréquences angulaires centrales optiques de l'émetteur et de LO, c'est-à-dire :

$$\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO} \quad (A.13)$$

De plus, ω_{IF} peut d'abord être estimé ($\hat{\omega}_{IF}$) et le bloc CPE de figure A.5 (c) à figure A.5 (d) peut traiter une petite quantité de décalage de fréquence résiduel, en dehors du bruit de phase lui-même [5].

En raison de ce qui précède, lorsque seul le problème CPE est pris en compte, il est courant de supposer que le signal à l'entrée du bloc CPE a déjà été normalisé, orthogonalisé, égalisé et compensé pour le décalage de fréquence qui aurait pu être présent. Sous cette hypothèse, les échantillons de signal entrant reçus à chaque instant k sont exprimés comme :

$$y(k) = x(k) \exp(j\phi(k)) + n(k) \quad (\text{A. 14})$$

où $x(k)$ sont les symboles transmis, $n(k)$ est un bruit gaussien blanc additif complexe qui a une moyenne nulle et une variance totale N_0 . Le bruit de phase $\phi(k)$ est un processus aléatoire qui résulte de l'effet combiné de la largeur de raie des lasers émetteur et LO. Il est communément modélisé comme un processus de Wiener-Lévy (également connu sous le nom de marche aléatoire) qui peut être décrit comme suit[105] :

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \psi(k) \quad (\text{A. 15})$$

où $\psi(k)$ est une distribution gaussienne avec une moyenne nulle et une variance σ_p^2 , qui à son tour peut être exprimée comme :

$$\sigma_p^2 = 2\pi\Delta\nu T_s \quad (\text{A. 16})$$

où $\Delta\nu$ est la somme de la largeur de raie pleine largeur mi-maximale (full-width half-maximum FWHM) de l'émetteur et des lasers LO (mesurée en Hz), et T_s est la période d'échantillonnage en secondes. À partir de l'équation (σ_p^2), on peut voir que l'augmentation du débit en bauds d'un système réduira la variance effective et, par conséquent, améliorera sa tolérance au bruit de phase. Par conséquent, à des fins d'analyse comparative et d'évaluation des performances, il est courant d'exprimer la quantité de bruit de phase en termes de largeur de raie combinée sans dimension et de produit de période de symbole, $\Delta\nu T_s$.

Parmi les algorithmes CPE orientés décision (decision directed CPE DD-CPE), il convient d'en citer deux particuliers : le maximum a posteriori (the maximum a posteriori MAP) et la recherche en phase aveugle (blind phase search BPS). Le premier est important car il est connu pour obtenir la solution optimale au problème CPE [106] mais son coût de calcul est prohibitif. Ce dernier est populairement connu comme l'algorithme CPE de référence de facto pour l'analyse comparative. Cependant, bien qu'il ait été publié comme étant "matériel efficace", dans la littérature, il n'est pas réellement considéré comme une solution appropriée pour la mise en œuvre de matériel à grande vitesse en temps réel.

- Maximum a posteriori MAP

Etant donné le canal décrit dans l'équation (A.14), la meilleure estimation de la phase qui peut être obtenue à partir des échantillons reçus $y(k)$ est l'estimation MAP. Il existe deux manières possibles d'effectuer l'estimation MAP : l'approche séquentielle et l'approche symbole par symbole [106]. Dans le premier cas, du fait que le bruit de phase est un processus avec mémoire, l'estimation de phase optimale $\hat{\phi}(k)$ est obtenue comme la séquence de valeurs qui maximisent la probabilité $p(y|x)$ où les caractères gras y et x indiquent le vecteur contenant des échantillons qui, idéalement, étendent toute la séquence de symboles transmis. Cela équivaut à minimiser la fonction log-probabilité :

$$\log(P) = \sum_k \left(\frac{|y(k) - \hat{x}(k) \exp(j\hat{\phi}(k))|^2}{2N_0} + \frac{(\hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1))^2}{2\sigma_p^2} \right) \quad (A.17)$$

Où $\hat{x}(k)$ sont les décisions de symbole effectuées pendant l'exécution et, par conséquent, cela implique qu'il s'agit d'un algorithme orienté décision dans lequel le bruit de phase et les symboles transmis sont estimés conjointement. Il semble évident que l'exigence de longueur de séquence en fait un algorithme impraticable pour une mise en œuvre dans n'importe quel système réel. Même l'utilisation de séquences tronquées à quelques symboles de long est déjà d'une complexité prohibitive pour les systèmes en temps réel.

- L'algorithme de recherche en phase aveugle BPS

L'algorithme de recherche en phase aveugle, ou BPS, a été proposé pour la première fois par Pfau et al. en 2009 [107] et il a été présenté comme un concept "hardware efficient" pour les CPE faire avancer (feedforward) avec des constellations QAM d'ordre élevé. BPS est aujourd'hui devenu l'algorithme de référence de facto dans la littérature pour l'analyse comparative (benchmarking) de CPE en raison de ses excellentes performances et de sa mise en œuvre relativement simple. Bien qu'une partie du succès du BPS repose sur son degré élevé de parallélisme dans son implémentation matérielle, il est toujours considéré comme coûteux en calcul pour une implémentation en temps réel et sur puce, en raison de la quantité de ressources consommées, comme on le verra.

La figure A.6 représente le schéma fonctionnel de l'algorithme BPS mis en œuvre de manière anticipée. Chaque échantillon reçu $y(k)$ est tourné d'un nombre B d'angles de test θ_b où :

$$\theta_b = \frac{b}{B} \Psi \quad (\text{A.18})$$

pour $b \in \{0, 1, \dots, B - 1\}$ et où Ψ est l'angle de symétrie de la constellation et est généralement égal à $\pi/2$ pour les formats QAM classiques (et ce sera la valeur considérée tout au long du texte). Les échantillons pivotés $y_b(k) = y(k) \exp(j\theta_b)$ sont envoyés à un bloc de décision dans lequel la métrique de découpage est basée sur la distance euclidienne minimale, et qui sort le couple de valeurs $\hat{x}_b(k)$ et $|d_b(k)|^2$, à savoir le symbole décidé et la distance au carré respective par rapport à $y_b(k)$, c'est-à-dire :

$$|d_b(k)|^2 = |y_b(k) - x_b(k)|^2 \quad (\text{A.19})$$

Afin d'obtenir un symbole décodé, les $2N + 1$ distances correspondant à des échantillons consécutifs tournés du même angle de test θ_b sont additionnées dans une nouvelle variable $s_b(k)$ telle que :

$$s_b(k) = \sum_{n=-N}^N |d_b(k+n)|^2 \quad (\text{A.20})$$

qui est fait afin de moyennner les contributions de bruit et où la valeur optimale de N dépend de la quantité de bruit de phase, étant des valeurs entre 6 et 10 un choix généralement bon. De même, le nombre d'angles de test requis B dépend de σ_p^2 ainsi que de l'ordre de constellation M , car des constellations plus denses exigeront une résolution angulaire plus élevée.

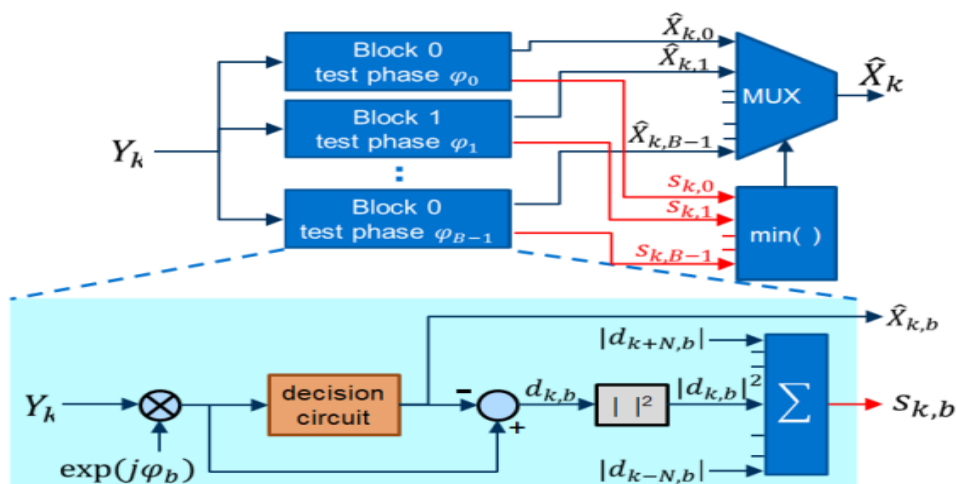


Figure A.6 Structure matérielle de l'algorithme de recherche de phase aveugle

Enfin, l'estimation conjointe optimale de la phase et du symbole transmis est effectuée comme suit : premièrement, trouver le minimum résout implicitement l'estimation de phase $\hat{\phi}_b$, ou ce qui revient au même, en renvoyant l'indice $b_{k,opt}$ comme :

$$b_{k,opt} = \arg \min_b s_b(k) \quad (A.21)$$

et, deuxièmement, cet indice est utilisé pour commander le commutateur multiplexeur pour sortir le symbole estimé $\hat{x}_b(k)$. On peut observer que du fait que la phase et le symbole transmis sont estimés conjointement, dans un système réel, seul ce dernier peut présenter un intérêt, tandis que le premier ne peut servir qu'au contrôle ou à l'évaluation des performances.

Annexe -B-

B. Construction des codes EDW et RD pour les systèmes SAC-OCDMA

1. Construction du code EDW

Le code EDW peut être représenté en utilisant une matrice $K \times N$. Dans les structures de codes EDW, la matrice K lignes et N colonnes représentent respectivement le nombre d'utilisateurs et la longueur minimale du code. Dans ce chapitre, le code EDW avec le poids de trois est utilisé comme exemple. Le code EDW de base désigné par $(6, 3, 1)$ est illustré ci-dessous :

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

À partir de la matrice de base, une plus grande valeur de K peut être obtenue en utilisant une technique de mapping comme indiqué ci-dessous :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

Les codes EDW ont les propriétés suivantes : corrélation croisée maximale idéale $\lambda_{max} = 1$, poids du code EDW, qui peut être n'importe quel nombre impair supérieur à un, la structure de la paire de poids est maintenue, la combinaison de puces est maintenue 1, 2, 1 pour chaque paire consécutive de codes, et la relation entre le nombre d'utilisateurs K et la longueur de code N au poids de 3 est donnée par[108]:

$$N = 2K + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \right]^2 + \frac{8}{3} \left[\sin\left(\frac{(K+1)\pi}{3}\right) \right]^2 + \frac{4}{3} \left[\sin\left(\frac{(K+2)\pi}{3}\right) \right]^2 \quad (B.3)$$

2. Construction du code RD

Un code (N, W, λ) RD est une famille de séquences $(0,1)$ de longueur N , de poids W et λ est la corrélation croisée en phase qui satisfait les deux propriétés suivantes :

1- La corrélation croisée nulle sera minimisée le λ et réduire le PIIN (Phase Induced Intensity Noise)

2- Pas de corrélation croisée au niveau des données. La conception de ce nouveau code peut être réalisée en divisant la séquence de code en deux groupes qui sont au niveau du code (segment) et au niveau des données (segment).[109], [110].

laissez les éléments de ce groupe contenir un seul 1 pour maintenir la corrélation croisée nulle au niveau des données ($\lambda = 0$), cette propriété est représentée par la matrice $(K \times K)$ où K représentera le nombre d'utilisateurs ces matrices ont un coefficient binaire et un Le code zéro croisé de base ($poids = 1$) est défini comme $[Y_1]$ par exemple trois utilisateurs ($K = 3$), $y(K \times K)$ peut être exprimé comme $[Y_1]$. Où $[Y_1]$ se compose de $(K \times K)$ matrices d'identité. Notez que pour l'expression ci-dessus, la corrélation croisée entre deux lignes est toujours nulle :

$$Y_1 = \begin{matrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{matrix} \quad (B.4)$$

La représentation de cette matrice peut être exprimée comme suit pour $W = 4$:

$$Y_2 = \begin{matrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{matrix} \quad (B.5)$$

Où $[Y_2]$ se compose de deux parties de la partie de matrice de poids et de la partie de matrice de base $[B]$ et de la partie de poids $[M]$, qui peut être exprimée comme :

$$B = \begin{matrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{matrix} \quad (B.6)$$

$$M = \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{matrix} \quad (B.7)$$

La matrice $[M]$ est responsable de l'augmentation du nombre de poids, soit $i = (W - 3)$ et M_i , où i représente le nombre de matrice M_i sur $[M]$, donné par :

$$M = [M_1 M_2 M_3 \dots M_i] \quad (B.8)$$

Par exemple si $W = 5$, d'après (B.8) $i = 2$, de sorte que :

$$M = [M_1 M_2] = \begin{matrix} & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \\ & 1 & 0 & 1 & 0 \end{matrix} \quad (B.9)$$

Notez que pour augmenter le nombre d'utilisateurs simultanément avec l'augmentation de la longueur du mot de code, nous pouvons simplement répéter chaque ligne sur les deux matrices $[M]$ et $[B]$, pour K la matrice utilisateur $[M]$ et $[B]$ peuvent être exprimées comme :

$$|M|(j) = \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ a_{j1} & a_{j2} \end{matrix} \quad (B.10)$$

$$|B|(j) = \begin{matrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 1 \end{matrix} \quad (B.11)$$

Où j représente la valeur pour le $K - \text{ème}$ utilisateur ($j = 1, 2 \dots K$), et la valeur de a_j est zéro ou un. Les poids de la partie de code pour les deux matrices $[M]$, $[B]$ sont égaux à $W - 1$, de sorte que la combinaison totale de code est représentée par $(K \times N)$ où $K = 3, N = 8$, comme indiqué par $[Z_1] = [Y_1 Y_2]$:

$$Z_1 = \begin{matrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{matrix} \quad (B.12)$$

A partir de la matrice de base Z_1 ci-dessus, le nombre d'utilisateurs K et la longueur de code N sont donnés par la matrice $(K \times N)$. Notez que le poids du code de chaque ligne est égal à 4, la relation entre N et K pour ce cas ($W = 4$) peut être exprimée comme [111]:

$$N = K + 5 \quad (B.13)$$

En conséquence, nous pouvons trouver que pour $W = 5, 6$ et 7 , la longueur de mot de code N peut être exprimée respectivement par $K + 7, K + 9$ et $K + 11$. En conséquence,

l'équation générale décrivant le nombre d'utilisateurs K , la longueur de code N et le poids de code W est donnée par[94], [111] :

$$N = K + 2W - 3 \tag{B.14}$$

Références

- [1] J. Palais, *Fiber Optic Communications Systems*. 5th ed., Prentice Hall, 2004.
- [2] D. Chadha, *Optical WDM networks: From static to elastic networks*. Wiley-IEEE Press, 2019.
- [3] J. Beas, G. Castanon, I. Aldaya, A. Aragon-Zavala, and G. Campuzano, “Millimeter-wave frequency radio over fiber systems: A survey,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1593–1619, 2013, doi: 10.1109/SURV.2013.013013.00135.
- [4] G. K. Chang, Y. T. Hsueh, and S. H. Fan, *Advances in 1-100 GHz Microwave Photonics: All-Band Optical Wireless Access Networks Using Radio Over Fiber Technologies*, Sixth Edit. Elsevier Inc., 2013.
- [5] B. Mukherjee, I. Tomkos, M. Tornatore, PeterWinzer, and Y. Zhao, *Springer Handbook of Optical Networks*. Springer Cham, 2020.
- [6] E. Wong, “Next-generation broadband access networks and technologies,” *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 597–608, 2012, doi: 10.1109/JLT.2011.2177960.
- [7] A. KAMLI, “Analysis and Optimization of a new futuristic optical network architecture,” *PhD Thesis Telecom SudParis*, 2019.
- [8] A. Shami, M. Maier, and C. Assi, *Broadband Access Networks*. 1998.
- [9] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, and G. H. Sasaki, *Optical Networks A Practical Perspective Third Edition*. Morgan Kaufmann, 2010.
- [10] S. Palm, “XDSL tutorial and standards update,” *Dig. Tech. Pap. - IEEE Int. Conf. Consum. Electron.*, pp. 68–69, 2000, doi: 10.1109/icce.2000.854499.
- [11] A. Usman, N. Zulkifli, M. R. Salim, K. Khairi, and A. I. Azmi, “Optical link monitoring in fibre-to-the-x passive optical network (FTTx PON): A comprehensive survey,” *Opt. Switch. Netw.*, vol. 39, p. 100596, 2020, doi: 10.1016/j.osn.2020.100596.
- [12] D. Large and J. Farmer, *Broadband Cable Access Networks The HFC Plant*. Morgan Kaufmann, 2008.

-
- [13] Walter Honcharenko, K. Jan P, D. Y. Lee, and S. Nifin J, “Broadband Wireless Access,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 7, no. 1, pp. 37–72, 1997, doi: 10.1109/35.568192.
- [14] P. Wang, Y. Li, L. Song, and B. Vucetic, “Multi-gigabit millimeter wave wireless communications for 5G: From fixed access to cellular networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 1, pp. 168–178, 2015, doi: 10.1109/MCOM.2015.7010531.
- [15] D. Pareit, B. Lannoo, I. Moerman, and P. Demeester, “The history of WiMAX: A complete survey of the evolution in certification and standardization for IEEE 802.16 and WiMAX,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 14, no. 4, pp. 1183–1211, 2012, doi: 10.1109/SURV.2011.091511.00129.
- [16] O. Kodheli *et al.*, “Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 23, no. 1, pp. 70–109, 2021, doi: 10.1109/COMST.2020.3028247.
- [17] L. Hutcheson, “FTTx: Current status and the future,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 7, pp. 90–95, 2008, doi: 10.1109/MCOM.2008.4557048.
- [18] M. A. Ali, G. Ellinas, H. Erkan, A. Hadjiantonis, and R. Dorsinville, “On the vision of complete fixed-mobile convergence,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2343–2357, 2010, doi: 10.1109/JLT.2010.2050861.
- [19] A. K. Dutta, N. K. Dutta, and M. Fujiwara, *WDM TECHNOLOGIES PASSIVE OPTICAL COMPONENTS*. Elsevier Inc., 2003.
- [20] F. J. Effenberger, “PON STANDARISATION STATUS AND FUTURE PROSPECTS,” *45th Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC 2019)*, vol. 3, no. April, pp. 49–58, 2015, doi: 10.1049/cp.2019.0793.
- [21] M. A. Esmail and H. Fathallah, “Physical layer monitoring techniques for TDM-passive optical networks: A survey,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 15, no. 2, pp. 943–958, 2013, doi: 10.1109/SURV.2012.060912.00057.
- [22] K. Grobe and J. P. Elbers, “PON in adolescence: From TDMA to WDM-PON,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 1, pp. 26–34, 2008, doi: 10.1109/MCOM.2008.4427227.
- [23] K. Grobe, M. Roppelt, A. Autenrieth, J. P. Elbers, and M. Eiselt, “Cost and energy consumption analysis of advanced WDM-PONs,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 2,

- pp. 25–32, 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.5706310.
- [24] G. Lawton, “WDM-PONs hold promise for the long haul,” *Computer (Long Beach Calif.)*, vol. 42, no. 3, pp. 13–16, 2009, doi: 10.1109/MC.2009.99.
- [25] S. Baraketi, “Ingénierie des réseaux optiques SDH et WDM et étude multicouche IP/MPLS sur OTN sur DWDM,” Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2015.
- [26] R. Hui, *Introduction to FIBER-OPTIC COMMUNICATIONS*. Academic Press, 2020.
- [27] G. Morthier and P. Vankwikelberge, *Handbook of Distributed Feedback Laser Diodes Second Edition*. Artech House, 2013.
- [28] X. LIU, *Optical Communications in the 5G Era*. Academic Press, 2022.
- [29] B. D. Padullaparthi, J. A. Tatum, and K. Iga, *VCSEL Industry Communication and Sensing*. Wiley-IEEE Press, 2022.
- [30] H. Kim, “1 . 55- 3 m Directly Modulated VCSEL Link for Optical Access Applications,” pp. 10–13, 2015.
- [31] Q. Hu, D. Che, Y. Wang, F. Yuan, Q. Yang, and W. Shieh, “Complex modulation and detection with directly modulated lasers,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 25, p. 32809, 2015, doi: 10.1364/oe.23.032809.
- [32] M. S. Llopis, “Optical fibre communication over a noisy partially coherent channel,” *PhD Thesis*, University of Cambridge, 2019.
- [33] M. Chaciński *et al.*, “Modulation and chirp evaluation of 100 GHz DFB-TWEAM,” *Eur. Conf. Opt. Commun. ECOC*, vol. 1–2, pp. 2–4, 2010, doi: 10.1109/ECOC.2010.5621317.
- [34] E. W. T. Rhodes *et al.*, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, vol. 103. 2005.
- [35] G. Bosco, “Advanced Modulation Techniques for Flexible Optical Transceivers: The Rate/Reach Tradeoff,” *J. Light. Technol.*, vol. 37, no. 1, pp. 36–49, 2019, doi: 10.1109/JLT.2018.2886257.
- [36] H. Kishikawa, M. Uetai, and N. Goto, “Modulation Format Conversion between

- QPSK, OOK and 8QAM Using Optical Nonlinear Effects,” *MOC 2019 - 24th Microoptics Conf.*, pp. 126–127, 2019, doi: 10.23919/MOC46630.2019.8982799.
- [37] G.P.Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, no. Forth Edition. Academic Press, 2007.
- [38] J. D. Downie, M. J. Li, and S. Makovejs, “Optical fibers for flexible networks and systems [invited],” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 7, pp. A1–A11, 2016, doi: 10.1364/JOCN.8.0000A1.
- [39] K. GROBE and M. EISELT, *WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING A Practical Engineering Guide*. Wiley, 2014.
- [40] M. Benslama, A. Benslama, and S. Aris, *Quantum communications in new telecommunications systems*. Wiley-ISTE, 2017.
- [41] W. Lian, Q. Zheng, W. Li, and Y. Wang, “XPM mitigation in WDM systems enabled by split NLC and modified DD-RLS based NLPN tracking,” *Opt. Commun.*, vol. 474, no. June, p. 126184, 2020, doi: 10.1016/j.optcom.2020.126184.
- [42] M. Ajmani and P. Singh, “FWM in WDM system, effects and techniques to minimize: A review,” *Int. Conf. Adv. Comput. Commun. Technol. ACCT*, vol. 2015–April, pp. 385–389, 2015, doi: 10.1109/ACCT.2015.14.
- [43] K. Kikuchi, “Fundamentals of coherent optical fiber communications,” *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, 2016, doi: 10.1109/JLT.2015.2463719.
- [44] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, “Coherent optical OFDM : theory and design,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, pp. 841–859, 2008, doi: 10.1364/OE.16.000841.
- [45] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, p. 804, 2008, doi: 10.1364/oe.16.000804.
- [46] A. Fares, K. Saouchi, F. Brik, and H. Djellab, “Analysis of the performance of a coherent SAC - OCDMA – OFDM – DWDM system using a flat optical frequency comb generator for multiservice networks,” *Opt. Quantum Electron.*, 2022, doi: 10.1007/s11082-022-03966-4.
- [47] T. Shao, “Study of Converged 60 GHz Radio over Fiber with WDM-PON Access Networks,” Ph.D thesis prepared at IMEP-LAHC Laboratory, INP-Grenoble 2012.

-
- [48] S. Redl, M. Weber, and W. H. Y. Are, *GSM and Personal*. ARTECH HOUSE, INC., 1998.
- [49] C. Chevallier, C. B. Andrea, G. K. P. Murray, and K. R. Baker, *WCDMA (UMTS) DEPLOYMENT HANDBOOK*. Wiley, 2006.
- [50] “802.11b-1999/Cor 1-2001 - IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Lay,” 2012. doi: 10.1109/mspec.1975.6368794.
- [51] *802.11a-1999 - IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz ba*, vol. 1999. 1999.
- [52] *802.11g-2003 - IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2*, no. Reaff. 2006.
- [53] *802.11n-2009 - IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC)and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughp*. 2009.
- [54] T. Baykas *et al.*, “IEEE 802.15.3c: The first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 7, pp. 114–121, 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.5936164.
- [55] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice Second Edition*. Wiley, 2011.
- [56] *802.11ad-2012 - IEEE Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) S*, vol. 2012, no. December. 2012.

- [57] G. Fettweis, M. Krondorf, and S. Bittner, "GFDM - Generalized frequency division multiplexing," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 1–4, 2009, doi: 10.1109/VETECS.2009.5073571.
- [58] F. Schaich and T. Wild, "Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMC," *ISCCSP 2014 - 2014 6th Int. Symp. Commun. Control Signal Process. Proc.*, pp. 457–460, 2014, doi: 10.1109/ISCCSP.2014.6877912.
- [59] A. Kaszubowska, P. Anandarajah, and L. P. Barry, "Improved performance of a hybrid radio/fiber system using a directly modulated laser transmitter with external injection," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 233–235, 2002, doi: 10.1109/68.980532.
- [60] S. Ghafoor, "Radio Over Fiber Systems," *PhD Thesis*, University of Southampton, 2012.
- [61] T. Ismail, C. P. Liu, J. E. Mitchell, and A. J. Seeds, "High-dynamic-range wireless-over-fiber link using feedforward linearization," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3274–3282, 2007, doi: 10.1109/JLT.2007.906823.
- [62] U. Gliese, S. Ngrskov, and T. N. Nielsen, "Chromatic Dispersion in Fiber-Optic Microwave and Millimeter-Wave Links," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, 1996.
- [63] A. Loayssa, R. Hernández, and D. Benito, "Optical single-sideband modulators and their applications," *Fiber Integr. Opt.*, vol. 23, no. 2–4, pp. 171–188, 2004, doi: 10.1080/01468030490269233.
- [64] Y. Painchaud, M. Poulin, M. Morin, and M. Têtu, "Performance of balanced detection in a coherent receiver," *Opt. Express*, vol. 17, no. 5, pp. 3659–3672, 2009, doi: 10.1364/OE.17.003659.
- [65] J. E. Mitchell, "Simultaneous up-conversion of multiple wavelengths to 18GHz and 36GHz using 4-f technique and optical filtering," *2006 Int. Top. Meet. Microw. Photonics, MWP*, pp. 18–21, 2006, doi: 10.1109/MWP.2006.346536.
- [66] R. A. Griffin, P. M. Lane, and J. J. O'Reilly, "Radio-Over-Fiber Distribution Using an Optical Millimeter-WaveIDWDM Overlay," *Opt. InfoBase Conf. Pap.*, pp. 70–72,

- 1999.
- [67] S. Pato, F. Ferreira, P. Monteiro, and H. Silva, "On supporting multiple radio channels over a SCM-based distributed antenna system: A feasibility assessment BT - 2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2010, June 27, 2010 - July 1, 2010," pp. 3–6, 2010, [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/ICTON.2010.5549071>.
- [68] A. Kaszubowska, L. P. Barry, and P. Anandarajab, "Multifunctional Operation of a Fiber Bragg Grating in a WDWSCM Radio over Fiber Distribution System," no. c, pp. 861–862.
- [69] T. S. Cho and K. Kim, "Optimization of radio-on-fiber systems employing ODSB signals by utilizing a dual electrode Mach-Zehnder modulator against IM3," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 9, pp. 1076–1078, 2006, doi: 10.1109/LPT.2006.873353.
- [70] C. Lim, A. Nirmalathas, K. L. Lee, D. Novak, and R. Waterhouse, "Intermodulation distortion improvement for fiber-radio applications incorporating OSSB+C modulation in an optical integrated-access environment," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 6, pp. 1602–1612, 2007, doi: 10.1109/JLT.2007.896814.
- [71] J. Yu, Z. Jia, L. Xu, L. Chen, T. Wang, and G. K. Chang, "DWDM optical millimeter-wave generation for radio-over-fiber using an optical phase modulator and an optical interleaver," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 13, pp. 1418–1420, 2006, doi: 10.1109/LPT.2006.877226.
- [72] H.-H. Lu, H.-C. Peng, W.-S. Tsai, C.-C. Lin, S.-J. Tzeng, and Y.-Z. Lin, "Bidirectional hybrid CATV/radio-over-fiber WDM transport system," *Opt. Lett.*, vol. 35, no. 3, p. 279, 2010, doi: 10.1364/ol.35.000279.
- [73] P. T. Dat, A. Kanno, and T. Kawanishi, "Performance of a 90-GHz radio-on-radio-over-fiber system suitable for communications in high-speed railways," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 0–3, 2014, doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848319.
- [74] M. Xiao, Y. Cheng, and L. Chen, "Experimental research for 60 GHz OFDM-RoF system with concatenated RS/PTCM code," *Proc. - 2014 Int. Conf. Inf. Sci. Electron. Electr. Eng. ISEEE 2014*, vol. 3, no. v, pp. 2057–2060, 2014, doi:

- 10.1109/InfoSEEE.2014.6946285.
- [75] D. Kassegne, S. Singh, S. S. Ouro-Djobo, and B. M. Mao, "Influence of nonlinear effects on 6.4 Tb/s dual polarization quadrature phase shift keying modulated dense wavelength division multiplexed system," *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 32, no. 12, pp. 1–12, 2019, doi: 10.1002/dac.4021.
- [76] W. A. Imtiaz, M. Ilyas, and Y. Khan, "Performance optimization of spectral amplitude coding OCDMA system using new enhanced multi diagonal code," *Infrared Phys. Technol.*, vol. 79, pp. 36–44, 2016, doi: 10.1016/j.infrared.2016.09.006.
- [77] W. Liang, H. Yin, L. Qin, Z. Wang, and A. Xu, "A new family of 2D variable-weight optical orthogonal codes for OCDMA systems supporting multiple QoS and analysis of its performance," *Photonic Netw. Commun.*, vol. 16, no. 1, pp. 53–60, 2008, doi: 10.1007/s11107-008-0117-2.
- [78] P. R. Prucnal, *OPTICAL CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS Fundamentals and Applications*. CRC Press, 2006.
- [79] A. Gumaste and S. Q. Zheng, "Light-frames - Pragmatic framework for optical packet transport: Extending ethernet LANs to optical networks," *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 10, pp. 3598–3615, 2006, doi: 10.1109/JLT.2006.881843.
- [80] H. Djellab, "Evaluation des performances de la technique CDMA dans la transmission optique," Thèse de Doctorat, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2018.
- [81] S. Kumawat and R. K. Maddila, "Optical Fiber Technology Development of ZCCC for multimedia service using SAC-OCDMA systems," *Opt. Fiber Technol.*, vol. 39, no. May, pp. 12–20, 2017, doi: 10.1016/j.yofte.2017.09.015.
- [82] J. F. Huang, Y. T. Chang, C. C. Sue, and C. C. Hsu, "Hybrid WDM and optical CDMA implemented with M-sequence coded waveguide gratings over fiber-to-the-home network," *2006 Int. Conf. Commun. Circuits Syst. ICCAS, Proc.*, vol. 3, pp. 1860–1864, 2006, doi: 10.1109/ICCCAS.2006.285035.
- [83] W. Zou and H. Ghafouri-Shiraz, "Codes for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *J. Light. Technol.*, vol. 20, no. 8, pp. 1284–1291, 2002, doi: 10.1109/JLT.2002.800301.

- [84] T. Fortier and E. Baumann, “20 years of developments in optical frequency comb technology and applications,” *Commun. Phys.*, pp. 1–16, 2019, doi: 10.1038/s42005-019-0249-y.
- [85] L. Shang, Y. Li, L. Ma, and J. Chen, “A flexible and ultra- flat optical frequency comb generator using a parallel Mach – Zehnder modulator with a single DC bias,” *Opt. Commun.*, vol. 356, pp. 70–73, 2015, doi: 10.1016/j.optcom.2015.07.065.
- [86] T. T. Tran, M. Song, M. Song, and D. Seo, “Highly flat optical comb generation based on DP-MZM and phase modulators,” *Electron. Lett.*, vol. 55, no. 1, pp. 43–45, 2019, doi: 10.1049/el.2018.6454.
- [87] S. Mostafa and A. E. A. Mohamed, “Performance Evaluation of SAC-OCDMA System in Free Space Optics and Optical Fiber System Based on Different Types of Codes,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 96, pp. 2843–2861, 2017, doi: 10.1007/s11277-017-4327-8.
- [88] K. K. Upadhyay, N. K. Shukla, and S. Chaudhary, “A high speed 100 Gbps MDM-SAC-OCDMA multimode transmission system for short haul communication,” *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 202, p. 163665, 2019, doi: 10.1016/j.ijleo.2019.163665.
- [89] F. H. Tithi and S. P. Majumder, “Analytical Evaluation of Combined Influence of XPM, ASE and SRS in a Raman Amplifier Based WDM System,” *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 208, p. 164076, 2020, doi: 10.1016/j.ijleo.2019.164076.
- [90] C. Chen, S. Member, W. Zhong, and S. Member, “MDPSK based Non - Equalization OFDM for Coherent Free - Space Optical Communication,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 1135, no. c, pp. 1–4, 2014, doi: 10.1109/LPT.2014.2329133.
- [91] A. Sheetal and H. Singh, “5 × 10 Gbps WDM-CAP-PON based on frequency comb using OFDM with blue LD,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 50, p. 446, 2018, doi: 10.1007/s11082-018-1703-x.
- [92] B. Buscaino, S. Member, B. D. Taylor, and J. M. Kahn, “Multi-Tb / s-per-Fiber Coherent Co-Packaged Optical Interfaces for Data Center Switches,” *J. Light. Technol.*, vol. 37, no. 13, pp. 3401–3412, 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2916988.
- [93] M. M.K.Abdullah, F. N. Hasoon, S. A. Aljunid, and S. Shaari, “Performance of

- OCDMA systems with new spectral direct detection (SDD) technique using enhanced double weight (EDW) code EXTERNAL MODULATOR P,” *Opt. Commun.*, vol. 281, pp. 4658–4662, 2008, doi: 10.1016/j.optcom.2008.06.029.
- [94] H. A. Fadhil, S. A. Aljunid, and R. B. Ahmad, “Optical Fiber Technology Performance of random diagonal code for OCDMA systems using new spectral direct detection technique,” *Opt. Fiber Technol.*, vol. 15, no. 3, pp. 283–289, 2009, doi: 10.1016/j.yofte.2008.12.005.
- [95] H. Mrabet, S. Mhatli, I. Dayoub, and E. Giacomidis, “Performance analysis of AO-OFDM-CDMA with advanced 2D-hybrid coding for amplifier- free LR-PONs,” *IET Optoelectron.*, vol. 12, no. 6, pp. 293–298, 2018, doi: 10.1049/iet-opt.2018.5042.
- [96] R. Schmogrow *et al.*, “Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp. 2011–2013, 2012, doi: 10.1109/LPT.2011.2172405.
- [97] W. Freude *et al.*, “Quality Metrics for Optical Signals :Eye Diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER,” *14th Int. Conf. Transparent Opt. Networks Ict. 2012*, 2012, doi: 10.1109/ICTON.2012.6254380.
- [98] E. Agrell and M. Secondini, “Information-Theoretic Tools for Optical Communications Engineers,” *2018 IEEE Photonics Conf.*, 2018, doi: 10.1109/IPCon.2018.8527126.
- [99] M. S. Faruk and S. J. Savory, “Digital Signal Processing for Coherent Transceivers Employing Multilevel Formats,” *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 5, pp. 1125–1141, 2017, doi: 10.1109/JLT.2017.2662319.
- [100] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver,” *Opt. Express*, vol. 15, no. 5, p. 2120, 2007, doi: 10.1364/oe.15.002120.
- [101] D. Lavery, R. Maher, D. S. Millar, B. C. Thomsen, P. Bayvel, and S. J. Savory, “Digital coherent receivers for long-reach optical access networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 4, pp. 609–620, 2013, doi: 10.1109/JLT.2012.2224847.
- [102] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, “Blind equalization and carrier phase recovery in a 16-QAM optical coherent system,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 15, pp. 3042–3049,

- 2009, doi: 10.1109/JLT.2009.2021961.
- [103] M. S. Faruk and K. Kikuchi, "Frequency-domain adaptive equalization in digital coherent receivers," *Opt. InfoBase Conf. Pap.*, vol. 19, no. 13, pp. 124–125, 2011, doi: 10.1364/cleo_si.2011.cthh7.
- [104] A. J. Viterbi and A. M. Viterbi, "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission," *Found. Digit. Wirel. World, Sel. Work. A J Viterbi*, vol. I, no. 4, pp. 31–39, 1983, doi: 10.1142/9789814287517_0003.
- [105] R. Corvaja and S. Pupolin, "Phase noise effects in QAM systems," *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, vol. 2, pp. 452–456, 1997, doi: 10.1109/pimrc.1997.631039.
- [106] E. Ip and J. M. Kahn, "Addendum to 'Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications,'" *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 13, pp. 2552–2553, 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.929416.
- [107] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, "Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.2010511.
- [108] F. N. Hasoon, Mohamad Khazani Abdullah, and S. A. Aljunid, "Construction of a new code for spectral amplitude coding in optical code-division multiple-access systems," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 7, p. 75004, 2007, doi: 10.1117/1.2756819.
- [109] T. H. Abd, S. A. Aljunid, H. A. Fadhil, R. A. Ahmad, and N. M. Saad, "Suppression of the phase induced intensity noise based on the dynamic cyclic shift code for SAC-OCDMA access networks," *Conf. Proc. - 2011 IEEE 2nd Int. Conf. Photonics, ICP 2011*, no. 2, 2011, doi: 10.1109/ICP.2011.6106828.
- [110] W. Sahraoui, H. Aoudia, A. Amphawan, S. Berrah, Y. Belkhier, and R. N. Shaw, *Enhanced performances of sac-ocdma system operating with different codes*, vol. 756 LNEE. Springer Singapore, 2021.
- [111] H. A. Fadhil, S. A. Aljunid, and R. B. Ahmad, "Improving BER using RD Code for spectral amplitude coding optical CDMA network," *Proc. - 2009 Int. Conf. Comput. Eng. Technol. ICCET 2009*, vol. 1, pp. 573–577, 2009, doi: 10.1109/ICCET.2009.57.

Contributions Scientifiques

Articles publiés

1- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik and H.Djellab "Analysis of the performance of a coherent SAC-OCDMA–OFDM–DWDM system using a flat optical frequency comb generator for multiservice networks", *Opt Quant Electron* 54, 547 (2022). DOI: 10.1007/s11082-022-03966-4

Conférences Internationales

1- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, and N.Boukhatem, "8x30 Gbps RZ-RoF-WDM System Using Optical DSB-SC For Long-Distance Networks", *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Setif, Algeria, May 06-10, 2022. DOI: 10.1109/ssd54932.2022.9955776

2- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, M.O.Saouchi, and N.Boukhatem, "Performance of 60 GHz DPSK-RoF-WDM System Using Optical DSB-SC for Long Distance Networks", *2021 IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA'21*, Tripoli, Libya, May 25-27 ,2021. DOI:10.1109/MI-STA52233.2021.9464398

3- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, M.O.Saouchi, and N.Boukhatem, "60 GHz RoF-WDM System Using DPSK Modulation and Optical DSB-SC for Long Distance Networks", *2nd International Conference on Electronics and Electrical Engineering IC3E'20*, Bouira,Algeria, November 16 ,2020.

4- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, M.O.Saouchi, and N.Boukhatem, "60 GHz RoF-WDM system performance for multiservice long-distance networks", *4th International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation ICESTI'19.*, Annaba,Algeria, October 28-30 ,2019.

5- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, and M.O.Saouchi, "Performance analysis of RoF-WDM system using optical DSB-SC", *2nd Algerian-German International Conference on New Technologies and their applications AGICNT'19.*, Setif,Algeria, September 22-23 ,2019.

Conférences nationales

1- **A.Fares**, K.Saouchi, F.Brik, M.O.Saouchi, and N.Boukhatem, "Performance evaluation of RoF-WDM system using DPSK modulation and optical DSB-SC for long-haul communications", *The National Conference on Security of Identity Data and Communication SIDaC'19.*, Oum El Bouaghi ,Algeria, December 16-17 ,2019.