



N° d'ordre



THESE DE DOCTORAT

Présentée devant L'université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes
Faculté de Génie Electrique
Département de Télécommunications
Laboratoire : Télécommunications et de Traitement Numérique du Signal

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat LMD
Spécialité : Télécommunications
Formation doctorale : Télécommunications

Mlle. BENIEDDI Asmaa

Contribution à l'optimisation des systèmes DDO-OFDM pour les fibres optiques à longue distance

Soutenu le : 17/07/2019

Devant le jury composé de :

M. BOUZIANI Merahi	Pr	Président	UDL-SBA
M. ELAHMAR Sid Ahmed	Pr	Directeur de thèse	UDL-SBA
M. DJEBBARI Ali	Pr	Examineur	UDL-SBA
M. BENAÏSSA Mohammed	MCA	Examineur	CU-Ain Témouchent
M. FASSI Benattou	MCA	Examineur	UDL-SBA

Année Universitaire : 2018-2019

Remerciements

En *tout* premier lieu, je remercie Dieu, *tout puissant*, de m'avoir donné la foi, la patience et le courage pour avancer et surmonter tous les obstacles que j'ai rencontrés tout au long de ma formation doctorale.

Cette thèse est le résultat des travaux de recherche menés au sein du laboratoire de télécommunications et de traitement numérique du signal (LTTNS).

J'adresse mes plus sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur Le Professeur Sid Ahmed ELAHMAR, qui a été mon guide au cours de ces dernières années. Je tiens à lui exprimer ma gratitude pour sa disponibilité permanente, ses conseils précieux, ses orientations ciblées, et ses nombreux encouragements qui ont contribué à l'élaboration de ce travail.

J'adresse aussi mes remerciements à Monsieur Ali DJEBBARI Professeur et directeur du Laboratoire LLTNS de l'université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, pour sa confiance et pour tous les moyens nécessaires qu'il m'a fournis pour travailler dans des conditions plus appropriées.

Je tiens également à remercier Monsieur Merahi BOUZIANI, Professeur à l'université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel Abbes, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de présider le Jury de ma thèse. Mes vifs remerciements s'adressent également à Monsieur Ali DJEBBARI, Professeur à l'université de Sidi-Bel Abbes, Monsieur Mohammed BENAÏSSA, Maître de conférences au centre universitaire de Ain-Temouchent et Monsieur Benattou FASSI, Maître de conférences à l'université de Sidi-Bel Abbes, pour avoir accepté d'être membre de Jury de cette thèse.

Je voudrais à cette occasion exprimer mes profonds remerciements à tous les enseignants du département de télécommunications qui ont contribué à ma formation : Mme. Dekkich, Mme. Driz, Mme. Azzaz Rahmani, Mr. Fassi, Mr. Chouakri , Mr. Salah Belkhodja, Mr. Djebbari , Mr. Djebbar et Mr.Seddiki.

Finalement, j'adresse mes chaleureux remerciements à toute ma famille, à qui je dédie avec fierté la clôture de cet édifice, et en particulier à mon père, ma mère et mon frère Sofiane pour leurs soutiens et leurs patiences durant toute ma carrière éducative.

Merci à toutes et à tous

Résumé

Les systèmes OFDM optiques à détection directe (DDO-OFDM : Direct Detection Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing) présentent une solution efficace à bas coût pour les transmissions optiques à haut débit à longue distance. Ainsi, ils ont l'avantage de combattre les interférences entre symboles (IES) et les interférences entre porteuses (IEP), causées par la dispersion chromatique de la fibre optique SSMF (Standard Single Mode Fiber), en ajoutant un préfixe cyclique (CP : Cyclic Prefix) au début de chaque symbole OFDM. Cependant, la durée du CP est proportionnelle à la longueur de la fibre SSMF, ce qui augmente l'énergie gaspillée dans les échantillons du CP et réduit par conséquent l'efficacité énergétique du système.

A cet effet, cette thèse a pour objectif de réduire la taille du CP pour un système DDO-OFDM à longue distance en utilisant un égaliseur de raccourcissement de canal CSE (Channel Shortening Equalizer) dans le but de raccourcir la taille du couple canal-CSE et combattre l'effet des IES et des IEP résiduelles. Deux contributions principales sont proposées. Dans la première, une nouvelle conception d'un CSE adaptatif aveugle moins complexe, réalisée en deux étapes : une fonction de coût de l'algorithme MERO (Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality), nommé LMERO (Low Complex MERO), a été modifiée pour réduire la complexité de calcul à un taux de 25%, suivie d'une méthode d'exploitation de la propriété de symétrie pour diminuer davantage la complexité de mise en œuvre de l'algorithme LMERO à 50%. Dans la deuxième contribution, nous avons proposé un nouvel algorithme adaptatif aveugle appelé SSCM (Sum-Squared Correlation Minimization) basé sur la minimisation de la somme-carrée de la fonction de corrélation et ce, pour améliorer les performances du système de 5.17Db par rapport à la non utilisation du CSE dans le cas d'un CP court (0.39 % du symbole OFDM).

Le système DDO-OFDM a été implémenté sous le logiciel OptiSystem en utilisant une fibre SSMF à longue distance avec un débit important. Les résultats obtenus montrent les performances que ces algorithmes proposés peuvent présenter en termes de réduction de la complexité de calcul, de faible taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) et de la pénalité de puissance en fonction du rapport signal optique sur bruit (OSNR : Optical Signal Noise Ratio).

Mots-clés : CP, CSE, DDO-OFDM, EDFA, IEP, IES, LMERO, OSNR, SSCM, SSMF.

Abstract

Direct Detection Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DDO-OFDM) provides a low-cost, effective solution for high-speed broadband optical transmissions. Thus we have the advantage of combating inter-symbol interference (ISI) and inter-carrier interference (ICI), caused by the chromatic dispersion of the SSMF (Standard Single Mode Fiber) by adding a cyclic prefix (CP: Cyclic Prefix) at the beginning of each OFDM symbol. However, the duration of the CP is proportional to the length of the SSMF fiber, which increases the energy wasted in the CP samples and therefore reduces the energy efficiency of the system.

For this purpose, this thesis aims to reduce the size of the CP for a long-distance DDO-OFDM system by using a channel shortening equalizer (CSE) in order to shorten the size of the channel-CSE couple and combat the effect of residual ISIs and ICIs. Two main contributions are proposed. In the first, a new design of a less complex blind adaptive CSE performed in two steps: a cost function of the MERO (Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality) algorithm, named LMERO (Low Complex MERO), has been modified to reduce the computation complexity to a rate of 25%, followed by a method of exploiting the symmetry property to further reduce the complexity of implementing the LMERO algorithm to 50%. In the second contribution, we proposed a new blind adaptive algorithm called Sum-Squared Correlation Minimization (SSCM) based on the minimization of the sum-square of the correlation function, in order to improve the performance of the 5.17Db system compared to the non-use of the CSE in the case of a short CP (0.39% of the OFDM symbol).

The DDO-OFDM system has been implemented under the OptiSystem software using long-distance SSMF fiber with high bit rate. The results obtained show the performance that these proposed algorithms can present in terms of reduction of computational complexity, low bit error rate (BER: Bit Error Rate) and power penalty as a function of the optical signal-to-noise ratio (OSNR: Optical Signal Noise Ratio).

Keywords: CP, CSE, DDO-OFDM, EDFA, IEP, IES, LMERO, OSNR, SSCM, SSMF.

ملخص

يوفر الإرسال المتعدد لقسم التردد المتعامد البصري للكشف المباشر (DDO-OFDM) حلاً منخفض التكلفة وفعال للإرسال البصري عريض النطاق عالي السرعة وبالتالي لدينا ميزة مكافحة التداخل بين الرموز (ISI) والتداخل بين الموجات الحاملة (ICI) ، الناجم عن التشتت اللوني ل SSMF (الألياف أحادية الوضع المعيارية) عن طريق إضافة بادئة دورية (CP : Cyclic Prefix) في بداية كل رمز OFDM. ومع ذلك، فإن مدة CP تتناسب مع طول الألياف SSMF، مما يزيد من الطاقة الضائعة في عينات CP وبالتالي يقلل من كفاءة استخدام الطاقة للنظام.

لهذا الغرض، تهدف هذه الرسالة إلى تقليل حجم CP في نظام DDO-OFDM لمسافات طويلة باستخدام معادل تقصير القناة (CSE) من أجل تقصير حجم الزوجين في قناة CSE ومكافحة تأثير الباقي ISI و ICI. تم اقتراح مساهمتين رئيسيتين. في أول الأمر، تم تعديل تصميم جديد لخلية CSE تكيفية أعمى أقل تعقيداً في خطوتين: دالة تكلفة لخوارزمية MERO (معادلة متعددة الحركات من خلال استعادة التعامدية)، والتي سميت LMERO (منخفضة التعقيد MERO)، تم تعديلها لتقليل الحساب التعقيد إلى معدل 25٪، تليها طريقة لاستغلال خاصية التناظر لزيادة تقليل تعقيد تنفيذ خوارزمية LMERO إلى 50٪. في المساهمة الثانية، اقترحنا خوارزمية تكيفية أعمى جديدة تدعى Sum-Squared Correlation Minimization (SSCM) على أساس التقليل إلى الحد الأدنى من مربع مجموع وظيفة الارتباط، من أجل تحسين أداء نظام بـ 5.17 Db مقارنةً بعدم استخدام CSE في حالة CP قصير (0.39٪ من رمز OFDM).

تم تنفيذ نظام DDO-OFDM في إطار برنامج OptiSystem باستخدام ألياف SSMF بعيدة المدى ذات معدل بت مرتفع. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها درجة الأداء التي يمكن أن تقدمها الخوارزميات المقترحة من حيث الحد من التعقيد الحسابي ، ومعدل الخطأ المنخفض في البتات (BER) وعقوبة القدرة كدالة لنسبة الإشارة الضوئية إلى الضوضاء (OSNR).

الكلمات الرئيسية: CP ، CSE ، DDO-OFDM ، EDFA ، IEP ، IES ، LMERO ، OSNR ، SSMF ، SSCM.

Table des matières

Résumé	i
Abstract	ii
ملخص	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	x
Liste des abréviations	xi
Introduction générale.....	1

Chapitre 1

Principes fondamentaux de la communication optique

1.1 Introduction.....	6
1.2 Fibre optique	6
1.2.1 Atténuation dans la fibre optique	7
1.2.2 Dispersion de la fibre optique	8
1.3 Modulation optique.....	10
1.3.1 Modulation optique directe	10
1.3.2 Modulation optique externe	11
1.4 Amplificateurs optiques	13
1.4.1 Bruit d’amplificateur optique EDFA	15
1.4.2 Paramètres d’évaluation des performances de transmission.....	16
1.5 Photodiode	17
1.5.1 Bruit thermique (thermal noise).....	18
1.5.2 Bruit de grenaille (shot noise).....	18
1.6 Conclusion	18

Chapitre 2

Techniques de l’OFDM optique

2.1 Introduction.....	20
2.2 La technique OFDM	20
2.2.1 Notion d’orthogonalité	21
2.2.2 Préfixe cyclique.....	23
2.2.3 Avantages et inconvénients de l’OFDM	24

2.3	OFDM optique (O-OFDM)	24
2.3.1	OFDM optique à détection directe (DDO-OFDM).....	25
2.3.2	OFDM optique à détection cohérente (CO-OFDM)	29
2.3.3	Comparaison entre DDO-OFDM et CO-OFDM	31
2.4	Conclusion	32

Chapitre3

Réduction du préfixe cyclique dans un système DDO-OFDM pour une longue distance de la fibre SSMF

3.1	Introduction.....	35
3.2	Taille du CP dans les systèmes O-OFDM	35
3.3	Raccourcissement du canal (CSE).....	37
3.4	Applications du CSE.....	37
3.5	Principe du CSE dans le système DDO-OFDM	37
3.6	Etudes bibliographiques.....	38
3.6.1	Méthodes d'égalisation optimale (non-aveugles)	38
3.6.2	Méthodes d'égalisation adaptatives aveugles	39
3.6.3	Méthodes d'implémentations du CSE.....	43
3.7	Méthode proposée de réduction de la complexité (LMERO).....	44
3.7.1	Algorithme MERO à faible complexité (LMERO)	45
3.7.2	Exploitation de la propriété de symétrie à LMERO-CSE.....	46
3.7.3	Résultats de simulations.....	47
3.8	Conclusion	50

Chapitre 4

Nouvel algorithme SSCM-CSE adaptatif aveugle dans le système DDO-OFDM

4.1	Introduction.....	52
4.2	Chaîne de transmission du système DDO-OFDM.....	52
4.3	Simulation du système DDO-OFDM sous OptiSystem	54
4.3.1	Coté émission.....	55
4.3.2	Ligne de transmission optique	64
4.3.3	Coté réception	65
4.4	Cosimulation avec MATLAB.....	67
4.4.1	Calcul du BER sous MATLAB	68
4.4.2	Implémentation de l'égaliseur fréquentiel (FEQ)	69

4.4.3 Implémentation du CSE	70
4.5 Conception du CSE Proposé.....	70
4.5.1 Algorithme proposé.....	70
4.5.2 Algorithme adaptatif	71
4.5.3 Complexités des algorithmes	71
4.6 Analyse des résultats de simulations	72
4.7 Conclusion	76
Conclusion générale et perspectives	77
Annexe A : Dispersion Chromatique	79
Annexe B : Modulateur MZM	80
Annexe C : Développement Mathématique de différentes fonctions de coût.....	84
Annexe D : Paramètres de simulation	89
Références	93

Liste des figures

Figure 1. 1 Structure d'une fibre optique	6
Figure 1. 2 Atténuation des signaux optiques en fonction de la longueur d'onde d'une fibre SSMF.....	8
Figure 1. 3 Effet de la dispersion chromatique sur un signal impulsionnel dans une fibre monomode.....	9
Figure 1. 4 Taux de dispersion chromatique en fonction de la longueur d'onde pour une fibre SSMF	10
Figure 1. 5 Effet de « chirp » d'une impulsion gaussienne.....	11
Figure 1. 6 Modulateurs optiques externes : (a) MZM et (b) EAM.....	12
Figure 1. 7 Différentes positions possibles des amplificateurs optiques.....	13
Figure 1. 8 Schéma d'un amplificateur semi-conducteur	14
Figure 1. 9 Schéma d'un amplificateur optique à fibre dopée en Erbium	15
Figure 2. 1 Spectre de : (a) signal FDM (b) signal OFDM	21
Figure 2. 2 Superposition des spectres des sous-porteuses espacées de $1T_s$	22
Figure 2. 3 Préfixe cyclique dans un symbole OFDM.....	23
Figure 2. 4 Récepteur du système DDO-OFDM.....	25
Figure 2. 5 Spectre des signaux DSB et SSB O-OFDM	26
Figure 2. 6 Spectre du signal avant et après la détection directe	26
Figure 2. 7 Emetteur à symétrie hermitienne du système DDO-OFDM.....	27
Figure 2. 8 Emetteur RF-up conversion du système DDO-OFDM.....	28
Figure 2. 9 Emetteur à transformée de Hilbert du système DDO-OFDM	29
Figure 2. 10 Système CO-OFDM à détection homodyne. DL : Diode Laser, RF-OFDM : Radio-Fréquence OFDM.....	30
Figure 2. 11 Système CO-OFDM à détection hétérodyne. FPB : Filtre Passe-Bande. FPBO : Filtre Passe-Bande Optique.....	31
Figure 3. 1 Durée du CP en fonction de la longueur de la fibre et du débit d'information	36
Figure 3. 2 Efficacité spectrale en fonction de la durée du symbole O-OFDM et du CP.....	36
Figure 3. 3 Canal effectif.....	38
Figure 3. 4 Modèle du système avec un CSE adaptatif	39

Figure 3. 5 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM sans et avec différents CSE pour une longueur de CP insuffisante TOFDM / 256.....	48
Figure 3. 6 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM avec et sans LMERO-CSE pour différentes longueurs du CP.....	48
Figure 3. 7 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM avec LMERO-CSE utilisant la propriété de symétrie pour différentes longueurs du CP.....	48
Figure 4. 1 Diagramme de transmission du système DDO-OFDM avec CSE : (a) Emetteur, (b) récepteur avec CSE et égaliseur fréquentiel (FEQ).....	52
Figure 4. 2 Schéma global de simulation du DDO-OFDM sous l'OptiSystem.....	55
Figure 4. 3 Emetteur RF du système DDO-OFDM sous l'OptiSystem.....	56
Figure 4. 4 (a) Séquence de donnée durant T_w , (b) Durée d'un seul bit T_b	57
Figure 4. 5 Durée d'un symbol T	58
Figure 4. 6 Diagramme de la constellation de l'encodeur 4-QAM.....	58
Figure 4. 7 (a) Nombre de point de l'IFFT et des sous-porteuses, (b) Espace entre les fréquences.....	59
Figure 4. 8 (a) Spectre du signal OFDM-RF, (b) La bande du signal OFDM (b).....	60
Figure 4. 9 Schéma de l'émetteur optique du système DDO-OFDM.....	61
Figure 4. 10 Atténuation apportée par le modulateur optique MZM.....	61
Figure 4. 11 Spectre du signal O-OFDM à la sortie du modulateur optique MZM de type DSB.....	62
Figure 4. 12 Atténuation apportée par le filtre optique et la compensation de puissance fournie par le prés-amplificateur optique.....	63
Figure 4. 13 Spectre du signal O-OFDM à la sortie du filtre optique de type SSB.....	63
Figure 4. 14 Schéma de la ligne de transmission optique (15×80 km de SSMF).....	64
Figure 4. 15 Compensation de la puissance fournie par l'amplificateur optique.....	64
Figure 4. 16 Schéma du récepteur optique du système DDO-OFDM.....	65
Figure 4. 17 Spectre du signal OFDM après le photodétecteur.....	66
Figure 4. 18 Schéma du récepteur RF du système DDO-OFDM.....	66
Figure 4. 19 Constellation du signal reçu à 1200 km : (a) avant le FEQ, (b) après le FEQ....	67
Figure 4. 20 Propriétés du "composant Matlab".....	68
Figure 4. 21 Calcul du BER de bout en bout.....	69
Figure 4. 22 CIR original et raccourci.....	73

Figure 4.23 BER dans un système DDO-OFDM sans et avec les différents CSE, CP=T/256.....	6974
Figure 4. 24 Performance d'un système DDO-OFDM avec le SSCM-CSE à 1200 km et pour différentes longueurs de CP.	735
Figure 4. 25 Pénalité de puissance par rapport à la durée du CP avec un BER = 10^{-3} comme référence.....	735
Figure B. 1 Modulateur de Mach-Zehnder.....	80
Figure B. 2 Modulateur I/Q MZM	82
Figure D. 1 Interface graphique du logiciel OptiSystem	89
Figure D. 2 Représentation des paramètres dans le domaine temporelle et fréquentielle	90
Figure D. 3 2 Paramètres de simulation globaux	92

Liste des tableaux

Tableau 1. 1 Valeurs typiques des paramètres de la photodiode	17
Tableau 2. 1 Comparaison entre CO-OFDM et DDO-OFDM.....	32
Tableau 3. 1 Paramètres de simulation du système DDO-OFDM	47

Liste des abréviations

A

ADSL	Asynchronous Digital Subscriber Line
ADC	Analogue-Digital Converter
APD	Avalanche Photodiode
AR	Autoregressive
ASE	Amplified Simultaneous Emission
AWGN	Additive White Gaussian Noise

B

BER	Bit Error Rate
-----	----------------

C

CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CIR	Channel Impulse Response
CO-OFDM	Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
CSE	Channel Shortening Equalizer

D

DAC	Digital-Analogue Converter
DD-MZM	Dual Drive Mach Zehnder Modulator
DDO-OFDM	Direct Detection Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DIR	Desired Impulse Response
DMP	Dispersion en Mode de Polarisation
DMT	Discrete Multi-Tone
DSB	Double Side Band
DVB/DAB	Digital Audio/ Video Broadcasting

E

EAM	Electro-Absorption Modulator
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
EO	Electro Optique
ER	Extinction Ratio

F

FEQ	Frequency-Domain Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform

G

GVD Group Velocity Dispersion

I

ICI Intercarrier Interference

IES Interférences Entre Symboles

IEP Interférences Entre sous-Porteuses

IEEE Institute of Electronic and Electrical Engineering

IFFT Inverse Fourier Transform

ISI Inter Symbol Interference

ITU International Telecommunications Union

L

LMERO Low Complex Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality

LMS-TEQ Least Mean Square- Time Domain Equalizer

M

MA Moving Average

MCM Multi Carrier Modulation

MCAS Minimization of Correlation of Adjacent Samples

MERO Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality

MERRY Multicarrier Equalization by Restoration of RedundancY

MMF Multi Modes Fiber

MLSE Maximum Likelihood Sequence Estimation

MMSE Minimum Mean Square Error

MSSNR Maximum Shortening Signal to Noise Ratio

MZM Mach-Zehnder Modulator

O

OE Opto Electric

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

O-OFDM Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OSNR Optical Signal to Noise Ratio

P

PAPR Peak Amplitude Power Ratio

PC Préfixe Cyclique

PD Photo Detector

PIN Positive Intrinsic Negative

PRBS	Pseudo Random Bit Sequence
Q	
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
PSK	Phase Shift Keying
R	
RF	Radio Frequency
RIC	Réponse Impulsionnelle du Canal
RLS-TEQ	Recursive Least Square- Time Domain Equalizer
S	
SAM	Sum-squared Autocorrelation Minimization
SD-MZM	Single Drive Mach Zehnder Modulator
SMF	Single Mode Fiber
SSB	Single Side Band
SSCM	Sum-Squared Correlation Minimization
SSMF	Standard Single Mode Fiber
SSMI	Subcarrier-Subcarrier Mixing Interference
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SSL	Stationnaire au Sens Large
T	
TEB	Taux d'erreur binaire
TEQ	Time-domain Equalizer
W	
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WSS	Wide-Sens Stationary

Introduction générale

Etat de l'art

L'émergence des nouveaux services liés au développement de multimédia (Télévision IP, Vidéo à la Demande VoD, vidéosurveillance, etc.) a entraîné la demande croissante de bande passante et de débit de données. Pour cela, les systèmes de communication optique, ou les systèmes à fibre optique en particulier, sont devenu la meilleure solution pour répondre à ces besoins et surtout après le point de saturation atteint par les systèmes de communication à base électrique (câble coaxial) en termes de capacité et de portée [1, 2]. La difficulté majeure ne réside plus maintenant sur le support mais sur le rapport coût-efficacité, la flexibilité et les performances de transmission élevées des techniques de traitement du signal numérique, qui sont devenues le principal objectif des chercheurs dans la lutte contre les différentes dégradations provoquées par la fibre optique durant la transmission [3, 4].

Récemment, la modulation OFDM a suscité un regain d'attention dans les communications optiques à très haut débit en raison de son efficacité spectrale élevée et de sa résistance supérieure contre les interférences entre symbole (IES) introduites par la dispersion chromatique de la fibre optique [5, 6].

En modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) optique (O-OFDM), il existe deux techniques de détections. La première technique est l'O-OFDM à détection directe (DDO-OFDM : Direct Detection Optical OFDM) [7], la seconde est l'O-OFDM à détection cohérente (CO-OFDM : Coherent Detection Optical OFDM) [8].

Suivant de nombreuses publications [9, 10], la technique DDO-OFDM est la meilleure candidate pour les transmissions à longues distances grâce à un faible coût de sa mise en œuvre par rapport à la technique CO-OFDM et la simplicité de son récepteur optique qui nécessite qu'une seule photodiode.

En général, pour maintenir l'orthogonalité des sous-porteuses et éviter l'effet d'IES, le système OFDM insère un CP au début de chaque trame OFDM dans laquelle sa longueur doit être supérieure à celle de la réponse impulsionnelle de canal (CIR : Channel Impulse Response) [6, 11]. Cependant, lorsque la transmission à fibre optique est à une distance très importante, une dispersion considérable s'accumule. Pour cela, la longueur du préfixe cyclique (CP) occupera une grande partie de la trame OFDM, ce qui entraîne un gaspillage d'énergie accru dans les échantillons de CP [12]. Afin de réduire ce gaspillage d'énergie et d'augmenter l'efficacité énergétique du système, une longueur de CP plus courte est requise.

Lowery [13] a rapporté que la surcharge du CP peut être réduite en utilisant des bandes de fréquences distinctes pour transmettre un débit de donnée suffisant. Dans ce cas, la longueur requise du CP devrait être égale à la durée du CP d'une bande unique divisée par le nombre de bandes. Le délai relatif entre deux bandes adjacentes est égal au CP de chaque bande (c.à.d. $1/16$ de la durée de symbole OFDM) et doit être calculé à partir de la carte de dispersion de la fibre. Selon les résultats de simulation obtenus par Lowery [13], la longueur du CP n'est réduite qu'à un pourcentage de 6,25% sans tenir compte de l'effet du bruit dans le système O-OFDM ainsi aucune justification n'est donnée pour éviter les interférences entre bandes (IBI : Inter-Band Interference).

Ghanbarisabagh et *al.* [14, 15, 16] ont proposés l'utilisation des égaliseurs dans le domaine temporel (TEQ : Time domain Equalizer), aussi connu sous le nom égaliseur de raccourcissement de canal (CSE : Channel Shortening Equalizer), immédiatement après le canal de transmission optique SSMF (Standard Single Mode Fiber) dans un système DDO-OFDM à longue distance. Le CSE a pour objectif de réduire la réponse impulsionnelle de l'ensemble (Canal-CSE) et par conséquent avoir une longueur du CP réduite. Parmi les méthodes les plus utilisées on cite: l'égaliseur avec retour de décision à faible complexité (LCDF-TEQ : Low Complexity Decision Feed-back Time-domain Equalizer) [14], l'égaliseur à moindres carrés normalisés (LMS-TEQ/ Least Mean Squares Time-domain Equalizer) [15] et l'égaliseur à moindres carrés récursifs (RLS-TEQ/ Recursive Least Square Time-domain Equalizer) [16]. Ces égaliseurs présentent une efficacité dans la réduction de la longueur du CP mais nécessitent une longue séquence d'apprentissage pour estimer la réponse CIR et un grand nombre d'itérations pour raccourcir le CP, ce qui réduit le débit et augmente la complexité de l'égaliseur. La complexité dans cette situation augmente de façon exponentielle avec le nombre de prises des échantillons du CIR.

Dans notre thèse, nous proposons deux nouveaux algorithmes d'égaliseurs CSE aveugles adaptatifs basés sur l'utilisation de la propriété de modulation à multi-porteuses (MCM : Multi-Carrier Modulation) qui néglige le besoin de la connaissance des valeurs exactes du signal transmis pour estimer la réponse du filtre CSE. Nos propositions s'intéressent principalement à la réduction de la taille du CP et de la complexité du système ainsi que l'amélioration des performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB, BER : Bit Error Rate) en fonction du rapport signal optique à bruit (OSNR : Optical Signal Noise Ratio) du système DDO-OFDM à longue distance.

Plan de la thèse

Nous avons subdivisé le travail réalisé dans cette thèse en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre présente une étude sur les différentes composantes utilisées dans un système de transmission à fibre optique. Il décrit ensuite les effets linéaires de la fibre optique et les différentes dégradations du signal rencontrées durant la transmission, notamment ; l'atténuation, la dispersion chromatique, le bruit ASE, le bruit thermique et le bruit de grenaille. De plus, des définitions importantes sont ainsi présentées sur les paramètres permettant l'évaluation des performances du système de transmission à savoir l'OSNR, le BER et la pénalité de puissance.

Dans le deuxième chapitre, est introduit les concepts de base de l'OFDM optique avec une présentation d'un bref historique sur la modulation OFDM, suivie d'un rappel sur la notion d'orthogonalité et la condition du préfixe cyclique afin d'éviter respectivement l'effet d'IES et l'effet d'IEP. De même, différentes architectures de la technique DDO-OFDM et de la technique CO-OFDM sont présentées en détails.

Le troisième chapitre est consacré, d'une part, à la présentation de la condition limite sur la longueur du CP qui doit être vérifiée afin d'éviter les effets d'IES et d'IEP au niveau du récepteur DDO-OFDM et son effet sur la limitation de la longueur de la fibre optique et la diminution du débit d'information. Ensuite, une étude bibliographique sur les méthodes de conceptions du CSE les plus populaires est détaillée. D'autre part, nous présentons notre première contribution basée sur la réduction de la longueur du CP en proposant une fonction de coût modifiée moins complexe de l'algorithme MERO (Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality), appelé LMERO (Low Complex MERO) associée encore à une exploitation de la propriété de symétrie pour réduire davantage la complexité de la mise en œuvre du filtre CSE.

Notre deuxième contribution sur la réduction de la taille du CP est présentée dans le quatrième chapitre en proposant une nouvelle fonction de coût basée sur la minimisation de la somme-carrée de la fonction de corrélation (SSCM : Sum-Squared Correlation Minimization) entre les échantillons adjacents. Les performances des algorithmes proposés, en termes de BER et de la pénalité de puissance en fonction du OSNR sont comparées à d'autres algorithmes (SAM et MERO) dans un système DDO-OFDM à haut débit pour une distance de fibre SSMF égale à 1200 km en utilisant une co-simulation par les logiciels OptiSystem et MATLAB.

Finalement, nous concluons cette thèse avec quelques perspectives de recherches que nous jugeons utile à entreprendre dans le futur.

Chapitre 1

Principes fondamentaux de la communication optique

1.1	Introduction.....	6
1.2	Fibre optique.....	6
1.2.1	Atténuation dans la fibre optique.....	7
1.2.2	Dispersion de la fibre optique.....	8
1.3	Modulation optique.....	10
1.3.1	Modulation optique directe.....	10
1.3.2	Modulation optique externe.....	11
1.4	Amplificateurs optiques.....	13
1.4.1	Bruit d’amplificateur optique EDFA.....	15
1.4.2	Paramètres d’évaluation des performances de transmission.....	16
1.5	Photodiode.....	17
1.5.1	Bruit thermique (thermal noise).....	18
1.5.2	Bruit de grenaille (shot noise).....	18
1.6	Conclusion.....	18

1.1 Introduction

Ce chapitre présente une généralité sur les composantes principales d'un système de transmission à fibre optique, utilisées ainsi par la suite dans les autres chapitres à savoir : les modulateurs optiques, la fibre optique, les amplificateurs optiques et les photodétecteurs. Aussi, une description est faite sur les différentes dégradations (atténuation, dispersion, bruit ASE (Amplified Spontaneous Emission), bruit thermique et bruit de grenaille) prévenues durant la transmission d'un signal optique. Par ailleurs, nous définissons les paramètres permettant d'évaluer les performances du système de transmission à savoir le rapport signal sur bruit optique (OSNR), le taux d'erreur binaire (BER) et la puissance de pénalité.

1.2 Fibre optique

La fibre optique est un guide d'onde cylindrique et diélectrique permettant la transmission des signaux lumineux de la source à la destination [17, 18]. Elle est constituée d'un cœur cylindrique en verre de silice entouré d'une gaine dont l'indice de réfraction est inférieur à celui du cœur (Figure 1.1). L'ensemble est généralement recouvert d'une gaine de protection [19].

Il existe deux types de fibres optiques : les fibres multimodes (MMF : Multi Mode Fiber) et les fibres monomodes (SMF : Single Mode Fiber) [2].

La MMF transmet la lumière à travers une collection de modes transversaux spatiaux dues à la grandeur du diamètre du cœur de la fibre ($62.5\mu\text{m}$ ou $50\mu\text{m}$). Le problème du

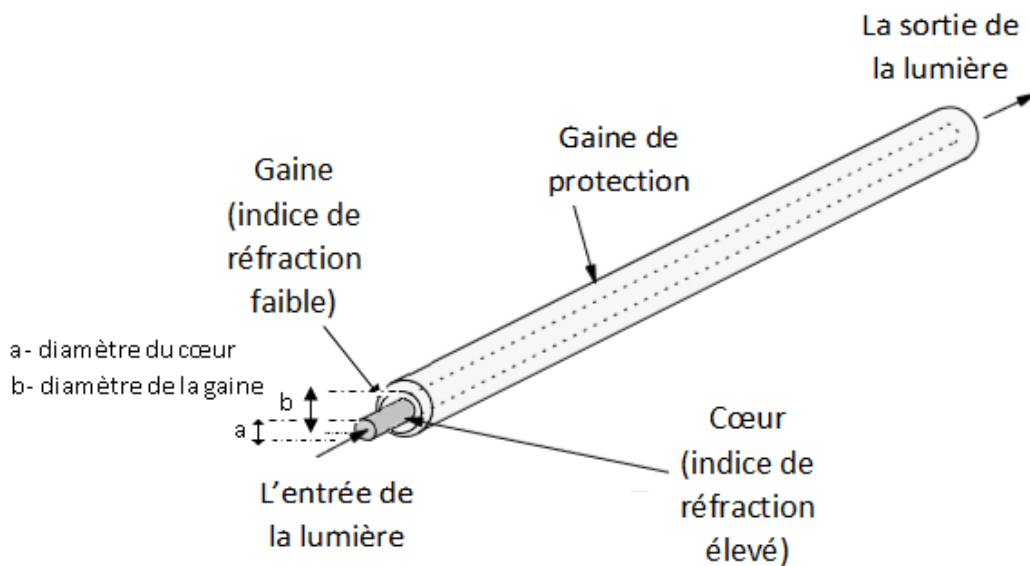


Figure 1. 1 Structure d'une fibre optique [21].

fonctionnement de la MMF est que certains chemins empruntés par des modes particuliers sont plus long que d'autres, cela signifie que la lumière arrivera à différents moments en fonction du chemin emprunté. Par conséquent, leur application est limitée que pour les liaisons de communications à courte distance [2, 20]

Contrairement au MMF, la SMF est caractérisé par sa taille étroite du cœur (comprise entre $8 \mu m$ et $10 \mu m$) qui limite le nombre de mode de propagation en un seul mode fondamentale. Ce mode occupe la partie centrale de la fibre et présente un maximum d'énergie dans l'axe du cœur de la fibre optique. Elle est très utilisée pour la plupart des liaisons de communications à longue distance (plus de 1000 mètres) [18, 21].

Les caractéristiques principales des fibres optiques sont l'atténuation, la dispersion et les effets non-linéaires. Elles peuvent être considérées comme des fibres optiques linéaires (l'effet de non-linéarité négligé) si la puissance émise dans la fibre optique ne dépasse pas plusieurs milliwatts.

Dans ce travail, nous nous basons uniquement que sur la fibre optique monomode de la norme ITU-G.652 [22], couramment appelé SSMF (Standard Single Mode Fiber). Cette dernière est la plus utilisée dans les réseaux de télécommunication selon l'union internationale de télécommunications (UIT ou ITU : International Telecommunication Union) [2].

1.2.1 Atténuation dans la fibre optique

L'atténuation, perte de puissance où la perte de transmission des fibres optiques est l'un des facteurs limitants la distance de transmission. Elle signifie la réduction de la puissance de la lumière lorsqu'elle se déplace le long de la fibre. Cette perte est due à certains nombres de mécanismes tel que l'absorption du matériau et la diffusion de Rayleigh [23, 24].

Le coefficient d'atténuation α d'une fibre peut être exprimé comme le rapport entre la puissance optique d'entrée P_e et la puissance optique de sortie P_s après une longueur L de la fibre optique. Ce rapport est en fonction de la longueur d'onde λ et peut-être exprimé par [19] :

$$\alpha(\lambda) = -\frac{10}{L} \cdot \log_{10} \left(\frac{P_s(\lambda)}{P_e(\lambda)} \right) \quad (\text{dB/km}) \quad 1.1$$

La figure 1.2 montre le coefficient d'atténuation d'une fibre SSMF (ITU-G.652) en fonction de la longueur d'onde. En observant cette figure, le coefficient d'atténuation minimal correspondant à la fenêtre de longueur d'onde de 1,3 μm est d'environ 0,35 dB/km, alors qu'il est d'environ 0,2 dB/km pour la fenêtre de longueur d'onde de 1,55 μm .

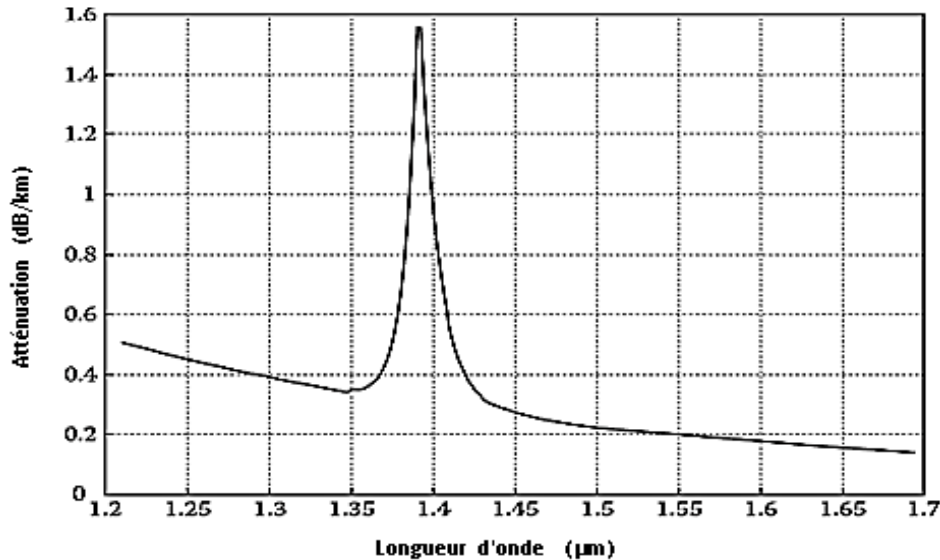


Figure 1. 2 Atténuation des signaux optiques en fonction de la longueur d'onde d'une fibre SSMF [19].

1.2.2 Dispersion de la fibre optique

Le phénomène de dispersion peut être décrit comme étant le résultat de l'élargissement des impulsions lumineuses transmises lorsqu'elles se déplacent le long du fibre. Cela conduira que chaque impulsion se chevauche avec les impulsions les plus proches et rendras éventuellement difficile la récupération précise du signal d'origine. Cet effet est connu sous le nom d'interférence entre symbole (IES ou ISI : Inter-Symbol Interference) [24].

Différents types de dispersion du signal peuvent survenir pendant la transmission d'un signal, tels que la dispersion chromatique et la dispersion en mode de polarisation (DMP). Ces deux types provoquent la distorsion dans les fibres optiques MMF, tandis que la dispersion chromatique (Voir annexe A) est la seule cause de la distorsion du signal dans les fibres optiques SSMF de faite que l'énergie de l'impulsion injectée est transportée par un seul mode [24, 17].

En SSMF, l'effet de dispersion chromatique est dû à la dépendance en fréquence de l'indice de réfraction de la fibre optique. En conséquence, différentes composantes spectrales

d'un signal optique se déplacent à des vitesses de groupe v_g légèrement différentes (Figure 1.3) et le temps de retard ΔT résultant pour une SSMF de longueur L est donné par [19, 23]:

$$\Delta T = L D \Delta \lambda \quad 1.2$$

- $\Delta \lambda$ représente la largeur spectrale de la source optique ;
- D est le coefficient (où le taux) de dispersion chromatique, en ps/(nm.km), donnée par [19] :

$$D(\lambda) = \frac{-2 \pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad 1.3$$

Où c est la vitesse de la lumière, λ est la longueur d'onde centrale et β_2 est appelé dispersion de vitesse de groupe (GVD : Group Velocity Dispersion).

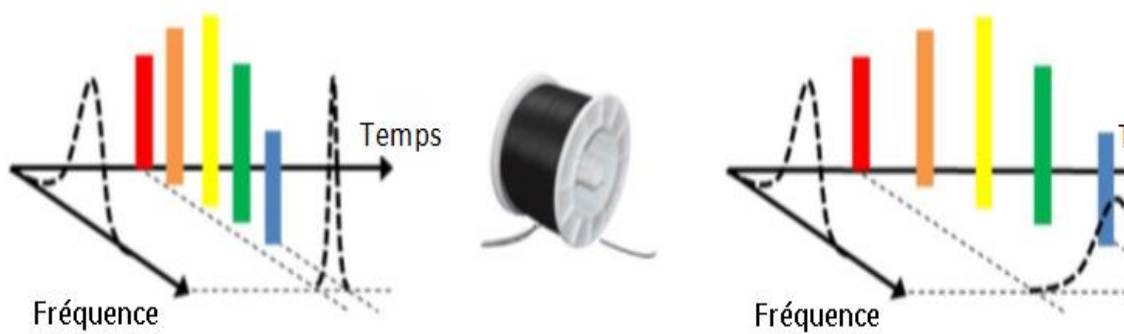


Figure 1. 3 Effet de la dispersion chromatique sur un signal impulsionnel dans une fibre monomode [43].

La figure 1.4 représente le taux de dispersion chromatique en fonction de la longueur d'onde d'une fibre monomode SSMF.

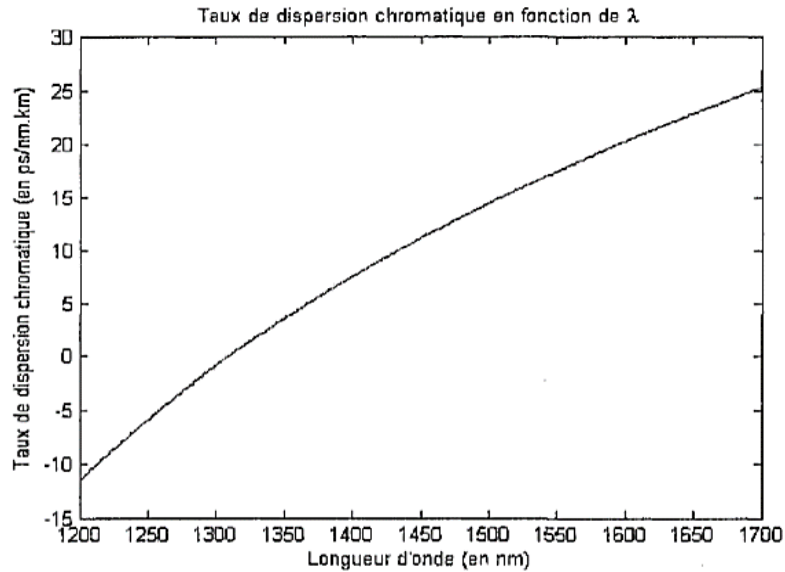


Figure 1. 4 Taux de dispersion chromatique en fonction de la longueur d’onde pour une fibre SSMF [26].

1.3 Modulation optique

Le rôle principal du modulateur optique est de convertir le signal d’entrée d’information électrique en un signal optique (conversion Electro- Optique EO), qui serait ensuite envoyé dans un canal de communication optique (fibre optique).

Il existe deux schémas de modulation optique : la modulation directe et la modulation externe.

1.3.1 Modulation optique directe

Dans les années 1980, la modulation optique directe des lasers à semi-conducteurs était la principale technique de modulation dont elle peut fournir de nombreux avantages, à savoir, un faible coût, une tension de commande relativement faible et une puissance de sortie élevée [23, 25]. Elle se produit lorsque le flux d’informations électriques fait varier directement le courant du laser afin de produire une puissance optique différente. Mais lors de cette opération, une variation de la fréquence d’émission du laser avec le temps appelé effet de paillement ou « chirp » est apparu (Figure 1.5), ce qui augmente donc l’impact de la dispersion chromatique et entrainera par la suite une dégradation des performances du systèmes [18, 26, 27].

Pour un débit de données égal ou supérieur à 10 Gbit/s , l’effet de paillement devient suffisamment important. Donc, la modulation directe est limitée que pour des débits de données de 2,5 Gbits/s ou moins [1].

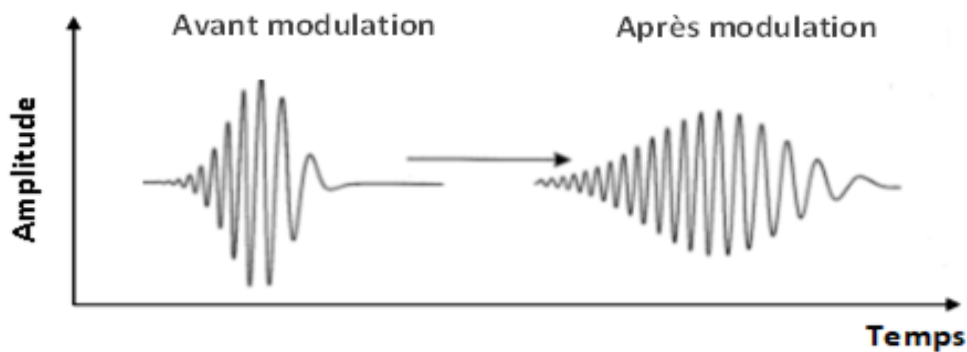


Figure 1. 5 Effet de « chirp » d'une impulsion gaussienne [27]

Une autre technique de modulation, appelée modulation optique externe, a été développée (fin des années 1980) avec un chirp quasi-null pour les télécommunications à haut débit (supérieur à 2,5 Gbits/s) sur des liaisons à longue distance [26].

1.3.2 Modulation optique externe

Contrairement à la modulation directe, la modulation externe utilise un dispositif qui reçoit à la fois un signal d'amplitude constant émis par une source laser (utilisée comme porteuse de signal) et un signal d'information électrique qui a pour objectif de modifier le niveau de puissance optique en sortie. Il existe deux modulateurs externes (Figure 1.6) : les modulateurs à électro-absorption (MEA ou EAM : Electro-Absorption Modulator) et les modulateurs Mach-Zehnder (MMZ ou MZM : Mach-Zehnder Modulator) de Niobate de Lithium (LiNbO_3) [18, 26].

Le modulateur MZM (Figure 1.6 (a)) est un modulateur d'intensité basé sur un principe d'interférométrie, fabriqué habituellement à base du matériau LiNbO_3 . Il est composé de deux bras optiques de modulateur de phase électro-optique (EOPM : Electro-Optic Phase Modulator) dans une structure en parallèle. Un champ de l'onde optique est injecté à l'entrée du MZM et divisé de manière égale à l'entrée des deux bras. De plus, un signal électrique est appliqué dans l'un ou les deux bras du MZM pour moduler la phase de l'onde optique. Ce changement de phase va provoquer des effets d'interférences au niveau de sortie du MZM, soit de manière constructives (toute la puissance est disponible en sortie) où de manière destructives (aucune lumière n'est injectée en sortie), ce qui contrôle donc l'intensité de sortie du modulateur MZM [21, 28].

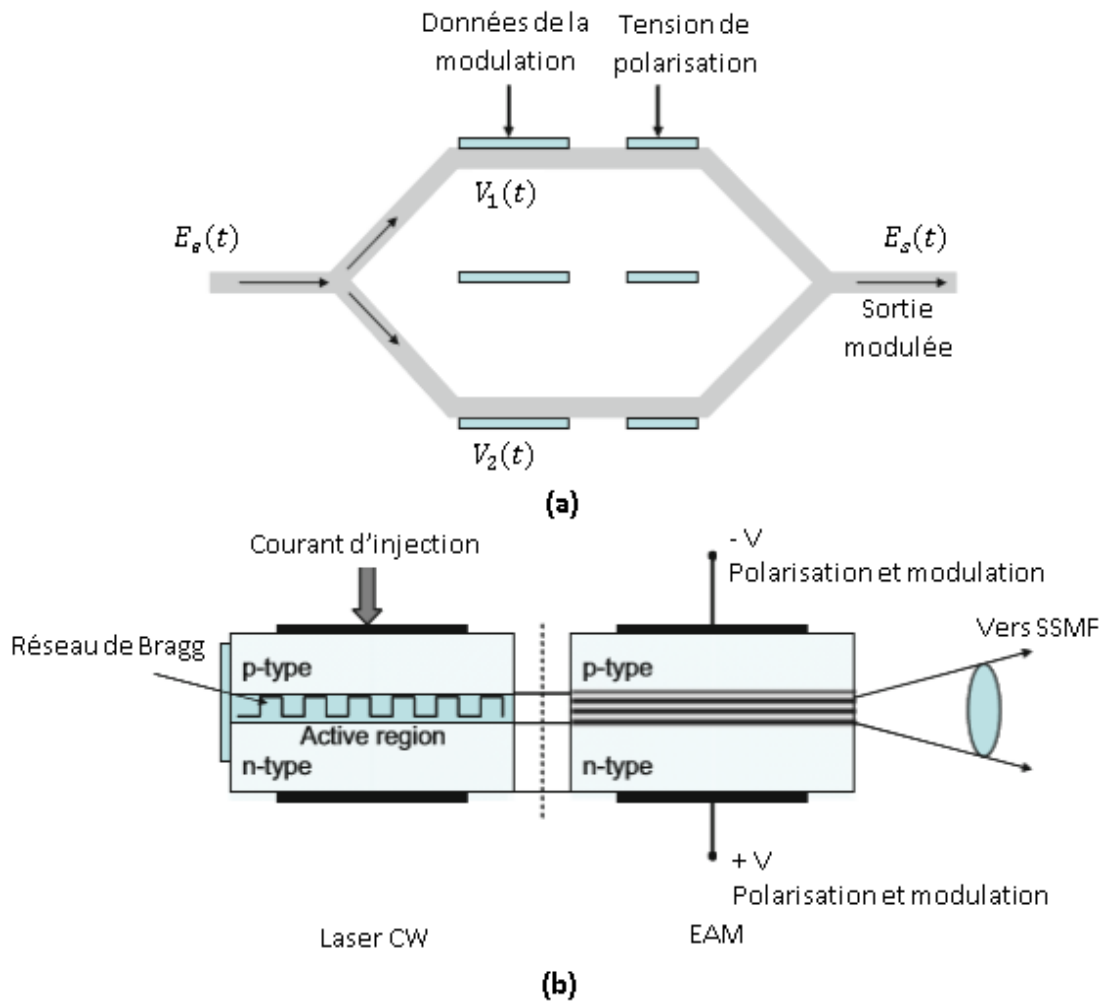


Figure 1. 6 Modulateurs optiques externes : (a) MZM et (b) EAM [17].

L'EAM (Figure 1.6 (b)) est un composant optique basé sur des matériaux semi-conducteurs de multiples couches de type p et de type n formant de multiples puits quantiques. Leur conception est similaire à celle des lasers à semi-conducteurs dont il est possible de les fabriquer sur le même substrat à condition qu'ils soient isolés électriquement. Il fonctionne sur le principe connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh, selon lequel la bande interdite effective d'un semi-conducteur diminue avec l'augmentation du champ électrique. En absence de polarisation, la bande interdite effective est juste large, de sorte que la lumière est complètement transmise, ce qui correspond à l'état actif. Lorsqu'une polarisation inverse est appliquée, la bande interdite effective est réduite au point où la région active commence à absorber la lumière du laser et devient ainsi opaque, ce qui correspond à l'état inactif [2, 20].

Les performances d'un modulateur externe sont quantifiées à l'aide de leur taux d'extinction (ER : Extinction Ratio) et sa bande passante. Généralement, les deux modulateurs ont une bande passante très importante environ de 60 GHz pour l'EAM et de

75 GHz pour le MZM. Cependant, le taux d'extinction du EAM n'est pas aussi élevé que celui du MZM, ce qui correspond à environ 25 dB par rapport à 10 dB pour l'EAM [29]. Donc malgré son coût élevé, le MZM est le bon choix pour les transmissions à haut débit à longue distance.

1.4 Amplificateurs optiques

L'amplificateur optique a pour objectif de rétablir le niveau de puissance d'un signal optique qui décroît progressivement en raison des pertes de propagation, sans une conversion optique-électrique (OE). Trois applications principales de l'amplificateur optique sont (Figure 1.7) [17, 28]:

- Amplificateur de puissance (au niveau de l'émetteur) : sert à améliorer le niveau de puissance transmis ou compenser les pertes d'éléments optiques placés entre le laser et la fibre, tel qu'un coupleur optique, des multiplexeurs de longueurs d'onde (WDM : Wavelength Division Multiplexing) et des modulateurs externes (environ 8 – 10 dB pour EAM et 3 – 4 dB pour MZM).
- Amplificateur en ligne (au niveau de liaison de transmission) : compense les pertes subies lors de propagation du signal optique et réduit le nombre de régénérateurs OE.
- Préamplificateur (avant la photodiode en réception) : augmente le niveau de puissance du signal optique et améliore la sensibilité du récepteur.

Parmi les amplificateurs optiques, on distingue les amplificateurs à base de semi-conducteurs (AOSC ou SOA : Semiconductor Optical Amplifier) et des amplificateurs à base de fibre dopée.

Les SOA (démarrée au début des années 80), sont de bons candidats pour certaines

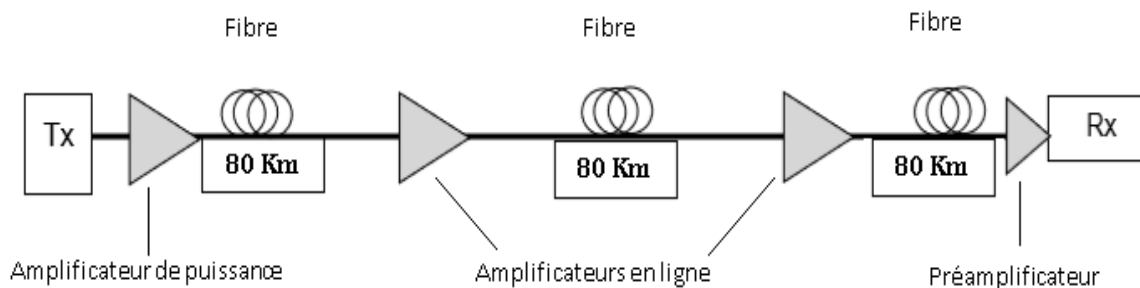


Figure 1. 7 Différentes positions possibles des amplificateurs optiques [25].

applications où une bande passante optique importante (environ 40 nm autour de 1550 nm) et un gain modéré (jusqu'à 15 dB) sont nécessaires, mais ils souffrent de sensibilité à la polarisation, de bruit relativement élevé et de diaphonie du signal [28].

Leurs principes de fonctionnement (Figure 1.8) sont essentiellement comme des diodes lasers qui utilisent des émissions stimulées provoquées par l'intermédiaire d'un courant électrique, sauf les miroirs d'extrémités ont été remplacés par des revêtements antireflet afin de diminuer les réflexions de la lumière vers l'intérieur du circuit [30, 31].

Dés 1989, les amplificateurs à fibre dopée ont servi de catalyseur à une toute nouvelle génération de liaisons et de réseaux de fibres optiques sous-marines et terrestre de grande capacité. La classe la plus importante est celle des amplificateurs à fibre dopées à l'erbium (AFDE ou EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier) en raison de leurs capacités de couvrir efficacement les bandes de longueurs d'onde C ($\{1530 - 1565\}$ nm) et L ($\{1565 - 1625\}$ nm) [28, 32].

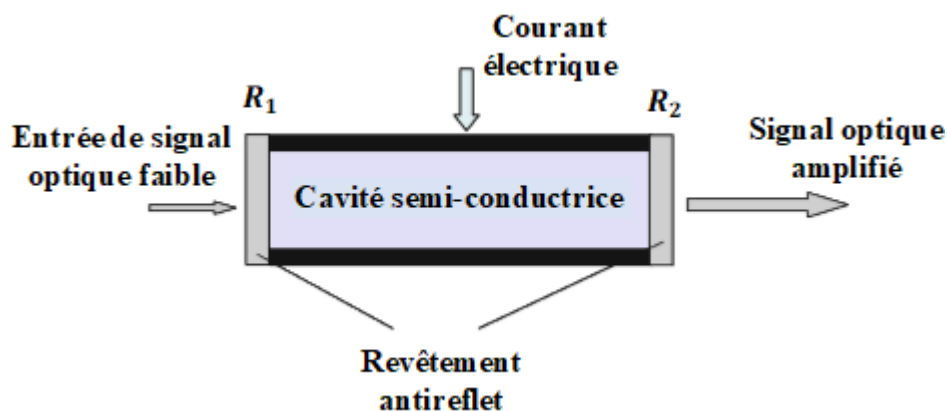


Figure 1. 8 Schéma d'un amplificateur semi-conducteur [2].

Généralement, l'EDFA se compose d'une fibre active de longueurs 10 à 30 m fortement dopée avec un élément de terre, tel que l'Erbium (Er), deux lasers à semi-conducteurs de pompage à 980 nm et à 1480 nm sont utilisés pour exciter les électrons du niveau fondamental à un niveau métastable et un dispositif de couplage de la lumière de la pompe vers la fibre dopée (Figure 1.9).

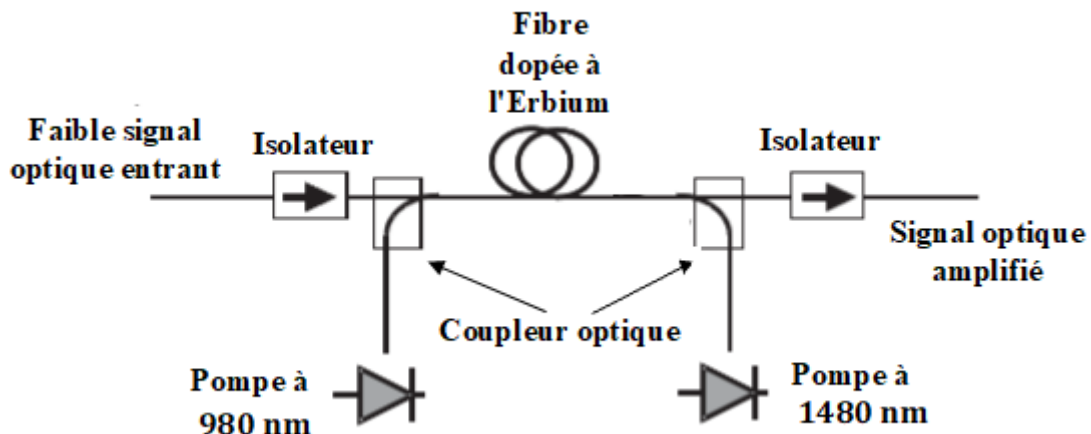


Figure 1. 9 Schéma d'un amplificateur optique à fibre dopée en Erbium [28].

L'ajout de deux isolateurs aux extrémités de l'EDFA est nécessaire, qui ne laissent passer la lumière que dans un sens afin d'empêcher l'effet rétro-reflet du laser [1]. Dans le cadre de notre thèse, nous intéressons seulement aux amplificateurs EDFA.

1.4.1 Bruit d'amplificateur optique EDFA

Deux paramètres clés dans la modélisation d'un amplificateur EDFA, sont le bruit de l'émission spontanée amplifiée (ASE : Amplified Spontaneous Emission) et le facteur de bruit (FB ou NF : Noise Figure) [25].

Le bruit ASE est un processus additif, ce qui signifie qu'il n'y a pas de corrélation entre le signal et le bruit généré par l'émission spontanée. Il est généralement considéré comme un bruit Blanc Gaussien [24]. La puissance de bruit ASE sur une largeur de bande optique B_o (déterminée par un amplificateur optique ou un filtre optique) dans un seul mode de polarisation est donnée par [28, 17]:

$$P_{ASE} = F_B(G - 1)h \nu B_o/2 \quad 1.4$$

Où h , ν , $h \nu$, G et F_B représentent respectivement la constante de Planck ($h \approx 6,63 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$), la fréquence de l'onde électromagnétique associée au photon considéré (en hertz), l'énergie d'un photon (en joules), est le gain de l'amplificateur optique (en dB) défini comme la différence entre de la puissance de sortie de l'amplificateur P_a et celle de la fibre P_s ($G = P_a - P_s$) [2] et est le facteur de bruit NF (avec $3 \text{ dB} < F_B < 7 \text{ dB}$). Ce dernier est défini comme le rapport de l'OSNR (Optical Signal to Noise Ratio) à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur, ainsi relié au facteur de l'émission spontanée n_{sp} par [2] :

$$F_B = \frac{OSNR_e}{OSNR_s} = 2 \cdot n_{sp} \left(1 - \frac{1}{G}\right) \approx 2 \cdot n_{sp} \quad \text{pour } G \gg 1 \quad 1.5$$

Dans une chaîne de k amplificateurs optiques en cascade, le F_B effectif est donné [17] :

$$F_B = F_{B,1} + \frac{F_{B,2}}{G_1} + \frac{F_{B,3}}{G_1 G_2} + \frac{F_{B,4}}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_{B,k}}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}} \quad 1.6$$

Où $F_{B,i}$, G_i sont le facteur de bruit et le gain d'amplification correspondant au $i^{\text{ème}}$ amplificateur.

1.4.2 Paramètres d'évaluation des performances de transmission

- Rapport signal sur bruit optique (OSNR : Optical Signal Noise Ratio) :

Comme déjà mentionné, le processus d'amplification s'accompagne toujours de la génération du bruit ASE qui s'accumule le long de la ligne de transmission. Il est possible de définir à la sortie de l'amplificateur EDFA le rapport entre la puissance du signal optique P_o et celle du bruit ASE [28, 33] :

$$OSNR = \frac{P_o}{P_{ASE}} \quad 1.7$$

Pour un système de transmission comprenant N amplificateurs EDFA optiques en cascade espacés par des tronçons de fibre d'une longueur l_{span} km et dont les gains et les facteurs de bruit F_B sont identiques, la nouvelle expression du OSNR, en décibel (dB), est donnée par l'équation suivante [33]:

$$OSNR[dB] = P_o [dBm] - F_B[dB] - G [dB] - 10 \cdot \log(N) - 10 \cdot \log(h\nu B_o) \quad 1.8$$

Généralement, la mesure de l'OSNR est faite sous une largeur de bande optique B_o , autour d'une longueur d'onde de 1550 nm, égale à 0,1 nm (ou 12,5 GHz) [34].

- Taux d'erreur Binaire TEB :

Typiquement, le BER dans les expériences de simulation est calculé comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits transmis [35] :

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}} \quad 1.9$$

D'où le nombre de bits erronés peut être déterminé en comparant la séquence de données binaires émise et celle reçue.

- Pénalité de puissance (ou du OSNR)

Pour un BER particulier ($BER = 10^{-3}$) à partir des courbes $BER = fct(OSNR)$, la valeur de pénalité de puissance est obtenue en comparant les valeurs de OSNR avant et après le changement des paramètres en cours d'un test, donnée par [25] :

$$OSNR_{Pénalité} = OSNR_{avant} - OSNR_{après} \quad 1. 10$$

1.5 Photodiode

La fonction principale de la photodiode dans une liaison de communication à fibre optique est de convertir la puissance du signal optique en un courant électrique appelé photo-courant. Elle absorbe les photons du signal optique entrant et de les convertir en un courant électrique.

Il existe deux types de photodiode, photodiodes de type PIN (Positive Intrinsic Negative) ou de type APD (Avalanche PhotoDiode). Généralement, elles sont caractérisées par leurs réactivité, fréquence de coupure et le gain interne, etc., (Tableau 1.1). Les photodiodes PIN étant largement par rapport au APD, car elles sont peu coûteuses et simples à utiliser [28, 33].

Tableau 1. 1 Valeurs typiques des paramètres de la photodiode [28].

Paramètres	PIN	APD
Sensibilité (A/W)	0,7 – 0,95	0,7 – 0,9
Fréquence de coupure (GHz)	Jusqu'à 75	Jusqu'à 15
Gain interne	1	Jusqu'à 100

Le photo-courant I généré par la photodiode PIN est proportionnel à la puissance optique incidente P , donné par [36] :

$$I = R \cdot P \quad 1. 11$$

Où R est la sensibilité ou la réactivité de la photodiode, exprimée en (A/W), donnée par :

$$R = \frac{q \eta}{h \nu} \quad 1. 12$$

Où η est l'efficacité quantique de la photodiode et q est la charge d'un électron (1.6×10^{19} Coulombs).

En pratique, le photo-courant est affecté par deux types de bruits, à savoir le bruit de grenaille (Shot noise) et le bruit thermique (Thermal noise).

1.5.1 Bruit thermique (thermal noise)

Le bruit thermique ou bruit de Johnson est un courant fluctuant généré par le mouvement thermique aléatoire des électrons pour une certaine température. Il peut être modélisé comme un processus aléatoire Gaussien [23, 36]. La variance du bruit thermique est donnée par [2] :

$$\sigma_{th} = \frac{4 K_B B_{el} T}{R_L} \quad 1.13$$

Où K_B est la constante de Boltzmann (en JK^{-1}), T est la température de la photodiode (en $^{\circ}K$), B_{el} est la bande passante électrique et R_L est la résistance de charge du photodétecteur (PD) (en Ω).

1.5.2 Bruit de grenaille (shot noise)

Le bruit de grenaille est causé par la nature quantique de la lumière et la distribution aléatoire dans le temps des électrons générés au cours du processus de photo-détection. La variance de bruit est proportionnelle au photo-courant donnée par [23, 28] :

$$\sigma_{sh} = 2 q B_{el} I \quad 1.14$$

Où q est la charge de l'électron et I représente le photo-courant.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudiés les différentes composantes utilisées dans un système de transmission optique principalement utilisées dans notre travail de thèse. Cette étude nous a permis de faire le choix de performance de ces composants, à savoir :

- Fibre monomode SSMF (ITU-G.652)
- Modulateur optique MZM
- Amplificateurs EDFA
- Photodiode PIN

En plus, la description des effets linéaires de la fibre optique, sa dispersion chromatique, son atténuation limitant à la fois les distances de propagation et les débits de transmission sont les caractéristiques permettant de définir la problématique de notre sujet.

Enfin, notre choix a été porté sur les paramètres de mesure de la qualité de transmission tel que le BER, l'OSNR et la puissance de pénalité.

Chapitre 2

Techniques de l'OFDM optique

2.1	Introduction.....	20
2.2	La technique OFDM	20
2.2.1	Notion d'orthogonalité	21
2.2.2	Préfixe cyclique.....	23
2.2.3	Avantages et inconvénients de l'OFDM	24
2.3	OFDM optique (O-OFDM)	24
2.3.1	OFDM optique à détection directe (DDO-OFDM).....	25
2.3.2	OFDM optique à détection cohérente (CO-OFDM)	29
2.3.3	Comparaison entre DDO-OFDM et CO-OFDM	31
2.4	Conclusion	32

2.1 Introduction

Ce chapitre introduit les concepts de base de l'OFDM optique ; à détection directe (DDO-OFDM) et à détection cohérente (CO-OFDM), qui constituent le fondement du travail de notre travail. La première partie du chapitre présente un bref historique sur la technique de transmission OFDM ainsi que son principe, suivie d'un rappel de la notion d'orthogonalité et la condition du préfixe cyclique afin d'éviter respectivement l'effet d'interférence entre porteuse et l'effet d'interférence entre symbole.

La deuxième partie du chapitre définit les deux techniques principales de la modulation OFDM optique et ces différentes architectures. Pour conclure, des avantages et des inconvénients des deux techniques, la DDO-OFDM et la CO-OFDM, sont présentés.

2.2 La technique OFDM

Le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM) est une technique de modulation multi-porteuses, basée sur la modulation de multiplexage par répartition en fréquence (FDM : Frequency Division Multiplexing) dans laquelle le signal est divisé en plusieurs canaux indépendants et chaque canal est modulé séparément par un format de modulation de phase ou d'amplitude en quadrature (PSK : Phase Shift Keying ou QAM : Quadrature Amplitude Modulation) avant d'être multiplexé en fréquence. Elle a été apparue (publiée) en 1966 par Robert W. Chang de Bell Labs [37] où son concept fondamental (Figure 2.1) est l'orthogonalité entre les sous-porteuses au lieu de l'insertion des bandes de garde entre les sous-porteuses (cas FDM) afin d'éviter le problème d'interférences entre sous-porteuses (IEP ou ICI : Inter- Carriers Interferences) ce qui va améliorer par la suite l'efficacité spectrale [19, 27].

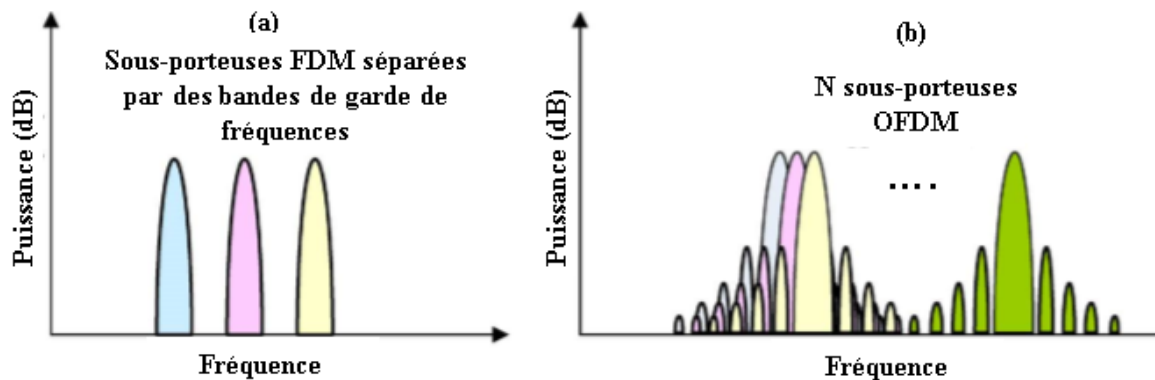


Figure 2. 1 Spectre de : (a) signal FDM (b) signal OFDM [5].

La complexité de la technique multi-porteuses est très élevée avec un coût de mise en œuvre important en raison d'utilisation d'un grand nombre d'oscillateurs et de filtres à la fois en émission et en réception. En 1971 [38], Weinstein et Ebert ont proposés l'usage de la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform) comme modulateur OFDM et la transformée de Fourier rapide (FFT : Fast Fourier Transform) comme démodulateur OFDM. En plus, la proposition de l'ajout d'un intervalle de garde nul entre les symboles OFDM pour éviter les interférences entre symboles (IES ou ISI : Inter- Symbol Interference). Cette approche a permis une mise en œuvre d'OFDM moins complexe et peu coûteuse.

Une autre solution qui remplace l'intervalle de garde nul et assure l'orthogonalité entre les sous-porteuses (chose qui n'est pas garanti par l'insertion d'un intervalle de garde nul) a été proposée en 1980 par Peled et Ruiz appelée préfixe cyclique (PC ou CP : Cyclic Prefix) [39].

Dans les années 1980, l'OFDM est devenu la base de nombreuses normes de communication pour les applications filaires et sans fil vue leur simplicité de mise œuvre et leur robustesse contre les IES [40].

2.2.1 Notion d'orthogonalité

En OFDM, les sous-porteuses se chevauchent sur l'axe des fréquences en gardant la notion d'orthogonalité. Cette orthogonalité découle d'une corrélation directe entre les sous-porteuses quelconques [19], donné par :

$$\frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \mathbf{x}_k(\mathbf{t}) \mathbf{x}_m^*(\mathbf{t}) \, d\mathbf{t} = \begin{cases} 1 & \mathbf{k} = \mathbf{m} \\ 0 & \mathbf{k} \neq \mathbf{m} \end{cases} = \delta_0(\mathbf{k} - \mathbf{m}) \quad 2.1$$

Où $x_k(t)$ est la forme d'onde de la k ème sous-porteuse avec $k = 1, \dots, m, \dots, N_{sc}$ et l'astérisque * indique le complexe conjugué.

Le spectre OFDM typique représenté dans la figure 2.2 est constitué de N_{sc} sous-porteuses adjacentes, décalées de Δf d'où la condition d'orthogonalité des sous-porteuses est exprimée comme suit [17] :

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad 2.2$$

Généralement, les impulsions utilisées durant la modulation ont une mise en forme rectangulaire d'où les spectres de tous les signaux de sous-porteuses considérées sont des fonctions sinus cardinales équidistances sur l'axe des fréquences [41].

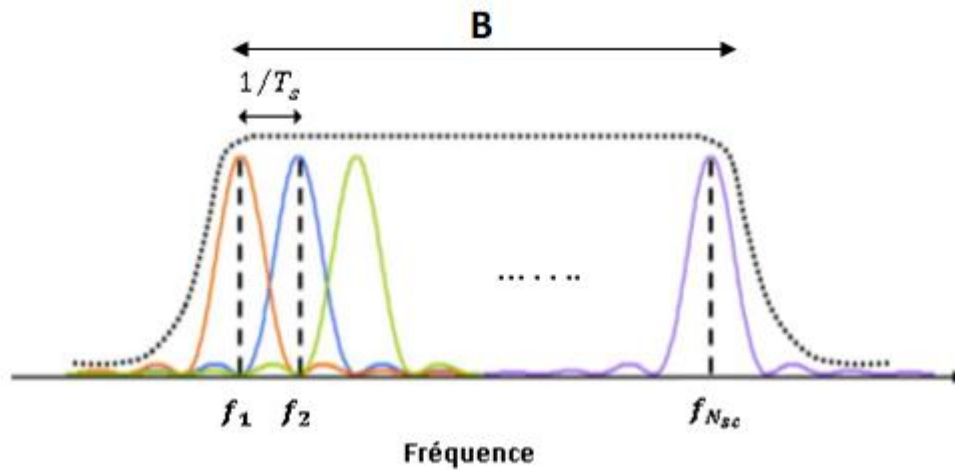


Figure 2. 2 Superposition des spectres des sous-porteuses espacées de $1/T_s$ [44].

La largeur de bande B occupée par le symbole OFDM, peut être exprimée comme suit [17]:

$$B = (N_{sc} - 1)\Delta f + \frac{2}{T} \quad 2.3$$

Où N_{sc} est le nombre de sous-porteuses et T est la durée du symbole classique.

2.2.2 Préfixe cyclique

Le préfixe cyclique est ajouté au début de chaque symbole OFDM. En revanche, un certain nombre de derniers échantillons du symbole OFDM est insérés au début de ce symbole (Figure 2.3). La durée totale du symbole OFDM T_{OFDM} est déterminée comme suit [42]:

$$T_{OFDM} = T_s + T_{cp} \quad 2.4$$

Où T_{cp} est la durée du CP et T_s la durée de la partie efficace du symbole OFDM égale à

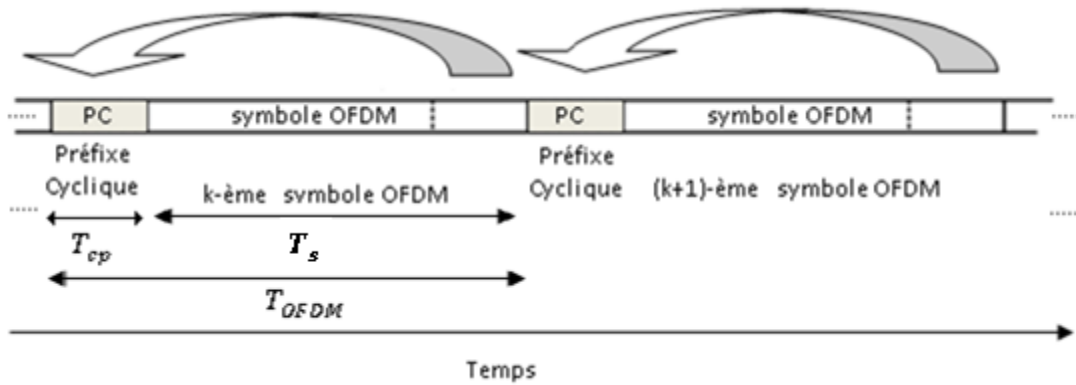


Figure 2. 3 Préfixe cyclique dans un symbole OFDM [5].

$N_{sc}T$ avec N_{sc} est le nombre de sous-porteuses et T est la durée du symbole classique. En utilisant les paramètres de la Figure 2.3, le CP peut être exprimé en pourcentage (%) par [43] :

$$CP \% = 100 \frac{T_{cp}}{T_s} = 100 \frac{N_{cp}}{N} \quad 2.5$$

Où N_{cp} représente le nombre d'échantillons du CP considéré dans le symbole OFDM et N le nombre d'échantillons générés en modulant les sous-porteuses.

Afin d'éviter l'effet d'IES et maintenir l'orthogonalité entre les sous porteuse, la durée nécessaire du CP doit être supérieur à la durée de l'étalement du temps de retard ΔT [44]:

$$T_{cp} > \Delta T \quad 2.6$$

Une durée trop élevée de T_{cp} entraîne une diminution du débit car la portion d'échantillons du symbole OFDM utile diminue. Cela, peut être expliquée par l'efficacité du système OFDM présenté comme [15]:

$$\eta\% = \frac{T_s}{T_s + T_{cp}} \times 100 \quad 2.7$$

Où η est l'efficacité du système OFDM.

2.2.3 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Les avantages de l'OFDM sont nombreux tels que [18, 14] :

- Efficacité spectrale élevée en raison de la notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses.
- Robustesse contre les IES causés par un canal dispersif.
- Complexité de calcul faible et une mise en œuvre simple en utilisant l'algorithme efficace IFFT/FFT.
- Possibilité l'utilisation d'un ordre élevé de modulation numérique.
- Simplicité de l'égalisation fréquentielle et de l'estimation du canal.

D'autre part, l'OFDM possède néanmoins des inconvénients présentés ci-dessous [5, 45] :

- La sensibilité aux décalages de fréquence et au bruit de phase entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur impliquant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et une forte dégradation des performances du système.
- Une grande charge supplémentaire de données inutiles causée par l'ajout d'un CP lors d'une transmission d'un signal dans un canal très dispersif (retard très important).
- Un rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal élevé (PAPR : Peak Average Power Ratio) qui résulte une diminution de l'efficacité énergétique.

2.3 OFDM optique (O-OFDM)

Vu les avantages apportés par la modulation OFDM (voir la section 2.2.3), son application se trouve dans différents standards de communications tels que ; la diffusion audio/vidéo numérique (DAB/DVB : Digital Audio/Video broadcasting), ligne d'abonné numérique asymétrique (ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line), les systèmes à ultra-large bande (UWB : Ultra Wide Band) et le réseau local sans fil (WLAN : WIRELESS Local AREA

NETWORK) comme IEEE 802.11a et IEEE 802.11g [40]. Récemment, elle a suscité un regain d'attention pour les applications optiques à très haut débit et un nombre croissant de publications ont été publiés [10, 46, 5, 44].

Le premier article sur la modélisation de l'OFDM optique (O-OFDM : Optical OFDM) dans la littérature scientifique a été publié par Pan et Green [47]. Cependant, l'avantage fondamental de l'O-OFDM, à savoir sa robustesse face à la dispersion de canaux optiques, n'a été reconnu dans les communications optiques qu'en 2001, lorsque Dixon et *al* ont proposé l'utilisation de l'OFDM pour lutter contre la dispersion modale dans les fibres MMF [48]. En outre, de nombreuses applications ont été proposées de l'O-OFDM dans les fibres à longue distance traitant la dispersion chromatique et modale, l'effet de non-linéarité [44, 14, 7, 49, 12].

Deux techniques principales classées selon le schéma de détection ont été proposés pour l'O-OFDM. La première technique est l'O-OFDM à détection directe (DDO-OFDM : Direct Detection Optical OFDM) [50] et la seconde est l'O-OFDM à détection cohérente (CO-OFDM : Coherent Detection Optical OFDM) [51].

2.3.1 OFDM optique à détection directe (DDO-OFDM)

Le système DDO-OFDM a été proposé en 2005 par les deux Professeurs australien Lowery et Armstrong [50]. Il est caractérisée par l'utilisation d'une seule photodiode pour détecter le signal O-OFDM au niveau du récepteur (Figure 2.4).

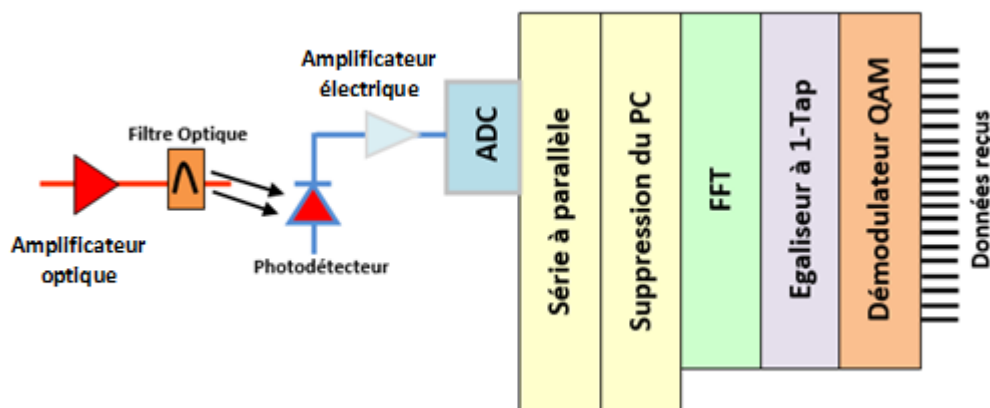


Figure 2. 4 Récepteur du système DDO-OFDM [54].

Comme aucun laser n'est requis en réception, la porteuse optique doit être transmise avec le signal OFDM. Généralement, la modulation EO du système DDO-OFDM est réalisé par modulation d'un bras de modulateur externe SD-MZM (Single Drive MZM) ou par modulation de deux bras de modulateur externe DD-MZM (Dual Drive -MZM) (Voir annexe B) dont le spectre du signal optique de sortie (Figure 2.5) est de type bande latérale double (DSB : Double SideBand) ou de type bande latéral unique (SSB : Single SideBand) selon la polarisation du modulateur MZM [52, 53].

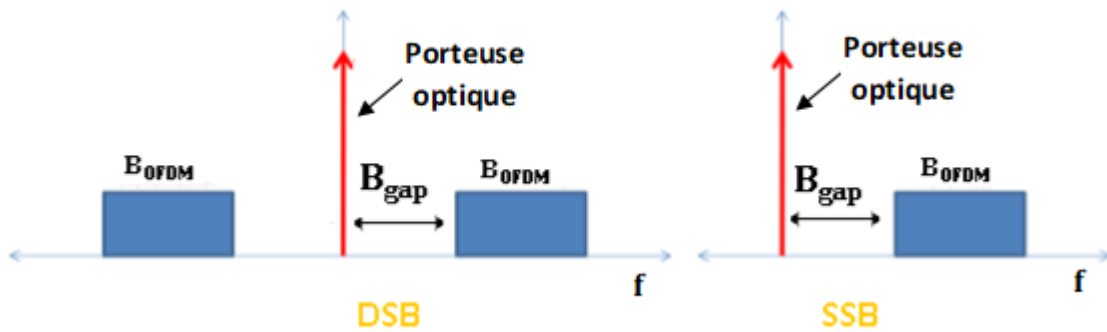


Figure 2. 5 Spectre des signaux DSB et SSB O-OFDM [52].

Avant la transmission du signal optique, le système DDO-OFDM nécessite une bande de garde spectrale B_{gap} (Figure 2.6) entre la porteuse optique et la bande du signal OFDM qui a pour rôle d'éviter les interférences entre porteuse optique, sous-porteuses et le bruit ASE appelés en anglais SSMI (SSMI : Subcarrier-Subcarrier Mixing Interference) générés lors de l'opération de photo-détection du signal O-OFDM. La largeur de cette bande de garde doit

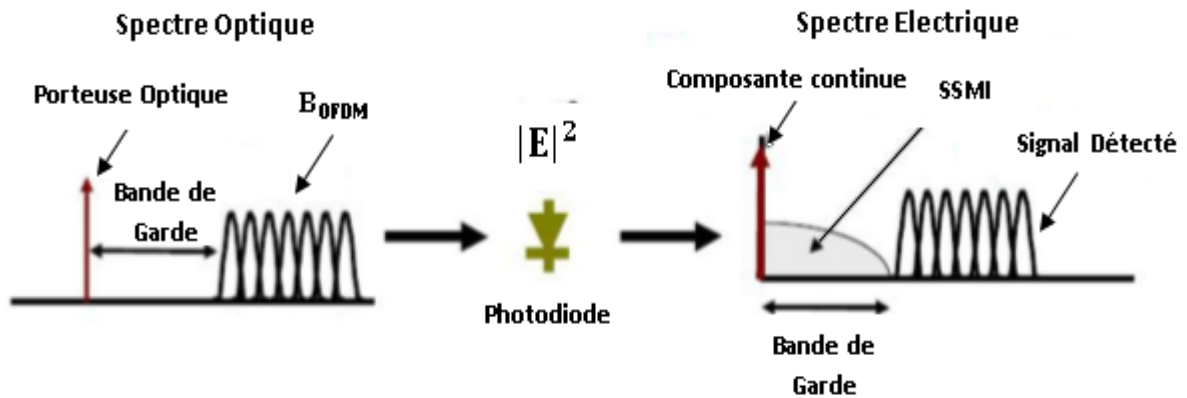


Figure 2. 6 Spectre du signal avant et après la détection directe [52].

être au moins égale à la largeur de bande OFDM ($B_{\text{gap}} \geq B_{\text{OFDM}}$) [45].

En 2008, Schmidt et *al* ont proposé trois concepts d'émetteurs de complexité différente pour le système DDO-OFDM [54].

2.3.1.1 Concept de la symétrie hermitienne

La première conception de l'émetteur DDO-OFDM (Figure 2.7) consiste à générer le signal OFDM à valeur réelle en forçant la séquence d'entrée de l'IFFT de vérifier la propriété de la symétrie hermitienne, de sorte que la composante imaginaire de la sortie de l'IFFT soit égale à zéro. Par conséquent, la moitié de la séquence d'entrée de l'IFFT est constituée des symboles QAM et de leurs conjugués donne un signal OFDM réel après la conversion numérique-analogique (CNA ou DAC : Digital-Analog Converter).

L'autre moitié restante de la séquence d'entrée de l'IFFT est remplacée par des zéros aux bords du symbole OFDM pour créer un espace B_{gap} entre la porteuse optique et la bande OFDM B_{OFDM} (Figure 2.7), ce qui va annuler l'effet de l'interférence SSMI au niveau du récepteur [53].

Dans le cas où la largeur de la bande B_{gap} est égale à celle de du signal OFDM B_{OFDM} , seules les $N/4$ (avec N est la taille de l'IFFT) des données complexes indépendantes d'un

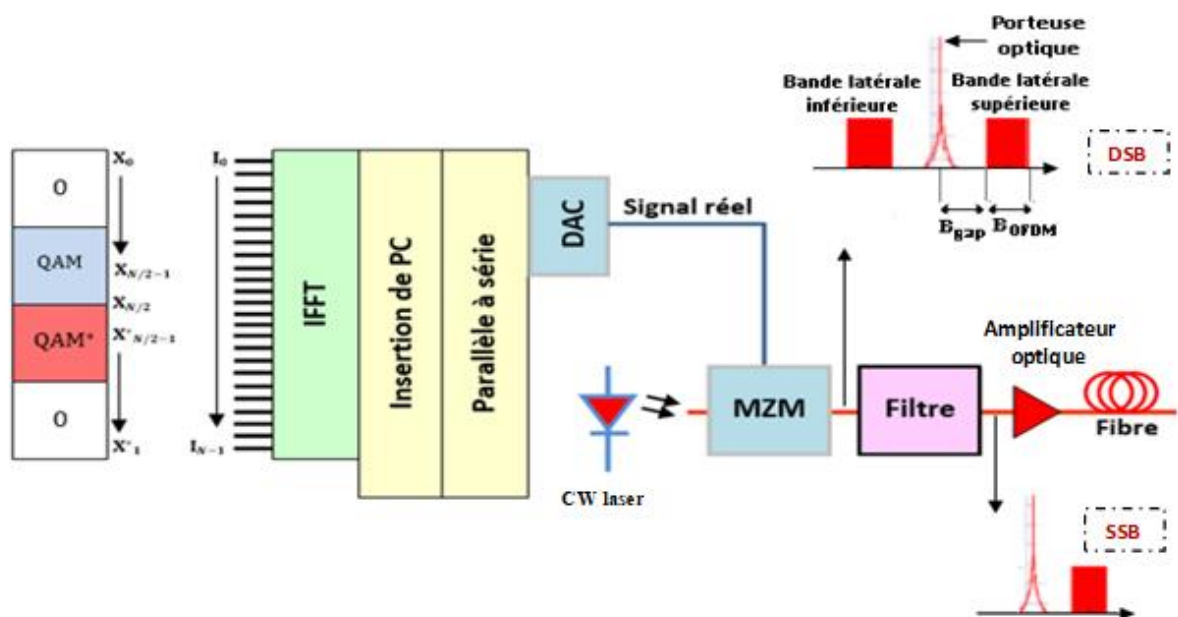


Figure 2. 7 Emetteur à symétrie hermitienne du système DDO-OFDM [54].

seul symbole peuvent être transmise.

Un filtre optique est placé directement après le modulateur optique à une seule entrée pour supprimer une bande latérale (inférieure ou supérieure) du signal O-OFDM. Enfin, un amplificateur optique est utilisé pour compenser l'atténuation provoquée par les composants optiques utilisés précédemment.

2.3.1.2 Concept de la conversion RF

Dans la deuxième conception de l'émetteur DDO-OFDM (Figure 2.8), le convertisseur (DAC) unique de la première conception est remplacé par deux DAC suivi d'un étage de conversion radiofréquence (RF) électrique. Cela permet une translation de la bande du signal complexe OFDM par la fréquence d'une porteuse RF avant le modulateur SD-MZM, ainsi est généré un signal OFDM à valeur réelle.

Dans ce cas, la largeur de la bande B_{gap} requise sera déterminée par la valeur de la fréquence RF. Par conséquent, la conversion ascendante analogique permet un positionnement souple du spectre du signal par rapport à la porteuse optique [53, 55].

En raison de la conversion RF, il n'est pas nécessaire d'utiliser la symétrie hermitienne pour annuler la composante imaginaire du signal, alors le deuxième DAC est utilisé pour traiter la partie imaginaire du signal OFDM.

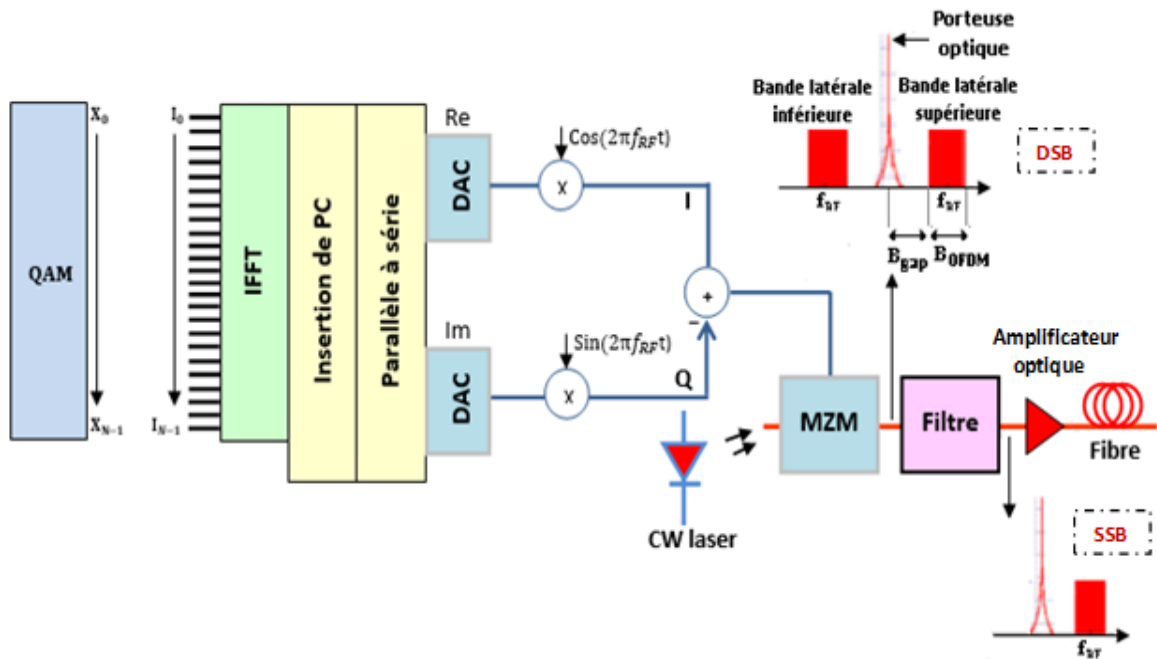


Figure 2. 8 Emetteur RF-up conversion du système DDO-OFDM [54].

Comme dans la première conception, un filtre optique est utilisé pour supprimer une bande latérale et un amplificateur optique pour compenser l'atténuation provoquée par les composants optiques.

2.3.1.3 Concept basé de la transformée de Hilbert

La troisième conception de l'émetteur DDO-OFDM élimine le besoin d'un filtre optique pour générer seulement une bande SSB du signal en utilisant (Voir annexe B)_un modulateur IQ MZM (In phase-Quadrature MZM) piloté par un signal OFDM à valeur réelle et de sa transformation d'Hilbert (Figure 2.9). Pour cela, cette conception nécessite deux DAC et un amplificateur optique : le premier DAC a pour rôle d'avoir un signal OFDM à valeur réel après l'utilisation de la symétrie hermitienne et le deuxième DAC converti le signal en transformation de Hilbert, en forçant à zéros la moitié des échantillons d'entrées de l'IFFT [54, 53]. Finalement, la bande B_{gap} est déterminée en réglant le nombre d'entrée contenant des zéros.

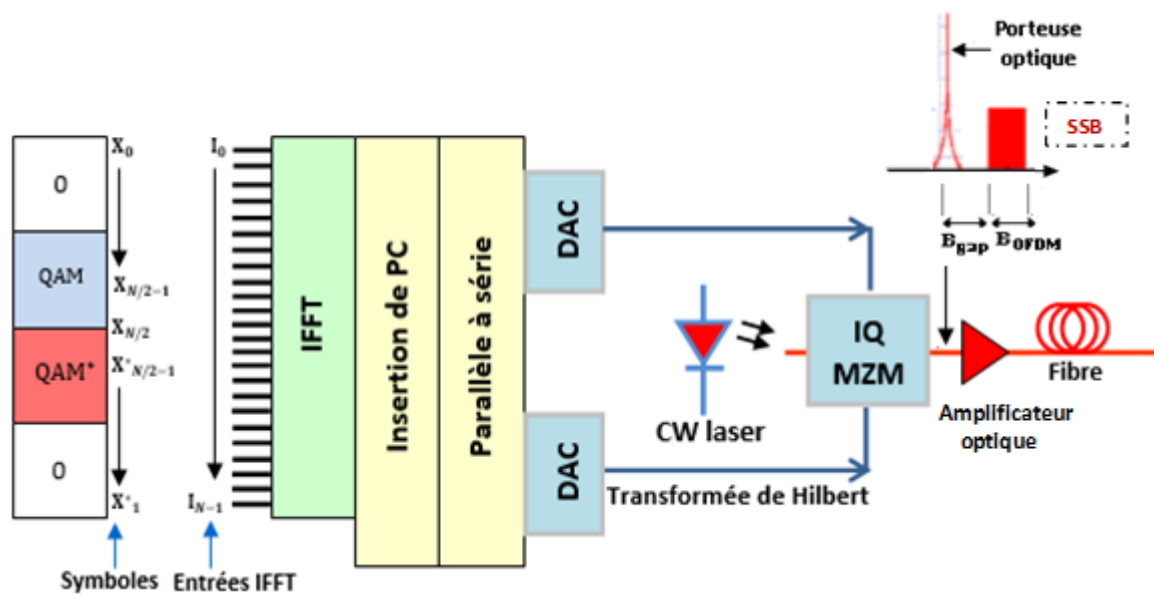


Figure 2. 9 Emetteur à transformée de Hilbert du système DDO-OFDM [54].

2.3.2 OFDM optique à détection cohérente (CO-OFDM)

Contrairement aux systèmes DDO-OFDM, la porteuse optique utilisée dans un système CO-OFDM n'est pas transmise avec le spectre de l'information, elle est générée localement

par un laser avant la photo-détection. De plus, l'utilisation de la détection cohérente permet d'avoir un champ optique linéaire d'où ce qui évite l'insertion d'une bande B_{gap} [45].

En raison de la sensibilité au bruit de phase, les systèmes CO-OFDM nécessitent des lasers avec une largeur de ligne (en anglais : linewidth) très étroite. Ceci présente un désavantage de leurs coût excessif [53].

Deux configurations proposées par Shieh, Bao et Tang en 2008 [8] pour les récepteurs de CO-OFDM appelés récepteurs CO-OFDM homodynes et hétérodyne.

2.3.2.1 Détection homodyne

L'architecture du système CO-OFDM a détection homodyne est illustrée dans la figure 2.10. Pour la conversion EO, l'émetteur optique utilise un modulateur I/Q (In phase/ Quadrature) qui comprend deux MZM en amont les parties réelles/imaginaires du signal OFDM, c'est-à-dire que chaque MZM est respectivement piloté par la partie réelle ou imaginaire du signal OFDM.

Pour la conversion OE au niveau de réception, le système CO-OFDM utilise deux paires identiques de détecteurs et un hybride optique de 90° pour effectuer une détection I/Q.

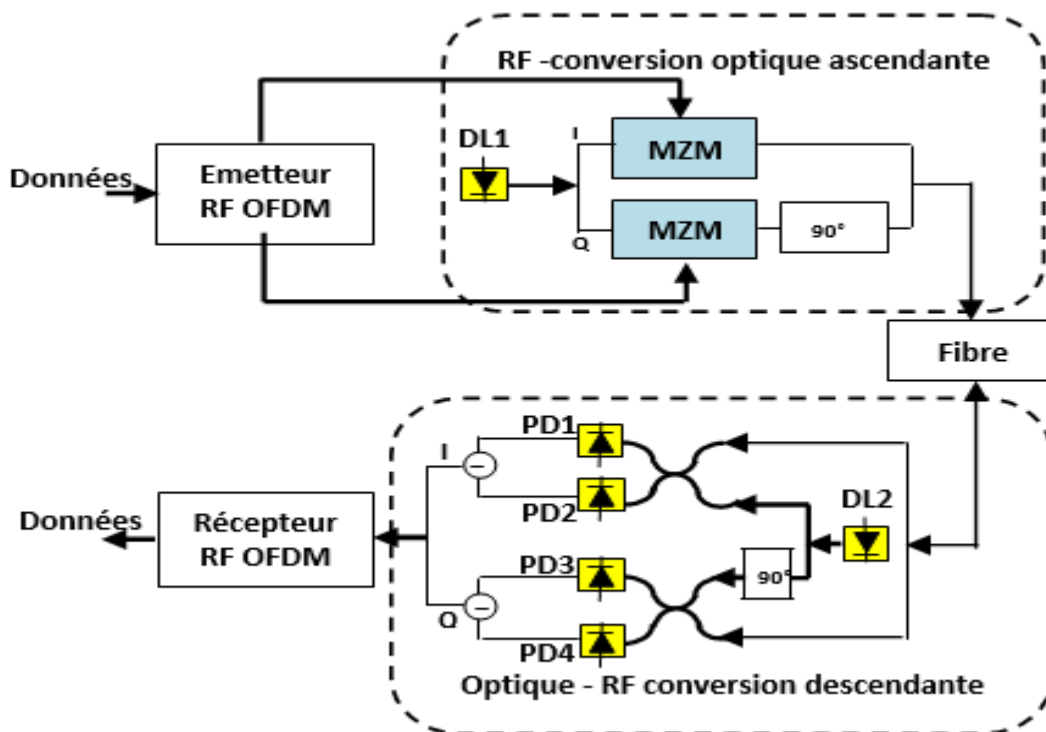


Figure 2. 10 Système CO-OFDM à détection homodyne. DL : Diode Laser, RF-OFDM : Radio-Fréquence OFDM [8].

Chaque détecteur est composé de deux coupleurs et de quatre photodiodes PIN [17, 18].

2.3.2.2 Détection hétérodyne

L'architecture du système CO-OFDM à détection hétérodyne est illustrée dans la figure 2.11. Au niveau de l'émission, le signal OFDM en bande de base est translaté à une fréquence intermédiaire f_{LO1} dans le domaine électrique, puis modulée par modulateur optique MZM.

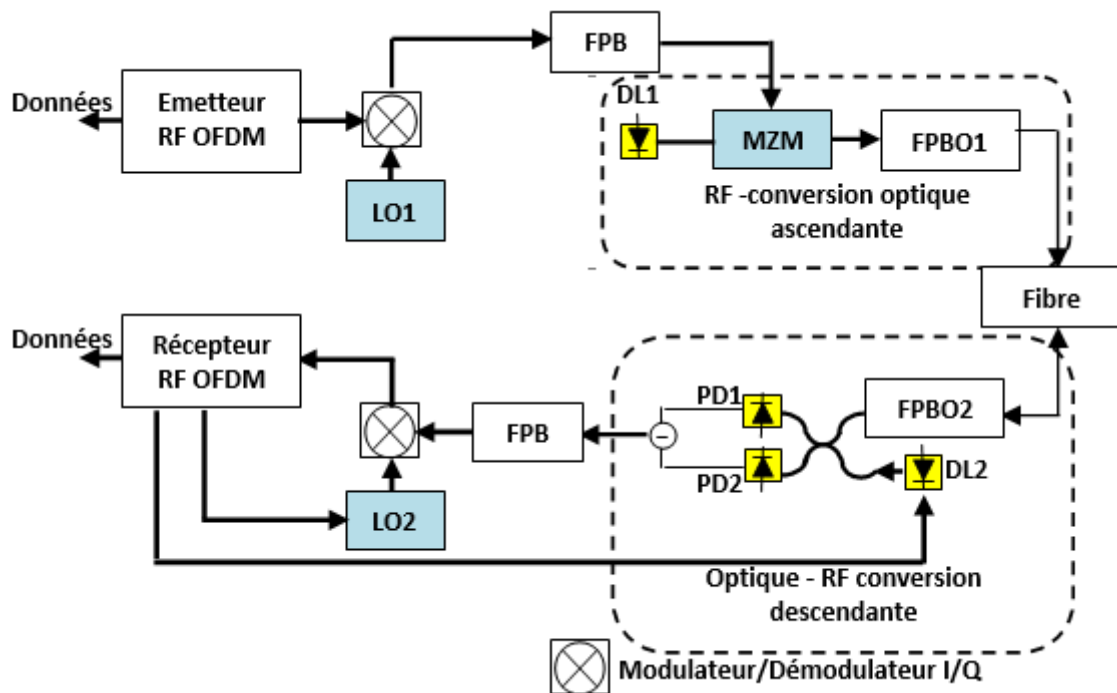


Figure 2. 11 Système CO-OFDM à détection hétérodyne. FPB : Filtre Passe-Bande. FPBO : Filtre Passe-Bande Optique [8].

Au niveau du récepteur, le signal O-OFDM est d'abord converti à une fréquence intermédiaire f_{LO2} , puis une détection électrique I / Q est effectuée [18, 8].

2.3.3 Comparaison entre DDO-OFDM et CO-OFDM

La comparaison entre les deux systèmes de transmission est montrée dans le tableau 2.1.

Généralement, le système CO-OFDM représente une grande robustesse contre la dispersion chromatique et modale car les déphasages induits par ces derniers peuvent être bien conservés lors de la détection linéaire cohérente. Elle est capable d'offrir une tolérance de dispersion théoriquement illimitée. Contrairement au système DDO-OFDM, cette tolérance de

Tableau 2. 1 Comparaison entre CO-OFDM et DDO-OFDM [23].

	CO-OFDM	DDO-OFDM
Modulation optique	Modulation I/Q	Modulation d'intensité
Détection	Détecteur I/Q	Détection directe (Loi carrée)
Linéarité de conversion E/O et O/E	Linéaire	Non-linéaire
Tolérance de dispersion	Théoriquement illimitée	Limitée par la loi carrée photo-détection
Sensibilité du récepteur	Haute	Relativement faible
Complexité et coût du système	Complexe, cher	Simple et rentable

dispersion est limitée due à la détection non-linéaire. D'autres performances apportées par le système CO-OFDM à savoir, l'efficacité spectrale et la sensibilité du récepteur. Cependant, ce système à un degré de complexité très élevé à causes des modulateurs, des estimations de décalage de phase et de fréquence supplémentaires et des lasers avec une largeur de ligne très étroite par rapport au système DDO-OFDM [53, 56].

D'autre part, le système DDO-OFDM offre aussi des avantages notamment, une simplicité de mise en œuvre, qui exigent seulement une photodiode au niveau du récepteur, coût faible et beaucoup moins des exigences strictes sur la largeur de ligne du laser qui font l'option du système le plus utilisé [55].

Les simulations présentées dans cette thèse se concentrent entièrement sur le système DDO-OFDM.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé le principe de la technique de transmission OFDM, l'intérêt de la notion d'orthogonalité entre les sous porteuses de point de vue d'efficacité spectrale ainsi que le rôle principal de l'ajout du préfixe cyclique entre les symboles OFDM.

Une description de la technique de transmission OFDM en optique a été faite en citant son développement rapide dans un temps court vu son avantage apporté pour résoudre les

problèmes de transmission par fibre optique à savoir, la dispersion chromatique et la dispersion modale ainsi que la simplicité de la technique d'égalisation.

Deux techniques principales de la modulation O-OFDM ont été détaillées avec ces différents architectures suivies d'une présentation de leurs avantages et inconvénients.

Chapitre3

Réduction du préfixe cyclique dans un système DDO-OFDM pour une longue distance de la fibre SSMF

3.1	Introduction.....	35
3.2	Taille du CP dans les systèmes O-OFDM	35
3.3	Raccourcissement du canal (CSE).....	37
3.4	Applications du CSE.....	37
3.5	Principe du CSE dans le système DDO-OFDM	37
3.6	Etudes bibliographiques.....	38
3.6.1	Méthodes d'égalisation optimale (non-aveugles)	38
3.6.2	Méthodes d'égalisation adaptatives aveugles	39
3.6.3	Méthodes d'implémentations du CSE.....	43
3.7	Méthode proposée de réduction de la complexité (LMERO).....	44
3.7.1	Algorithme MERO à faible complexité (LMERO)	45
3.7.2	Exploitation de la propriété de symétrie à LMERO-CSE.....	46
3.7.3	Résultats de simulations.....	47
3.8	Conclusion	50

3.1 Introduction

Le système O-OFDM, pour des transmissions à longues distances de fibre optique, nécessite une grande longueur du préfixe cyclique (CP) afin d'éviter l'effet d'IES et d'IEP provoqué par la dispersion chromatique. Malheureusement, cette insertion de longueur de CP est inefficace en raison de l'énergie perdue dans les échantillons du CP. Pour cela la réduction du CP est requise.

Ce chapitre traite la relation entre le choix de la longueur du CP, la longueur de la fibre optique et le débit d'information. Il introduit le concept de raccourcissement du canal (CSE : Channel shortening Equalizer), suivi d'une étude bibliographique des plus populaires conceptions du CSE.

Dans le but de réduire la taille du CP dans le système DDO-OFDM à longue distance de la fibre SMMF, une nouvelle fonction de coût moins complexe de l'algorithme adaptatif aveugle (LMERO pour Low Complex Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality) est proposée, suivi d'une évaluation des performances du système en termes de BER en fonction du OSNR.

3.2 Taille du CP dans les systèmes O-OFDM

L'utilisation du CP dans le système O-OFDM permet d'atténuer les effets d'IES et d'IEP du symbole OFDM causés par la dispersion chromatique lors d'une transmission par fibre optique dont sa taille doit vérifier la condition suivante [51, 57]:

$$T_{cp} \geq \frac{c}{f_c^2} |D L| N_{sc} \Delta f \quad 3.1$$

Où c , f_c , D , L , N_{sc} et Δf sont respectivement la vitesse de la lumière (3×10^8 m/s), la fréquence de la porteuse optique, le coefficient de dispersion chromatique, la longueur totale de la fibre, le nombre de sous-porteuses utilisées et leur espacement.

La figure 3.1 représente la durée du CP en fonction de la longueur de la fibre et le débit d'information. A partir de Eq. 3.1 et la figure 3.1, nous remarquons que la taille du CP augmente progressivement avec l'augmentation de la longueur de la fibre et du débit de l'information D_b où $D_b = n \cdot N_{sc} \cdot \Delta f$ avec n est le nombre de bits par symbole.

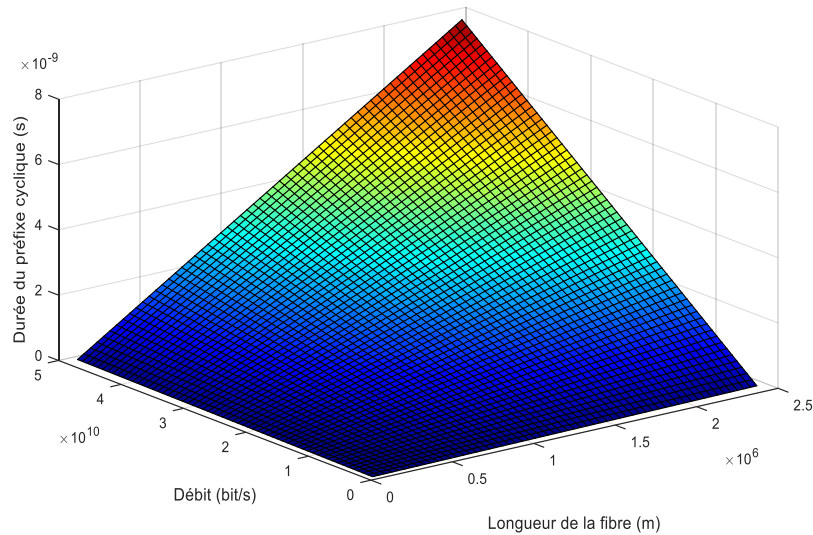


Figure 3. 1 Durée du CP en fonction de la longueur de la fibre et du débit d'information.

Dans le cas d'une transmission à longue distance et/ou à haut débit, une fraction importante du CP est requise pour éliminer les effets du canal dispersif mais une grande partie de l'énergie transmise est gaspillée dans les échantillons du CP ce qui conduit à une faible efficacité énergétique du système (Figure 3.2) [14].

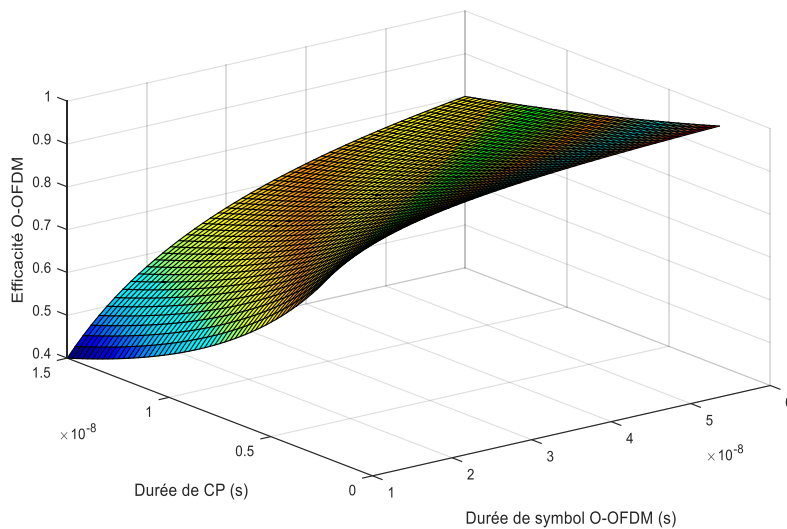


Figure 3. 2 Efficacité spectrale en fonction de la durée du symbole O-OFDM et du CP [15].

Afin d'améliorer l'efficacité énergétique du système, il faut que la taille du CP soit courte (la condition de Eq. 3.1 n'est pas vérifiée) par contre la performance du système est limitée par les IES et les IEP résiduelles.

Pour avoir une bonne performance du système avec un CP court, il y a lieu d'utiliser au niveau du récepteur un égaliseur de raccourcissement du canal (CSE : Channel Shortening Equalizer), aussi connu sous le nom d'égaliseur dans le domaine temporel (TEQ : Time domain Equalizer).

3.3 Raccourcissement du canal (CSE)

Le raccourcissement du canal est une technique d'égalisation temporelle qui renferme la réponse impulsionnelle du canal effectif (combinaison du couple canal-CSE) dans une fenêtre temporelle souhaitée. Le CSE est conçu de telle manière que la convolution entre la réponse impulsionnelle du canal et du CSE donne une réponse dont la longueur de sa fenêtre est inférieure à celle du canal réel et par conséquent le signal à la sortie du CSE sera dépourvu d'IES et d'IEP.

3.4 Applications du CSE

Depuis les débuts des années 1970, le CSE a été utilisée dans les systèmes de communications radio fréquence afin de réduire la complexité de la technique d'estimation MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) [58, 59].

A partir des années 1990, il a connu une autre renaissance en raison de son application dans les systèmes multi-porteuses (MCM : Multi Carrier Modulation) notamment dans les communications filaires qui utilisent la DMT (Discrete MultiTone) ou l'OFDM. Dans le même contexte, différents modèles du CSE ont été proposées dans la littérature pour les systèmes SISO (Single-Input Single-Output) [60], SIMO (Single-Input Multiple-Output) [61], MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) [62].

3.5 Principe du CSE dans le système DDO-OFDM

Rappelons que le rôle principal du CSE est de réduire au maximum les distorsions apportées par la fibre optique SSMF tout en raccourcissant le canal effectif de sorte que l'étalement du retard de propagation du canal soit inférieur ou égal à la longueur du CP. Ces distorsions sont causées par la dispersion chromatique accumulée et la taille courte du CP par rapport à l'étalement du retard dans le cas d'une transmission à haut débit et à longue distance.

En général, le CSE adaptatif est représenté par un filtre RIF (Response Impulse Filter), de $L_u + 1$ coefficients ajustables, placé directement après la photodiode au niveau du récepteur DDO-OFDM où sa réponse impulsionnelle est donnée par :

$$u(n) = \sum_{i=0}^{L_u} u_i \delta(n - \tau_i) \quad 3.2$$

u_i représente le i ème coefficient du CSE et τ_i représente le i ème retard temporel entre deux coefficients successifs.

La réponse du canal effectif (Figure 3.3) est déterminée par le produit de convolution entre la réponse de la fibre optique SSMF $h(n)$ et la réponse du CSE $u(n)$, exprimée par :

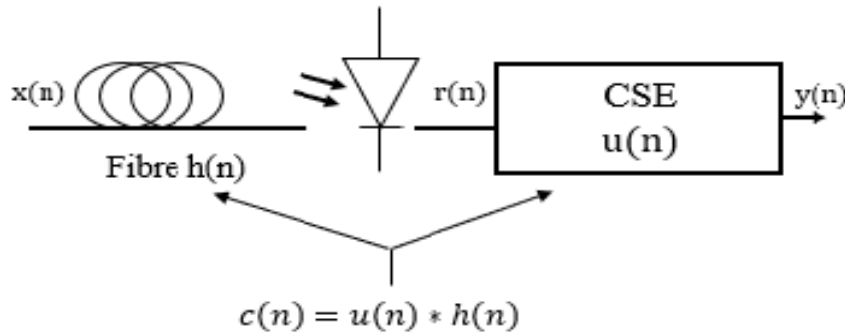


Figure 3.3 Canal effectif.

$$\begin{aligned} c(n) &= u(n) * h(n) \\ &= \sum_{j=0}^{L_c} c_j \delta(n - \tau_j) \end{aligned} \quad 3.3$$

Où $L_c = L_f + L_u + 1$ et "*" sont respectivement la taille de $c(n)$ et l'opération de convolution.

3.6 Etudes bibliographiques

Dans la littérature de conception des CSE, deux approches sont disponibles à savoir : les méthodes optimales (basées sur des séquences d'apprentissages ou directes) et des méthodes adaptatives aveugles.

3.6.1 Méthodes d'égalisation optimale (non-aveugles)

La connaissance à priori du canal va permettre aux égaliseurs d'effectuer des égalisations optimales d'où la transmission d'une longue séquence d'apprentissage est nécessaire pour des

raisons d'estimation du canal. Il existe différentes méthodes non-aveugles pour les systèmes de transmissions MCM, où les plus utilisées sont :

- La méthode MMSE (Minimum Mean Square Error) [58] qui est basée sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de l'égaliseur CSE et celle du TIR (Target Impulse Response) composée d'un retard et d'un filtre RIF (Réponse Impulsionnelle Finie). L'objectif de cette méthode est l'adaptation des coefficients \mathbf{u} afin de rendre l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du CSE et celle du TIR le minimum possible.
- La méthode MSSNR (Maximum Shortening Signal-to-Noise-Ratio) [63] qui consiste à minimiser l'énergie de la réponse impulsionnelle du canal effectif ($\mathbf{c} = \mathbf{h} * \mathbf{u}$) en dehors de la fenêtre désiré DIR (Desired Impulse Response) de taille de CP + 1 (nommée \mathbf{c}_{wall}) et force l'énergie à l'intérieure de cette dernière (nommée \mathbf{c}_{win}) d'être constante. Son objectif est de maximiser le rapport SSNR, qui est le rapport entre l'énergie de la partie DIR \mathbf{c}_{win} et l'énergie de la partie non désirée \mathbf{c}_{wall} .

3.6.2 Méthodes d'égalisation adaptatives aveugles

Les méthodes d'égalisation optimales ont l'inconvénient de nécessiter d'une longue séquence d'apprentissage pour obtenir une connaissance préalable des propriétés du canal. Pour cela, diverses méthodes d'égalisation utilisant des algorithmes adaptatifs aveugles ont été proposées pour déterminer les coefficients optimaux du CSE, basées principalement sur les données reçues à l'entrée de l'égaliseur et sur quelques informations statistiques du signal émis connues a priori. La figure 3.4 montre le modèle de l'égalisation adaptative.

L'élaboration de ces algorithmes se base sur deux critères : la fonction de coût et la technique de minimisation.

La fonction de coût sur laquelle l'algorithme est basé, est souvent quadratique. Le

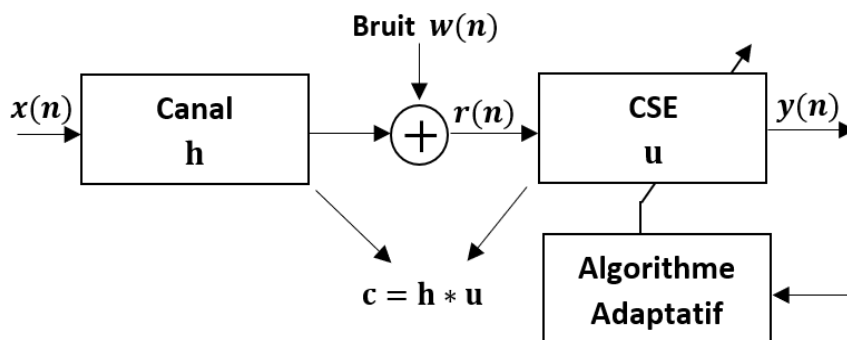


Figure 3.4 Modèle du système avec un CSE adaptatif [64].

processus de minimisation, qui ne pourra jamais être fait analytique avant l'égalisation, emploi des méthodes itératives qui vont permettre :

- d'atteindre le minimum d'une fonction même lorsque celui-ci ne s'exprime pas sous une forme analytique simple,
- de traiter les données de manière séquentielle qui permet de prendre en compte facilement l'arrivée d'une nouvelle observation.

Nous présentons par la suite, différents modèles d'algorithmes adaptatifs aveugles pour déterminer les coefficients du CSE.

A. Algorithme de SAM

L'algorithme de SAM (Sum-squared Autocorrelation Minimization) [64] repose sur le fait de la minimisation de la somme des fonctions d'autocorrélations quadratiques en dehors de la fenêtre désirée de la réponse impulsionnelle du canal. La fonction d'autocorrélation est donnée par :

$$\mathbf{R}_{cc}(l) = \sum_{i=0}^{L_c} c(l)c(l-i) \quad 3.4$$

Où L_c est la longueur de la réponse impulsionnelle du canal effectif.

Pour avoir une réponse impulsionnelle \mathbf{c} nulle en dehors de la zone désirée ($\nu + 1$) il faut que la fonction d'autocorrélation satisfasse la relation suivante :

$$\mathbf{R}_{cc}(l) = 0, \quad \forall |l| > \nu \quad 3.5$$

Où ν est la taille du CP. Les solutions triviales $\mathbf{c} = 0$ (ou $\mathbf{u} = 0$) sont évitées en imposant $\|\mathbf{c}\|_2^2 = 1$ (ou, de manière équivalente $\|\mathbf{u}\|_2^2 = 1$).

La fonction de coût de la méthode SAM ou de SAM-CSE J_{SAM} , basée sur la somme des fonctions d'autocorrélation des coefficients du canal \mathbf{c} , est donnée par :

$$J_{SAM} = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{cc}(l)|^2 = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{yy}(l)|^2 \quad 3.6$$

On montre dans l'annexe C que $\mathbf{R}_{cc}(l)$ est équivalent à $\mathbf{R}_{yy}(l)$.

L'optimisation de cet algorithme est effectuée en appliquant la descente du gradient stochastique :

$$\mathbf{u}_{opt} = \underset{\|\mathbf{u}\|_2^2=1}{\operatorname{arg\,min}} J_{SAM} \quad 3.7$$

Finalement, l'équation de l'algorithme actualisant les coefficients du SAM-CSE ayant pour but de minimiser la fonction de coût et réduire la longueur du canal effectif à celle du CP, aura la forme suivante (voir Annexe C) :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} \left[\sum_{l=\nu+1}^{L_c} (E[y(n)y(n-l)])^2 \right] \quad 3.8$$

Où μ est le pas d'adaptation et $\nabla_{\mathbf{u}}$ est le gradient par rapport à \mathbf{u} .

Généralement, la mise en œuvre des algorithmes aveugles adaptatifs existants est effectuée par l'utilisation des différentes méthodes de calculs qui sont présentées dans la section 3.6.3.

B. Algorithme de MERRY

L'algorithme de MERRY (Multicarrier Equalization by Restoration of Redundancy) [65] exploite le préfixe cyclique pour créer un algorithme réducteur de la longueur du canal globalement convergent, avec une faible complexité.

Les IES introduits aux symboles OFDM font que les échantillons du CP diffèrent des ν derniers échantillons du symbole suivant. Pour cette raison MERRY [65] définit une fonction de coût J_{MERRY} qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre les échantillons du CP et les ν derniers échantillons du suivant symbole :

$$J_{MERRY} = E[|y(\nu + \delta) - y(\nu + N + \delta)|^2], \quad \delta \in \{0, \dots, M - 1\} \quad 3.9$$

Avec δ est le paramètre de synchronisation du symbole pour identifier son début.

Afin de minimiser la fonction de coût J_{MERRY} , MERRY utilise la méthode de descente de gradient stochastique représentée par l'équation suivante :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} J_{MERRY} \quad 3.10$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu [& y(M.k + \nu + \delta) - y(M.k + N + \nu + \delta)] \\ & \cdot [\mathbf{r}^*(\nu + \delta - j) - \mathbf{r}^*(\nu + N + \delta - j)] \end{aligned} \quad 3.11$$

Où j est l'indice des coefficients du CSE, μ est le pas d'adaptation de l'égaliseur et "*" désigne le complexe conjugué. Ainsi, les coefficients du MERRY-CSE sont initialisés de sorte que $\|\mathbf{u}\|_2^2 = 1$ pour éviter la solution triviale.

C. Algorithme de MCAS

L'algorithme de MCAS (Minimization of Correlation of Adjacent Samples) [66] exploite la propriété de la présence de la FFT impliquant l'orthogonalité entre les échantillons adjacents du symbole OFDM.

En effet cette orthogonalité amène à ce que la corrélation entre les échantillons adjacents $x(n)$ et $x(n + 1)$ soit nulle (c'est-à-dire que $\mathbf{R}(1) = E[x(n)x(n + 1)] = 0$). Par conséquent, l'algorithme MCAS ou MCAS-CSE est basé sur le critère de la minimisation de la corrélation entre les échantillons adjacents. Sa fonction de coût est déterminée comme suit [66] :

$$J_{MCAS} = E[|y(n)y(n + 1)|]^2, \quad n \in 1, 2, \dots, N + \nu \quad 3.12$$

Où n est l'indice du $n^{\text{ème}}$ échantillon du symbole OFDM. L'optimisation de l'algorithme MCAS est définie par :

$$\mathbf{u}_{opt} = \underset{\|\mathbf{u}\|_2=1}{\text{arg min}} J_{MCAS} \quad 3.13$$

En utilisant la descente du gradient stochastique, les coefficients du MCAS-CSE sont définis comme suit (voir Annexe C) :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} J_{MCAS} \quad 3.14$$

Où k est l'indice des coefficients du CSE, μ est le pas d'adaptation.

D. Algorithme de MERO

L'algorithme de MERO (Multicarrier Equalization by Restoration of Orthogonality) [11] combine la méthode MCAS et la méthode MERRY, de telle sorte garantir la notion d'orthogonalité entre les échantillons adjacents et leurs correspondants dans le préfixe cyclique.

En effet, les ν premiers échantillons (du CP) sont identiques aux ν derniers échantillons du symbole OFDM avant la transmission dans lequel il est possible d'écrire [11, 67]:

$$x(Mt + n) = x(Mt + n + N), \quad n \in 1, 2, \dots, \nu \quad 3.15$$

D'où $x(Mt + n)$ est le $n^{\text{ème}}$ échantillon du $M^{\text{ème}}$ symbole OFDM émis, avec $M = N + \nu$ et N est la durée du symbole OFDM sans CP.

L'idée principale de l'algorithme MERO est de minimiser la différence entre la corrélation des échantillons adjacents et de leurs équivalents dans le CP en minimisant la fonction de coût suivante [11] :

$$J_{MERO} = E|E[y(n + \delta)y(n + 1 + \delta)] - E[y(n + N + \delta)y(n + N + 1 + \delta)]|^2 \quad 3.16$$

où δ est le paramètre de synchronisation du symbole, l'optimisation est effectuée de la même manière que celle de MCAS :

$$\mathbf{u}_{opt} = \underset{\|\mathbf{u}\|_2=1}{\operatorname{arg\,min}} J_{MERO} \quad 3.17$$

Après le calcul du gradient, l'algorithme de MERO ou MERO-CSE est défini comme suit (voir Annexe C) :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} J_{MERO} \quad 3.18$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu E \{ & \{E[y(n + \delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n + N + \delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta}]\} \\ & \times \{E[y(n + \delta)y(n + 1 + \delta)] - E[y(n + N + \delta)y(n + N + 1 + \delta)]\} \\ & + \{E[y(n + 1 + \delta)\mathbf{r}_{n+\delta}] - E[y(n + N + 1 + \delta)\mathbf{r}_{n+N+\delta}]\} \\ & \times \{E[y(n + \delta)y(n + 1 + \delta)] - E[y(n + N + \delta)y(n + N + 1 + \delta)]\} \} \end{aligned} \quad 3.19$$

Généralement, La mise en œuvre des algorithmes aveugles adaptatifs existants est effectuée par l'utilisation de différentes méthodes qui sont présentées dans la section 3.6.3.

3.6.3 Méthodes d'implémentations du CSE

La mise à jour de l'algorithme du gradient stochastique est implémentée en utilisant l'estimation à moyenne mouvante (MA : Moving Average), l'estimation autorégressive (AR : AutoRegressive) ou l'estimation à faible complexité (LC : Low Complexity).

La différence entre ces méthodes d'implémentations est liée à la manière d'évaluation de l'opérateur d'espérance.

A. Estimation à moyenne mouvante (MA)

La méthode (MA) repose sur le fait de remplacer l'espérance par la moyenne d'un certain nombre de valeurs prises dans une fenêtre des valeurs reçues au niveau du récepteur, c'est à dire [64]:

$$E[y(n).y(n + 1)] = \sum_{n=1}^S \frac{y(n).y(n+1)}{S} \quad 3.20$$

Où S est la taille de la fenêtre dans laquelle la moyenne est effectuée. Dans ce cas pour chaque groupe de S valeurs on calcule les échantillons de sorties.

Une meilleure estimation peut être obtenue en utilisant un grand nombre d'échantillons S , mais ceci conduit à une grande complexité qui est proportionnelle à S .

B. Estimation autorégressive (AR)

D'un autre côté, l'espérance mathématique peut être estimée par la méthode AR. L'exemple le plus simple est celui présenté par [64]:

$$(E[y(n)y(n-1)])_i \approx (1 - \alpha) \cdot (E[y(n)y(n-1)])_{i-1} + \alpha \cdot y(n)y(n-1) \quad 3.21$$

Où i et $i - 1$ sont respectivement les indices d'estimations actuelles et précédentes, et α est le paramètre de conception compris entre 0 et 1.

D'après [64] cette estimation est moins complexe, cependant elle est considérée inadaptée pour des environnements avec des variations de temps rapides.

C. Estimation à faible complexité (LC)

Une autre approche de calcul de l'espérance est la version simplifiée de l'estimation MA en partant du fait que la sortie du bloc de l'IFFT est un processus stationnaire suite au fait que l'entrée est un processus Gaussien stationnaire au sens large SSL (WSS : Wide-Sens Stationary), comme pour le cas du théorème de la limite centrale [68]. La version simplifiée utilisant les valeurs instantanées parfois nommée estimation à faible complexité (LC) est approximée de la manière suivante [68] :

$$E[y(n)y(n-1)] \approx y(n)y(n-1) \quad 3.22$$

Cette approximation réduit la complexité de l'algorithme adaptatif de d'un nombre de S multiplications et d'additions par rapport aux algorithmes adaptatifs utilisant l'estimation MA.

3.7 Méthode proposée de réduction de la complexité (LMERO)

Cette section décrit la conception d'un CSE moins complexe en deux parties : une modification de la fonction de coût de l'algorithme MERO, nommé par la suite LMERO (Low Complex MERO), suivi d'une exploitation de la propriété de symétrie pour réduire d'avantage la complexité de la mise en œuvre de l'algorithme LMERO. Á la fin, une évaluation est présentée sur les performances de l'algorithme LMERO dans le système de transmission DDO-OFDM à longue distance de SSMF.

3.7.1 Algorithme MERO à faible complexité (LMERO)

Afin de réduire la complexité de l'algorithme MERO, une modification dans sa fonction de coût a été conçue en supprimant l'espérance globale et le carré de l'Eq. 3.16. Ce changement n'entraîne aucune perte sur les performances du système, comme cela sera examiné dans la section 3.7.3. La fonction de coût (modifiée) de l'algorithme LMERO est définie comme [69]:

$$J_{LMERO} = E[y(n + \delta)y(n + 1 + \delta)] - E[y(n + N + \delta) y(n + N + 1 + \delta)] \quad 3.23$$

Où $n \in \{1, \dots, \nu\}$ et $\delta \in \{0, \dots, M - 1\}$

Le problème d'optimisation de l'algorithme LMERO est :

$$\mathbf{u}_{opt} = \arg_{\mathbf{u}} \min_{\|\mathbf{u}\|_2=1} J_{LMERO} \quad 3.24$$

Pour éviter la solution triviale, une contrainte de norme unitaire sur les coefficients du CSE ($\|\mathbf{u}\|_2^2 = 1$) est appliquée. Le gradient stochastique descendant est utilisé afin de minimiser la fonction de coût de l'algorithme LMERO, donné par :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO} = \{E[y(n + \delta) \mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n + N + \delta) \mathbf{r}_{n+1+N+\delta}]\} + \{E[\mathbf{r}_{n+\delta} y(n + 1 + \delta)] - E[\mathbf{r}_{n+N+\delta} y(n + 1 + N + \delta)]\} \quad 3.25$$

Où $\nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO}$ est le gradient de la fonction de coût LMERO par rapport à \mathbf{u} .

Alors, les coefficients du CSE LMERO sont déterminés par l'équation suivante :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO} \quad 3.26$$

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \{E[y(n + \delta) \mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n + N + \delta) \mathbf{r}_{n+1+N+\delta}]\} + \{E[\mathbf{r}_{n+\delta} y(n + 1 + \delta)] - E[\mathbf{r}_{n+N+\delta} y(n + 1 + N + \delta)]\} \quad 3.27$$

De plus, sur la base de l'estimation moins complexe (LC) présentée par l'Eq. 3.22, l'équation de l'algorithme (LMERO) devient [69] :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \{[y(n + \delta) \mathbf{r}_{n+1+\delta}] - [y(n + N + \delta) \mathbf{r}_{n+1+N+\delta}]\} + \{[\mathbf{r}_{n+\delta} y(n + 1 + \delta)] - [\mathbf{r}_{n+N+\delta} y(n + 1 + N + \delta)]\} \quad 3.28$$

A titre de comparaison, les algorithmes MERO et SAM sont considérés comme une référence. Dans [64], SAM a utilisé la méthode MA et la méthode AR pour estimer l'opérateur d'espérance avec une complexité de $4SL_u (L_c - \nu)$ et $4L_u (L_c - \nu)$ de multiplications\additions pour chaque mise à jour, respectivement. D'autre part, MERO [11] a utilisé l'estimation LC avec une complexité égale à $8L_u$ multiplications\additions pour chaque mise à jour.

Notons que le calcul de la complexité de la méthode proposée (LMERO-CSE) est obtenu en scindant l'Eq. 3.28 en deux segments et en approximant, pour chacun, le nombre de multiplications/additions. Les deux segments ont la même complexité égale à $3 L_u$ multiplications/additions pour chaque mise à jour, ce qui résulte une complexité de calcul totale (c'est-à-dire la somme de la complexité des deux segments) égale à $6 L_u$. Par conséquent, la réduction de la complexité de LMERO-CSE est de 25% par rapport à celle de MERO-CSE (c'est-à-dire $((8 - 6))/8$).

3.7.2 Exploitation de la propriété de symétrie à LMERO-CSE

Il a été montré [70, 71], que dans le cas d'une longueur infinie ou finie du CSE, ses coefficients optimaux peuvent devenir symétriques afin de réduire la complexité de la conception du CSE par un taux de 50 % comparée à celle du CSE non symétrique.

L'implémentation symétrique de l'algorithme LMERO, nommée LMERO-Sym-CSE, est donnée par [69] :

$$\mathbf{f}_{k+1} = \mathbf{f}_k - \mu \nabla_{\mathbf{f}} J_{LMERO} \quad 3.29$$

Où \mathbf{f} est un vecteur réel ($\lfloor L_u / 2 \rfloor \times 1$) de longueur égale à la moitié de celle du vecteur \mathbf{u} .

Ci-après, les coefficients du CSE peuvent être mis sous la forme de l'Eq. 3.30 pour une longueur impaire du CSE, ou comme l'Eq. 3.31 pour le cas pair.

$$\mathbf{u}^T = [\mathbf{f}^T (I_{cd} \mathbf{f})^T]$$

$$= \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{\lfloor L_u/2 \rfloor} \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{\lfloor L_u/2 \rfloor} \end{bmatrix}^T \right)^T \quad 3.30$$

$$\mathbf{u}^T = [\mathbf{f}^T \lambda (I_{cd} \mathbf{f})^T]$$

$$= \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{\lfloor L_u/2 \rfloor} \end{bmatrix}^T \lambda \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{\lfloor L_u/2 \rfloor} \end{bmatrix}^T \right)^T \quad 3.31$$

Où λ est un scalaire initialisé à 1 et $\lfloor . \rfloor$ est la fonction de plancher (*floor*).

On observe d’après l’Eq. 3.30 que l’algorithme LMERO-Sym-CSE peut être initialisé en ne calculant que la moitié des coefficients du CSE. Cela entraîne une réduction significative de la complexité de la mise en œuvre de 50% par rapport au LMERO-CSE.

3.7.3 Résultats de simulations

Les performances de LMERO-CSE dans le système de transmission DDO-OFDM à longue distance de 1200 km SSMF ont été évalués en termes de BER en fonction du OSNR. La comparaison est faite par rapport à la longueur du CP et d’autres méthodes du CSE comme SAM-CSE et MERO-CSE. Une co-simulation numérique du système de transmission DDO-OFDM avec un débit de 20,48 Gb/s est effectuée en utilisant les logiciels OptiSystem et Matlab.

Les paramètres de simulation du système DDO-OFDM sont énumérés dans le tableau 3.1. Le BER est mesuré en comptant le nombre de bits différents entre l’émetteur et le récepteur et sur une largeur de bande de bruit de 12,5 GHz, ce qui correspond à 0,1 nm à 1550 nm.

Tableau 3. 1 Paramètres de simulation du système DDO-OFDM.

Block	Parameter	Valeur
OFDM	Taille de la FFT	1024
	Nombre de sous- porteuses	512
	Taille du CP	1/32,1/128,1/256
Laser CW	Longueur d’onde (nm)	1550
	Largueur de Linge (Hz)	100
Fibre SSMF (ITU-G652)	Longueur totale (km)	1200
	Atténuation (dB/km)	0.2
	Dispersion (ps/nm. km)	17
Amplificateur EDFA	Facteur de bruit (dB)	5
	Gain	16

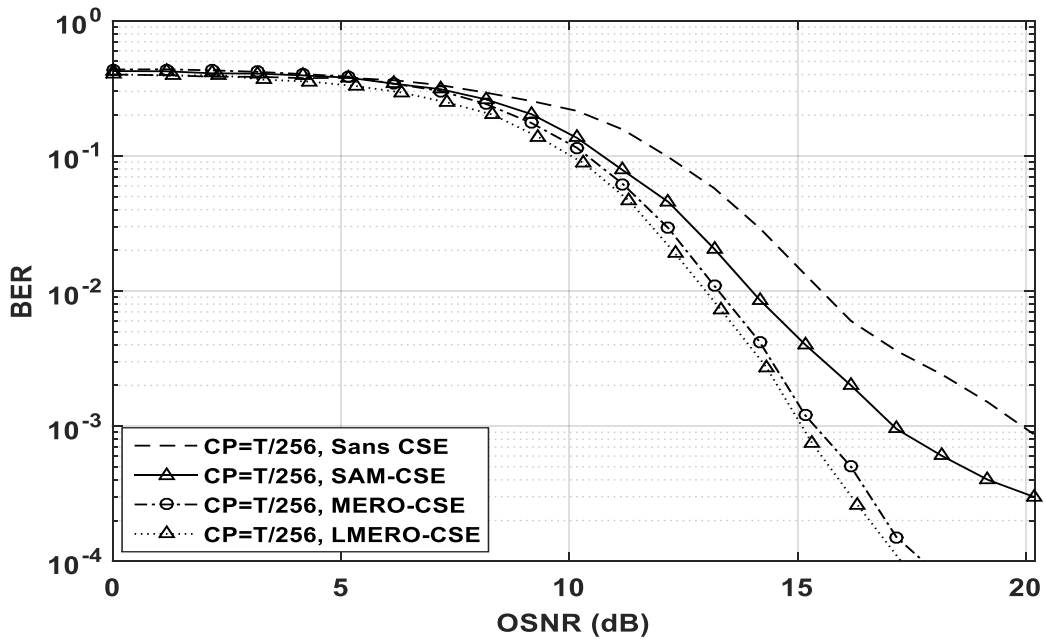


Figure 3. 5 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM sans et avec différents CSE pour une longueur de CP insuffisante $T_{\text{OFDM}} / 256$.

Pour une longueur de CP insuffisante égale à $T_{\text{OFDM}}/256$, la Figure 3.5 illustre les performances du BER pour quatre méthodes de conception du CSE : (i) LMERO-CSE, (ii) MERO-CSE, (iii) SAM-CSE et sans CSE. On observe que les valeurs du BER de LMERO-CSE et MERO-CSE sont légèrement inférieures aux autres pour un OSNR faible en raison de l'amélioration du bruit, alors que pour un OSNR élevé, leurs valeurs sont très inférieures par rapport aux autres méthodes. D'autre part, en prenant un BER égale à 10^{-3} comme référence, le LMERO-CSE a un gain de 0,241 dB et de 2,02 dB par rapport à MERO-CSE et SAM-CSE, respectivement. Cela est dû à son efficacité à minimiser davantage la corrélation entre les échantillons adjacents.

En vue de réduire le CP du système DDO-OFDM, la Figure 3.6 montre les performances de LMERO-CSE pour différentes tailles de CP. Il ressort clairement de cette figure que pour une très faible longueur de CP ($T_{\text{OFDM}}/256$), le système sans CSE est très affecté par les effets d'IES et d'IEP. Cependant, lorsque le LMERO-CSE est utilisé pour la même longueur de CP, les performances du système deviennent bien meilleures qu'un système sans CSE même avec un CP long ($T_{\text{OFDM}}/32$), ce qui montre que l'algorithme LMERO-CSE peut réduire la longueur du CP jusqu'à 0,39 %.

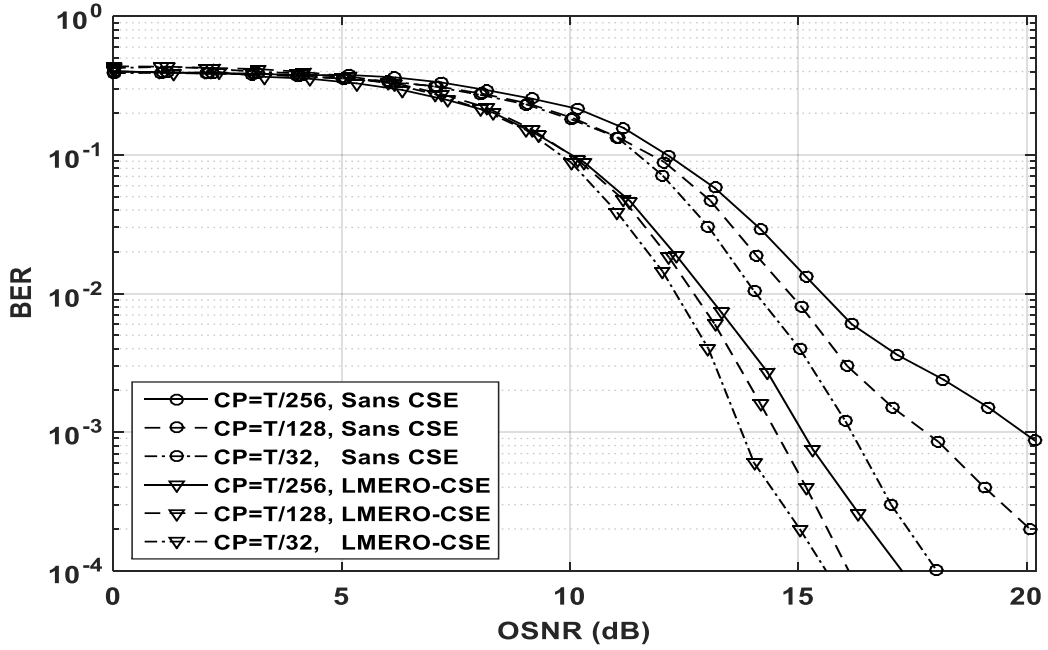


Figure 3.6 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM avec et sans LMERO-CSE pour différentes longueurs du CP.

De plus, pour réduire la complexité d'implémentation de LMERO-CSE d'un pourcentage de 50%, on utilise la propriété symétrique, dans laquelle l'adaptation de CSE peut être effectuée en ne calculant que la moitié des coefficients de CSE (c'est-à-dire $\lfloor L_u / 2 \rfloor$). À cet effet, la figure 3.7 montre que LMERO-Sym-CSE offre de meilleures performances que LMERO-CSE en termes de OSNR en raison de la réduction des erreurs de calculs. En prenant

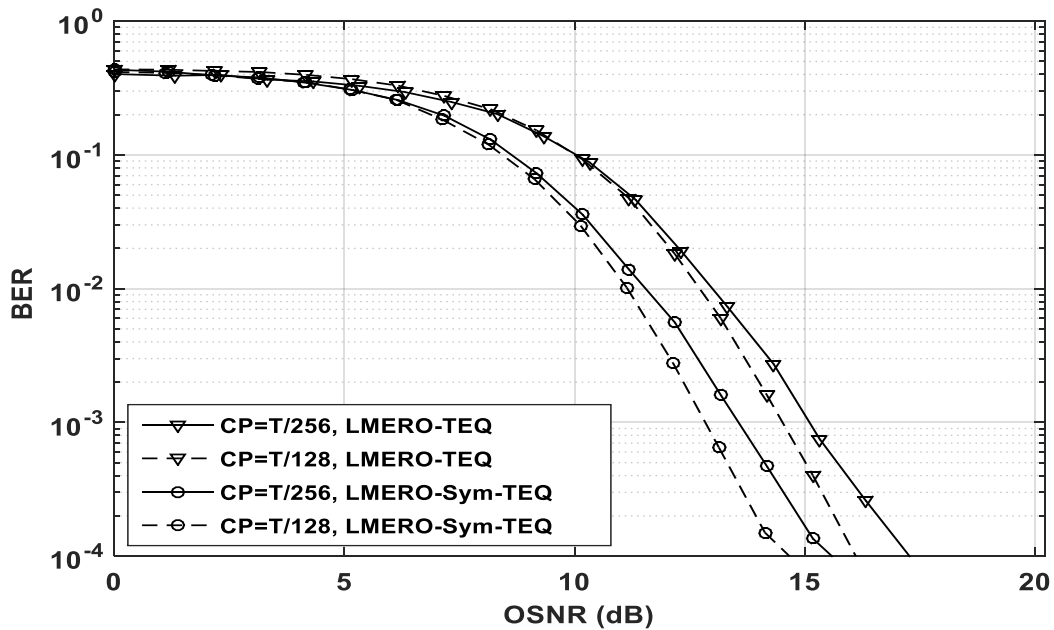


Figure 3.7 BER en fonction du OSNR d'un DDO-OFDM avec LMERO-CSE utilisant la propriété de symétrique pour différentes longueurs du CP.

un BER de 10^{-3} comme référence, le LMERO-Sym-CSE améliore le rapport OSNR de 15,1 dB à 14,5 dB et de 13,55 dB à 12,8 dB par rapport à LMERO-CSE pour un $T_{\text{OFDM}}/256$ et $T_{\text{OFDM}}/128$, respectivement.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés la condition sur la longueur du CP qui doit être vérifiée afin d'éviter les effets d'IES et d'IEP au niveau du récepteur DDO-OFDM. De même, sa relation avec la longueur de la fibre optique et le débit d'information qui a pour effet de limiter la portée de transmission optique et de diminuer le débit d'information. Pour surmonter les IES et les IEP résiduels causés par la taille courte du CP dans les systèmes DDO-OFDM à longue distance, un égaliseur de raccourcissement de canal (CSE) a été proposé après le canal de transmission optique SSMF.

Une nouvelle fonction de coût moins complexe pour l'algorithme adaptatif aveugle (LMERO) a été proposée pour le système DDO-OFDM à longue distance basée sur la restauration de l'orthogonalité entre les échantillons du symbole OFDM. La validation de la fonction de coût (LMERO-CSE) a été vérifiée et comparée aux algorithmes SAM et MERO existants. Une réduction de la complexité (LMERO-CSE) de 25% par rapport à celle de MERO a été réalisée et démontrée en utilisant la méthode d'estimation LC de l'espérance. Par ailleurs, une autre réduction de 50% sur la conception du CSE est proposée en exploitant la propriété symétrique. Les résultats de simulations montrent qu'avec une longueur courte de CP, les performances du système ont été améliorées de 6,35 dB lorsque le LMERO-Sym-CSE est utilisé. De plus, il a été démontré que le CP peut être réduit jusqu'à 0,39%.

Chapitre 4 :
Nouvel algorithme SSCM-CSE adaptatif aveugle dans le
système DDO-OFDM

4.1	Introduction.....	52
4.2	Chaîne de transmission du système DDO-OFDM.....	52
4.3	Simulation du système DDO-OFDM sous OptiSystem	54
4.3.1	Côté émission.....	55
4.3.2	Ligne de transmission optique	64
4.3.3	Côté réception	65
4.4	Cosimulation avec MATLAB.....	67
4.4.1	Calcul du BER sous MATLAB	68
4.4.2	Implémentation de l'égaliseur fréquentiel (FEQ)	69
4.4.3	Implémentation du CSE	70
4.5	Conception du CSE Proposé.....	70
4.5.1	Algorithme proposé.....	70
4.5.2	Algorithme adaptatif	71
4.5.3	Complexités des algorithmes	71
4.6	Analyse des résultats de simulations	72
4.7	Conclusion	766

4.1 Introduction

Un nouvel algorithme CSE adaptatif aveugle basé sur le critère de la minimisation de la somme-carrée de la fonction corrélation (SSCM-CSE) est proposé. Cet algorithme a pour objectif d'améliorer les performances des systèmes de transmission DDO-OFDM à longue portée de la fibre SSMF avec un débit important.

Après une étude théorique de la chaîne de transmission DDO-OFDM complète en présence du CSE et du filtre FEQ, une simulation a été effectuée sous le logiciel OptiSystem 9.0 en utilisant les blocs disponibles dans sa bibliothèque et d'autres sont créés par le biais du langage de programmation MATLAB. La description de ces blocs et le calcul de ses paramètres sont présentés en détails. Les résultats de simulations de l'algorithme proposé ont été vérifiés et comparés aux autres algorithmes existants.

4.2 Chaîne de transmission du système DDO-OFDM

Comme mentionné dans le chapitre précédent (section 2.3.1), il existe trois concepts d'émetteur pour le système DDO-OFDM, chacun a certains avantages par rapport aux autres, partageant tous une caractéristique très importante, à savoir l'utilisation d'un simple récepteur.

La figure 4.1 présente la chaîne de transmission du système DDO-OFDM avec un émetteur de conversion RF en présence d'un CSE et d'un FEQ.

Du côté émetteur (Figure 4.1 (a)), les données d'entrée sont transmises via un modulateur M-QAM pour produire des séquences M-aires en série. Ensuite, ces séquences de données

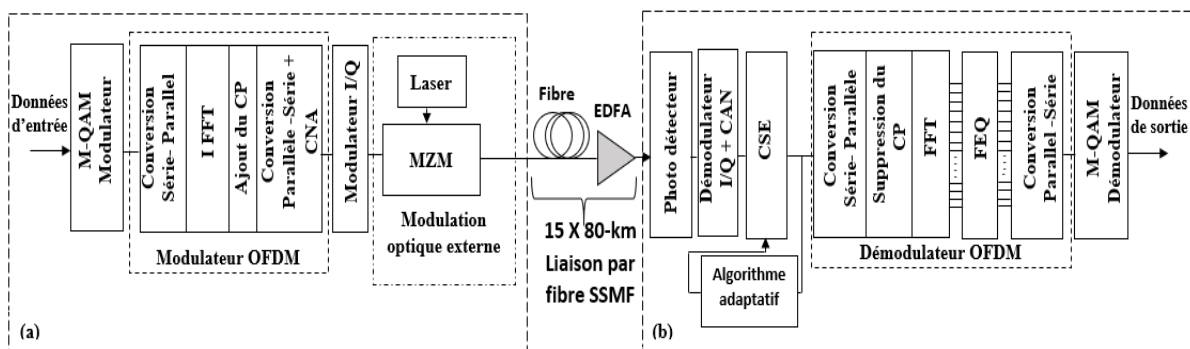


Figure 4. 1 Diagramme de transmission du système DDO-OFDM avec CSE : (a) Emetteur, (b) récepteur avec CSE et égaliseur fréquentiel (FEQ)

sont converties en données parallèles pour former des vecteurs appropriés à l'entrée de la transformée de Fourier inverse IFFT. Le signal de domaine temporel numérique est obtenu en utilisant une IFFT à N points. Le symbole OFDM peut être exprimé par [72]:

$$x_s(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_s(m) e^{j\frac{2\pi}{N}mn} \quad 4.1$$

Où n et m sont respectivement les indices de l'échantillon temporel et de la sous-porteuse du symbole OFDM.

Un CP de longueur ν , ajouté à la trame du symbole OFDM, doit vérifier la condition de l'Eq.3.3 pour éviter les IES causées par la dispersion chromatique. Les $N + \nu$ échantillons du symbole OFDM étendu $x_\nu(n)$ ne sont pas corrélés (orthogonaux) les uns aux autres d'où nous pouvons écrire :

$$x_\nu(n) = \begin{cases} x_s(n - \nu + N) & 0 < n < \nu - 1 \\ x_s(n - \nu) & \nu \leq n \leq N + \nu - 1 \end{cases} \quad 4.2$$

Le signal sera ensuite sérialisé et converti en un signal analogique à l'aide d'un CNA. Puis, le signal OFDM complexe en bande de base est modulé sur une porteuse RF, f_{RF} , à l'aide d'un modulateur I/Q, produisant ainsi un signal à valeurs réelle. Une conversion EO est faite à l'aide d'une modulation optique externe en utilisant un laser et un modulateur optique MZM.

Le signal O-OFDM (t) peut être décrit comme [17]:

$$x(n) = [1 + \alpha e^{j2\pi f_{RF}n} x_\nu(n)] e^{j2\pi f_0 n} \quad 4.3$$

Où f_{RF} est la fréquence RF définit la bande de fréquence de garde entre la fréquence de la porteuse optique principale f_0 et le spectre du signal OFDM, α est le coefficient correspondant au rapport entre la puissance du signal OFDM et la porteuse optique principale.

Le signal optique de sortie passe ensuite dans une structure de fibre SSMF à multi-travées, en considérant que la fibre SSMF n'est affecté que par la dispersion chromatique. L'effet de perte de la fibre est compensé par l'utilisation d'un amplificateur EDFA tous les 80 km de fibre SSMF sans utiliser une fibre de compensation de dispersion (FCD ou DCF : Dispersion Compensation Fiber).

Nous pouvons écrire le signal optique reçu comme [72] :

$$\begin{aligned} r(n) &= (x * h)(n) + z(n) \\ &= \sum_{l=0}^{L_f} h(l)x(n-l) + z(n) \end{aligned} \quad 4.4$$

Où $h(n)$ est la réponse impulsionnelle discrète de SSMF et $z(n)$ est une séquence de bruit additif blanc Gaussien (AWGN : Additive White Gaussian Noise) de moyenne nulle non

corrélée à la séquence de source de variance σ_w^2 , L_f est la longueur de la CIR du SSMF et ‘*’ correspond à l’opération de convolution.

Du côté récepteur (Figure 4.1 (b)), le signal électrique RF est obtenu en utilisant une photodiode puis converti en un signal en bande de base par le biais d’un démodulateur I/Q. Ce signal analogique est ensuite converti en un signal numérique en utilisant un convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC : Analog-Digital Converter). Ensuite, il sera filtré par un CSE adaptatif aveugle avec une longueur de $L_u + 1$ et il peut être exprimé comme :

$$\begin{aligned} y(n) &= (r * u)(n) + w(n) \\ &= \sum_{i=0}^{L_u} u(i)r(n-i) + w(n) \\ &= \mathbf{u}^T \mathbf{r}_n \end{aligned} \quad 4.5$$

Où \mathbf{u}^T est le vecteur des coefficients CSE.

Après avoir retiré le CP et appliqué la FFT à N points, un égaliseur dans le domaine fréquentiel (FEQ) ou de forçage à zéro est utilisé pour compenser les distorsions de phase et d’amplitude suivi d’une conversion parallèle-série. Enfin, les données de sortie sont récupérées à l’aide d’un démodulateur M-QAM.

4.3 Simulation du système DDO-OFDM sous OptiSystem

La structure en blocs du système DDO-OFDM à longue distance de la fibre SSMF sous le logiciel OptiSystem est présentée dans la figure 4.2. Ce dernier contient des blocs optique et électrique virtuels disponibles dans sa bibliothèque [73], en plus d’autres blocs sont créés en utilisant le langage de programmation MATLAB.

Pour chaque nouveau projet de simulation OptiSystem, il est nécessaire de déterminer les paramètres globaux de simulation tels que le débit de simulation (Bit rate), la fenêtre temporelle (Time window), le taux d’échantillonnage (Sample rate), la longueur de la séquence binaire (Sequence length), le nombre d’échantillons par bit (Samples per bit) et le nombre d’échantillons total (Number of samples), qui vont être utilisés par la suite pour le calcul des paramètres des blocs existants dans la chaîne de transmission DDO-OFDM. L’annexe D montre le calcul de ces paramètres.

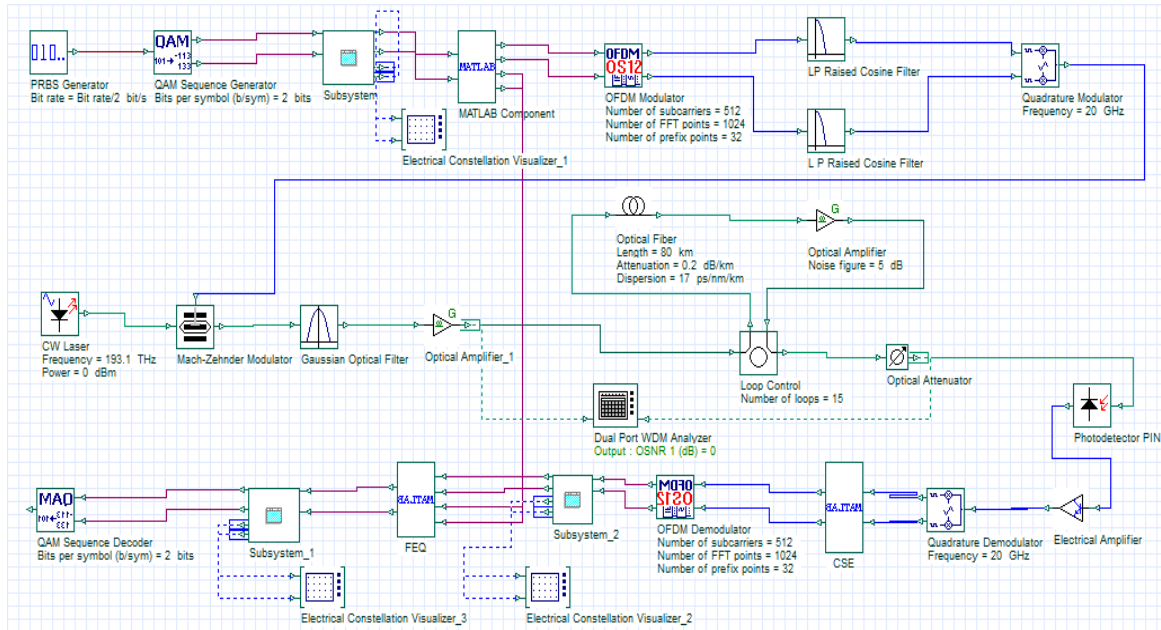


Figure 4. 2 Schéma global de simulation du DDO-OFDM sous l'OptiSystem

Le débit de simulation D (Bit rate) est différent du débit binaire de l'information D_b . Il est choisi selon le besoin de la taille de la fenêtre de visualisation fréquentielle du spectre optique. Le spectre de notre simulation est de type DSB, composé d'un spectre du signal OFDM et son image. De plus, deux bandes de gardes, chacune supérieure à la bande du signal OFDM B_{OFDM} , sont ajoutées pour éviter l'effet de l'interférence SSMI au niveau du récepteur (voir section 2.3.1), ce qui donne une bande optique presque égale à cinq fois la bande du signal OFDM ($B_{DSB} \cong 5 \times B_{OFDM}$). Alors, il faut que la taille de la fenêtre de visualisation fréquentiel (Sample rate) soit supérieure ou égale à la bande B_{DSB} (Voir annexe D).

Dans cette simulation du système DDO-OFDM, le débit de simulation D correspond à un débit binaire d'information D_b de 20,48 Gbits/s pour une fenêtre de visualisation fréquentielle supérieure à B_{DSB} , égal à 40,96 Gbits/s ($D = 2 \times D_b$).

4.3.1 Coté émission

Dans le système DDO-OFDM, le modèle d'émetteur est composé de deux parties : RF et optique.

a. Emetteur RF

La figure 4.3 présente l'émetteur RF du système DDO-OFDM composé de cinq blocs principaux :

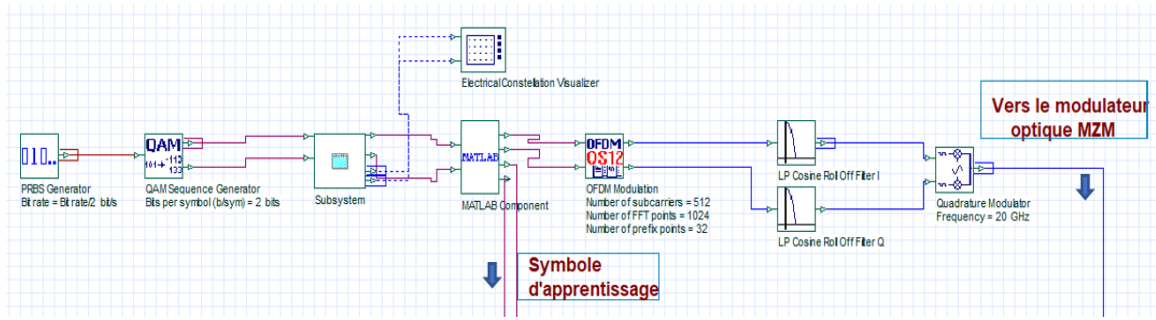


Figure 4. 3 Emetteur RF du système DDO-OFDM sous l’OptiSystem

La fonction principale du premier bloc, appelé générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS : Pseudo Random Bit Sequence) ou ‘PRBS Generator’, génère une séquence binaire aléatoire en tant que signal d’entrée d’origine du système DDO-OFDM.

Dans ce bloc, le débit binaire de l’information D_b est ajusté localement à partir de ses paramètres dépendant du débit de simulation D où le $D_b = \frac{D}{2} = 20,48 \text{ Gbits/s}$. La durée d’un bit (figure 4.4 (a)) est égale à $T_b = \frac{1}{D_b} \cong 48,82 \text{ ps}$.

La longueur de la séquence binaire visualisée dépend de la fenêtre temporelle T_w des paramètres globaux et le débit binaire de l’information.

A partir de cette fenêtre temporelle T_w (figure 4.4 (b)), la séquence binaire visualisée est calculée comme suit :

$$\text{Séquence binaire visualisée} = T_w \times D_b = (8 \times 10^{-7}) \times (20,48 \times 10^9) = 16384 \text{ bits.}$$

Le deuxième bloc est le générateur des séquences M-aire ou ‘QAM Sequence Generator’. Ce bloc permet de coder la séquence binaire d’origine générée par le bloc générateur PRBS à différent état M. Il permet d’obtenir une constellation, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM ou 256-QAM en modifiant le paramètre bits par symbole (Bits per Symbol). En sortie, deux ports parallèles produisent des séquences réelles et imaginaires formant un symbole a_k ($a_k = a + jb$).

Lors de la transmission d’informations, ce bloc varie l’amplitude A d’un signal en fonction de la séquence binaire. Pour chaque port de sortie, l’amplitude prend une des valeurs de l’ensemble d’amplitudes [73]:

$$A = 2i - 1 - n, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad 4.6$$

Où n est le nombre de bits par symbole. L’ensemble M-QAM équivalent donne $M = 2^n$.

Pour un ensemble de 4-QAM, le nombre de bits par symbole n est égale à 2 (ça veut dire

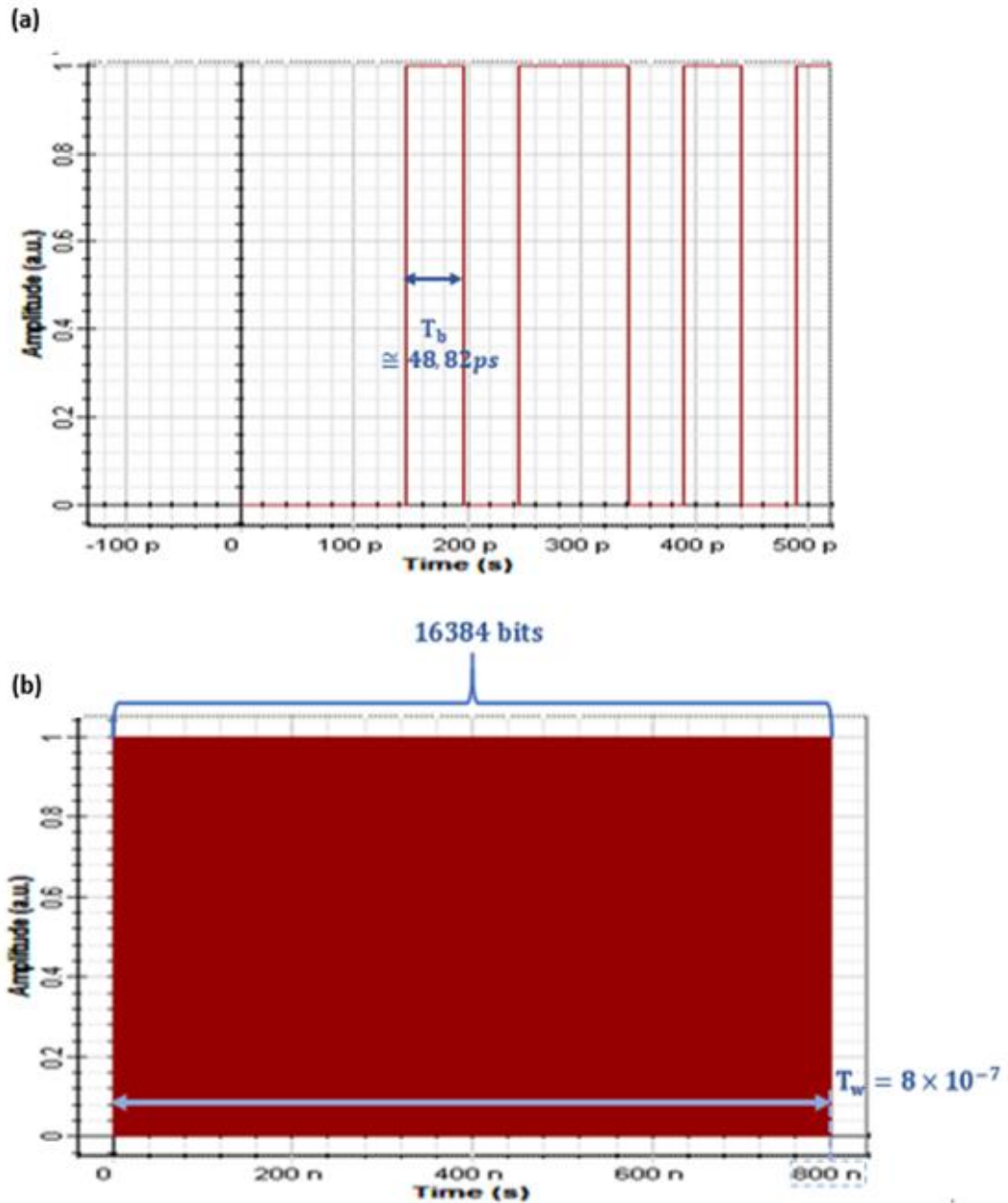


Figure 4. 4 (a) Séquence de donnée durant T_w , (b) Durée d'un seul bit T_b .

deux valeurs d'amplitudes $\{-1,1\}$ entre les deux ports), d'où les symboles prennent 4 valeurs possibles : $1 + j$, $-1 + j$, $-1 - j$ et $1 - j$.

La figure 4.5 présente la séquence de la partie réelle du symbole a_k . La durée de symbole est calculée comme suit :

$$T = n \times T_b \cong 2 \times 48,82 \times 10^{-12} \cong 97,64 ps \quad 4.7$$

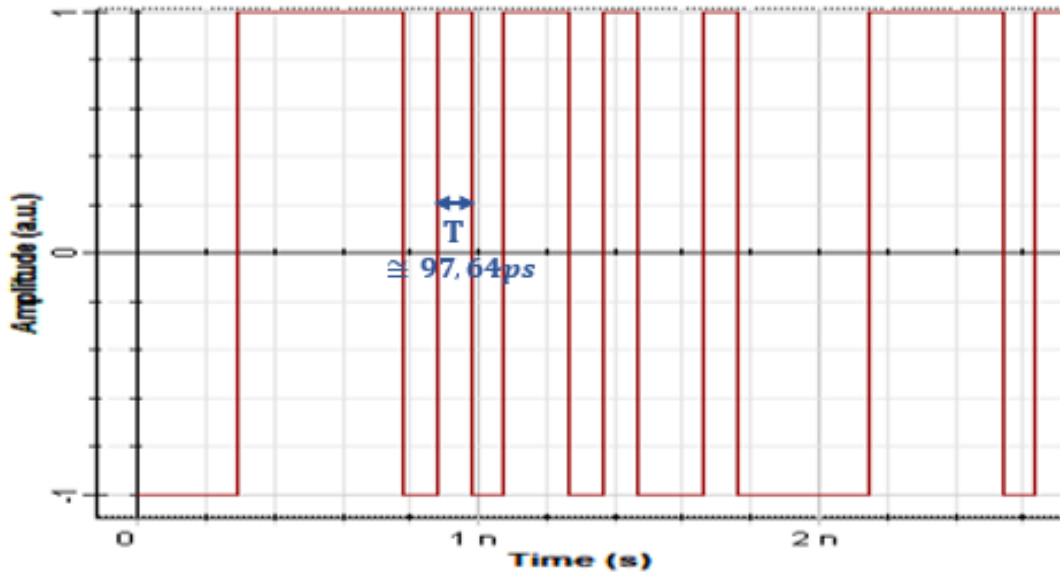


Figure 4. 5 Durée d'un symbol T.

Le bloc générateur d'impulsions M-aire (Subsystem) placé après le bloc du générateur M-aire permet de générer un signal électrique QAM à 4 états, suivi d'un autre bloc créé sous Matlab permet d'extraire la séquence de symbole d'apprentissage utilisée pour calculer les coefficients de l'égaliseur fréquentiel. La figure 4.6 illustre la constellation d'une modulation 4-QAM.

Le modulateur OFDM (OFDM modulator) est le troisième bloc principal de l'émetteur RF

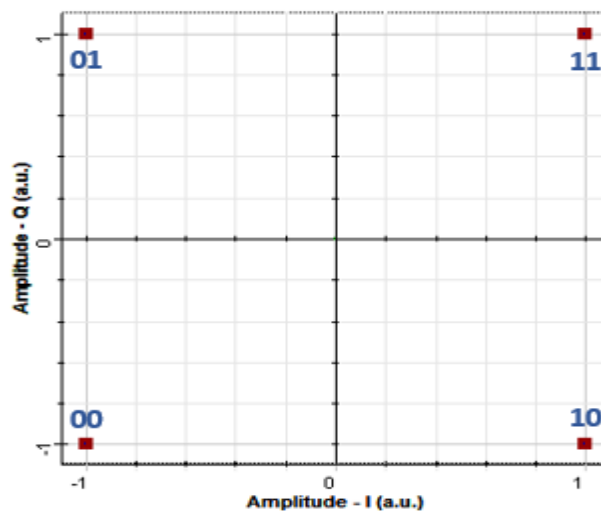


Figure 4. 6 Diagramme de la constellation de l'encodeur 4-QAM

génère un signal OFDM. Ce bloc peut tout d'abord modifier le flux de symboles d'entrée d'un format série en un format parallèle. Ensuite, une IFFT est appliquée pour trouver la forme d'onde temporelle correspondante en définissant le nombre de point de la IFFT, le nombre de sous-porteuses utilisées et leurs positions. Enfin, ce bloc permet d'introduire un intervalle de gade au début de chaque symbole OFDM remplis soit avec des zéros ou avec une extension cyclique du symbole transmis (CP).

La durée du CP est définie sous forme de nombre de points et la durée de chaque point correspond à la durée d'un seul bit T_b .

Pour la simulation du système DDO-OFDM (figure 4.2), Le nombre de points d'IFFT et de sous-porteuses est fixé respectivement à 1024 et 512. La position initiale des sous-porteuses défini dans le bloc du modulateur OFDM est à 256 (figure 4.7 (b)). Les 512 points restants valant 0, cela permet de réaliser un suréchantillonnage d'un facteur de 2.

Les fréquences de sous-porteuse sont des multiples entiers de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$, où T_s est la durée d'un symbole OFDM, dans ce cas, l'espace entre les fréquence égale à 20 MHz (figure 4.7 (a)).

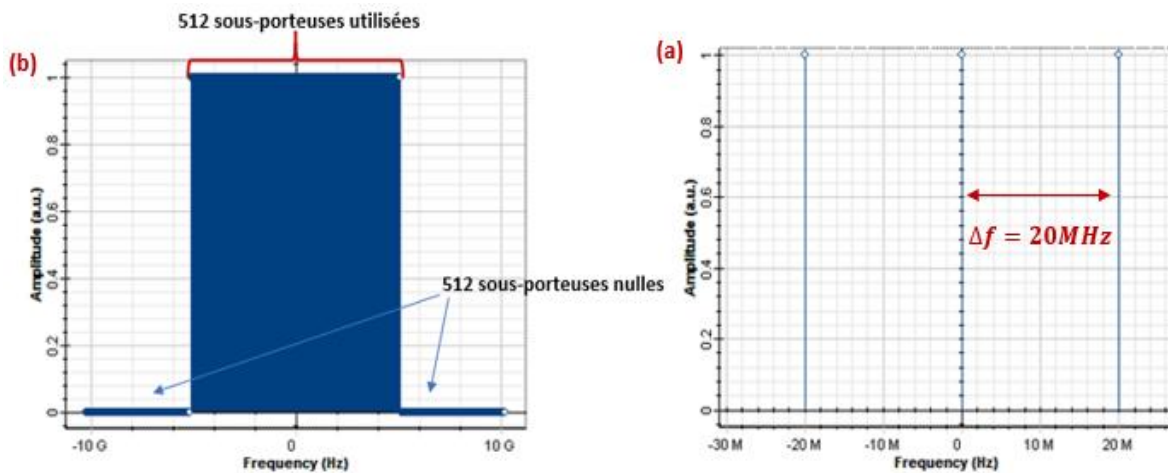


Figure 4. 7 (a) Nombre de point de l'IFFT et des sous-porteuses, (b) Espace entre les fréquences.

En utilisant la condition (Eq.3.1), la durée du CP nécessaire pour une distance de 1200 km est calculée comme suit :

$$T_{cp} = \frac{c}{f_c^2} |D L| N_{sc} \Delta f$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{(3 \times 10^8)}{(193.1 \times 10^{12})^2} \times (17 \times 10^{-6}) \times (1200 \times 10^3) \times 512 \times (20 \times 10^6) \\
 &= 1.68 \text{ ns} \\
 &\approx \frac{T}{30}
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Alors le nombre de points nécessaires du CP (N_{cp}) pour éviter l'effet des IES est égale à 34 points ($N_{cp} = \frac{T_{cp}}{T_b}$).

Sachant que le signal OFDM résultant possède un spectre avec des fréquences indésirables, deux filtres en cosinus surélevé (LP (Low Pass) Raised Cosine Filter) sont utilisés pour filtrer la partie réelle (I) et la partie imaginaire (Q) du signal OFDM. Sa fréquence de coupure est $f_c = 0.62 \times D_b \Rightarrow f_c = 0.62 \times 20.48 \times 10^9 \cong 12,69 \times 10^9$.

Le modulateur en quadrature (Quadrature Modulator) est le dernier bloc de l'émetteur RF du système DDO-OFDM a pour fonction de moduler le signal OFDM en bande de base sur une porteuse RF. La fréquence de cette porteuse définit la bande de garde $B_{gap} = 14.88 \text{ GHz}$ entre le spectre du signal OFDM et la porteuse optique.

La figure 4.8 montre le signal OFDM modulé après le modulateur en quadrature dans le domaine fréquentiel avec une fréquence RF $f_{RF} = 20 \text{ GHz}$.

La largeur de bande de spectre du signal OFDM est égale à $B_{OFDM} = 10,24 \text{ GHz}$.

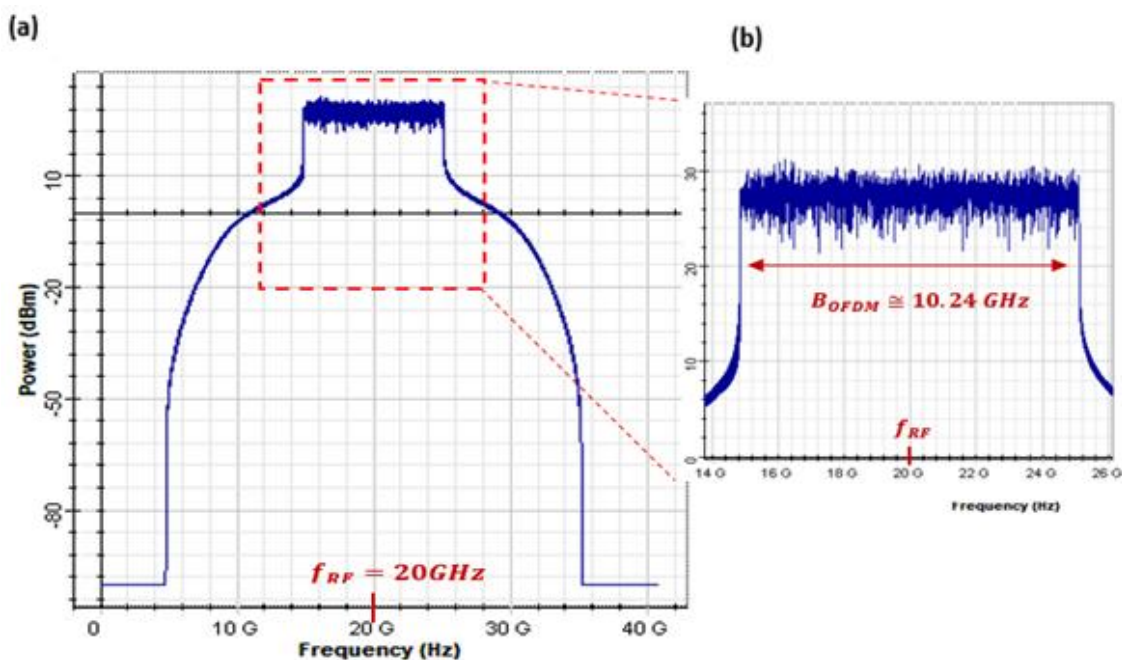


Figure 4. 8 (a) Spectre du signal OFDM-RF, (b) La bande du signal OFDM (b).

b. Emetteur optique

L'émetteur optique (figure 4.9) convertit le signal électrique en un signal optique et lance le signal optique résultant dans la fibre optique. L'émetteur optique comprend un laser à onde continue (Continuous Wave (CW) laser), un signal OFDM RF et un modulateur MZM optique.

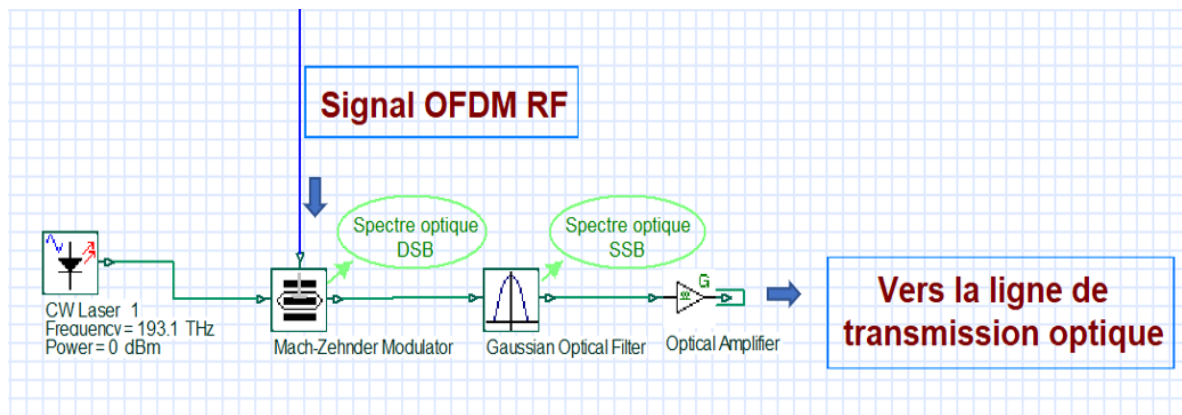


Figure 4. 9 Schéma de l'émetteur optique du système DDO-OFDM.

Un signal optique à onde continue avec une puissance de 0 dBm (1mw) et une largeur de raie de 0.1 MHz à 1550 nm (193.1THz) est généré par le biais d'un CW laser.

Ensuite, un modulateur MZM avec une perte de puissance de ≈ 3 dB (Figure 4.10) est utilisé pour moduler le signal optique et le signal OFDM RF.

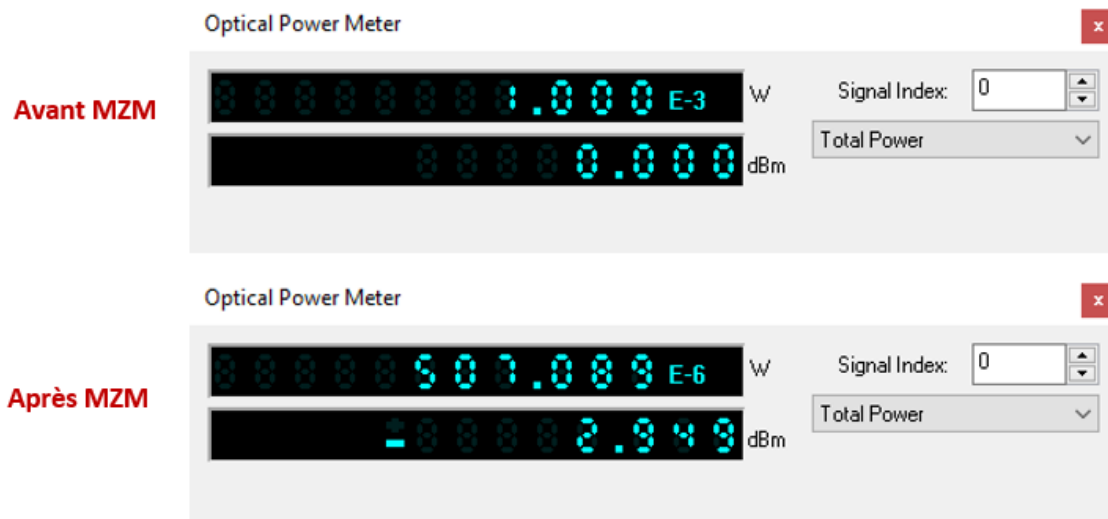


Figure 4. 10 Atténuation apportée par le modulateur optique MZM.

Le spectre du signal de sortie du modulateur MZM (O-OFDM) est illustré dans la figure 4.11. La largeur de la bande de garde $B_{gap} = 14.88 \text{ GHz}$ et celle du spectre O-OFDM $B_{DSB} = 50.24 \text{ GHz}$ (Voir annexe D).

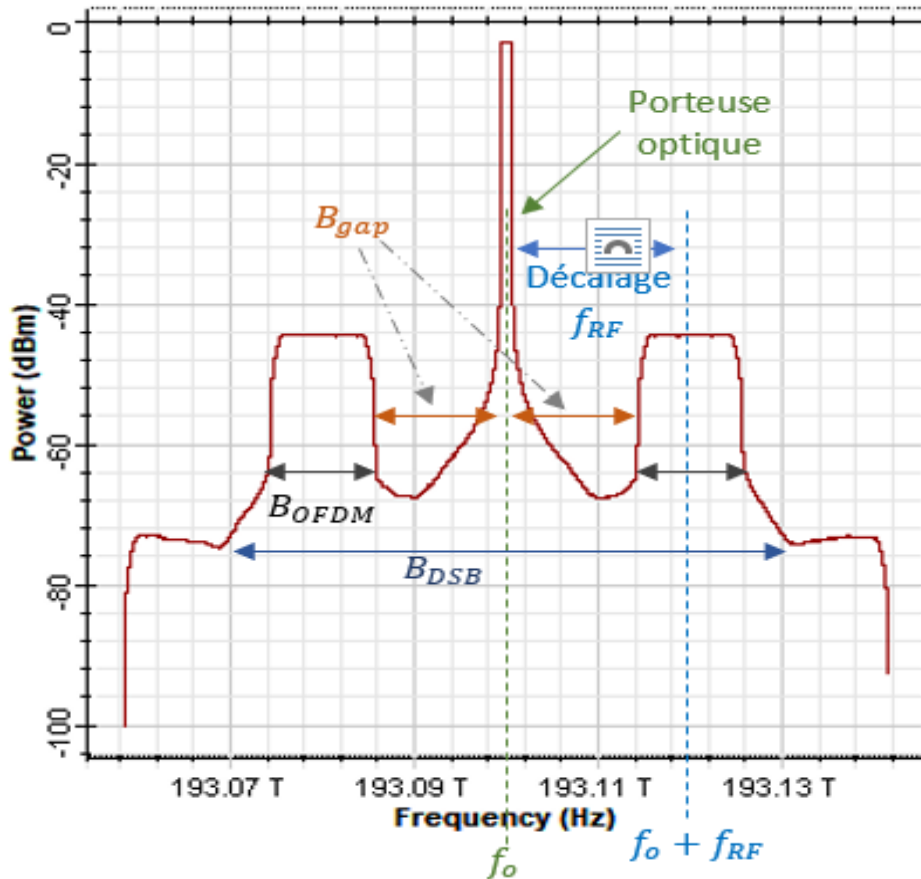


Figure 4. 11 Spectre du signal O-OFDM à la sortie du modulateur optique MZM de type DSB.

Le signal O-OFDM est ensuite filtré par un filtre optique Gaussien d'une fréquence de 193,1 THz et une largeur de bande de 25.12 GHz égale à la largeur de bande unique B_{SSB} afin de supprimer une bande latérale du spectre O-OFDM. Le spectre filtré du signal O-OFDM est illustré dans la figure 4.12.

Puis, un amplificateur optique avec un gain de $\cong 14.37 \text{ dB}$ est utilisé pour compenser l'atténuation apportée par le filtre ($\approx 10 \text{ dB}$) et maintenir la puissance lancée par le laser (Figure 4.13).

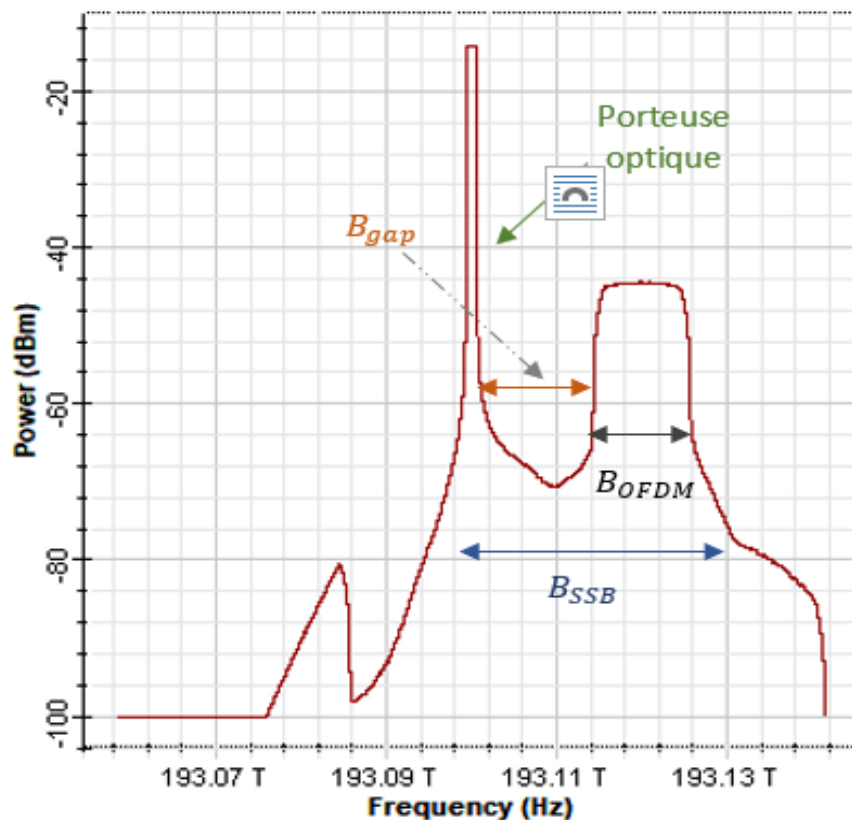


Figure 4. 12 Spectre du signal O-OFDM à la sortie du filtre optique de type SSB.

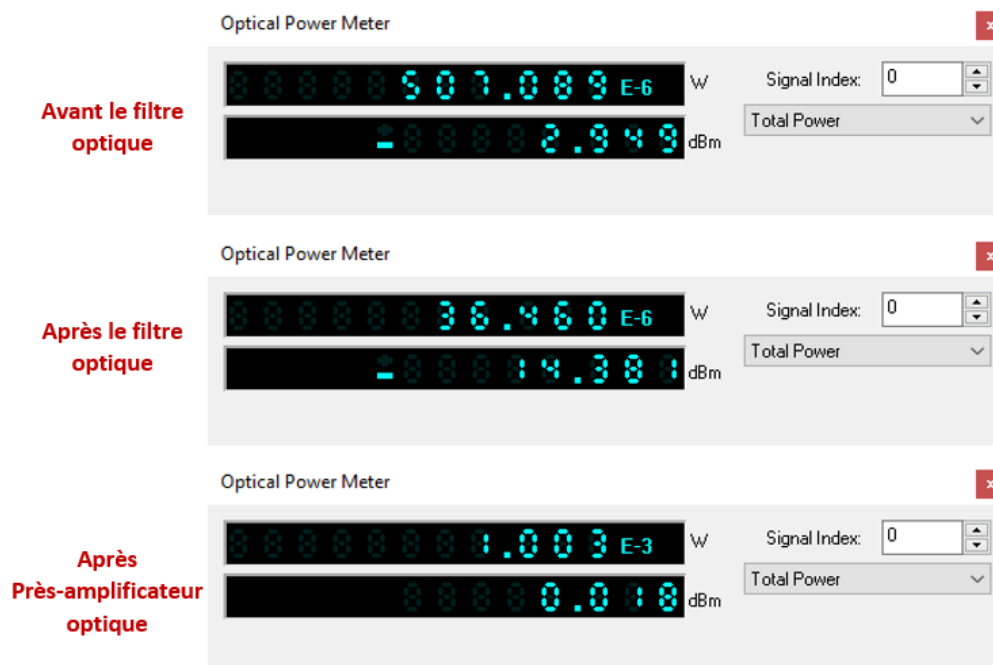


Figure 4. 13 Atténuation apportée par le filtre optique et la compensation de puissance fournie par le près-amplificateur optique.

4.3.2 Ligne de transmission optique

La liaison de transmission optique illustrée dans la figure 4.14 consiste en une fibre optique monomode SSMF d'une longueur de 80 km ayant une atténuation de 0,2 dB / km et une dispersion chromatique de 17 ps / (km.nm) autour de 1550 nm, un amplificateur

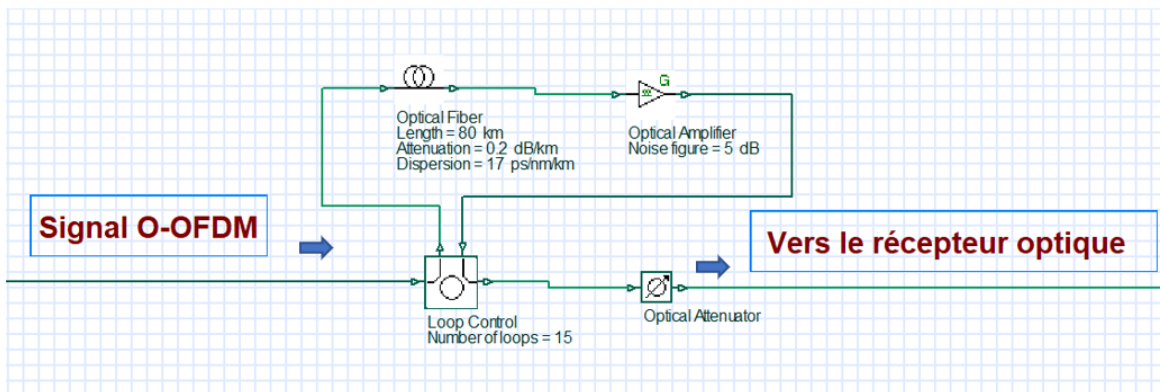


Figure 4. 14 Schéma de la ligne de transmission optique (15 × 80 km de SSMF).

optique EDFA est utilisé après chaque distance de 80 km fibre SSMF pour compenser la puissance du signal atténuée avec un gain de 16 dB . Cette liaison est répétée en 15 boucles pour obtenir une distance de 1200 km en utilisant un composant de contrôle de boucle (Loop Control).

La figure 4.15 représente la puissance atténuée par la fibre optique et la puissance après

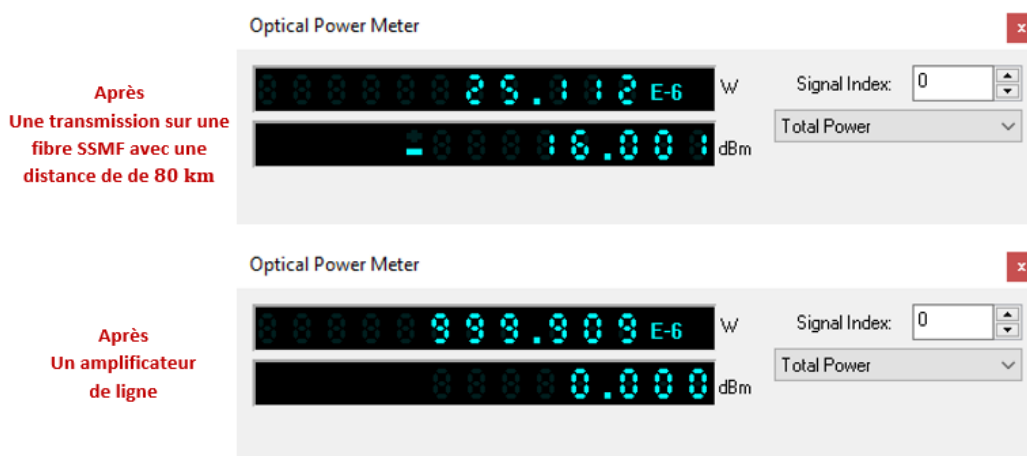


Figure 4. 15 Compensation de la puissance fournie par l'amplificateur optique.

l'amplificateur optique égale à la puissance du laser.

Dans ce système de simulation, certains paramètres moins importants de la fibre ne sont pas pris en compte, notamment le coefficient de dispersion du troisième ordre et la modulation de phase croisée, etc.

4.3.3 Coté réception

Le modèle de récepteur du système O-OFDM est composé de deux parties : optique et RF

a. Récepteur optique

Le signal optique envoyé du laser au récepteur via une liaison optique est détecté par un photodétecteur PIN (Positive Intrinsic Negative) dont son rôle est de convertir le signal optique reçu en un signal électrique (Figure 4.16). Lors de la conversion OE, une collection de bruit est introduite. Ces bruits incluent le bruit thermique, le bruit PIN et le bruit de grenaille. Le bruit thermique est réglé sur $1 \times 10^{-22} \text{W} / \text{Hz}$, la réactivité est de 1 A/W et le courant d'obscurité est de 10 nA [74].

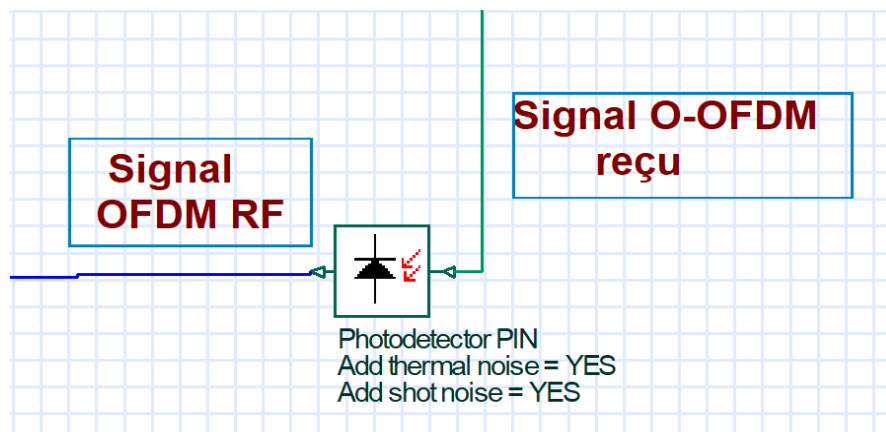


Figure 4. 16 Schéma du récepteur optique du système DDO-OFDM.

En raison de la détection directe, l'effet de l'interférence SSMI est apparu dans le spectre électrique du signal OFDM (Figure 4.17). Ceci est simplement éliminer par la bande de garde B_{gap} ajoutée entre la porteuse optique et le spectre du signal OFDM.

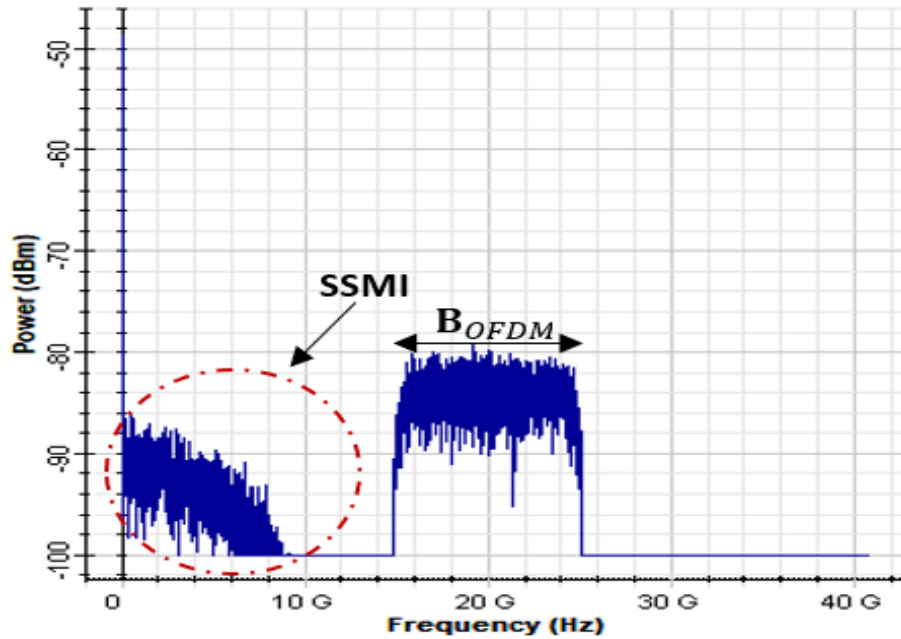


Figure 4. 17 Spectre du signal OFDM après le photodétecteur.

b. Récepteur RF

Une fois que le signal optique est converti en signal électrique, le signal est démodulé par le bloc démodulateur en quadrature (Quadrature Demodulator) pour récupérer le signal OFDM en bande de base puis par un démodulateur OFDM pour extraire les symboles (Figure 4.18).

La figure 4.19 illustre la constellation du signal reçu avant et après le FEQ avec un OSNR égal à 16dB sur une distance de 1200km de fibre SSMF. Avant l'égaliseur FEQ, les points de la constellation sont répartis sur tous les angles de phase en raison des distorsions d'amplitude et de phase (Figure 4.19.(a)). Après l'égalisation FEQ, ces distorsions sont corrigées et les symboles se trouvent proches de leurs positions des données (Figure 4.19 (b)).

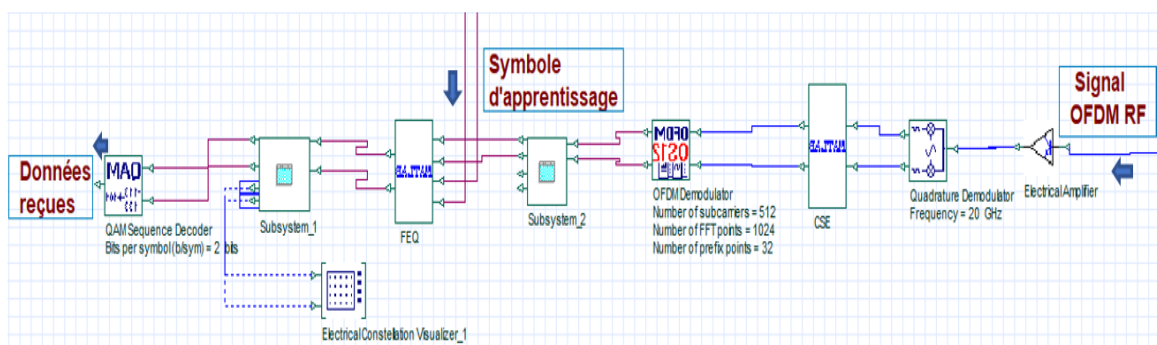


Figure 4. 18 Schéma du récepteur RF du système DDO-OFDM.

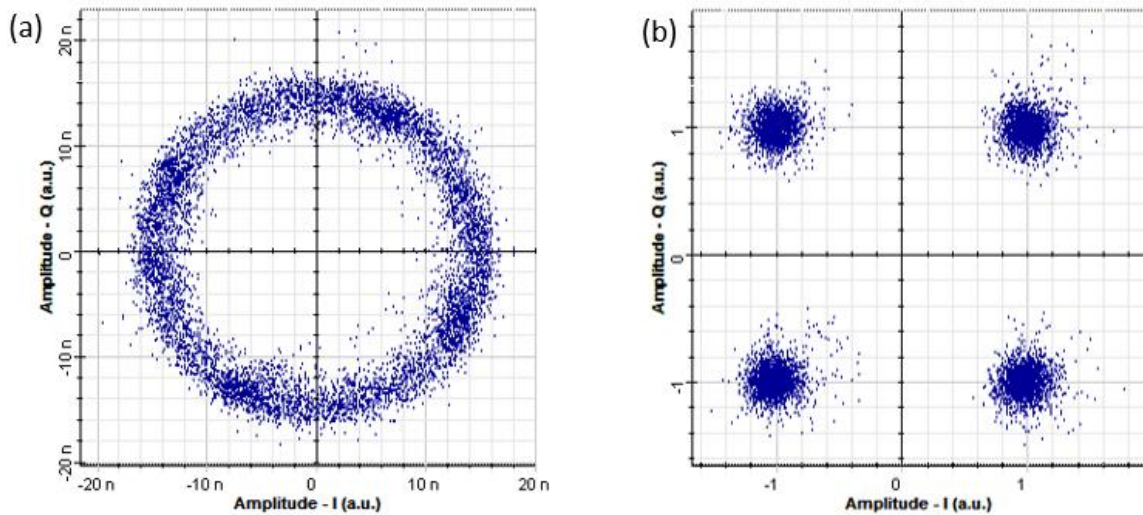


Figure 4. 19 Constellation du signal reçu à 1200 km : (a) avant le FEQ, (b) après le FEQ.

Enfin, ces symboles sont décodés par le décodeur de séquence QAM (QAM Sequence Decoder) pour obtenir les bits d'informations reçus.

4.4 Cosimulation avec MATLAB

Vu l'indisponibilité de certains blocks dans la bibliothèque de l'OptiSystem nécessaires pour simuler notre chaîne de transmission DDO-OFDM, une cosimulation avec le langage de programmation MATLAB est faite en utilisant un bloc appelé « MATLAB component » qui permet de créer des blocs (scriptes) que ce soit pour la partie optique ou électrique [75].

Le type de bloc à créer (optique ou électrique) dépend du format de signal généré par l'OptiSystem et sa structure, lancée dans l'espace de travail MATAB. Les propriétés du composant Matlab sont illustrées dans la figure 4.20.

Dans le principal onglet du composant MATLAB, nous mentionnons le chemin du fichier scripte (programme) de MATLAB et le domaine d'échantillonnage des composantes du signal temporel ou fréquentiel. De plus, il existe une option « load MATLAB » qui permet de charger et de fermer le fichier MATLAB une fois le calcul terminé ou bien le charger et le laisser ouvert pour afficher des graphiques et des résultats calculés à partir de MATLAB.

L'onglet entrées et sortie définit le nombre de ports d'entrées et de sorties ainsi le type de signal (optique, électrique, binaire ou M-aire) de chaque port.

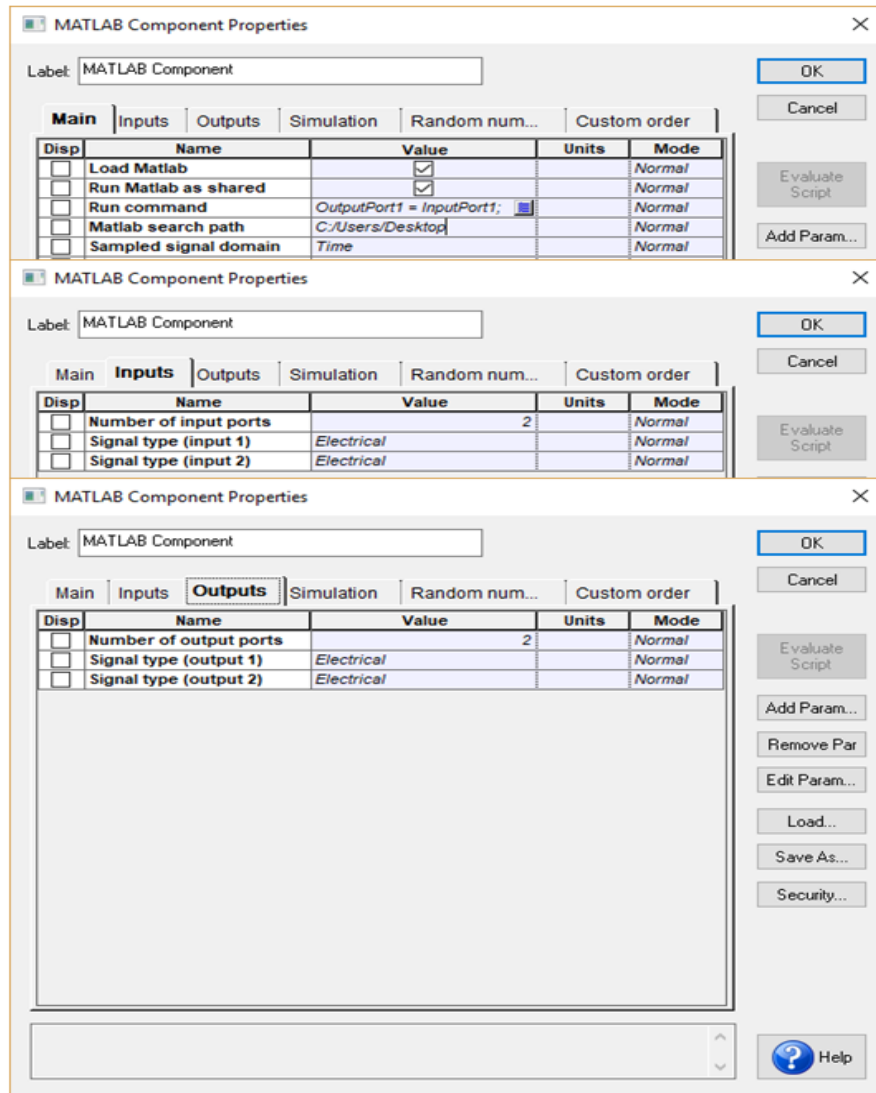


Figure 4. 20 Propriétés du “composant Matlab”

4.4.1 Calcul du BER sous MATLAB

Pour calculer le BER du système DDO-OFDM, nous effectuons une cosimulation Optisystem/Matlab par la création de deux entrées dans le bloc « MATLAB component », chacune pour les séquences des données transmises et reçues.

Comme le montre la figure 4.21, l’obtention des séquences de données se fait à partir des sorties des composants « PRBS Generator » et le démodulateur QAM « QAM Sequence Decoder » générant respectivement la séquence de donnée transmise et la séquence de données reçue.

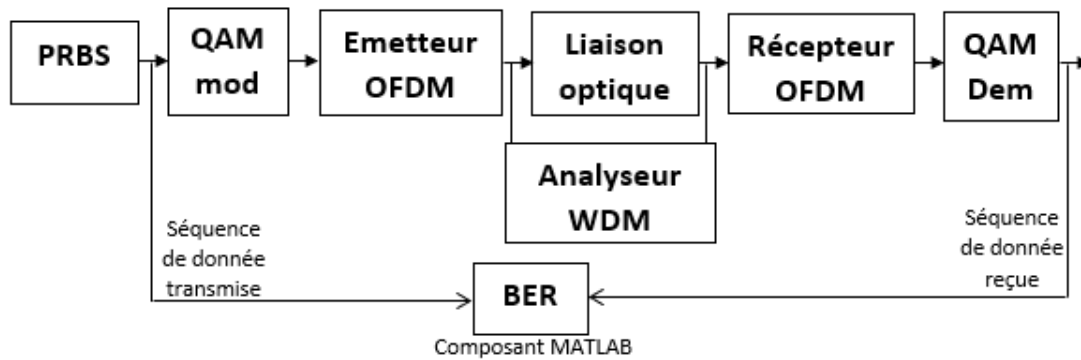


Figure 4. 21 Calcul du BER de bout en bout

Le BER de bout en bout du système DDO-OFDM est calculé sous MATLAB en comparant les données démodulées avec la séquence sans erreur initiale (voir Section 1.4.2).

La valeur du OSNR est alors calculée par le biais d'un bloc analyseur qui se trouve dans la bibliothèque OptiSystem appelé « WDM Analyser ».

Finalement, pour tracer la courbe du BER en fonction du OSNR, un autre programme MATLAB est ajouté pour appeler l'OptiSystem à exécuter le système DDO-OFDM et calculer en même temps le BER pour chaque valeur de l'OSNR.

4.4.2 Implémentation de l'égaliseur fréquentiel (FEQ)

L'égaliseur fréquentiel FEQ (FEQ : Frequency domain Equalizer) implémenté sous le logiciel OptiSystem dans le bloc « MATLAB component » utilise deux entrées et une seule sortie M-aires. Les entrées sont les symboles du signal sortant du bloc « OFDM demodulator » et les symboles d'apprentissages sortant du bloc « QAM modulator ». La sortie du bloc FEQ représente le signal d'information égalisé dans le domaine fréquentiel.

Une présentation du rôle du FEQ et la méthode utilisée pour calculer ses coefficients sous MATLAB est donnée comme suit :

Dans les systèmes de transmissions DDO-OFDM à longue distance, l'effet de retard de propagation provoqué par la dispersion chromatique conduit à un évanouissement sélectif en fréquence [5]. Cet évanouissement au niveau du récepteur se traduit par une rotation dans la constellation. Cette dernière peut être facilement annulée par l'utilisation d'un égaliseur à prise unique en domaine fréquentiel (FEQ) après la FFT où chaque sous-porteuse est multipliée par un coefficient du FEQ [16]. Le calcul de ces coefficients est donné par la réponse fréquentielle du canal inversée exprimée par [72]:

$$F(m) = \frac{1}{\hat{H}(m)}, \quad \text{pour } m = 1, \dots, N_{sc} \quad 4.9$$

Où $\hat{H}(m)$ et N_{sc} sont respectivement le canal fréquentiel estimé et le nombre de sous-porteuse.

A partir de l'Eq. 4.9, l'estimation du canal est nécessaire et peut être obtenue en transmettant N_{sc} symboles d'apprentissages au début de la séquence d'information équivalent à un symbole OFDM où nous pouvons écrire :

$$\hat{H}(m) = \frac{R(m)}{T(m)} + \frac{W(m)}{T(m)}, \quad \text{pour } m = 1, \dots, N_{sc} \quad 4.10$$

Avec $T(m)$, $R(m)$ et $W(m)$ sont respectivement les symboles d'apprentissages transmis, les symboles d'apprentissages reçus et le bruit dans le domaine fréquentiel.

4.4.3 Implémentation du CSE

Au niveau du récepteur DDO-OFDM et après la conversion OE, le CSE est implémenté sous l'OptiSystem juste après le bloc « Quadrature Modulator » en créant dans le bloc « MATLAB component » une seule entrée pour le signal reçu et une seule sortie pour le signal égalisé dans le domaine temporel.

4.5 Conception du CSE proposée

Cette section présente une définition de la fonction de coût de l'algorithme proposé, appelé minimisation de la fonction de corrélation somme-carré (SSCM : Sum-Squared Correlation Minimization) [72], Suivie d'une description de la méthode utilisée pour mettre à jour les coefficients de l'algorithme.

4.5.1 Algorithme proposé

Dans le système MCM, les données produites, après l'application de la IFFT à N points, ne sont pas corrélées (c'est-à-dire orthogonaux), ce qui rend chaque échantillon $x(n)$ orthogonal à l'échantillon adjacent $x(n-1)$. Pour cela, la corrélation entre ces échantillons est égale à zéro, ce qui peut être identifié par :

$$R(l) = E[x(n)x(n-l)] = 0 \quad 4.11$$

Comme expliqué précédemment, le CP est utilisé pour atténuer les effets d'IES et d'IEP impliqués par le canal dispersif. Au niveau du récepteur, dans le cas d'une longueur de CP

plus courte que l'étalement du retard de canal, l'orthogonalité entre chaque sous-porteuse est perdue (c'est-à-dire, $\mathbf{R}(l) = E[r(n)r(n-l)] \neq 0$). Pour restaurer cette orthogonalité, notre conception du CSE est basée sur la minimisation de la fonction de corrélation entre chaque échantillon situé dans une fenêtre de longueur égale à la longueur d'étalement de retard.

En supposant que d est la longueur de l'étalement du retard, la fonction de coût de notre algorithme SSCM est donnée par [72]:

$$J_{SSCM} = \sum_{l=1}^d |E[y(n)y(n-l)]|^2 \quad n \in \{1, 2, \dots, d\} \quad 4.12$$

La solution d'optimisation du CSE est défini par :

$$\mathbf{u}_{\text{opt}} = \arg \min_{\|\mathbf{u}\|_2=1} J_{SSCM} \quad 4.13$$

Pour éviter la solution triviale, une contrainte de norme unitaire sur le CSE ($\|\mathbf{u}\|_2^2 = 1$) est appliquée. La méthode du gradient stochastique descendant est utilisée afin de minimiser la fonction de coût de l'algorithme SSCM, donnée par :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{SSCM} = \sum_{l=1}^d \nabla_{\mathbf{u}} \{|E[y(n)y(n-l)]|^2\} \quad 4.14$$

où $\nabla_{\mathbf{u}} J_{SSCM}$ est le gradient de la fonction de coût SSCM par rapport à \mathbf{u} .

4.5.2 Algorithme adaptatif

L'équation de mise à jour des coefficients pour l'algorithme SSCM, qui utilise le gradient stochastique descendant, est donnée par :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \sum_{l=1}^d \nabla_{\mathbf{u}} \{|E[y(n)y(n-l)]|^2\} \quad 4.15$$

$$= \mathbf{u}_k - \mu \sum_{l=1}^d \{E[y(n)y(n-l)]\} \times \{E[y(n)\mathbf{r}_{n-l} + y(n-l)\mathbf{r}_n]\} \quad 4.16$$

où $k = 0, \dots, L_u-1$, $n = 1, 2, \dots, d$ et μ est la taille du pas d'adaptation.

L'estimation de MA et de AR sont les méthodes les plus utilisées pour estimer l'opérateur de l'espérance.

Dans notre algorithme, l'attente est implémentée par la méthode d'estimation à faible complexité (LC) (voir l'Equ. 3.22) avec une complexité de $5L_u(d-1)$ multiplications/additions (OMA) pour chaque mise à jour. Finalement, la mise à jour des coefficients de notre CSE en utilisant l'algorithme adaptatif aveugle proposé est déterminée par l'équation suivante:

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \sum_{l=1}^d [y(n)y(n-l)] \times [y(n)\mathbf{r}_{n-l} + y(n-l)\mathbf{r}_n] \quad 4.17$$

4.5.3 Complexités des algorithmes

La comparaison en termes de complexités de calculs des différents algorithmes CSE adaptatives aveugles est basée sur le calcul du nombre d'opérations arithmétiques effectuées (OMA) au cours d'une seule itération de la mise à jour des coefficients de chaque CSE. En effet, cette complexité de calcul dépend des méthodes d'implémentations utilisées pour estimer l'opérateur d'espérance de chaque algorithme.

D'après [64], l'algorithme SAM utilise la méthode d'estimation de l'espérance (MA). Dans ce cas, les coefficients du CSE sont estimés pour chaque bloc de S échantillons d'où il nécessite S fois d'opérations (OMA) supplémentaires avec une complexité égale à $4SL_u(L_c - \nu)$. Cependant, pour avoir une faible complexité, la méthode d'estimation AR peut être utilisée à la place de la méthode MA pour mettre à jour les coefficients de l'algorithme SAM avec une complexité de calcul égale à $4L_u(L_c - \nu)$. Donc, la complexité de la méthode AR est réduite de S fois par rapport à la méthode MA. Cependant, cette mise à jour dépend de l'estimation précédente, tandis que l'estimation de l'autocorrélation est estimée sur la base de la méthode simplifiée MA (ou méthode d'estimation LC) utilisant les valeurs instantanées.

En utilisant la méthode d'estimation LC, l'algorithme MERO [11] a une complexité de calcul égale à $8L_u$ plus faible par rapport à celle de SAM.

La méthode d'estimation choisie pour calculer l'espérance de l'algorithme proposé SSCM [72] repose sur la version simplifiée de MA (Eq. 3.3) et en supposant que la sortie de l'IFFT est un processus stationnaire dû au processus Gaussien WSS selon le théorème de la limite centrale. Notons que, la complexité de calcul de l'algorithme SSCM, égale à $5L_u(d - 1)$ (OMA) pour chaque mise à jour, est faible par rapport à l'algorithme SAM mais proche à celle de MERO.

4.6 Analyse des résultats de simulations

Nous considérons une co-simulation de la chaîne de transmission DDO-OFDM en présence d'un CSE et d'un FEQ avec un débit d'information de 20,48 Gb/s et un spectre optique de type DSB. Les données binaires pseudo-aléatoires (PRBS) de longueur $2^{15} - 1$ bits sont mappées avec le bloc QAM-4 en 512 sous-porteuses de données de 1024 points d'IFFT. La durée du symbole OFDM est $T_{OFDM} = 50 \text{ ns}$. Le signal électrique est modulé par un modulateur optique MZM avec un taux d'extinction de 20 dB et une source laser d'une largeur de raie de 100 kHz. En supposant que l'effet de non-linéarité est négligeable ou a été compensé, la fibre SSMF est modélisée par un canal linéaire. La ligne de transmission comprend 15 plages de fibre SSMF (ITU-G652) chacune d'une longueur de 80 km (ITU-

G652). Après chaque plage, un amplificateur optique EDFA d'un gain de 16 dB et d'un facteur de bruit de 5 dB est inséré.

Le bruit total de la photodiode est influencé par l'addition du bruit de grenaille et de bruit thermique. Ces deux facteurs de bruit sont des processus aléatoires indépendants avec des statistiques approximativement Gaussiennes.

Les propriétés de la fibre optique SSMF (ITU-G652) sont :

- Une longueur d'onde de fonctionnement de 1550 nm.
- Un coefficient d'atténuation de 0,2 dB / km.
- Un coefficient de dispersion de 17 ps/(km. nm) et
- Une longueur totale de fibre de 15 × 80 km égale à 1200 km.

La figure 4.22 illustre la réponse impulsionnelle du canal original (CIR) et du canal effectif (c. à d. le canal raccourci) lors de l'utilisation du SSCM-CSE. Nous pouvons observer que l'algorithme SSCM raccourci le canal dans une fenêtre égale seulement à 14 prises très

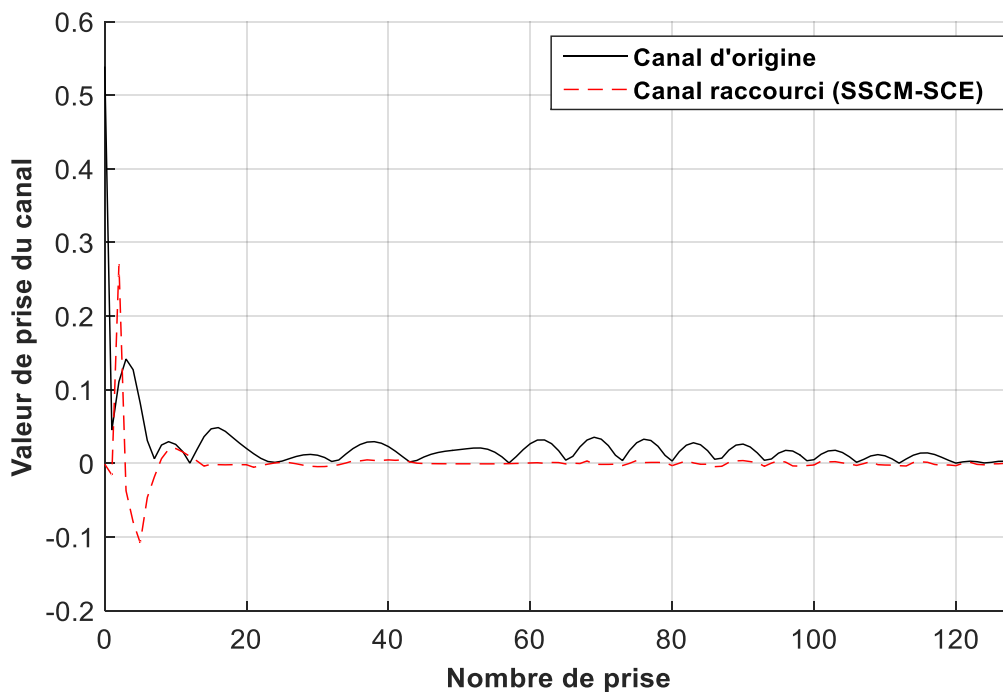


Figure 4. 22 CIR original et raccourci.

inférieure que le délai de propagation de la CIR qui est de 128 prises.

La figure 4.23 illustre la comparaison des performances en BER du système DDO-OFDM pour différentes méthodes du CSE à savoir : sans CSE, avec le SSCM-CSE, le SAM-CSE et

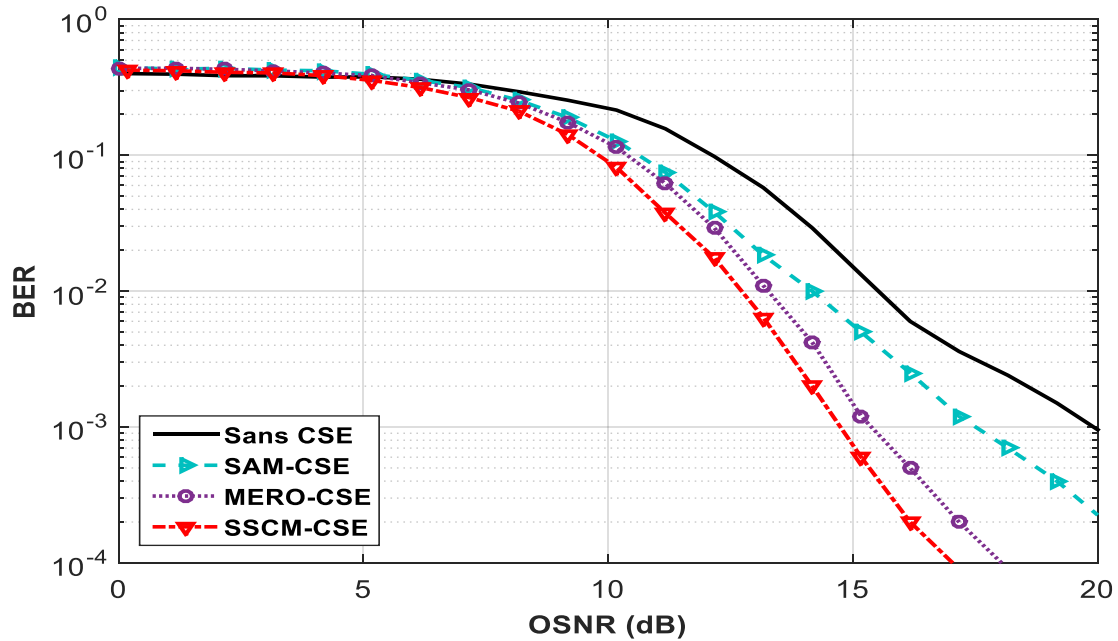


Figure 4.23 BER dans un système DDO-OFDM sans et avec les différents CSE, CP=T/256.

le MERO-CSE pour une longueur de CP très courte. Nous constatons que pour un OSNR < 10 dB où la puissance du bruit est très supérieure à celle des IES, les valeurs élevées du BER des différents CSE sont très proches, tandis que pour un OSNR > 10 dB, les BERs diminues avec une nette amélioration de la méthode proposée SSCM-CSE par rapport aux autres (SAM et MERO). En prenant un BER égale à 10^{-3} comme référence, le SSCM-CSE a un gain de 2,77 dB et de 0,64 dB par rapport à SAM-CSE et MERO-CSE, respectivement. Cette amélioration est due à son efficacité dans la restauration de l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

La figure 4.24 montre la comparaison en BER de la méthode proposée SSCM-CSE par rapport le cas sans CSE pour différentes tailles du CP. Le résultat obtenu indique que, plus la longueur du CP diminue plus le BER augmente pour les deux cas de figure (avec et sans CSE). Cependant, le BER du système avec CSE proposé pour un CP court (CP=T/256) est inférieur par rapport au BER du système sans CSE avec un CP long (CP=T/32), ce qui montre que le système sans CSE même avec un CP long souffre des effets ISI et ICI.

La figure 4.25 illustre la pénalité de puissance par rapport à la durée du CP pour les trois algorithmes. Notons que la pénalité de puissance représente la quantité d'énergie à fournir si un des différents CSE n'est pas utilisé. En prenant, par exemple, un BER = 10^{-3} et un CP = T/256, les pénalités de puissance maximales à payer sont de 2,4 dB, 4,53 dB et 5,17 dB si respectivement le MERO-CSE, SAM-CSE ou SSCM-CSE ne sont pas utilisés.

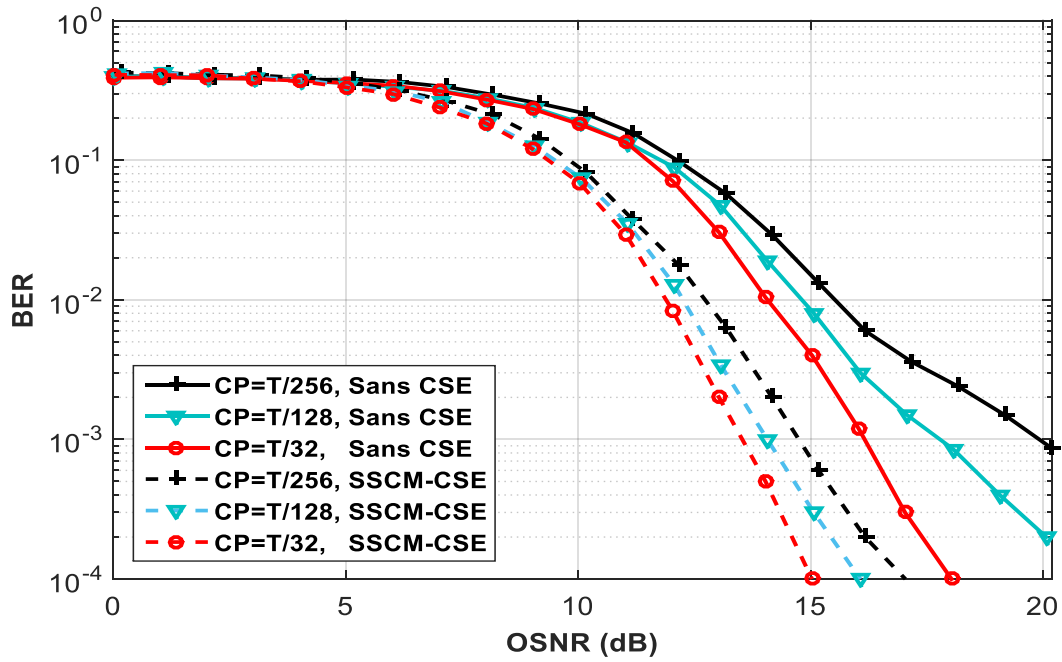


Figure 4. 24 Performance d'un système DDO-OFDM avec le SSCM-CSE à 1200 km et pour différentes longueurs de CP.

Selon la figure 4.25, dans la région où le CP est beaucoup plus court, les performances du système diminuent en raison de l'effet dominant de l'IES et de l'IEP. Dans la même région, l'efficacité en termes de pénalité du CSE proposé est meilleure que celle des autres méthodes.

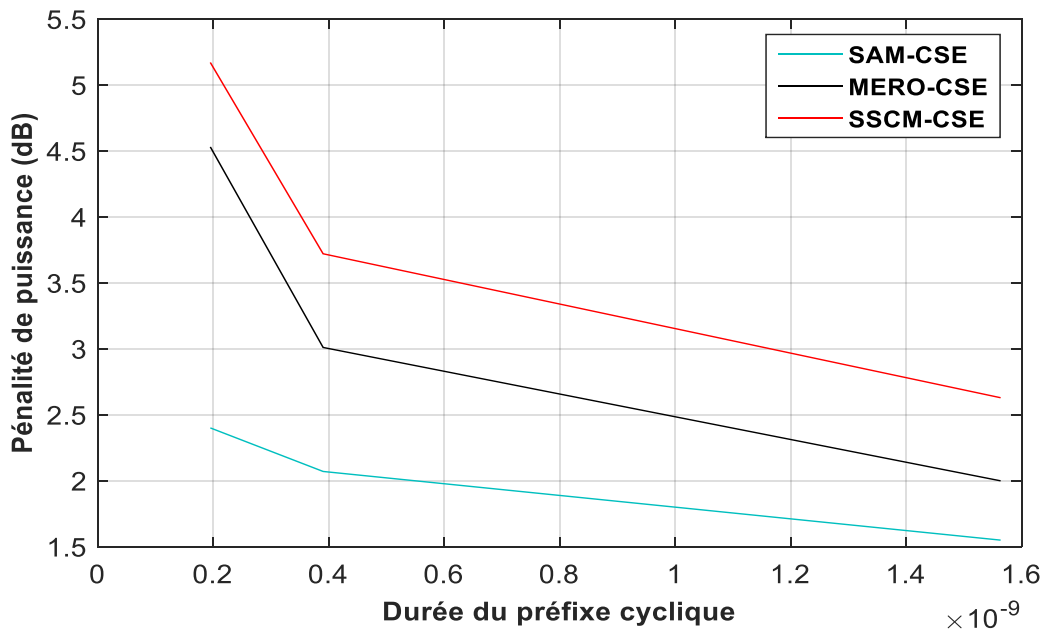


Figure 4. 25 Pénalité de puissance par rapport à la durée du CP avec un BER = 10^{-3} comme référence.

Dans la région restante où le CP est suffisamment long, les effets ISI et ICI sont négligeables, ce qui se traduit par la diminution progressive du gradient, mais cela conduit à un gaspillage d'énergie sur les échantillons de CP.

4.7 Conclusion

Un nouvel algorithme CSE adaptatif aveugle, appelé algorithme de minimisation de la somme-carrée de la corrélation (SSCM-CSE), pour les systèmes DDO-OFDM à longue portée de SSMF a été proposé. Cet algorithme a été vérifié et comparé aux algorithmes SAM et MERO existants. Les résultats de la simulation en termes de BER en fonction du OSNR montrent que notre algorithme, pour une longueur courte du CP égale à $T/256$, améliore les performances du système de 5.17dB, de 2.77dB et de 0.64dB par rapport respectivement aux systèmes sans-CSE, SAM-CSE et MERO-CSE. Il en résulte que l'algorithme SSCM peut réduire la longueur de CP jusqu'à 0,39% du symbole OFDM et annuler les IES et les IEP résiduels avec une amélioration du système bien supérieure aux algorithmes existants.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux menés dans cette thèse ont eu comme principal objectif, d'une part l'étude de la technique O-OFDM pour les communications haut débit à longue distance de fibre SSMF, et d'autre part de proposer des égaliseurs adaptatifs aveugles de raccourcissement de canal performants et moins complexes dans le but de réduire la taille du CP dans les systèmes de communication DDO-OFDM à longue distance. Ces travaux ont été réalisés au sein du Laboratoire de Télécommunications et Traitement Numérique du Signal (LTTNS) à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes.

Afin de préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, nous avons commencé par une étude des composantes principales d'un système de transmission à fibre optique à savoir : les modulateurs optiques, la fibre optique, les amplificateurs optiques et les photodétecteurs. De plus, une description sur les effets linéaires de la fibre optique limitant à la fois les distances de propagation et les débits de transmission a été présentée. Ces derniers nous ont permis de définir la problématique de notre sujet.

Par ailleurs, une description de la technique de transmission OFDM en optique a été faite vu son avantage apporté pour résoudre les problèmes de transmission d'IES présentés par la fibre optique, suivie d'une présentation détaillée des deux techniques de détection principales de la modulation O-OFDM (DDO-OFDM et CO-OFDM). Notre choix a été porté sur les avantages du DDO-OFDM.

La condition sur le CP et sa relation avec l'augmentation du débit et la longueur de la fibre nous a permis de définir les hypothèses de notre conception. Ainsi, l'étude d'exploration des méthodes de raccourcissement CSE existantes nous a ramené à sélectionner la meilleure méthode de MERO à partir de laquelle nous avons apporté des améliorations.

Rappelons que deux conceptions de fonctions de coût ont été proposées. La première est la fonction de coût modifiée moins complexe de l'algorithme adaptatif aveugle MERO, nommée LMERO. La deuxième est une nouvelle conception de la fonction de coût basée sur la minimisation de la somme-carrée de la fonction de corrélation (SSCM).

Une simulation a été faite sous les logiciels OptiSystem 9.0 et MATLAB pour l'évaluation des performances du système DDO-OFDM pour une distance de 1200 km de SSMF en utilisant les CSE proposés. Les résultats obtenus, en termes de BER en fonction du OSNR, de constellation et de la pénalité de puissance.

Les résultats de simulation obtenus, en termes de BER en fonction du OSNR, ont permis de confirmer l'efficacité des deux contributions à la réduction de la taille du CP jusqu'à

0.39 % du symbole OFDM. Une réduction de la complexité de LMERO-CSE de 25% par rapport à celle de MERO a été réalisée en utilisant la méthode d'estimation LC. Par ailleurs, une autre réduction de 50% sur la conception du CSE a été proposée en exploitant la propriété symétrique.

De plus, une amélioration des performances du système DDO-OFDM de 5.17dB, de 2.77dB et de 0.64 dB par rapport à la non utilisation de CSE, à SAM-CSE et à MERO-CSE, respectivement en utilisant le SSCM-CSE a été démontrée.

Les aboutissements de cette thèse ouvrent la voie à d'autres études sur les avantages des solutions du raccourcissement du canal pour les communications O-OFDM. Parmi les nombreux axes de recherche possibles, nous suggérons pour les travaux avenir :

- Utiliser d'autre CSE dans le système DDO-OFDM à longue distance avec deux polarisations dans le but d'augmenter le débit d'information.
- Etude des méthodes du raccourcissement du canal pour les systèmes DDO-OFDM avec un nombre d'état de modulation et de sous-porteuses élevé afin d'obtenir une meilleure efficacité spectrale.

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

- **A. Benieddi** and S. A. Elahmar, "**Efficient blind adaptive CSE to reduce cyclic prefix length in direct detection optical OFDM systems,**" *Journal of Optical Communications*, January 2019.
- **A. Benieddi** and S. A. Elahmar, "**Blind Adaptive Low-Complexity Time-domain Equalizer for 20,48 Gb/s Direct-Detection Optical OFDM Systems Over Long-Reach SSMF,**" *IEEE Journal of Lightwave Technology*, in Revision.
- **Benieddi** and S. A. Elahmar, "**Performance comparative of RLS-TEQ and LMS-TEQ for Direct Detection Optical OFDM systems over 1200 km SMF,**" Opal 2018 International Conference (Oran) , pp. 115-117, 5-7 May 2018.
- **A. BENIEDDI** and S. A. Elahmar, "**Low complexity channel estimation in frequency domain long reach DDO-OFDM systems,**" première journées doctorales de génie électrique. Sidi Bel Abbes 4 et 5 Décembre 2017.
- **A. BENIEDDI** and S. A. Elahmar, "**Comparaison of SAM-CSE and MERO-CSE to reduce cyclic prefix length in direct detection optical OFDM system,**" deuxième journée doctorales de génie électrique. Sidi Bel Abbes 4 et 5 Décembre 2018.

Annexe A : Dispersion Chromatique

La définition de la dispersion chromatique provient en développant la constante de propagation $\beta(\omega)$ autour de la fréquence de fonctionnement optique ω_0 ($\omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$) en utilisant la série de Taylor comme suit [34]:

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} n(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 \quad \text{A. 1}$$

Où β_0 est la constante de propagation de la fibre évaluée à la fréquence de fonctionnement optique, $n(\omega)$ est l'indice de réfraction de la fibre en fonction de la longueur d'onde de transmission, ω la fréquence angulaire et c la vitesse de la lumière.

D'après l'Eq. A.1, le terme β_0 intervient dans la vitesse de phase v_p de la porteuse optique, qui est définie par :

$$v_p = \frac{\omega_0}{\beta_0} = \frac{c}{n(\omega_0)} \quad \text{A. 2}$$

Le terme β_1 détermine le retard de groupe qui concerne à la vitesse de groupe v_g du signal et la constante de propagation :

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \left(\frac{d\beta}{d\lambda}\right)^{-1} \quad \text{A. 3}$$

Le terme β_2 est la dérivée de la vitesse de groupe par rapport à la fréquence optique et il est communément appelé dispersion de vitesse de groupe (GVD) et le terme β_3 relatif aux composantes d'ordre 3 de la dispersion de vitesse de groupe [19].

En pratique, pour représenter la dispersion chromatique d'une fibre optique SSMF, un facteur de dispersion D (ps/(nm · km)) est étroitement lié au facteur de variation de GVD et est donné par [43]:

$$D = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad \text{A. 4}$$

Annexe B : Modulateur MZM

B.1 Introduction

Le modulateur MZM peut être classifié en trois types, un MZM modulé sur un seul bras (SD-MZM), un MZM modulé sur deux bras (DD-MZM) et un autre type qui est la combinaison de deux modulateur MZM appelé IQ-MZM.

La figure B.1 représente le schéma d'un modulateur optique MZM. La fonction de transfert d'un MZM est donnée par [34] :

$$\frac{E_s(t)}{E_e(t)} = \frac{1}{2} [e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}] = \frac{1}{2} \left[e^{j\frac{\pi}{V_\pi}x_1(t)} + e^{j\frac{\pi}{V_\pi}x_2(t)} \right] \quad \text{B. 1}$$

- $E_e(t)$ représente la porteuse d'onde optique.
- $E_s(t)$ représente le champ optique transmis.
- $\varphi_1(t)$ et $\varphi_2(t)$ représentent les changement de phase dans les deux bras supérieur et inférieur du MZM.
- $x_1(t)$ et $x_2(t)$ représentent les signaux électriques appliqués respectivement au première bras et au deuxième bras.
- V_π représente la tension de commande différentielle nécessaire pour crée un déphasage de π sur la porteuse d'onde optique.

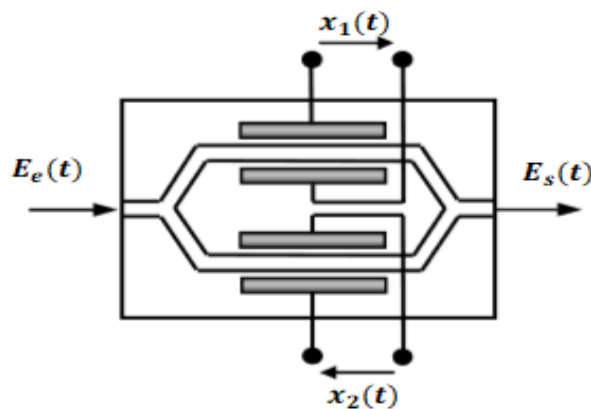


Figure B. 1 Modulateur de Mach-Zehnder [34].

B.2 SD-MZM

Le modulateur SD-MZM ne possède qu'une seule tension de commande appliquée à l'un des bras du MZM, alors qu'il n'y a pas de tension de commande sur le deuxième bras. A partir de l'expression de Eq. B.1, le champ optique à la sortie du SD-MZM est devient comme [25] :

$$E_s(t) = \frac{E_e(t)}{2} \left[1 + e^{j\frac{\pi}{V_\pi} x(t)} \right] = E_e(t) \cos\left(j\frac{\pi}{V_\pi} x(t)\right) e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} x(t)} \quad \text{B. 2}$$

Le terme de phase de Eq. B.2 indique l'existence de la modulation de phase de la porteuse optique, c'est-à-dire l'effet de piaillement. Mais en pratique, une petite quantité de piaillement pourrait être utile pour la transmission.

B.3 DD-MZM

Le modulateur DD-MZM possède un arrangement pousser-tirer (push-pull) pour des tensions de commande doubles, c'est-à-dire que $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont inverses ($x_2(t) = -x_1(t)$) et, par conséquent, élimine complètement l'effet de piaillement de la modulation de la porteuse d'onde lumineuse. Le champ optique transmis $E_s(t)$ dans Eq. B.1 peut être réécrit comme [25]:

$$E_s(t) = \frac{E_e(t)}{2} \left[e^{j\frac{\pi}{V_\pi} x_1(t)} + e^{j\frac{\pi}{V_\pi} x_2(t)} \right] = \frac{E_e(t)}{2} \left(\cos\left(j\frac{\pi}{V_\pi} x(t)\right) \right) \quad \text{B. 3}$$

Dans l'Eq. B.3, le terme de phase n'existe plus, ce qui indique que l'effet de piaillement est totalement éliminé.

Le spectre résultant de ces deux types de modulateurs SD-MZM et DD-MZM appelé spectre à double bande latérale (DSB). Pour une transmission d'un signal avec un spectre SSB, un filtre optique est nécessaire placé après le modulateur optique pour supprimer la bande latérale inférieur ou supérieur.

Une autre option de modulation d'un signal électrique sur une porteuse optique qui peut donner directement à la sortie un spectre SSB en absence d'un filtre optique en utilisant un modulateur optique I/Q MZM.

B.4 I/Q MZM

Le I/Q MZM peut être composé d'un modulateur de phase (PM : Phase Modulator) et de deux MZM (Figure B.2). Cependant, la lumière incidente est divisée de manière égale en

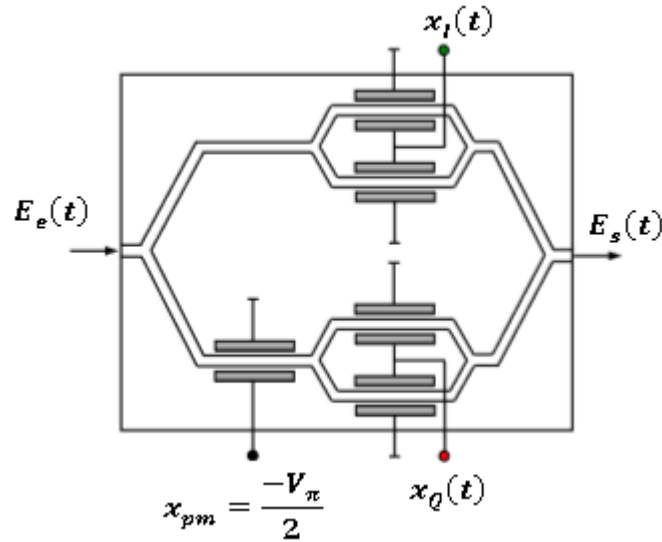


Figure B. 2 Modulateur I/Q MZM [34].

deux bras, le bras en phase (I) et le bras en quadrature (Q). Dans les deux chemins, une modulation d'amplitude de champ est effectuée en utilisant les MZM en mode push-pull au point de transmission minimum. De plus, un déphasage relatif de $\pi / 2$ est ajusté dans un bras, par le biais d'un PM supplémentaire. De cette façon, la sortie du I/Q MZM ne produit d'une seule bande optique [34]. Le rapport entre le champ optique de sortie et de l'entrée du modulateur I/Q MZM est donné comme suit [17]:

$$\frac{E_s(t)}{E_e(t)} = \frac{1}{2} \left[\cos \left(\frac{1}{2} \frac{\pi x_I(t)}{V_\pi} \right) + j \cos \left(\frac{1}{2} \frac{\pi x_Q(t)}{V_\pi} \right) \right] \quad \text{B. 4}$$

Où $x_I(t)$ et $x_Q(t)$ sont respectivement des signaux électriques en phase et en quadrature.

Le principal inconvénient de ce type de modulation est que le I/Q MZM possède trois tensions de polarisation qui devient être ajustées avec précision.

B.4 Pourquoi la SSB et la DSB ?

La modulation OFDM à DSB ne sera envisagée que pour les applications à faible coût où la dispersion chromatique n'est pas présente, ou du moins n'est pas un facteur limitant, comme dans les communications en espace libre ou les réseaux d'accès. Les inconvénients du spectre à double bande latérale DSB sont les suivants [76]:

- Pour la détection directe et cohérente, il réduit l'efficacité spectrale pouvant être obtenue.
- Pour les modulations complexes, les informations véhiculées par la phase sont perdues.

- Spécifiquement pour la détection directe, la bande latérale dupliquée provoque un évanouissement en présence de dispersion chromatique.

Alors, il sera nécessaire de supprimer la bande latérale dupliquée à l'aide d'un filtre optique pour faciliter la détection et régler le déphasage dû à la dispersion par une simple égalisation dans le domaine électrique au niveau du récepteur.

Annexe C : Développement Mathématique de différentes fonctions de coût

Le gradient d'une fonction est défini comme suit :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} \quad \text{C. 1}$$

Avec dans ce cas $\mathbf{u} = [u(0) u(1) \cdots u(L_{\mathbf{u}})]^T$

D'après la figure 3.3, la sortie de CSE aura pour expression en négligeant l'effet de bruit :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L_{\mathbf{u}}} u(i)r(n-i) = \mathbf{u}^T \mathbf{r}_n \quad \text{C. 2}$$

Où \mathbf{u} , $\mathbf{r}(n)$ sont respectivement le vecteur des coefficients de CSE et le vecteur d'entrée du CSE.

On pourra déduire les différentes fonctions de coût des algorithmes :

C.1 Algorithme SAM

- Considérons la fonction d'autocorrélation de la séquence $\mathbf{y}(n)$:

$$\mathbf{R}_{yy}(l) = E[y(n)y(n-l)] \quad \text{C. 3}$$

$$= E[(\mathbf{c}^T \mathbf{x}_n + \mathbf{u}^T \mathbf{w}_n)(\mathbf{x}_{n-l}^T \mathbf{c} + \mathbf{w}_{n-l}^T \mathbf{u})] \quad \text{C. 4}$$

Où $\mathbf{x}_n = [x(n) x(n-1) \cdots x(n-L_h-L_u)]^T$, et $\mathbf{w}_n = [w(n) w(n-1) \cdots w(n-L_h-L_u)]^T$, pour simplifier :

$$E[\mathbf{w}_n \mathbf{w}_{n-l}^T] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ww}(l) & \cdots & \mathbf{R}_{ww}(l-L_u) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{ww}(l-L_u) & \cdots & \mathbf{R}_{ww}(l) \end{bmatrix} \quad \text{C. 5}$$

Où $\mathbf{R}_{ww}(l) = E[w(n)w(n-l)]$. Comme $w(n)$ est i.i.d., cette matrice sera une matrice de Toeplitz, avec une seule diagonale non-nulle. Cela devient une matrice de décalage, son effet sur un vecteur est de décaler ses éléments en haut ou en bas (dépendant de la valeur l).

Le fait que le signal et le bruit soit décorrélé on aura :

$$E[\mathbf{x}_n \mathbf{w}_{n-l}^T] = 0 \quad \text{C. 6}$$

$$E[\mathbf{w}_n \mathbf{x}_{n-l}^T] = 0 \quad \text{C. 7}$$

Finalement $E[\mathbf{x}_n \mathbf{x}_{n-l}^T]$ devient une autre matrice de décalage comme le précédent toujours fourni lorsque la condition ($2L_c < N_{FFT}$) est vérifiée. Si une fois cette relation, n'est pas vérifiée, alors la matrice est toujours une matrice de Toeplitz mais avec une autre

diagonale non nulle, correspondants à la corrélation entre les échantillons du symbole finale transmis et ceux de son correspondant dans le CP.

$$\mathbf{R}_{yy}(\mathbf{l}) = \sum_{k=0}^{L_c} c(k)c(k-l) + \sigma_w^2 \sum_{k=0}^{L_c} w(k)w(k-l) \quad \text{C. 8}$$

$$= \mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l}) + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww}(\mathbf{l}) \quad \text{C. 9}$$

Avec la variance du signal toujours tenue comme unité.

Sous les conditions d'absence de bruit on peut écrire, $\mathbf{R}_{yy}(\mathbf{l}) = \mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l})$, et la fonction de coût serait :

$$J_{SAM} = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l})|^2 = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{yy}(\mathbf{l})|^2 \quad \text{C. 10}$$

En présence de bruit cette écriture est vraie seulement par approximations. Ceci revient à approximer la fonction de coût par :

$$\hat{J}_{SAM} = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{yy}(\mathbf{l})|^2 \quad \text{C. 11}$$

$$= \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l}) + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww}(\mathbf{l})|^2 \quad \text{C. 12}$$

$$= \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l})|^2 + 2\sigma_w^2 \sum_{l=\nu+1}^{L_c} \mathbf{R}_{cc}(\mathbf{l}) + \mathbf{R}_{ww}(\mathbf{l}) + \sigma_w^4 \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{ww}(\mathbf{l})|^2 \quad \text{C. 13}$$

Dans plusieurs cas d'égaliseurs la longueur $L_u + 1$ est comparable ou plus petite que la longueur ν du CP. Dans de telles situations, les deux termes de bruit s'annulent, grâce aux sommations nulles. Et même si L_u est plus grande que le CP, pour des valeurs typiques du SNR, σ_w^4 sera très faible (comparée à la variance unité de la séquence source) ; alors on peut négliger le dernier terme. De plus la somme dans le deuxième terme sera positive et négative pour s'ajouter souvent à une petite valeur, sans oublier le fait qu'il est multiplié aussi par une faible variance de bruit. On justifie alors la suppression de la deuxième sommation.

$$J_{SAM} \cong \hat{J}_{SAM} = \sum_{l=\nu+1}^{L_c} |\mathbf{R}_{yy}(\mathbf{l})|^2 \quad \text{C. 14}$$

- Soit l'algorithme de SAM (l'Eq. 3.8) :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \nabla_{\mathbf{u}} \left[\sum_{l=\nu+1}^{L_c} (E[y(n)y(n-l)])^2 \right] \quad \text{C. 15}$$

Appliquons le gradient :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{SAM} = \nabla_{\mathbf{u}} \left[\sum_{l=\nu+1}^{L_c} (E[y(n)y(n-l)])^2 \right] \quad \text{C. 16}$$

$$= \left[\sum_{l=\nu+1}^{L_c} \nabla_{\mathbf{u}} (E[y(n)y(n-l)])^2 \right]$$

$$= 2 \cdot \sum_{l=\nu+1}^{L_c} E[y(n)y(n-l)] \cdot \nabla_{\mathbf{u}} E[y(n)y(n-l)]$$

$$= 2 \cdot \sum_{l=\nu+1}^{L_c} E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n)\mathbf{r}_{n-l}y(n-l)\mathbf{r}_n] \quad \text{C. 17}$$

L'algorithme s'écrit finalement :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - 2\mu \left[\sum_{l=\nu+1}^{L_c} E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n)\mathbf{r}_{n-l}y(n-l)\mathbf{r}_n] \right] \quad \text{C. 18}$$

L'Eq. C.18 de SAM avec la méthode MA s'écrit comme suit :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - 2\mu \sum_{l=\nu+1}^{L_c} \left[\left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \frac{y(n)y(n-l)}{S} \right\} \times \left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \left(\frac{y(n)\mathbf{r}_{n-l} + y(n-l)\mathbf{r}_n}{S} \right) \right\} \right] \quad \text{C. 19}$$

C.2 Algorithme MCAS

A partir de l'Eq. 3.14, le gradient donne :

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{u}} J_{MCAS} &= \nabla_{\mathbf{u}} (E[y(n)y(n-l)])^2 \\ &= 2 \cdot E[y(n)y(n-l)] \cdot \nabla_{\mathbf{u}} (E[y(n)y(n-l)]) \\ &= 2 \cdot E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n)\mathbf{r}_{n-l}y(n-l)\mathbf{r}_n] \end{aligned} \quad \text{C. 20}$$

Finalement l'algorithme se résume à écrire :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - 2\mu E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n)\mathbf{r}_{n-l}y(n-l)\mathbf{r}_n] \quad \text{C. 21}$$

L'expression de MCAS en utilisant l'estimation MA s'écrit comme suit :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - 2\mu \left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \frac{y(n)y(n+1)}{S} \right\} \times \left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \left(\frac{y(n)\mathbf{r}_{n-1} + y(n+1)\mathbf{r}_n}{S} \right) \right\} \quad \text{C. 22}$$

C.3 Algorithme MERO

En appliquant le gradient stochastique à la fonction de coût de l'algorithme MERO nous aurons :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{MERO} = \nabla_{\mathbf{u}} \left[E[E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]]^2 \right] \quad \text{C. 23}$$

$$= \nabla_{\mathbf{u}} \left\{ E \left[(E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \times \right. \right. \\ \left. \left. (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \right] \right\} \quad \text{C. 24}$$

$$= E(\nabla_{\mathbf{u}}(E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) + \nabla_{\mathbf{u}}(E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]))$$

$$\begin{aligned} &= E((\nabla_{\mathbf{u}} E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - \nabla_{\mathbf{u}} E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \\ &\quad \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \\ &\quad + \nabla_{\mathbf{u}}(E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)]) \\ &\quad \times (\nabla_{\mathbf{u}} E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - \nabla_{\mathbf{u}} E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)])) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= E\left((E[\mathbf{r}_{n+\delta}y(n+1+\delta)] - E[\mathbf{r}_{n+N+\delta}y(n+N+1+\delta)])\right. \\
&\quad \times (E[y(n+\delta)y^*(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y^*(n+N+1+\delta)]) \\
&\quad + (E[y(n+\delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n+N+\delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta}]) \\
&\quad \left. \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)])\right) \\
&= E\left(\left\{E[\mathbf{r}_{n+\delta}y(n+1+\delta)] - E[\mathbf{r}_{n+N+\delta}y(n+N+1+\delta)]\right\}\right. \\
&\quad + (E[y(n+\delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n+N+\delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta}]) \\
&\quad \left. \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)])\right)
\end{aligned} \tag{C.25}$$

Finalemnt l'algorithme se résume à écrire :

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu E\left(\left\{E[\mathbf{r}_{n+\delta}r(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[\mathbf{r}_{n+N+\delta}y(n+N+1+\delta)]\right\}\right. \\
\left. + (E[y(n+\delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta}] - E[y(n+N+\delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta}])\right) \\
\left. \times (E[y(n+\delta)y(n+1+\delta)] - E[y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)])\right)
\end{aligned} \tag{C.26}$$

L'expression de MERO avec en utilisant l'estimation MA s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \frac{y(n+\delta)y(n+1+\delta) + y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)}{S} \right\} \\
\times \left(\left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \left(\frac{y(n+\delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta} + y(n+1+\delta)\mathbf{r}_{n+\delta}}{S} \right) \right\} \right. \\
\left. + \left\{ \sum_{n=kS}^{(k+1)S-1} \left(\frac{y(n+N+\delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta} + y(n+N+1+\delta)\mathbf{r}_{n+N+\delta}}{S} \right) \right\} \right)
\end{aligned} \tag{C.27}$$

L'expression de MERO avec en utilisant l'estimation LC s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \left\{ (\mathbf{r}_{n+\delta}y(n+1+\delta) - (\mathbf{r}_{n+N+\delta}y(n+N+1+\delta))) \right\} \\
+ \{y(n+\delta)\mathbf{r}_{n+1+\delta} - y(n+N+\delta)\mathbf{r}_{n+N+1+\delta}\} \\
\times \{y(n+\delta)y(n+1+\delta) - y(n+N+\delta)y(n+N+1+\delta)\}
\end{aligned} \tag{C.28}$$

C.4 Algorithme LMERO

Pour simplifier les calculs, on considère $\delta = 0$. La dérivation de la fonction de coût de LMERO-CSE devient :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO} = \nabla_{\mathbf{u}} \{E[y(n)y(n+1)] - E[y(n+N)y(n+N+1)]\} \quad \text{C. 29}$$

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} (E[y(n)y(n+1)]) - \frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} (E[y(n+N)y(n+N+1)]) \quad \text{C. 30}$$

Ensuite, nous appliquons la règle de produit du gradient et nous obtenons :

$$\nabla_{\mathbf{u}} J_{LMERO} = \left(E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} y(n) \right) y(n+1) + y(n) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} y(n+1) \right) \right] \right) - \left(E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} y(n+N) \right) y(n+N+1) + y(n+N) \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}} y(n+N+1) \right) \right] \right) \quad \text{C. 31}$$

En se référant à l'Eq. C.2 :

$$\nabla_g J_{LMERO} = (E[\mathbf{r}_n y(n+1) + y(n) \mathbf{r}_{n+1}]) - (E[\mathbf{r}_{n+N} y(n+N+1) + y(n+N) \mathbf{r}_{n+N+1}]) \quad \text{C. 32}$$

$$\nabla_g J_{LMERO} = (E[\mathbf{r}_n y(n+1)]) + (E[y(n) \mathbf{r}_{n+1}]) - (E[\mathbf{r}_{n+N} y(n+N+1)]) - (E[y(n+N) \mathbf{r}_{n+N+1}]) \quad \text{C. 33}$$

C.5 Algorithme SSCM

A partir de l'Eq. 4.13, le gradient donne :

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{u}} J_{SSCM} &= \sum_{l=1}^d \nabla_{\mathbf{u}} \{ |E[y(n)y(n-l)]|^2 \}^2 \\ &= 2 \cdot \sum_{l=1}^d \{ E[y(n)y(n-l)] \cdot \nabla_{\mathbf{u}} (E[y(n)y(n-l)]) \} \\ &= 2 \cdot \sum_{l=1}^d \{ E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n) \mathbf{r}_{n-l} y(n-l) \mathbf{r}_n] \} \end{aligned} \quad \text{C. 34}$$

Finalement l'algorithme se résume à écrire :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - 2 \cdot \sum_{l=1}^d \{ E[y(n)y(n-l)] \cdot E[y(n) \mathbf{r}_{n-l} y(n-l) \mathbf{r}_n] \} \quad \text{C. 35}$$

L'expression de SSCM en utilisant la méthode d'estimation LC s'écrit comme suit :

$$\mathbf{u}_{k+1} = \mathbf{u}_k - \mu \sum_{l=1}^d [y(n)y(n-l)] \times [y(n) \mathbf{r}_{n-l} + y(n-l) \mathbf{r}_n] \quad \text{C. 36}$$

Annexe D : Paramètres de simulation

D.1 Paramètres Globaux

Le logiciel OptiSystem [73], développé par une société canadienne OPTIWAVE, est un logiciel innovant qui permet aux ingénieurs et aux chercheurs de concevoir, simuler et d'analyser des systèmes de transmission optique. Il possède d'une bibliothèque de composants optiques et électriques virtuels capables de reproduire le même comportement et le même effet spécifique en fonction de la précision sélectionnée et leur efficacité clonée par les composants réels.

En lançant le logiciel, l'interface graphique de l'OptiSystem, réparti en plusieurs fenêtres principales est apparait (Figure D.1). Ces fenêtres sont les suivantes [77]:

- **Bibliothèques des composants** (Component Library) : contient les différents composants afin de concevoir et de créer le système désiré.
- **Navigateur du projet** (Project Browser) : facilite l'accès à tous les composants utilisés dans le projet.
- **Editeur du plan** (Layout Editor) : permet l'insertion, la modification des composants et la création des connexions entre eux.

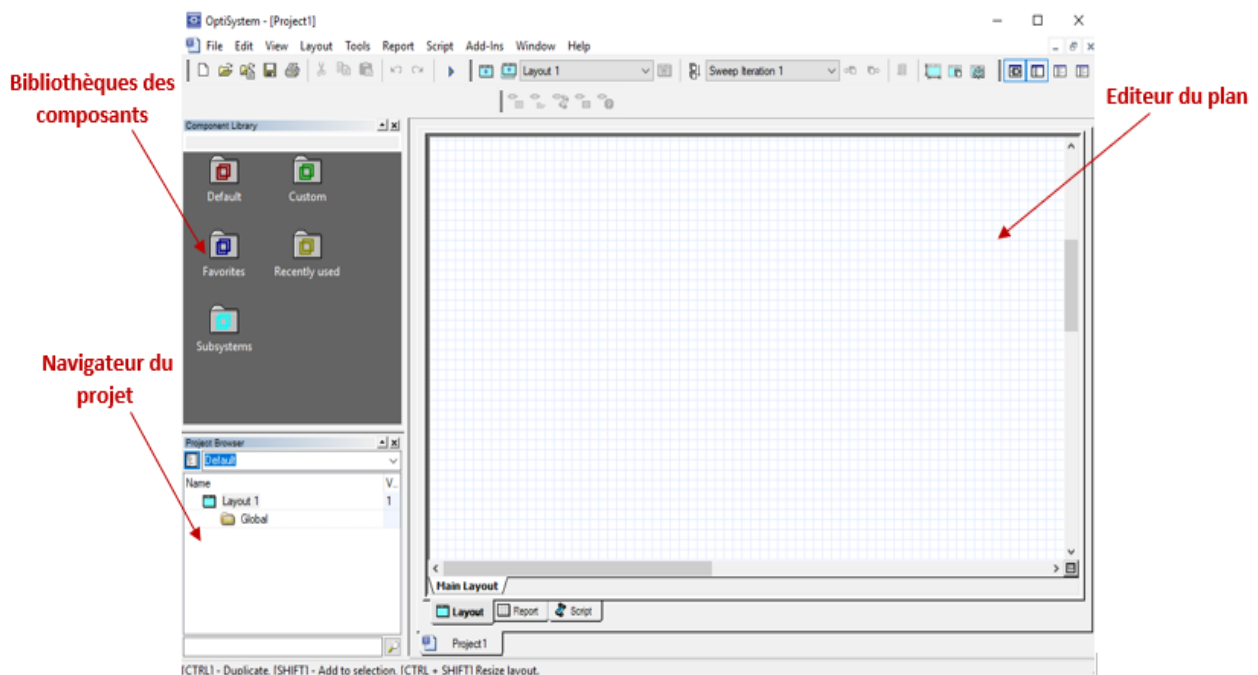


Figure D. 1 Interface graphique du logiciel OptiSystem

Lors de la création d'un nouveau projet, il est nécessaire de définir les paramètres globaux de simulation. Ces derniers ont également un impact sur tous les composants utilisés dans ce projet.

Les trois paramètres les plus critiques sont [78]:

- Débit de simulation D (Bit rate).
- Longueur de la séquence L_s (Sequence length).
- Nombre d'échantillons par bit m_b (Samples per bits).

Ils permettent de calculer automatiquement dans l'OptiSystem la fenêtre temporelle T_w (Time window), le taux d'échantillonnage S_r (Sample rate), le nombre d'échantillons m_T (Number of sample), l'espacement temporel T_e et l'espacement fréquentiel F_e comme suit

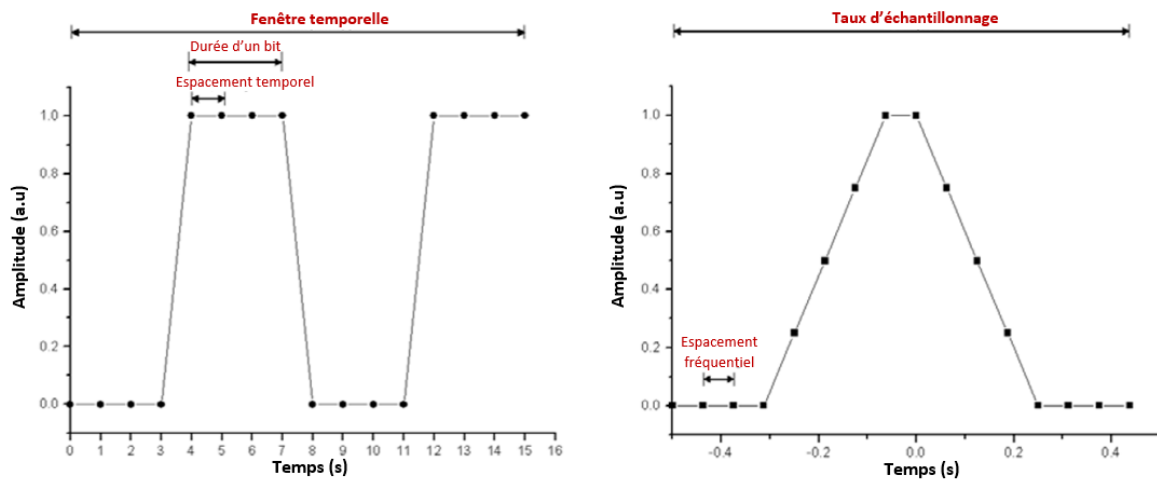


Figure D. 2 Représentation des paramètres dans le domaine temporelle et fréquentielle [77].

[78]:

$$T_w = \frac{L_s}{D}. \quad \text{D. 1}$$

$$m_T = L_s \times m_b. \quad \text{D. 2}$$

$$T_e = \frac{T_w}{m_T} = \frac{T_w}{L_s \times m_b} = \frac{L_s}{D} \times \frac{1}{L_s \times m_b} = \frac{1}{D \times m_b} \quad \text{D. 3}$$

$$F_e = \frac{1}{T_w} = \frac{D}{L_s} \quad \text{D. 4}$$

$$S_r = \frac{1}{T_e} = \frac{m_T}{T_w} = m_b \times D. \quad \text{D. 5}$$

La figure D.2 représente la relation entre ces paramètres dans le domaine temporel et fréquentiel.

D.2 Paramètres de Simulation

Selon le débit binaire d'information $D_b = 20.48 \text{ Gb/s}$, le nombre d'état de modulation $M = 4$ (4-QAM), le nombre de sous porteuses $N_{SC} = 512$ et la fréquence RF $f_{RF} = 20\text{GHz}$.

Nous pouvons calculer :

a. Rapidité de modulation :

$$R = \frac{D_b}{\log_2(M)} = \frac{20.48 \times 10^9}{\log_2(4)} = 10.24 \text{ GBauds}$$

b. Durée de symbole OFDM :

$$T = \frac{N_{SC}}{R} = \frac{512}{10.24 \times 10^9} = 50 \text{ ns}$$

c. Espacements entre les sous porteuses :

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{50 \times 10^{-9}} = 20 \text{ MHz}$$

d. Bande du spectre OFDM :

$$B_{\text{OFDM}} = N_{SC} \times \Delta f = 512 \times 20 \times 10^6 = 10.24 \text{ GHz}$$

e. Bande de garde B_{gap} :

$$B_{\text{gap}} = f_{RF} - \frac{B_{\text{OFDM}}}{2} = (20 \times 10^9) - (5.12 \times 10^9) = 14.88 \text{ GHz}$$

f. Bande du spectre OFDM optique B_{DSB} :

$$B_{\text{DSB}} = (2 \times B_{\text{OFDM}}) + (2 \times B_{\text{gap}}) = 2 \times (10.24 + 14.88) \times 10^9 = 50.24 \text{ GHz}$$

La valeur de la bande du spectre optique B_{DSB} nous a permis de choisir les paramètres globaux de simulation. Nous remarquons que $B_{\text{DSB}} \cong 5 \times B_{\text{OFDM}} \cong \frac{5}{2} D_b$ et que la fenêtre de visualisation fréquentielle S_f est proportionnelle au débit de simulation global D et le nombre d'échantillons par bit m_b .

Pour un nombre d'échantillons par bit $m_b = 2$ et une fenêtre de visualisation fréquentielle $S_r > B_{DSB}$, le débit de simulation global D convenable $D = 2 \times D_b$.

La figure D.3 représente les paramètres de la simulation globaux choisis pour le système DDO-OFDM pour un débit binaire d'information $D_b = 20.48 \text{ Gb/s}$.

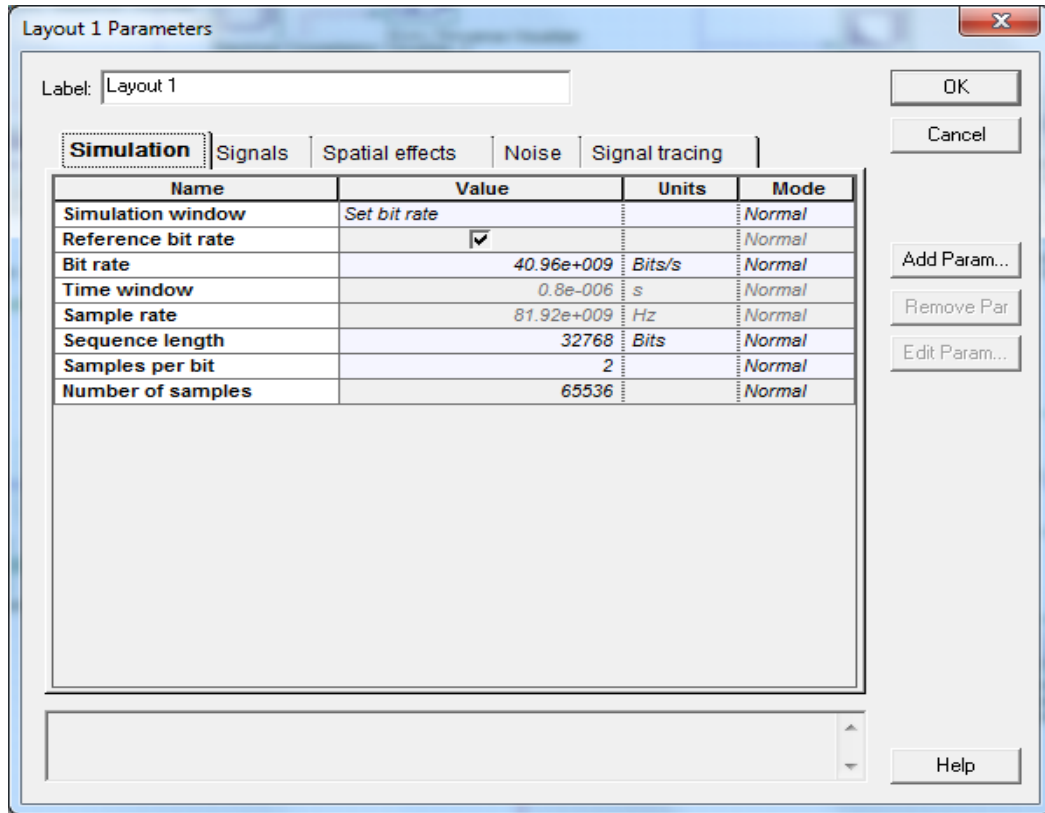


Figure D. 3 2 Paramètres de simulation globaux [73].

Références

- [1] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley & Sons, 2002.
- [2] W. Shieh and I. Djodjevic, *Orthogonal frequency division multiplexing for optical communications*, Elsevier, 2010.
- [3] M. Franceschini, G. Bongioni, G. Ferrari, R. Raheli, F. Meli and A. Castoldi, "Fundamental limits of electronic signal processing in direct-detection optical communications," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 7, pp. 1742-1753, 2007.
- [4] P. Watts, R. Waegemans, M. Glick, P. Bayvel and R. Killey, "An FPGA-based optical transmitter design using real-time DSP for advanced signal formats and electronic predistortion," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 10, pp. 3089-3099, 2007.
- [5] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189-204, Feb 2009.
- [6] D. J. Barros and J. M. Kahn, "Optimized dispersion compensation using orthogonal frequency division multiplexing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 16, pp. 2889-2898, Aug 2008.
- [7] A. J. Lowery and J. Armstrong, "Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems," *Optics Express*, vol. 14, no. 6, pp. 2079-2084, 2006.
- [8] W. Shieh, H. Bao and Y. Tang, "Coherent optical OFDM theory and design," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 841-859, 2008.
- [9] P. A. Fall and M. Fall, "Experimental investigation of intensity modulator/direct detection (IM/DD) optical OFDM system with fiber Bragg grating (FBG)," *Journal of Optical Communications*, vol. (ahead of print), pp. 1-6, 2018.
- [10] S. L. Jansen , I. Morita, T. C. W. Schenk, D. V. d. Borne et H. Tanaka, «Optical OFDM- a candidate for future long-haul optical transmission systems,» *OFC/NFOEC 2008 Conference On. IEEE*, pp. 1-3, 2008.
- [11] B. Beriah, M. Bouziani and S. A. Elahmar, "New blind, adaptive channel shortening TEQ for multicarrier modulation systems," *IET Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 210-

- 216, 2014.
- [12] I. Djordjevic and B. Vasic, "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission," *Optics Express*, vol. 14, no. 9, pp. 3767-3775, 2006.
- [13] A. J. Lowery, "Reducing cyclic prefix overhead in optical OFDM systems," *IEEE 2009 35th European Conference on. IEEE*, pp. 1-2, 2009.
- [14] M. Ghanbarisabagh, "Using LCDF-TEQ to reduce CP length for 20.48-Gb/s direct detection optical OFDM systems over 1200 km of SMF," *IEEE Journal of Quantum Electronic*, vol. 49, no. 2, pp. 162-167, 2013.
- [15] M. Ghanbarisabagh, "Evaluation of O-OFDM communication systems using LMS-TEQ and DF-TEQ by efficiency and complexity," *International Journal for Light and Electron Optics (Optik)*, vol. 124, no. 17, pp. 2894-2896, 2013.
- [16] M. Ghanbarisabagh, "Using RLS-TEQ to reduce CP length for 20.48 Gb/s direct-detection optical OFDM transmission over 2400 km of SSMF," *Optik- International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 24, pp. 6642-6646, 2013.
- [17] I. B. Djordjevic, *Advanced optical and wireless communications systems*, Springer, 2017.
- [18] H. Ali, «Modeling and simulation of high speed optical fiber communication system with OFDM,» Mémoire de Master, Université Normale Centrale de Chine, 2015.
- [19] L. N. Binh, *Advanced digital optical communication*, New York: CRC Press, 2015.
- [20] L. N. Binh, *Digital processing optical transmission and coherent receiving techniques*, CRC Press, 2014.
- [21] H. J. Dutton, «Understanding optical communications,» International Technical Support Organization , USA, 1998.
- [22] ITU T-Manual, *Optical fibres, cables and systems*, 2010.
- [23] X. Zheng, «Advanced optical OFDM transceivers for optical access networks,» Université Bangor, Thèse de Doctorat, 2011.
- [24] J. M. Senior, *Optical fiber communications principales and practice*, England: Prentice Hall, 2009.
- [25] L. N. Binh, *Optical fiber communications systems theory and practice with MATLAB and Simulink models*, CRC Press, 2010.
- [26] M. Bélanger, «Algorithme de controle d'erreurs appliqué au phénomène de dispersion

- chromatique,» Thèse de Doctorat, Université de Sherbrooke (Québec) Canada, 2008.
- [27] F. N. Raharimanitra, «Contribution à l'étude des architectures basées sur le multiplexage en temps et en longueur d'onde dans le réseau d'accès, permettant la migration vers la nouvelle génération de PON (NG-PON) à 10 Gbits/s,» Thèse de Doctorat, Télécom Bretagne, 2012.
- [28] M. Cvijetic, *Optical transmission systems engineering*, Artech House Inc, 2004.
- [29] L. N. Binh, *Optical modulation advanced techniques and applications in transmission systems and networks*, CRC Press, 2018.
- [30] ITU-T G. 661, "Definition and test methods for the relevant generic parameters of optical amplifiers devices and subsystems," 2006.
- [31] J. L. Verneuil, «Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s,» Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [32] C. P. Becker, N. A. Olsson and J. R. Simpson, *Erbium-doped fiber amplifiers : fundamentals and technology*, Academic Press, 1999.
- [33] A. Seck, «Contribution à l'optimization des systèmes de transmission optiques cohérentes ($N \times 100$ Gbits/s) utilisant le multiplexage en polarisation par des formats de modulation en phase et une conception de ligne limitant l'impact des effets non-linéaires,» Thèse de Doctorat, Telecom Sud Paris, 2014.
- [34] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission*, Springer, 2009.
- [35] S. Ramachandran, *Fiber based dispersion compensation*, Springer, 2006.
- [36] R. Ramaswami, K. N. Sivarjan et G. H. Sasaki, *Optical Networks*, USA: Elsevier Inc, 2010.
- [37] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell System Technical Journal*, vol. 55, pp. 1775-1796, 1966.
- [38] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, 1971.
- [39] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," *ICASSP 80' IEEE International Conference on. IEEE*, pp. 1-4, 1980.
- [40] H. Schulze et C. Luders, *Theory and applications of OFDM and CDMA wideband*

- wireless communications, John Wiley & Sons , 2005.
- [41] H. Rohling, OFDM concepts for future communications systems, Springer, 2011.
- [42] F. Barrami, «Low-complexity direct detection optical OFDM systems for high data rate communications,» Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2006.
- [43] M. F. O. Sanaya, «Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans les métropoles de pays en développement: position de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM,» Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2015.
- [44] W. Shieh, "OFDM for flexible high speed optical networks," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 10, pp. 1560-1577, 2011.
- [45] A. S. Al Shantti, «Optical orthogonal frequency division multiplexing direct detection for improving capacity of radio over fiber transmission system,» Thèse de Doctorat, Université Islamique de Gaza, 2012.
- [46] A. Barbieri, G. Colavolpe, T. Foggi, E. Forestieri et G. Prati, «Is optical OFDM a viable alternative to single-carrier transmission for future long-haul optical systems?,» *IEEE International Conference on IEEE*, pp. 1-5, 2010.
- [47] Q. Pan and R. J. Green, "Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 278-280, 1996.
- [48] B. J. Dixon and R. D. Pollard, "Orthogonal frequency division multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1404-1409, 2001.
- [49] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, N. T. Takeda and H. Tanaka, "Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 6-15, 2008.
- [50] A. Lowery and J. Armstrong, "10 Gbit/s multimode fiber link using power-efficient orthogonal-frequency-division-multiplexing," *Optics Express*, vol. 13, no. 25, pp. 10003-10009, 2005.
- [51] W. Shieh and C. Arthaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 10, pp. 587-589, 2006.
- [52] J. M. P. Rosas, «Optical orthogonal frequency division systems with direct detection receivers,» Thèse de Doctorat, Université Polytechnique de Catalogne, 2013.

- [53] O. O. Omomukuyo, «Orthogonal frequency division multiplexing for optical access networks,» Thèse de Doctorat, Université College de Londres, 2013.
- [54] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery and J. Armstrong, "Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 196-203, 2008.
- [55] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery and L. B. Du, "Low sample rate transmitter for direct detection optical OFDM," *2009 Conference on. IEEE*, pp. 1-3, 2009.
- [56] V. Savaux, «Contribution à l'estimation de canal multi-trajets dans un contexte de modulation OFDM,» Thèse de Doctorat, Supélec de Rennes, 2013.
- [57] W. R. Peng, "Analysis of laser phase noise effect in direct-detection optical OFDM transmission," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 17, pp. 2526-2536, Sep 2010.
- [58] G. D. Forney, Jr, "Maximum-Likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of estimation of digital sequences in the presence of Intersymbol Interference," *IEEE Transactions of Information Theory*, vol. 18, no. 03, pp. 363-373, 1972.
- [59] D. D. Flaconer and F. R. Magee, "Adaptive channel memory truncation for MLSE," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 9, pp. 1541-1562, 1973.
- [60] T. Miyajima and Z. Ding , " Second order statistical approaches to channel shortening in multicarrier systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 3253-3264, 2004.
- [61] D. Darsena and F. Verde , " Minimum-mean-output-energy blind adaptive channel shortening for multi-carrier SIMO transceivers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 5755-5771, 2007.
- [62] D. Darsena , G. Gelli , L. Paura and F. Verde, "Blind channel shortening for space-time-frequency block coded MIMO-OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, pp. 1022-1033, 2012.
- [63] P. J. W. Melsa, R. C. Younce and C. E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 12, pp. 1662-1672, 1996.
- [64] J. Balakrishnan , R. K. Martin and C. R. Johnson, Jr, "Blind, adaptive channel shortening

- by sum-squared auto-correlation minimization (SAM)," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 12, pp. 3086-3093, 2003.
- [65] R. K. Martin, J. Balakrishnan, W. A. Sethares and C. R. Johnson, Jr, "A blind adaptive TEQ for multicarrier systems," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 9, no. 11, pp. 341-343, 2002.
- [66] I. G. Muhammad, E. Abdel-Raheem and K. Tepe, "Efficient blind adaptive channel shortening algorithm for multicarrier modulation systems," *IEEE International Symposium on IEEE*, pp. 293-296, 2009.
- [67] M. M. Touré, «Algorithmes d'égalisation dans le domaine temporel pour le système ADSL,» Mémoire de Master, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2015.
- [68] G. I. Muhammad, E. Abdel-Raheem and K. E. Tepe, "Blind adaptive low-complexity time-domain equalizer algorithm for ADSL systems by adjacent lag autocorrelation minimization (ALAM)," *Digital Signal Processing*, vol. 23, no. 5, pp. 1695-1703, 2013.
- [69] A. Benieddi, S. A. Elahmar, I. Dayoub and S. Haxha, "Blind adaptive low-complexity time-domain equalizer for 20.48 Gb/s direct-detection optical OFDM systems over long-reach SSMF," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, In Revision.
- [70] R. K. Martin, M. Ding, B. L. Evans and C. R. Johnson, Jr, "Infinite length results and design implications for time-domain equalizers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 1, pp. 297-301, 2004.
- [71] R. K. Martin, M. Ding, B. L. Evans and C. Richard Johnson Jr, "Efficient channel shortening equalizer design," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 13, pp. 1279-1290, 2003.
- [72] A. Benieddi and S. A. Elahmar, "Efficient blind adaptive CSE to reduce cyclic prefix length in direct detection optical OFDM systems," *Journal of Optical Communications*, January 2019.
- [73] OptiSystem Component Library, "Optical Communication System Design Software Version 9.0.0.623," Copyright © 2010 Optiwave.
- [74] M. Chen , Q. Chen, H. Zhou, Z. Zheng, J. He and L. Chen, "Low complexity receiver using undersampling for guard-band SSB-DDO-OFDM," *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 1-7, 2017.
- [75] OptiSystem Visual Basic Script Reference, «Optical Communication System Design

- Software Version 15.1.1.1155,» Copyright © 2017 Optiwave.
- [76] E. H. Miguel, «Fiber-based orthogonal frequency division multiplexing transmission systems,» Mémoire de Master, Université Polytechnique de Catalogne , 2010.
- [77] OptiSystem Getting Started, "Optical Communication System Design Software Version 9.0.0.623," Copyright © 2010 Optiwave.
- [78] OptiSystem Global parameters Reference Guide , "Optical Communication System Design Software Version 15.1.1.1155," Copyright © 2017 Optiwave.