

## THESE EN COTUTELLE

**Présentée pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

**et DOCTEUR DE L'UNIVERSITE D'ABOMEY-CALAVI**

Discipline : Réseaux & Télécommunications

**Présentée et soutenue par :**

**Max Fréjus O. SANYA**

Le 22 Octobre 2015

### **Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans les métropoles de pays en développement : proposition de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM**

Thèse dirigée par : Christelle Aupetit-Berthelemot (Xlim-France)

Co-encadrée par : Antoine Vianou (LETIA) & Léopold Djogbé (LETIA-Bénin)

#### **JURY composé de :**

M Vahid MEGHDADI	Prof. à l'Université de Limoges, France	Président
M Ahmed Dooguy KORA	MCF-HDR, ESMT de Dakar, Sénégal	Rapporteur
M Yannis LE GUENNEC	MCF-HDR à L'Université de Grenoble, France	Rapporteur
Mme Christelle AUPETIT- BERTHELEMOT	Prof. à l'Université de Limoges, France	Examineur
M Léopold DJOGBE	Prof.-Assistant à l'Université d'Abomey-Calavi, Bénin	Examineur
Mme Maryline HELARD	Prof. à l'INSA de Rennes, France	Examineur
M Antoine VIANO	Prof. à l'Université d'Abomey-Calavi, Bénin	Examineur



*Mon éternel amour et toutes mes reconnaissances à l'endroit de ma famille, mes parents, mes frères et sœurs qui même de loin, m'ont toujours soutenu et accompagné de prières pendant toutes ces années d'études. Vous avez toujours su raccourcir la distance. L'homme propose, Dieu dispose dit-on ! Merci Seigneur.*

*« Je voudrais m'arrêter, sur ce bonheur qui m'est donné.*

*Cette force qui jaillit de sa fragilité ne finit pas de m'étonner.*

*Je voudrais dire merci, pour ce moment qui me grandit.*

*Balayées... Balayées, balayées les blessures de mon passé.*

*C'est la vie, la vie la vie oh la vie é...*

*Elle est bien la divine amie, me donne des ailes et des envies»*

*' C'est la vie ' - Henri Dikongue.*



## Remerciements

Avant de présenter mes travaux de thèse, il apparaît opportun de commencer ce manuscrit par des remerciements à celles et ceux qui m'ont formé et qui ont eu la gentillesse de faire de cette formation un moment très profitable et enrichissant.

Je remercie chaleureusement Christelle Aupetit-Berthelemot, ma directrice de thèse de l'Université de Limoges (France), qui m'a accompagné et soutenu dans mon travail. Elle m'a prodigué ses conseils et son savoir afin que je puisse avancer dans mes recherches. J'ai réellement apprécié travailler avec elle, tant pour ses qualités humaines et sociales, que scientifiques. Elle m'a accueilli au sein du Laboratoire XLIM, m'a surtout aidé à ne manquer de rien et m'a appris énormément sur les réseaux de télécoms optiques pour ne citer que ça. Je tiens également à remercier non seulement, Antoine Vianou, mon co-directeur de thèse mais aussi Léopold Djogbé, mes encadrants de thèse à l'Université d'Abomey-Calavi (Bénin), qui ont mis leur confiance en moi et m'ont soutenu tout le long de cette thèse par leurs bienvenus conseils, tant sur le plan humain que professionnel. Je leur suis reconnaissant et fier de travailler avec eux.

Je souhaite remercier toute l'équipe ESTE (Étude des Systèmes de Télécommunications) du laboratoire XLIM qui m'a gentiment accueilli durant ces années de thèse, notamment : Jean-Michel Dumas, « La Miss », Jean-Pierre Cances, Vahid Meghdadi, Marie-Sandrine Denis, Anne Julien-Vergonjanne et Stéphanie Sahuguède. Mes sincères remerciements vont à l'endroit de : Dominique CROS (ex- Directeur d'XLIM), Dominique BAILLARGEAT (actuel Directeur d'XLIM), Bernard JARRY (chef du Département C2S2) et Marie-Claude LEROUGE (Secrétaire du Département C2S2) pour m'avoir accompagné dans l'ensemble des démarches administratives et différentes missions effectuées dans le cadre de cette thèse. J'ai une pensée amicale pour tous les doctorants qui ont partagé mon quotidien et tout particulièrement : Thierno Ibrahim Barry, Thomas Anfray, Nicolas Barbot, Nabih Alaoui, Abraham Kabore, Jordan Thouras le blasteur et Clément Le-Bas. Je remercie également le SCAC (Service de Coopération et d'Action Culturelle) de l'Ambassade de France au Bénin au travers de la bourse EGIDE qui m'a été octroyée ainsi que la Région Limousin de la Haute-Vienne (France) pour son aide financière.

J'exprime toute ma reconnaissance à tous les membres du jury qui ont bien voulu évaluer mon travail. Je souhaite témoigner mes amitiés à l'égard de toutes les personnes qui ont été présentes pour moi. Je veux parler de ma famille toute entière, de Cécile et de sa fille Marianne pour leur présence continuelle et soutien, de Mamie Germaine sa mère ainsi que ma famille de la Rochelle (prof. Allaf et famille) sans oublier mes amis de la Borie, de Limoges, des danses latines et les « produits frais » du globe tout entier. Merci vraiment à vous tous... ☺ !





REMERCIEMENTS .....	I
TABLE DES FIGURES .....	VI
TABLE DES TABLEAUX .....	XI
TABLE DES ACRONYMES .....	XII
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CONTRIBUTION DE LA THESE.....	26
ORGANISATION DE LA THESE.....	28
CHAPITRE 1: INTRODUCTION AUX RESEAUX D'ACCES OPTIQUES .....	29
1.1 STRUCTURE DES RESEAUX OPTIQUES .....	29
1.1.1 Réseaux cœurs.....	29
1.1.2 Réseaux métropolitains.....	30
1.1.3 Réseaux d'accès.....	31
1.2 TECHNOLOGIES D'ACCES.....	32
1.2.1 Architectures PON .....	34
1.2.2 TDM/TDMA .....	36
1.2.3 FDM/FDMA .....	37
1.2.4 WDM/WDMA .....	38
1.3 TYPES DE RESEAUX D'ACCES PON ET NORMALISATIONS.....	39
1.3.1 Migration vers le NG-PON2 .....	43
1.3.2 Pourquoi le TWDM-PON ? .....	44
1.4 CONCLUSION .....	47
CHAPITRE 2: TRANSMISSION DANS UNE FIBRE OPTIQUE ET TECHNIQUES DE MODULATION.....	49
2.1 CANAL OPTIQUE ET SYSTEME DE TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE.....	49
2.1.1 Éléments de base sur les systèmes optiques IM/DD.....	50
2.1.2 Paramètres caractéristiques des émetteurs et récepteurs optiques .....	52
2.1.3 Propagation dans une fibre optique : éléments de compréhension .....	55
2.1.3.1 Equation non-linéaire de Schrödinger .....	55
2.1.3.2 Atténuation dans une fibre optique .....	56
2.1.3.3 Dispersion Chromatique.....	57
2.1.3.4 Effets non-linéaires dans la fibre .....	58
2.1.4 Réponse fréquentielle d'un canal dispersif IM/DD .....	60
2.2 FORMATS DE MODULATION ET INTRODUCTION A L'OFDM.....	62
2.2.1 Modulations mono-porteuse.....	63

2.2.1.1	Modulation d'intensité NRZ-OOK.....	63
2.2.1.2	Formats de modulation avancée.....	65
2.2.2	<i>Modulations multi-porteuses</i> .....	70
2.2.2.1	Introduction à l'OFDM : de la FDM à l'OFDM.....	72
2.2.2.2	Généralités sur l'OFDM.....	75
2.2.2.3	Préfixe cyclique.....	78
2.2.2.4	Estimation du canal et techniques d'égalisation.....	79
2.2.2.5	Gestion du PAPR (Peak-to-Average Ratio).....	82
2.2.2.6	Paramètres du signal OFDM pour son implémentation.....	84
2.2.3	<i>Modulation OFDM adaptative: Principe du Water-filling</i> .....	85
2.2.3.1	Notion de Gap en SNR.....	86
2.2.3.2	Méthodes d'optimisation.....	88
2.2.3.3	L'algorithme de Levin-Campello (LC).....	90
2.3	CONCLUSION.....	94
<b>CHAPITRE 3: ETUDE DE L'OFDM POUR LES COMMUNICATIONS OPTIQUES :</b>		
<b>GENERALITES &amp; CONTRIBUTIONS.....</b>		
<b>96</b>		
3.1	ARCHITECTURES DES SYSTEMES OPTIQUES OFDM.....	97
3.1.1	<i>Systèmes OFDM optoélectriques ou IM/DD</i> .....	97
3.1.2	<i>Systèmes OFDM cohérents</i> .....	98
3.1.3	<i>Systèmes OFDM tout-optique</i> .....	99
3.2	TECHNIQUES DE MODULATION OFDM EN SYSTEMES IM/DD.....	100
3.2.1	<i>DCO-OFDM</i> .....	101
3.2.1.1	Principe théorique.....	101
3.2.1.2	Performances du DCO-OFDM dans un canal plat AWGN.....	103
3.2.2	<i>ACO-OFDM</i> .....	105
3.2.2.1	L'ACO-OFDM et le processus de zéro-clipping.....	106
3.2.2.2	Performances de l'ACO-OFDM dans un canal plat AWGN.....	108
3.2.3	<i>Comparaison DCO-OFDM vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN</i> .....	110
3.3	TECHNIQUES OFDM AMELIOREES POUR LES SYSTEMES IM/DD.....	112
3.3.1	<i>U-OFDM (Unipolar-OFDM)</i> .....	112
3.3.1.1	Principe et description.....	112
3.3.1.2	Efficacité spectrale de la modulation U-OFDM.....	114
3.3.1.3	Performances de l'U-OFDM pour un canal plat AWGN.....	114
3.3.2	<i>Noise-Cancellation ACO-OFDM (NC-ACO)</i> .....	116
3.3.2.1	Principe du « Noise-Cancellation ».....	116
3.3.2.2	Performances de la technique NC-ACO dans un canal plat AWGN.....	117
3.3.3	<i>Diversity-Combined ACO-OFDM (DC-ACO)</i> .....	118
3.3.3.1	Principe de la technique DC-ACO.....	118
3.3.3.2	Récepteur DC-ACO conventionnel.....	118

3.3.3.3	Performances obtenues en présence d'un canal plat AWGN.....	122
3.3.4	« Noise-Cancellation » en diversité combinée ACO-OFDM (NCDC-ACO).....	122
3.3.5	Asymmetrically Clipped DC-biased Optical OFDM (ADO-OFDM) .....	124
3.3.6	« Improved Noise-Cancellation ACO-OFDM» (INC-ACO).....	126
3.4	NOUVELLE METHODE D'IMPLEMENTATION OFDM EN IM/DD .....	128
3.4.1	Approche « New OFDM » : Motivations et Principe de fonctionnement.....	128
3.4.1.1	Motivations .....	128
3.4.1.2	Principe du New OFDM .....	129
3.4.1.3	Etude de PAPR .....	130
3.4.1.4	Calcul de complexité du New OFDM et comparaison avec l'approche conventionnelle .....	131
3.4.1.5	Performances des techniques ACO et DCO dans un canal plat AWGN avec l'approche « New OFDM »	134
3.4.2	Proposition d'une nouvelle technique ACO-OFDM améliorée (New IACO) .....	134
3.5	CONCLUSION .....	137
<b>CHAPITRE 4 : ETUDE PAR SIMULATION DE L'OFDM DANS UNE LIAISON PON</b>		
<b>IM/DD : MODELISATION &amp; RESULTATS .....</b>		<b>141</b>
4.1	PRESENTATION DU CANAL IM/DD SIMULE ET MODELISATION.....	141
4.1.1	Caractérisation et modélisation de l'émetteur optique .....	142
4.1.2	Caractérisation et modélisation du récepteur optique.....	147
4.1.3	Modélisation de la fibre optique .....	148
4.1.4	Réponse en fréquence du canal de transmission.....	149
4.2	VALIDATION DES LIAISONS NRZ-OOK ET OFDM.....	150
4.2.1	Validation de la modulation NRZ-OOK .....	151
4.2.2	L'OFDM pour combattre la dispersion chromatique : OFDM vs NRZ-OOK.....	153
4.2.2.1	Description de la liaison OFDM .....	153
4.2.2.2	Méthode de génération des symboles OFDM pour la cosimulation .....	153
4.2.2.3	Comparaison OFDM vs NRZ-OOK .....	154
4.3	OFDM-PON EN SYSTEMES IM/DD : SIMULATIONS & RESULTATS .....	156
4.3.1	Performances des techniques DCO- et ACO-OFDM en systèmes PON IM/DD.....	156
4.3.1.1	Impact du courant de polarisation et de la puissance RF du signal OFDM.....	157
4.3.1.2	Performances en termes de budget optique et distance pour l'ACO et la DCO-OFDM .....	158
4.3.2	Etude des techniques ACO améliorées .....	160
4.3.2.1	Analyse des performances des techniques ACO basées sur le « Noise-Cancellation » .....	160
4.3.2.2	Impact du Weigthing factor sur la DC-ACO .....	161
4.3.2.3	Etude comparative de l'ensemble des techniques ACO-OFDM améliorées.....	162
4.4	IMPLEMENTATION DU NEW OFDM DANS UN CANAL OPTIQUE.....	164
4.4.1	Validation de l'approche New OFDM .....	165
4.4.2	Performances de techniques New OFDM dans une liaison PON IM/DD .....	166
4.4.2.1	Performance de la New DCO .....	166

4.4.2.2	Performance de la New ACO .....	167
4.4.2.3	Performance des techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO .....	169
4.5	ETUDE DE LA MONTEE EN DEBIT DANS UNE LIAISON PON IM/DD .....	172
4.5.1	<i>Validation du Levin-Campello (LC) avec les techniques OFDM simulées</i> .....	172
4.5.2	<i>Performances du Levin-Campello avec les techniques OFDM étudiées</i> .....	173
4.5.3	<i>AMOFDM New DCO : Etude comparative des méthodes (LC) vs (MET)</i> .....	174
4.6	CONCLUSION .....	176
	CONCLUSION GENERALE & PERSPECTIVES.....	178
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	181
	ANNEXE1 .....	202
	ANNEXE2 .....	202
	ANNEXE3 .....	204
	ANNEXE4 .....	204
	ANNEXE5 .....	208
	ANNEXE6 .....	209
	PRINCIPALES PUBLICATIONS.....	211
	RESUME.....	214
	ABSTRACT .....	214

**Table des figures**

Figure 1.1: Typologie d'un réseau de communication optique..... 30

Figure 1.2: Débits de transmission des réseaux d'accès et cœur [28]..... 32

Figure 1.3: Méthodes d'acheminement des données dans les PON..... 35

Figure 1.4: Terminologie du réseau d'accès optique passif et solutions FTTx [34]..... 35

Figure 1.5: Exemple d'une technologie TDM/TDMA..... 37

Figure 1.6: Exemple d'une technologie FDM/FDMA..... 37

Figure 1.7: Exemple de technologie WDM/WDMA..... 38

Figure 1.8: Les principales étapes de normalisation du PON [41]..... 41

Figure 1.9: Répartition du NG-PON dans ses différentes phases [42]-[43]..... 42

Figure 1.10: Evolution du PON et ses standards [25][41][47]..... 42

Figure 1.11: Architecture de base du TWDM..... 46

Figure 1.12: Réutilisation des longueurs d'onde du XG-PON en TWDM [12]..... 46

Figure 1.13: Répartition dans les longueurs d'onde de la bande C [12]. .... 46

Figure 1.14: Répartition suivant les longueurs d'onde inférieures des bandes C et L [12]. .... 47

Figure 2.1 : Schéma d'un système classique de transmission optique sur fibre. .... 49

Figure 2.2 : Spectre optique d'un signal modulé IM..... 51

Figure 2.3 : Schéma d'une liaison IM/DD de base utilisée pour les simulations. .... 51

Figure 2.4 : Réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation [64] (cf. Annexe1)..... 53

Figure 2.5 : Illustration de l'effet de la dispersion chromatique sur un signal impulsionnel... 58

Figure 2.6 : Réponse fréquentielle de canal dispersif IM/DD : (a)- Cas IM suivant différentes longueurs de fibre, (b)- fonction des composantes IM, PM et FM à 80 km de fibre, (c)- fonction du chirp transitoire à 80 km de fibre. .... 61

Figure 2.7 : Constellation d'une modulation NRZ-OOK..... 63

Figure 2.8 : Représentations temporelle et spectrale d'un signal modulé NRZ-OOK..... 63

Figure 2.9 : Spectre d'un signal NRZ-OOK en fonction du débit. .... 64

Figure 2.10 : Schéma d'une liaison IM/DD à modulation NRZ-OOK. .... 64

Figure 2.11 : Exemple de diagramme de l'œil pour signal NRZ-OOK et méthode de détection. .... 65

Figure 2.12 : Exemple de formats de modulation et leurs constellations. .... 66

Figure 2.13 : (a) Constellation 16QAM d'un signal reçu, (b) Illustration de l'EVM. .... 67

Figure 2.14 : (a) BER fonction du SNR, (b) BER fonction de l'EVM. .... 69

Figure 2.15 : Spectre électrique d'un signal : (a) Mono-porteuse bas débit, (b) Mono-porteuse haut débit, (c) Multi-porteuses haut débit. .... 71

Figure 2.16 : Comparaison entre techniques de modulation - (a) Mono-porteuse, (b) Multi-porteuses (exemple du FDM). .... 71

Figure 2.17 : Comparaison point de vue fréquence entre : (a) FDM, (b) OFDM. .... 73

Figure 2.18 : Historique de l'OFDM et son évolution. .... 73

Figure 2.19 : Représentation du spectre d'un signal OFDM obtenu avec 4 sous-porteuses. .... 76

Figure 2.20 : Système de transmission OFDM IM/DD en bande de base. .... 77

Figure 2.21 : (a) Implémentation de l'Over-sampling sur IFFT, (b) Effet sur le spectre. .... 78

Figure 2.22 : Implémentation du préfixe cyclique en OFDM. .... 79

Figure 2.23 : Constellation 16-QAM : (a) émise, (b) reçue avant égalisation, (c) égalisée après estimation sur 11 symboles pilotes OFDM connus, (d) égalisée après estimation sur 33 symboles pilotes OFDM connus. .... 81

Figure 2.24 : (a) Exemple de signal OFDM, (b) Distribution dans le domaine temporel. .... 82

Figure 2.25 : Principe de fonctionnement de la symétrie hermitienne. .... 85

Figure 2.26 :  $\Gamma$  en fonction du BER et comparaison avec la référence  $\Gamma = f(SER)$ . .... 87

Figure 3.1: Schéma de principe d'une liaison OFDM optoélectrique en I/Q avec porteuse RF : (a) Emetteur I/Q optoélectrique, (b) Récepteur I/Q optoélectrique. .... 97

Figure 3.2: Schéma de principe d'une liaison OFDM cohérent. .... 98

Figure 3.3 : Schéma de principe d'une liaison OFDM tout-optique. .... 99

Figure 3.4 : Schéma blocs d'une liaison DCO-OFDM : (a) Emetteur, (b) Récepteur. .... 102

Figure 3.5 : (a) Signal OFDM après IFFT, (b) Signal OFDM après ajout de  $DCBias = 5\text{ dB}$ , (c) Signal DCO-OFDM obtenu après zéro-clipping. .... 102

Figure 3.6 : Performances BER vs  $Eb(elec)/N0$  obtenues avec la technique DCO pour un canal plat AWGN lorsque : (a)  $DCBiasdB = 7\text{ dB}$ , (b)  $DCBiasdB = 13\text{ dB}$ . .... 103

Figure 3.7 : Constellation reçue en sortie d'un canal plat « sans bruit AWGN ». .... 105

Figure 3.8 : Schéma de principe d'un émetteur ACO-OFDM. .... 105

Figure 3.9 : Schéma blocs d'une liaison ACO-OFDM : (a) l'émetteur, (b) le récepteur. .... 106

Figure 3.10 : (a) Signal OFDM obtenu après IFFT, (b) Signal ACO-OFDM résultant. .... 106

Figure 3.11 : Constellation reçue en sortie d'un canal plat « sans bruit AWGN ». .... 108

Figure 3.12 : Performances BER obtenues pour différentes QAM avec la technique ACO pour un canal plat AWGN en fonction de : (a)  $Eb(elec)/N0$ , (b)  $Eb(opt)/N0$ . .... 109

Figure 3.13 : Performances DCO vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN en fonction de : (a) BER vs  $E_b(opt)/N_0$  pour un débit utile identique, (b)  $E_b(opt)/N_0$  obtenu pour  $BER=10^{-3}$  versus « Débit binaire/Bande passante normalisée »..... 111

Figure 3.14 : Schéma de principe d'un émetteur U-OFDM..... 113

Figure 3.15 : Performances des techniques U-OFDM et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM : (a) en fonction de  $E_b(elec)/N_0$ , (b) en fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 115

Figure 3.16 : Performances des techniques U-OFDM et DCO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM : (a) en fonction de  $E_b(elec)/N_0$ , (b) en fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 115

Figure 3.17 : Schéma de principe d'un démodulateur NC-ACO..... 116

Figure 3.18 : Performances des techniques NC-ACO et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) en fonction de  $E_b(elec)/N_0$ , (b) en fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 117

Figure 3.19 : Schéma de principe d'un démodulateur DC-ACO..... 119

Figure 3.20 : (a) signal discret  $x_{even}'$ , (b) signal discret  $x_{odd}'(k)$ , (c) signe du signal discret  $x_{odd}'(k)$ , (d) signal  $sgnx_{odd}' * x_{even}'$ ..... 120

Figure 3.21 : Performances des techniques DC-ACO et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) fonction de  $E_b(elec)/N_0$ , (b) fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 122

Figure 3.22 : Schéma de principe d'un démodulateur NCDC-ACO..... 123

Figure 3.23 : Performances des techniques OFDM étudiées en présence d'un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) fonction de  $E_b(elec)/N_0$ , (b) fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 123

Figure 3.24 : Schéma de principe d'un émetteur ADO-OFDM..... 124

Figure 3.25 : Schéma de principe d'un récepteur ADO-OFDM..... 125

Figure 3.26 : Exemple de constellations observées en ADO-OFDM pour un canal plat AWGN: (a) sur les sous-porteuses impaires modulées ACO-OFDM, (b) sur les sous-porteuses impaires modulées DCO 5dB (sans annulation de bruit), (c) sur les sous-porteuses impaires modulées DCO 5dB (démodulation après annulation du bruit de clipping)..... 126

Figure 3.27 : Schéma de principe d'un démodulateur INC-ACO..... 127

Figure 3.28 : Performances des techniques ACO, NC-ACO et INC-ACO dans un canal plat AWGN pour différentes QAM en fonction de  $E_b(opt)/N_0$ ..... 128

Figure 3.29 : Schéma de principe d'un modulateur New OFDM. ....	129
Figure 3.30 : Schéma de principe d'un démodulateur New OFDM. ....	130
Figure 3.31 : Comparaison CCDF et PDF des signaux DCO-OFDM (DCO) et New DCO-OFDM (New DCO) pour différentes tailles de IFFT/FFT.....	131
Figure 3.32 : Courbe $G(N)$ fonction de $N$ . ....	133
Figure 3.33 : Performances des techniques (ACO) et (New ACO), (DCO) et (New DCO) avec $DCBias(dB) = 7dB$ en fonction de $Eb(elec)/N0$ pour différentes constellations QAM. ....	134
Figure 3.34 : Schéma de principe d'un modulateur (New IACO). ....	135
Figure 3.35 : Schéma de principe d'un démodulateur (New IACO). ....	136
Figure 3.36 : Performances des techniques New IACO, ACO-bipolaire et ACO en fonction de $Eb(elec)/N0$ .....	136
Figure 3.37 : Performances des techniques New ACO-OFDM et ses « dérivées» en fonction de $Eb(opt)/N0$ pour un canal plat AWGN.....	137
Figure 4.1 : Schéma de base de la liaison IM/DD simulée. ....	141
Figure 4.2 : Caractéristique $P = f(I)$ mesurée sur le laser DFB [232]. ....	142
Figure 4.3 : Modèle phénoménologique du laser DFB avec VPI. ....	144
Figure 4.4 : (a) Caractéristiques $P=f(I)$ du laser DFB étudié - (b) réponse fréquentielle en fonction du courant de polarisation ( $I_{bias}$ ).....	146
Figure 4.5 : Modèle VPI du récepteur optique (PIN+TIA).....	148
Figure 4.6 : Réponse fréquentielle du récepteur optique simulé pour deux valeurs de BW..	148
Figure 4.7: Schéma de simulation VPI du comportement fréquentiel du canal optique.....	149
Figure 4.8: Réponse fréquentielle du canal IM/DD simulé pour différentes longueurs de fibre avec $\alpha H = 2.8$ pour $I_{bias} = 70$ mA.....	150
Figure 4.9: Schéma de simulation d'une liaison NRZ-OOK. ....	151
Figure 4.10 : (a) BER vs POR à 10 Gb/s pour différentes distances de fibre, (b) BER vs distance de transmission à BO = 15 dB pour différents débits de transmission. ....	152
Figure 4.11: Diagrammes de l'œil obtenus pour 20 km et un débit de : (a) 5 Gb/s, (b) 7,5 Gb/s, (c) 10 Gb/s. ....	152
Figure 4.12 : Liaison OFDM sur fibre optique. ....	153
Figure 4.13 : Résultats OFDM vs NRZ-OOK à 10 Gb/s : (a) BER vs POR pour 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 15 dB.....	155
Figure 4.14 : Signal ACO-OFDM et DCO-OFDM générés avec MATLAB. ....	156

Figure 4.15 : Performances obtenues à 20 km pour BO = 21 dB : **(a)** BER fonction de la puissance RF (signal ACO) et de *Ibias*, **(b)** BER fonction de la puissance RF (signal ACO) pour *Ibias* = 50 mA, **(c)** BER vs puissance RF (signal DCO) et de *Ibias* **(d)** BER vs puissance RF (signal DCO) pour *Ibias* = 60 mA. .... 158

Figure 4.16 : BER vs POR pour différents formats de modulation QAM en ACO et DCO. 159

Figure 4.17 : Etude du BER fonction de POR des techniques ACO, NC-ACO et INC-ACO OFDM en configurations (B2B) et 20 km. .... 161

Figure 4.18 : Impact du Weigthing factor  $\alpha$  sur les performances du BER à BO = 21 dB. . 162

Figure 4.19 : Performances des techniques ACO en fonction du budget optique pour différents formats QAM à 20 km. .... 162

Figure 4.20 : BER vs distance de transmission avec BO = 21 dB pour : (a) chacune des techniques ACO étudiées et, (b) comparaison avec la DCO à 11,8 Gb/s. .... 164

Figure 4.21 : Comparaison de l’approche OFDM conventionnel vs New OFDM : (a) BER vs Puissance RF pour différents préfixes cycliques (CP) en technique DCO, (b) Impact du CP sur le BER pour différentes tailles de FFT..... 165

Figure 4.22 : Comparaison DCO vs New DCO pour différentes constellations : (a) BER vs BO en B2B et 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 18 dB à débits identiques. .... 167

Figure 4.23 : Comparaison ACO vs New ACO pour différentes constellations : (a) BER vs POR en B2B et 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 18 dB à débits identiques. .... 168

Figure 4.24 : BER vs distance de transmission à 11,8 Gb/s et BO = 21 dB pour les techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO. .... 169

Figure 4.25 : Comparaison (Distance vs Budget optique) à débit 11,8 Gb/s, des techniques New DCO, New ACO, New INC-ACO et DC-ACO. .... 170

Figure 4.26 : Paramètres d’état pour 20 km de fibre : (a) avant et (b) après Levin-Campello. .... 172

Figure 4.27 : Comparaison (Débit vs budget optique) des techniques DCO, New DCO, INC-ACO, New INC-ACO et DC-ACO avec la méthode de Levin-Campello (LC). .... 173

Figure 4.28 : Comparaison (LC vs MET) en techniques New DCO pour 20 km de distance et BER cible =  $10^{-3}$ . .... 174

Figure 4.29 : (a) Comparaison (Débit vs Distance) des méthodes (LC) et (MET) pour différents BERs et BO = 21 dB avec la technique New DCO, (b) Comparaison (Débit vs Distance) des techniques New DCO et DC-ACO pour BO = 21 dB avec la méthode MET. 175



## **Table des tableaux**

Tableau 1.1 : Technologies d'accès actuellement déployées [31].	33
Tableau 1.2 : Systèmes PON actuellement déployés [30], [37].	40
Tableau 1.3 : Comparaison des systèmes PON actuellement déployés [30], [49].	44
Tableau 2.1 : Fonctions de transfert phase-amplitude d'un canal IM/DD et applications [77]	60
Tableau 2.2 : Puissance moyenne électrique calculée par constellation M-PSK ou M-QAM.	70
Tableau 2.3 : Approximation du gap $\Gamma$ pour différentes valeurs de $BER$ [153].	87
Tableau 4.1 : Paramètres du Laser DFB simulé.	143
Tableau 4.2 : Bande passante vs courant de polarisation du laser DFB [232].	146
Tableau 4.3 : Paramètres de la photodiode simulée.	147
Tableau 4.4 : Paramètres de la fibre optique simulée.	149
Tableau 4.5 : BER vs Distance pour un BER cible = $10^{-3}$ .	152
Tableau 4.6 : Paramètres du signal OFDM.	155
Tableau 4.7 : Performances à 10 Gb/s pour BER cible = $10^{-3}$ .	155
Tableau 4.8 : Paramètres du signal OFDM simulé.	157
Tableau 4.9 : POR obtenues à 20 km pour un BER = $10^{-3}$ .	159
Tableau 4.10: BO réalisés à 20km pour un BER = $10^{-3}$ avec les techniques ACO étudiées.	163
Tableau 4.11 : Paramètres du signal OFDM simulé.	165
Tableau 4.12 : Paramètres du signal OFDM simulé.	167
Tableau 4.13 : Liaisons New DCO et New ACO à 11,8 Gb/s pour un BER = $10^{-3}$ .	168
Tableau 4.14 : Performances obtenues à 11,8 Gb/s pour un BO = 21 dB et un BER = $10^{-3}$ .	169
Tableau 4.15 : Comparaison des techniques OFDM étudiées à 11,8 Gb/s et BER = $10^{-3}$ pour $NIFFT = 512$ .	171



## **Table des acronymes**

### **A**

ADC	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AMOFDM	Adaptive Modulation OFDM
ANR	Agence Nationale de la Recherche
AOFDM	Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ATM	Asynchronous Transfer Mode
APON	ATM Passive Optical Network
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise

### **B**

BER	Bit Error Rate
BO	Budget Optique
BPON	Broadband Passive Optical Network
BTSA	Bénin Télécoms S.A
B2B	Back-to-back

### **C**

CP	Cyclic Prefix
----	---------------

### **D**

DAC	Digital to Analog Converter
DCF	Dispersion Compensation Fiber

D-EML	Dual Electroabsorption Modulated Laser
DFB	Distributed Feed Back
DL	Downlink (Sens descendant)
DMT	Discrete Multi-Tone
DSB	Double Side Band
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	Digital Signal Processor/Processing
DD-MZM	Dual-Drive Mach-Zehnder

## E

EAM	Electro-Absorption Modulator
EML	Electroabsorption Modulated Laser
E/O	Electrical to Optical converter
EPAC	Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi
EPON	Ethernet Passive Optical Network
EVM	Error Vector Magnitude

## F

FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSAN	Full Service Access Network
FTTA	Fiber To The Antenna
FTTB	Fiber To The Building
FTTDp	Fiber To The Distribution point
FTTH	Fiber To The Home

FWM	Four-Wave Mixing
<b>G</b>	
GPON	Gigabit Passive Optical Network
GVD	Group Velocity Dispersion
<b>H</b>	
HD	High Definition (Haute Définition)
HDTV	High Definition TV
<b>I</b>	
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IM/DD	Intensity Modulation and Directed Detection
IP	Internet Protocol
IPTV	Internet Protocol Television
I/Q	In Phase / Quadrature
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
<b>L</b>	
LETIA	Laboratoire d'Electrotechnique de Télécommunication et d'Informatique Appliquée
<b>M</b>	
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MZM	Mach-Zehnder Modulator

## N

NEP	Noise equivalent power
NRZ	Non-Return to Zero
NRZ-OOK	Non-Return to Zero On-Off Keying
NG-PON	Next Generation Passive Optical Network

## O

OB	Optical Budget
OBPF	Optical Band-Pass Filter
ODSB	Optical Double Side Band
O/E	Optical to Electrical converter
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OLT	Optical Line Termination
ONT	Optical Network Termination
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off Keying
OSSB	Optical Single Side Band

## P

PAPR	Peak to Average Power Ratio
PMD	Polarization Mode Dispersion
PON	Passive Optical Network
POR	Puissance optique reçue
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying

## Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

## R

RIN	Relative Intensity Noise
RF	Radiofréquence

## S

SA	Société Anonyme
SAFE	South Africa Far East
SAT-3	South Atlantic 3
SER	Symbol Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SSB	Single Side Band
SSMF	Standard Single Mode Fiber

## T

TCP	Transmission Control Protocol
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
TIA	Transimpedance Amplifier
TWDM-PON	Time Wavelegnth Division Multiple Passive Optical Network

## U

UIT	Union International des télécommunications
-----	--

UL	Uplink (Sens Montant)
<b>V</b>	
VSAT	Very Small Aperture Terminal
VoD	Video on Demand
VOA	Variable Optical Attenuator
<b>W</b>	
WASC	West Africa Submarine Cable
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
<b>X</b>	
XG-PON	10 Gb/s Passive Optical Network
XPM	Cross-Phase Modulation

## Introduction Générale

### *Contexte et Motivations*

Les trente dernières années se sont vues, marquées dans les télécoms, par l'avènement du numérique. Depuis la vieille méthode de communication : le télégraphe inventé en 1836, en passant par l'invention du téléphone en 1876, la transmission de la voix était la principale forme de communication. Les opérateurs n'ont commencé la diffusion de l'image qu'avec la découverte de la télévision vers la fin de la deuxième guerre mondiale. La télévision étant unidirectionnelle, l'utilisateur ne pouvait contrôler les données programmées. Et ce n'est qu'à partir de 1969, avec l'invention d'Arpanet, premier réseau dans le monde à utiliser les protocoles TCP/IP que Internet a vu le jour et depuis, n'a cessé de s'accroître et nous surprendre. De nos jours, presque tous les services de données et de la voix sont transmis via le réseau IP (VoIP et IPTV). Avec les services de vidéo à la demande (VoD), l'utilisateur dispose d'un accès au contenu vidéo n'importe où et n'importe quand avec les moyens technologiques disponibles.

L'accès à Internet haut débit et aux services multimédia a pu jusqu'alors être déployé sur les réseaux à base de cuivre grâce à la technologie xDSL (Digital Subscriber Line). Cependant, l'enjeu de cette technologie en termes d'énergie et de bande passante est devenu un sujet problématique dès le début des années 2000 avec l'explosion d'Internet et des technologies numériques. A titre d'illustration de ce phénomène grandissant, la Figure I.1 rend compte du nombre de communications estimées en une minute sur le réseau IP.



Figure I.1 : 60 secondes de communications IP (données go-globe) [1].

Dès lors, les opérateurs ont commencé par envisager un déploiement de la fibre optique pour les réseaux d'accès. Dans ce contexte, la transmission sur fibre optique est généralement admise comme étant la solution répondant au besoin croissant en termes de débit constaté.

L'architecture réseau permettant d'apporter la fibre jusqu'à destination de l'abonné dit FTTH/B (Fiber-To-The-Home/Building) est la plus déployée des réseaux d'accès optiques. D'après une récente étude [2], c'est la Chine le grand leader en termes de déploiement massif de réseaux d'accès optiques avec plus de 60% d'abonnés FTTH/B et 90% de la population ayant accès à la fibre optique. Les contraintes en termes de bande passante pour les réseaux d'accès optiques de nouvelles générations sont imposées par l'avènement de services multimédia sur IP tels que l'Ultra HD (>180Mb/s), la 3D HDTV (100Mb/s), les jeux en ligne, l'Internet, le cloud service et « l'Internet du Tout-Connecté » de demain. Les deux derniers services nécessitent des débits importants pour le transfert de fichiers entre l'utilisateur et les centres de données. D'après les prévisions de Cisco pour 2017 [3], plus des 73% du trafic total seront exploités par les services vidéo (Vidéo sur Internet et sur IP) tandis que le reste sera partagé entre les services de partage fichiers. Dans cette prévision, le Moyen-Orient et l'Afrique sont les continents où le trafic global est faible en comparaison à l'Europe, l'Amérique et l'Asie (Figure I.2). D'après les prévisions de « TeleGeography », la demande de bande passante internationale de l'Afrique devrait croître à un taux annuel global de 51% entre 2012 et 2019 [4].

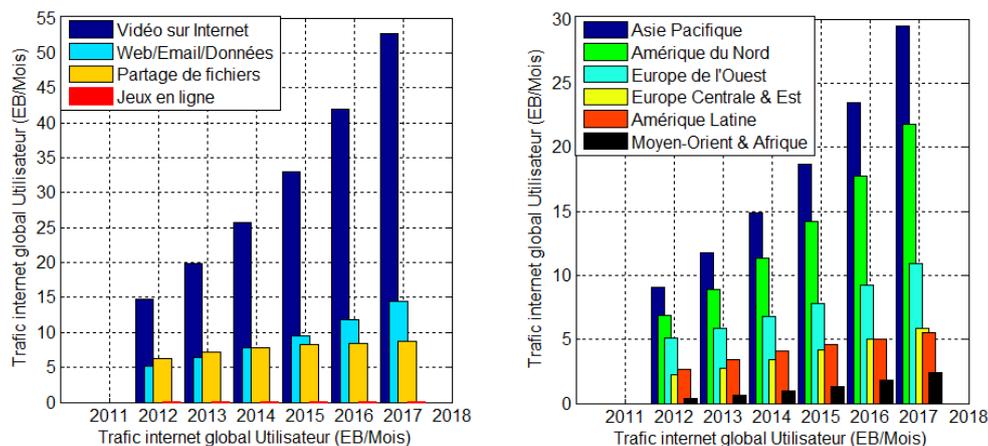


Figure I.2 : Projections CISCO pour le Trafic IP global de 2012 à 2017 [2].

Le Bénin, tout comme les pays de l'UEMOA (Union Economique et Monétaire Ouest Africain) s'est intéressé à ce nouveau support de transmission par le déploiement d'interconnexions fibrées avec ses pays voisins (Figure I.3) et du câble SAT3/WASC/SAFE mené par l'équipementier télécom Alcatel-Lucent permettant de presque doubler la capacité du système qui opère désormais de 420 Gb/s à 920 Gb/s dans le segment Nord et de 340 Gbps à 800 Gb/s dans le segment Sud. D'une longueur totale de 1357 km environ, les liaisons en fibres optiques déployées équipent les principales artères de transmission du réseau fibré de Bénin Télécoms S.A. Ce réseau fibré repose à partir du sud sur trois grands axes : les axes

Est, Ouest et Nord comme illustré à la Figure I.3(b). Malgré l'existence de ces artères fibrées déployées par l'opérateur historique des télécoms (BTSA), le débit moyen d'une connexion est de 64 à environ 128/1024 Kb/s [3]. Cette infrastructure fibrée reste largement sous-exploitée à l'intérieur du pays car tout seulement utilisée avec les états frontaliers pour le transit des flux vers l'international, donc presque inexploitée (12% d'utilisation) à l'intérieur du pays.

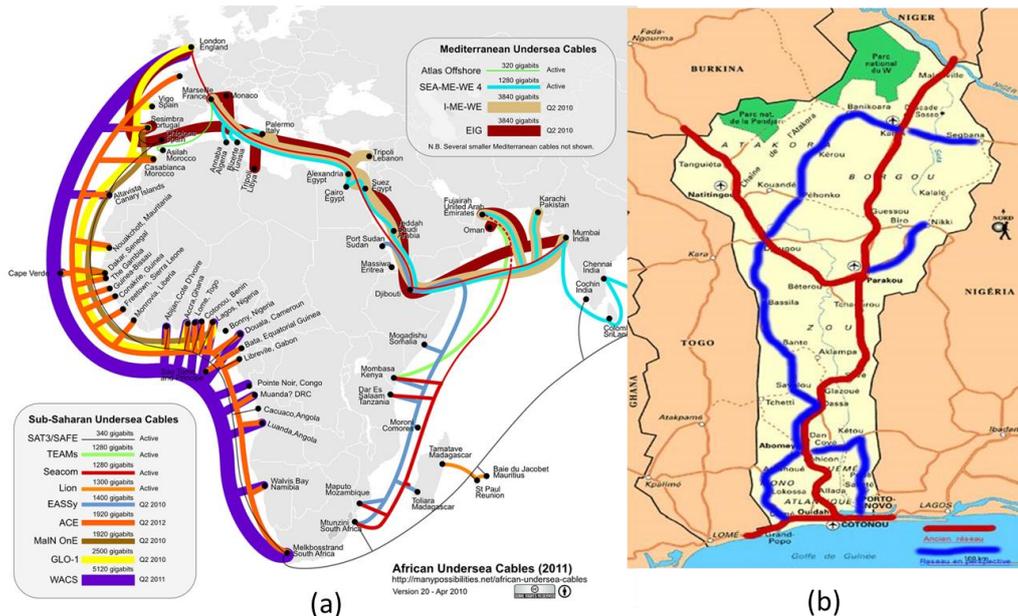


Figure I.3 : (a) Déploiement Câbles Sous-Marins en Afrique et dans la méditerranée [5]–  
 (b) Réseau béninois de fibre dans l'état actuel (en rouge) et perspectives (en bleu) [6].

Les seules technologies d'accès couramment utilisées au Bénin tout comme dans la plupart des pays en développement sont des réseaux sans fil ou filaires sur cuivre (VSAT, Wi-Fi et xDSL). Ces déploiements sont la preuve vivante de la stratégie régionale du pays qui, depuis sa participation au consortium mené par Alcatel et France Télécom dénommée « Orange » depuis 1<sup>er</sup> Juillet 2013, ambitionne de jouer un rôle important dans la sous-région. Notons qu'avec la saturation des réseaux télécoms ainsi que les coupures intempestives et le délestage rencontrés par les abonnés de la société d'électricité du Bénin, cette ambition se trouve freinée et actuellement difficile à atteindre. Avec la mise en place de l'ARCEP (Autorité de régulation des communications électroniques et des postes), dès que les politiques prendront les résolutions nécessaires à travers les programmes tels que : le WARCIP-Bénin (West Africa Régional Communications Infrastructure Program-Bénin), l'AGeNTIC (l'Agence pour la Gestion des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication), l'ABSUC (l'Agence Béninoise du Service Universel des Communications Electroniques et de la

Poste), ils pourront alors accompagner la volonté des opérateurs télécoms dans un déploiement à grande échelle de réseaux d'accès haut débit. Dans le souhait de transformer le Bénin en « Capitale Numérique de l'Afrique », le gouvernement a introduit la réforme des télécoms et l'amélioration de l'accès au NTIC, dans son programme de développement. Ainsi, les programmes e-Bénin (2010-2015) et WARCIP (2012-2017) financés par la banque mondiale ont été initiés pour accroître la portée géographique des réseaux à large bande et réduire les services de communication dans le territoire. Le projet WARCIP, financé à hauteur de 35 millions de dollars a récemment permis l'atterrissage à Fidjrossé (Ouest de Cotonou) du deuxième câble sous-marin (ACE : Africa-Coast to Europe) [7] en renfort au câble sous-marin SAT3/WASC/SAFE déjà existant depuis 2002 pour un déploiement haut débit dans l'accès.

Mon travail de thèse a consisté à proposer des solutions qui pourront être envisagées dans les réseaux d'accès du futur et qui prennent en compte la problématique de faibles coûts de déploiement. Pour ce faire, j'ai travaillé en me référant aux déploiements actuels des réseaux d'accès optiques passifs PON (Passive Optical Network) et à la vision futuriste des opérateurs européens et organismes de normalisation internationaux concernant les futurs déploiements à l'horizon de 2025.

A ce jour, dans les pays développés, la fibre se rapproche de plus en plus près des utilisateurs finaux. Le but est que chacun soit connecté chez lui, au réseau fibre optique par le déploiement des réseaux de déserte et d'accès jusqu'à l'intérieur du logement et les locaux professionnels (Figure I.4).

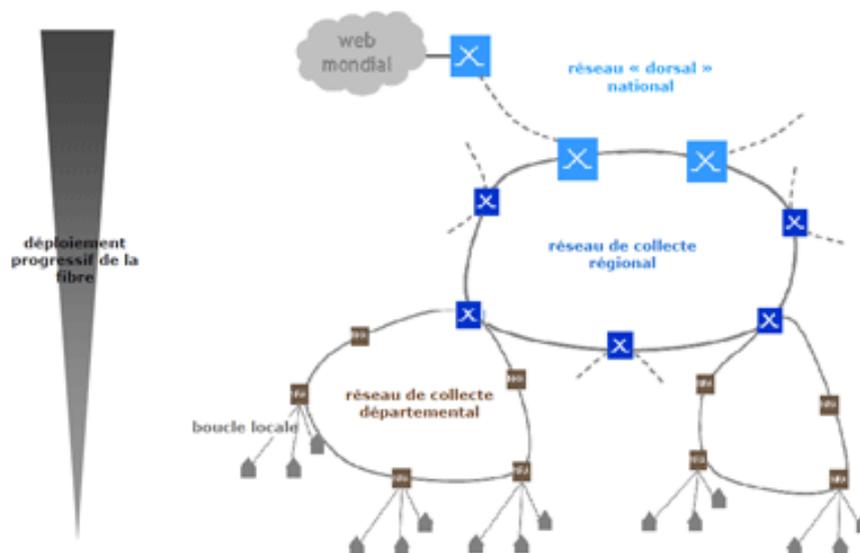


Figure I.4 : Données ARCEP : déploiement progressif de la fibre optique.

Cependant, bien que les réseaux à fibre optique permettent d'atteindre des débits de plusieurs Gbits/s pour des pertes minimales, on se heurte en pratique à divers problèmes tels

que les traitements électroniques avant modulation et après détection. Pour surmonter ces limitations et optimiser la transmission, différentes techniques de multiplexage et de codage sont envisagées. De même, le besoin croissant en termes de débit conduit à une augmentation du coût des composants optoélectroniques. Ainsi, la réduction du coût des composants émetteurs/récepteurs des futurs réseaux optiques (essentiellement dans l'accès), est l'un des défis majeurs des opérateurs dans leur course au déploiement. Il est alors nécessaire de trouver des moyens d'augmenter le débit permettant la réutilisation des infrastructures déjà existantes pour une rentabilité bas coût possible. La plupart des architectures de réseaux d'accès optiques sont basées sur l'utilisation de la modulation NRZ-OOK (Non-Return to Zero On-Off Keying) compte-tenu de ses émetteurs-récepteurs à faible complexité. Ce format de modulation n'émet qu'un seul bit d'informations par symbole. Cependant à cause du produit (débit×portée) limité par la dispersion chromatique de la fibre et des caractéristiques de l'émetteur, déployer du NRZ-OOK représente une limitation pour les futures générations de réseaux d'accès optiques. En clair, de nouvelles technologies doivent être considérées pour répondre aux besoins futurs tout en maintenant les plus bas coûts possibles en termes de fonctionnement et de déploiement (composants et réseaux). L'utilisation de techniques de modulations avancées présentant non seulement une efficacité spectrale (rapport entre débit et bande passante utile) meilleure que le NRZ mais aussi dotées d'une très grande robustesse contre les IES (Interférences entre Symboles) induites par la dispersion chromatique de la fibre, permettrait d'améliorer les performances systèmes. Les modulations multi-porteuses dont l'OFDM [8] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) présentent ces avantages. Le traitement par les DSP (Digital Signal Processing) est aussi un moyen d'améliorer les performances des communications optiques par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs (FEC : Forward Error Correction). Les formats de modulations avancées plus spécifiquement les techniques OFDM ont été largement utilisées dans les radiocommunications tout comme en transmissions sur cuivre (techniques xDSL) où elles portent le nom de techniques DMT (Digital Multi Tone). Ainsi, de par sa maturité et l'existence sur le marché de composants optiques, l'introduction de la technologie OFDM dans les communications sur fibre optique se justifie par la nécessité non seulement d'augmenter le débit de transmission (donc d'accroître la capacité de transport), mais aussi d'utiliser des composants optiques semblables à ceux déjà maîtrisés en optique sans fil. La détection directe de l'OFDM est un bon choix pour les applications dans le PON [9] à cause du revenu bas coût de l'architecture de leurs récepteurs en comparaison avec la détection cohérente.

Notre projet de thèse se veut dans ce contexte, d'être un moyen pour renseigner les métropoles de pays en développement sur les avantages et contraintes liés aux technologies à même d'exister dans les prochaines générations de réseaux d'accès optiques. Cette étude est le résultat d'un travail conjointement effectué entre le laboratoire XLIM au département Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences (en France) et le Laboratoire d'Electrotechnique de Télécommunication et d'Informatique Appliquée (LETIA) de l'EPAC (Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi) au Bénin. Elle traite dans un contexte bas coût du métropolitain, des potentialités offertes par l'OFDM en termes d'augmentation de portée, de débit et de taux de partages pour les futurs réseaux d'accès PON [9]-[12]. L'ensemble de l'étude est basé sur l'implémentation de certaines techniques OFDM non encore démontrées dans le cas de liaisons optiques sur fibre. Quant aux composants simulés, leurs paramètres sont issus de mesures expérimentales menées dans le cadre de projets collaboratifs type ANR (Agence Nationale de la Recherche) auxquels a participé XLIM.

## Contribution de la thèse

Le travail présenté dans cette thèse traite principalement des potentialités de l'OFDM optiques pour son déploiement dans les futurs réseaux d'accès PON dans un contexte « bas coûts » et de montée en débit. Nos contributions portent sur :

- ***La proposition d'un document pédagogique sur l'état de l'art des réseaux d'accès optiques*** : Cette étude expose le concept des réseaux optiques, leurs architectures ainsi que les normes et spécifications retenues pour les futures générations de réseaux d'accès optiques. Ceci est fait dans le but de préparer un document pédagogique en télécoms optiques pour l'EPAC.
- ***La proposition de l'algorithme MET (Minimization and E-Tight) comme nouvelle alternative au Levin-Campello (LC)***: Après une étude fournie sur la propagation dans la fibre optique, nous avons montré l'impact des paramètres des composants sur la transmission ainsi que la caractérisation du canal de transmission. Pour le cas de canaux sélectifs en fréquence où les performances du NRZ-OOK sont limitées à haut-débit, nous avons montré l'intérêt de l'OFDM. L'algorithme du Levin-Campello (LC) est une solution pour maximiser le débit de transmission de l'OFDM sur fibre. Par contre, l'algorithme LC est souvent implémenté, soit que pour des critères de SER ou pour des valeurs de BER prédéfinies dans des tables de gap en SNR. Dans le dernier cas, le gap est supposé constant quelle que soit la constellation (Cf. Tableau 2.3) : ce qui en théorie, n'est pas toujours vrai. Nous proposons dans ce contexte, pour toute valeur de BER cible, l'algorithme MET basé sur la deuxième étape de la méthode LC où le gap est estimé par sous-porteuse et non constant quelle que soit la constellation. Cet algorithme est présenté et les résultats obtenus comparés à ceux issus de la méthode LC.
- ***L'amélioration des performances BER et la complexité de calcul des modulateurs/démodulateurs OFDM optiques*** : Pour générer des signaux réels en OFDM conventionnel, on réalise une symétrie hermitienne des symboles à l'entrée du bloc IFFT de l'émetteur OFDM. Cette symétrie hermitienne utilise la moitié des sous-porteuses disponibles pour la transmission. Ainsi, la transmission de N symboles nécessite l'utilisation de blocs IFFT/FFT de taille 2N. Ceci augmente par conséquent la complexité du système et l'énergie consommée par le système de transmission. Une approche moins gourmande en complexité de calcul consiste à générer un signal OFDM complexe à partir des N symboles et ensuite de juxtaposer dans le temps, les parties (réelle & imaginaire) du

signal complexe. Il en résulte un signal OFDM réel de taille double du signal complexe. Cette nouvelle approche OFDM est baptisée « New OFDM » et ses performances en termes de PAPR, de calcul de complexité et de BER sont présentées et comparées à certaines techniques de l'OFDM conventionnel. Les résultats pour l'implémentation de nouvelles techniques ACO-OFDM améliorées sont aussi présentés. Une nouvelle technique combinant l'U-OFDM avec l'ACO-OFDM a été proposée et traitée.

- ***L'étude de techniques OFDM implémentées dans un canal optique réaliste*** : Les performances des techniques OFDM sont généralement présentées pour un canal optique plat souvent considéré AWGN. Quelques travaux ont abordé le cas de canaux sélectifs en fréquence. Mais il est rare de retrouver des résultats de simulation qui tiennent compte de la fonction de transfert d'une chaîne de transmission réaliste (paramètres de composants réels). Dans cette étude, nous intégrons l'impact des composants dans les performances des liaisons PON IM/DD ainsi que l'implémentation de quelques récentes techniques OFDM traitées. Dans ce contexte, les notions de taux de partage et de portée sont considérées. Certains résultats sont même présentés en termes de puissance reçue par la photodiode ou de débit utile réalisé. Ces résultats proviennent de co-simulations effectuées entre MATLAB et VPIphotonics. Ceci a permis de concevoir une plateforme de simulations OFDM optique disponible en fichier électronique (extension VMI) mis à disposition du laboratoire Xlim. Cette plateforme servira d'outils de recherche ou de pédagogie dans le domaine de l'OFDM sur fibre.

## **Organisation de la thèse**

Le présent manuscrit est structuré en quatre chapitres. Le premier introduit le concept des réseaux optiques et décrit leurs architectures ainsi que les normes et spécifications retenues pour les futures générations de réseaux d'accès optiques (NG-PON).

Le deuxième chapitre se veut volontairement pédagogique car la première dans le domaine à l'Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi (EPAC). Il décrit la propagation dans une fibre ainsi que les composants présents dans une liaison optique fibrée. On y distingue : un paragraphe détaillé sur les systèmes de transmission sur fibre ainsi qu'une description des composants optoélectroniques employés, leur modélisation (fonction de transfert et bruit dans la transmission). De plus, une brève analyse est faite sur les formats de modulation mono-porteuse les plus usuels : le NRZ-OOK et les modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation). L'accent est ensuite porté sur l'OFDM et les méthodes adaptatives pour la montée en débit telles que : le Water-filling, l'algorithme de Chow et la méthode de Levin-Campello (LC) traitée dans cette thèse.

Le troisième chapitre reste aussi pédagogique et fait l'état de l'art sur l'OFDM pour les communications optiques. Un bref descriptif des architectures OFDM optiques présentes dans la littérature y est fourni, et le cas de l'architecture IM/DD est traité. Une description générale des techniques OFDM optiques et leurs performances est ensuite abordée. Les performances obtenues en présence d'un canal plat AWGN sont discutées. Avec l'utilisation d'une nouvelle approche d'implémenter l'OFDM, la complexité des techniques étudiées est réduite de moitié et permet d'envisager des liaisons optiques « bas coûts ». Les résultats obtenus avec cette nouvelle approche sont également présentés.

Le chapitre quatre, présente les principales simulations réalisées tout au long de cette thèse avec les résultats obtenus dans le cas d'un canal optique réaliste. Ces résultats proviennent d'une co-simulation entre MATLAB & VPIphotonics. L'implémentation des différentes techniques OFDM (modulation et démodulation) est réalisée avec MATLAB et la simulation des liaisons optiques sous VPIphotonics en tenant compte des paramètres réels des composants photoniques utilisés. Ensuite, une étude comparative des techniques simulées est présentée ainsi que l'impact des composants sur les performances du système (taux d'erreur binaire et débit utile). Les travaux et l'analyse des résultats pertinents seront synthétisés dans la conclusion. Les perspectives d'études y sont proposées pour d'autres améliorations futures.



## **Chapitre 1: Introduction aux réseaux d'accès optiques**

Les réseaux optiques trouvent leur origine dans l'envie d'exploiter pour le haut débit, les propriétés photoniques de la fibre optique (imperceptible aux interférences électromagnétiques). Les tous premiers systèmes de transmission optique ont été réalisés pour les communications sous-marines longues distances. Bien d'autres liens à fibre optique ont ensuite vu le jour et été déployés en masse. Les réseaux optiques fournissent d'énormes capacités de transmission de données et offrent une infrastructure commune dans laquelle de nombreux services peuvent être transmis.

Dans un premier temps, la technologie optique a été essentiellement utilisée pour transmettre des données sur une grande distance et fournir une capacité importante comparée à celle des câbles coaxiaux et les paires cuivrées. Les réseaux optiques ont ensuite évolué et des architectures ont été adoptées en vue d'un déploiement du réseau depuis le cœur jusqu'à l'abonné pour répondre aux besoins des utilisateurs. C'est ce qui a conduit au déploiement de la fibre optique dans les réseaux métropolitains et enfin les réseaux d'accès, à savoir FTTx (Fiber-To-The-x) [13].

Ce chapitre présente une brève généralité sur l'évolution des réseaux de communications optiques. La première partie décrit la topologie du réseau optique dans sa conception réseau cœur, réseau métropolitain et réseau d'accès. Les techniques d'accès sont présentées et une attention particulière est consacrée aux réseaux d'accès optiques passifs PON. Différentes architectures et technologies PON utilisées ont été rappelées. Leurs évolutions futures ainsi que les différentes normes définies par les organismes IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et ITU-T (International Telecommunication Union) sont présentées.

### **1.1 Structure des réseaux optiques**

Cette section présente la répartition du réseau optique en fonction de la couverture géographique. La Figure 1.1 montre la typologie d'un réseau optique constitué du réseau cœur, ainsi que des réseaux métropolitains et d'accès.

#### **1.1.1 Réseaux cœurs**

Les réseaux cœurs représentent le nœud central du réseau télécom et fournissent les nombreux services aux abonnés connectés via les réseaux d'accès. Les réseaux cœurs transportent d'importantes données d'un nœud à un autre en interconnectant différents pays ou régions et s'étendent sur des centaines voire des milliers de kilomètres entre nœuds.

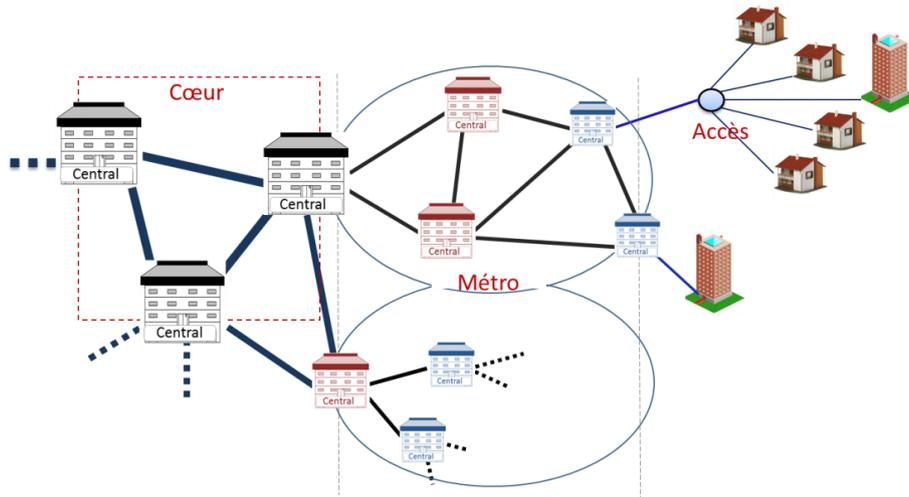


Figure 1.1: Typologie d'un réseau de communication optique.

Pour exemple, le réseau SAT-3 dessert le Bénin et voisins en passant par le Portugal. Ces nœuds (basés dans les villes) se chargent de transférer les données des réseaux métropolitains aux réseaux cœurs ou vice-versa par le biais d'interrupteurs optiques ou électriques. Les réseaux cœurs [14] sont souvent basés sur une structure maillée et fonctionnent en technique WDM (Wavelength Division Multiplexing). D'autres techniques de multiplexage ont été utilisées pour le réseau cœur : le multiplexage à répartition spatiale (SDM : Spatial Division Multiplexing) et l'OFDM optique. La technique SDM [15] présente l'avantage d'accroître la capacité du réseau cœur en jouant sur plusieurs longueurs d'onde ou les modes/cœurs de fibres multimodes ou multi-cœurs. L'OFDM optique [16], démontrée comme étant une technologie élastique, tire son avantage de par sa bonne flexibilité et sa haute efficacité spectrale minimisant ainsi l'utilisation d'intervalles de garde entre sous-porteuses.

Par ailleurs, les réseaux cœurs emploient le WDM et peuvent atteindre des capacités de transports supérieures à 1Tb/s. Récemment, des réseaux cœurs tout-optiques ont été déployés et aujourd'hui avec l'aide de l'amplification optique et des formats de modulations avancées, des systèmes avec 80 canaux WDM pour 40Gb/s par canal (débit agrégé de 3.2Tb/s) ont été déployés [17].

### **1.1.2 Réseaux métropolitains**

Encore appelés « Réseaux de distribution », les réseaux métropolitains représentent la partie du réseau déployé dans les grandes villes ou régions. Dans le cas du Bénin, il s'agit par exemple de l'axe fibré Cotonou-frontière Nigeria 63km (SDH-STM16 Huawei). Le réseau métropolitain [18] regroupe l'ensemble du trafic d'une région ou d'une surface limitée et transfère cela aux réseaux cœurs. Le réseau métropolitain est l'interface entre le réseau cœur

et le réseau d'accès. Il connecte l'ensemble des centres offices (CO) à l'intérieur d'une région ou d'une ville. Ce type de réseau peut s'étendre de quelque kilomètre à plusieurs dizaines de kilomètres entre offices. Tout comme la capacité de transport du réseau cœur est en pleine augmentation, des études sur le réseau métropolitain ont été menées pour permettre de bénéficier de débits intéressants [20].

Durant les années 90, les réseaux métropolitains fonctionnaient en anneau suivant le standard SONET (Synchronous Optical Network), proche du SDH (Synchronous Digital Hierarchy), conçu pour le transport de la voix [21]. La structure étoilée fut ensuite déployée dans les réseaux métropolitains pour résoudre les questions d'accès et de priorité dans le transport des données [22]. Par suite, des structures hybrides Anneau-étoile ont été proposées pour améliorer la rapidité et l'efficacité du réseau métropolitain en vue de bénéficier des capacités du réseau cœur et de ses technologies [23]-[24].

En clair, ces différentes solutions ont été proposées pour atteindre une bonne fiabilité dans le transport à très hauts débits, des données et services des réseaux métropolitains et cœurs. Dans ce contexte, pour faire profiter les usagers et différents particuliers de ces services hauts débits, des réseaux d'accès hauts débits se doivent d'être envisagés.

### **1.1.3 Réseaux d'accès**

Les réseaux d'accès (first or last mile network) représentent la partie du réseau qui relie le fournisseur de service (CO : Centre Office) à l'abonné. C'est l'interface entre l'abonné et le réseau métropolitain qui se charge de collecter le flux total d'informations provenant des abonnés puis de son transfert vers le réseau métropolitain via les (CO). Dans ce cas, on parle de transmission en « sens montant ». Dans le « sens descendant », les réseaux d'accès allouent des sous-porteuses pour fournir la voix, des données, la vidéo et d'autres services aux différents abonnés. Compte tenu de la dimension géographique limitée des réseaux d'accès, l'enjeu actuel est basé sur l'usage de nouvelles technologies, d'architectures et infrastructures d'accès [25]-[27] permettant d'apporter de connections hauts débits aux abonnés avec un déploiement rentable, bas coût. Afin de permettre une bonne compréhension du réseau d'accès, nous parlerons dans la section suivante, des technologies d'accès et l'architecture PON, cœur de notre étude ainsi que des techniques de multiplexage.

## 1.2 Technologies d'accès

La demande croissante en termes de débits et l'apparition de nouveaux services trop gourmands en bande passante a conduit à une énorme pénétration dans les réseaux d'accès et cœurs. La Figure 1.2 illustre l'évolution du débit de transmission dans les réseaux cœurs et d'accès au fil des années. Le débit de transmission dans le réseau d'accès optique a 100 fois augmenté ces dix dernières années. Ce qui a entraîné également une forte croissance du débit dans les réseaux cœurs. Le débit dans les réseaux d'accès sans fil a aussi considérablement accru avec l'apparition des technologies mobiles LTE (Long Terme Evolution) où à larges bandes.

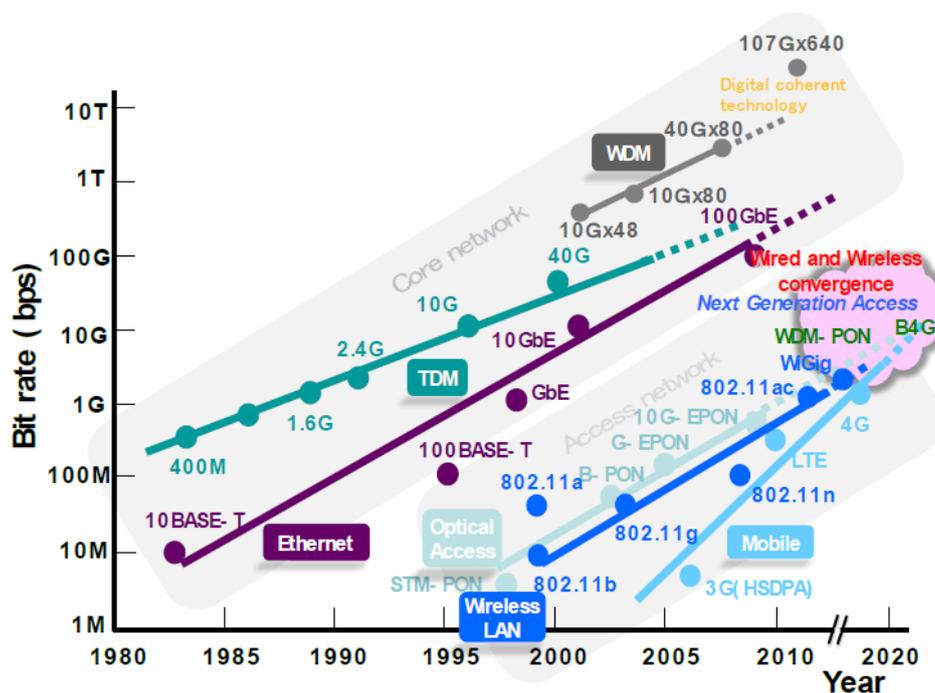


Figure 1.2: Débits de transmission des réseaux d'accès et cœur [28].

Afin de pouvoir satisfaire les besoins en bande passante des utilisateurs (abonnés), plusieurs technologies d'accès ont donc été déployées. La plus courante d'entre elles est le xDSL (Digital Subscriber Loop) qui peut être subdivisé en deux standards communément déployés : l'ADSL (Asymmetric DSL) et le VDSL (Very high speed DSL). Au Bénin, elle offre une capacité atteignant les 256 à 1024 Kb/s. Parmi les autres types de connexions présentes, on peut citer : le RTC (Réseau téléphonique Commuté), le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), le CDMA (Code Division Multiple Access), le Wi-Fi (Wireless Fidelity) et diverses liaisons Spécialisées [29].

Le réseau d'accès à base de fibre optique FTTx, qui a beaucoup évolué pendant ces trente dernières années est la technologie d'accès la plus prometteuse en termes de déploiement, de

débit et de maintien. Le Tableau 1.1 présente une liste des différentes technologies d'accès jusqu'ici déployées.

Tableau 1.1 : Technologies d'accès déjà déployées [31].

<b>Services</b>	<b>Milieu de transmission</b>	<b>Lien descendant (Mb/s)</b>	<b>Lien Montant (Mb/s)</b>	<b>Portée maximum (km)</b>
ADSL	Paire torsadée	15	3,8	5,5
VDSL	Paire torsadée	100	30	0,5
HFC	Câble coaxial	40	9	25
Wi-Fi	Espace libre	54	54	0,1
Wi-MAX	Espace libre	134	134	5
B-PON	Fibre	622	155	20
E-PON	Fibre	2488	1244	20
G-PON	Fibre	1000	1000	20

Le réseau d'accès à base de fibre optique a longuement évolué pendant ces trente dernières années. Sa maturité a conduit à des solutions permettant aujourd'hui d'amener la fibre jusqu'au domicile de l'abonné et lui offrir le haut débit à moindre coût. Le réseau à base de fibre optique peut-être actif ou passif. Il est actif lorsqu'il existe entre le central office (CO) et l'abonné, au moins un dispositif nécessitant une alimentation électrique (répéteur pour compenser les pertes induites par la distance, ou système d'aiguillage actif). Dans ce cas, on parle de réseau type AON (Active Optical Network). Dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsqu'aucun dispositif actif n'est interposé entre le CO et l'abonné, il est dit PON (Passive Optical Network ou Réseau Optique passif). Dans ce cas, comme on n'utilise que des composants passifs (répartiteurs et coupleurs optiques), on réduit considérablement les coûts d'installation et de maintenance vu que les équipements sensibles (ayant besoin de maintenance) sont situés aux deux bouts de la chaîne de transmission. Même si la pose de la fibre optique (génie civil), est très coûteuse pour l'installation du PON, cette solution est indispensable pour répondre aux besoins en comparaison aux technologies câblées ou sans fil déjà déployées. C'est ce qui la rend attractive aux yeux des opérateurs et équipementiers télécoms. Le PON a suscité notre intérêt pour ces travaux de thèse, plus particulièrement parce qu'il est d'actualité et en cours de déploiement, mais aussi parce que ce sera le support de l'accès dans les vingt prochaines années pour les pays en voie de développement.

Les tous premiers travaux sur le PON ont débuté en 1990 avec le groupe FSAN (Full Service Access Network) qui fixa les premières spécifications du PON basées sur l'ATM (Asynchronous Transfer Mode) devenu A-PON (Asynchronous PON) normalisé ITU-T G.983.1. L'adaptation de l'A-PON pour le haut débit par le FSAN en 1998 a constitué les premières recommandations du B-PON (Broadband PON) normalisé ITU-T G.983.x. Dès 2001, le groupe IEEE déploie l'E-PON (Ethernet PON) normalisé IEEE 802.3ah avec sa technologie EFM (Ethernet First Mile) existante, légèrement modifiée pour être compatible PON. Deux ans plus tard, le FSAN proposa ses premières recommandations pour le G-PON (Giga-PON) des standards ITU-T G.984.x [10], [30]. Dans ce qui suit, nous présenterons les architectures PON existantes avec les techniques de multiplexage que l'on pourrait rencontrer dans ces types de réseau.

### **1.2.1 Architectures PON**

La première architecture du réseau d'accès optique consiste à relier chaque abonné au (CO) par le biais d'une fibre optique. On parle d'architecture point-à-point (P2P). Dans cette architecture, chaque abonné bénéficie indépendamment de la totalité de la bande passante de son canal et le débit, facilement adapté selon l'utilisateur. Aucune forme de multiplexage n'est requise. Par contre, le coût de déploiement et de réalisation devient important du fait qu'il y a autant de fibres déployées que d'abonnés, induisant de forts besoins en génie civil à chaque nouveau raccordement. Une des alternatives pour réduire le coût de déploiement est d'utiliser une seule fibre pour alimenter plusieurs abonnés. Cela consiste à faire transiter dans une même fibre, les données des abonnés depuis le CO jusqu'au point d'éclatement d'où partent des fibres optiques vers chaque abonné. Il s'agit d'une architecture point-à-multipoints (P2MP : Point to Multipoint) [32]. Cette architecture nécessite au moins un ou plusieurs répartiteurs optiques et réduit le débit utilisateur, du fait du partage du support, mais elle reste la solution retenue car elle permet de réduire les coûts de déploiement. La Figure 1.3 présente un aperçu des deux architectures décrites précédemment. Bien que l'architecture P2MP soit couramment déployée, on peut parfois envisager pour des raisons évidentes de coûts et de répartition géographique, le déploiement de certaines configurations hybrides selon les besoins [12], [33]. Ceci conduit à observer par moment, une liaison P2P se greffer à une architecture P2MP déjà installée ou vers des configurations hybrides d'accès PON câbles et/ou sans fil comme illustrées à la Figure 1.2.

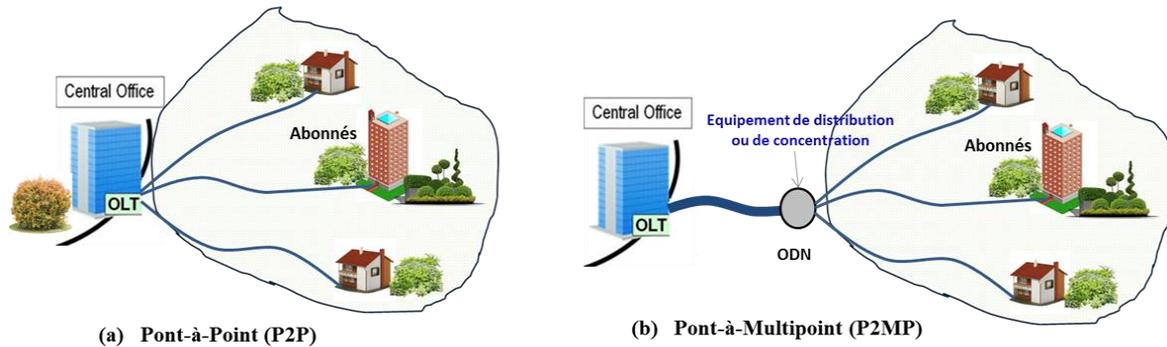


Figure 1.3: Méthodes d'acheminement des données dans les PON.

La Figure 1.4 montre un exemple de réseau d'accès optique P2MP où sont illustrées les terminologies du réseau PON avec les solutions FTTx pouvant être proposées à l'heure actuelle.

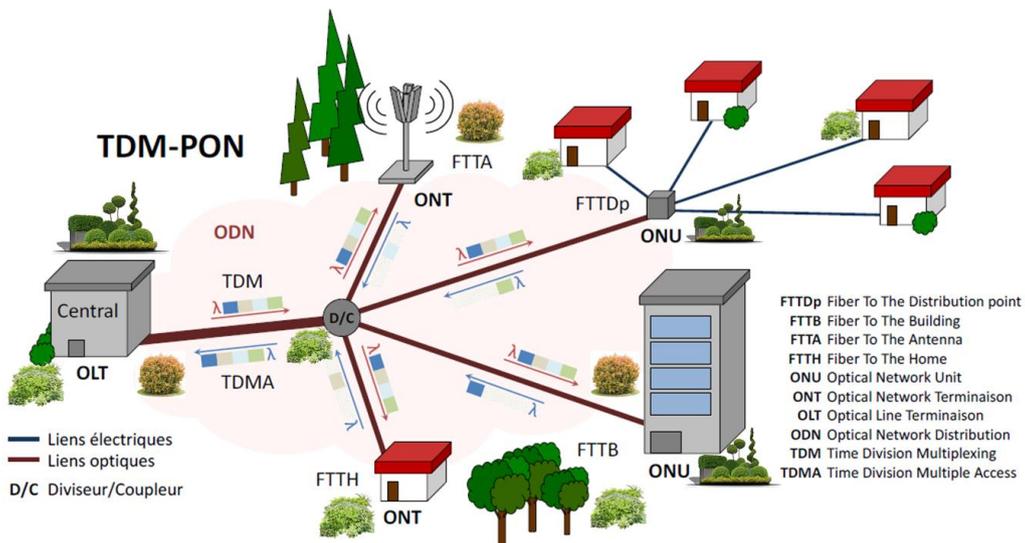


Figure 1.4: Terminologie du réseau d'accès optique passif et solutions FTTx [34].

Le central office (CO) se charge de traiter l'ensemble des données en émission ou en provenance des abonnés au moyen d'un émetteur et récepteur optique. Les données sont transportées par le biais d'une fibre unique jusqu'au point d'éclatement et de concentration (diviseur ou coupleur passif). Du point d'éclatement, partent des fibres pour alimenter les différents abonnés. L'élément optique placé en bout du réseau optique est appelé ONU (Optical Network Unit) s'il est partagé entre plusieurs abonnés comme dans le cas du FTTB (Fiber To The Building) ou de FTTDp (Fiber To The Distribution Point). L'ONT (Optical Network Termination) est l'élément optique installé chez l'abonné en technologie FTTH. D'autres solutions FTTx sont proposées : FTTC (Fiber To The Curb), FTTN (Fiber To The Neighbourhood), FTTN (Fiber To The Node), FTTS (Fiber To The Street), FTTO (Fiber To The Office) ou la plus récente, FTTP (Fiber To The Premise). L'ensemble des infrastructures

optiques composées essentiellement des fibres optiques, des diviseurs ou de coupleurs optiques entre le central office et les abonnés représente ce qu'on appelle le réseau de distribution optique ou ODN (Optical Distribution Network).

Dans le but de profiter des multiples possibilités d'accès qu'offre l'architecture P2MP du réseau PON, des techniques d'accès et de multiplexage ont été envisagées. Ainsi les techniques de multiplexage se réfèrent au sens montant (UL : Up Link) de la liaison ONU vers CO et consistent à regrouper et acheminer tous les flux de données des abonnés à travers un même support de transmission. Quant aux techniques d'accès, elles permettent à plusieurs abonnés de partager le même support de transmission et se réfèrent au sens descendant (DL : Down Link) de la liaison CO vers ONU.

### **1.2.2 TDM/TDMA**

La technique TDM(A) (Time Division Multiplexing (Access)) est une technique basée sur une répartition d'accès temporel [35]. Elle consiste à répartir le domaine temporel en plusieurs intervalles de temps ou time-slots. L'allocation gérée par le CO en termes de bande passante peut se réaliser en attribuant plus ou moins de time-slots à un même abonné (ONU). Par exemple à la Figure 1.5, l'abonné (ONU<sub>2</sub>) bénéficie de deux (02) des quatre (04) time-slots disponibles. Son débit binaire est donc le double du débit alloué à chacun des autres utilisateurs. Parfois à la place de la modulation OOK généralement utilisée, la modulation OFDM combinée avec le TDM (TDM/TDMA-OFDM) permet d'améliorer le produit (Débit×Distance). Cependant, les composants émetteurs/récepteurs actuels, placés au niveau du CO ou des ONUs n'ont pas été conçus dès le départ pour traiter un signal OFDM : conclusion, une mise à jour des composants serait requise.

Dans une liaison TDM, tous les ONUs reçoivent chacun, la totalité du signal provenant du CO. Chaque ONU sélectionne la partie du signal correspondant à son time-slot (prédéfini). Par contre en sens montant, chaque utilisateur se synchronise au central pour savoir quand transmettre son paquet. Ainsi, différents paquets émis pourront être acheminés sans s'interférer comme illustrés à la Figure 1.5. L'inconvénient majeur de cette technique est que les composants à l'ONU doivent fonctionner à débit égal au débit système (ce qui impose leur bande passante) alors que le débit réel par utilisateur est souvent très inférieur à cette valeur. Le TDM-PON est la première technique largement déployée en FTTH/B et adoptée par IEEE (ex : 10-Gigabit Ethernet Passive Optical Network (10G-EPON)) et FSAN (10-Gigabit Passive Optical Network (XG-PON)).

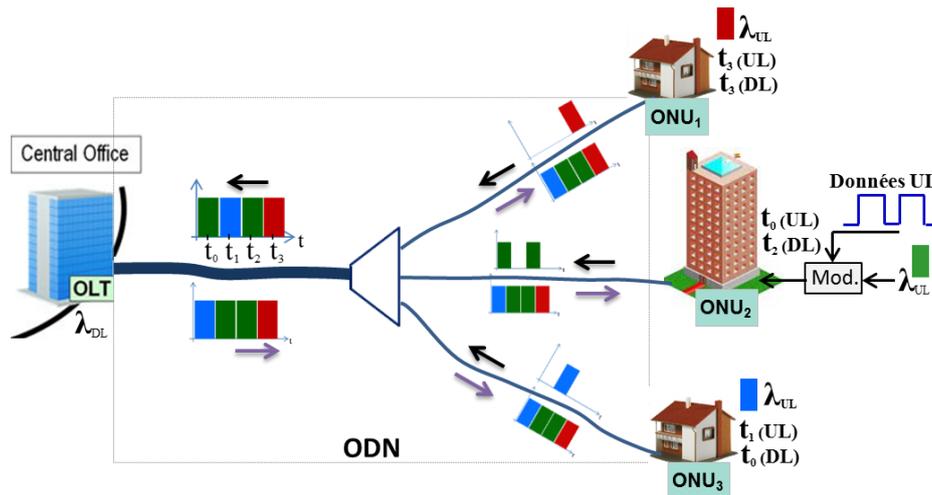


Figure 1.5: Exemple d'une technologie TDM/TDMA.

### 1.2.3 FDM/FDMA

En FDM(A) (Frequency Division Multiplexing (Access)), la bande passante disponible pour la transmission est divisée en plusieurs bandes de fréquence [36]. Dans le sens montant, les données issues des différents ONUs sont multiplexées en fréquence. Chaque ONU transmet des données suivant une fréquence porteuse bien définie. L'allocation en terme de bande passante peut être faite soit, en variant le débit par sous-porteuse, soit en allouant plusieurs sous-porteuses à un même abonné (ex : ONU<sub>2</sub> à la Figure 1.6).

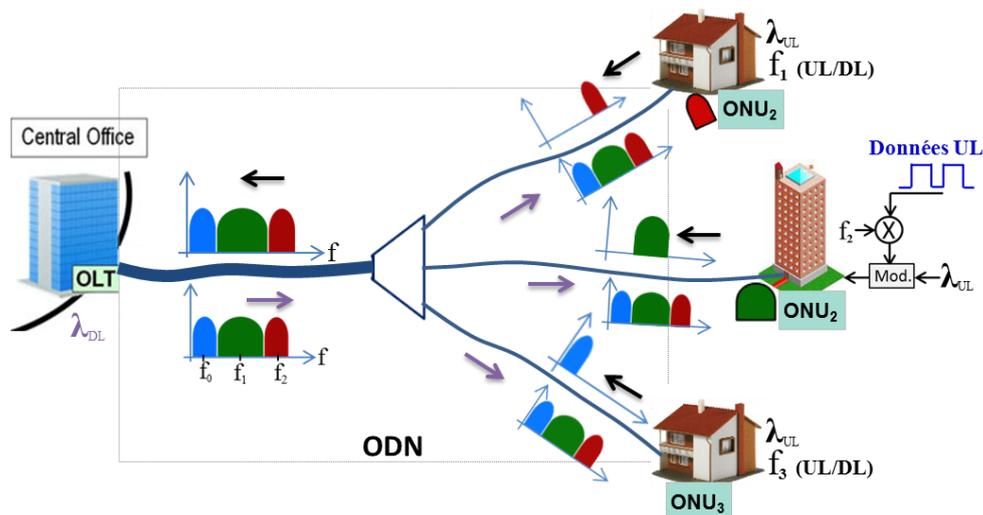


Figure 1.6: Exemple d'une technologie FDM/FDMA.

L'avantage par rapport au TDM/TDMA est que les composants à l'ONU peuvent fonctionner au débit réel utilisateur. De plus, c'est une technique robuste face à la dispersion chromatique dans la fibre du fait que chaque sous-porteuse dispose d'une bande passante plus étroite que celle du signal complet. Par contre, l'utilisation de la FDM/FDMA nécessite soit

des convertisseurs analogique-numérique ou numérique/analogique (CAN/CNA) pour générer et démoduler les signaux RF ou d'oscillateurs locaux accordables en fréquence, en plus des composants optiques présents dans les COs et ONUs.

### 1.2.4 WDM/WDMA

Le WDM (Wavelength Division Multiplexing) est une topologie P2P virtuelle où une longueur d'onde unique est affectée à chaque abonné (deux longueurs d'ondes différentes en UL/DL) [37]. Le WDM permet de regrouper à la fois les avantages des architectures P2P et P2MP avec pour complexité le fait que les composants émetteurs/récepteurs doivent intégrer en plus de leur fonction intrinsèque, la gestion des différentes longueurs d'ondes utilisées. L'ODN peut être un répartiteur passif comme en TDM et FDM. En liaison descendante (DL), toutes les longueurs d'ondes sont acheminées vers chacun des abonnés. L'implémentation de l'ODN est donc simplifiée, excepté le fait qu'un filtre en longueur d'onde est indispensable au niveau de chaque ONU complexifiant ainsi le récepteur. Lorsque le nombre d'abonnés  $N$  croît dans le réseau de distribution (ODN), les pertes optiques en dB s'expriment en  $10\log_{10}(N)$ . L'alternative pour éviter ces fortes pertes d'insertion dues au point d'éclatement passif de l'ODN consiste à utiliser plutôt un multiplexeur/démultiplexeur WDM en lieu et place du point d'éclatement dans l'ODN. De cette manière comme l'illustre la Figure 1.7, le filtrage en longueur d'onde est réalisé directement au niveau de l'ODN conduisant à une réception de longueur d'onde unique au niveau de chaque abonné.

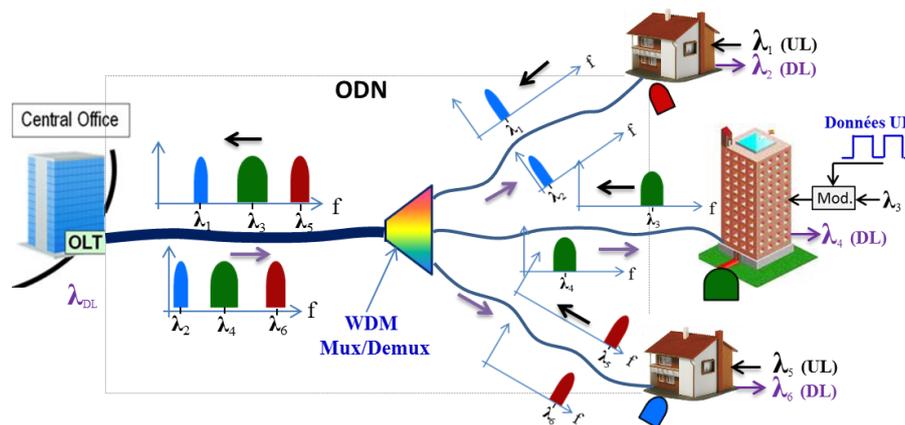


Figure 1.7: Exemple de technologie WDM/WDMA.

Généralement, les pertes typiques d'un réseau WDM Mux/Demux sont indépendantes du nombre d'utilisateurs et estimées à environ 3 ~ 4 dB. L'avantage majeur avec le WDM est que les composants émetteurs/récepteurs de l'ONU fonctionnent aussi au débit réel utilisateur. Par contre, ils sont complexes à mettre en œuvre pour cause de la gestion des longueurs

d'onde à allouer, soit à un ou plusieurs utilisateurs à la fois, ou de son déploiement qui n'est pas aisé quand un grand nombre de longueurs d'onde est nécessaire.

Parfois, le déploiement unique de chacune des techniques de multiplexage TDM, FDM et WDM peut s'avérer très coûteux. C'est pour cette raison que des techniques hybrides de multiplexage sont réalisées en combinant les avantages de chacune des techniques de base. L'évolution du PON dans les réseaux d'accès est le résultat d'une longue suite de normalisations et de standardisations. Les longueurs d'onde pour les sens montant et descendant, le budget optique, le débit à atteindre, les protocoles de transmission ainsi que les formats de modulation y sont retenus et définis pour un déploiement futur à grande échelle. Dans la section suivante, nous présenterons les standards du PON actuel, les différentes phases de normalisation ainsi que l'évolution vers les futurs réseaux d'accès.

### **1.3 Types de réseaux d'accès PON et Normalisations**

Le succès du PON repose non seulement sur sa grande bande passante, son coût pas trop cher à long terme, sa maintenance et son fonctionnement simplifié mais aussi de l'absence de composants actifs entre l'OLT et les ONU. De plus, son déploiement dans le réseau d'accès permet une transparence du réseau, de l'émetteur jusqu'au récepteur [32]. A la section 1.2, nous avons brièvement introduit les grandes instances de normalisations (IEEE et ITU) ainsi que les quatre types de réseaux PON déployés dans le réseau d'accès pour le haut débit: l'A-PON, le B-PON, l'E-PON et le G-PON [10], [30].

Le FSAN est l'organisme de pré-normalisation de l'ITU qui est à l'écoute des besoins des opérateurs qu'il analyse, pour ensuite leur proposer des solutions. Il réunit un ensemble de groupes opérateurs de télécommunication et d'équipementiers comme : Orange, Nippon Telegraph & Telephone, British Telecom, Huawei, NEC, Finisar, Alcatel-Lucent, etc. Le G-PON est largement déployé au Japon et en Corée du Sud, tandis que l'E-PON est déployé aux Etats-Unis et en Europe [38]-[39]. Dans les standards PON, la transmission dans le sens descendant (↓) de la liaison est réalisée en TDM. Afin d'éviter toute collision à travers le réseau, le TDMA est utilisé dans le sens montant (↑). Le Tableau 1.2 présente une comparaison des standards TDM-PON actuellement déployés en termes : de protocole, de bande passante totale ou par abonné, de nombre d'abonnés par réseau PON et d'appréciation du coût global de réalisation.

Tableau 1.2 : Systèmes PON actuellement déployés [30], [40].

	<b>A-PON</b>	<b>B-PON</b>	<b>E-PON</b>	<b>G-PON</b>
Standards	ITU-T G. 983.21	ITU-T G. 983.2x	IEEE 802.3ah	ITU-T G. 984.x
Protocoles	ATM	ATM	Ethernet	GEM
Bande passante maximale	155 Mb/s (↑↓)	622 Mb/s (↑↓)	1,25 Gb/s (↑↓)	2,5 Gb/s (↓) 1,5 Gb/s (↑)
Nombre d'abonnés par PON	16-32	16-32	16-32	32-64
Bande passante par abonné	10-20 Mb/s	20-40 Mb/s	30-60 Mb/s	40-80 Mb/s
Vidéo	RF/IP	RF/IP	RF/IP	RF/IP
Coût	Faible	Faible	Faible	Moyen

ATM : Asynchronous transfer mode

GEM : G-PON encapsulation mode

RF/IP : Radio frequency/internet protocol

Malgré les avantages du TDM-PON (cf. Tableau 1.2), comme les services et applications qui apparaissent sont de plus en plus nombreux et que la bande passante augmente, le réseau PON a besoin d'être gracieusement mis à niveau. Cependant, il est important qu'il soit conçu pour être évolutif (de manière à ce que, seuls les clients qui ont besoin du haut débit soient mis à niveau, et pas tout le réseau). C'est dans ce contexte que le collectif (FSAN, IEEE et ITU SG-15) a proposé le NG-PON (Next-generation PON).

La Figure 1.8 présente les principales étapes de normalisation du PON (depuis l'A-PON jusqu'au NG-PON [42]-[43]). Pour 2020, les réseaux NG-PON doivent:

- ✓ offrir une capacité atteignant les 80 Gb/s à 160 Gb/s ou plus,
- ✓ supporter jusqu'à 256 abonnés voire 1024 (ONUs connectés à la fibre principale)
- ✓ atteindre environ 20 à 60 km de distance de transmission
- ✓ avoir une faible consommation d'énergie
- ✓ être pas chers à réaliser et évolutifs
- ✓ faciliter une coexistence avec le G-PON.

Toutes ces exigences sont adoptées pour que le réseau PON puisse fournir de très grandes performances, s'élargissant jusqu'aux réseaux métropolitains et cœurs tout en se liant avec les réseaux sans fil, renforçant les réseaux hybrides du futur [44]-[46].

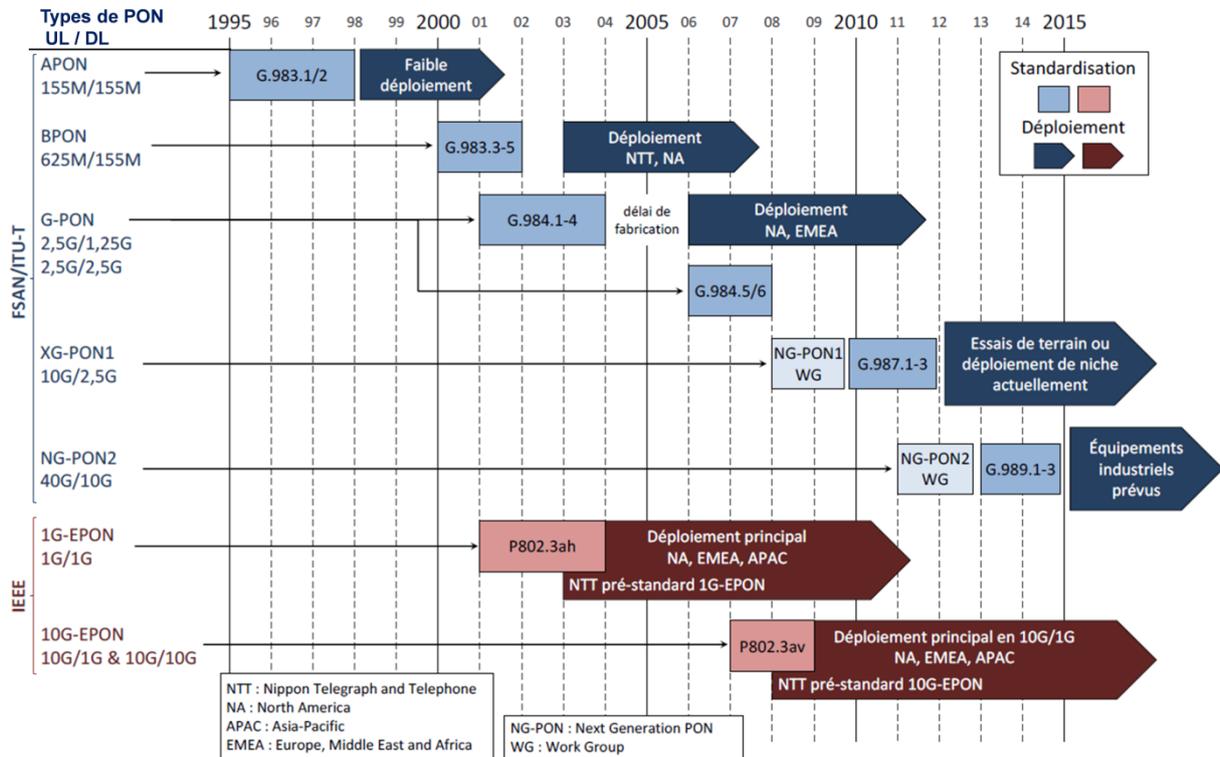


Figure 1.8: Les principales étapes de normalisation du PON [41].

Les opérateurs télécoms envisagent pour le NG-PON, des solutions qui permettent de le faire coexister avec le PON actuel (infrastructures fibrées actuelles). Ces solutions devraient permettre une bonne flexibilité du réseau, ainsi qu'une mise à niveau graduelle facile, favorisant un revenu total bas coût avec une minimisation du temps d'installation [45]. La migration du G-PON à la toute première étape du NG-PON (XG-PON1) implique que les équipements OLT et ONU du G-PON soient initialement déployés pour qu'ensuite, ceux du XG-PON1 puissent être implantés. Ceci nécessite que l'ODN du G-PON (comportant la fibre optique de transport et le répartiteur) soit fixe et inchangé, afin de rester en harmonie avec le XG-PON1. Le but n'est pas d'interrompre des services aux abonnés qui décident de rester sur le G-PON, mais plutôt d'intégrer d'autres composants en bout de chaîne pour les abonnés voulant bien migrer au XG-PON1. Un filtre WDM est utilisé pour combiner ou séparer les signaux G-PON et XG-PON1 de part et d'autre de l'ODN afin d'éviter tout dysfonctionnement du service abonné [47]. La Figure 1.9 donne un aperçu de la répartition du NG-PON dans ses versions NG-PON1 et NG-PON2. Quant à l'évolution des standards PON, elle est illustrée à la Figure 1.10 [47]-[49].

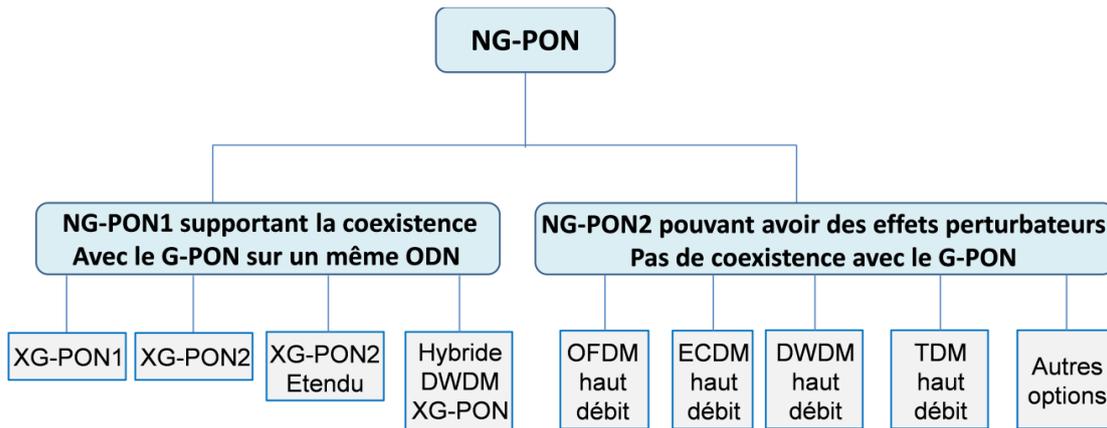


Figure 1.9: Répartition du NG-PON dans ses différentes phases [42]-[43].

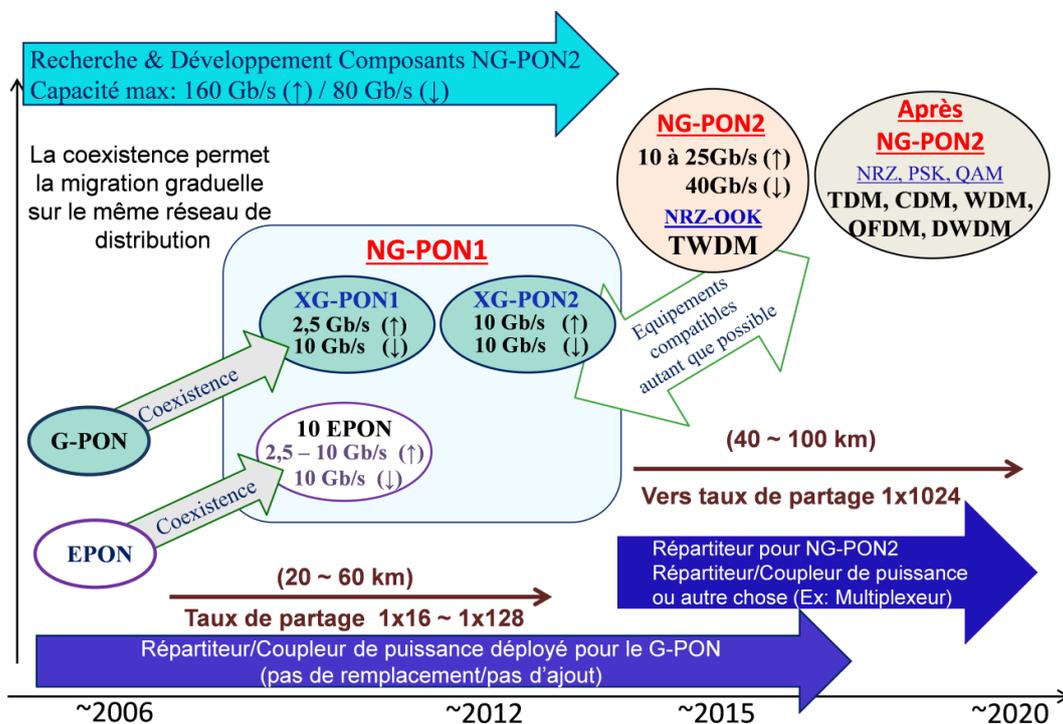


Figure 1.10: Evolution du PON et ses standards [25][41][47].

Les standards 10 E-PON et XG-PON du NG-PON1 sont prévus pour répondre aux besoins en termes de capacités et du nombre d'abonnés non réalisables avec le TDM G-PON actuel. C'est d'ailleurs ce qui lui a valu la dénomination de : « TDM-PON améliorée ». Proposé suite à un compromis entre technologies et coût, le NG-PON1 peut coexister avec les technologies G-PON sur les mêmes infrastructures, minimisant ainsi le coût de réalisation [50]-[51]. Malgré l'effort ayant amené le NG-PON1 à un débit symétrique de 10 Gb/s (↑↓), l'apparition de nouvelles applications et services poussent à croire que même le NG-PON1 TDM-PON n'est plus capable de satisfaire les besoins futurs en terme de bande passante : c'est le début d'une migration vers le NG-PON2.

### 1.3.1 Migration vers le NG-PON2

Le Tableau 1.3 présente les caractéristiques essentielles des standards NG-PON1. On remarquera que : même si le débit utilisateur, le nombre d'abonnés par PON et la distance de transmission ont augmenté, le coût de réalisation reste encore élevé en comparaison au G-PON. Le nombre d'utilisateurs par PON (ou taux de partage) permet de fixer le budget optique. Le budget optique (BO) est généralement considéré comme étant l'atténuation totale en (dB) entre la source optique et le récepteur optique. Dans [31], le BO s'exprime par :

$$BO = P_t - P_s \quad (1)$$

où  $P_t$  et  $P_s$  sont respectivement les puissances optiques émise et reçue. Ainsi le budget optique maximal et la distance de transmission  $L$  d'un système PON sont reliés par l'inéquation :

$$BO(dB) > B_0 + \alpha L + \log_{10}(N) + M_s(dB) \quad (2)$$

Avec  $B_0$  la perte due au multiplexeur,  $N$  le nombre d'utilisateurs et  $M_s$  la marge en puissance de couplage [31]. En contexte NG-PON1, le budget optique réalisé sans amplification optique (pré/post) est dit nominal. Dans le cas contraire, il est dit « étendu » [47]. Face à l'évolution constante de l'internet et le besoin accru des utilisateurs, une autre phase de migration a été envisagée pour le NG-PON. Il s'agit du NG-PON2 qui en comparaison aux autres versions PON, couvrira plus de distance et de bande passante pour être bas coût et moins gourmand en énergie. Ceci fera la joie des opérateurs télécoms car leur permettra de recouvrir les frais investis pour bâtir les anciens systèmes PON. Le NG-PON2 est prévu pour être déployé à long terme. Il sera évolutif sur un court moment et sera considéré comme une extension du NG-PON1 puis passera à l'étape dynamique pour fonctionner également en longueurs d'onde. En mode dynamique, un nouveau ODN sera installé et l'ensemble du réseau fonctionnera comme des sous-réseaux PONs indépendants. La capacité ciblée par le NG-PON2 dans l'immédiat, est de 40 Gb/s (↓) et 10 Gb/s (↑) pour environ 160 Gb/s (↓) et 80 Gb/s (↑) dans ses futures versions. Il doit satisfaire des taux de partage d'au moins  $1 \times 256$  sur au moins 40 km sans extension dont 60 à 100 km avec extension [53]. Pour faciliter la maintenance du réseau, vu qu'il serait difficile de différencier un ONU<sub>x</sub> d'un autre ONU, le NG-PON2 est prévu pour fonctionner en longueur d'onde avec des composants bas coûts. Ce qui veut dire, qu'à par le fait que les longueurs d'onde soient indépendantes pour les utilisateurs, les équipements restent les mêmes [40].

Tableau 1.3 : Comparaison des systèmes PON actuellement déployés [30], [52].

	<b>NG-PON (TDM-PON) déployés à moyens termes</b>		
	<b>10 GE-PON</b>	<b>XG-PON1</b>	<b>XG-PON2</b>
<b>Standards</b>	IEEE 802.3av	FSAN	FSAN
<b>Protocoles</b>	Ethernet	GEM	GEM
<b>Bande passante maximale</b>	10 Gb/s (↑↓)	10 Gb/s (↓) 2,5 Gb/s (↑)	10 Gb/s (↑↓)
<b>Nombre d'abonnés par PON</b>	≥ 64	≥ 64	≥ 64
<b>Bande passante par abonné</b>	≥ 100 Mb/s	≥ 100 Mb/s	≥ 100 Mb/s
<b>Vidéo</b>	RF/IP	RF/IP	RF/IP
<b>Portée maximum</b>	20 – 60 km	20 – 60 km	20 – 60 km
<b>Coût</b>	Elevé	Elevé	Elevé

Malgré les différentes technologies envisagées pour le NG-PON2 dont le TDM-PON, le WDM-PON, l'OFDM-PON, seule l'architecture TWDM-PON a été retenue par le FSAN comme meilleur candidat [47], [54].

### 1.3.2 Pourquoi le TWDM-PON ?

Au début du projet NG-PON2 [53] par le groupe FSAN en 2011, les exigences standards requises étaient le choix initial d'un système présentant au moins une capacité de 40 Gb/s (↓) (4x10 Gb/s) et 10 Gb/s (↑) (4x2,5 Gb/s) pour 40 km de portée avec un taux de partage d'au moins 64 utilisateurs. Il n'était pas encore question de compatibilité avec les précédentes versions PON sur le réseau de distribution. En fonction de ces critères, différentes propositions ont été faites. La toute première proposition est basée sur l'architecture TDM-PON qui devrait offrir 40 Gb/s XG-PON en descendant pour 10 Gb/s TDMA dans le sens montant. En raison d'une part, de la rareté sur le marché de composants à 40 Gb/s (au moment de l'étude du NG-PON2), de la distance de transmission limitée par la dispersion chromatique en TDM-PON, et d'autre part, du faible budget optique réduisant le nombre d'utilisateurs, il a été conclu que le TDM-PON reviendrait trop cher et donc pas un très meilleur choix pour le NG-PON2. Une autre proposition a été l'approche WDM-PON qui a longuement sollicité l'intérêt des opérateurs par son évolutivité et sa fluidité en supportant plusieurs solutions

FTTx dont la configuration FTTH. Le WDM-PON utilise différentes longueurs d'onde [45] pour communiquer entre l'émetteur et le récepteur, donc nécessite un ODN sélectif en longueur d'onde pour satisfaire les capacités voulues. Mais l'échec de cette proposition provient du fait qu'il était question que le NG-PON2 puisse rester compatible avec les versions antérieures du PON. Ce qui n'est pas le cas d'un système WDM-PON.

Quant à l'OFDM-PON qui présente plusieurs avantages en termes de robustesse face à la dispersion chromatique dans la fibre, de solution pour le haut débit avec une très bonne flexibilité recherchée par le NG-PON2, il ne sera pas retenu pour le NG-PON2. Ceci découlerait d'une part, de son PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé, de sa sensibilité au bruit de phase et à l'offset en fréquence ainsi que de la faible disponibilité sur le marché de composants pouvant satisfaire les conditions NG-PON2 désirées. Cependant, des études approfondies sont toujours en menées pour intégrer un futur déploiement de l'OFDM-PON dans le NG-PON2.

Ainsi, la solution ayant été retenue est une proposition hybride TWDM-PON (Time and Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network) [47], [54]-[55]. Au nombre des arguments ayant permis ce choix, on peut énumérer son grand taux de partage (qui résulte en une faible consommation de puissance, donc du coût par utilisateur), et sa capacité à être flexible dans l'allocation des ressources adaptées en fonction de la demande du trafic. Le WDM est utilisé pour accroître le débit et donc de multiplexer plusieurs sous-systèmes XG-PON en longueur d'onde. Des amplificateurs optiques sont utilisés côté OLT pour booster les signaux descendants et une pré-amplification du signal montant à l'ONU est faite pour obtenir des budgets optiques élevés. Le réseau de distribution optique (ODN) reste toujours passif puisque les composants (amplificateurs optiques et Multiplexeurs/Démultiplexeurs WDM) sont installés du côté de l'OLT (Figure 1.11). Le répartiteur utilisé dans l'ODN permet de distribuer le signal vers tous les ONUs de telle manière que chaque ONU reçoive toutes les longueurs d'onde émises. Grâce aux composants (source et récepteur optiques) accordables en longueur d'onde prévus au niveau de chaque ONU, la démodulation est ainsi facilitée. Le TWDM-PON revient à multiplexer en longueur d'onde, 4 ou 8 sous-systèmes XG-PON individuels à l'intérieur d'un même réseau de distribution optique (ODN) en utilisant des paires de longueurs d'onde (en sens  $\uparrow$  et  $\downarrow$ ) [56].

Par ailleurs, la coexistence avec les anciens systèmes PON se réfère essentiellement à la gestion de l'allocation en longueurs d'onde  $\lambda$  prévue pour éviter toute collision entre les sens montant ( $\uparrow$ ) et descendant ( $\downarrow$ ) de transmission dans le réseau.

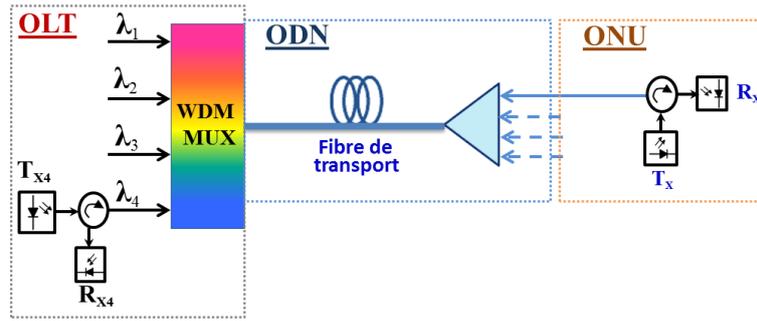


Figure 1.11: Architecture de base du TWDM.

Les longueurs d'onde du TWDM ont été planifiées de trois manières [57]-[58]. La première répartition est obtenue en réutilisant certaines longueurs d'onde prévues pour le XG-PON avec pour précaution, des intervalles grisés pour éviter toute interférence. C'est ce qui est montré à la Figure 1.12 où le TWDM-PON peut coexister avec le G-PON, la vidéo analogique mais pas avec le XG-PON1 (1260 – 1280nm ↑ et 1575-1580nm ↓).

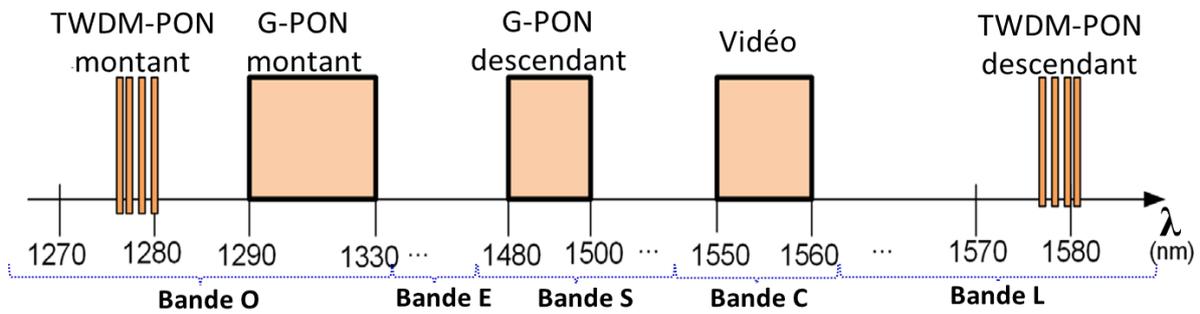


Figure 1.12: Réutilisation des longueurs d'onde du XG-PON en TWDM [12].

Pour augmenter le budget optique et la portée du NG-PON2, une redéfinition de la bande C a été élaborée. Celle-ci a pour but de permettre l'utilisation d'amplificateurs optiques type EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) pour amplifier le signal et pallier ainsi aux pertes en ligne. Comme illustré à la Figure 1.13, le TWDM-PON pourrait ainsi coexister avec le G-PON et le XG-PON mais pas avec la vidéo analogique.

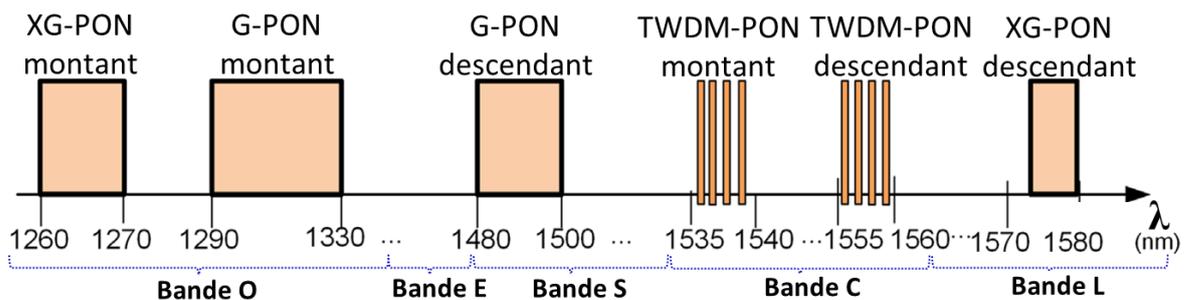


Figure 1.13: Répartition dans les longueurs d'onde de la bande C [12].

La troisième option est un mixte des deux premières possibilités [57]. Dans cette nouvelle répartition de la longueur d'onde (Figure 1.14), les canaux descendants sont positionnés aux longueurs d'onde supérieures de la bande L (bandes ↓ allouées au XG-PON) tandis que les canaux montants se retrouvent aux longueurs d'onde inférieures de la bande C (bandes ↑ de la bande C).

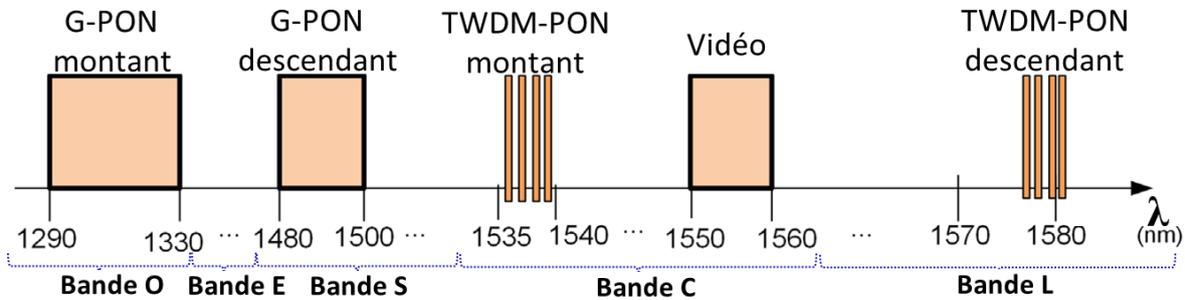


Figure 1.14: Répartition suivant les longueurs d'onde inférieures des bandes C et L [12].

Par ailleurs, on parle aujourd'hui de post NG-PON2 pour lequel, de nouveaux formats de modulation seront possibles. C'est pour cela que de nouvelles recherches sont en cours d'étude pour approfondir la possibilité d'intégrer d'autres solutions pour le NG-PON2 et évolutions [50], [53].

## 1.4 Conclusion

Ce chapitre aura permis au lecteur d'avoir un aperçu sur la structure globale des réseaux optiques, avec un intérêt particulier pour le réseau optique passif et son évolution cœur de notre étude. Les normes et les standards qui orientent cette étude, ont été détaillés. Le G-PON et l'EPON continuent d'être déployés à travers le monde tandis que le XG-PON commence plus ou moins à être mis en service en attendant un changement d'infrastructure opéré par le NG-PON2.

Même si le TDM-PON ou l'OFDM-PON n'ont pas été retenus pour le NG-PON2, ils pourront être envisagés avec l'apparition sur le marché de nouveaux composants très hauts débits et bas-coûts ou grâce à l'implémentation de nouvelles techniques de modulation ou le traitement de signal, sans oublier l'appui des codages réseaux et correcteurs d'erreurs [59].

Par ailleurs, vu que l'utilisation de la modulation NRZ rencontre des limitations en termes PMD (Polarisation Modale de Dispersion) et de dispersion chromatique dans la fibre à débits élevés, des efforts sont en cours pour la recherche de nouveaux formats de modulation capables de répondre aux exigences des futurs réseaux d'accès, exigences que les modulations actuelles ne peuvent satisfaire. Ainsi, l'OFDM a été montré comme étant une technique de

modulation avancée, très prometteuse pour le NG-PON en raison de sa robustesse contre la dispersion et sa flexibilité en termes d'allocation de bande passante [60].

Dans cette thèse, il est question de proposer des solutions pour le déploiement de réseaux d'accès optiques bas coûts dans les métropoles de pays en développement. Pour y parvenir, nous allons aborder dans le prochain chapitre, les éléments composants le canal optique et son comportement.

## **Chapitre 2: Transmission dans une fibre optique et techniques de modulation**

Nous abordons dans ce chapitre, l'étude d'un système optique bas coût à base de fibre optique et des limitations induites par le comportement de certains composants optiques. Nous débutons par la description d'un système de transmission classique à base de fibre dit à modulation d'intensité et à détection directe (IM/DD : Intensity Modulation Direct Detection). Les caractéristiques essentielles des composants optiques utilisés et leurs impacts sur les performances du système seront présentés. La modélisation mathématique du fonctionnement des composants étudiés est abordée et présentée au fur et à mesure en fonction du besoin et de la nécessité de faciliter la bonne compréhension du lecteur. Ainsi, après avoir rappelé brièvement les phénomènes linéaires et non linéaires liés à la propagation dans une fibre optique, notamment causés par la dispersion chromatique, l'atténuation et les effets non linéaires, nous discutons du comportement « chirpé » de la réponse fréquentielle du canal de transmission IM/DD.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous débutons par l'étude des formats de modulation avec les critères de performances associés, ainsi que les différentes techniques de modulation employées en systèmes IM/DD. Nous présentons également un état de l'art des techniques mono-porteuses et multi-porteuses pour enfin introduire l'OFDM, objet même de cette thèse, qui permet de surmonter les limitations induites par les phénomènes intrinsèques au canal mentionnés ci-dessus. Dans la dernière partie du chapitre, nous étudierons les différents paramètres essentiels dans l'implémentation de l'OFDM ainsi que l'utilisation de méthodes adaptatives pour traiter la question de la montée en débit.

### **2.1 Canal optique et système de transmission par fibre optique**

La Figure 2.1 illustre le schéma classique d'un système de transmission par fibre optique depuis l'émetteur jusqu'au récepteur en passant par le canal de transmission.

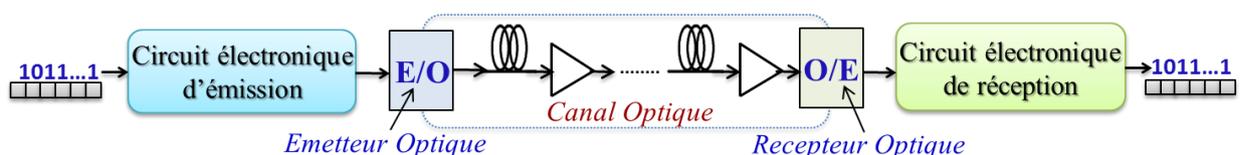


Figure 2.1 : Schéma d'un système classique de transmission optique sur fibre.

A l'émission, les données numériques sont modulées puis converties en signal électrique par le biais d'un circuit électronique (par exemple DSP et convertisseur analogique) dont

l'architecture dépend du format et des techniques de modulation employés. Le signal résultant module une porteuse optique (émetteur E/O) produisant un signal optique qui est transmis dans un canal optique composé essentiellement d'étages de fibres optiques, d'amplificateurs, de coupleurs et de filtres optiques. La distance de fibre pour chaque étage peut varier selon les besoins du système déployé. En pratique, pour une liaison longue distance à 1550 nm, le choix le plus usuel est de 80km (cas de fibres SMF : Single Mode Fiber). A la réception, un convertisseur optoélectronique (récepteur O/E) transforme le signal optique qui est démodulé électriquement selon le processus inverse de ce qui a été fait à l'émission. Nous proposons dans la partie suivante de présenter la modulation IM/DD.

### **2.1.1 Eléments de base sur les systèmes optiques IM/DD**

Grâce aux phénomènes de génération et de détection de la lumière basés sur l'une ou l'autre des conversions électrons-photons et vice-versa, le courant électrique peut être converti en puissance optique ou vice-versa. Ceci fait de la modulation IM/DD, la méthode la plus naturelle et simple pour transmettre de l'information électrique sur un support optique. En systèmes optiques IM/DD, l'information est transmise en faisant varier l'intensité du courant alimentant la source optique. Après être envoyé dans la fibre, le signal est directement détecté par un récepteur optique qui le convertit en courant électrique à travers un processus de détection quadratique. Par ailleurs, pour améliorer le produit (débit×distance) des systèmes de transmission optique, nous savons qu'une solution consiste à utiliser des techniques de modulation avancées mais aussi coûteuses. Dans ce contexte, en vertu de la simplicité et du coût (facteurs clés déterminant l'évolution des réseaux d'accès actuels et futurs [25], [52]), la modulation IM/DD présente l'avantage d'être simple et peu coûteuse en comparaison avec les autres solutions comme par exemple, les transmissions cohérentes. Cet avantage de la modulation IM/DD est justifié par le fait que seule, l'amplitude du signal lumineux est détectée. C'est d'ailleurs une des raisons expliquant le fait que cette technique continue d'être utilisée dans les standards PONs actuels et qui justifie aussi son choix pour les standards futurs. Cependant, la technique de modulation d'intensité et de détection directe a aussi des inconvénients. Il s'agit des limitations dues à la dispersion chromatique de la fibre associée au chirp des sources optiques [61]. En effet, la modulation d'intensité (IM) produit un spectre optique présentant deux bandes latérales utiles de part et d'autre de la fréquence porteuse (cf. Figure 2.2). Mais suite à la propagation à travers la fibre, les différences de phase  $\varphi_k$  entre les bandes vont varier dans les limites imposées par la dispersion de la fibre et donc dégrader la

transmission. Cette dégradation résulterait du mélange des deux bandes latérales avec la porteuse optique détectée en sortie par le récepteur optique.

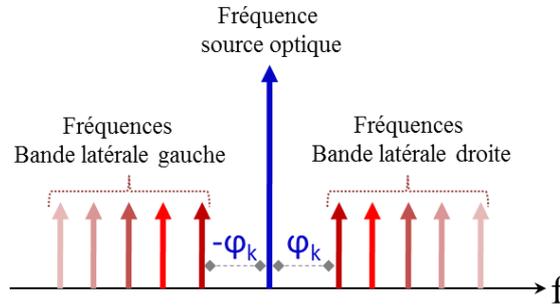


Figure 2.2 : Spectre optique d'un signal modulé IM.

Quant au chirp, il se manifeste par la variation parasite de la phase optique en sortie de la source optique induisant la variation de la fréquence optique instantanée au moment de la modulation d'intensité. Cela veut dire que la modulation du courant de polarisation dans un laser à semiconducteurs va induire des changements dans la densité des porteurs à l'intérieur du semiconducteur, ce qui affectera son indice de réfraction. Le chirp est en fait, la résultante de la variation de l'indice de réfraction d'un milieu en fonction du champ électrique qui lui est appliqué. Dans les prochaines sections, nous donnerons d'amples détails sur la formulation mathématique de la dispersion chromatique et du chirp des sources optiques à semiconducteurs.

La Figure 2.3 présente le schéma de base de la liaison IM/DD simulée dans cette thèse. La source optique peut-être un DFB-laser (Distributed FeedBack Laser) monomode ou un VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser).

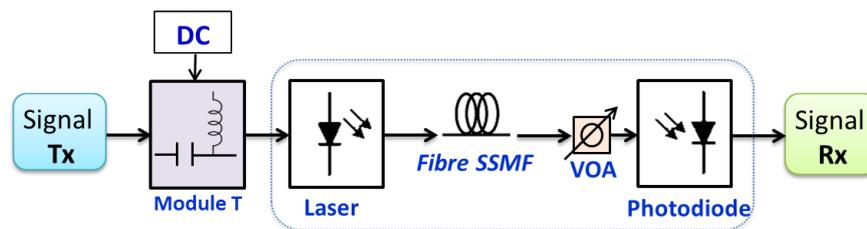


Figure 2.3 : Schéma d'une liaison IM/DD de base utilisée pour les simulations.

Le Module T permet de fixer le courant de polarisation approprié du laser en fonction de la puissance du signal émis (Tx). Le signal lumineux généré sera propagé à travers une fibre optique type Standard-Single Mode Fiber (SSMF G-652) et l'atténuateur optique variable (VOA : Variable Optical Attenuator) permet de simuler un taux de partage utilisateurs (ou split ratio) comme dans un système PON [10], [25], [45] et de définir le budget optique (cf. équation (1)). Par exemple 17dB de perte optique correspond à un taux de partage de  $1 \times 32$ .

Certains auteurs considèrent aussi le fait qu'un étage de  $1 \times 2$  représente une perte d'environ 3,5 dB au lieu de 3 dB. Ceci implique qu'un split ratio de  $1 \times 32$  revient à 17,5dB de perte. D'après [31], le taux de partage peut être calculé de façon plus précise en considérant le budget optique (cf. équation (2)). A la réception, une photodiode PIN ou à avalanche (APD) suivie d'un amplificateur transimpédance (TIA) permettent de convertir le signal lumineux reçu en courant électrique suffisant, proportionnel à l'intensité du champ lumineux reçu suivant une loi quadratique. C'est ce système de détection directe qui permettra de caractériser la réponse en fréquence d'un canal IM/DD dispersif comme nous le présenterons en section 2.1.4. Mais avant, nous allons brièvement rappeler quelques paramètres importants dans la caractérisation des émetteurs et récepteurs optiques pouvant limiter la transmission en systèmes IM/DD.

### **2.1.2 Paramètres caractéristiques des émetteurs et récepteurs optiques**

De manière générale, les composants électriques ou optiques sont utilisés pour opérer dans leur zone linéaire de fonctionnement. C'est d'ailleurs pour cela que l'étude de la courbe caractéristique courant-puissance  $P = f(I)$  d'une source optique est la toute première étape de caractérisation testée expérimentalement. Cela permet de pouvoir fixer le point de polarisation approprié pour un signal RF modulant le laser afin d'éviter toute distorsion ou « clipping » due à la non linéarité de la source optique. En systèmes IM/DD, deux sources optiques sont principalement utilisées : il s'agit des lasers DFB (Distributed FeedBack laser) et VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting laser). La différence entre ces deux lasers se situe notamment au niveau de leurs zones linéaires de fonctionnement. Le VCSEL dispose d'un rendement optique bas et fournit une faible puissance optique puisque fonctionnant avec de faibles courants de polarisation tandis qu'en comparaison, le laser DFB présente un rendement et une puissance optiques élevés, pour une très grande zone de fonctionnement linéaire. C'est ce qui explique pourquoi les lasers DFB sont plus adaptés à la transmission de signaux multi-niveaux. Grâce à leurs puissances optiques élevées, ils permettent d'atteindre des budgets optiques conséquents : d'où leurs avantages pour être déployés dans les réseaux d'accès PON et leurs intérêts pour cette thèse. A la base, le VCSEL a été conçu pour fonctionner avec la modulation NRZ.

La bande passante analogique d'un composant émetteur ou récepteur optique est à prendre en considération. Pour un laser à semiconducteurs [63]-[65], elle peut être obtenue à partir de l'équation de la variation de fréquence optique instantanée en sortie du laser régissant la dynamique de recombinaisons électrons-trous au sein de la cavité du laser

(Section 2.1.4). Ainsi, la réponse fréquentielle et la bande passante du laser dépendent de la fréquence des oscillations de relaxation et du taux d'amortissement [63]-[64]. La Figure 2.4 illustre la réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation. On remarque que la bande passante analogique du laser augmente en fonction du courant de polarisation.

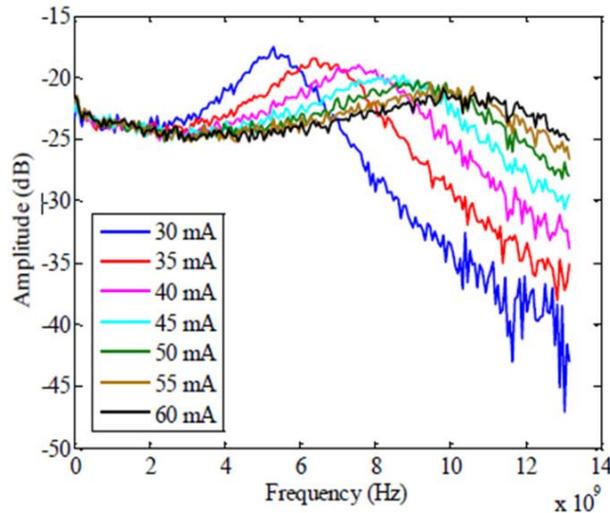


Figure 2.4 : Réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation [67] (cf. Annexe1).

Quant à la bande passante de la photodiode, elle est fonction du temps mis par les porteurs pour traverser les contacts électriques du composant après le phénomène d'absorption (temps fonction de la vitesse de saturation et de la distance de transit des porteurs) [68]. La sensibilité du récepteur (photodiode) est un paramètre fixant la valeur minimale requise en puissance optique moyenne par le récepteur pour atteindre un taux d'erreur binaire cible à débit binaire fixe en utilisant une modulation NRZ. Sa connaissance est nécessaire car liée directement aux performances de la liaison en termes de budget optique. D'après [69], les photodiodes à avalanche (APD) présentent une meilleure sensibilité en comparaison aux photodiodes PIN grâce à leur coefficient multiplicateur. Le rendement optique est tout aussi intéressant car permet d'améliorer la conversion courant-puissance du récepteur optique. Pour des photodiodes basées InGaAs/InGaAsP (1,55  $\mu\text{m}$ ), les valeurs typiques du rendement optique sont de 0,6 A/W à 0,9 A/W environ pour une bande passante avoisinant les 40 GHz. Quant au coefficient multiplicateur des APDs, il peut varier de 2 à 100 : c'est le cas typique des photodiodes APD de « III/V Lab » pour applications télécoms.

Comme brièvement abordé en section 2.1.1, le chirp du laser influe sur la largeur spectrale du laser, donc sur les performances d'une liaison IM/DD. Il se traduit par deux composantes différentes : l'une liée à la modulation de phase et l'autre à la modulation en

fréquence. Il s'agit du chirp transitoire ou facteur de Henry ( $\alpha_H$ ) et du chirp adiabatique noté ( $A_d$ ). Leurs impacts respectifs dépendent principalement des caractéristiques de la source optique. Pour la plupart des lasers DFB, le facteur de Henry est compris entre 2 et 10. Ainsi, il est possible d'exprimer la variation de la fréquence optique instantanée  $\vartheta(t)$  du laser DFB par [70]-[71]:

$$\vartheta(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \left[ \frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt} + A_d \cdot P(t) \right] \quad (3)$$

avec  $P(t)$  la puissance optique en sortie du laser (en Watts). Le chirp adiabatique  $A_d$  dépend des effets thermiques dans le laser, des recombinaisons spontanées, de la durée de vie des porteurs dans la cavité, du facteur de confinement et du gain adiabatique du laser. Le premier terme de l'équation (3) se rapporte au chirp transitoire tandis que le second terme concerne le chirp adiabatique.

Par ailleurs, dans la caractérisation des émetteurs et récepteurs optiques, la notion de bruit est importante. Les principales sources de bruit les plus connus sont : le RIN (Relative Intensity Noise) du laser et les bruits thermique et de grenaille du récepteur. Le RIN décrit les fluctuations de la puissance optique du laser (dus à l'émission spontanée) liées à sa phase et à sa fréquence optiques [72]-[73]. Son effet est plus impactant quand on est proche de la fréquence propre du laser encore appelée « fréquence des oscillations de relaxation du laser ». Quant au bruit thermique ou bruit du circuit électronique, il résulte de l'agitation des électrons libres au sein du semiconducteur sous l'action de la température [74]. Le bruit thermique est souvent considéré comme un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$  définie par:

$$\sigma^2 = \frac{4k_B T \cdot \Delta f}{R_L} \quad (4)$$

où  $k_B = 1,38 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \cdot \text{kg}/(\text{s}^2 \cdot \text{°K})$  représente la constante de Boltzmann,  $T$  la température (en °K),  $\Delta f$  la bande passante du bruit et  $R_L$  la résistance de charge après la photodiode. Le bruit de grenaille ou bruit quantique est un bruit intrinsèque au mécanisme de fonctionnement de la photodiode. Il se traduit par le fait que le photocourant (courant résultant de l'absorption de photons) soit généré aléatoirement [75]. Ceci produit une fluctuation instantanée dans le courant généré par la photodiode même si elle reçoit une puissance optique constante. Pour une photodiode PIN, le bruit de grenaille peut être considéré comme un bruit blanc gaussien [63] de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_{PIN}^2 = 2q \cdot (R_d P_{in} + I_d) \cdot \Delta f \quad (5)$$

Où  $q = 1,6 \times 10^{-19}$  C est la charge électrique,  $P_{in}$  la puissance optique reçue,  $R_d$  la sensibilité de la région d'absorption de la photodiode et  $I_d$  le courant d'obscurité. Dans le cas d'une photodiode à avalanche (APD) de coefficient d'avalanche  $M$ , le bruit de grenaille peut être considéré comme un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_{APD}^2 = 2qM^2F_A \cdot (R_dP_{in} + I_d) \cdot \Delta f \quad (6)$$

Quand  $M=1$ , le facteur d'excès en bruit  $F_A$  est égal à 1 [63]. Pour terminer, les performances des photodiodes sont limitées par le bruit de grenaille pour des valeurs de puissances optiques reçues élevées tandis que pour de faibles puissances reçues, c'est le bruit thermique qui est dominant.

Afin de permettre au lecteur d'approfondir certains détails sur l'ensemble des points ayant été présentés dans cette section, les références suivantes pourront être utiles pour de plus amples compréhensions [64]-[69].

### 2.1.3 Propagation dans une fibre optique : éléments de compréhension

#### 2.1.3.1 Equation non-linéaire de Schrödinger

Par définition, la propagation du signal optique dans une fibre est une propagation électromagnétique. Ainsi, comme tout phénomène électromagnétique, elle est décrite par les équations de Maxwell. En général, les équations de propagation présente plusieurs solutions correspondant à différents modes (caractérisés chacun par une constante de propagation spécifique) dans une fibre optique. Le nombre de modes dépend des caractéristiques de la fibre. Pour d'amples détails sur cet aspect, le lecteur pourra consulter le chapitre sur la fibre optique du document [63]. De nos jours, les infrastructures utilisant la fibre optique sont fortement à base de fibre SMF (Single-Mode Fiber). Dans ce type de fibre, les équations de propagation ne présentent qu'une seule solution souvent appelée mode central  $HE_{11}$ . Du fait que cette fibre ne présente qu'un seul mode de transmission, l'effet de la dispersion intermodale est négligeable. Ainsi, la propagation d'un signal optique dans une fibre SMF peut être décrite par l'équation non-linéaire de Schrödinger (NLS) [76] définie par :

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = -\frac{\alpha_a}{2} E(z, t) - \left[ \beta_1 \frac{\partial E(z, t)}{\partial t} \right] - \left[ j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial t^2} \right] + [j\gamma(\omega_o)|E(z, t)|^2 E(z, t)] \quad (7)$$

où  $E(z, t)$  représente l'enveloppe de l'impulsion variant lentement. Le terme  $\alpha_a$  exprimé en  $dB/km$  représente l'atténuation dans la fibre. Le terme  $\beta_1$  correspond à la vitesse de groupe exprimée en  $s/m$ .  $\beta_2$  est le terme de la dispersion en  $s/(m^2)$  et  $\gamma$  le coefficient de non-linéarité de la fibre, exprimé en  $(W \cdot m)^{-1}$ . Différents phénomènes physiques sont

représentés dans l'équation (7). Le premier terme à droite dans l'équation correspond à l'atténuation linéaire dans la fibre. Le deuxième terme correspond à la vitesse de groupe (donc relatif au temps de propagation dans la fibre). Le troisième terme est lié à l'élargissement de l'impulsion causée par la dispersion chromatique dans la fibre et le dernier terme est relatif aux effets de non-linéarité (en particulier, les effets Kerr). Par conséquent, les limitations de la propagation sont fortement liées aux caractéristiques physiques de la fibre. Il est important de remarquer que l'équation (7) n'est valable que pour des transmissions à un seul mode de polarisation. Dans cette équation, le transfert de puissance (entre polarisations) occasionné par le phénomène de biréfringence dans la fibre n'est pas considéré.

### 2.1.3.2 Atténuation dans une fibre optique

En comparaison aux pertes induites par les milieux de propagation tels que les câbles coaxiaux et cuivrés, la fibre optique présente de faibles pertes qui cependant ne doivent pas être pour autant négligées. Après les toutes premières transmissions optiques opérant sur la fenêtre 800 nm avec une portée maximale de 10 km, la deuxième génération de systèmes de transmissions optiques a été possible dans la fenêtre 1300 nm avec un coefficient d'atténuation dans la fibre avoisinant les 0,5 dB/km. Le développement de sources dans la fenêtre 1500 nm a permis la fabrication de fibres optiques ayant une atténuation un peu plus faible d'environ 0,2 dB/km ouvrant l'ère d'une troisième génération de systèmes de transmissions optiques. Et dans la continuité, un autre progrès technologique est né avec l'apparition d'amplificateurs à fibre dopée comme les EDFA (Erbium Doped Fiber Amplification). Le rôle des amplificateurs à fibre dopée est de compenser les pertes dues à l'atténuation dans la fibre mais il s'avère qu'ils génèrent un bruit d'amplification spontanée qui induit également une limitation dans la propagation. Ainsi, quand un signal est propagé dans une fibre optique, la puissance du signal émis se réduit à cause de l'atténuation dans la fibre. Ses pertes peuvent s'exprimer [63] par :

$$dP/dz = -\alpha_a \cdot P \quad (8)$$

où le paramètre  $\alpha_a$  est le coefficient d'atténuation. En intégrant l'équation (8), et en supposant  $P_0$  la puissance du signal émis à l'entrée de la fibre optique, l'équation finale décrivant la puissance de sortie du signal en n'importe quel point  $z$  de la fibre est donnée par la loi de Beer-Lambert:

$$P(z) = P_0 \exp(-\alpha_a \cdot z) \quad (9)$$

On peut déduire de l'équation (9) que pour des transmissions longues distances, la puissance optique s'atténuerait, ce qui conduit à déployer quelques systèmes d'amplification afin de permettre au récepteur de pouvoir disposer de la puissance nécessaire pour restaurer l'information émise. Le coefficient d'atténuation dans la fibre dépend de la longueur d'onde de transmission [63]. Dans notre cas où la longueur d'onde est proche de  $1,55 \mu\text{m}$ , le coefficient d'atténuation est d'environ  $0,2 \text{ dB/km}$  qui est la plus faible valeur obtenue en 1979 [77]. Les deux principales sources d'atténuation dans la fibre sont : l'absorption du matériau et la diffusion de Rayleigh. L'absorption du matériau provient des pertes d'énergie occasionnées par l'interaction entre les molécules de silicium de la fibre et les impuretés générées lors du processus de fabrication de la fibre. La diffusion de Rayleigh est inversement proportionnelle à la longueur d'onde de transmission et provient des microscopiques fluctuations de la densité des molécules de silice de la fibre faisant varier ainsi son index de réfraction.

### 2.1.3.3 Dispersion Chromatique

Le phénomène de dispersion peut être décrit comme étant le résultat de l'élargissement des impulsions constituant le signal optique émis à travers un canal dispersif comme la fibre optique. En outre, l'effet de la dispersion est la génération d'interférences entre symboles ou ISI (Inter-Symbol-Interference) qui dégrade le signal émis en corrompant l'amplitude des bits transmis. La définition de la dispersion chromatique provient de la constante de propagation  $\beta(\omega)$  exprimée par :

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (10)$$

où  $n(\omega)$  est l'index de réfraction fonction de la longueur d'onde de transmission,  $\omega$  la fréquence angulaire and  $c$  la célérité de la lumière. Dans la littérature, pour mieux comprendre l'origine de la dispersion chromatique, la constante de propagation  $\beta(\omega)$  est souvent développée en séries de Taylor sous la forme [78]:

$$\beta(\omega) \approx \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (11)$$

avec  $\beta_n = (d^n \beta / d\omega^n)_{\omega=\omega_0}$  et  $\beta_0$  le terme lié à la vitesse de phase du champ. Le terme  $\beta_1$  correspond à la vitesse de groupe du signal. Le terme  $\beta_2$  correspond à la dispersion de la vitesse de groupe et  $\beta_3$  relatif aux composantes d'ordre 3 de la dispersion de vitesse de groupe. En d'autres termes, si on suppose que dans la fibre, toute composante fréquentielle  $\omega$  est propagée à la vitesse de groupe  $v_g(\omega)$ , en présence de  $\beta_2$ , les différentes longueurs

d'onde émises présenteront chacune une vitesse de groupe différente. Ainsi,  $\beta_2$  est responsable de l'élargissement spectral du signal émis comme le cas illustré d'une impulsion (cf. Figure 2.5).



Figure 2.5 : Illustration de l'effet de la dispersion chromatique sur un signal impulsionnel.

Pour caractériser la dispersion chromatique, le paramètre de dispersion chromatique  $D$  est souvent utilisé dans la littérature par :

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad [ps/(nm \cdot km)] \quad (12)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde de transmission. Quant au terme  $\beta_3$  de l'équation (11), il permet de caractériser avec  $\beta_1$ , le paramètre  $S$  de la dispersion dite pente de dispersion ou « Dispersion slope » :

$$S = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2 + \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 \quad (13)$$

Pour  $\lambda = 1.55\mu m$ , les valeurs types de  $D$  sont de l'ordre de 15 à 18  $ps/(nm \cdot km)$  et de 0,05 à 0,09  $ps/(nm \cdot km^2)$  pour  $S$ .

Dans le cas d'un signal NRZ, les effets de la dispersion chromatique peuvent être facilement évalués dans le domaine temporel par analyse de son diagramme de l'œil. Ce dernier permet de déduire l'élargissement temporel causé par la dispersion chromatique. Cependant, une telle analyse n'est pas aussi facile à réaliser avec des signaux à modulations avancées telles que l'OFDM. Dans ce contexte, une analyse dans le domaine fréquentiel permet de caractériser l'impact de la dispersion chromatique. C'est ce que nous présenterons plus loin en 2.1.4.

#### 2.1.3.4 Effets non-linéaires dans la fibre

Les effets non linéaires dans la fibre peuvent être répartis en deux groupes dont l'effet Kerr et la diffusion optique. L'effet Kerr se produit suite à une forte excitation optique du cœur de la fibre, impliquant une variation de son indice de réfraction, traduite par la variation de la phase du signal optique. L'effet Kerr regroupe principalement : l'auto-modulation de phase ou SPM (Self-phase modulation), la modulation de phase croisée ou XPM (Cross-phase modulation) et le mélange à quatre ondes ou FWM (Four-wave mixing).

Quant aux non-linéarités optiques de diffusion, elles sont provoquées par l'interaction entre la lumière et les matériaux de la fibre. Pour plus d'informations à ce sujet, le lecteur pourra consulter les références suivantes [63], [79].

Par ailleurs, la variation de puissance dans le canal optique (fibre) provoque des changements de l'indice de réfraction de la fibre entraînant un déphasage non-linéaire défini comme étant de SPM. Pour mieux comprendre et quantifier cet effet, on pourrait reprendre l'équation NLSE (7) sans considérer les termes de la dispersion :

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = [j\gamma|E(z, t)|^2 E(z, t)] - \frac{\alpha_a}{2} E(z, t) \quad (14)$$

Un exemple de solution de l'équation (14) pourrait se présenter sous la forme [63] :

$$E(z, t) = E(0, t) \exp\left(j\varphi_{SPM}(z, t) - \frac{1}{2}\right) \quad (15)$$

Avec :

$$\varphi_{SPM}(z, t) = \gamma|E(0, t)|^2 \cdot \left[\frac{1 - \exp(-\alpha_a z)}{\alpha_a}\right] \quad (16)$$

On remarquera donc que l'effet SPM est fortement dépendant de la puissance du signal introduit dans la fibre. C'est pour cette raison, qu'en pratique, cet effet est souvent considéré à chaque étage fibré (après une amplification) pour une puissance d'entrée élevée.

Lorsque la transmission est composée de plusieurs canaux optiques à travers la même fibre optique comme le cas des transmissions WDM, le déphasage non-linéaire d'un canal dépendra non seulement de sa puissance mais aussi de la puissance émise par les canaux voisins. Ceci est connu sous le nom de : Cross-phase modulation (XPM) qui n'est rien d'autre qu'une forme de SPM croisée, définie par exemple pour un système de deux canaux optiques par la relation :

$$\varphi_{XPM,k}(z, t) = \gamma(|E_k(0, t)|^2 + C_p|E_{1-k}(0, t)|^2) \cdot \left[\frac{1 - \exp(-\alpha_a z)}{\alpha_a}\right] \quad (17)$$

Où  $k = 0, 1$  dépend du canal optique sélectionné et  $C_p$  un coefficient fonction de la polarisation des deux impulsions.

Le FWM est, tout comme le XPM, une conséquence d'un système de transmission optique composite. Le FWM résulte de l'interaction entre quatre ondes optiques. Son impact pourrait être minimisé : soit en diminuant la puissance par canal optique, ou en empêchant les canaux d'être en phase par l'augmentation de l'espace entre canal ou de la dispersion chromatique (distance de fibre). A présent, nous allons passer à l'étude fréquentielle de la réponse d'un canal dispersif IM/DD.

### 2.1.4 Réponse fréquentielle d'un canal dispersif IM/DD

Comme avancée en sections 2.1.2 et 2.1.3.3, une autre façon d'analyser les effets du chirp et de la dispersion chromatique, est de faire une étude dans le domaine fréquentiel. Cette analyse a été déjà menée au sein de l'équipe, dans le cadre d'une précédente thèse, pour un canal IM/DD dispersif chirpé en régime petit-signal [80] et sera brièvement rappelée dans cette section. L'analyse fréquentielle d'un tel canal repose sur le fait que le module de sa fonction de transfert [81]-[83] est modélisable par :

$$H_{IM-DD}(f) = |\cos(\theta) - \sin(\theta)H_{IM\leftrightarrow PM}(f)| \quad (18)$$

où  $\theta$  est le terme de phase relatif à la dispersion chromatique dans la fibre, défini par :

$$\theta = \frac{\pi L D \lambda_0^2 f^2}{c} \quad (19)$$

$H_{IM\leftrightarrow PM}(f)$  est la fonction de transfert complexe en régime petit-signal entre modulation de phase et d'intensité caractérisant le chirp de la source optique. La longueur de fibre monomode utilisée est  $L$ ,  $D$  sa dispersion chromatique,  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $\lambda_0$  la longueur d'onde nominale de la source optique. On remarquera dans l'équation (18) que le chirp et la dispersion de la fibre sont bien représentés dans l'amplitude de la fonction de transfert du canal pour n'importe quelle distance de propagation non nulle. Ainsi, il a été démontré [80] que la fonction de transfert  $H_{IM\leftrightarrow PM}(f)$  peut comporter plusieurs composantes de modulations liées au signal, telles que : la modulation d'intensité ou IM (Intensity Modulation), la modulation de phase ou PM (Phase Modulation) et la modulation de fréquence ou FM (Frequency Modulation). Le Tableau 2.1 présente un récapitulatif d'équations modélisant la fonction de transfert  $H_{IM\leftrightarrow PM}(f)$  en fonction des composantes (IM, PM et FM) avec quelques exemples d'applications.

Tableau 2.1 : Fonctions de transfert phase-amplitude d'un canal IM/DD et applications [80]

$H_{IM\leftrightarrow PM}(f)$	Composantes	Applications
0	IM	Modulateur Mach Zehnder (MZM)
$\alpha_H$	IM+PM	EML, DML avec $f \gg f_c$
$\alpha_H \left(1 - j \frac{f_c}{f}\right)$	IM+PM+FM	DML (Directly Modulated Laser)
$j \frac{2m_{PM}}{m_{IM}}$	IM+FM	Modulation Single Side Band si $m_{IM} = 2 \cdot m_{PM}$

Le coefficient  $\alpha_H$  représente le facteur de Henry et  $f_c$  la fréquence de coupure pour laquelle les effets du chirp transitoire sont plus importants que ceux du chirp adiabatique. Le coefficient  $m_{PM}$  représente l'indice de modulation d'amplitude du signal modulant et  $m_{IM}$  son indice de modulation de phase. EML (Electroabsorption Modulated Laser) est le sigle pour désigner un laser à modulateur électro-absorbant intégré.

En utilisant l'équation (18) et considérant les différents cas de réponses du canal IM/DD comme regroupés en Tableau 2.1, la Figure 2.6 illustre quelques tracés.

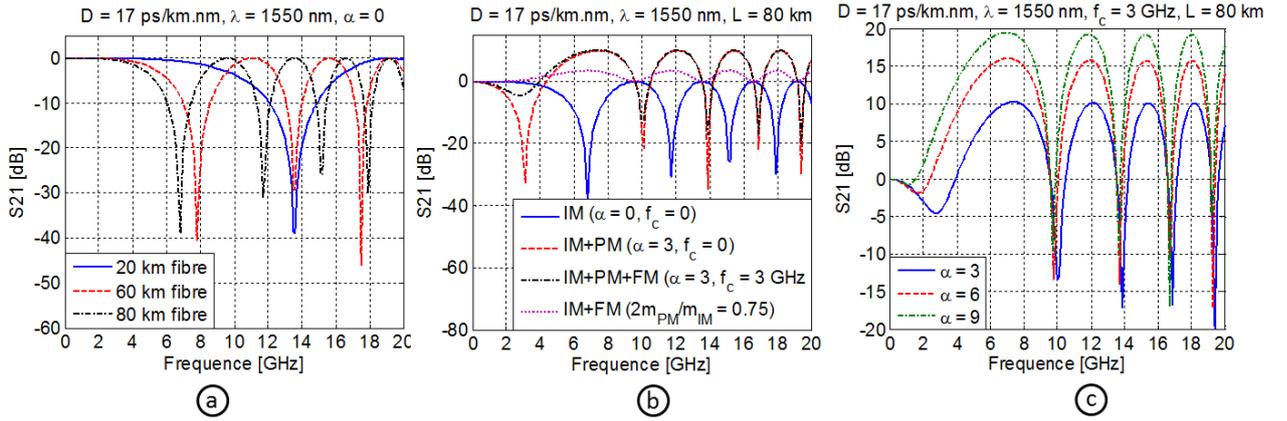


Figure 2.6 : Réponse fréquentielle de canal dispersif IM/DD : (a)- Cas IM suivant différentes longueurs de fibre, (b)- fonction des composantes IM, PM et FM à 80 km de fibre, (c)- fonction du chirp transitoire à 80 km de fibre.

On peut remarquer pour une source optique de chirp nul (cf. Figure 2.6(a)), que le canal IM/DD dispersif dispose d'une seule composante IM et présente une sélectivité en fréquence due aux interférences destructives induites par la dispersion chromatique. Les positions fréquentielles des évanouissements varient en fonction de la dispersion chromatique, de la longueur de fibre et de l'indice  $n$  de l'évanouissement :

$$\omega = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{c \left( n + \frac{1}{2} \right)}{L \cdot D}} \quad , \quad n = 0,1,2, \dots \quad (20)$$

D'après la Figure 2.6(b), si on ajoute uniquement du chirp transitoire (facteur de Henry d'un laser modulé en direct) à la réponse obtenue en Figure 2.6(a), ce qui correspond au cas (IM+PM), on remarque que l'on modifie la forme de la réponse du canal en changeant non seulement la position des creux (évanouissement) mais aussi la taille des lobes secondaires et surtout le gain du premier lobe secondaire. Mais dès qu'on rajoute du chirp adiabatique ( $f_c$ ) au cas précédent, on obtient le cas (IM+PM+FM). En comparant ce nouveau cas de figure au cas (IM+PM), on note que l'ajout du FM (ici chirp adiabatique de la source optique) consiste

à réduire la profondeur des creux de la fonction de transfert obtenu en (IM+PM), surtout pour les fréquences inférieures à  $f_c$ . Ainsi, en fonction de la distance et du chirp de la source, on observe que les évanouissements fréquentiels tombent dans la bande de fréquences occupée par le signal modulant induisant des distorsions qui peuvent dégrader les performances d'une liaison IM/DD. Un autre cas de figure a été observé en combinant les effets (IM+FM) du canal optique. En utilisant une longueur de fibre avec une source optique de chirp transitoire nul mais de chirp adiabatique non nul, on remarque que la profondeur des évanouissements a considérablement régressé en épousant les mêmes positions qu'en cas (IM+PM+FM). Ceci se justifie par l'absence de chirp transitoire (donc de composante PM). Le cas de figure le plus réaliste du canal IM/DD étant celui qui combine tous les effets (IM+PM+FM), nous avons donc présenté un dernier cas où nous faisons varier la valeur du chirp transitoire. Les résultats obtenus pour différentes valeurs de chirps transitoires (cf. Figure 2.6(c)) montrent qu'en augmentant le chirp transitoire, on obtient un gain croissant des lobes, proportionnel à l'augmentation du chirp transitoire.

A présent, nous parlerons dans la partie suivante, des formats de modulation. Il est question dans cette thèse, de démontrer l'utilité de l'OFDM comme solution qui pourrait être déployée dans les réseaux d'accès des métropoles de pays en développement en lieu et place du NRZ, dont les performances sont connues de l'état de l'art (cf. Chapitre 1) et qui se trouve limité à très haut débit.

## **2.2 Formats de modulation et introduction à l'OFDM**

Dans cette deuxième partie du chapitre 2, nous présentons un aperçu des différentes techniques et formats de modulation pouvant être appliqués en communications IM/DD. Nous parlerons dans un premier temps, du format de modulation NRZ-OOK (Non Return to Zero On-Off Keying) et de quelques formats de modulation avancée. Pour chaque cas, nous présenterons de brèves généralités et un descriptif sur les critères d'analyse et de performance. Ensuite nous introduirons l'OFDM comme technique de modulations multi-porteuses, capable de combattre la dispersion chromatique du canal optique avec une efficacité spectrale, plus élevée que le NRZ-OOK. Un bref rappel mathématique sur l'OFDM sera abordé d'une part, ainsi que ses principales caractéristiques et avantages-inconvénients d'autre part.

### 2.2.1 Modulations mono-porteuse

#### 2.2.1.1 Modulation d'intensité NRZ-OOK

Le NRZ représente à ce jour, le plus simple des formats de modulation utilisés en télécoms. En communications optiques, on utilise généralement la modulation NRZ-OOK. Il s'agit d'une forme de modulation d'intensité où l'information binaire est représentée par la présence ou non de puissance optique. Chaque symbole émis en NRZ représente un et un seul bit de donnée comme illustré à la Figure 2.7. Ainsi, le débit symbole reste égal au débit binaire. Lorsque l'information binaire est codée en intensité optique où chaque bit "1" est représenté par un niveau élevé de puissance optique et chaque "0" par un niveau optique bas (idéalement zéro) : on parle de modulation NRZ-OOK.

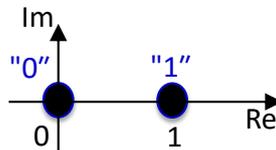


Figure 2.7 : Constellation d'une modulation NRZ-OOK.

La Figure 2.8 présente un exemple de représentations temporelle et fréquentielle de signal NRZ-OOK. A débit binaire  $B = 1/T_s$ , la bande passante du signal NRZ peut être approximée par  $B$  (en Hz) où  $T_s$  représente le temps bit.

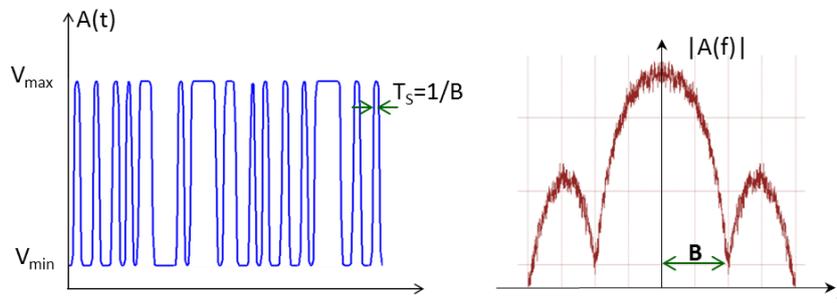


Figure 2.8 : Représentations temporelle et spectrale d'un signal modulé NRZ-OOK.

Comme on peut le voir, la modulation d'intensité d'une source optique présente un spectre à deux bandes latérales, chacune de part et d'autre du lobe principal. A très haut débit, la propagation d'un tel signal d'un point de vue spectrale, subit les effets limitatifs de la dispersion chromatique et du chirp du canal optique comme montrés en section 2.1.4. La Figure 2.9 présente l'allure du spectre NRZ-OOK en fonction du débit de transmission. On remarque un étalement du spectre lorsque le débit binaire augmente avec des lobes secondaires proportionnels à l'augmentation du débit.

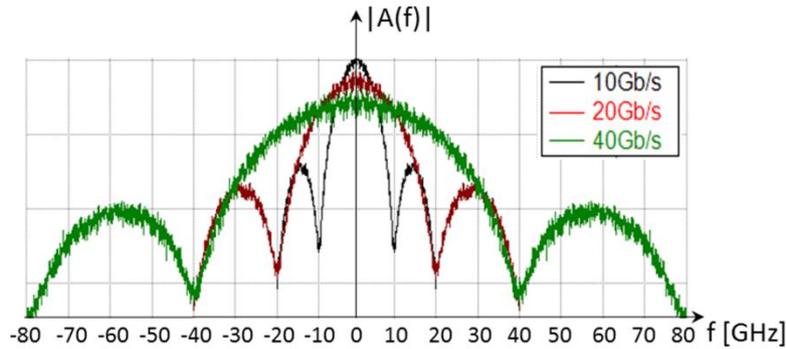


Figure 2.9 : Spectre d'un signal NRZ-OOO en fonction du débit.

Il est montré dans [84] qu'en utilisant un filtre optique pour atténuer l'une des deux bandes latérales (on parle de signal SSB ou Single Side Band), on parvient à minimiser les effets dus à la dispersion chromatique. De plus, l'effet de la dispersion chromatique est compensé dans le domaine temporel [85]. Des études très récentes auxquelles a participé Xlim ont montré que l'utilisation d'un DEML (à double accès) permet de générer un signal SSB et d'augmenter les distances de transmission sans compensation de la dispersion [34]. La Figure 2.10 présente un exemple de schéma de modulation NRZ-OOO. A l'émission, un codeur NRZ convertit la trame binaire en signal électrique représentatif avant d'attaquer un driver qui permet d'ajuster les niveaux de tensions (maximal et minimal) du signal pour un point optimal de fonctionnement de la source optique.

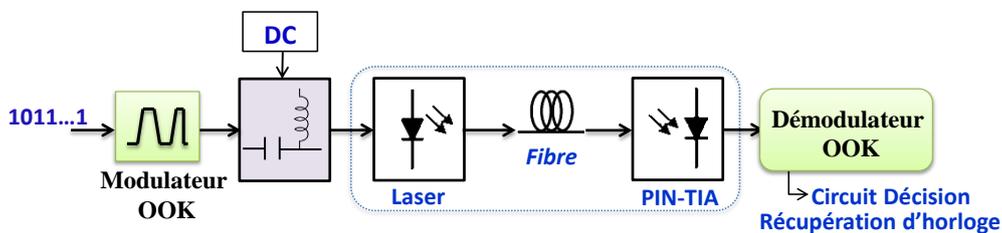


Figure 2.10 : Schéma d'une liaison IM/DD à modulation NRZ-OOO.

A la réception, après détection directe du signal optique, un démodulateur reconvertit le signal reçu en trame binaire. Ce démodulateur est constitué d'un circuit de décision associé à une récupération d'horloge. Le circuit de décision définit à l'instant optimal d'échantillonnage, si le bit reçu est un "1" ou un "0" selon un seuil optimal. Généralement, l'un des critères qualitatifs utilisés en communications optiques pour décider de la qualité d'un signal NRZ-OOO est ce qu'on appelle : le diagramme de l'œil. C'est le résultat de la superposition du signal reçu sur une fenêtre temporelle représentant quelques périodes. Le diagramme de l'œil permet d'avoir un aperçu de la qualité du signal reçu. La Figure 2.11 illustre un exemple de diagramme de l'œil pour signal NRZ-OOO qui peut être estimé suivant l'ouverture de l'œil.

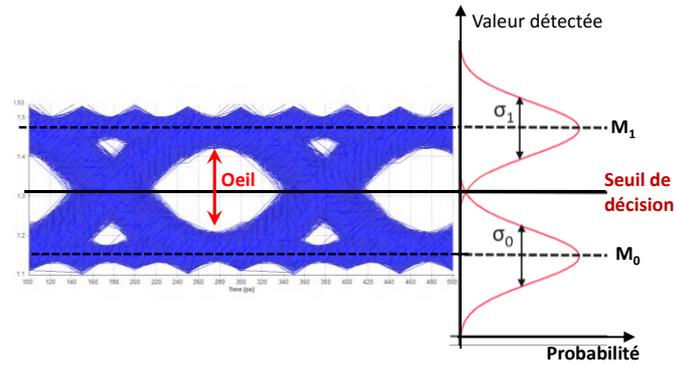


Figure 2.11 : Exemple de diagramme de l'œil en NRZ-OOK et méthode de détection.

Plus l'ouverture est grande, meilleure est la qualité du signal reçu. En supposant que le bruit dominant à la réception est celui de la photodiode, la Figure 2.11, montre que la distribution des niveaux de "1" et de "0" aux instants d'échantillonnage peut être approximée par une distribution gaussienne de moyenne  $M_1$  et d'écart type  $\sigma_1$  pour les niveaux "1" et respectivement  $M_0$  et  $\sigma_0$  pour les niveaux "0". Ainsi, pour estimer la qualité du signal NRZ-OOK, le facteur  $Q$  est l'une des méthodes utilisées. Il est défini par :

$$Q = \frac{M_1 - M_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (21)$$

Quant à l'estimation quantitative, le paramètre le plus souvent employé est le taux d'erreur binaire ou  $BER$  (Bit Error Ratio). Le BER représente le rapport entre le nombre de bits erronés détectés par le nombre total de bits transmis (Méthode du Monte-Carlo). Il peut s'exprimer en fonction du facteur  $Q$  sous la forme [86] :

$$BER = \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{Q^2}{2} \right] \quad (22)$$

### 2.2.1.2 Formats de modulation avancée

La modulation NRZ-OOK est la modulation la plus simple et qui présente une efficacité spectrale de  $1 \text{ bit/s/Hz}$ . L'efficacité spectrale  $\eta$ , se définit comme étant le rapport entre le débit des données émises par la bande passante occupée par le signal. En effet, l'efficacité spectrale peut être augmentée en utilisant des formats de modulation avancée où chaque symbole émis est représenté sur un certain nombre de bits. Dans ce contexte, on distingue les formats de modulation : PAM (Pulse amplitude modulation), ASK (Amplitude shift keying), PSK (Phase shift keying) et les QAM (Quadrature amplitude modulation) [79], [86]. Tout format de modulation est défini par un alphabet de symboles représentés chacun par un ensemble de bits associés. Le nombre de symboles  $M$  de l'alphabet définit le nombre de bits  $b$  représentés par chaque symbole suivant la relation  $b = \log_2(M)$ . Comme montré à la Figure

2.7, la modulation NRZ-OOK présente un alphabet de  $M = 2$  symboles dont "0" et "1" représentés chacun par  $b = 1$ bit.

Par ailleurs, si on ne module que l'intensité de la source optique, les symboles de l'alphabet sont nécessairement réels et positifs : c'est le cas par exemple, des modulations NRZ-OOK et PAM. Par contre, si la modulation est faite à la fois en amplitude et en phase (comme lorsqu'on utilise des modulateurs externes Mach Zehnder [34], [80]), les symboles sont en général complexes. Dans cette thèse, une attention particulière a été consacrée aux modulations QAM car usuellement employées en OFDM, cœur de nos travaux. Pour plus de détails concernant les autres types de modulation avancée, le lecteur pourra se reporter aux ouvrages [76], [79] et [87].

Par ailleurs, la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique (comme les formats de modulation avancée) se fait par le biais de diagrammes de constellation. Représenter la constellation d'un format de modulation, revient à afficher sur un plan complexe (orthonormé) chaque symbole de l'alphabet dudit format. La Figure 2.12 en illustre quelques exemples.

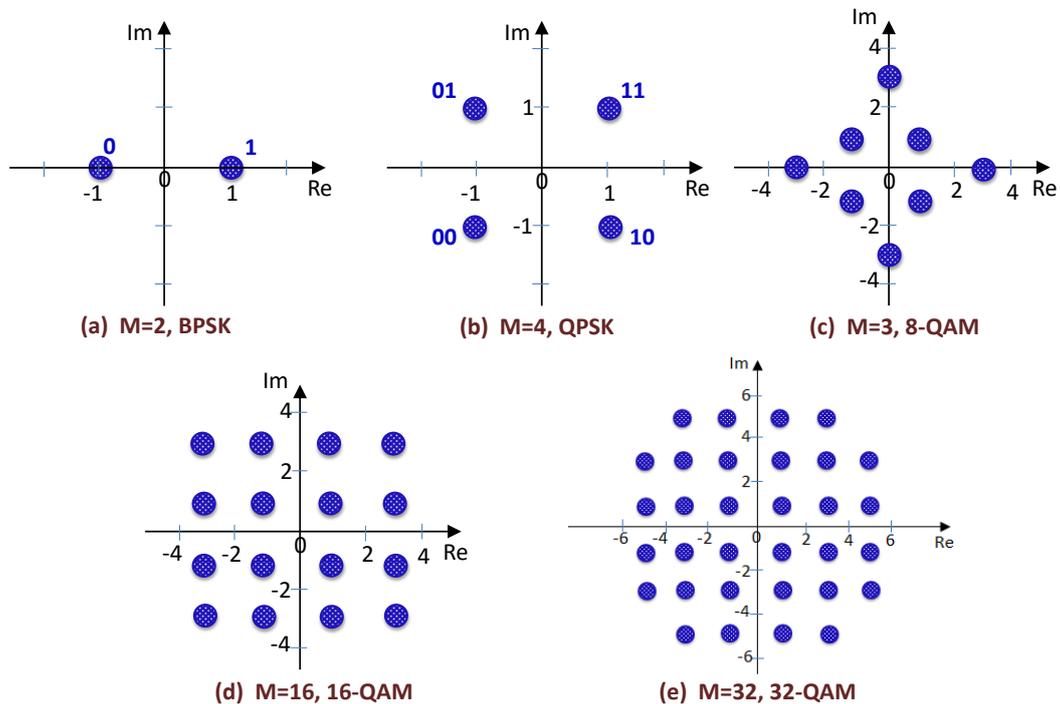


Figure 2.12 : Exemple de formats de modulation et leurs constellations.

On y remarque que le diagramme de constellation peut prendre plusieurs formes selon qu'il s'agit d'une simple modulation de phase (Figure 2.12(a)-(b)) ou d'une modulation d'amplitude et de phase (Figure 2.12(c)-(e)). Dans le cas des constellations QAM, les plus

usuelles sont celles dites carrées (où  $b = \log_2(M)$  est pair). Pour exemple de constellations QAM carrées, on peut citer : la 4QAM, la 16QAM, la 64QAM, la 256QAM, la 1024QAM, etc. Cependant, il existe d'autres types de constellations QAM (non carrées) comme le cas d'une 8QAM ou d'une 32QAM (constellations (c) et (d) de la Figure 2.12). Ces types de constellations (où  $b = \log_2(M)$  est impair), sont parfois utiles dans l'implémentation de modulations adaptatives [80]. Le rapport signal-à-bruit (SNR : Signal-to-Noise-Ratio) est aussi un paramètre utilisé pour quantifier le niveau de bruit dans un signal reçu. Pour un canal plat à bruit gaussien ou AWGN (Additive White Gaussian Noise), le SNR est défini [87] par le rapport entre puissance du signal  $E_S$  et puissance du bruit  $N_0$ , soit :

$$SNR = \frac{\text{Puissance Signal}}{\text{Puissance Bruit}} = \frac{E_S}{N_0} \quad (23)$$

Dans la littérature, l'autre critère de performance pour les modulations avancées, est l'erreur quadratique moyenne (erreur vectorielle résiduelle) ou EVM (Error Vector Magnitude) qui permet de quantifier l'étalement des symboles reçus autour des points de la constellation idéale comme illustré à la Figure 2.13(a).

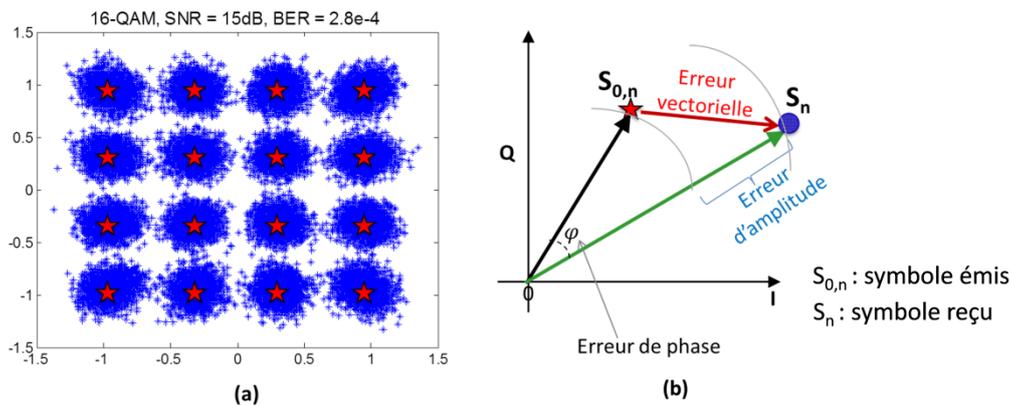


Figure 2.13 : (a) Constellation 16QAM d'un signal reçu, (b) Illustration de l'EVM.

Généralement, le SNR est exprimé en dB. Par définition, l'EVM est la racine carrée moyenne (RMS : Root Mean Square) de la différence entre symboles reçus et attendus, le tout moyenné sur un nombre de symboles plus grand que la taille de la constellation. La Figure 2.13(b) en illustre le principe de calcul. L'EVM est souvent exprimé en pourcentage (%) et calculé en utilisant l'expression (24). Pour  $N_{ST}$  représentant le nombre total de symboles émis,  $S_n$  et  $S_{0,n}$  les  $n^{\text{ièmes}}$  symboles respectivement reçus et émis, le SNR peut être estimé [87] selon la relation (25).

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{1/N_{ST} \cdot \sum_{n=1}^{N_{ST}} |S_n - S_{0,n}|^2}{1/N_{ST} \cdot \sum_{m=1}^{N_{ST}} |S_{0,m}|^2}} \quad (24)$$

$$SNR \approx \frac{1}{[EVM_{RMS}]^2} \quad (25)$$

De (24) et (25), spécifiquement pour le format BPSK et les constellations carrées QAM, le taux d'erreur binaire (ou BER : Bit Error Ratio) est estimé pour un canal plat AWGN par :

$$BER \approx \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2(L)} Q \left[ \sqrt{\left[ \frac{3 \log_2(L)}{L^2 - 1} \right] \cdot \frac{2}{\log_2(M) [EVM_{RMS}]^2}} \right] \quad (26)$$

où  $L = \sqrt{M}$  est le nombre de niveau sur chaque dimension de la modulation M-QAM considéré et  $Q(x)$  la fonction de probabilité définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (27)$$

et reliée à la fonction d'erreur complémentaire de Gauss  $erfc(x)$  par :

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \text{ et } Q^{-1}(x) = -\sqrt{2} erfc^{-1}(2x) \quad (28)$$

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (29)$$

La Figure 2.14 présente l'allure du BER en fonction du SNR et de l'EVM pour différentes constellations en utilisant les relations (25) et (26). On remarque que pour transmettre un peu plus de bits (par exemple de BPSK à 4QAM ou 16QAM), il faudrait un SNR assez suffisant pour de garantir un même BER. Ainsi le BER décroît (devient meilleur) avec l'augmentation du SNR. Par contre, il croît (se dégrade) avec l'augmentation de l'EVM : en fait, plus l'erreur vectorielle devient importante, plus mauvais est le BER. Ce qui implique qu'il faudrait transmettre moins de bits pour améliorer le BER. Une expression générale du BER est proposée dans la littérature [89]. Cette expression est basée sur la relation existant entre le BER et l'erreur symbole (SER : Symbole Error Ratio) d'une constellation QAM codée Gray.

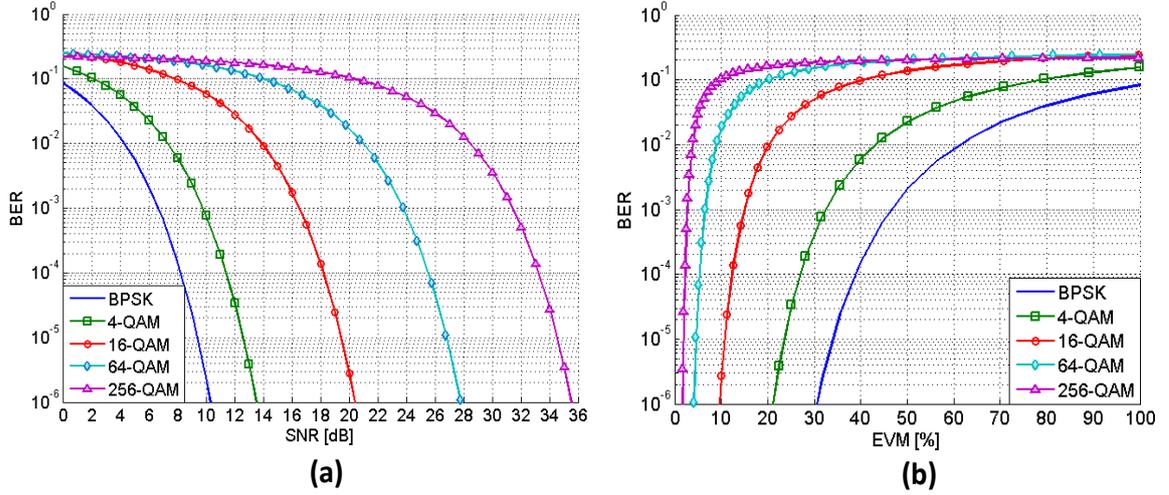


Figure 2.14 : (a) BER fonction du SNR, (b) BER fonction de l'EVM.

C'est cette expression de BER que nous utiliserons dans cette thèse et qui sera décrite ultérieurement. Pour toute constellation M-QAM, si  $b_k$  est le nombre de bits émis par la sous-porteuse  $k$ , l'erreur symbole  $SER_k$  associée [89] est donnée par [80] :

$$SER_k \approx b_k \cdot BER_k \quad (30)$$

Si  $P$  est la puissance moyenne électrique d'une constellation QAM (cf. Tableau 2.2), alors l'erreur symbole  $SER_k$  est exprimée par :

$$SER_k = 2 \left( 1 - \frac{1}{2 \left\lceil \frac{b_k}{2} - 1 \right\rceil} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR_k}{P}} \right) \quad (31)$$

En admettant la condition (30), l'équation (31) permet de déduire l'expression du BER :

$$BER_k = \frac{2}{b_k} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2 \left\lceil \frac{b_k}{2} - 1 \right\rceil} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR_k}{P_k}} \right) \quad (32)$$

C'est cette relation du  $BER_k$  en fonction du nombre de bits  $b_k$ , du facteur  $P_k$  pour la normalisation de puissance des constellations et du rapport signal-à-bruit  $SNR_k$  que nous utiliserons dans toute notre étude et qui nous permettra d'optimiser les performances du système de transmission IM/DD en méthode adaptative pour la montée en débit.

Tableau 2.2 : Puissance moyenne électrique calculée par constellation M-PSK ou M-QAM

Constellation	$b_k$ (bits/symbole)	$P = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1}  S_n ^2$
BPSK	1	1
QPSK	2	2
8QAM croisé	3	6
16QAM	4	10
32QAM croisé	5	20
64QAM	6	42
128QAM croisé	7	82
256QAM	8	170
512QAM croisé	9	330
1024QAM	10	682

### 2.2.2 Modulations multi-porteuses

Nous avons vu en section 2.1.3, que la dispersion chromatique est le paramètre le plus pénalisant dans une transmission IM/DD optique. Un moyen pour combattre cette limitation du produit  $[Débit \times Distance]$  consiste à répartir les symboles émis initialement en série (cas des transmissions mono-porteuses), en plusieurs sous-porteuses (fréquences) parallèles à faible débit chacune (modulations multi-porteuses). Pour faire une comparaison avec les techniques de modulation mono-porteuses, la Figure 2.15(a) montre qu'à faible débit, l'effet de la dispersion chromatique n'est pas encore visible sur la transmission d'un signal mono-porteuse. C'est pour cela par exemple qu'à 1490 nm, il est possible en GPON, de réaliser des liaisons descendantes NRZ-OOK à 2,5 Gb/s sur 20 km de fibre SSMF sans usage de méthodes de compensation de dispersion chromatique [80]. Par contre, lorsque le débit de transmission augmente comme à la Figure 2.15(b), le temps symbole diminue et par inversion, la bande passante du signal augmente. Dans ces conditions, la dispersion chromatique devient très pénalisante surtout avec un canal IM/DD avéré sélectif en fréquence (cf. section 2.1.4). Elle se manifeste par un étalement temporel des signaux émis causant de l'interférence entre symboles (IES). Cette IES devient très pénalisante surtout quand le temps symbole devient très court (transmission haut débit) ou quand la dispersion de fibre est

importante (distance de fibre élevée). Par contre, pour une transmission multi-porteuse à haut débit, comme l'illustre la Figure 2.15(c), le canal de transmission est réparti en sous-canaux étroits indépendants, chacun subissant une atténuation quasi-faible simplifiant ainsi le processus d'égalisation à la réception.

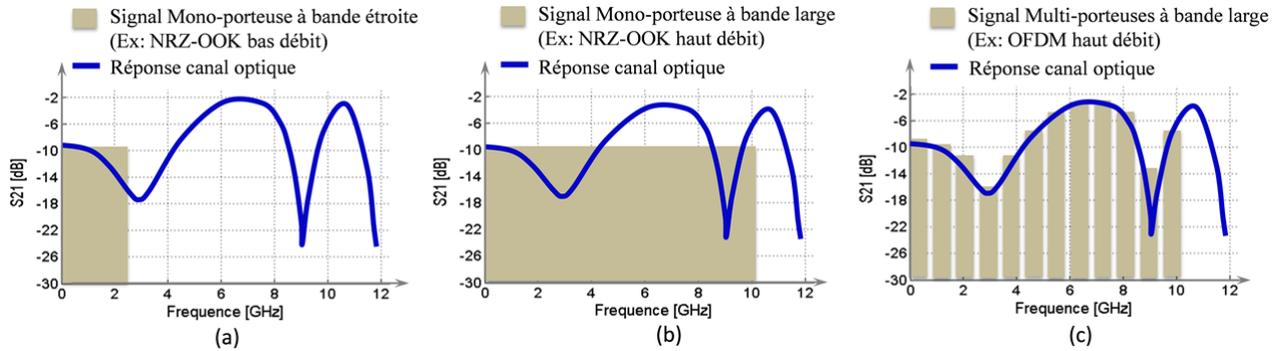


Figure 2.15 : Spectre électrique d'un signal : (a) Mono-porteuse bas débit, (b) Mono-porteuse haut débit, (c) Multi-porteuses haut débit.

L'égalisation consiste à compenser les effets induits par le canal sur la propagation du signal. Du fait que chaque sous-canal fonctionne à débit faible, l'impact de la dispersion chromatique se trouve réduit. En conclusion, nous pouvons retenir que les modulations multi-porteuses en comparaison aux modulations mono-porteuses présentent l'avantage d'être robuste face à la dispersion chromatique et de ce fait, elles sont une solution intéressante pour la montée en débit dans les canaux dispersifs (cas du canal IM/DD). C'est pour cela par exemple que l'OFDM est une solution très prometteuse pour les réseaux d'accès PON de futures générations [80]. La Figure 2.16 présente respectivement un exemple de schéma de modulation mono-porteuse (a) et multi-porteuses (b).

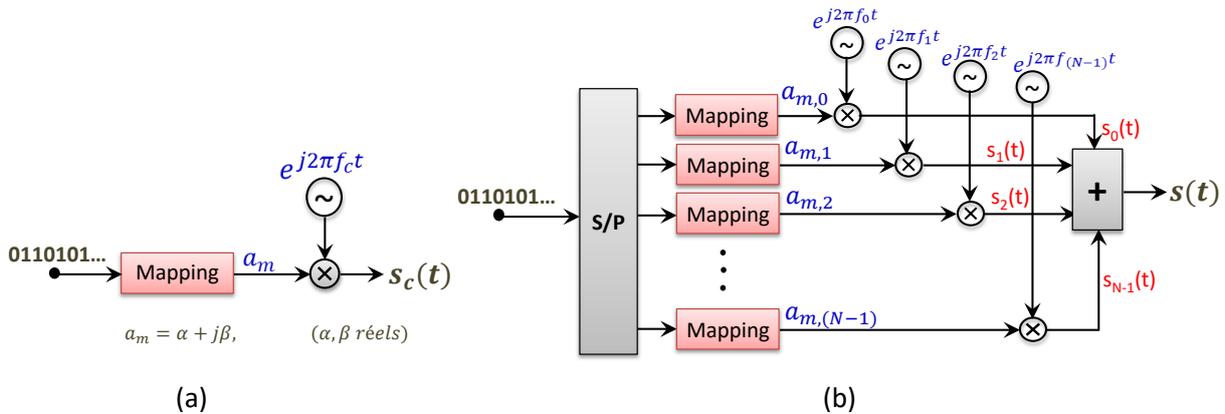


Figure 2.16 : Comparaison entre techniques de modulation - (a) Mono-porteuse, (b) Multi-porteuses (exemple du FDM).

Rappelons que la fonction du bloc "Mapping" consiste à convertir une trame binaire en symboles  $a_{m,n}$  (symboles issus d'une modulation QAM par exemple). Quant au bloc "S/P", il réalise la conversion série/parallèle et  $s(t)$  la somme des signaux  $s_n$  dans le cas (b). La fréquence  $f_c$  du cas (a) représente la fréquence porteuse pour la modulation mono-porteuse et les  $f_n$ , les sous-porteuses utilisées par la modulation multi-porteuses ( $n = 0, 1, \dots, N - 1$ ). Le signal à la sortie respectivement du modulateur mono-porteuse (équation (33)) et celui du modulateur multi-porteuses (équation (34)) sont définis par :

$$s_c(t) = \sum_{m=1}^{N_S} a_m e^{j2\pi f_c(t-mT)} u(t - mT_S) \quad (33)$$

$$s(t) = \sum_{m=1}^{N_S} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} s_n(t - mT_S) \quad (34)$$

où  $s_n(t) = u(t)e^{j2\pi f_n t}$  et  $n$  l'indice de la sous-porteuse  $f_n$  ;  $m$  est l'indice de transmission du  $m^{i\grave{e}me}$  symbole,  $N_S$  le nombre de symboles émis,  $T_S$  la durée symbole et  $u(t)$  la fonction prototype définie comme suit :

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq T_S \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (35)$$

Dans ce qui suit, nous allons aborder brièvement l'OFDM dans tout son aspect historique, principes mathématiques et son implémentation en traitement du signal.

### 2.2.2.1 Introduction à l'OFDM : de la FDM à l'OFDM

L'OFDM a connu une longue marche et progressé grâce aux travaux de recherches menés par grand nombre de chercheurs. Les origines de l'OFDM remontent à 1930 lorsque les célèbres laboratoires de recherches Bell ont développé une nouvelle technique devant succéder au FDM (Frequency Division Multiplexing). La FDM est une technique multi-porteuse où deux sous-porteuses consécutives se trouvent séparées par un intervalle de garde. A la réception, chaque sous-porteuse est récupérée via un filtre analogique individuel comme à la Figure 2.17. En OFDM, les fréquences sont choisies orthogonales de manière à ce que les sous-porteuses puissent se chevaucher entre elles sans interférence mutuelle (ou ICI : Inter-Carrier Interference), conduisant à un gain en efficacité spectrale. Ainsi à même débit, l'OFDM permet d'utiliser une bande de fréquence moins importante que la FDM. La démodulation est réalisable sans filtrage analogique individuel comme en FDM mais numériquement grâce à une transformée de Fourier (ou FFT : Fast Fourier Transform).

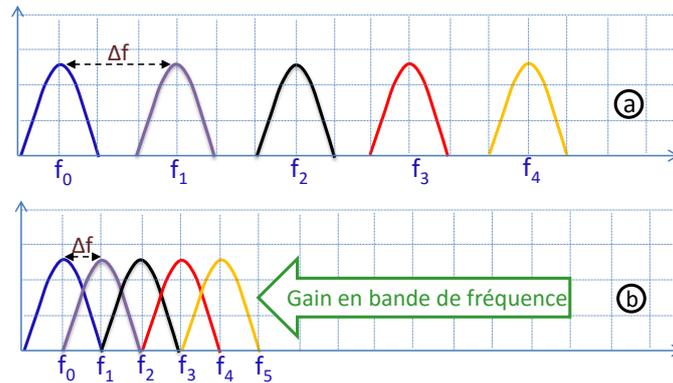


Figure 2.17 : Comparaison point de vue fréquence entre : (a) FDM, (b) OFDM.

Une chronologie de l'OFDM [90]-[92], est proposée sous forme de diagramme à la Figure 2.18. Le concept de l'OFDM pour la transmission a été proposé pour la première fois par Robert W. Chang des laboratoires Bell en 1966 [90]. La notion d'orthogonalité des fréquences de transmission, a été développée et améliorée en 1971 [93], grâce à l'utilisation de la FFT (Fast Fourier Transform) [94] proposée en 1969 pour réduire la complexité du temps de calcul de l'implémentation de la transformée de Fourier discrète (DFT) et de son inverse (IDFT). Dès 1980, le concept de préfixe cyclique pour combattre l'ISI a été proposé par Peled et Ruiz [95]. L'introduction de l'OFDM dans le domaine des applications réseaux sans fil a été démontrée par Cimini des laboratoires Bell en 1985 [95]. Son utilisation dans le domaine filaire s'est faite grâce aux divers travaux de Chow, de Cioffi et d'autres chercheurs de Stanford [98]. L'OFDM dans le domaine des antennes tels que les systèmes MIMO (Multi-Input Multi-Output) a été publié par Telatar [99] et Foschini [100] au sein des laboratoires Bell.

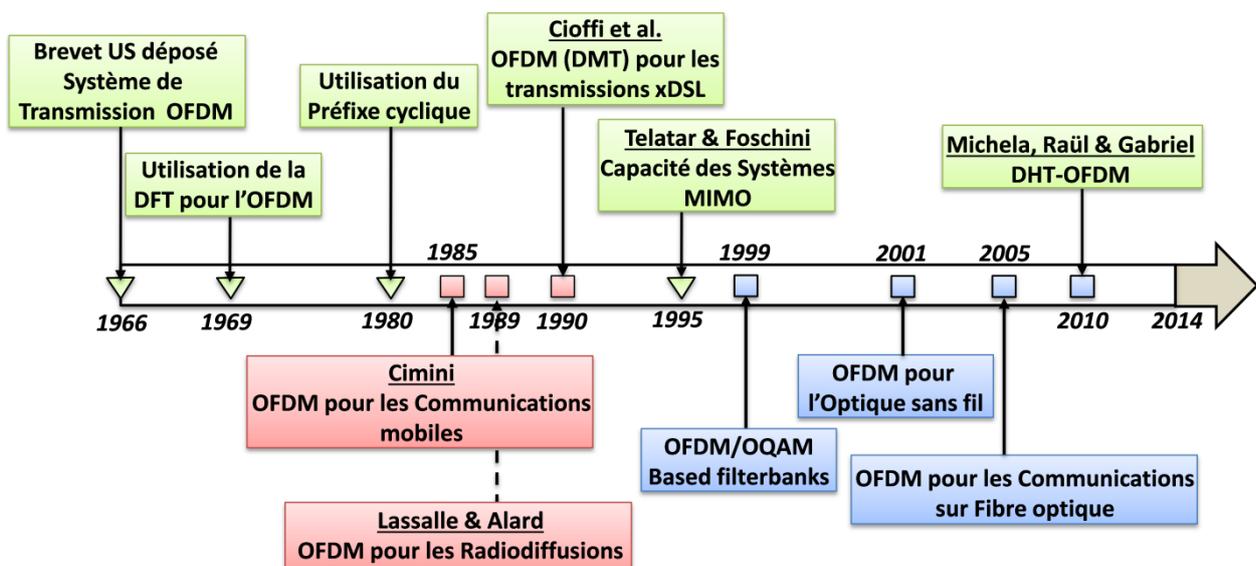


Figure 2.18 : Historique de l'OFDM et son évolution.

En 1987, les Français Lassalle & Alard [97] proposeront l'utilisation du FEC (Forward Error Coding) avec l'OFDM en radiodiffusion : d'où la notion de l'OFDM avec codage correcteur d'erreur ou Coded-OFDM (C-OFDM) pour améliorer la transmission. L'OFDM est devenu ainsi, un candidat potentiel pour les applications DSL (Digital Subscriber Loop) où il est appelé DMT (Discrete Multitone) [98]. Ensuite, il est intervenu dans tous les standards de télécommunication tels que la radio-télédiffusion [101], le sans fil local (WLAN) [102].

De nos jours, tous les standards tels que le Wi-Fi (IEEE 802.3a/g), le WiMax (IEEE 802.16e), l'ADSL (ITU G.992.1), le « Long Term Evolution » ou (LTE), la 4G et les radiotélécommunications utilisent l'OFDM. En 1999, Siohan propose l'OFDM/OQAM (Offset-QAM) permettant de se passer du préfixe cyclique dans la transmission pour des fins de gain en débit [103]. Pour ce faire, il propose l'utilisation d'une famille de fonctions prototypes dites « localisées en temps-fréquence » proposée par Bolcskei [104]. Malgré tout son succès, l'OFDM ne s'est vu impliqué dans le domaine optique que récemment. Bien que le premier papier suggérant son utilisation dans le domaine optique ait apparu en 1996 [105], il a fallu attendre l'an 2001 pour démontrer sa robustesse contre la dispersion chromatique et montrer son intérêt pour le domaine optique [106]. Ainsi, une première implémentation de l'OFDM en optique a été reportée en 2002 [107] mais n'a sollicité que peu d'intérêt puisque d'autres publications ne l'ont pas suivie. Mais quelques années plus tard, certains auteurs ont prouvé qu'il est possible d'implémenter l'OFDM en optique avec des techniques de traitement de signal basé sur des DSP (Digital Signal Processor) pour lutter contre la dispersion chromatique [108]-[110]. Après ces premiers travaux concluants, ainsi que ceux parus ensuite [111]-[112], l'OFDM s'est vu enfin introduire dans les communications optiques permettant donc d'accéder à l'ère du très haut débit dans les réseaux de transport. Par suite, l'OFDM optique a vite évolué et même considéré comme pionnier du 100Gb/s. Certains chercheurs ont même démontré qu'il est possible d'implémenter l'OFDM pour réaliser des transmissions atteignant le Terabit [113]. Quelques années après l'intérêt de l'OFDM pour les systèmes de transmissions longues distances, plusieurs auteurs ont montré qu'il peut être un bon candidat pour le réseau d'accès optique. L'un des tous premiers travaux [114] parus sur le sujet était en 2007 : l'auteur a démontré la réalisation d'une liaison OFDM 10Gb/s du réseau d'accès PON. Depuis, l'OFDM pour les réseaux d'accès optiques est devenu un sujet d'intérêt en expansion, suivi par plusieurs groupes de chercheurs et d'industriels à travers le globe [115]-[117]. Dans la section suivante, nous présenterons quelques notions mathématiques sur l'OFDM.

### 2.2.2.2 Généralités sur l'OFDM

Les systèmes multiporteuses classiques sont connus pour générer des sous-porteuses dans le domaine analogique conduisant à des signaux à bande limitée dont les différents spectres ne se chevauchent pas. Ceci implique l'utilisation d'un grand nombre d'oscillateurs et de filtres à la fois à l'émetteur comme au récepteur. Ces oscillateurs et filtres ont besoin d'un intervalle de garde fréquentiel entre deux canaux successifs. Ceci conduit à une faible efficacité spectrale comme on peut l'observer à la Figure 2.17(a). Pour améliorer l'efficacité spectrale, l'OFDM introduit la notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette propriété d'orthogonalité résulte de la corrélation entre n'importe quelle paire de signaux  $s_k(t)$  et  $s_l(t)$  définie par :

$$\begin{aligned} \delta_{kl} &= \frac{1}{T_S} \int_{-\infty}^{+\infty} s_k \cdot s_l^* dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_l t} dt \\ &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = \frac{[e^{j2\pi(f_k - f_l)T_S} - 1]}{j2\pi(f_k - f_l)T_S} \\ &= e^{j\pi(f_k - f_l)T_S} \left[ \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_S)}{\pi(f_k - f_l)T_S} \right] \end{aligned} \quad (36)$$

On peut montrer  $\forall m$  entier pour  $k \neq l$  que si :

$$f_k - f_l = m \cdot \frac{1}{T_S} \quad (37)$$

la corrélation  $\delta_{kl} = 0$  et par conséquent, les signaux  $s_k(t)$  et  $s_l(t)$  sont orthogonaux entre eux. Et si on utilise des sous-porteuses modulées sur des fréquences multiples de l'inverse du temps symbole  $T_S$ , il sera possible de garantir l'orthogonalité entre sous-porteuses, et éviter ainsi toute interférence ICI malgré un fort chevauchement spectral [79]. L'ICI peut subvenir quand l'émetteur et le récepteur ne sont pas synchronisés. En d'autres termes, lorsque le signal reçu est détecté aux fréquences  $f_k + \Delta$  au lieu de  $f_k$ ,  $\Delta$  étant un offset fréquentiel. En conclusion, tout signal OFDM pourra s'exprimer suivant l'équation (34) sous condition (37).

La Figure 2.19 présente un exemple de signal OFDM obtenu avec quatre sous-porteuses. La notation "Sp" est synonyme de "Sous-porteuse". On y observe l'effet de la fonction prototype  $u(t)$  qui se manifeste par la forme d'une fonction sinus-cardinal dans le domaine fréquentiel. L'orthogonalité des sous-porteuses peut être aussi observée : à chaque fois qu'une sous-porteuse atteint son amplitude maximale dans le domaine fréquentiel, toutes les autres s'annulent.

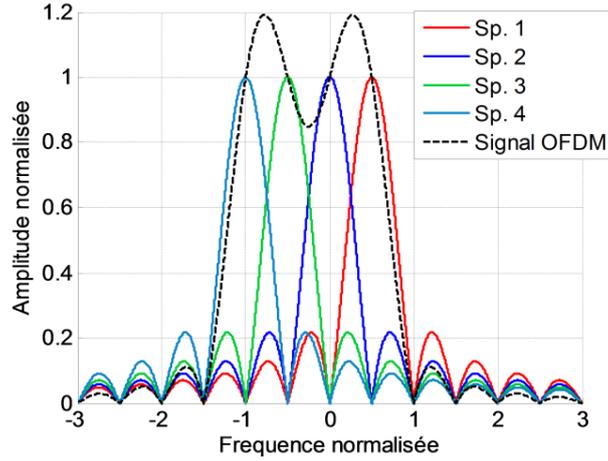


Figure 2.19 : Représentation du spectre d'un signal OFDM obtenu avec 4 sous-porteuses.

Par ailleurs, il est possible de rendre le signal OFDM encore plus robuste contre l'ICI en modifiant la forme d'onde (ou fonction prototype) [104]. En fait, l'utilisation de fonctions prototypes ayant des lobes secondaires moins importants, est une solution pour combattre l'ICI ou l'annuler [118]. Par l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (DFT) à la modulation et de son inverse pour la démodulation [93], l'OFDM a marqué son ascension, et permet ainsi de s'affranchir des nombreux oscillateurs et filtres qui rendent le système complexe et coûteux. Pour étayer cette découverte, considérons l'équation d'un symbole OFDM  $s_m(t)$  défini par :

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k t} \quad (38)$$

où  $N$  est le nombre total de sous-porteuses utilisées,  $k$  l'indice du  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse et  $m$  l'indice du  $m^{\text{ème}}$  symbole. Ce signal OFDM  $s_m(t)$  analogique peut être représenté par une version discrète représentée avec  $Q$  échantillons dans l'intervalle  $0 < t \leq T_S$ , définie par :

$$s_m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k \frac{nT}{Q}} \quad (39)$$

où  $n$  est l'index d'un échantillon ( $n = 0, 1, \dots, Q - 1$ ). En considérant la propriété d'orthogonalité (37), on peut écrire que :

$$f_k = f_0 + k \cdot \Delta f = f_0 + \frac{k}{T_S} \quad (40)$$

avec  $f_0$  la fréquence de sous-porteuse d'ordre  $k = 0$  et  $N$  le nombre de sous-porteuses considérées. En admettant que  $Q = N$  et  $f_0 = 0$  (on suppose aussi que la première sous-porteuse est la composante DC), l'équation (39) peut être réécrite sous la forme :

$$s_m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = IDFT(a_k) \quad (41)$$

où  $IDFT(\cdot)$  est la fonction inverse de la transformée de Fourier discrète. Ainsi, nous montrons via l'équation (41) qu'un signal OFDM analogique  $s_m(t)$  défini sur un intervalle  $T_S$  pourrait être représenté par une version numérique  $s_m[n]$  représentée sur  $N$  échantillons grâce à une IDFT. Le passage de  $s_m[n]$  à  $s_m(t)$  peut se faire via un convertisseur numérique/analogique ou (DAC : Digital-to-Analog Converter) et réciproquement via un convertisseur analogique/numérique ou (ADC : Analog-to-Digital Converter). Nous montrons ainsi qu'on pourrait obtenir en s'affranchissant des oscillateurs et filtres, le même signal  $s(t)$  de la Figure 2.16(b) par application directe sur les symboles  $a_{m,n}$  d'une IDFT suivie d'un DAC. Ceci devient un avantage fondamental depuis que les calculs de DFT/IDFT peuvent être réalisés grâce à des algorithmes très efficaces [119]-[120] tels que la transformée de Fourier rapide ou FFT (Fast Fourier Transform) et son inverse (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform). D'où le début de l'ère du traitement du signal avec l'utilisation de DSP (Digital Signal Processors) produits massivement et de plus en plus abordables.

La Figure 2.20 présente un schéma général de système de transmission OFDM. L'émetteur reçoit une trame binaire répartie en plusieurs sous-trames parallèles modulées chacune suivant une QAM avant d'être modulées via une IFFT. L'émission passe par un ajout de préfixe cyclique, une conversion numérique/analogique (D/A) et un filtre passe-bas (LPF) avant d'être envoyée dans le canal de transmission. Le canal de transmission peut être par exemple, un canal IM/DD ou modélisé par une réponse impulsionnelle  $h(t)$  et un bruit additif gaussien  $n(t)$ . À la réception, le signal passe par un filtre passe-bas (LPF) et une conversion analogique/numérique (A/D). Le signal est ensuite traité par un égaliseur, une démodulation QAM et une conversion parallèle/séquentielle (P/S) pour récupérer la trame binaire reçue.

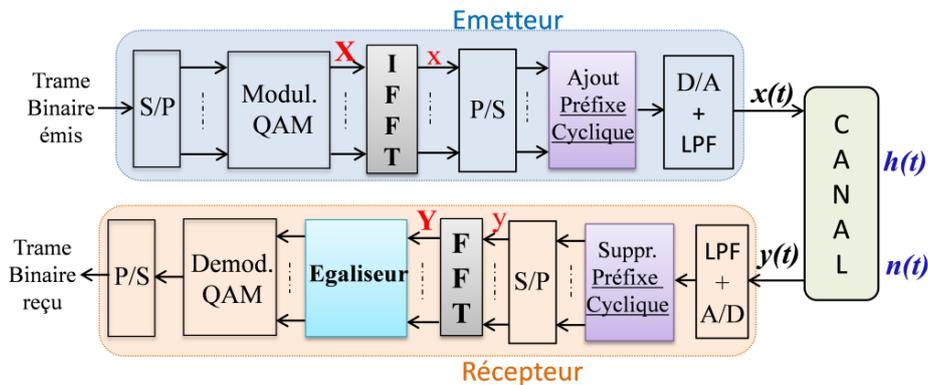


Figure 2.20 : Système de transmission OFDM IM/DD en bande de base.

Avant l'IFFT, des symboles pilotes connus du récepteur  $y$  sont insérés à des fins de synchronisation à la réception et d'estimation du canal de transmission. Un préfixe cyclique est ajouté au signal obtenu avant d'être envoyé dans le canal de transmission suite à une conversion numérique/analogique (D/A). Le canal de transmission peut être par exemple, un canal IM/DD ou modélisé par une réponse impulsionnelle  $h(t)$  et un bruit additif gaussien  $n(t)$ . Puisque la conversion numérique/analogique génère un signal analogique de composantes spectrales périodiques aux fréquences multiples de la fréquence

d'échantillonnage, il est important que la fréquence d'échantillonnage  $F_S$  respecte le critère de Shannon :  $F_S \geq 2 \cdot BP$  où  $BP$  est la bande passante du signal OFDM. De cette façon, les répliques spectrales s'éloignent du spectre utile et ne s'interfèrent pas : on parle d'anti-aliasing [121]. Un filtre passe-bas (ou LPF : Low Pass Filter) de bande passante ( $F_S/2$ ) est utilisé pour éliminer les répliques spectrales du signal analogique. Et pour tenir compte de la décroissance du filtre (ou roll-off, en anglais), il est possible de sur-échantillonner le signal de sorte que  $F_S > 2 \cdot BP$ . Une autre façon d'obtenir le même résultat [121] consiste à réaliser un « over-sampling » de l'IFFT comme illustré à la Figure 2.21. Dans ces conditions, certaines sous-porteuses de l'IFFT sont modulées par des zéros [122]-[123].

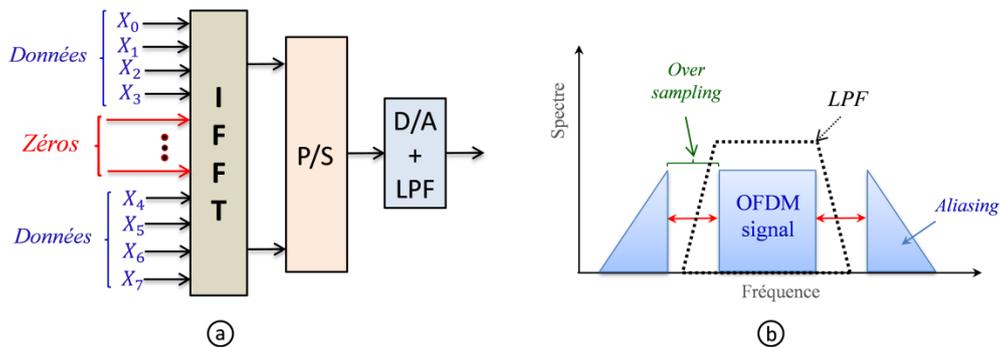


Figure 2.21 : (a) Implémentation de l'Over-sampling sur IFFT, (b) Effet sur le spectre.

A la réception, c'est le processus inverse de l'émission qui est effectué. Après avoir éliminé toutes les composantes indésirables du signal reçu, le préfixe cyclique est supprimé suite à une conversion analogique/numérique (A/D). Ensuite une FFT est appliquée au signal, suivie d'un processus d'égalisation (ou compensation des effets du canal). A ce stade de la chaîne de transmission, les coefficients du canal sont estimés grâce aux symboles pilotes reçus et connus du récepteur. Après égalisation, les symboles reçus sont décodés pour restituer la trame binaire en sortie. Dans les sections suivantes, nous reviendrons sur certains points essentiels de la chaîne de transmission (Figure 2.20) afin d'y apporter de plus amples détails.

### 2.2.2.3 Préfixe cyclique

Nous avons vu en section 2.2.2, que si le débit augmente, alors la période d'impulsion diminue. Ainsi, les impulsions transmises à travers un canal dispersif peuvent se chevaucher les unes après les autres à cause du retard introduit par la dispersion du canal, responsable de l'interférence ISI caractérisée par un étalement temporel du signal émis à la réception. Pour combattre cette interférence (ISI), la solution la plus utilisée consiste à faire précéder chaque

symbole émis, d'une portion de ses échantillons comme illustrée à la Figure 2.22. Cette technique est connue sous le nom de : préfixe cyclique (ou CP : Cyclic Prefix) [79].

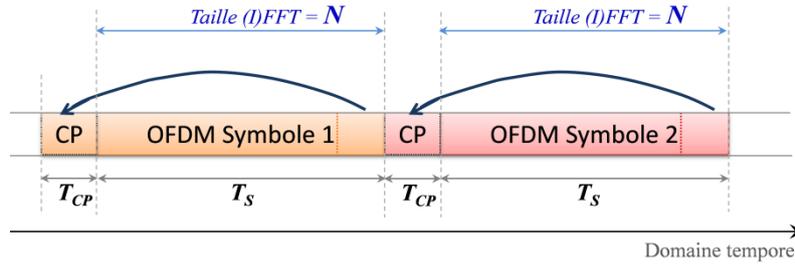


Figure 2.22 : Implémentation du préfixe cyclique en OFDM.

Lorsque la durée du préfixe cyclique dépasse le retard maximum de propagation introduit par la dispersion, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est préservée et les symboles émis peuvent être entièrement restaurés après égalisation à la réception. Ainsi, l'utilisation du préfixe cyclique permet non seulement de lutter contre l'ISI mais également de simplifier l'égalisation du canal dans le domaine fréquentiel. En effet, en utilisant un préfixe cyclique au lieu d'un intervalle de garde composé de zéros, cela revient à rendre la convolution linéaire de la réponse impulsionnelle du canal avec le signal temporel émis, en une convolution dite circulaire [124]. En d'autres termes, cela facilite l'estimation des coefficients du canal par une égalisation dans le domaine fréquentiel. En utilisant les paramètres de la Figure 2.22, le préfixe cyclique est calculé en pourcentage (%) par :

$$CP_{(\%)} = \frac{T_{CP}}{T_S} = \frac{N_{CP}}{N} \quad (42)$$

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

#### 2.2.2.4 Estimation du canal et techniques d'égalisation

Nous avons vu en section 2.1.4, que le canal IM/DD dispersif présente une sélectivité en fréquence qui limite les performances du système de transmission. L'exemple de la Figure 2.15(c) montre clairement que chaque sous-porteuse est affectée différemment par le gain du canal. Ainsi, pour chaque sous-porteuse, il est nécessaire d'estimer l'impact du canal et d'en tenir compte pour égaliser les symboles reçus [89]. La solution à ce type de problème, consiste à utiliser des séquences d'apprentissage. Ce sont des séquences (par exemple des symboles M-QAM) représentant un certain nombre de données connues à la fois de l'émetteur et du récepteur.

Par ailleurs, pour tout symbole OFDM émis, du fait de la nature périodique du symbole introduite par l'usage du préfixe cyclique, la convolution dans le domaine temporel entre le

canal avec le signal OFDM, se comporte comme un simple produit scalaire dans le domaine fréquentiel. La présence des blocs IFFT et FFT facilite cette opération dans le domaine fréquentiel. Ainsi à la réception, le symbole reçu peut être représenté sous la forme :

$$Y_k = H_k \cdot X_k + N_k \quad (43)$$

avec  $X_k$  le symbole émis par la sous-porteuse d'ordre  $k$ ,  $Y_k$  le symbole reçu,  $H_k$  le coefficient du sous-canal  $k$  et  $N_k$  la composante du bruit associé.

Dans cette thèse, nous avons utilisé la technique d'égalisation la plus simple qui existe. Elle repose sur deux critères essentiels :

- ✓ Le récepteur a connaissance des séquences d'apprentissage devant servir à l'estimation du canal.
- ✓ Le canal de transmission ne varie pas dans le temps.

En admettant que le récepteur soit parfaitement synchronisé avec l'émetteur, c'est-à-dire : que toutes les corrections d'offset temporel (minimisant l'ISI) et d'offset fréquentiel (minimisant l'ICI) soient faites [125]-[128], on peut alors considérer le canal de transmission comme « invariant dans le temps ». Dans ces conditions, le canal peut être supposé constant par sous-canal comme à la Figure 2.15(c). Les symboles reçus peuvent donc être égalisés dans le domaine fréquentiel, par un vecteur de coefficients complexes, représentant chacun l'inverse de la réponse fréquentielle du canal. L'invariance temporelle du canal, permettra d'égaliser tout symbole reçu avec les mêmes coefficients estimés du canal de transmission. En supposant que le récepteur dispose de séquences d'apprentissage  $X_k$  émis, notre approche d'égalisation connue sous le nom de « Zero-Forcing (ZF) » (ou LS : Least Square) [129] permet d'estimer les coefficients du canal dans le domaine fréquentiel en utilisant la relation [130] :

$$H_k^{ZF} = \frac{Y_k}{X_k} \quad (44)$$

où  $Y_k$  représente le symbole reçu sur la sous-porteuse  $k$ .

En réalité, d'après l'équation (43), l'estimation du canal devrait donner :

$$H_k = \frac{Y_k}{X_k} + \frac{N_k}{X_k} = H_k^{ZF} + \frac{N_k}{X_k} \quad (45)$$

L'équation (45) prouve que la méthode ZF bien qu'étant simple comme approche, présente l'inconvénient de ne pas tenir compte de l'impact du bruit du canal et ceci pourrait s'avérer nuisant pour de faibles valeurs de SNR vu que le bruit dominerait la transmission.

C'est ce qu'on observe par exemple à la Figure 2.23, pour une transmission OFDM réalisée à travers un canal plat AWGN de SNR égal à 18dB.

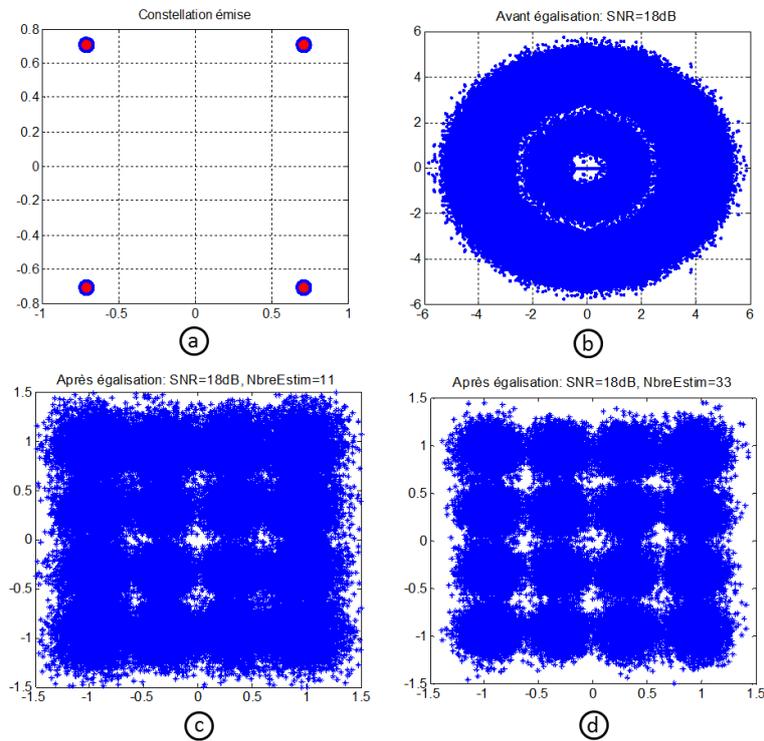


Figure 2.23 : Constellation 16-QAM : (a) émise, (b) reçue avant égalisation, (c) égalisée après estimation sur 11 symboles pilotes OFDM connus, (d) égalisée après estimation sur 33 symboles pilotes OFDM connus.

L'analyse de cette figure montre qu'après émission de symboles 16QAM (cf. Figure 2.23(a)), ces derniers subissent chacun, des distorsions du canal (phase, amplitude). Par conséquent, sans égalisation (Figure 2.23(b)), il serait difficile de restaurer les données. Mais on peut voir à la Figure 2.23(d), qu'avec une estimation sur 33 symboles OFDM connus, l'égalisation ZF présente une constellation beaucoup plus claire (moins bruitée) que celle obtenue à la Figure 2.23(c) où l'estimation est moyennée sur 11 symboles OFDM connus. En conclusion, le moyennage des coefficients du canal sur plusieurs séquences d'apprentissage, améliore considérablement les performances de l'estimation ZF [79].

D'autres techniques d'égalisation existent dans la littérature et tiennent compte de l'impact du bruit dans l'égalisation. Dans un premier temps, nous pouvons citer l'exemple de l'estimateur MMSE (Minimum Mean Square Error) [130], où les coefficients du canal sont calculés en minimisant la variance du bruit. Ceci suppose cependant, la connaissance d'autres variables telles que la densité de puissance du bruit et la fonction de corrélation du canal [79], [131]. Certains auteurs proposent également la méthode du « Maximum likelihood estimation

(MLE) » qui consiste à déduire un modèle statistique permettant de bien démoduler les symboles reçus [132]. C’est en fait une technique basée sur la notion de « vraisemblance » et non un égaliseur (système d’inversion du canal) [89].

Par ailleurs, il est possible de rencontrer d’autres types d’égaliseurs dans la littérature. On peut citer : l’égalisation par la méthode des moindres carrés ou LMS (Least Mean Square) [133], la méthode RLS (Recursive Least Squares ou de Kalman/Godard) [134], la méthode de détection aveugle ou (Blind adaptation) [135]. Pour plus de détails concernant ces techniques d’égalisation, le lecteur pourra se reporter aux références [79] et [89]. Dans la rubrique qui suit, nous aborderons une des limitations de la modulation OFDM.

### 2.2.2.5 Gestion du PAPR (Peak-to-Average Ratio)

Malgré les différents avantages offerts par la modulation OFDM tels que : une grande efficacité spectrale, une robustesse contre la dispersion du canal ainsi que l’égalisation fréquentielle, il présente cependant, une limitation majeure liée à son PAPR élevé [136]. D’après le théorème de la limite centrale [137], la distribution d’un signal OFDM suit une gaussienne comme à la Figure 2.24.

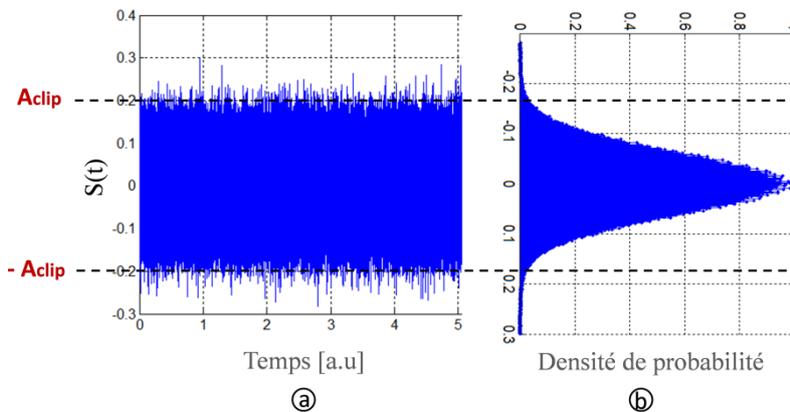


Figure 2.24 : (a) Exemple de signal OFDM, (b) Distribution dans le domaine temporel.

En considérant l’équation (41), l’expression du signal OFDM discret est donnée par :

$$s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (46)$$

où  $X_k$  correspond au symbole QAM transmis sur la sous-porteuse  $k$ ,  $N$  le nombre de sous-porteuses de l’IFFT/FFT. Ainsi, le PAPR est donné par la relation (47) et souvent exprimé [137] en décibel, par l’équation (48) :

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{av}} = \frac{\max(|s[n]|^2)}{E\{|s[n]|^2\}} = \frac{\max\left(\left|\sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi\frac{kn}{N}}\right|^2\right)}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2} \quad (47)$$

$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10}(PAPR) \quad (48)$$

On remarquera d'après la relation (47) que le PAPR est fonction du nombre de sous-porteuses  $N$  et des symboles  $X_k$  émis par chacune des sous-porteuses. Comme l'obtention d'un signal OFDM n'est rien d'autre que la sommation de plusieurs sous-porteuses modulées indépendamment au travers d'un bloc IFFT, leurs amplitudes peuvent statistiquement s'ajouter de manière constructive, résultant à des pics d'amplitude très élevés [138]-[139]. La notion de PAPR prend tout son sens au moment d'émettre un signal à PAPR élevé [140]-[141]. Dans le cas de systèmes IM/DD, puisque le signal est souvent amplifié par le biais d'un driver avant de venir moduler la source optique (ex : Figure 2.1), les pics les plus importants du signal se verront limités (ou « clippés ») à une valeur maximale  $A_{clip}$  déterminée par la saturation de l'amplificateur (ou driver). En d'autres termes, ces pics peuvent saturer le laser générant ainsi des bruits de clipping ou des distorsions dues à la non-linéarité et au clipping du laser. D'autre part, pour une puissance de saturation limitée et une puissance d'entrée maximale donnée de l'amplificateur, si le PAPR augmente, la probabilité de clipping augmente elle aussi. C'est pour cela que dans la littérature, une figure de mérite est souvent employée pour analyser les effets dus au PAPR. Cette figure de mérite porte le nom de fonction de distribution cumulative complémentaire ou CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) et représente la probabilité pour qu'un PAPR dépasse un seuil  $PAPR_0$  cible [139]- [141]. Elle s'exprime par :

$$PAPR = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (49)$$

En effet, plusieurs méthodes sont utilisées pour réduire le niveau de PAPR en systèmes OFDM. La solution la plus simple pour écarter les effets dus aux signaux à grands PAPR porte le nom de « hard-clipping » [142]. Un exemple de « hard-clipping » est illustré à la Figure 2.24 pour un signal OFDM. Il consiste à limiter les pics élevés du signal à une valeur maximale  $A_{clip}$ . Dans notre exemple, les amplitudes du signal clipé se trouveront comprises dans l'intervalle  $[-A_{clip}, A_{clip}]$ .

Par ailleurs, certaines techniques de réduction du PAPR agissent, soit sur le signal [143], ou soit sur le format de modulation des sous-porteuses [144]. Il s'agit entre autres de la

technique de clipping asymétrique que nous aborderons au prochain chapitre et de la technique « Selective mapping » où chaque symbole émis, diffère d'une sous-porteuse à une autre, réduisant ainsi le PAPR [145]. D'autres solutions sont basées sur l'utilisation de séquences complémentaires de Golay [146] ou de précodage par transformée de Fourier discrète [148]. Dans notre étude, nous avons considéré la technique du « hard-clipping ». Pour plus de détails sur le PAPR et les techniques de réduction du PAPR, le lecteur pourra se reporter aux références [145]-[149].

### 2.2.2.6 Paramètres du signal OFDM pour son implémentation

Pour faciliter la bonne compréhension du lecteur dans les prochains chapitres, nous abordons ici, quelques paramètres du signal OFDM, nécessaires à son implémentation. En admettant que  $F_S$  soit la fréquence d'échantillonnage du convertisseur numérique/analogique comme à la Figure 2.20, le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon appliqué au signal OFDM exige que :  $F_S \geq 2 \cdot BP$  avec  $BP$  la bande passante du signal OFDM. Ainsi, la valeur  $F_S$  minimale est déterminée par la fréquence  $F_S = F_{Nyquist} = 2 \cdot BP$ .

Par ailleurs, si  $N_{IFFT}$  est la taille du bloc IFFT de la chaîne d'émission et  $N_{CP}$  la taille du préfixe cyclique utilisé, alors le nombre total d'échantillons par symbole OFDM serait :

$$N_{tot} = N_{IFFT} + N_{CP} \quad (50)$$

Par suite, la durée totale d'un symbole OFDM dans le domaine temporel est égale à :

$$T = \frac{N_{tot}}{F_S} = \frac{N_{IFFT} + N_{CP}}{2 \cdot BP} = \frac{N_{IFFT}}{2 \cdot BP} + \frac{N_{CP}}{2 \cdot BP} = T_S + T_{CP} \quad (51)$$

où  $T_S$  est le temps symbole OFDM utile, représenté temporellement par les  $N_{IFFT}$  échantillons en sortie de l'IFFT et  $T_{CP}$  la durée correspondant au préfixe cyclique. Des équations (50) et (51), le préfixe cyclique peut être exprimé en pourcentage du temps ou du nombre d'échantillons par :

$$CP_{\%} = 100 \cdot \left( \frac{T_{CP}}{T} \right) = 100 \cdot \left( \frac{N_{CP}}{N_{IFFT} + N_{CP}} \right) \quad (52)$$

Quant à l'espacement entre sous-porteuses  $\Delta f$ , il est calculé par :

$$\Delta f = \frac{F_S}{N_{IFFT}} = \frac{2 \cdot BP}{N_{IFFT}} \quad (53)$$

Le débit binaire du signal s'obtient par :

$$D = \frac{\sum_{k=1}^{N_u} b_k}{T} \quad (54)$$

Le terme  $N_u$  représente le nombre de sous-porteuses utiles (transportant réellement des données utiles), fonction du nombre d'entrée  $N_{IFFT}$  de l'IFFT et de la nature du signal OFDM en bande de base (qu'il soit réel ou complexe). Lorsque le signal OFDM à émettre est complexe, on parle de transmission I/Q et dans ce cas :

$$N_u = N_{IFFT} - 1. \quad (55)$$

Par contre, si le signal est réel, alors on utilise généralement une symétrie hermitienne [144] impliquant :

$$N_u = \frac{N_{IFFT}}{2} - 1. \quad (56)$$

L'utilisation de la symétrie hermitienne dans la transmission de  $N$  symboles suggère que pour générer des signaux OFDM réels, les blocs IFFT et FFT soient choisis de taille  $2N$ . Dans ces conditions, si  $X(k)$  est la composante d'ordre  $k$  du symbole  $X$  à moduler, la symétrie hermitienne impose que :

$$\begin{cases} X(2N - k) = X^*(k), & k = 1, 2, \dots, N - 1 \\ X(0) = X(N) = \text{réel} \end{cases} \quad (57)$$

où  $X^*$  est l'expression conjuguée de  $X$ . La Figure 2.25 en illustre le principe de fonctionnement.

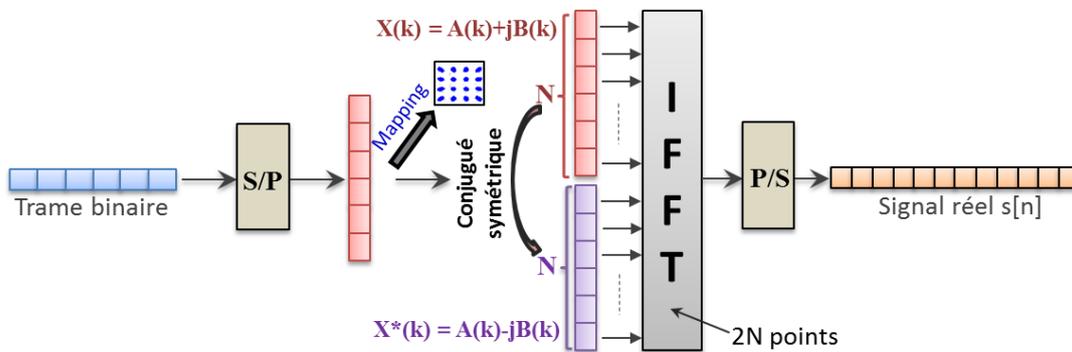


Figure 2.25 : Principe de fonctionnement de la symétrie hermitienne.

Dans la section suivante, une propriété très importante de l'OFDM est abordée : il s'agit de la modulation OFDM adaptative.

### 2.2.3 Modulation OFDM adaptative: Principe du Water-filling

En section 2.2.2, nous avons vu que grâce à l'orthogonalité des sous-porteuses OFDM, un gain en efficacité spectrale peut être obtenu en comparaison avec la technique FDM (Figure 2.17). Cette efficacité spectrale pourrait être optimale en variant la distribution de bits et de puissance de chacune des sous-porteuses en fonction de l'état du canal (réponse

fréquentielle du canal, Figure 2.15). Dans ce contexte, on parle de « modulation OFDM adaptative » ou AMOFDM (Adaptive Modulation OFDM) [150].

Généralement dans un système de transmission OFDM à modulation fixe (format de modulation identique pour toutes les sous-porteuses), les erreurs de transmission sont largement dominées par les sous-porteuses de faibles SNR. Dans ce cas de figure, même si on augmentait la puissance du signal, on n'améliorerait pas forcément le BER [151]. Mais ces erreurs peuvent être minimisées ou mieux encore, les performances du système peuvent être améliorées en variant le nombre de bits ou la puissance par sous-porteuse : c'est le principe du Water-filling que nous décrirons dans cette section. Grâce à cette re-allocation des bits et de la puissance par sous-porteuse de l'OFDM, le débit total peut être optimal avec un système très robuste face à la dispersion du canal [150].

Puisque le canal optique IM/DD est supposé invariant dans le temps (cf. section 2.2.2.4) et à réponse sélective en fréquence (cf. section 2.1.4), l'implémentation de l'AMOFDM dans les liaisons IM/DD est un grand intérêt pour la montée en débit du réseau optique d'accès.

### *2.2.3.1 Notion de Gap en SNR*

Pour la compréhension des méthodes adaptatives, un paramètre est souvent récurrent. Il s'agit du gap en SNR que nous présenterons ici. En théorie de l'information, le deuxième théorème de Shannon [152]-[155] dit de codage canal, montre qu'il est possible de transmettre des données numériques sur un canal même bruité, presque sans erreurs, à un débit maximum donné par :

$$C = \log_2(1 + SNR) \quad (58)$$

Ainsi pour une modulation OFDM, le nombre  $b_k$  de bits pouvant être transmis par sous-porteuse est exprimé en fonction du  $SNR_k$  [156]-[157] sous la forme :

$$b_k = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_k}{\Gamma_k} \right) \quad (59)$$

avec  $\Gamma_k$ , le gap en SNR lié à la sous-porteuse  $k$ . En réalité sans codage canal, le débit maximal réalisable est inférieur à la capacité canal de Shannon. Le gap  $\Gamma_k$  représente la pénalité en SNR, lorsqu'on réalise pour un taux d'erreur symbole ( $SER_k$ ), une transmission à débit  $D$ , différent de la capacité de Shannon correspondant à  $\Gamma_k = 1$  ou  $0dB$  [158]. Par définition [159] :

$$\Gamma_k = \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{SER_k}{4} \right) \right]^2 = \frac{2}{3} \left[ \text{erfc}^{-1} \left( \frac{SER_k}{2} \right) \right]^2 \quad (60)$$

Les équations (59) et (60) sont proposées pour des constellations QAM carrées type Gray. Même si elles ne sont pas toujours exactes pour toutes les constellations QAM (ex : cas des constellations croisées), elles servent cependant pour une bonne approximation en méthodes adaptatives [156]. La Figure 2.26 présente l'allure du gap  $\Gamma_k$  pour différentes valeurs de  $BER_k$  avec pour comparaison, l'allure  $\Gamma_k$  fonction du  $SER_k$  en référence. Notons dans ce cas de figure, que la relation (30) n'est juste que pour des constellations QAM codées Gray où le SNR est assez élevé pour permettre à ce qu'il n'y ait pas plus d'un bit erroné par symbole. Comme  $SER_k$  est bien  $b_k$  fois plus grand que  $BER_k$ , on obtient un décalage des courbes  $\Gamma_k$  par rapport à la référence  $\Gamma_k = f(SER_k)$ .

Pour simplifier l'analyse du gap, l'auteur dans [160] considère l'approximation selon laquelle,  $\Gamma_k = \Gamma = constante$  et où quelques valeurs de  $\Gamma_k$  sont proposées en fonction du BER (et non de SER) [80]. Le Tableau 2.3 rappelle les valeurs  $\Gamma = f(BER)$  proposées [156]. Dans cette approximation, l'offset observé sur le gap  $\Gamma$  (cf. Figure 2.26) est supposé négligeable quel que soit le format de modulation utilisé, et dans ces conditions, les équations (59) et (60) sont applicables quelle que soit la constellation (carrée ou non). Dans [161], une approximation du gap a été proposée pour les constellations PSK.

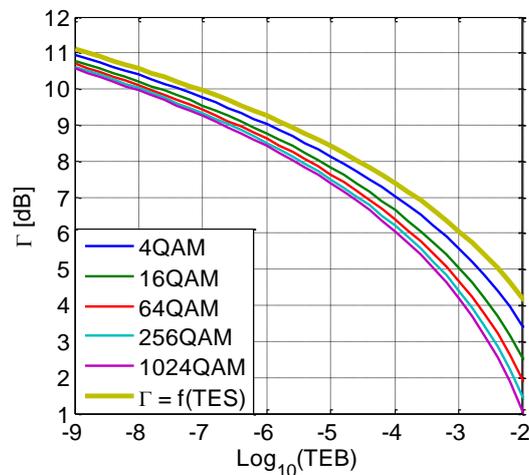


Figure 2.26 :  $\Gamma$  en fonction du  $BER$  et comparaison avec la référence  $\Gamma = f(SER)$ .

Tableau 2.3 : Approximation du gap  $\Gamma$  pour différentes valeurs de  $BER$  [156].

<b>BER</b>	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$	$10^{-9}$
<b><math>\Gamma</math></b>	1.80	3.18	4.61	6.07	7.53	9.02	10.50	11.99

Par ailleurs, grace à l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs ou FEC (Forward Error Correcting Codes), il est possible de minimiser le gap  $\Gamma$  pour améliorer les performances du

système étudié. C'est le cas de puissants codes correcteurs d'erreurs qui permettent de réduire le gap à environ 0.7dB [162] au détriment d'une réduction du débit global de transmission.

### 2.2.3.2 Méthodes d'optimisation

Nous allons à présent aborder le principe d'optimisation permettant d'allouer le nombre de bits et la puissance par sous-porteuse en OFDM adaptatif. En reprenant l'équation (59), le SNR de chaque sous-porteuse  $k$  peut s'exprimer par :

$$SNR_k = \varepsilon_k \cdot g_k \quad (61)$$

où  $\varepsilon_k$  représente la puissance par sous-porteuse  $k$ . Le coefficient  $g_k$  représente le gain du canal (fonction du coefficient du canal  $H_k$  et de la variance du bruit  $\sigma_k$ ) :

$$g_k = \frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2} \quad (62)$$

De l'équation (54), optimiser le débit binaire  $D = b/T$  revient à optimiser  $b$  pour  $T$  fixe, en utilisant les relations (59) et (61). Le nombre de bits total alloués  $b$  peut se mettre sous la forme :

$$b = \sum_{k=1}^{N_u} b_k = \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma_k} \right) \quad (63)$$

Si  $\varepsilon$  est la puissance moyenne des  $N_u$  sous-porteuses transportant de l'information, alors la puissance totale  $E$  émise, peut s'écrire :

$$\sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k = N_u \cdot \varepsilon = E \quad (64)$$

Comme pour de nombreuses méthodes d'optimisation, l'objectif visé par les algorithmes d'allocations consiste à déterminer les solutions  $(b_k, \varepsilon_k)$  sous contraintes initiales conduisant à deux approches duales :

- ✓ La première approche est l'algorithme de « Rate adaptive (RA) ». Elle vise à maximiser le nombre de bits émis sous contrainte de la puissance totale  $E$  disponible, soit :

$$RA = \begin{cases} \max(\sum_{k=1}^{N_u} b_k) \\ \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k = E \end{cases} \quad (65)$$

- ✓ Le « Margin adaptive (MA) » représente l'approche duale du RA. Elle vise à minimiser la puissance totale émise, soumise à une contrainte du débit  $D_0$  à atteindre, soit :

$$MA = \begin{cases} \min(\sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k) \\ \sum_{k=1}^{N_u} b_k = D_0 \end{cases} \quad (66)$$

Les deux systèmes RA et MA constituent des problèmes d'optimisation convexes pour lesquels il existe une solution optimale [163]. Pour résoudre ce genre de problèmes d'optimisation, la méthode des multiplicateurs de Lagrange ( $\mathcal{L}_{RA}/\mathcal{L}_{MA}$ ) est un outil de recours [164]. Elle consiste à définir pour chacun des problèmes (RA ou MA) une fonction de Lagrange et un multiplicateur associé. Ainsi, si nous reprenons l'équation (63), les fonctions de Lagrange associées respectivement aux problèmes (65) et (66) sont définies pour les gaps ( $\Gamma_k = \Gamma$ ) par :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA}) &= \sum_{k=1}^{N_u} b_k + \lambda_{RA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k - E \right) \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + \lambda_{RA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k - E \right) \end{aligned} \quad (67)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA}) &= \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k + \lambda_{MA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} b_k - D_0 \right) \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k + \lambda_{MA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) - D_0 \right) \end{aligned} \quad (68)$$

L'existence d'une solution optimale pour respectivement les fonctions de Lagrange  $\mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})$  et  $\mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA})$  est liée aux dérivées partielles qui doivent être égales à zéro, soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})}{\partial \varepsilon_k} = 0 \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})}{\partial \lambda_{RA}} = 0 \Leftrightarrow \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k = E \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA})}{\partial \varepsilon_k} = 0 \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA})}{\partial \lambda_{MA}} = 0 \Leftrightarrow \sum_{k=1}^{N_u} b_k = D_0 \end{array} \right. \quad (69)$$

En considérant :

$$\frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})}{\partial \varepsilon_k} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA})}{\partial \varepsilon_k} = 0 \quad (70)$$

On montre en Annexe2, que la solution générale du système (70) est de la forme :

$$\frac{\Gamma}{g_k} + \varepsilon_k = K = \text{Constante} \quad (71)$$

L'équation (71) est connue comme étant la solution de « Water-filling » pour des transmissions à débits proches de la capacité du canal. En admettant que  $\Gamma$  soit lié à la performance du système (c'est-à-dire, plus le BER est faible, plus grand est  $\Gamma$ ) et que  $g_k$  soit lié à la qualité du canal de transmission (cf. équation (62)), on montre que si le canal est

mauvais (c'est – à – dire,  $g_k$  faible), alors le terme  $\frac{\Gamma}{g_k}$  est non seulement élevé mais plus encore si le BER désiré est faible. De même, la constance de l'équation (71) implique que si l'énergie  $\varepsilon_k$  est faible, le terme  $\frac{\Gamma}{g_k}$  est grand et vice-versa [160], [165]. En d'autres termes, le Water-filling se comporte tout comme le « Greedy algorithm » qui consiste à allouer plus de puissance (donc plus de bits) aux sous-porteuses ayant un bon gain de canal et moins de puissance (moins de bits) pour celles présentant un mauvais gain de canal.

Le système formé par les relations (69) et (71) peut être comparé à un système  $(N_u + 1)$  équations linéaires dont la résolution peut se faire soit, par matrice d'inversion ou par méthode récurrente en variant le nombre de sous-porteuses [160], [165]. En clair, des équations (63) et (71), on remarque que la solution optimale du Water-filling ne conduira qu'à des valeurs de  $b_k$  réelles ( $b_k \in \mathbb{R}$ ). Ceci pourrait être compliqué à implémenter [165], étant donné que les codeurs et décodeurs OFDM emploient des formats de modulation discrets ( $b_k \in \mathbb{N}$ ). Pour pallier cette conséquence ( $b_k \in \mathbb{R}$ ) de la solution du Water-filling, des méthodes quasi-optimales ont été conçues pour obtenir des valeurs ( $b_k \in \mathbb{N}$ ) [166]. C'est le cas des algorithmes de Hughes-Hartogs [167], de Chow [168] et de Levin-Campello [169]. Tous ces algorithmes reprennent la méthode du Water-filling, en limitant les valeurs  $b_k$  à des nombres entiers pour ensuite adapter la puissance correspondante  $\varepsilon_k$ . En résumé, il est montré que l'algorithme de Hughes-Hartogs [167] permet d'atteindre la solution la plus optimale des optimisations à valeurs  $b_k$  entières mais au détriment d'une convergence très lente et d'un temps de calcul élevé [166]. L'algorithme de Chow [168] présente également une complexité élevée mais part du principe, qu'une distribution constante de puissance par sous-porteuse permet d'approcher les performances du Water-filling. Ainsi, l'algorithme de Chow débute avec une solution proche du Water-filling pour ensuite arrondir les  $b_k$  obtenus à des valeurs entières. Dans cette thèse, nous proposons l'implémentation de l'algorithme de Levin-Campello [169] pour la montée en débit (AMOFDM). Cet algorithme propose également une solution optimale basée sur des distributions entières de bits avec comme avantage, une complexité faible en comparaison des autres méthodes d'allocation de bit et de puissance [160], [168].

### 2.2.3.3 L'algorithme de Levin-Campello (LC)

Afin de mieux expliquer le principe de fonctionnement de l'algorithme proposé par J. Campello et H. Levin, nous allons reprendre l'exemple de la Figure 2.15(c). Sur cette figure, chaque sous-porteuse OFDM peut être considérée comme étant un sous-canal indépendant.

Chaque sous-porteuse réalise un SNR différent estimé suite à une étape d'apprentissage, pendant laquelle la fonction de transfert du canal est obtenue. Ainsi, l'algorithme de Levin-Campello (LC) commence avec la connaissance de l'état du canal (donc du SNR) [169].

Partant d'une distribution sous-optimale de bits  $b = [b_0, b_1, \dots, b_{N-1}]$  avec  $N$  le nombre de sous-porteuses, l'algorithme de Levin-Campello utilise l'équation (63) et considère aussi que, pour toute sous-porteuse  $k$  et un gap  $\Gamma$ , l'énergie  $\varepsilon_k$  requise pour transporter un certain nombre de bits  $b_k$  est exprimée en fonction du gain canal-à-bruit  $g_k$ , par [160] :

$$\varepsilon_k(b_k) = \frac{\Gamma}{g_k} (2^{b_k} - 1) \quad (72)$$

De même, l'algorithme introduit deux nouveaux concepts : l'incrément de bit et l'incrément d'énergie. L'incrément d'énergie suggère que le transport d'une information additionnelle  $\beta$  (ou incrément de bit) devrait être effectué par la sous-porteuse qui dépenserait le minimum d'effort (ou énergie minimale) pour transporter  $(b_k + \beta)$  bits. Par conséquent, l'incrément d'énergie  $e_k(b_k)$  est calculé en fonction de l'incrément de bit  $\beta$  par :

$$e_k(b_k) = \varepsilon_k(b_k + \beta) - \varepsilon_k(b_k) = \frac{\Gamma}{g_k} \cdot 2^{b_k + \beta} \cdot (1 - 2^{-\beta}) \quad (73)$$

où  $\varepsilon_k(b_k)$  et  $\varepsilon_k(b_k + \beta)$  représentent respectivement les énergies nécessaires pour transporter respectivement  $b_k$  bits et  $(b_k + \beta)$  bits par la sous-porteuse d'ordre  $k$ .

Par ailleurs, l'algorithme de Levin-Campello procède en deux étapes essentielles selon RA/MA que sont : « Efficientizing » et « E-tighness » pour l'approche RA ou « Efficientizing » et « B-tighness » pour l'approche MA. Dans cette thèse, le problème d'optimisation est la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques. C'est pour cela que seule l'approche « Rate Adaptive (RA) » sera abordée.

- ✓ L'étape **Efficientizing** (EF) : L'algorithme LC utilise l'incrément d'énergie pour détecter non seulement, la sous-porteuse (*d'indice m*) pour laquelle en augmentant la constellation d'un bit ( $\beta = 1$ ) on dépenserait le minimum de puissance, mais aussi celle (*d'indice n*) pour laquelle en réduisant la constellation d'un bit ( $\beta = 1$ ) on gagnerait le plus de puissance. Lorsqu'elles sont détectées, leurs constellations sont mises à jour et le processus continue jusqu'à ce que, l'incrément d'énergie gagné en réduisant de ( $\beta = 1$ ) soit inférieur ou égal à l'incrément d'énergie dépensé en augmentant de ( $\beta = 1$ ). En d'autres termes, une distribution de bits est dite *efficente*, si et seulement si la condition (74) est vérifiée:

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} e_n(b_n) \leq \min_{0 \leq m \leq N-1} e_m(b_m + \beta) \quad (74)$$

La condition (74) démontre qu'à un moment donné de l'optimisation, le maximum d'énergie qu'on gagne en réduisant de 1 bit la constellation de la sous-porteuse (*d'indice n*) ne suffise plus pour augmenter de 1 bit la constellation de la sous-porteuse (*d'indice m*). A la fin de l'optimisation d'Efficientizing, aucun mouvement de bit d'une sous-porteuse à une autre ne permet de réduire l'énergie totale.

Algorithmique « Efficientizing (EF) »

1.  $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\};$
  2.  $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\};$
  3. *Faire*
    - (a)  $b_m \leftarrow b_m + \beta;$
    - (b)  $b_n \leftarrow b_n - \beta;$
    - (c)  $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\};$
    - (d)  $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\};$
- Tant que  $(e_m(b_m + \beta) < e_n(b_n))$

✓ L'étape **E-Tightness** (ET):

Après l'étape précédente, la solution ne respecte pas à priori la contrainte de puissance totale. A la sortie de l'algorithme (EF) précédent, la puissance totale des sous-porteuses peut dépasser ou être inférieure à la contrainte de puissance totale  $E$ . C'est pourquoi une deuxième étape d'optimisation vient renforcer la précédente (équation (74)) tout en respectant l'efficacité de la distribution de bits. En admettant que  $S$  soit la somme des puissances transportées par l'ensemble des sous-porteuses, soit :

$$S = \sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon_k (b_k) \quad (76)$$

L'étape (ET) vient adapter la puissance par sous-porteuse sous la contrainte de puissance totale  $E$ . Une distribution de bits est dite « E-Tighted », si elle respecte la condition suivante :

$$0 < (E - S) \leq \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \quad (77)$$

La condition (77) suppose que la puissance de l'ensemble des sous-porteuses respecte bien la contrainte de puissance totale  $E$ . Ceci implique que l'ajout d'un seul bit additionnel occasionnerait la violation de la contrainte de puissance totale.

Algorithmique « E-Tightness (ET) »

Tant que  $\left( (E - S) < 0 \text{ ou } (E - S) \geq \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right)$  faire

Si  $(E - S) < 0$

1.  $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\};$
2.  $S \leftarrow S - e_n(b_n);$
3.  $b_n \leftarrow b_n - \beta;$

(78)

Sinon

1.  $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\};$
2.  $S \leftarrow S + e_m(b_m + \beta);$
3.  $b_m \leftarrow b_m + \beta;$

Fin Si

Fin Tant que

A chaque itération de l'algorithme (ET) du Levin-Campello, la puissance totale  $S$  de l'ensemble des sous-porteuses est calculée et comparée à la contrainte de puissance  $E$ . Si  $S$  dépasse  $E$ , alors on identifie la sous-porteuse ayant dépensé le maximum d'incrément d'énergie pour parvenir à cet état et on lui retire un bit ( $\beta = 1$ ). La puissance totale est recalculée et le processus reprend jusqu'à ce que l'on constate que  $S$  soit inférieur à  $E$ . Dans ces conditions, si  $S$  augmentée du minimum d'incrément d'énergie ayant servi à l'ajout d'un bit additionnel vérifie la contrainte  $E$ , la sous-porteuse détectée se voit augmenter sa constellation de ( $\beta = 1$ ) bit. En résumé, grâce à ces deux étapes (EF) et (ET) du Levin-Campello, on réalise le Rate Adaptive (RA) qui permettra d'augmenter le débit utile pour un système multi-porteuses à canal invariant dans le temps.

Au lieu de toujours raisonner avec  $\Gamma_k = \Gamma = \text{constante}$  dans l'optimisation du débit pour un BER cible comme admis jusqu'ici, nous proposons une optimisation plutôt dynamique  $\Gamma_k = f(\text{BER})$  en accord avec la théorie et les résultats de la Figure 2.26. En d'autres termes, comme par définition, le gap est fonction de la constellation mais on continuera de supposer que les équations (59) et (60) restent applicables pour n'importe

quelle constellation (carrée ou non). Cette nouvelle technique d'optimisation que nous proposons est baptisée MET (Minimization and E-Tight) et est constituée de deux étapes essentielles. La première étape consiste à minimiser la fonction d'erreur  $f(b_k)$  obtenue en égalant les deux expressions  $\Gamma_k$  issues des équations (59) et (60), soit :

$$\Gamma_k = \frac{SNR_k}{(2^{b_k} - 1)} \approx \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{BER \cdot b_k}{4} \right) \right]^2 \quad (79)$$

$$f(b_k) = \left| \frac{1}{3} \left[ \frac{SNR_k}{(2^{b_k} - 1)} \left[ Q^{-1} \left( \frac{BER \cdot b_k}{4} \right) \right]^2 \right] - \left[ \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{BER \cdot b_k}{4} \right) \right]^2 \right]^2 \right| \quad (80)$$

Cette minimisation de  $f(b_k)$  conduit à une distribution quasi-optimale du nombre de bits (cf. Annexe3) qui servira dans la deuxième étape ou (ET) du Levin-Campello afin d'imposer la contrainte de puissance totale  $E$ . Ainsi le MET permet de réaliser une optimisation du débit pour n'importe quel BER cible avec  $\Gamma_k \neq \text{constante}$ , évitant l'utilisation de table  $\Gamma = f(BER)$  prédéfinie. La comparaison des performances obtenues avec chacune des deux méthodes d'optimisation (LC vs MET) est abordée ultérieurement.

## 2.3 Conclusion

La description d'un système de communication optique classique a été révisée dans ce chapitre, en tenant compte des éléments indispensables pour la compréhension de notre travail de thèse. Chaque élément de la chaîne de transmission a été traité avec un accent pour le contexte IM/DD qui relève de l'objectif « bas coût » envisagé par notre étude. De cette façon, les limitations imposées par chacun des composants de la chaîne de transmission ont été étudiées. Chaque phénomène a été passé en revue et son impact sur le système a été défini. De même, nous avons traité la question de la réponse fréquentielle du canal IM/DD en vue de proposer des solutions pour surpasser les limitations qu'il impose. Nous avons ensuite rappelé l'étude de quelques formats et techniques de modulation avancées. Cette étude a permis de montrer l'intérêt d'utiliser des formats de modulation, autres que le NRZ, ou présentant une plus haute efficacité spectrale. Le critère de performance de chaque format de modulation a été présenté avec un accent particulier sur les constellations QAM, qui sont largement utilisées en modulations multi-porteuses. Un état de l'art sur l'OFDM a été élaboré et fourni pour la bonne compréhension du lecteur. Enfin, pour aborder la question de la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques, nous avons proposé l'utilisation de méthodes adaptatives telles que : le Water-Filling, les algorithmes de Chow et de Levin-Campello. Dans le prochain chapitre, nous allons introduire l'utilisation de l'OFDM dans les communications

optiques IM/DD ainsi que différentes techniques de modulation utilisées pour simplifier les mises en œuvre tout en garantissant les performances.



### **Chapitre 3: Etude de l'OFDM pour les communications optiques : généralités & contributions**

Suite à son succès dans les réseaux d'accès sans fil et à large bande, l'OFDM a connu son implémentation dans le domaine optique que récemment [16]. L'OFDM optique est adopté dans nombreux systèmes de communications optiques dont le canal peut être : une fibre monomode (SMF) [170]-[171], une fibre multimode (MMF) [172]-[173], ou plastique [156], [174]. Il est aussi présent dans le PON [175]-[177] et l'optique sans fil (OWC : Optical Wireless Communications) [178]-[180]. Dès lors, des réseaux optiques tels que le réseau d'accès, le réseau métropolitain et le réseau cœur utilisant l'OFDM ont été proposés [181]-[183]. En fonction de l'application et de la technique employée, différentes architectures optiques ont vu le jour [118], [184]. La plus simple d'entre elles, est celle dite à modulation directe et à détection directe (IM/DD) [79]. De nombreuses études ont été menées sur la possibilité d'implémenter l'OFDM dans les réseaux d'accès type PON, en particulier sur les performances en termes de débit en considérant l'OFDM adaptatif en comparaison d'une modulation NRZ-OOK. Beaucoup moins d'éléments sont disponibles sur l'étude des différentes méthodes de génération du signal OFDM et de son implémentation dans des processeurs, dans le cadre du réseau optique fibré de type PON. En effet, nombre de solutions ont été proposées pour permettre de garantir de très bonnes performances tout en réduisant la complexité de génération du signal OFDM. Mais elles ont toujours été proposées dans un contexte de transmissions optiques « wireless » ou pour le cas particulier d'un canal plat AWGN.

Dans la suite de ce manuscrit, nous proposons de tester ces différentes méthodes dans un canal optique réel, après avoir effectué une étude bibliographique approfondie. Pour ce faire, nous avons choisi de présenter dans ce chapitre, l'ensemble des techniques que nous implémenterons. Plus particulièrement, ce chapitre présentera les méthodes d'implémentation de l'OFDM et les résultats obtenus pour un canal optique plat à bruit AWGN. Ceci permettra de valider les résultats au regard des publications disponibles sur le sujet. Une étude comparative des techniques sera également apportée.

Nous débutons ce chapitre par un bref rappel des différentes architectures OFDM optique. Nous décrirons ensuite l'approche IM/DD comme choix retenu dans cette étude. Dans ce contexte, nous présenterons les techniques de modulation OFDM actuellement implémentées au sein des réseaux d'accès optiques et métropolitains ainsi que les solutions proposées pour une approche « bas coût ». Nous proposerons également d'autres méthodes

d'implémenter l'OFDM, et pour chacune des techniques traitées, les performances obtenues seront comparées avec les existantes.

### 3.1 Architectures des systèmes optiques OFDM

De par la diversité d'implémentation de l'OFDM dans les réseaux optiques [184], plusieurs architectures ont vu le jour, puis ont été améliorées en fonction de l'approche technologique utilisée. La plus grande majorité des approches proposées utilise une implémentation numérique. La Figure 3.1(a) présente le schéma global d'un émetteur OFDM pouvant être présent dans toute liaison OFDM. On peut y voir illustrer, un bloc de modulation OFDM suivi d'un bloc de modulation I/Q avec porteuse RF avec un DAC et un filtre passe-bas. Le bloc I/Q est nécessaire pour la transmission d'un signal complexe où chacune des parties réelles et imaginaires du signal, module respectivement une composante en phase I et de quadrature Q d'une porteuse RF. Ceci résulte en un signal OFDM réel de spectre centré sur la fréquence porteuse RF. La Figure 3.1(b) présente le récepteur électrique associé. Ce récepteur est essentiellement composé d'un filtre de réception (LPF), d'un convertisseur ADC, d'un démodulateur I/Q (utilisant un oscillateur local) et un démodulateur OFDM. Une autre manière consiste à arranger les symboles à l'entrée de l'IFFT suivant une symétrie hermitienne (propriété de l'IFFT permettant de générer un signal réel en bande de base) [8], [185].

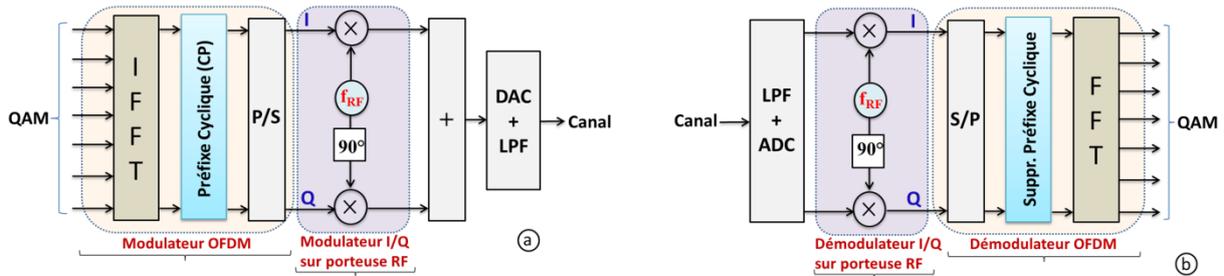


Figure 3.1: Schéma de principe d'une liaison OFDM optoélectrique en I/Q avec porteuse RF :  
 (a) Émetteur I/Q optoélectrique, (b) Récepteur I/Q optoélectrique.

Dans dans la littérature, trois grandes architectures OFDM optiques sont généralement présentes. Il s'agit des systèmes optoélectriques (ou IM/DD), des systèmes optiques cohérents et des systèmes tout-optique que nous allons décrire ci-dessous.

#### 3.1.1 Systèmes OFDM optoélectriques ou IM/DD

La modulation optoélectrique consiste à envoyer un signal réel sur une source optique. Ceci est réalisable par modulation directe d'un laser optique, par modulation d'un bras de

modulateur externe Mach-Zehnder (MZM) ou par modulation des deux bras d'un DD-MZM (Dual-Drive MZM) en utilisant le signal OFDM et son conjugué. Dans cette approche, la phase de la porteuse optique n'est pas modulée et la détection directe est utilisée à la réception. Les liaisons OFDM optoélectriques sont celle qui utilisent, soit une symétrie hermitienne (signal réel en bande de base) ou une porteuse RF (modulateur I/Q). En raison de leur faible complexité et l'utilisation de la détection directe en réception, les systèmes OFDM optoélectriques sont généralement proposés pour un déploiement dans les réseaux d'accès [9], ou à longues distances [186]-[188] (en l'occurrence, les réseaux d'accès PONs). C'est ce type d'architecture, qui a retenu notre attention et que nous proposons de développer. La différence avec les autres architectures optiques sera illustrée pour permettre au lecteur de mieux se situer. Nous donnerons d'abord, les éléments de base pour la compréhension des deux autres architectures non retenues pour ces travaux.

### 3.1.2 Systèmes OFDM cohérents

Dans l'architecture « systèmes optiques cohérents » [189], les parties réelles et imaginaires du signal OFDM complexe sont utilisées pour moduler à la fois l'amplitude et la phase d'une porteuse optique. La différence avec la modulation I/Q de l'architecture optoélectrique réside essentiellement au niveau de la modulation du signal qui cette fois, inclut la modulation de phase par l'utilisation d'un modulateur externe en I/Q comme illustré à la Figure 3.2.

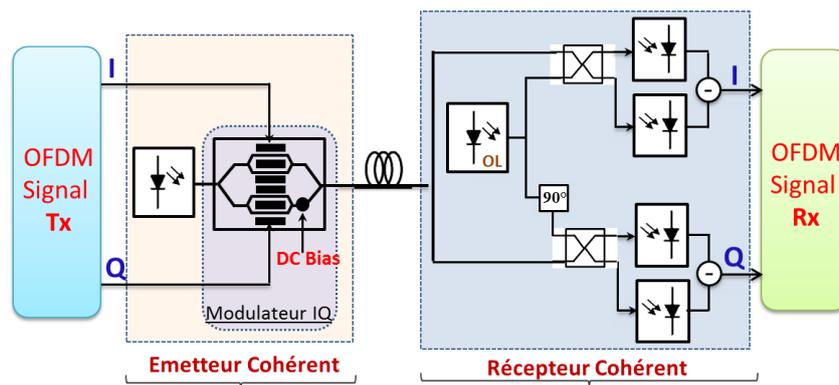


Figure 3.2: Schéma de principe d'une liaison OFDM cohérent.

A la réception, pour démoduler en amplitude et en phase, un récepteur cohérent est utilisé. C'est pour cela qu'on notera la présence d'un oscillateur local (OL) et de deux paires de récepteurs optiques pour la démodulation en I et Q.

En raison du nombre accru de composants optiques et la complexité associée au traitement (calibrage/verrouillage) de la phase optique du bloc récepteur [190], les systèmes

OFDM cohérents [191]-[192] malgré leurs débits assez élevés, ne sont généralement proposés que pour les réseaux métropolitains et cœurs [193].

### 3.1.3 Systèmes OFDM tout-optique

Contrairement aux deux précédentes, l'architecture OFDM tout-optique [194]-[195] n'utilise aucune implémentation numérique. Dans le but de pallier les limitations en termes de bande passante électronique, des systèmes optiques réalisant la fonction de transformée de Fourier et de son inverse (FFT/IFFT) ont été proposés. Ainsi, plusieurs systèmes OFDM tout-optique ont vu le jour [194]-[202]. La Figure 3.3 présente un exemple d'architecture tout-optique où des signaux électriques complexes modulent chacun, une source laser en phase et en amplitude.

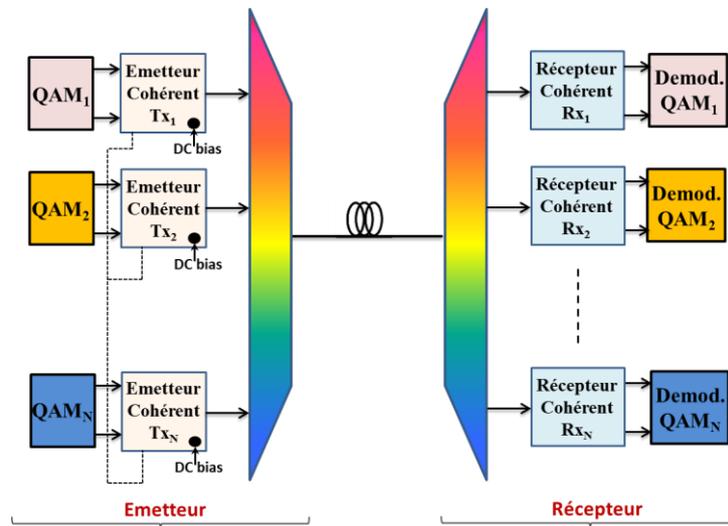


Figure 3.3 : Schéma de principe d'une liaison OFDM tout-optique.

Chacune des sources optiques est utilisée en tant que « sous-porteuse OFDM ». Pour garantir la condition d'orthogonalité entre sous-porteuses (optiques), le débit symbole de chacune des sous-porteuses est fixé égal à l'espacement entre sous-porteuses.

D'autre part, une corrélation de phase (ou cohérence) est prévue pour l'ensemble des sous-porteuses optiques afin de lutter contre la diaphonie entre sous-porteuses [199]. Ceci est possible grâce à un peigne d'impulsions optiques (sous-porteuses optiques) généré par un unique laser optique [200]. Et comme toutes les sous-porteuses proviennent de la même cavité laser, elles présentent une corrélation de phase inhérente, dite « cohérence ». Une fois générées, les sous-porteuses optiques sont combinées avec un coupleur optique passif puis transmis dans le canal de transmission. A la réception, une détection cohérente est nécessaire pour chacune des sous-porteuses. Cette détection cohérente est réalisée par séparation optique

des sous-porteuses via un répartiteur optique passif. La démodulation optique (FFT) est réalisée grâce à un système de répartiteurs optiques, composé de retardateurs et déphaseurs optiques [201]. Le coût de tous ces composants optiques, conjugué à la complexité associée à la génération et réception des sous-porteuses optiques cohérentes, font des systèmes OFDM tout-optique, une option qui ne peut être retenue que pour des communications optiques longues distances ultra-haut débit (super-canaux) [201]. Cependant, on retrouve dans la littérature, des solutions hybrides OFDM tout-optique proposées pour le haut-débit de réseaux d'accès [202]. A nos jours, le plus grand débit jamais atteint en super canal optique, est de 26 Tb/s démontré expérimentalement par des chercheurs allemands des laboratoires KIT (Karlsruhe Institute of Technology) pour 50 km de fibre [196].

Nous allons aborder à présent l'étude des techniques de modulations OFDM en systèmes IM/DD optiques.

### **3.2 Techniques de modulation OFDM en systèmes IM/DD**

Comme nous l'avons déjà précisé, la modulation IM/DD représente la plus simple approche pour implémenter l'OFDM dans le domaine optique. En systèmes IM/DD, c'est l'intensité lumineuse (puissance instantanée de la lumière) qui est utilisée pour la modulation. Cette intensité lumineuse étant une grandeur positive, le signal complexe bipolaire (exemple : signal  $x(t)$  de la Figure 2.20) ne peut être utilisé en modulation IM/DD. Par conséquent, le signal émis a besoin d'être réel et positif. Une condition pour que le signal soit réel est par exemple, l'utilisation de la symétrie hermitienne [92] abordée en section 3.1.1. Dans ce cas, les symboles à l'entrée du bloc IFFT présente une symétrie hermitienne (57), et le signal obtenu est réel. Dans les réseaux d'accès et métropolitains IM/DD, les deux techniques OFDM les plus utilisées, sont : la DCO-OFDM (DC-biased Optical OFDM) [8] et l'ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) [143]. Ces deux techniques sont décrites ci-dessous, chacun avec ses avantages et insuffisances.

En IM/DD, à par la contrainte de puissance optique émise, il n'y a aucun moyen simple pour comparer des techniques de modulation, car le BER dépend du SNR du signal électrique après détection. Pour un signal  $x(t)$ , la puissance optique  $P_{opt}$  est fonction de  $E\{x(t)\}$  et la puissance électrique  $P_{elec}$ , fonction de  $E\{x^2(t)\}$ . Ainsi, la conversion entre puissance optique et puissance électrique est liée au comportement statistique du signal dans le temps. C'est pour cela qu'en considérant  $P_{opt} = E\{x(t)\} = \log_2(M) \cdot E_{b(opt)}$  pour la puissance optique et  $P_{elec} = E\{x^2(t)\} = \log_2(M) \cdot E_{b(elec)}$  pour la puissance électrique [144], on définit pour

toute constellation M-QAM et de densité spectrale de puissance de bruit  $N_0$ , les paramètres normalisés  $E_{b(elec)}/N_0$  et  $E_{b(opt)}/N_0$ . Ces métriques  $E_{b(elec)}/N_0$  (ou rapport signal-à-bruit binaire électrique) et  $E_{b(opt)}/N_0$  (ou rapport signal-à-bruit binaire optique) permettent d'évaluer respectivement l'efficacité en puissance électrique et optique d'une technique de modulation. Une autre métrique aussi utilisée dans la littérature, est le rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée ». Cette métrique est issue de la normalisation de la bande passante analogique d'un signal par rapport à une modulation OOK de même débit. Ainsi, le rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée » est égal à 1 dans le cas d'une modulation OOK et de  $\log_2(M)/(1 + 2/N_{IFFT})$  pour la DCO-OFDM pour  $\log_2(M)/2(1 + 2/N_{IFFT})$  en ACO-OFDM,  $N_{IFFT}$  étant la taille du bloc IFFT. Pour exemple, en considérant un rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée » de 4, on comparerait les performances d'une 16QAM DCO-OFDM avec celles d'une 256QAM ACO-OFDM. Dans la littérature, la puissance optique est souvent fixée à un, et chacune de ces métriques sont souvent utilisées pour mener des études comparatives entre techniques de modulation. C'est aussi ce que nous allons considérer également, dans tout le long de ce chapitre.

### **3.2.1 DCO-OFDM**

#### *3.2.1.1 Principe théorique*

La technique DCO-OFDM (DCO) est une technique proposée pour la première fois, par les chercheurs Carruthers et Kahn [209] dans le but de générer un signal OFDM réel et positif. Cette technique consiste d'une part, à ajouter une composante continue (DC-bias) au signal réel bipolaire  $x(t)$ , et d'autre part, à forcer à zéro tous les pics négatifs restants (zéro-clipping) [204], [144]. Le processus de clipping se traduit par la génération d'un bruit de clipping qui affecte toutes les sous-porteuses. La Figure 3.4 présente le schéma de principe d'une liaison DCO-OFDM sous forme de blocs émetteur et récepteur. A l'émetteur, trois blocs additionnels ont été ajoutés par rapport à l'émetteur OFDM conventionnel. Le premier bloc représente la symétrie hermitienne et les deux autres, l'ajout de la composante continue et le zéro-clipping. Par contre, le récepteur reste inchangé. On note entre autres : un bloc de suppression de préfixe cyclique introduit à l'émission, un bloc FFT pour la démodulation OFDM, un bloc d'égalisation des symboles reçus puis enfin, le module de décodage des symboles égalisés.

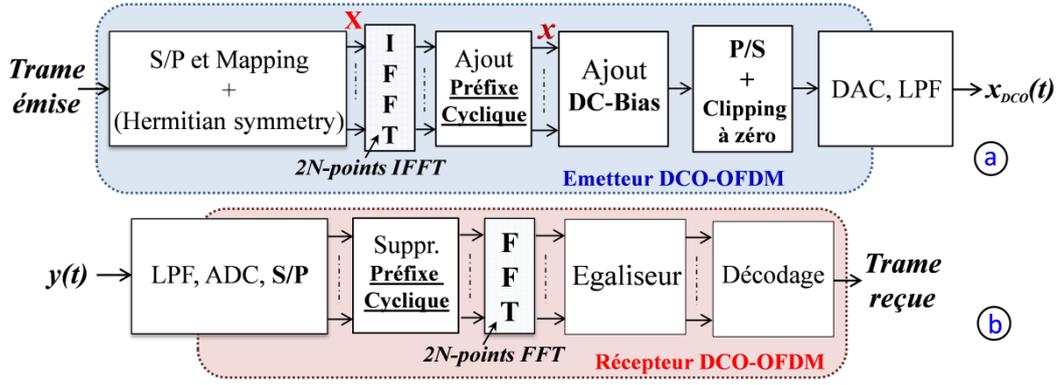


Figure 3.4 : Schéma blocs d'une liaison DCO-OFDM : (a) Émetteur, (b) Récepteur.

Compte-tenu de la symétrie hermitienne, le nombre d'entrées des blocs IFFT et FFT est de  $2N$  pour  $N$  symboles transmis. Si  $X = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$  représente le vecteur symbole à l'entrée du bloc IFFT de la liaison DCO-OFDM, alors  $X$  doit vérifier l'équation (57) et satisfaire la propriété de symétrie hermitienne définie par:

$$\begin{cases} X_k = X_{2N-k}^*, & 0 < k < N \\ X_0 = X_N = 0 \end{cases} \quad (81)$$

Avec la symétrie hermitienne, le signal en sortie de l'IFFT est réel. Ce signal est sérialisé puis précédé d'un préfixe cyclique. Après ajout d'une composante continue suffisante, le signal discret résultant est ensuite converti dans le domaine analogique via un DAC puis filtré. Une illustration du processus de génération du signal DCO-OFDM est montrée à la Figure 3.5. Le signal  $x(k)$  obtenu après l'IFFT est présenté à la Figure 3.5(a).

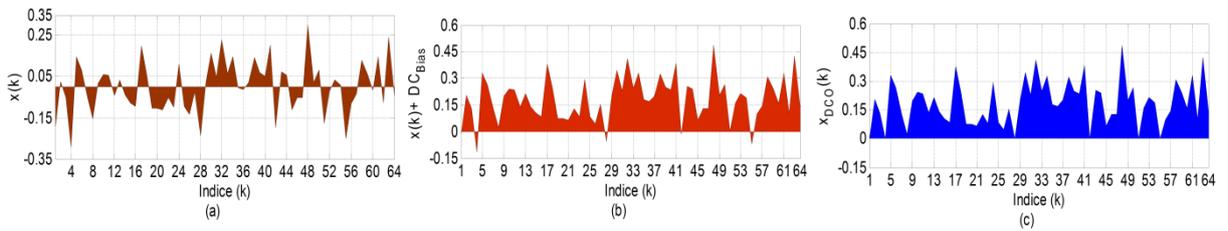


Figure 3.5 : (a) Signal OFDM après IFFT, (b) Signal OFDM après ajout de  $DC_{Bias} = 5 \text{ dB}$ , (c) Signal DCO-OFDM obtenu après zéro-clipping.

Ce signal  $x(k)$  est réel et bipolaire. Après ajout d'une composante continue  $DC_{Bias}(dB) = 5 \text{ dB}$ , le signal résultant à la Figure 3.5(b) présente encore quelques pics négatifs. Suite au zéro-clipping, le signal DCO-OFDM résultant est réel et unipolaire comme à la Figure 3.5(c). Le processus de zéro-clipping s'exprime mathématiquement [205] par l'expression analytique suivante :

$$[x_c(k)] = \begin{cases} x(k), & \text{si } x(k) \geq 0 \\ 0, & \text{si } x(k) < 0 \end{cases} \quad (82)$$

L'ajout de la composante continue ( $DC_{Bias}$ ) au signal bipolaire relève de la nécessité à fournir une puissance optique suffisante pour la transmission du signal OFDM de PAPR élevé [206]. Dans ce contexte, un choix assez judicieux de la valeur  $DC_{Bias}$  est nécessaire pour réussir à éliminer tous les pics négatifs du signal OFDM. Par contre, plus  $DC_{Bias}$  est élevé, plus augmente la consommation en puissance optique. Ce qui suggère donc un choix assez modéré de la valeur  $DC_{Bias}$  [207]. En théorie, les valeurs de  $DC_{Bias}(dB)$  utilisées sont : 7 dB, 11 dB et 13 dB [144]. Mais généralement, ces valeurs  $DC_{Bias}$  sont choisies en fonction de la puissance moyenne  $E\{x^2(k)\}$  du signal bipolaire OFDM [210] via :

$$DC_{Bias} = \mu \sqrt{E\{x^2(k)\}} \quad (83)$$

où  $\mu$  représente la constante de proportionnalité et  $DC_{Bias}$  le niveau de composante continue nécessaire, exprimé en  $dB$  sous la forme :  $10\log_{10}(\mu^2 + 1)$ . En IM/DD, le signal  $x_{DCO}(t)$  généré va moduler en intensité une source optique avant d'être transmis dans un canal optique.

### 3.2.1.2 Performances du DCO-OFDM dans un canal plat AWGN

En considérant un canal optique plat à bruit AWGN  $n(t)$ , la Figure 3.6 présente les performances BER obtenues en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour deux niveaux différents de  $DC_{Bias}$ .

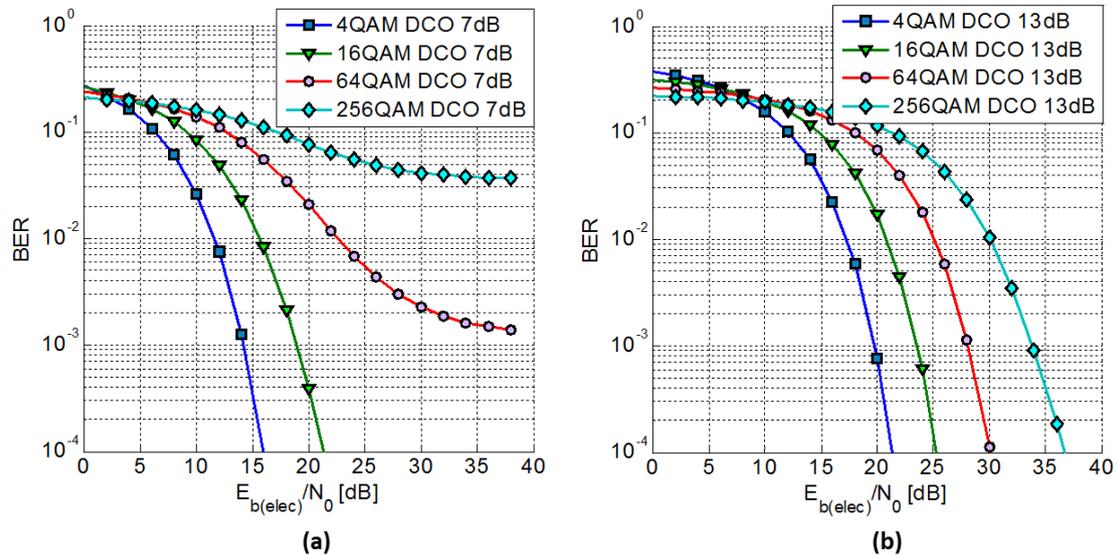


Figure 3.6 : Performances BER vs  $E_{b(elec)}/N_0$  obtenues avec la technique DCO pour un canal plat AWGN lorsque : (a)  $DC_{Bias}(dB) = 7$  dB, (b)  $DC_{Bias}(dB) = 13$  dB.

L'estimation du BER est réalisée par comptage d'erreurs via la méthode de Monte-Carlo (MC) décrite en section 2.2.1.1. Pour chaque format de modulation QAM, 400 symboles

OFDM ont été simulés avec une IFFT de taille 512. La puissance optique du signal est fixée à un, soit ( $E\{x_{DCO}(t)\} = 1$ ). On remarquera à la Figure 3.6(a) que pour des constellations élevées ( $\geq 64\text{QAM}$ ), le BER présente un plateau lorsque  $DC_{Bias}(dB) = 7\text{ dB}$ . Ceci découle du fait que le bruit de clipping induit devient très pénalisant à ce stade, même avec de fortes valeurs de SNR. Par contre, pour un  $DC_{Bias}(dB)$  élevé (cf. Figure 3.6(b)), le BER ne présente plus de plateau, mêmes pour les constellations ( $\geq 64\text{QAM}$ ). Conclusion, le BER s'améliore compte-tenu du faible niveau de bruit de clipping engendré suite à l'ajout d'un  $DC_{Bias}$  élevé. En effet, pour un signal DCO-OFDM [206], la puissance optique moyenne notée  $P_{opt}^{DCO}$  et la puissance électrique correspondante  $P_{elec}^{DCO}$  sont obtenues via :  $P_{opt}^{DCO} = E\{x_{DCO}(t)\}$  et  $P_{elec}^{DCO} = E\{x_{DCO}^2(t)\}$ . Pour une transmission de puissance optique moyenne unitaire, on montre que [144] :

$$\frac{E_{b(opt)}^{DCO}}{N_0} = \frac{\mu^2}{\mu^2 + 1} \frac{E_{b(elec)}^{DCO}}{N_0} \quad (84)$$

où  $E_{b(opt)}^{DCO}/N_0$  représente le SNR binaire optique du signal DCO-OFDM,  $E_{b(elec)}^{DCO}/N_0$  son SNR binaire électrique et  $\mu$  la constante définie dans l'équation (83).

Par ailleurs, si  $\log_2(M)$  représente le nombre de bits transmis par chacune des sous-porteuses,  $N_{FFT}$  la taille des blocs IFFT/FFT et  $N_{CP}$  la taille du préfixe cyclique utilisé (Figure 3.4), l'efficacité spectrale de la DCO-OFDM serait calculée par :

$$\eta_{DCO} = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 2)}{2(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits/s/Hz} \quad (85)$$

où  $(N_{FFT} - 2)/2$  résulte de la symétrie hermitienne, réduisant de moitié le débit utile de la DCO-OFDM en comparaison avec l'OFDM conventionnel (complexe) de même QAM.

La Figure 3.7 présente l'exemple d'une constellation 4QAM reçue après propagation d'un signal DCO-OFDM dans un canal plat, sans bruit AWGN. Les symboles reçus suivant les sous-porteuses d'ordre impair sont marqués en « bleu étoile » et ceux reçus des sous-porteuses d'ordre pair, « en rouge ». L'analyse de cette constellation permet de noter une forme d'interférence (pâtés de points en rouge et bleu) autour des quatre points idéaux de la constellation : ceci malgré l'absence de bruit canal (ou bruit AWGN). On en déduit que cette interférence ne peut être autre chose que le bruit de clipping engendré par le processus de zéro-clipping dans le signal. Le point solitaire au milieu de la constellation, est l'offset induit par la composante continue après clipping du signal. En clair, le bruit engendré lors d'une transmission à travers un canal plat AWGN est la résultante des bruits de clipping et AWGN du canal.

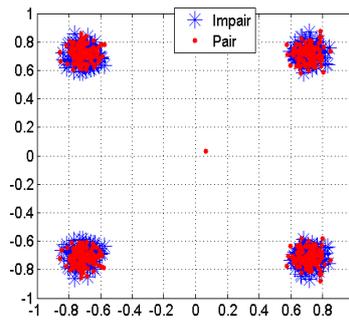


Figure 3.7 : Constellation reçue en sortie d'un canal plat « sans bruit AWGN ».

Face à la pénalité du BER observée quand la composante continue ajoutée est insuffisante, ou à l'importante consommation optique notée lorsque  $DC_{Bias}$  croit, il est devenu nécessaire de recourir à des techniques OFDM moins gourmandes en puissance optique [143], [211]. C'est ce qui a conduit à la découverte de l'ACO-OFDM [143].

### 3.2.2 ACO-OFDM

La technique ACO a été proposée la première fois par J. Armstrong et al. [204]. Avec la technique ACO, seules les sous-porteuses d'ordre impair sont utilisées pour la transmission des données [212]-[213]. Les sous-porteuses d'ordre pair ne sont pas modulées (Figure 3.8).

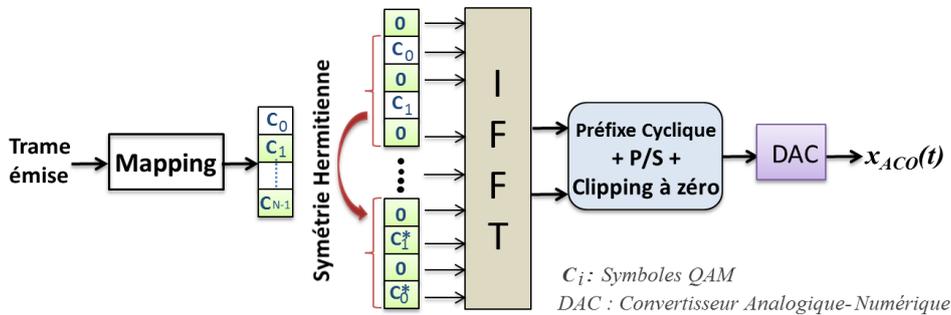


Figure 3.8 : Schéma de principe d'un émetteur ACO-OFDM.

Une autre différence avec la DCO-OFDM, est qu'aucune composante continue additionnelle n'est nécessaire. A l'émission, les sous-porteuses impaires sont modulées via un bloc IFFT. Le signal bipolaire obtenu est simplement « zéro-clippé » résultant ainsi en un signal unipolaire ACO-OFDM. La Figure 3.9 présente le schéma d'une liaison ACO-OFDM dans sa conception, sous forme de blocs émetteur et récepteur. Les symboles à l'entrée du bloc IFFT sont sous la forme d'un vecteur  $X = [0, X_1, 0, \dots, X_{N-1}]$  composé uniquement de composantes impaires avec une symétrie hermitienne. Le signal  $x(k)$  obtenu après l'IFFT est réel bipolaire (cf. Figure 3.10(a)). Ce signal présente une antisymétrie définie par l'équation (86).

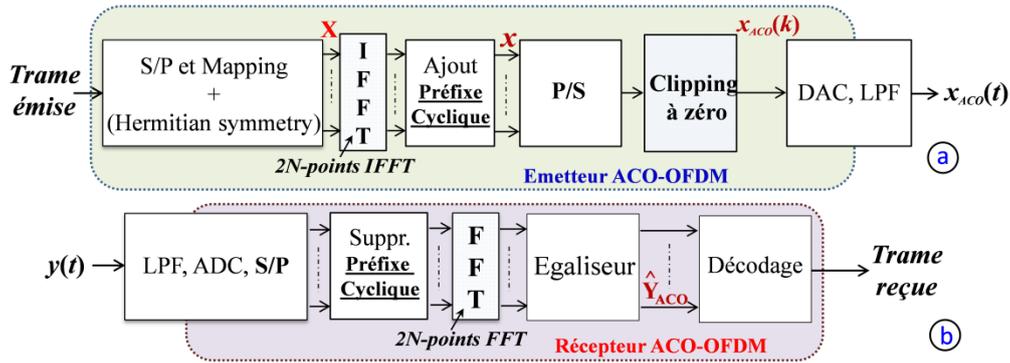


Figure 3.9 : Schéma blocs d'une liaison ACO-OFDM : (a) l'émetteur, (b) le récepteur.

Cette antisymétrie est observable par exemple à la Figure 3.10(a). On remarquera que pour chaque échantillon positif  $x(k)$ , correspond un échantillon négatif  $x(k + N)$  de même amplitude, tel que :

$$x(k) = -x(k + N) \text{ pour } 0 < k < N \quad (86)$$

Le signal  $x(k)$  est sérialisé puis converti en signal analogique via un DAC suivi d'un filtre passe-bas. Le signal analogique résultant est ensuite zéro-clippé, générant un signal  $x_{ACO}(t)$  réel unipolaire comme à la Figure 3.10(b).

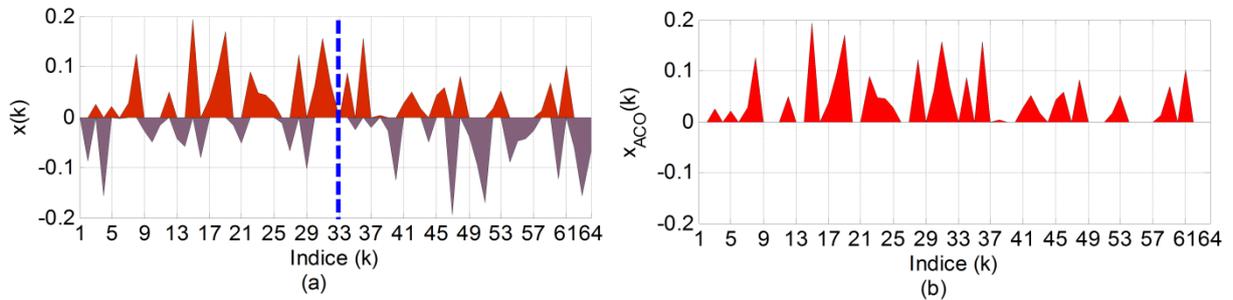


Figure 3.10 : (a) Signal OFDM obtenu après IFFT, (b) Signal ACO-OFDM résultant.

De par la propriété d'antisymétrie, le processus de zéro-clipping n'occasionne aucune perte d'informations sur les sous-porteuses impaires [208]. A la Figure 3.9(b), seules les sous-porteuses d'ordre impair sont démodulées après égalisation.

### 3.2.2.1 L'ACO-OFDM et le processus de zéro-clipping

Ce paragraphe a pour objectif, de démontrer que le processus de zéro-clipping de la technique ACO, n'a aucun impact sur les sous-porteuses d'ordre impair, à par une atténuation de leur amplitude qui est de moitié. Nous prouvons également que tout le bruit de clipping n'affecte que les sous-porteuses d'ordre pair qui ne sont pas utilisées dans la démodulation. Ceci permet de justifier le fait que les données émises soient facilement restaurées à la

réception (suivant les sous-porteuses impaires). Pour comprendre comment le processus de zéro-clipping affecte le signal  $x(k)$  de la Figure 3.10(b), nous allons considérer sa transformée de Fourier  $X(n)$  définie par :

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \quad (87)$$

L'expression de  $X(n)$  suivant les parties positives et négatives de  $x(k)$ , donne :

$$\begin{aligned} X(n) = & \sum_{k=0, x(k) \geq 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0, x(k) \geq 0}^{N/2-1} x\left(k + \frac{N}{2}\right)e^{\left(\frac{-j2\pi\left(k + \frac{N}{2}\right)n}{N}\right)} \\ & + \sum_{k=0, x(k) < 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0, x(k) < 0}^{N/2-1} x\left(k + \frac{N}{2}\right)e^{\left(\frac{-j2\pi\left(k + \frac{N}{2}\right)n}{N}\right)} \end{aligned} \quad (88)$$

En raison de la propriété d'antisymétrie (86), l'équation (88) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} X(n) = & \sum_{k=0, x(k) \geq 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0, x(k) \geq 0}^{N/2-1} (-1)^{(n+1)} \cdot x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \\ & + \sum_{k=0, x(k) < 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0, x(k) < 0}^{N/2-1} (-1)^{(n+1)} \cdot x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \end{aligned} \quad (89)$$

Vu qu'en technique ACO, seules les sous-porteuses d'ordre impair sont modulées,  $(n + 1)$  est « pair » si l'indices  $n$  des sous-porteuses utilisées est « impair ». Dans ce cas, l'équation (89) peut être simplifiée sous la forme :

$$X(n) = 2 \cdot \left[ \underbrace{\sum_{k=0, x(k) \geq 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)}}_{S_1} + \underbrace{\sum_{k=0, x(k) < 0}^{N/2-1} x(k)e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)}}_{S_2} \right] \quad (90)$$

En appliquant la transformée inverse de Fourier sur chaque membre de l'égalité (90) et en admettant que le processus de zéro-clipping ne préserve que la composante  $S_1$  (suppression de la composante  $S_2$  qui équivaut à la partie négative du signal bipolaire), on obtient un signal  $x_{ACO}(t)$  dont la transformée de Fourier  $X_{ACO}(n)$  peut être vue sous la forme :

$$X_{ACO}(n) = \frac{X(n)}{2} + N_{ACO}(n) \quad (91)$$

où  $N_{ACO}(n)$  représente la composante du bruit de clipping dans l'équation (91). La justification de l'équation (91), s'explique grâce au théorème de Bussgang [143] appliqué au signal bipolaire  $x(k)$  où :

$$x_{ACO}(k) = K \cdot x(k) + d(k) \quad (92)$$

$K$  est une constante,  $d(k)$  un processus de bruit aléatoire non corrélé avec  $x(k)$ . Ceci permet d'écrire  $E[d^*(k) \cdot x(k)] = 0$ . La notation  $(*)$  désigne l'expression conjuguée et  $E[.]$  l'espérance mathématique. En multipliant chaque membre de l'équation (92) par  $x^*(k)$  et en appliquant l'espérance mathématique, on déduit que :

$$K = \frac{E[x_{ACO}(k) \cdot x^*(k)]}{E[x(k) \cdot x^*(k)]} \quad (93)$$

Puisque  $x(k)$  est réel, alors  $x^*(k) = x(k)$ . De même,  $x(k)$  est distribué de manière symétrique autour de zéro (cf. Figure 3.10), alors  $E[x_{ACO}(k) \cdot x^*(k)] = E[x(k) \cdot x(k)]/2$ . Par conséquent, on déduit que  $K = 1/2$  et l'équation (92) devient :

$$x_{ACO}(k) = \frac{1}{2}x(k) + d(k) \quad (94)$$

En appliquant la transformée de Fourier à l'équation (94), on obtient une équation similaire à l'équation (91). Ceci prouve bien que le zéro-clipping réduit de moitié l'amplitude du signal  $X(n)$  en ajoutant une composante de bruit additionnelle. Nous verrons plus loin, en section 3.3.3, que cette composante de bruit  $N_{ACO}(n)$  comporterait des informations utiles qui pourront être utilisées pour mieux décoder le signal reçu et donc améliorer les performances BER du système de transmission.

### 3.2.2.2 Performances de l'ACO-OFDM dans un canal plat AWGN

La Figure 3.11 présente un exemple de constellation 4QAM reçue après propagation d'un signal ACO-OFDM à travers un canal plat « sans bruit AWGN ».

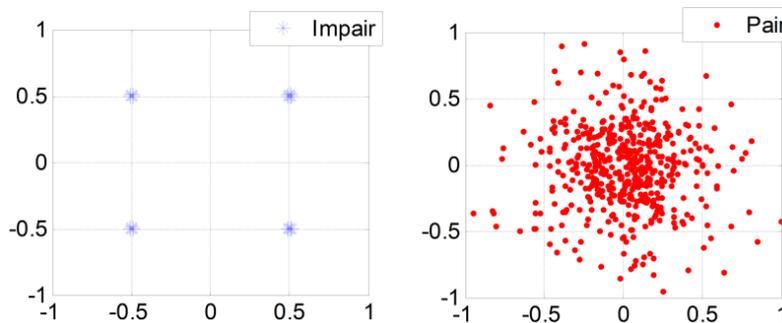


Figure 3.11 : Constellation reçue en sortie d'un canal plat « sans bruit AWGN ».

Après l'étape d'égalisation, on remarque que les symboles émis suivant les sous-porteuses impaires sont bien démodulés (points marqués en couleur bleue) tandis que le bruit de clipping s'observe suivant les sous-porteuses paires. Les performances BER obtenues avec la

technique ACO pour différentes QAM sont présentées en termes de  $E_{b(elec)}/N_0$  à la Figure 3.12(a) et de  $E_{b(opt)}/N_0$  à la Figure 3.12(b). La puissance optique émise est fixée à un. Pour chaque format de modulation QAM, 400 symboles OFDM ont été simulés avec une IFFT/FFT de taille 512.

L'analyse de ces deux courbes en comparaison avec la DCO, montre bien que le bruit de clipping n'impacte pas le BER (absence de plateau dans l'allure du BER). Pour une même constellation QAM, la technique ACO présente de meilleures BER et un gain en puissance par rapport la technique DCO. Les performances en termes  $E_{b(opt)}/N_0$  de la Figure 3.12(b) sont obtenues grâce à l'équation (96) en accord avec [206].

L'application du théorème de la limite centrale sur le signal  $x(k)$  permet de montrer que la distribution de  $x(k)$  suit une loi gaussienne de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_A$ . Ainsi la puissance optique moyenne du signal  $x_{ACO}(k)$  est égale à  $P_{opt}^{ACO} = E\{x_{ACO}(t)\} = \frac{\sigma_A}{\sqrt{2\pi}}$  et sa puissance électrique moyenne égale à :  $P_{elec}^{ACO} = E\{x_{ACO}^2(t)\} = \frac{\sigma_A^2}{2}$ .

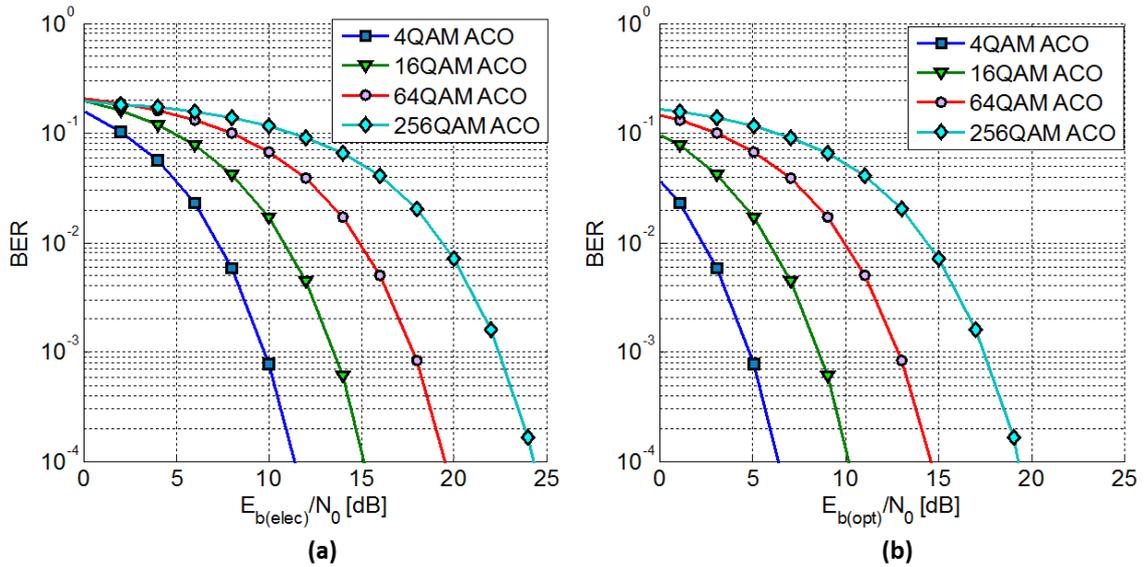


Figure 3.12 : Performances BER obtenues pour différentes QAM avec la technique ACO pour un canal plat AWGN en fonction de : (a)  $E_{b(elec)}/N_0$  , (b)  $E_{b(opt)}/N_0$ .

En établissant un rapport de proportionnalité, on montre facilement que :

$$E\{x_{ACO}(t)\} = \frac{\sqrt{E\{x_{ACO}^2(t)\}}}{\sqrt{\pi}} \quad (95)$$

Puisque  $E\{x_{ACO}(t)\}$  et  $E\{x_{ACO}^2(t)\}$  sont respectivement les puissances moyennes optique  $P_{opt}^{ACO}$  et électrique  $P_{elec}^{ACO}$ , on montre que  $E_{b(opt)}^{ACO}$  et  $E_{b(elec)}^{ACO}$  sont liés [144] par :

$$\frac{E_{b(opt)}^{ACO}}{N_0} = \frac{1}{\pi} \frac{E_{b(elec)}^{ACO}}{N_0} \quad (96)$$

avec  $E_{b(opt)}^{ACO}/N_0$  le SNR binaire optique du signal ACO-OFDM,  $E_{b(elec)}^{ACO}/N_0$  son correspondant électrique.

Par ailleurs, en considérant la Figure 3.9, si  $\log_2(M)$  représente le nombre de bits portés par chacune des sous-porteuses,  $N_{FFT}$  la taille du bloc IFFT et  $N_{CP}$  la taille du préfixe cyclique utilisé, l'efficacité spectrale de la liaison ACO-OFDM serait :

$$\eta_{DCO} = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT})}{4(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits/s/Hz} \quad (97)$$

où le facteur  $N_{FFT}/4$  découle non seulement du fait de la symétrie hermitienne mais aussi du fait que seules les sous-porteuses d'ordre impair soient modulées. En clair, à *constellation fixe*, le débit utile réalisé est le quart du débit utile permis par l'OFDM conventionnel (complexe), donc moitié de celui réalisable avec la DCO-OFDM. Dans le prochain paragraphe, nous proposons un bref comparatif entre les deux techniques DCO et ACO-OFDM.

### 3.2.3 Comparaison DCO-OFDM vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN

Comme nous l'avons précisé plus haut, en DCO-OFDM, le signal bipolaire est converti en signal unipolaire par ajout d'une composante continue. En pratique, si cette composante continue n'est pas assez suffisante, les parties négatives du signal bipolaire risquent d'être écrêtées (zéro-clipping). Ceci induit par la même occasion, la génération d'une composante de bruit (dite bruit de clipping) qui se superpose au signal clippé. Ce bruit de clipping est d'autant plus élevé que quand la composante continue est faible, affectant ainsi toutes les sous-porteuses et dégradant les performances de la transmission. Plus cette composante continue est importante, plus grande est la consommation en puissance optique. Le choix de la composante continue dépend de la constellation du signal [208].

L'ACO-OFDM présente l'avantage d'être dispensé de l'utilisation de cette composante continue quelle que soit la constellation. Ceci fait de cette technique, non seulement qu'elle est moins gourmande en puissance optique mais aussi, plus flexible aux modulations adaptatives. Par ailleurs, à constellation identique (efficacité spectrale similaire), le débit utile réalisé avec la DCO-OFDM est environ le double de celui possible avec la technique ACO. A débit identique, les performances d'une M-QAM DCO sont comparables avec celles d'une  $M^2$ -QAM ACO; M étant la taille de la constellation QAM. La Figure 3.13 illustre les performances BER obtenues pour chacune des deux techniques dans un canal plat AWGN. La

puissance optique est fixée à un. Le BER est présenté en termes de débits identiques à la Figure 3.13(a). Une étude comparative de la consommation optique  $E_{b(opt)}/N_0$  (cf. Figure 3.13(b)) est illustrée en fonction du rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée » pour l'ACO et la DCO-OFDM à BER égal à  $10^{-3}$ . On remarquera que pour un rapport « Débit/Bande passante normalisée » inférieur à 6, l'ACO nécessite moins de puissance optique compte-tenu du fait que seule la partie positive du signal bipolaire est émise. Par contre, pour des valeurs de (Débit/Bande passante normalisée) supérieures à 6, l'ACO devient moins efficace en puissance optique en comparaison avec la DCO. Ceci découle du fait que la puissance optique nécessaire à la transmission d'une M<sup>2</sup>-QAM sur chacune des sous-porteuses de l'ACO-OFDM devient plus importante, comparée au niveau optimal de  $DC_{Bias}$  à imposer en DCO-OFDM quand on considère un minimum de distorsion du bruit de clipping.

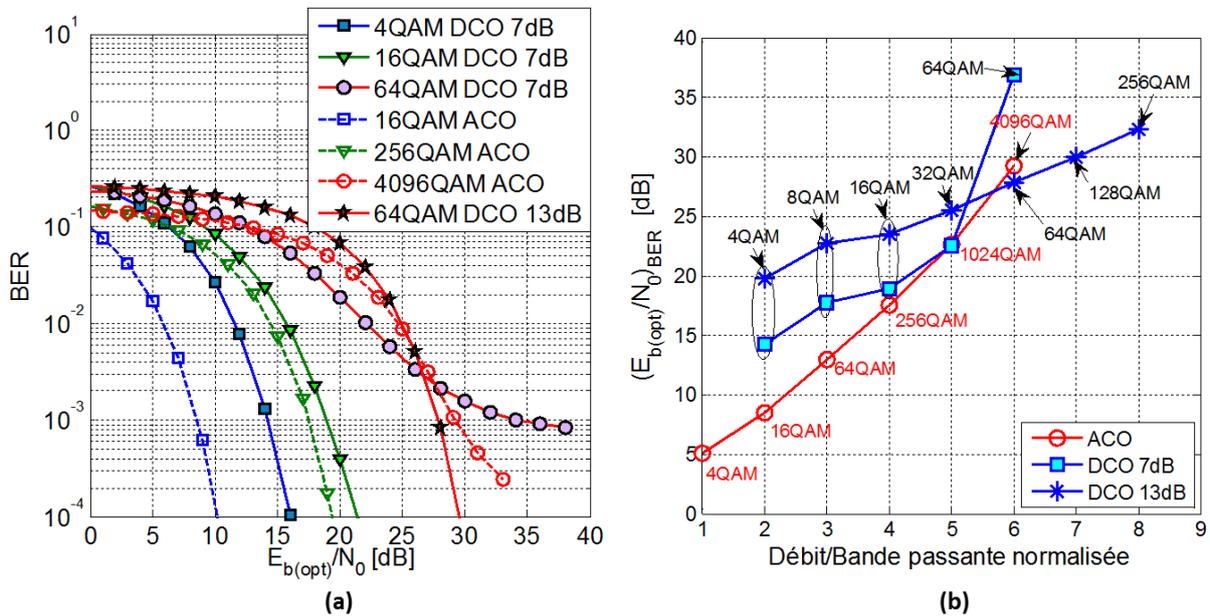


Figure 3.13 : Performances DCO vs ACO-OFDM dans un canal plat AWGN en fonction de :  
 (a) BER vs  $E_{b(opt)}/N_0$  pour un débit utile identique, (b)  $E_{b(opt)}/N_0$  obtenu pour  $BER=10^{-3}$   
 versus « Débit binaire/Bande passante normalisée ».

Des techniques dérivées de la DCO et de l'ACO-OFDM sont abordées dans ce chapitre et présentées en détail dans les sections suivantes. Les résultats de simulation fournis jusqu'ici sont en parfaite adéquation avec ceux disponibles dans la littérature [144], [208] pour un canal plat AWGN. Ceci nous permet donc de valider notre démarche et par la même occasion, constitue un moyen de comparaison quant aux différentes approches de solution que nous proposons plus loin pour une liaison optique réaliste. En effet, nous avons choisi de suivre une approche « bas coût » des liaisons optiques haut débit, pour laquelle la recherche de solutions

moins complexes en temps de calcul (donc moins gourmandes en puissance) avec l'utilisation de composants optiques peu chers est nécessaire.

### **3.3 Techniques OFDM améliorées pour les systèmes IM/DD**

Des études présentées juste avant, nous avons montré qu'à constellation fixe, la DCO réalise un débit double de celui de l'ACO. Nous avons également montré qu'à constellations élevées, la DCO devient plus efficace en puissance optique que l'ACO de même rapport « Débit binaire/Bande passante normalisée ».

Dans le but d'améliorer les différentes performances réalisées par ces deux techniques, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. On peut citer les variantes : Unipolar OFDM (U-OFDM ou Unipol), Diversity-Combined ACO-OFDM (DC-ACO), Noise-Cancellation ACO-OFDM (NC-ACO), Asymmetrically Clipped DC-biased Optical OFDM (ADO) que nous allons détailler dans cette section.

#### **3.3.1 U-OFDM (Unipolar-OFDM)**

##### *3.3.1.1 Principe et description*

La technique U-OFDM [214] est une technique similaire à la méthode Flip-OFDM [206], [215] et une variante de l'ACO-OFDM. En U-OFDM, le signal discret bipolaire  $x(k)$  (cf. Figure 3.14(a)) obtenu après l'IFFT est converti en signal unipolaire [216] après ajout ou non, d'un minimum de composante continue suivant le principe suivant :

- Pour chaque échantillon positif du signal bipolaire  $x(k)$ , celui-ci est représenté par une paire d'échantillons dont le premier a pour amplitude, la valeur absolue de l'échantillon original et l'autre, la valeur zéro (cf. Figure 3.14(b)).
- Pour chaque échantillon négatif du signal bipolaire  $x(k)$ , celui-ci est représenté par une paire d'échantillons dont le premier a pour amplitude zéro, et le deuxième, la valeur absolue de l'échantillon original (cf. Figure 3.14(b)).

Après cette transformation, le signal bipolaire est regroupé en deux trames différentes (cf. Figure 3.14(c)), l'une émise après l'autre. La première (*trame1*) comprend l'ensemble des échantillons positifs du signal bipolaire  $x(k)$  avec des zéros en lieu et place des échantillons négatifs originaux.

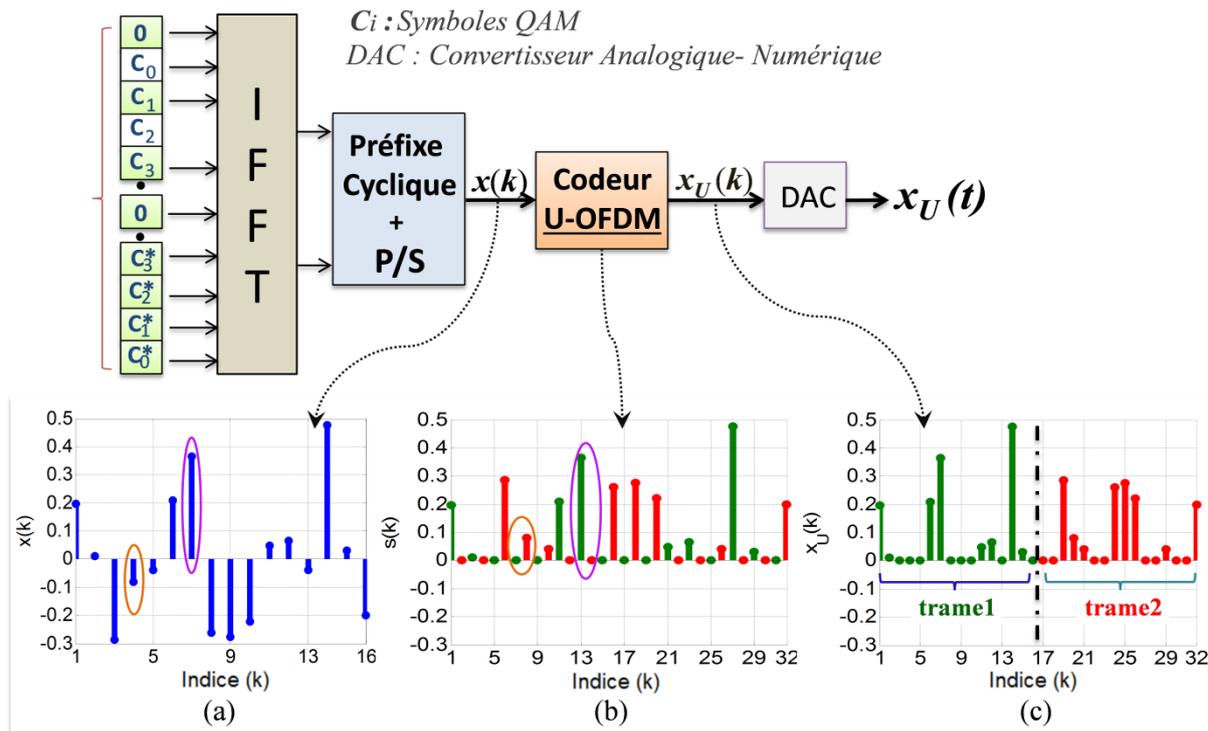


Figure 3.14 : Schéma de principe d'un émetteur U-OFDM.

Quant à la deuxième trame (*trame2*), elle comprend l'ensemble des valeurs absolues d'échantillons négatifs de  $x(k)$  avec des zéros à la place des échantillons positifs originaux. Le signal discret U-OFDM,  $x_U(k)$ , résultant de cette conversion (Codeur U-OFDM) s'étale sur une fenêtre temporelle, double de la durée du signal original bipolaire  $x(k)$  (cf. Figure 3.14(a) & (c)). Une fois reçu, le signal U-OFDM peut être démodulé de deux manières :

- La première alternative consiste à soustraire la trame des échantillons négatifs (*trame2* reçue) de la trame des échantillons positifs (*trame1* reçue) avant la démodulation OFDM conventionnelle. Ceci permet à partir des signaux reçus, de restaurer les échantillons originaux du signal bipolaire émis. En démodulant de cette manière, la technique U-OFDM réalise quasiment les mêmes performances que l'ACO-OFDM [144]. Ceci est justifié par le fait que l'opération de soustraction double la variance du bruit AWGN sur chaque échantillon du signal reçu, ce qui n'améliore pas les performances.
- La deuxième alternative offre une meilleure démodulation que la première [216]-[218]. Elle consiste à faire une simple comparaison des amplitudes des différentes paires d'échantillons correspondant aux trames reçues (*trame1* et *trame2*) et de choisir l'échantillon de plus grande amplitude. Quant au signe, il est obtenu par le signe de la différence entre les échantillons comparés.

### 3.3.1.2 Efficacité spectrale de la modulation U-OFDM

A la différence de la DCO-OFDM, l'ajout de la composante continue est optionnel en modulation U-OFDM et aucun clipping n'est nécessaire. Pour  $(N_{FFT} + N_{CP})$  échantillons originaux du symbole OFDM généré,  $2 \cdot (N_{FFT} + N_{CP})$  échantillons sont transmis après codage U-OFDM. De ce fait, l'efficacité spectrale  $\eta_U$  de la modulation U-OFDM est moitié de celle de la DCO-OFDM, et par conséquent identique à celle réalisée par l'ACO-OFDM [144], [210]. Pour une IFFT de taille  $N_{FFT}$  et un préfixe cyclique  $N_{CP}$ ,  $(N_{FFT} - 2)/2$  informations servent au transport de données utiles (symétrie hermitienne). Dans ces conditions, l'efficacité spectrale de l'U-OFDM [216] se traduit par :

$$\eta_U = \frac{\log_2(M) \cdot (N_{FFT} - 2)}{4(N_{FFT} + N_{CP})} \text{ bits/s/Hz} \quad (98)$$

### 3.3.1.3 Performances de l'U-OFDM pour un canal plat AWGN

Pour une étude comparative avec les techniques ACO et DCO, l'U-OFDM doit être comparée avec l'ACO-OFDM de même constellation QAM. Et par conséquent, une M<sup>2</sup>-QAM U-OFDM sera comparable avec une M-QAM DCO-OFDM. La Figure 3.15 présente les performances obtenues (BER) pour un canal plat AWGN, avec les techniques U-OFDM (Unipol) et ACO-OFDM (ACO) en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  et  $E_{b(opt)}/N_0$ . La simulation est réalisée dans les mêmes conditions que précédemment et les résultats sont présentés pour une puissance optique unitaire du signal OFDM. On remarque que l'U-OFDM présente de meilleures performances en comparaison à l'ACO-OFDM, avec un gain d'environ 3dB en SNR électrique à BER identique. En effet, la différence entre les courbes U-OFDM et ACO-OFDM, illustre la réduction en puissance nécessaire, causée par la meilleure démodulation de l'U-OFDM [214]. En comparant les performances obtenues avec la DCO-OFDM, pour un  $DC_{Bias}(dB) = 7dB$  qui n'est pas forcément optimale pour toutes les constellations QAM, on observe à la Figure 3.16 que l'U-OFDM (sans composante continue additionnelle) permet de réaliser des performances (BER) quasi proches ou meilleures que la DCO 7dB. Par contre, l'écart profond en  $E_{b(opt)}/N_0$  observé à la Figure 3.16(b), résulte de l'inefficacité en puissance optique constatée avec la DCO-OFDM pour les faibles constellations (cf. Figure 3.13(b)). En résumé, nous montrons que l'U-OFDM est une technique moins gourmande en puissance optique avec une démodulation, meilleure que celle de l'ACO-OFDM. Comparée à la DCO 7dB, la technique U-OFDM présente de meilleurs BER, particulièrement pour les faibles QAM. Toutefois, en fonction de l'impact du bruit AWGN, une mauvaise détection de

l'échantillon retenu à la démodulation, occasionnerait une mauvaise démodulation, donc une dégradation des performances du système.

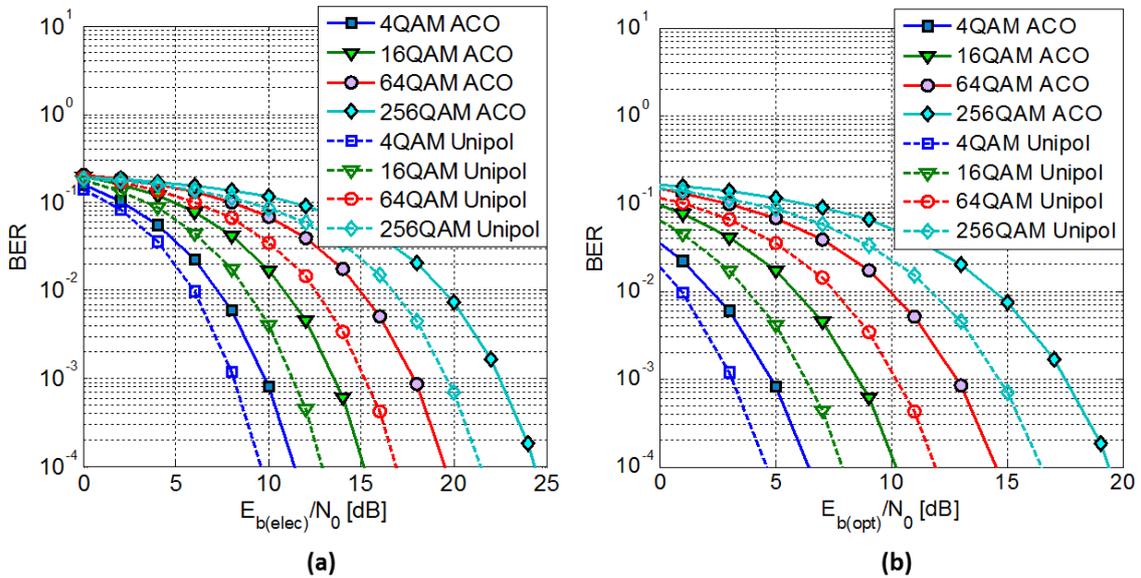


Figure 3.15 : Performances des techniques U-OFDM et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM : (a) en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , (b) en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

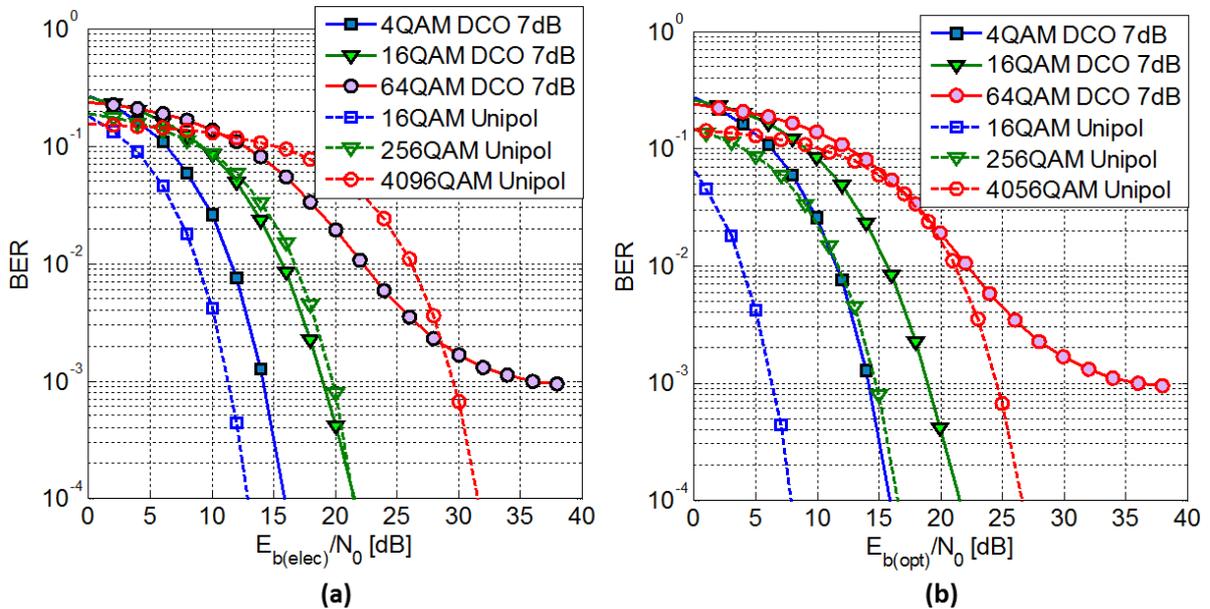


Figure 3.16 : Performances des techniques U-OFDM et DCO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM : (a) en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , (b) en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

Nous reviendrons sur cette remarque dans le prochain chapitre pour lequel un vrai canal optique sera considéré. Par ailleurs, comparée à l'ACO-OFDM pour un même bloc IFFT/FFT, il faudrait en U-OFDM deux temps symboles pour réaliser une transmission OFDM.

La transmission effectuée est par conséquent deux fois plus lente avec l'utilisation de convertisseurs DAC et ADC identiques.

Pour garantir une meilleure démodulation tout en conservant la même cadence qu'en ACO-OFDM, d'autres techniques sont proposées dans la littérature [219]. Il s'agit par exemple, de la technique « Noise-Cancellation ACO-OFDM (NC-ACO) » que nous décriverons ci-après.

### 3.3.2 Noise-Cancellation ACO-OFDM (NC-ACO)

#### 3.3.2.1 Principe du « Noise-Cancellation »

La « Noise-Cancellation ACO-OFDM » est une technique dérivée de l'ACO-OFDM, avec un émetteur identique. La seule différence se situe au niveau du démodulateur (cf. Figure 3.17), avec l'ajout d'un bloc de « Noise-Cancellation (ou d'annulation de l'effet du bruit)». Grâce à la propriété d'antisymétrie (cf. équation (86)) du signal ACO-OFDM, le processus de « Noise-Cancellation » permet d'identifier les échantillons des paires antisymétriques, les plus susceptibles au bruit. Ces échantillons identifiés sont aussitôt forcés à zéro [219].

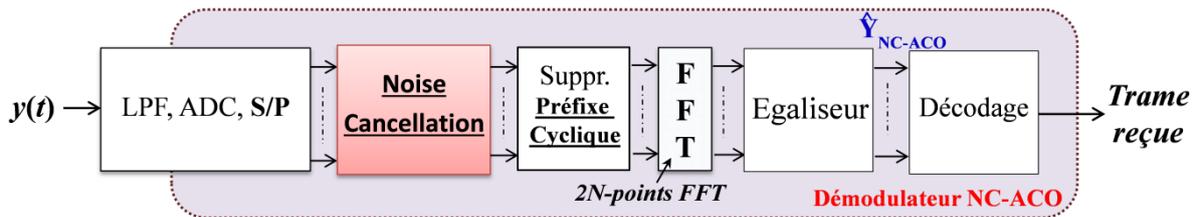


Figure 3.17 : Schéma de principe d'un démodulateur NC-ACO.

Ceci découle de l'antisymétrie et l'unipolarité du signal ACO-OFDM. Du fait que le bruit AWGN (bipolaire) se superpose au signal émis, toute amplitude négative du signal reçu serait principalement dû au bruit. C'est pour cela que certains auteurs proposent d'effectuer un zéro-clipping du signal reçu avant la démodulation [220]. Ce même raisonnement devrait conduire à améliorer les performances en utilisant le processus de « Noise-Cancellation » [221]. En effet, à tout échantillon  $x_{ACO}(k) > 0$ , correspond un échantillon « zéro » à la position  $(k + N)$ , soit :  $x_{ACO}(k + N) = 0$  pour  $x_{ACO}(k) > 0$ . En présence de bruit  $n(k)$ , les échantillons nuls de  $x_{ACO}(k)$  sont remplacés par les échantillons  $n(k)$ . Ainsi, la comparaison de l'amplitude des échantillons en  $k$  et  $(k + N)$  du signal reçu, permet d'identifier l'échantillon le plus faible (correspondant au zéro initial) puis le forcer à zéro [221].

Ainsi, l'échantillon de la paire  $(x(k), x(k + N))$  ayant la plus petite amplitude à la réception est forcément le résultat du bruit en présence d'un canal plat AWGN.

3.3.2.2 Performances de la technique NC-ACO dans un canal plat AWGN

Nous avons vu qu'avec le processus « Noise-Cancellation », l'échantillon de la paire  $(x(k), x(k + N))$  ayant la plus petite amplitude à la réception est forcément celui ayant subi l'impact du bruit dans un canal plat AWGN. Il peut arriver par contre, que le mauvais échantillon soit sélectionné. Dans ces conditions, la démodulation est incorrecte et les performances faussées. Mais si la démodulation NC-ACO est parfaite, on montre comme dans [221], qu'un gain d'environ 3dB en puissance optique peut être obtenu en comparaison avec les performances de l'ACO-OFDM. Ceci résulte d'une bonne détection des paires d'échantillons à la démodulation en plus du fait que le processus de « Noise-Cancellation » permet de réduire de moitié la puissance du bruit [219]. La Figure 3.18, issue des développements que nous avons effectué sous MATLAB, confirme bien ces résultats pour un canal plat AWGN.

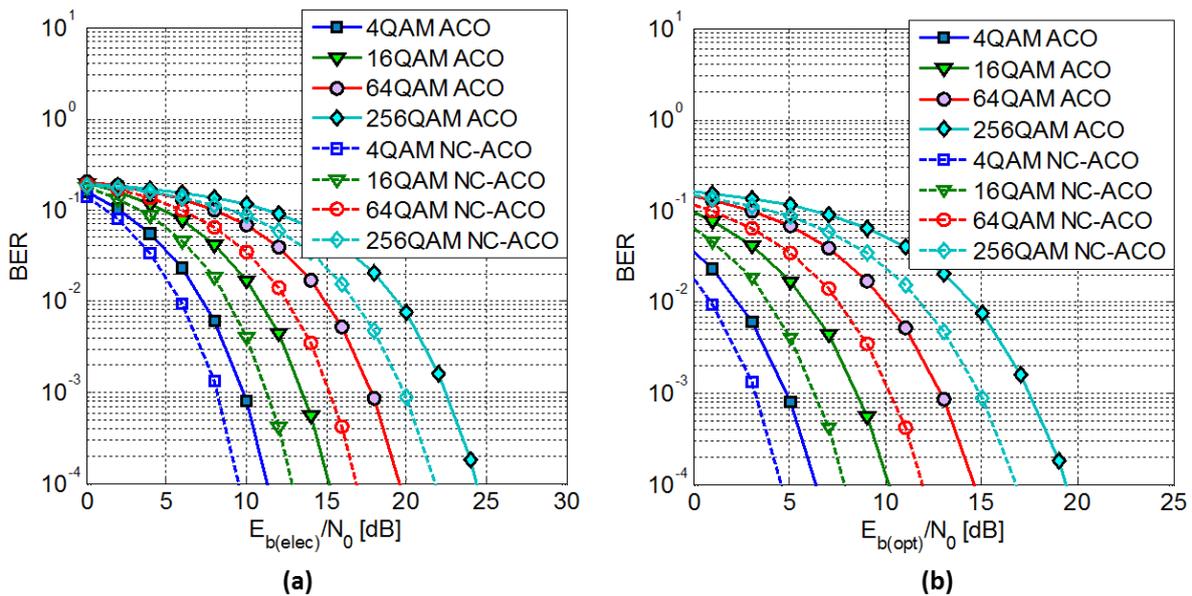


Figure 3.18 : Performances des techniques NC-ACO et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , (b) en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

Par ailleurs, la technique NC-ACO présente aussi, la même efficacité spectrale que l'ACO-OFDM compte-tenu du fait que le bloc d'émission reste le même. On conclut que dans les meilleures conditions de démodulation, elle réalise un même débit que l'ACO-OFDM avec un gain en puissance d'environ 3dB. Pour pouvoir réunir de meilleures conditions de démodulation et garantir des performances similaires aux techniques U-OFDM et NC-ACO, la technique « Diversity-Combined ACO-OFDM » est proposée [222] et décrite au paragraphe ci-après.

### **3.3.3 Diversity-Combined ACO-OFDM (DC-ACO)**

Par définition, avec la technique ACO, seules les sous-porteuses d'ordre impair sont utilisées pour le transport d'informations [208]. Par conséquent, seules les sous-porteuses (d'ordre impair) sont démodulées à la réception.

#### *3.3.3.1 Principe de la technique DC-ACO*

Avec la technique DC-ACO, l'émetteur reste le même que celui de l'ACO-OFDM conventionnel. En revanche, à la réception, toutes les sous-porteuses (ordre pair ou impair) sont considérées lors de la démodulation. Pour ce faire, les signaux provenant des sous-porteuses d'ordre pair, sont avant tout restaurés grâce à un processus non linéaire puis combinés, aux signaux issus des sous-porteuses d'ordre impair [222]. L'analyse des précédentes techniques améliorées a montré que les performances réalisées ne sont possibles que dans les meilleures conditions de démodulation. En effet, la plupart des schémas de démodulation ACO-OFDM souffrent d'une baisse de performance souvent due :

- au fait que les sous-porteuses d'ordre pair soient écartées lors de la démodulation,
- à l'interférence induite par l'offset en courant continu (l'offset en DC ou DC-Offset) nuisible aux performances du système. Le DC-Offset est différent du DC-bias utilisé en DCO-OFDM. Il résulte non seulement des courants non désirés induits par l'alimentation des sources et récepteurs optiques, mais aussi de l'interférence parasite due aux probables sources de lumière ambiante dans le cas d'une transmission optique en espace libre [223]-[224].

Ainsi en pratique, la technique DC-ACO implémentée sans mesure appropriée, peut être extrêmement sensible à l'offset en DC. Par conséquent, la technique initiale [222] nécessite d'être modifiée pour permettre à ce que les variations dans la sous-porteuse d'ordre zéro (DC) n'affectent point les performances du système. Dans ces conditions, une estimation de l'offset en DC doit être faite [225] pour combattre les probables distorsions pouvant être induites par ces variations [226]. Le prochain paragraphe présente les outils mathématiques soutenant cette nouvelle précaution de la technique (que nous avons implémentée avec MATLAB), ainsi que quelques analyses importantes pour la bonne compréhension du lecteur.

#### *3.3.3.2 Récepteur DC-ACO conventionnel*

La Figure 3.19 illustre sous forme de blocs, le principe de fonctionnement du démodulateur DC-ACO.

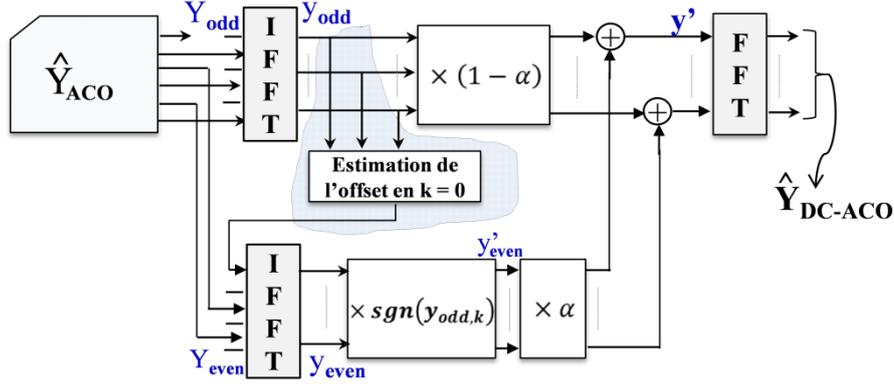


Figure 3.19 : Schéma de principe d'un démodulateur DC-ACO.

La démodulation DC-ACO débute avec le signal  $\hat{Y}_{ACO}$  obtenu après égalisation des symboles ACO-OFDM reçus. Le signal  $\hat{Y}_{ACO}$  est séparé ensuite en deux composantes : une paire  $\hat{Y}_{even} = [Y_0, 0, Y_2, 0, \dots, Y_{N-2}, 0]$  et une impaire  $\hat{Y}_{odd} = [0, Y_1, 0, Y_3, \dots, 0, Y_{N-1}]$ . Chacune des composantes  $\hat{Y}_{even}$  et  $\hat{Y}_{odd}$  module un bloc IFFT donnant dans le domaine temporel les signaux :  $y_{even} = [y_{even}(0), \dots, y_{even}(N-1)]$  et  $y_{odd} = [y_{odd}(0), \dots, y_{odd}(N-1)]$ . Chaque  $k^{\text{ème}}$  élément du vecteur  $y_{odd}$  est défini par :

$$y_{odd}(k) = x'_{odd}(k) + n_{odd}(k) \quad (99)$$

où  $x'_{odd}(k)$  est le  $k^{\text{ème}}$  élément de  $x'_{odd}$  qui représente la composante impaire du signal émis  $x_{ACO}(k)$  de la Figure 3.9(a). De même,  $n_{odd}(k)$  représente le  $k^{\text{ème}}$  élément du vecteur bruit  $n_{odd} = [n_{odd}(0), \dots, n_{odd}(N-1)]$  lequel représente la composante impaire du bruit de clipping (bipolaire). Comme tout le bruit de clipping est représenté par la composante paire du signal  $x_{ACO}$ , on déduit de l'équation (94) que :

$$x'_{odd}(k) = \frac{1}{2} x(k) \quad (100)$$

L'explication mathématique ayant mené à l'équation (100), est entièrement fournie en Annexe4. De même, en considérant chaque  $k^{\text{ème}}$  élément de  $y_{even}$  on montre que :

$$y_{even}(k) = x'_{even}(k) + n_{even}(k) \quad (101)$$

où  $x'_{even}(k)$  est le  $k^{\text{ème}}$  élément de  $x'_{even}$  qui représente la composante paire du signal discret  $x_{ACO}$ .  $n_{even}(k)$  est le  $k^{\text{ème}}$  élément de  $n_{even} = [n_{even}(0), \dots, n_{even}(N-1)]$ . On montre en Annexe4, que le signal  $x'_{even}$  est unipolaire et s'exprime mathématiquement par :

$$x'_{even}(k) = \frac{1}{2} |x(k)| \quad (102)$$

Comme  $x'_{even}$  est unipolaire et  $x'_{odd}$  bipolaire, avant de combiner les deux signaux pour la démodulation, il est essentiel de rendre le signal  $x'_{even}$  bipolaire également. Pour ce faire, lorsqu'on compare les équations (100) et (102), on peut déduire par intuition, la relation (103) justifiée par la Figure 3.20.

$$x'_{odd}(k) = \text{sgn}(x'_{odd}(k)) \times x'_{even}(k) \quad (103)$$

Le facteur  $\text{sgn}(x'_{odd}(k))$  représente le signe du signal  $x'_{odd}(k)$  [222]. De l'équation (103), on démontre que  $x'_{even}$  contient certaines informations des données émises, non utilisées en démodulation ACO-OFDM. Ainsi pour rendre le signal  $x'_{even}$  bipolaire, il suffit simplement de le multiplier par  $\text{sgn}(x'_{odd}(k))$  comme montré à la Figure 3.20.

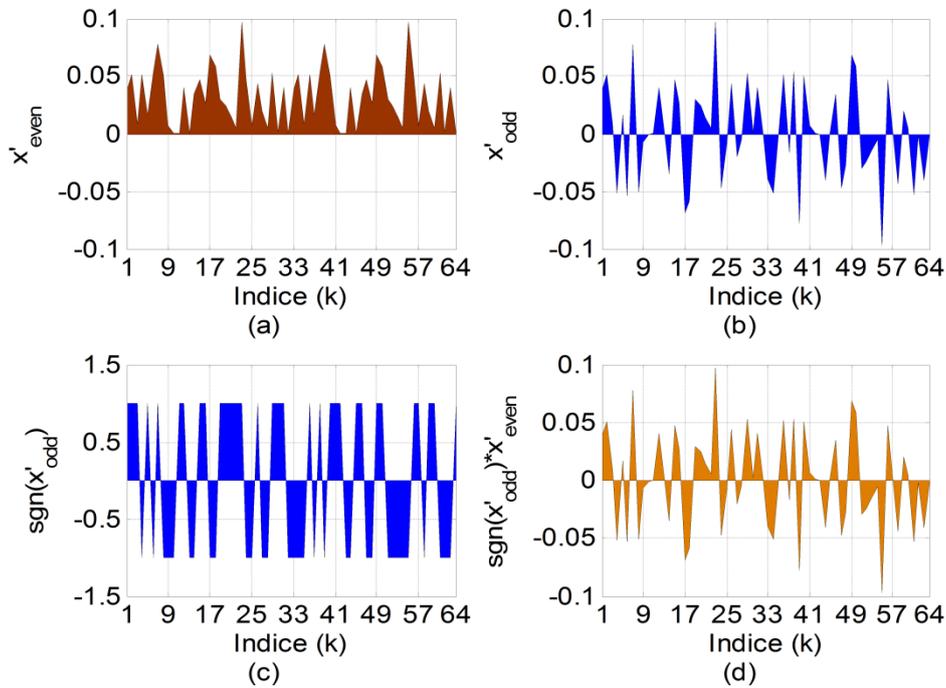


Figure 3.20 : (a) signal discret  $x'_{even}$ , (b) signal discret  $x'_{odd}(k)$ , (c) signe du signal discret  $x'_{odd}(k)$ , (d) signal  $\text{sgn}(x'_{odd}) * x'_{even}$ .

Dans ce cas, sans distorsion du canal, le processus de non-linéarité appliqué au signal  $y_{even}$  donnerait :

$$y'_{even}(k) = \text{sgn}(y_{odd}(k)) \times y_{even}(k) \quad (104)$$

Avant la génération de  $y_{even}$ , une estimation des probables distorsions induites par les variations de l'offset en DC, est faite au niveau de la sous-porteuse d'ordre zéro. Cette estimation de l'offset  $\hat{Y}_{even}(0)$  est possible grâce à l'une des deux méthodes suivantes :

- La première découle de la relation statistique entre  $E\{x_{ACO}(t)\}$  et  $E\{x_{ACO}^2(t)\}$  définie par [226] :

$$\hat{Y}_{even}(0) = \sqrt{E\{x_{ACO}^2(k)\}/\pi} = E\{x_{ACO}(k)\} \quad (105)$$

où  $E\{x_{ACO}^2(t)\}$  est déduite de  $y_{odd}$  via  $E\{x_{ACO}^2(k)\} \approx 2E\{y_{odd}^2(k)\}$ . Puisque le signal  $y_{odd}$  ne dépend pas de la sous-porteuse d'ordre zéro, le reste du processus de démodulation n'en est pas affecté.

- La deuxième méthode d'estimation de  $\hat{Y}_{even}(0)$ , est basée sur l'estimation du signal  $y_{even}$  à partir de  $y_{odd}$ , en combinant les équations (99) et (102). Cela permet de montrer que :

$$y_{even}(k) \approx |y_{odd}(k)| \quad (106)$$

De cette manière, on arrive à reconstruire le signal  $y_{even}$  à partir de son homologue impair  $y_{odd}$ . Et par suite, l'offset  $\hat{Y}_{even}(0)$  est calculé par :

$$\hat{Y}_{even}(0) = \sum_{k=0}^{N-1} y_{even}(k) = \sum_{k=0}^{N-1} |y_{odd}(k)| \quad (107)$$

Cette estimation est indépendante des variations de l'offset en DC car aussi basée sur la connaissance du signal  $y_{odd}$ . En comparant les deux méthodes d'estimations (105) et (107) en termes de temps de calcul, l'estimation (107) est préférable à implémenter, car moins complexe que la première. C'est donc celle que nous avons implémenté sous MATLAB dans notre étude : car une sommation de termes est moins complexe en temps de calcul qu'une fonction racine carrée.

Dès que le signal  $y_{even}$  est obtenu après estimation de l'offset en DC, l'opération de non-linéarité (cf. équation (104)) est effectuée. Ensuite les composantes temporelles  $y'_{even}$  et  $y_{odd}$  (toutes deux des signaux bipolaires), sont combinées (cf. équation (108)) pour donner le signal  $y'(k)$ . Ce signal est démodulé via un bloc FFT pour permettre de restaurer les données comme en technique ACO-OFDM.

$$y'(k) = (1 - \alpha) y_{odd} + \alpha y'_{even}(k) \quad (108)$$

Le coefficient  $\alpha$  représente le facteur de poids (ou weighting factor) dans l'équation (108). On montre que pour un canal plat AWGN,  $\alpha = 0.5$  permet de réaliser une démodulation DC-ACO optimale [222].

3.3.3.3 Performances obtenues en présence d'un canal plat AWGN

La Figure 3.21 illustre les performances obtenues pour un canal plat AWGN avec la technique DC-ACO. La simulation est réalisée pour  $\alpha = 0.5$  avec une puissance optique unitaire du signal OFDM émis.

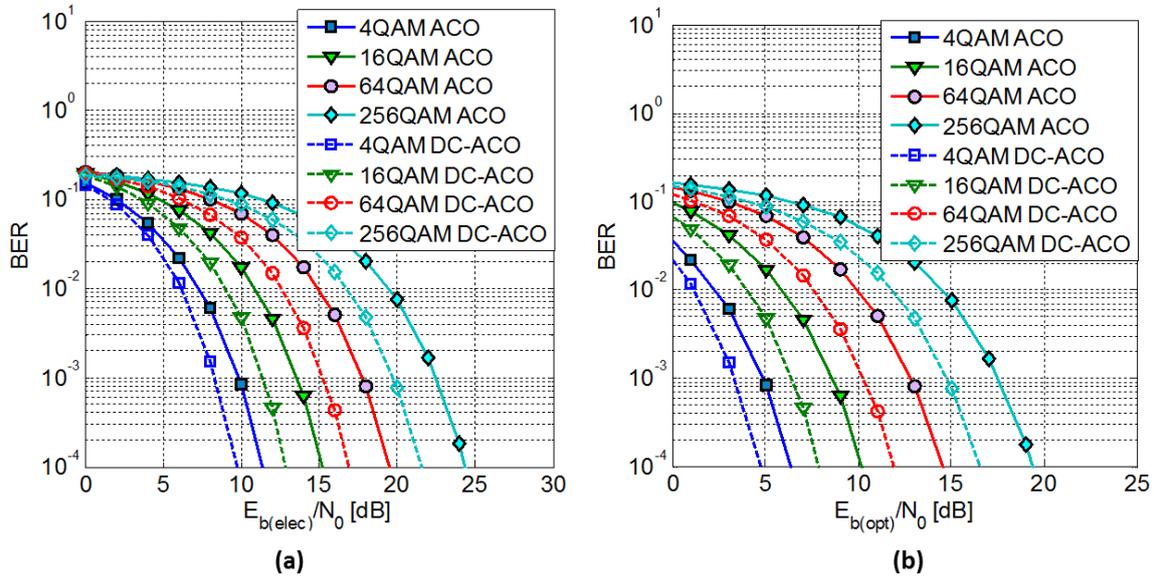


Figure 3.21 : Performances des techniques DC-ACO et ACO-OFDM dans un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , (b) fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

On remarque qu'avec la technique DC-ACO, un gain d'environ 3dB en SNR peut être obtenu en comparaison avec l'ACO-OFDM. Ceci démontre l'intérêt d'utiliser la diversité combinée en réception de l'ACO-OFDM. De même, l'utilisation du bruit de clipping comme source additionnelle d'informations utiles, permet d'améliorer la démodulation [227]. Excepté la complexité de son démodulateur, la technique DC-ACO réalise le même débit utile que l'ACO. Par ailleurs, puisque chacune des techniques DC-ACO et NC-ACO traitées, permet de réaliser une meilleure performance que l'ACO-OFDM, l'idée de les combiner ensemble pourrait peut être, améliorer la démodulation. Afin de répondre à cette nouvelle démarche, nous allons l'analyser dans le paragraphe suivant.

3.3.4 « Noise-Cancellation » en diversité combinée ACO-OFDM (NCDC-ACO)

Ce paragraphe est consacré à l'étude des performances pouvant être obtenues en combinant les démodulations NC-ACO et D-C ACO. Cette nouvelle technique est baptisée « Noise-Cancellation in Diversity-Combined ACO-OFDM » (notée NCDC-ACO). La Figure 3.22 présente le schéma blocs d'un démodulateur NCDC-ACO. Dans ce nouveau schéma de

démodulation, le processus de « Noise-Cancellation » est réalisé avant la démodulation DC-ACO.

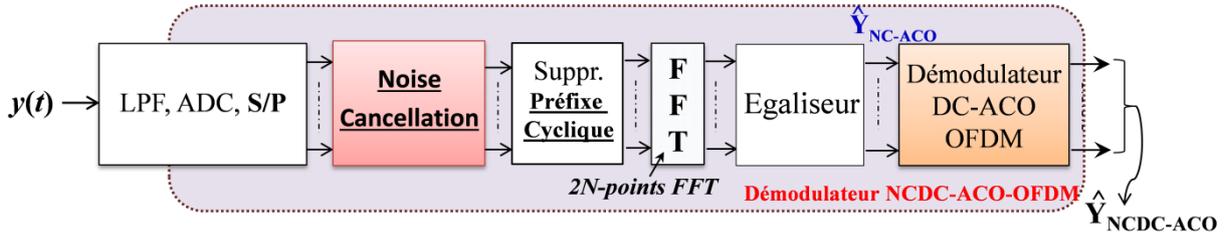


Figure 3.22 : Schéma de principe d'un démodulateur NCDC-ACO.

La Figure 3.23 présente les résultats obtenus sous MATLAB en implémentant cette nouvelle technique dans un canal plat AWGN avec une puissance optique unitaire. Ces résultats sont comparés avec ceux des techniques ACO et U-OFDM. On peut donc observer que le fait de combiner les deux techniques NC-ACO et DC-ACO, n'améliore pas les performances obtenues avec l'une ou l'autre des techniques concernées. Ceci est conforme aux résultats obtenus dans [219].

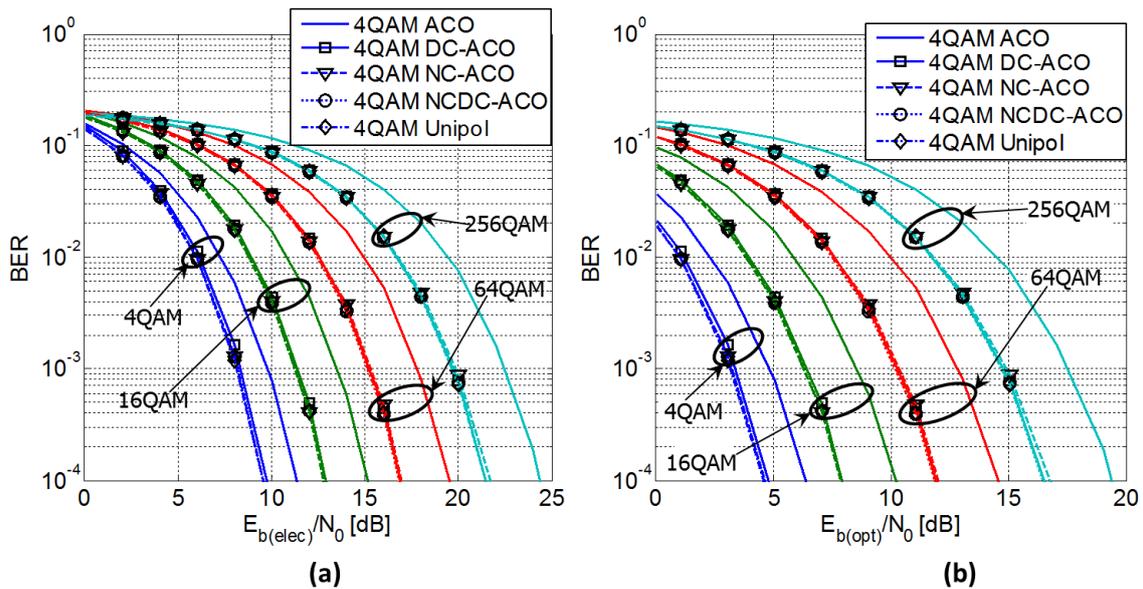


Figure 3.23 : Performances des techniques OFDM étudiées en présence d'un canal plat AWGN pour différentes QAM: (a) fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ , (b) fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

En résumé, c'est parce que la sortie du processus de « Noise-Cancellation » présente au niveau de ses deux composantes (paire et impaire), des données pratiquement redondantes, que l'utilisation conjointe de la diversité combinée n'a apporté aucun gain en performance. En clair, nous montrons que pour un canal plat AWGN, les techniques U-OFDM, NC-ACO, DC-ACO et NCDC-ACO étudiées, réalisent des performances quasi-similaires.

En revanche, il est important de noter que la technique DC-ACO nécessite deux blocs IFFT et un bloc FFT additionnels pour sa démodulation tandis que les techniques U-OFDM et NC-ACO n'en nécessitent aucun. De ce fait, l'on pourrait conclure que l'implémentation de l'une ou l'autre des techniques U-OFDM ou NC-ACO serait préférable à la DC-ACO pour des performances quasi-similaires en canal plat AWGN. Mais en termes de robustesse contre les variations de l'offset en DC, la diversité combinée serait bien une solution plus judicieuse. Cette analyse nous a conduit à proposer des solutions OFDM à performances similaires, mais moins complexes. Mais avant d'exposer ces solutions, nous allons aborder une récente technique OFDM, qui regroupe les avantages simultanés des deux techniques ACO et DCO [210].

### 3.3.5 Asymmetrically Clipped DC-biased Optical OFDM (ADO-OFDM)

Dans le but d'améliorer l'efficacité en puissance optique de l'OFDM, la technique ADO-OFDM [210] associe les deux modulations ACO-OFDM et DCO-OFDM pour optimiser la transmission [204]. La Figure 3.24 illustre le schéma descriptif de l'émetteur ADO-OFDM proposé.

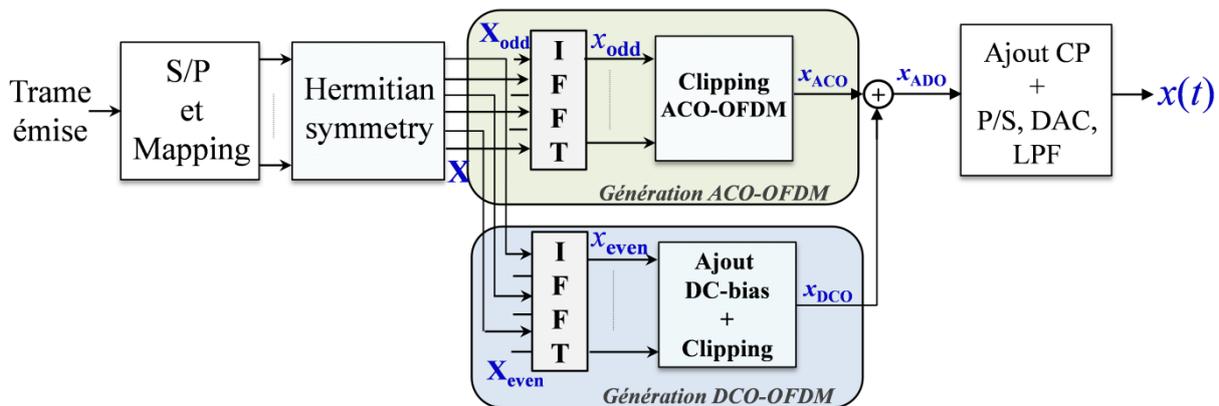


Figure 3.24 : Schéma de principe d'un émetteur ADO-OFDM.

On remarquera que les signaux ACO-OFDM et DCO-OFDM générés, sont sommés, résultant en un signal ADO-OFDM qui est transmis ensuite dans le canal. Autrement dit, l'ACO-OFDM est toujours modulé toujours que les sous-porteuses d'ordre impair tandis que la DCO-OFDM module que les sous-porteuses d'ordre pair. Après symétrie hermitienne des symboles issus du « Mapping », le vecteur  $X$  obtenu est séparé en deux composantes : une impaire  $X_{odd}$  et une paire  $X_{even}$ . Chacune des deux composantes est ensuite envoyée dans un bloc IFFT pour être modulée en ACO-OFDM pour  $X_{odd}$  et en DCO-OFDM pour  $X_{even}$ . Les signaux temporels résultants de ces deux modulations sont additionnés pour constituer le signal ADO-OFDM émis dans le canal.

En réception (cf. Figure 3.25), après égalisation des symboles reçus, les sous-porteuses impaires  $Y_{odd}$  sont démodulées ACO-OFDM [208].

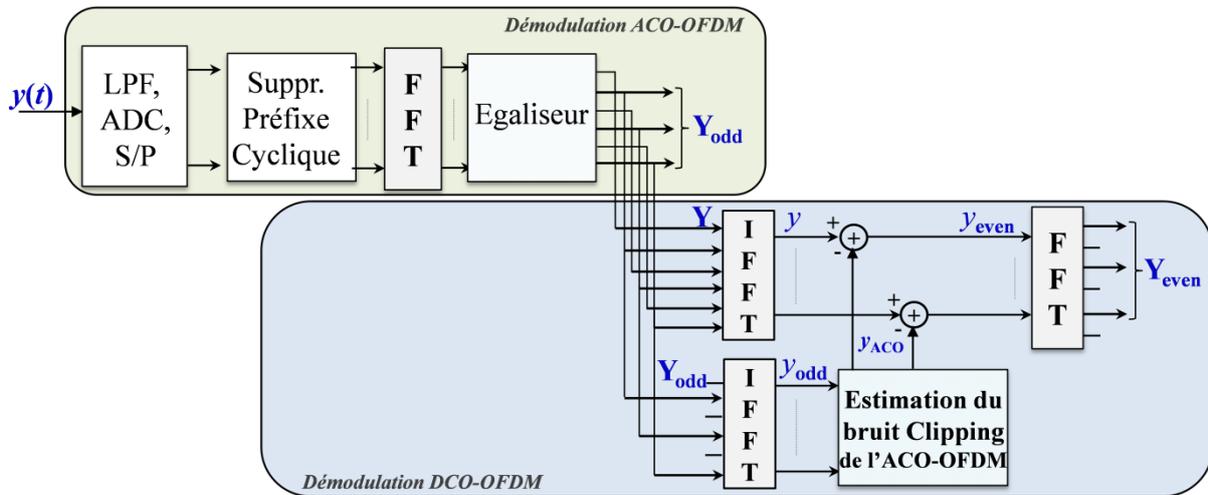


Figure 3.25 : Schéma de principe d'un récepteur ADO-OFDM.

Via un processus d'annulation d'interférence [228], les sous-porteuses paires  $Y_{even}$  sont ensuite démodulées. Pour ce faire, les symboles  $Y_{odd}$  sont ramenés dans le domaine temporel via IFFT. Ensuite, le bruit de clipping est estimé localement pour permettre la reconstruction du signal de référence  $y_{ACO}$ . En soustrayant ce signal  $y_{ACO}$  du signal reçu  $y$ , on retrouve l'estimée du signal discret  $y_{even}$  qui correspond aux sous-porteuses paires. Par suite en appliquant une FFT au signal  $y_{even}$ , on démodule en DCO-OFDM, en considérant uniquement les sous-porteuses paires à la sortie du bloc FFT.

La Figure 3.26 présente un exemple de constellations observées pour un canal plat AWGN en implémentant sous MATLAB, la technique ADO-OFDM. Les symboles modulés en ACO-OFDM comme en DCO-OFDM sont issus d'une constellation 4QAM, et le SNR électrique du canal AWGN simulé est fixé à 20dB. La puissance optique du signal ADO-OFDM est fixée à un, comme dans les simulations précédentes. A la Figure 3.26(a), on observe une constellation plutôt claire (sans impact du bruit de clipping) des sous-porteuses impaires car facilement démodulées en ACO-OFDM. A la Figure 3.26(b), les sous-porteuses paires présentent une constellation un peu « bruitée », synonyme surtout de l'impact du bruit de clipping. Après estimation et suppression du bruit de clipping issu de l'ACO-OFDM, la constellation observée au niveau des sous-porteuses paires, se trouve nettement améliorée, comme montrée à la Figure 3.26(c).

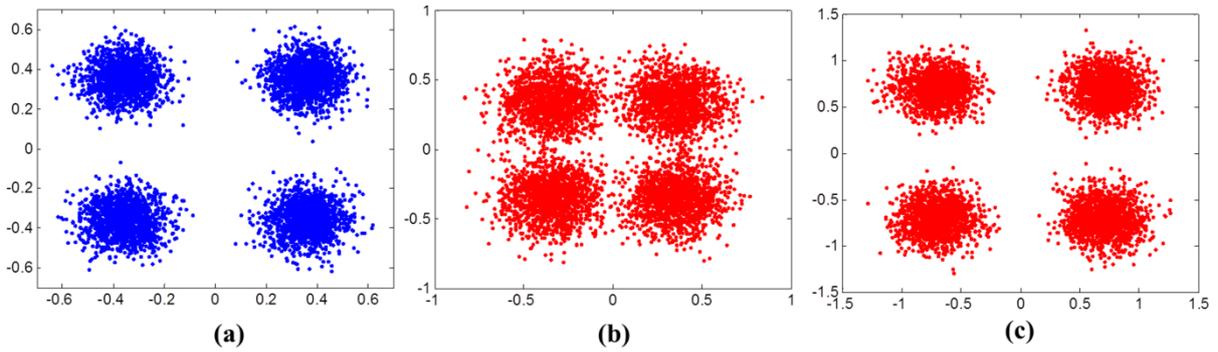


Figure 3.26 : Exemple de constellations observées en ADO-OFDM pour un canal plat AWGN: (a) sur les sous-porteuses impaires modulées ACO-OFDM, (b) sur les sous-porteuses paires modulées DCO 5dB (sans annulation de bruit), (c) sur les sous-porteuses paires modulées DCO 5dB (démodulation après annulation du bruit de clipping).

Dans la littérature, des études sont menées en fonction du type de format de modulation et de la puissance allouée sur chacune des composantes ACO et DCO [204] et [210]. Il a été montré que pour un rapport « débit binaire/bande passante normalisée » compris entre 4 et 6, l'ADO-OFDM est moins gourmande en puissance optique, d'environ 2dB en comparaison aux techniques ACO et DCO-OFDM. Quand il est inférieur à 4, l'ACO-OFDM présente une efficacité en puissance optique meilleure que la DCO-OFDM et l'ADO-OFDM. Mais dès qu'il devient supérieur à 6, c'est la DCO-OFDM qui consomme moins. Pour d'amples détails, le lecteur peut se référer aux papiers [205] et [228].

Par ailleurs, n'ayant pas eu de résultats assez concluants, autres que ce qui a été présenté dans ce paragraphe, nous proposons d'étudier de façon plus approfondie, l'ADO-OFDM dans nos perspectives de travail de recherche. Ainsi, dans ce qui va suivre, nous proposons d'aborder une nouvelle technique publiée très récemment par Tao Liu [225], que nous adapterons à notre étude via l'approche qui sera abordée en section 3.4. Cette technique est baptisée dans cette thèse sous la dénomination : « Improved Noise-Cancellation ACO-OFDM (INC-ACO) ».

### **3.3.6 « Improved Noise-Cancellation ACO-OFDM» (INC-ACO)**

La technique INC-ACO est une extension de la NC-ACO présentée en section 3.3.2. L'émetteur est le même qu'en ACO-OFDM (cf. Figure 3.8). Le processus de « Noise-Cancellation » n'est pas effectué avant la démodulation ACO-OFDM comme en technique NC-ACO, mais plutôt réalisé dans le domaine temporel, après égalisation des symboles reçus. C'est ce qui est illustré à la Figure 3.27 qui en décrit le principe de fonctionnement.

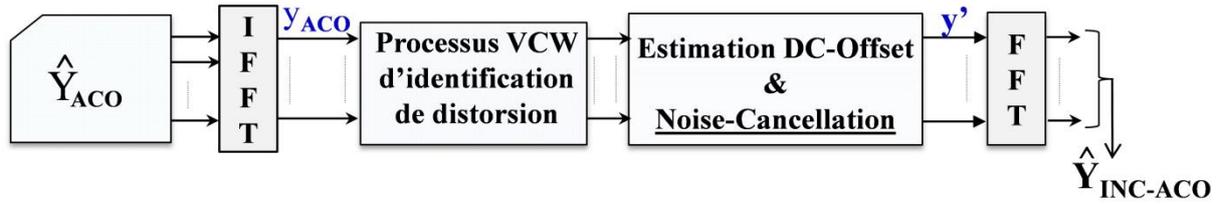


Figure 3.27 : Schéma de principe d'un démodulateur INC-ACO.

En fait, la technique INC-ACO vient pallier le problème de mauvaise détection des paires antisymétriques, pouvant survenir lors du processus de « Noise-Cancellation » à la démodulation NC-ACO. Pour ce faire, la technique utilise un algorithme dit : processus d'identification VCW (ou Virtual Clean Window), qui a pour but d'identifier les échantillons ayant été affectés par le bruit du canal ou par les variations de l'offset en DC traité en section 3.3.3. Suite au processus de clipping effectué à l'émetteur, le signal ACO-OFDM généré présente plusieurs zéros. A la réception, ces différents zéros (échantillons) représentent les points de localisation des distorsions dues au canal ou au bruit. L'ensemble de ces points définit le terme consacré « VCW ». En d'autres termes, la technique INC-ACO reprend la démodulation NC-ACO, en intégrant aussi l'impact de l'offset en DC et du bruit de transmission. Après égalisation des symboles reçus, le signal résultant  $\hat{Y}_{ACO}$  est ramené dans le domaine temporel via un bloc IFFT. C'est alors que débute le processus d'identification VCW, suivi de l'estimation du DC-offset puis du « Noise-Cancellation » pour finir. Toutes ces étapes de la démodulation sont détaillées mathématiquement en Annexe5. Le signal résultant, débarrassé de tout impact (d'offset en DC et bruit), est démodulé via une FFT avant restauration des données comme en ACO-OFDM. La Figure 3.28 présente pour un canal plat AWGN, les performances obtenues en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ , avec les techniques ACO-, NC-ACO et INC-ACO. D'après les résultats obtenus après implémentation sous MATLAB, on montre comme dans [225] que la technique INC-ACO présente des performances similaires à la technique NC-ACO. Quant à l'impact de l'offset en DC et du bruit sur les performances du système, il sera traité au prochain chapitre pour lequel un vrai canal optique est considéré. Comparée à la DC-ACO, cette technique réduit la complexité de calcul d'un bloc IFFT.

Dans la prochaine section, nous allons aborder une nouvelle alternative, d'implémentation de l'OFDM en systèmes IM/DD. Elle n'utilise aucune symétrie hermitienne, et permettra de réduire la complexité de calcul, donc l'énergie consommée (en Watts) au sein d'architectures IM/DD temps réel, utilisant des émetteurs/récepteurs à base de FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou DSP (Digital Signal Processors).

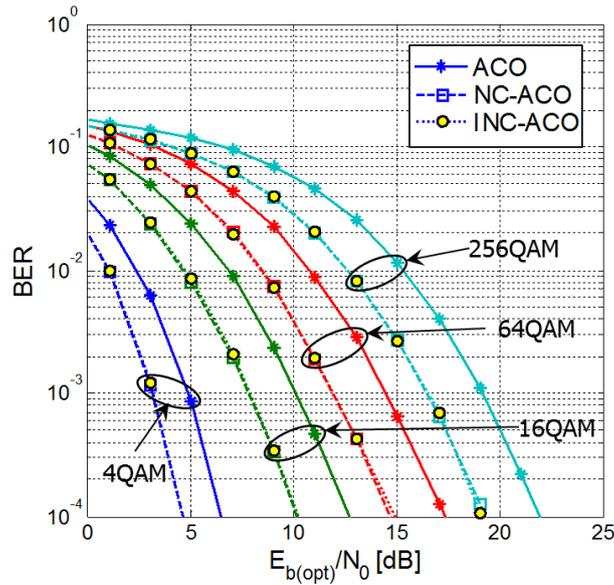


Figure 3.28 : Performances des techniques ACO, NC-ACO et INC-ACO dans un canal plat AWGN pour différentes QAM en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$ .

### 3.4 Nouvelle méthode d'implémentation OFDM en IM/DD

Nous présentons dans un premier temps, le principe de fonctionnement de cette alternative d'implémentation de l'OFDM ainsi que les résultats obtenus pour un canal plat AWGN avec la DCO et l'ACO-OFDM. Une comparaison sera faite avec l'approche conventionnelle utilisant la symétrie hermitienne. Pour finir cette section, nous proposerons une nouvelle technique améliorée pour l'ACO-OFDM, basée sur cette nouvelle approche ainsi que les résultats de simulation obtenus avec MATLAB en implémentant certaines des techniques dérivées étudiées, avec la nouvelle approche décrite ci-après.

#### 3.4.1 Approche « New OFDM » : Motivations et Principe de fonctionnement

##### 3.4.1.1 Motivations

Généralement, l'obtention d'un signal OFDM réel est sujette à une symétrie hermitienne des symboles à l'entrée du bloc IFFT utilisé (cf. Figure 2.25). Ceci signifie que pour transmettre  $N$  symboles utiles, il faut utiliser des blocs FFT/IFFT de taille  $2N$ . La complexité en termes de calcul des blocs FFT/IFFT peut devenir un challenge quand on réalise des débits de transmission de l'ordre du Gigabits/s. Dans un contexte PON, il est très intéressant de proposer des solutions économiques utilisant moins de ressources, comme celle réduisant la complexité du temps de calcul des systèmes de transmission. C'est pour cette raison, que de nombreuses solutions ont été proposées [213], [229]-[230]. La première consiste à utiliser une

transformée de Hartley (DHT : Discrete Hartley Transform) pour générer des signaux réels [229]. Et dans ce cas de figure, seules des constellations réelles telles que le BPSK et les PAM peuvent être employées. Une autre solution baptisée « Polar-OFDM (P-OFDM) » a été proposée dans [213]. Elle consiste à transmettre les symboles QAM que suivant les sous-porteuses paires générant ainsi, un signal pair symétrique où la moitié du signal complexe obtenu est répétée dans l'autre moitié. Grace à une transformation en coordonnées cartésiennes  $(r, \theta)$ , seule une moitié du signal est considérée pour la génération du signal dans le domaine temporel. Une technique plus récente [230], préalablement utilisée dans [218] a retenu notre attention, et sera abordée de façon plus approfondie dans cette thèse. Nous l'avons baptisé « New OFDM » pour plus de commodité. L'approche décrite dans [230] a été proposée pour un canal plat AWGN dans le cas d'une transmission ACO-OFDM.

### 3.4.1.2 Principe du New OFDM

L'inconvénient des méthodes OFDM optique présentées jusqu'ici repose sur l'utilisation de blocs IFFT/FFT à  $2N$  entrées pour la transmission de  $N$  symboles utiles. Ce qui fait que la moitié du spectre disponible est occupée par la symétrie hermitienne. Pour se dispenser de cette symétrie hermitienne tout en générant un signal réel, on peut utiliser l'approche New OFDM.

Dans cette nouvelle technique, on utilise simplement un bloc IFFT de taille  $N$  pour moduler  $N$  symboles utiles. Ceci résulte en un signal complexe dans le domaine temporel. La Figure 3.29 décrit le principe de fonctionnement sous forme d'illustrations.

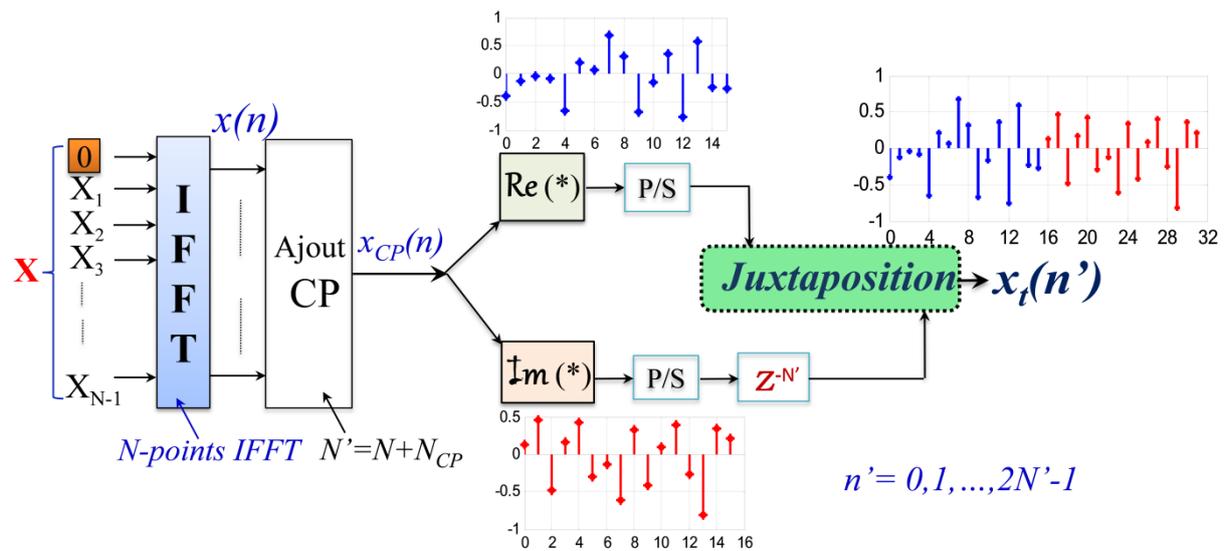


Figure 3.29 : Schéma de principe d'un modulateur New OFDM.

La sous-porteuse d'ordre zéro est affectée d'un zéro pour éviter tout décalage d'offset en composante continue. A la sortie du bloc IFFT, le signal discret complexe  $x_{CP}(n)$  obtenu après préfixe cyclique (CP), est réparti en ses deux composantes réelle  $x_R(n)$  et imaginaire  $x_I(n)$  de taille chacune  $N' = (N + N_{CP})$  telles que :  $x_{CP}(n) = x_R(n) + jx_I(n)$ . Ainsi, le signal  $x_t(n)$  émis, est obtenu en juxtaposant dans le domaine temporel, la partie réelle de  $x_{CP}(n)$  suivie de la composante imaginaire associée. Le préfixe cyclique (CP) exprimé en pourcentage d'échantillons est identique à celui considéré dans l'approche OFDM conventionnel. Ainsi, un même nombre total d'échnatillons est transmis, comme en approche OFDM conventionnel, garantissant une comparaison en termes de bande passante OFDM identique.

A la réception, après synchronisation parfaite des symboles reçus, chaque groupe de  $2N'$  échantillons est séparé en deux composantes différentes de tailles  $N'$  (cf. Figure 3.30). Les deux composantes sont ensuite combinées en signal complexe  $\hat{y}(k)$  suivant l'équation (109). Le préfixe cyclique est supprimé et les symboles reçus, démodulés tels qu'en OFDM conventionnel.

$$\hat{y}(k) = y(k) + j \cdot y(k + N'), \quad 0 \leq k < N' \tag{109}$$

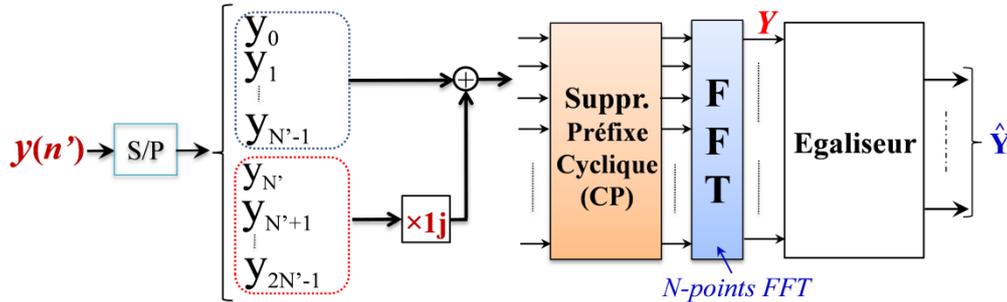


Figure 3.30 : Schéma de principe d'un démodulateur New OFDM.

### 3.4.1.3 Etude de PAPR

En pratique, pour des valeurs de  $(N' \geq 64)$ , le théorème de la limite centrale appliquée au signal complexe  $x_{CP}(n)$  permet d'affirmer que l'amplitude du signal  $x_{CP}(n)$  suit une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2 = E\{x_{CP}^2(n)\}$  [210]. Ainsi, les amplitudes des parties réelle et imaginaire de  $x_{CP}(n)$  peuvent être également modélisées par des gaussiennes, chacune de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2/2$ . De l'équation (110), on déduit que le signal transmis  $x_t(n')$  suit elle aussi une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_1^2 = \sigma^2/2$ . Une bonne comparaison en termes de PAPR suppose que l'on considère des blocs IFFT/FFT de taille N avec l'approche « New OFDM » pour

respectivement des blocs IFFT/FFT de taille  $2N$  avec l'OFDM conventionnel. En section 2.2.2.5, l'étude de la CCDF a permis de mieux caractériser le PAPR du signal OFDM étudié. Ainsi, l'analyse de la Figure 3.31 pour le cas DCO-OFDM, montre que les signaux générés avec l'une ou l'autre des deux approches OFDM, présentent des CCDF similaires.

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \frac{1}{2N'} \sum_{k'=0}^{2N'-1} |x_t(k')|^2 = \frac{1}{2} \left\{ \left( \frac{1}{N'} \sum_{k'=0}^{N'-1} [|x_t(k')|^2] \right) + \left( \frac{1}{N'} \sum_{k'=N'}^{2N'-1} [|x_t(k')|^2] \right) \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sigma^2}{2} + \frac{\sigma^2}{2} \right\} = \frac{\sigma^2}{2} \end{aligned} \quad (110)$$

Ceci peut être confirmé en visualisant la fonction densité de probabilité (PDF) du signal OFDM ou par une étude analytique comme fournie en Annexe 6. On remarque également dans les deux cas de figure (DCO et New DCO), que les signaux générés présentent des distributions gaussiennes quasi-identiques. En conclusion, la New OFDM permet d'utiliser des blocs IFFT/FFT de taille moitié de ceux utilisés en OFDM conventionnel, pour un PAPR identique.

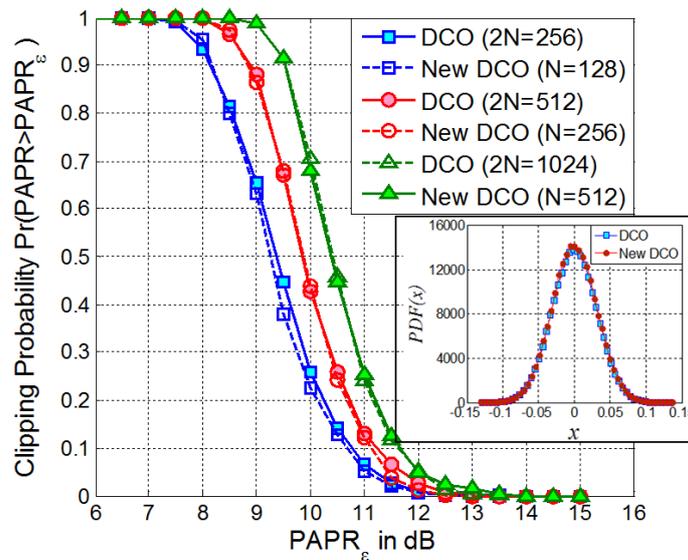


Figure 3.31 : Comparaison CCDF et PDF des signaux DCO-OFDM (DCO) et New DCO-OFDM (New DCO) pour différentes tailles de IFFT/FFT.

#### 3.4.1.4 Calcul de complexité du New OFDM et comparaison avec l'approche conventionnelle

Dans ce paragraphe, la complexité de calcul est représentée par le nombre total d'opérations composées de multiplications et d'additions de l'ensemble (modulateur + démodulateur). Par définition, les opérations de DFT (Discrete Fourier Transform) utilisées en OFDM sont calculées efficacement grâce à des algorithmes de FFT. Or, toute opération IFFT

ou FFT (IFFT/FFT) de taille  $2N$  nécessite approximativement  $4 \cdot (2N) \cdot \log_2(2N)$  opérations réelles (multiplications et additions comprises). Par conséquent, le nombre d'opérations réelles par seconde pour un modulateur conventionnel (DCO) serait de :

$$N_{ConvDCO}^{Tx} = 4 \cdot (2N) \cdot \frac{\log_2(2N)}{T_{OFDM}} \quad (111)$$

$$T_{OFDM} = 2N \cdot (1 + CP) \cdot T_S \quad (112)$$

avec  $CP$  le préfixe cyclique et  $T_S$  la durée symbole (M-QAM ou M-PSK) définie en fonction du temps binaire  $T_b$  par :  $T_S = T_b \cdot \log_2(M)$ . Le processus d'égalisation complexe à la réception, nécessite un certain nombre d'opérations complexes estimé à  $6 \cdot (N - 1)$  opérations réelles. En fait, une multiplication complexe est réalisée par 4 multiplications réelles et 2 additions réelles [120]. Pour la (DCO), seule la moitié des  $2N$  sous-porteuses est démodulée en réception à cause de la symétrie hermitienne. Par conséquent, le nombre total d'opérations réelles serait :

$$N_{ConvDCO}^{Rx} = \frac{[4 \cdot (2N) \cdot \log_2(2N) + 6 \cdot (N - 1)]}{T_{OFDM}} \quad (113)$$

De la même manière pour un (New DCO), chaque symbole OFDM transmis s'étale sur une période  $T'_{OFDM}$ , représentée par la juxtaposition temporelle de la partie réelle suivie de la partie imaginaire des symboles obtenus à la sortie du bloc IFFT de taille  $N$ .

$$T'_{OFDM} = 2 \cdot [N \cdot (1 + CP) \cdot T_S] \quad (114)$$

Etant donné que toutes les  $N$  sous-porteuses de la IFFT transportent de l'information, exceptée la sous-porteuse d'ordre 0, on a donc :

$$N_{NewDCO}^{Tx} = 4 \cdot (N) \cdot \frac{\log_2(N)}{T'_{OFDM}} \quad (115)$$

$$N_{NewDCO}^{Rx} = \frac{[4 \cdot (N) \cdot \log_2(N) + 6 \cdot (N - 1)]}{T'_{OFDM}} \quad (116)$$

En remplaçant l'équation (112) dans les équations (111) et (113), le nombre total de calculs réels par bit est donné par l'équation (117) pour l'émetteur (DCO) et l'équation (118) pour le récepteur :

$$O_{ConvDCO}^{Tx} = T_b \cdot N_{ConvDCO}^{Tx} = \frac{4 \cdot \log_2(2N)}{(1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (117)$$

$$O_{ConvDCO}^{Rx} = O_{ConvDCO}^{Tx} + \frac{3 \cdot (N - 1)}{N \cdot (1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (118)$$

De même, en remplaçant l'équation (114) dans les équations (115) et (116), le nombre total de calculs réels par bit pour l'émetteur et le récepteur (New DCO) est donné respectivement par :

$$O_{NewDCO}^{Tx} = T_b \cdot N_{NewDCO}^{Tx} = \frac{2 \cdot \log_2(N)}{(1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (119)$$

$$O_{NewDCO}^{Rx} = O_{NewDCO}^{Tx} + \frac{3 \cdot (N - 1)}{N \cdot (1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (120)$$

En combinant les équations (117)-(118) et (119)-(120), le nombre total ( $O^{Tx+Rx}$ ) d'opérations requises par bit, est donné par l'équation (121) pour la (DCO) conventionnelle et l'équation (122) pour la (New DCO).

$$O_{ConvDCO}^{Tx+Rx} = \frac{[8 \cdot (N) \cdot \log_2(2N) + 3 \cdot (N - 1)]}{N(1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (121)$$

$$O_{NewDCO}^{Tx+Rx} = \frac{[4 \cdot (N) \cdot \log_2(N) + 3 \cdot (N - 1)]}{N(1 + CP) \cdot \log_2(M)} \quad (122)$$

En admettant  $G(N)$  comme étant le gain en complexité de calcul lorsqu'on utilise la (New OFDM) en lieu et place de l'OFDM conventionnel, on obtient pour la modulation DCO-OFDM :

$$G(N) = \left\{ \left[ 1 - \left( \frac{[4 \cdot (N) \cdot \log_2(N) + 3 \cdot (N - 1)]}{[8 \cdot (N) \cdot \log_2(2N) + 3 \cdot (N - 1)]} \right) \right] \times 100 \right\} \% \quad (123)$$

La Figure 3.32 présente l'allure du gain  $G(N)$  pour différentes valeurs de  $N$ . Dans cette analyse,  $2N$  représente la taille du bloc FFT utilisé dans l'approche OFDM conventionnel.

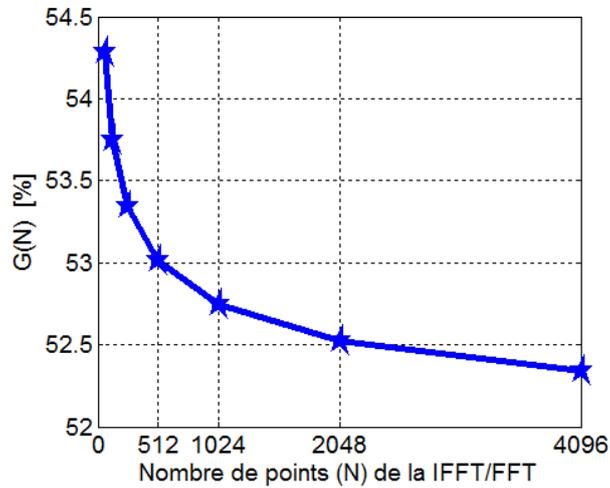


Figure 3.32 : Courbe  $G(N)$  fonction de  $N$ .

On observe donc que la courbe  $G(N)$  décroît légèrement en fonction de la croissance de  $N$ . Et pour  $N \geq 64$ , un gain en temps de calcul par bit maximal d'environ 54,3% peut être réalisé avec l'approche New OFDM en comparaison avec l'OFDM conventionnel.

3.4.1.5 Performances des techniques ACO et DCO dans un canal plat AWGN avec l'approche « New OFDM »  
« New OFDM »

Cette section présente les résultats obtenus dans un canal plat AWGN, en implémentant les techniques ACO et DCO avec l'approche « New OFDM ». Pour les différentes constellations QAM étudiées, on observe à la Figure 3.33 que l'approche « New OFDM » permet de réaliser des performances (BER) quasi-similaires à celles obtenues en OFDM conventionnel. Le PAPR étant le même avec les deux approches, l'obtention de performances similaires à celles de l'OFDM conventionnel, provient du fait que dans la transmission, toute distorsion du canal se trouve répartie sur deux blocs consécutifs en « New OFDM » au lieu d'un seul. Ceci implique donc au niveau récepteur, un SNR global identique à celui de l'OFDM conventionnel. En conclusion, l'approche « New OFDM » permet de réaliser des performances similaires à celles de l'OFDM conventionnel mais avec un temps de calcul réduit de moitié : donc diminution de la consommation d'énergie [231].

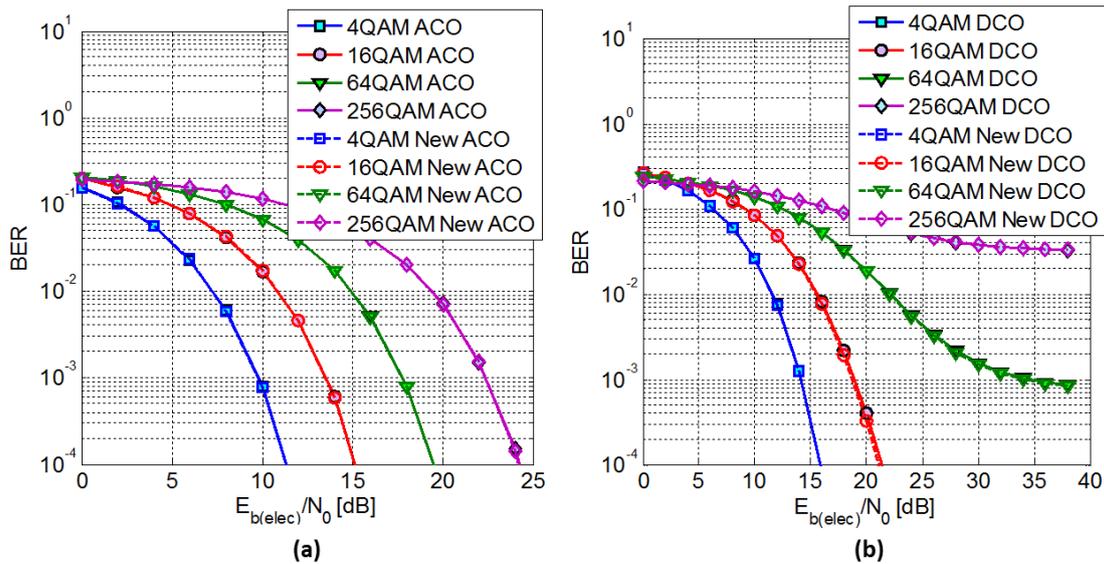


Figure 3.33 : Performances des techniques (ACO) et (New ACO), (DCO) et (New DCO) avec  $DC_{Bias}(dB) = 7dB$  en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$  pour différentes constellations QAM.

3.4.2 Proposition d'une nouvelle technique ACO-OFDM améliorée (New IACO)

Après avoir décrit l'approche « New OFDM », notre étude s'est portée sur la recherche de nouvelles méthodes permettant d'améliorer les techniques présentées en section 3.3. Nous avons donc étudié dans un premier temps, l'implémentation des techniques OFDM améliorées en utilisant la nouvelle approche pour enfin proposer une nouvelle technique ACO-OFDM baptisée : « New Improved ACO-OFDM ou New IACO ». Cette nouvelle technique combine l'ACO-OFDM avec un codage U-OFDM. La Figure 3.34 décrit bien l'émetteur New IACO

avec une illustration des signaux observés au niveau de chaque bloc. En fait, avec l'approche New OFDM de la Figure 3.29, les symboles à l'entrée du bloc IFFT sont modulés ACO-OFDM. Le signal  $x_{CP}(n)$  à la sortie de l'IFFT est complexe et ses composantes réelle et imaginaire sont séparées.

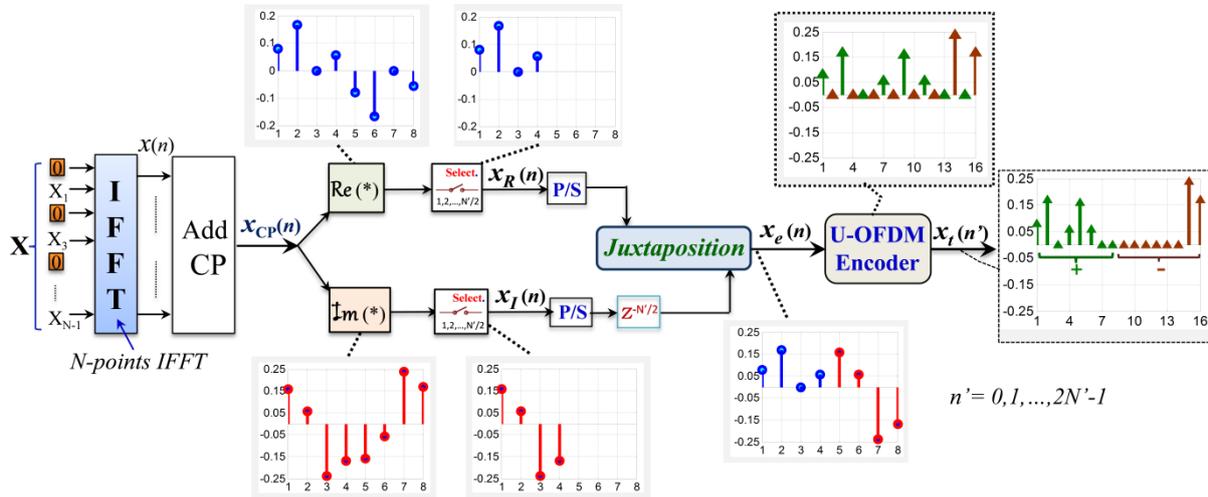


Figure 3.34 : Schéma de principe d'un modulateur (New IACO).

Le principe de l'approche New OFDM consiste à juxtaposer les parties réelle et imaginaire du signal complexe dans le temps pour générer un signal réel. Si on procédait ainsi, alors le signal réel obtenu s'étalerait sur un intervalle de temps, double du temps symbole complexe. En appliquant un codage U-OFDM, on doublerait encore le temps symbole résultant, ce qui induirait une réduction de l'efficacité spectrale (de moitié), en comparaison à l'ACO-OFDM. C'est pour cela, qu'au lieu de directement coder en U-OFDM, chaque première moitié des parties (réelle et imaginaire) de  $x_{CP}(n)$  est sélectionnée, puis juxtaposée dans le temps. Les autres moitiés ne sont pas considérées mais peuvent être restaurées grâce à la propriété d'antisymétrie du signal ACO-OFDM. Le signal unipolaire  $x_e(n)$  obtenu après juxtaposition dans le temps, des moitiés antisymétriques considérées, est ensuite codé U-OFDM (cf. Figure 3.14) comme illustré à la Figure 3.34.

A la réception, le signal reçu  $y_t(n')$  est d'abord décodé U-OFDM : ceci résulte en un signal  $y(n')$  qui est démodulé selon l'approche New OFDM. Au lieu de directement démoduler New OFDM (cf. Figure 3.35), chaque composante  $y(0:1:N' - 1)$  et  $y(N':1:2N' - 1)$  est dédoublée selon l'antisymétrie observée à l'émission puis le signal complexe obtenu est démodulé New ACO-OFDM.

La Figure 3.36 présente les résultats obtenus avec la technique New IACO en comparaison avec les techniques ACO-OFDM respectivement bipolaire (Bipolar ACO) et (ACO).

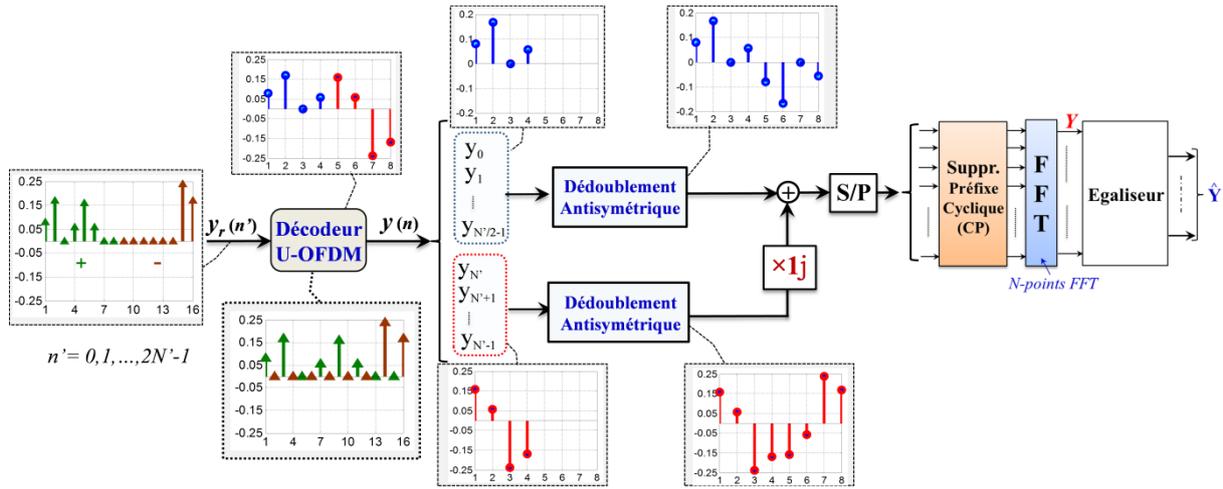


Figure 3.35 : Schéma de principe d'un démodulateur (New IACO).

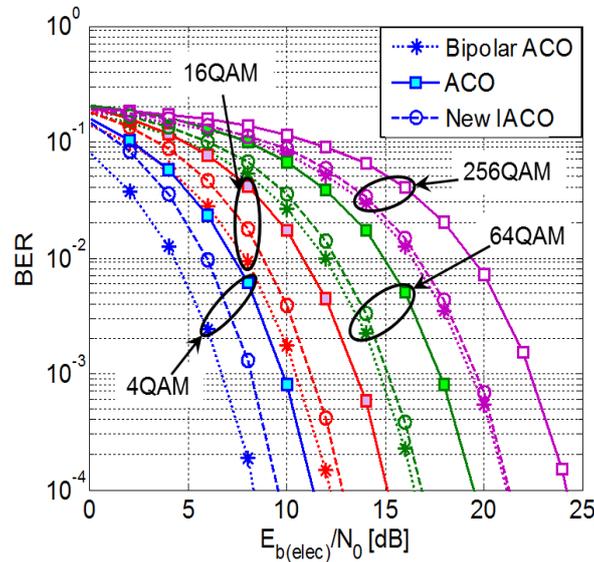


Figure 3.36 : Performances des techniques New IACO, ACO-bipolaire et ACO en fonction de  $E_{b(elec)}/N_0$ .

Pour précision, rappelons dans un premier temps, en quoi consiste la technique Bipolar ACO. Dans les systèmes radiofréquences, le signal émis ne nécessite aucune contrainte d'unipolarité. Ceci veut également dire pas de zéro-clipping, ni d'ajout de composante continue. En d'autres termes le signal reste bipolaire. De ce fait, la « Bipolar ACO » n'est rien d'autre que la technique ACO-OFDM implémentée sans forçage à zéro. On observe à la Figure 3.36, qu'il existe pour l'ensemble des QAM, une différence de 3dB entre la « Bipolar ACO » et la technique ACO pour un  $BER=10^{-3}$ . Ceci s'explique par le fait qu'en ACO, on est contraint de faire du zéro-clipping avant émission du signal. On observe globalement que grâce à la technique New IACO que nous proposons, cette différence est réduite, voire s'annule pour des constellations supérieures à 64QAM. En conclusion, grâce au codage U-

OFDM utilisé, le gain en SNR offert par la New IACO peut varier de 1.2dB pour une 4QAM à environ 3dB pour une 256QAM.

Par ailleurs, afin de montrer qu'il est possible d'adapter les techniques ACO-OFDM améliorées en utilisant l'approche New OFDM pour obtenir une liaison peu complexe, nous avons donc implémenté sous MATLAB, les techniques NC-ACO, INC-ACO, IACO et U-OFDM avec la nouvelle approche « New OFDM ». La Figure 3.37 présente les résultats obtenus pour un canal plat AGWN en fonction du rapport  $E_{b(opt)}/N_0$ , en comparaison avec la New ACO. On remarquera que les performances obtenues sont similaires à celles obtenues en techniques OFDM conventionnel (avec pour avantage, une complexité de calcul réduite de moitié). Il est aussi possible d'observer un gain d'environ 3 dB en puissance optique entre les courbes New N-C ACO, New INC ACO, New IACO et New U-OFDM et la New ACO.

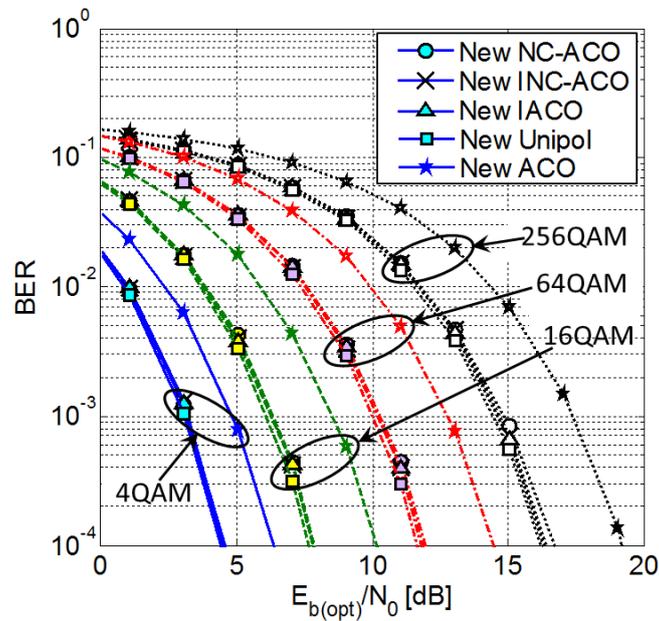


Figure 3.37 : Performances des techniques New ACO-OFDM et ses « dérivées » en fonction de  $E_{b(opt)}/N_0$  pour un canal plat AWGN.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons parlé des différentes architectures OFDM optiques. Une mention particulière a été faite pour l'architecture IM/DD car simple et moins coûteuse en termes de réalisation et de fonctionnement. L'ensemble des résultats reportés dans ce chapitre, ont été obtenus pour un canal plat AWGN. Les techniques OFDM souvent utilisées en IM/DD ont également été rappelées. Nous avons conclu pour une même constellation QAM, que l'ACO-OFDM est une alternative moins gourmande en puissance optique en comparaison avec la DCO-OFDM pour un débit réduit de moitié. Par contre, pour des constellations QAM

supérieures, la DCO-OFDM devient moins gourmande en puissance optique que l'ACO-OFDM. Les techniques dérivées de l'ACO et DCO telles que : l'U-OFDM, la DC-ACO, la NC-ACO ont montré une bonne démodulation en comparaison à l'ACO-OFDM. Elles offrent de très bonnes performances (BER) en comparaison avec la DCO-OFDM pour un gain en puissance d'environ 3dB par rapport à l'ACO-OFDM conventionnel. La technique U-OFDM tout comme la technique NC-ACO, peuvent parfois être moins performants suite à une mauvaise décision lors de la démodulation. Cette mauvaise démodulation peut être due à l'impact du bruit sur le signal, ou aux distorsions introduites par les variations de l'offset en DC. La DC-ACO reste une meilleure option en termes de démodulation améliorée. En comparaison avec l'U-OFDM ou la NC-ACO, elle offre non seulement un même gain en SNR d'environ 3dB et une robustesse contre l'offset en DC qui dégrade les performances. Son seul défaut (insuffisance) réside dans le fait qu'elle nécessite pour la démodulation, deux blocs IFFT et un bloc FFT additionnels. De même, il a été montré que l'utilisation conjointe des techniques NC-ACO et DC-ACO n'améliore en rien les performances du système. Cette étude permet donc d'éviter le recours à des systèmes complexes en temps de calcul et moins rentables. Quant à l'ADO-OFDM, elle paraît prometteuse mais nécessite beaucoup plus d'études approfondies. C'est une technique complexe qui réunit les avantages combinés de l'ACO et de la DCO, en améliorant l'efficacité spectrale et optique du système.

Nous avons abordé une autre alternative d'implémentation de l'OFDM (New OFDM) qui dispense de l'utilisation de la symétrie hermitienne. Avec la New OFDM, nous avons montré qu'il est possible de réaliser des performances similaires à l'OFDM conventionnel avec des blocs IFFT/FFT de taille moitié. Notre étude a montré que pour une taille  $N_{IFFT} \geq 64$ , un gain en temps de calcul par bit maximal d'environ 54,3% peut être réalisé avec la New OFDM en comparaison avec l'approche OFDM conventionnel. De plus, on montre que les deux approches OFDM présentent une même efficacité spectrale. D'autre part, la New OFDM pourrait être envisagée dans l'implémentation de l'ADO-OFDM par exemple. A long terme, elle pourra permettre de réaliser des systèmes bas coûts ou moins gourmands en énergie, tels que recherchés dans cette thèse pour les réseaux d'accès optiques dans les métropoles de pays en développement. Quant à la technique New IACO, elle permet également d'améliorer les performances (BER) de l'ACO pour atteindre celles des techniques NC-ACO et INC-ACO. Pour une meilleure lisibilité de l'ensemble des résultats marquants obtenus dans ce chapitre, nous les avons synthétisés dans le Tableau 3.1 dans lequel nous avons utilisés des symboliques expliquées ci-après :

<p><b>SH</b> : Pas de symétrie hermitienne ;</p> <p><b>SH</b> : Utilisation de la symétrie hermitienne ;</p> <p><b>ES</b> : Efficacité Spectrale</p> <p><b>ES<sub>opt</sub></b> : Efficacité Optique</p> <p><b>G</b> : Gain en SNR par rapport à l'ACO-OFDM ;</p> <p><b>N<sub>u</sub></b> : Nombre maximal de sous-porteuses portant l'information ;</p> <p><b>N<sub>IFFT</sub></b> : Nombre d'entrées des blocs IFFT/FFT ;</p> <p><b>NB<sub>IFFT</sub></b> : Nombre des blocs IFFT ;</p>	<p><b>NB<sub>FFT</sub></b> : Nombre des blocs FFT ;</p> <p><b>CC</b> : Complexité de Calcul;</p> <p><b>INCD-ACO</b>: Technique OFDM dite: "Improved Noise-Cancellation and Diversity-Combined ACO-OFDM". Elle combine les techniques INC-ACO et DC-ACO</p> <p><b>Conv</b> : méthode conventionnelle d'implémentation avec <b>SH</b></p> <p><b>New</b> : méthode d'implémentation sans <b>SH</b></p> <p><b>P<sub>Id</sub></b> : Performances identiques entre <b>Conv</b> et <b>New</b>;</p>
---	---

***N.B** : Si  $N_{IFFT}$  est le nombre d'entrées des blocs IFFT/FFT en **Conv OFDM**, alors la complexité de calcul est notée **CC**. Dans ce cas, en **New OFDM**, la complexité de calcul est réduite de moitié ( $CC/2$ ) puisque les blocs IFFT/FFT utilisés sont de taille  $N_{IFFT}/2$ .*

Dans le prochain chapitre, nous allons aborder la modélisation et l'implémentation des techniques étudiées dans un système de transmission plus réaliste avec des paramètres de composants optiques réels. Ceci permettra d'étudier dans un contexte PON, l'impact des composants utilisés ou du traitement du signal sur les performances systèmes.

Tableau 3.1 : Comparaison des techniques OFDM évaluées

Techniques OFDM		$N_u$	$N_{B_{IFFT}}$	$N_{B_{FFT}}$	Avantages	Insuffisances ou Inconvénients	Performances et complexité de calcul	
DCO	Conv	$\left(\frac{N_{IFFT}}{2} - 1\right)$	1	1	Bonne ES	Faible $ES_{opt}$	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2
ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	1	1	Bonne $ES_{opt}$ selon QAM	Faible ES	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2
ADO	Conv	$2 \times \left(\frac{N_{IFFT}}{4}\right)$	4	2	Bonnes ES et $ES_{opt}$	Complexité élevée		
Unipol	Conv	$\left(\frac{N_{IFFT}}{2} - 1\right)$	1	1	G~3 dB et meilleurs TEB que la DCO	Idem que ACO ; Transmission 2 × plus lente par symbole émis	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2
NC-ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	1	1	G~3 dB	Idem que ACO ; parfois mauvaise démodulation	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2
DC-ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	3	2	G~3 dB Meilleure démodulation	Idem que ACO ; Plus de complexité de calcul		
NCDC-ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	3	2	G~3 dB Meilleure démodulation	Idem que DC-ACO et NC-ACO ;		
INC-ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	2	2	G~3 dB Meilleure démodulation	Idem que DC-ACO avec un bloc IFFT en moins;	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2
INCDC-ACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	4	3	G~3 dB Meilleure démodulation	Idem que DC-ACO avec plus de complexité de calcul		
IACO	Conv	$N_{IFFT}/4$	1	1	G~3 dB	Idem que Unipol et NC-ACO ;	$P_{Id}$	CC
	New							CC/2



## **Chapitre 4 : Etude par simulation de l'OFDM dans une liaison PON IM/DD : Modélisation & Résultats**

Ce chapitre a pour but d'étudier les performances des techniques OFDM abordées précédemment pour le cas d'une transmission IM/DD PON. Dans un premier temps, nous allons présenter le modèle des composants constituant le canal de transmission simulé dans cette étude pour ensuite intégrer l'implémentation des différentes techniques OFDM abordées dans le chapitre 3. Ainsi, les résultats obtenus avec l'OFDM seront analysés et comparés en fonction du taux d'erreur binaire (ou bit error ratio : BER), de la puissance RF, de la puissance optique reçue/budget optique réalisé et de la distance de transmission. Dans ce contexte réaliste de transmission, nous validerons/invalidons les résultats obtenus au chapitre précédent (étude de cas d'un canal optique plat AWGN).

Tout le développement dans ce chapitre est basé sur des cosimulations entre MATLAB<sup>®</sup> et le logiciel VPItransmissionMaker (VPI) [232] de VPIphotonics<sup>™</sup>. L'outil VPIphotonics<sup>™</sup> représente l'un des environnements consacrés à l'automatisation de la conception photonique comprenant : la conception, l'analyse et l'optimisation des composants systèmes et réseaux de transmission. Ce logiciel est disponible au sein du laboratoire Xlim. Sa description et les questions liées à son utilisation ne sont pas abordés ici car ne représentant pas les principaux objectifs de ce travail. Pour de plus amples informations, le lecteur pourra s'intéresser aux références [232]-[233]. Les points relatifs aux liaisons simulées et les modélisations développées sont décrits ci-après. Par ailleurs, une étude est faite en intégrant la montée en débit dans la liaison PON IM/DD afin d'étudier les performances de l'AMOFDM avec les méthodes (LC) et (MET) traitées au chapitre 2.

### **4.1 Présentation du canal IM/DD simulé et modélisation**

La Figure 4.1 présente sous forme de blocs, la liaison fibrée IM/DD simulée dans cette thèse. En section 2.1.1, nous avons déjà décrit le rôle de chacun des blocs constituant la liaison.

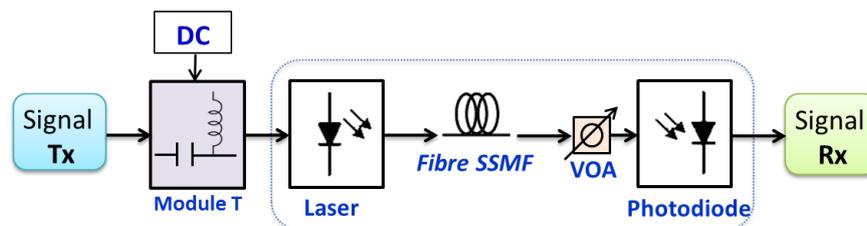


Figure 4.1 : Schéma de base de la liaison IM/DD simulée.

Pour rappel, les signaux Tx et Rx sont générés et traités avec MATLAB<sup>®</sup>. L'ensemble des composants opto-électroniques et de la fibre optique, constitue le canal optique qui est simulé dans le logiciel VPItransmissionMaker<sup>®</sup> de VPIphotonics<sup>TM</sup>. Le module T permet de polariser le signal Tx généré au point de fonctionnement optimal du laser. Ceci servira à adapter la puissance RF du signal pour une transmission optimale. Quant aux éléments optiques tels que l'émetteur, la fibre et le récepteur, nous reviendrons rapidement sur leur modélisation dans VPI. L'ensemble des bruits (réception : bruit quantique, bruit d'obscurité, bruit thermique...émission : RIN) et les effets non linéaires sont pris en compte dans les simulations. Le bloc VOA permet de faire varier la puissance optique reçue par la photodiode pour mener une étude en termes de budget optique (BO) comme dans en contexte NG-PON.

#### 4.1.1 Caractérisation et modélisation du l'émetteur optique

La source optique utilisée est un prototype laser DFB développé dans le cadre du projet collaboratif ANR auquel a participé Xlim en France. Il s'agit d'un laser analogique [234] de bande passante > 6 GHz, présentant une zone linéaire de fonctionnement entre 20 et 100mA [67]. La Figure 4.2 illustre la caractéristique  $P = f(I)$  obtenue expérimentalement, à température ambiante de 25°C [235]. Une saturation de la puissance de sortie est constatée pour des courants de polarisation au-delà de 100mA [80]. Pour des courants de polarisation supérieurs à 70 mA, le laser est capable de fournir des puissances optiques de plus de 10 mW.

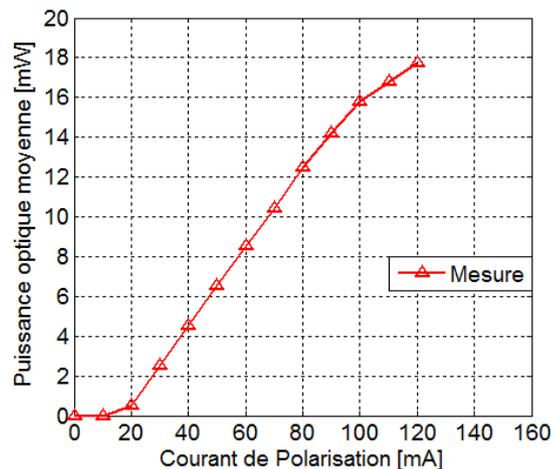


Figure 4.2 : Caractéristique  $P = f(I)$  mesurée sur le laser DFB [235].

Dans VPItransmissionMaker, le laser « LaserAnalogDSM » est le modèle de laser qui nous permet d'utiliser les paramètres dont nous disposons. Les autres modèles de lasers ne permettent pas de tenir compte des paramètres dits « datasheet » du laser. Ils reposent pour certains, sur la connaissance des paramètres physiques ou « données » de fabrication du laser,

ou pour d'autres, conçus que pour supporter un signal NRZ-OOK. Pour la modélisation du laser dans VPItransmissionMaker, nous nous sommes basés sur l'étude phénoménologique du composant [33] pour un rendu au plus près des mesures expérimentales. C'est ce modèle que nous considérons dans nos simulations systèmes, du fait de sa simplicité (assemblage de blocs déjà disponibles dans le logiciel système) alliée à un comportement très ressemblant à celui du composant réel. Le Tableau 4.1 présente les paramètres « datasheet » du laser, tel que modélisé dans VPI.

Tableau 4.1 : Paramètres du Laser DFB simulé.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1,553	$\mu m$
Largeur de raie	$\Delta\lambda$	1e6	Hz
RIN	RIN	-160	dB/Hz
Chirp Alpha	$\alpha_H$	2,8	-
Facteur de Chirp adiabatique	$\kappa$	10	GHz
Rendement du laser	SE	0.2	W/A
Transconductance du laser	G	1/50	A/V
Courant de seuil	$I_{th}$	20	mA
Courant de polarisation	$I_{bias}$	30 ~ 100	mA
Bande passante du laser	BW	3,8 ~ 17	GHz

Le modèle du laser est composé d'un certain nombre de blocs assumant des fonctions très spécifiques (cf. Figure 4.3). On peut noter par exemple, la présence de : laser à émission continue (CW), de modulateurs d'amplitude (AM) et (FM), de blocs réalisant la fonction de chirps transitoire et adiabatique du laser (cf. équation (3)), d'insertion de bruit gaussien. Pour améliorer ce modèle, nous avons développé des blocs supplémentaires pour implémenter la fonction de non-linéarité de saturation du laser et intégrer le filtre électrique pour sa bande passante. Ainsi, le bloc laser à émission continue (CW) émule un laser polarisé rectilignement de phase initiale nulle. La largeur de raie  $\Delta f$  (largeur de bande à mi-hauteur de l'amplitude maximale du spectre optique) est modélisée par un bruit blanc gaussien de variance  $2\pi\Delta f$  dont la réalisation  $\omega(t)$  module en fréquence la raie idéale du laser CW à la fréquence  $f_c$ . L'expression du champ en sortie du laser CW est donnée par :

$$E_{CW}(t) = \sqrt{P} e^{j2\pi f_c t} \left( e^{j \int_0^t \omega(\tau) d\tau} \right) \quad (124)$$

avec  $P$  la puissance moyenne optique émise par le laser CW. Le champ  $E_{CW}(t)$  est ensuite modulé en amplitude (AM) par le signal modulant  $d_{AM}(t)$  issu du driver électrique (détaillé plus loin).

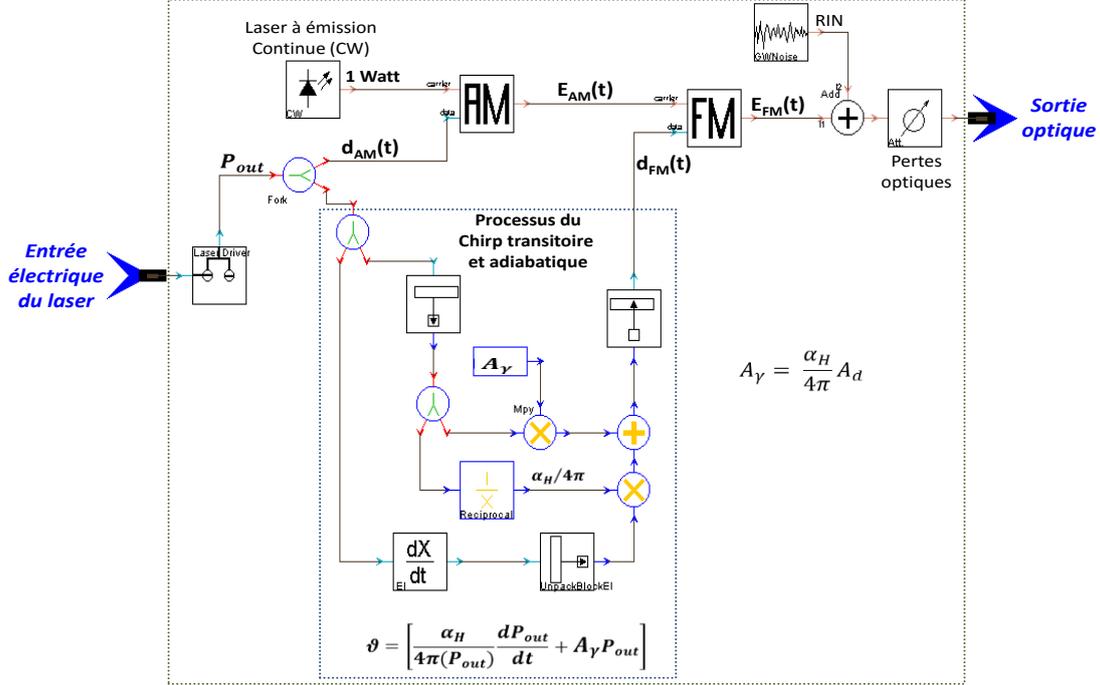


Figure 4.3 : Modèle phénoménologique du laser DFB avec VPI.

Le champ optique résultant de la modulation AM est donné par :

$$E_{AM}(t) = E_{CW}(t) \sqrt{(1 - m) + m \cdot d_{AM}(t)} \quad (125)$$

où  $m$  représente l'indice de modulation d'intensité du laser avec  $0 \leq d_{AM}(t) \leq 1$ . Le champ  $E_{AM}(t)$  subit une fonction de nonlinéarité avant d'être modulé en fréquence (FM) par le signal  $d_{FM}(t)$  provenant du processus de chirp (transitoire + adiabatique) du laser. Le champ optique final est donné par :

$$E_{FM}(t) = E_{AM}(t) \left( e^{j2\pi \int_0^t \Delta f_{pp}(d_{FM}(\tau) - 0.5) d\tau} \right) \quad (126)$$

où  $\Delta f_{pp}$  représente la déviation en fréquence pic-à-pic du modulateur FM et  $0 \leq d_{FM}(t) \leq 1$ . Dans notre modèle, les blocs de modulations AM et FM sont utilisés de manière idéale ( $m = 1$  et  $\Delta f_{pp} = 1 \text{ Hz}$ ).

Quant au driver du laser, il est prévu pour convertir le signal modulant  $v(t)$  en entrée du laser, en courant  $i(t) = G \cdot v(t)$  où  $G$  représente la transconductance du laser en  $(A/V)$ . Ainsi, la puissance optique en sortie du modulateur AM est exprimée par :

$$P_{AM}(t) = SE(I_{Bias} - I_{th} + i(t)) \quad (127)$$

avec  $P_{AM}(t) \geq 0$ ,  $SE$  le rendement de conversion du laser en  $(W/A)$  et  $I_{th}$ ,  $I_{Bias}$  respectivement les courants de seuil et de polarisation du laser exprimés en Ampère.

Un bloc de non-linéarité a été développé pour tenir compte de la chute du gain du laser, due à l'augmentation de la température aux forts courants de polarisation. Pour modéliser cette non-linéarité de la saturation du laser, le modèle de Rapp [236] a été considéré. Il est connu comme l'un des meilleurs modèles de non-linéarité utilisés pour décrire la saturation des amplificateurs de puissance. Ainsi, la fonction de transfert de la courbe de saturation présentée en termes de puissances d'entrée  $P_{AM}$  et de sortie  $P_S$ , est décrite par l'équation :

$$P_S = \frac{P_{AM}}{\left[1 + \left(\frac{P_{AM}}{P_{sat}}\right)^{2N_\gamma}\right]^{1/2N_\gamma}} \quad (128)$$

où  $N_\gamma \in \mathbb{N}^*$  est le paramètre décrivant la finesse de la courbe  $P_S = f(P_{AM}, N_\gamma)$  dans sa transition de la zone linéaire vers la zone de saturation.  $P_{sat}$  représente la puissance de saturation du laser. Pour compléter la modélisation de la puissance de sortie du laser en fonction du temps, le bruit blanc gaussien  $N_{RIN}(t)$  modélisant le RIN est ajouté en sortie du bloc non-linéaire ainsi que les pertes optiques linéaires  $P_{lin}$  dues à l'interfaçage avec la fibre. Ceci implique une puissance optique totale, égale à :

$$P_{laser}(t) = \frac{1}{P_{lin}}(P_S(t) + N_{RIN}(t)) \quad (129)$$

La densité spectrale de puissance  $DSP_N$  du bruit  $N_{RIN}(t)$  est définie entre  $-\frac{f_s}{2}$  et  $\frac{f_s}{2}$  par :

$$DSP_N = \frac{1}{2} \left( P_{mes} \cdot 10^{\frac{R_{rin}}{10}} \right) \quad (130)$$

$f_s$  représente la fréquence d'échantillonnage paramétrée dans le logiciel de simulation VPI, et  $R_{rin}$  la valeur du RIN en (dB/Hz), mesurée à la puissance  $P_{mes}$  en Watts.

Le comportement en fréquence du laser, est représenté d'une part, par la déviation en fréquence modélisée par l'équation (3) du processus de chirp du laser ainsi que le comportement sous forme de bande passante du laser modélisé par un filtre électrique d'ordre 4, type passe-bas de Bessel. Le Tableau 4.2 présente quelques valeurs de bandes passantes en fonction du courant de polarisation extraites lors de la caractérisation du laser DFB. Pour l'étude de la caractéristique  $P = f(I)$  du laser, deux cas de figure ont été traités : il s'agit de la forme du comportement statique du laser, qui est soit « linéaire » soit « non linéaire (fonction

de  $N_\gamma$ ) ». Dans le premier cas, le bloc non-linéaire présent dans le modèle du laser dans VPI est désactivé (cas linéaire).

Tableau 4.2 : Bande passante vs courant de polarisation du laser DFB [235].

Courant (mA)	30	40	50	60	70	80
Bande passante (GHz)	4,6	5,7	6,5	9	11	12,5

Et dans le deuxième cas, il est activé et permet de simuler la saturation du laser en fonction du paramètre  $N_\gamma$ . En comparaison avec la caractéristique mesurée, les courbes  $P = f(I)$  simulées de la Figure 4.4(a) présentent pour différentes valeurs de  $N_\gamma$ , une certaine non-linéarité dans leur zone de saturation. Plus  $N_\gamma$  augmente, plus les courbes non-linéaires présentent une pente qui tend vers celle de la courbe linéaire. On conclut d'après les résultats que la caractéristique  $P = f(I)$  correspondant à l'ordre  $N_\gamma = 3$ , approxime au mieux la courbe de mesure : c'est donc  $N_\gamma = 3$  qui sera retenue dans notre modèle de laser. Quant à la Figure 4.4(b), elle présente la réponse fréquentielle du laser pour certaines valeurs de courant de polarisation. L'analyse des résultats obtenus montre qu'à -3 dB de l'amplitude maximale, les fréquences de coupure correspondent bien à la bande passante du laser (cf. Tableau 4.2).

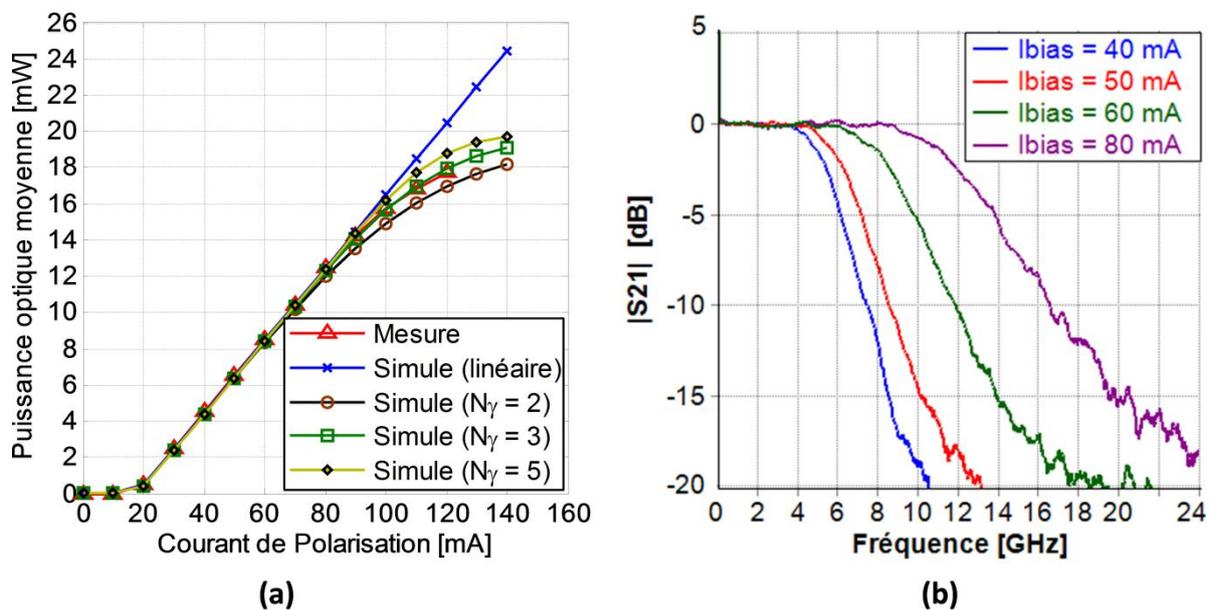


Figure 4.4 : (a) Caractéristiques  $P=f(I)$  du laser DFB étudié - (b) réponse fréquentielle en fonction du courant de polarisation ( $I_{bias}$ ).

En clair, c'est ce modèle phénoménologique du laser avec  $N_\gamma = 3$  que nous considérerons dans VPI pour nos prochaines simulations du laser DFB.

### 4.1.2 Caractérisation et modélisation du récepteur optique

Le récepteur optique utilisé dans cette thèse est un ensemble photodiode PIN couplée à un amplificateur transimpédance (TIA : Transimpédance amplifier) dont les paramètres sont présentés au Tableau 4.3.

La photodiode PIN est modélisée dans VPI par son courant de sortie  $i(t)$  défini :

$$i(t) = i_{ph}(t) + n_{sh}(t) + i_{th}(t) + i_d \quad (131)$$

où  $i_d$  représente le courant d'obscurité de la photodiode,  $n_{sh}(t)$  le bruit de grenaille qui se produit (cf équation (5)) quand le paramètre « ShotNoise » est activé dans la photodiode.  $i_{ph} = R_d \cdot P_{in}$  représente le photocourant généré après détection du signal lumineux de puissance  $P_{in}$ . Le courant  $i_{th}$  représente le bruit thermique associé au paramètre NEP (Noise equivalent power). Le module (TIA) est modélisé par un amplificateur électrique suivi d'un filtre électrique qui modélise la bande passante électrique du récepteur optique de type Bessel d'ordre 4. Ainsi, la tension de sortie du récepteur est égale au courant de sortie de la photodiode multiplié par le gain de transimpédance  $G_{TIA}$ .

Tableau 4.3 : Paramètres de la photodiode simulée.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1,553	$\mu m$
Bande passante	BW	12	GHz
Rendement	$R_d$	0,75	A/W
Transimpédance	$G_{TIA}$	1000	V/A
Courant d'obscurité	$I_d$	5	nA
Bruit thermique	NEP	33	$pW/\sqrt{Hz}$
Bruit de grenaille	ShotNoise	Activé	-

Quant au bruit de l'amplificateur, il est représenté par le paramètre NEP du module (PIN+TIA). La Figure 4.5 présente le schéma blocs du récepteur optique, tel qu'il est modélisé avec VPI. L'étude de la bande passante du récepteur optique a été réalisée pour une puissance d'entrée de -10 dBm. La réponse fréquentielle obtenue en sortie pour BW égal à 9 et 12 GHz est illustrée à la Figure 4.6.

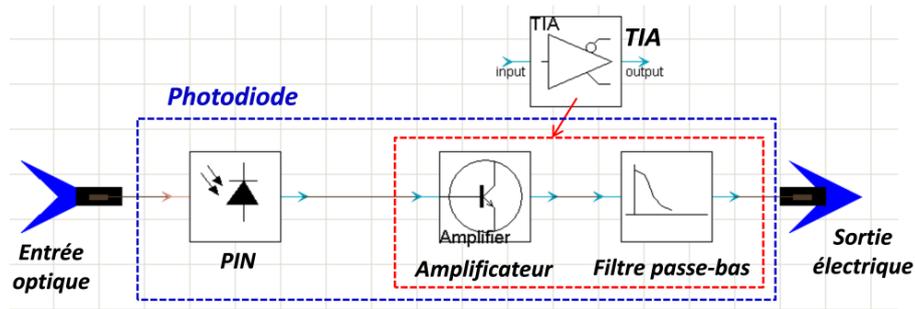


Figure 4.5 : Modèle VPI du récepteur optique (PIN+TIA).

On observera qu'à -3 dB, les fréquences de coupures obtenues reflètent bien les valeurs de bandes passantes (9 et 12 GHz) simulées.

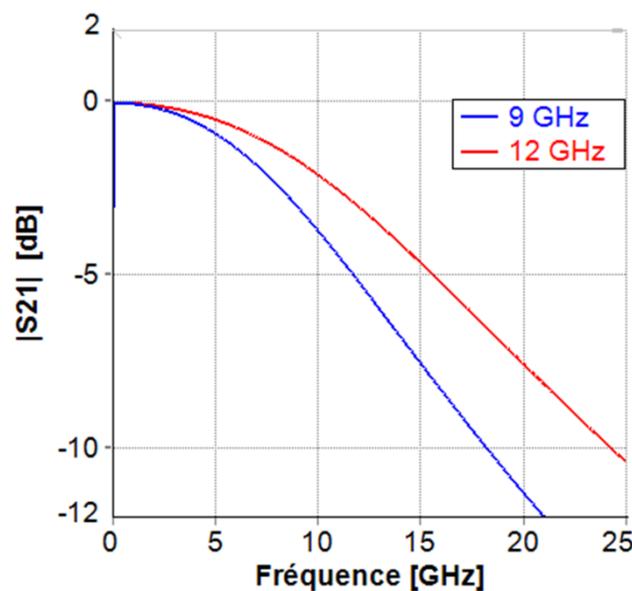


Figure 4.6 : Réponse fréquentielle du récepteur optique simulé pour deux valeurs de BW.

#### 4.1.3 Modélisation de la fibre optique

La fibre optique considérée dans cette étude est une fibre SSMF type G652 décrivant les phénomènes physiques étudiés en section 2.1.3, à savoir : l'atténuation de la fibre, sa dispersion chromatique ainsi que les effets non-linéaires FWM, SPM et XPM. Le modèle utilisé dans VPI pour modéliser la fibre SSMF est la méthode numérique « Split-Step Fourier » de résolution des équations aux différentielles de Schrödinger [63]. En analyse numérique, cette méthode est dite pseudo-spectrale. En d'autres termes, sa méthode de résolution se déroule en plusieurs étapes de résolutions d'équations linéaires d'une part, et non-linéaires d'autre part. Et pour revenir à la propagation dans la fibre, la méthode « Split-Step Fourier » permet de découper le traitement en deux étapes alternées. La première étape étudie le phénomène de dispersion de la fibre dans le domaine des fréquences, et la deuxième,

l'effet de non-linéarité dans le domaine temporel. Le Tableau 4.4 présente quelques paramètres de la fibre considérée.

Tableau 4.4 : Paramètres de la fibre optique simulée.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Longueur d'onde	$\lambda$	1,553	$\mu\text{m}$
Distance	L	0 ~ 100	km
Atténuation	$\alpha_a$	0,2	dB/km
Dispersion	D	17	$[\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})]$
Pente de dispersion	S	0,08e3	$\text{ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$
Coef. de non-linéarité	$\gamma_{nl}$	2,6e-20	$\text{m}^2/\text{W}$
Dispersion modale de polarisation	PMD	0,1	$\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$

#### 4.1.4 Réponse en fréquence du canal de transmission

Dans ce paragraphe, nous étudions avec VPI, le comportement en fréquence du canal optique de la Figure 4.7 en considérant les paramètres présentés aux différents tableaux (Tableau 4.1 à Tableau 4.4). La simulation comprend : une source d'impulsion électrique de puissance RF réglable via un atténuateur de puissance RF, le canal optique simulé puis un analyseur de spectre. Le signal RF module directement le laser DFB qui après la fibre est détecté par le module (PIN+TIA). L'analyseur de spectre permet de visualiser la réponse en sortie du canal optique.

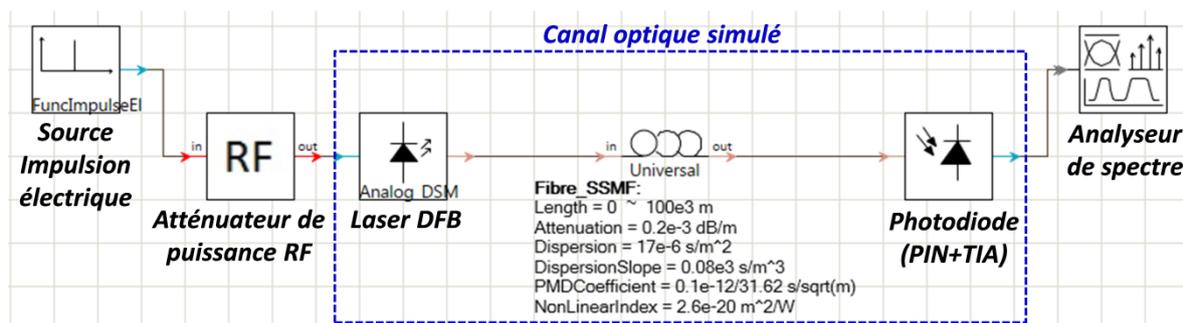


Figure 4.7: Schéma de simulation VPI du comportement fréquentiel du canal optique.

La réponse fréquentielle obtenue pour différentes longueurs de fibre avec  $I_{\text{bias}} = 70\text{mA}$ , est montrée à la Figure 4.8. On considère que lorsque la distance séparant l'émetteur du récepteur est nulle ou de quelques mètres de fibre, la configuration est dite « back-to-back (B2B) » optique. Dans ce cas, la réponse du canal optique se comporte comme un filtre passe-bas dont les limitations sont essentiellement dues à l'impact des composants émetteurs et/ou récepteurs

optiques. Mais dès que la distance de fibre augmente, on observe une succession de lobes et de creux induisant une réponse du canal dite à « sélectivité en fréquence » (cf. section 2.1.4). Cet état décrivant l'état chirpé du canal, est dû à l'impact conjugué du chirp du laser et de la dispersion chromatique de la fibre. En observant l'allure des réponses de la Figure 4.8, on remarque qu'elles présentent des lobes et des creux dont le nombre augmente en fonction de la distance de fibre pour un chirp constant.

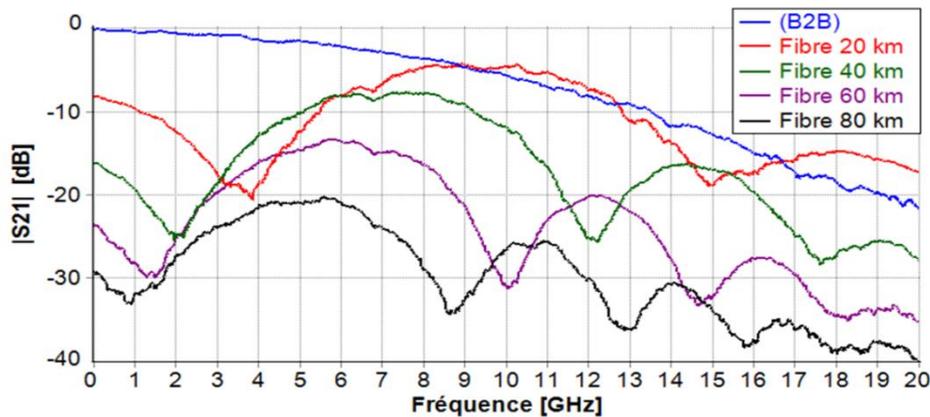


Figure 4.8: Réponse fréquentielle du canal IM/DD simulé pour différentes longueurs de fibre avec  $\alpha_H = 2.8$  pour  $I_{\text{bias}} = 70$  mA.

L'augmentation de la longueur de fibre implique une réduction de la fréquence de résonance du système de transmission, traduite par un resserrement des lobes de transmission, donc à l'apparition de plusieurs lobes et creux qui font du canal optique fibré, un canal sélectif en fréquence [237].

## 4.2 Validation des liaisons NRZ-OOK et OFDM

Avant de passer à l'étude des performances obtenues en implémentant les techniques OFDM du chapitre précédent, nous allons dans cette section, traiter des limitations observées avec la modulation NRZ-OOK à travers le canal optique fibré. Nous analyserons dans un premier temps, les performances obtenues en termes de puissance optique reçue, de débit et de distances de transmission. Ensuite, une comparaison avec l'OFDM sera menée en termes de budget optique et de produit (Débit×Distance) dans un contexte PON IM/DD. Rappelons que dès les débuts du PON, des distances d'au moins 20 km de fibre étaient requises avec un taux de partage d'au moins  $1 \times 32$  (budget optique minimal de 15 dB). Depuis 2010, la démarche vers le NG-PON exige un minimum de 60 km de portée avec un taux de partage d'au moins  $1 \times 64$ .

#### 4.2.1 Validation de la modulation NRZ-OOK

La Figure 4.9 présente le schéma type d'une liaison NRZ-OOK. Le module PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) est un générateur de données binaires de taille  $(2^{15} - 1)$ . Chaque séquence binaire est convertie en signal électrique via un codeur NRZ-OOK, puis transmis dans le canal optique. En sortie du canal, le bloc de récupération d'horloge suivi d'un étage de décision, permet de détecter la trame reçue et d'en estimer le nombre d'erreurs. Pour une modulation NRZ-OOK, le diagramme de l'œil est un critère qualitatif de performance tandis que le taux d'erreur binaire (BER) représente un critère quantitatif. Dans la littérature, la limite d'erreur tolérée avec l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs est la valeur BER cible =  $10^{-3}$ .

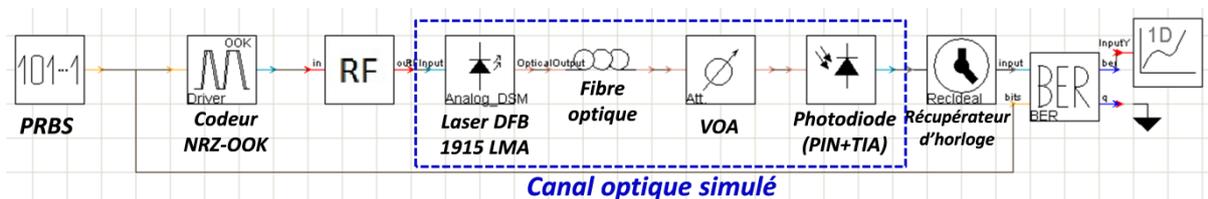


Figure 4.9: Schéma de simulation d'une liaison NRZ-OOK.

Dans cette étude, la puissance optique en sortie du laser est de 10 dBm. La longueur de fibre SSMF utilisée varie entre 0 km (B2B) et 80 km. La Figure 4.10(a) présente pour une liaison NRZ-OOK à 10 Gb/s, les résultats du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance optique reçue (POR) pour différentes distances de fibre. L'analyse des résultats obtenus montre d'une part, qu'avec un BER cible de  $10^{-3}$ , la puissance optique reçue (POR) est d'environ -10,9 dBm en (B2B) et -7,5 dBm à 20 km. Ceci correspond à un budget optique (BO) maximal de 21 dB en (B2B) et 17,5 dB à 20 km ; soit une pénalité de 3,5 dB. D'autre part, lorsque la distance de transmission augmente, le BER se dégrade très vite et il devient pratiquement impossible de garantir le BER cible au-delà de 20 km : c'est le cas par exemple, de la courbe correspondant à 40 km de longueur de fibre. Cette limitation de la distance à haut débit étant induite par la dispersion chromatique de la fibre, entre autres, nous le justifions grâce à la Figure 4.10(b) où le BER est présenté pour différents débits, en fonction de la distance à BO = 15 dB. Les résultats obtenus sont regroupés au Tableau 4.5. On remarque qu'en doublant le débit de 5 à 10 Gb/s, la distance de transmission décroît de (>80 km) à environ 22,4 km : soit une perte d'au moins 57 km, c'est-à-dire  $\frac{3}{4}$  de la distance initiale. Nous montrons ainsi qu'à 10 Gb/s avec un BER égal de  $10^{-3}$  et un BO = 15 dB, la liaison NRZ-OOK simulée permet d'atteindre une distance maximale de 22,4 km et que le budget optique réalisable à 20 km est de 17,5 dB. Ceci reste conforme aux indications du XG-PON (class

B+ : 13 ~ 28 dB) où le débit par longueur d'onde est de 10 Gb/s et la distance limitée à 20 km [238].

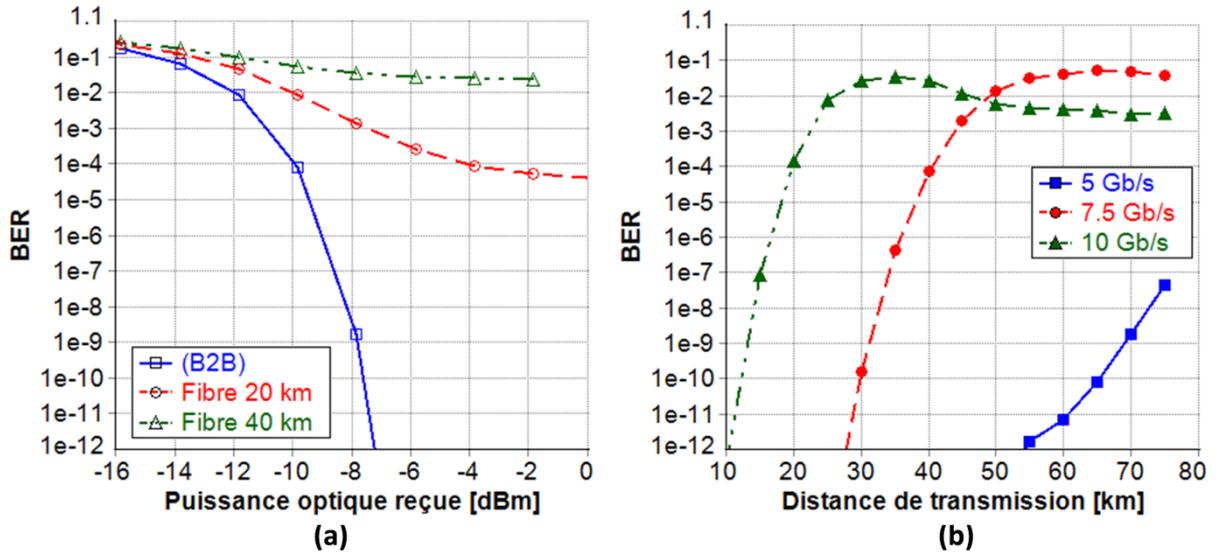


Figure 4.10 : (a) BER vs POR à 10 Gb/s pour différentes distances de fibre, (b) BER vs distance de transmission à BO = 15 dB pour différents débits de transmission.

Tableau 4.5 : BER vs Distance pour un BER cible =  $10^{-3}$ .

Débits (Gb/s)	Distances (km)
5	80
7,5	44
10	22,4

Le diagramme de l'œil de la Figure 4.11 permet également de mieux visualiser la dégradation observée en termes de débits sur la liaison NRZ-OOK simulée.

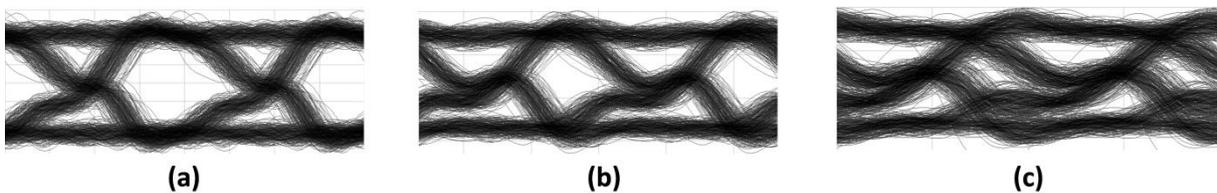


Figure 4.11: Diagrammes de l'œil obtenus pour 20 km et un débit de : (a) 5 Gb/s, (b) 7,5 Gb/s, (c) 10 Gb/s.

On observe que l'œil se ferme progressivement à 20 km pour des débits allant de 5 Gb/s à 7,5 Gb/s voire totalement à 10 Gb/s. Ces résultats mettent en évidence la limitation du NRZ-OOK à haut débit, due en partie à la dispersion chromatique de la fibre. Dans ce qui suit, nous introduisons l'OFDM par une étude comparative à débit identique de 10 Gb/s.

## 4.2.2 L'OFDM pour combattre la dispersion chromatique : OFDM vs NRZ-OOK

Dans ce paragraphe, avant de comparer les performances de l'OFDM à celles de la modulation NRZ-OOK, nous allons présenter la liaison OFDM simulée ainsi que la manière dont les symboles OFDM ont été implémentés.

### 4.2.2.1 Description de la liaison OFDM

La Figure 4.12 présente le schéma de simulation réalisé pour l'OFDM dans cette thèse. Le signal OFDM est implémenté avec MATLAB® à partir de 496 symboles OFDM répartis suivant plusieurs sous-porteuses d'un bloc IFFT. Le signal OFDM (Tx) généré est converti en signal analogique via un DAC de fréquence d'échantillonnage  $F_s$ . Le signal électrique résultant module le laser analogique avant d'être envoyé dans la fibre. A la réception, le signal optique est détecté par la photodiode (PIN+TIA) et reconverti en signal numérique grâce à un ADC. Les blocs de modulation et démodulation OFDM sont traités avec MATLAB®. Le canal optique (cf. section 4.1) est le même que précédemment. Pour la démodulation, la performance étudiée est le taux d'erreur binaire (BER) calculé via l'estimation du SNR comme à l'équation (32).

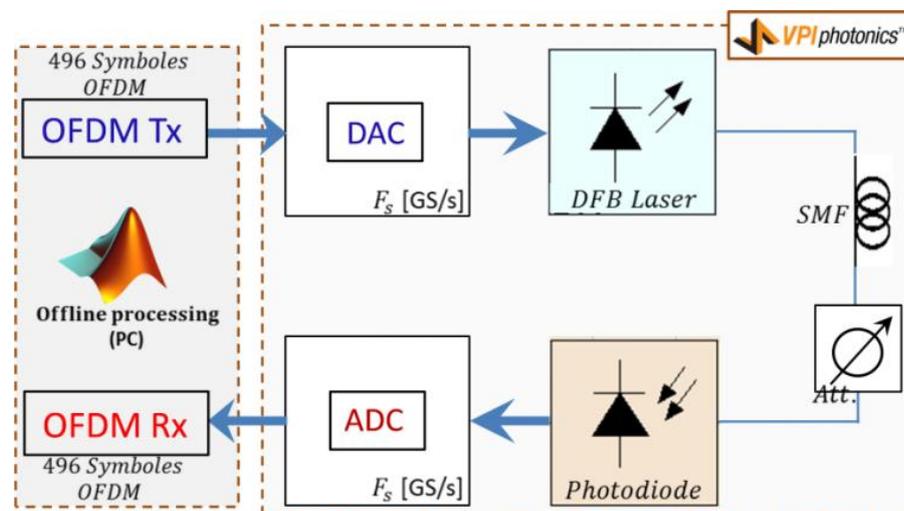


Figure 4.12 : Liaison OFDM sur fibre optique.

### 4.2.2.2 Méthode de génération des symboles OFDM pour la cosimulation

La génération du signal OFDM dans MATLAB pour sa cosimulation avec VPI a été élaborée comme suit :

- Chaque trame binaire est répartie en plusieurs sous-canaux parallèles, lesquels correspondent au nombre de sous-porteuses  $N_u$  utilisées. Dans l'approche OFDM

conventionnel utilisant la symétrie hermitienne,  $N_u$  est choisi tel que :  $N_u \leq N_{IFFT}/2 - 1$ .

Par contre, en New OFDM, il vérifie :  $N_u \leq N_{IFFT} - 1$ ;

- Chaque sous-trame binaire est codée en constellation M-QAM (de taille constante pour l'OFDM conventionnel ou variable pour l'OFDM adaptatif, M étant la taille de la QAM) ;
- Avec l'approche OFDM conventionnel, les sous-porteuses d'ordres 0 et  $N_{IFFT}/2$  sont inutilisées. Les sous-porteuses d'indices  $N_u + 1$  à  $N_{IFFT}/2 - 1$  sont fixées à zéro ainsi que leurs conjuguées (d'indices  $N_{IFFT}/2$  à  $N_{IFFT} - N_u$ ). Par ailleurs, dans l'approche New OFDM, seules les sous-porteuses d'indice 0 et d'indices  $N_u + 1$  à  $N_{IFFT}$  sont fixées à zéro;
- La modulation OFDM est réalisée via une transformée de Fourier inverse (IFFT) de taille  $N_{IFFT}$ . Un préfixe cyclique est inséré dans le domaine temporel, de manière à ce que le nombre total d'échantillons par symbole OFDM soit :  $N_{tot} = N_{IFFT} + N_{CP}$  ;
- Le symbole OFDM résultant est ensuite converti en signal analogique via un DAC de fréquence d'échantillonnage  $F_S$ . En fonction du nombre de sous-porteuses utiles  $N_u$ , la bande passante effective du signal OFDM est donnée par :  $BP = F_S \cdot N_u / N_{tot}$ . Quant au débit utile, il s'obtient en combinant les équations (51) et (54).

#### 4.2.2.3 Comparaison OFDM vs NRZ-OOK

Ce paragraphe a pour but d'analyser les résultats obtenus avec l'OFDM en termes de budget optique et de distance pour une comparaison à débit identique avec la modulation NRZ-OOK. Le signal OFDM simulé est généré via la technique DCO-OFDM et les paramètres utilisés, spécifiés au Tableau 4.6. La puissance en sortie du laser est de 10 dBm comme en NRZ-OOK. La Figure 4.13 présente d'une part, les résultats obtenus à 10 Gb/s en termes de puissance optique reçue (POR) pour 20 km de fibre et d'autre part, en fonction de la distance de transmission à BO = 15 dB. Le BER cible est fixé à  $10^{-3}$ . D'après le Tableau 4.7, nous montrons qu'à 10 Gb/s, l'OFDM permet de réaliser pour 20 km de fibre, un budget optique de 21,6 dB (équivalent à un taux de partage de :  $1 \times 64$  utilisateurs). Ceci représente un gain en puissance optique de 4,1 dB par rapport au NRZ-OOK.

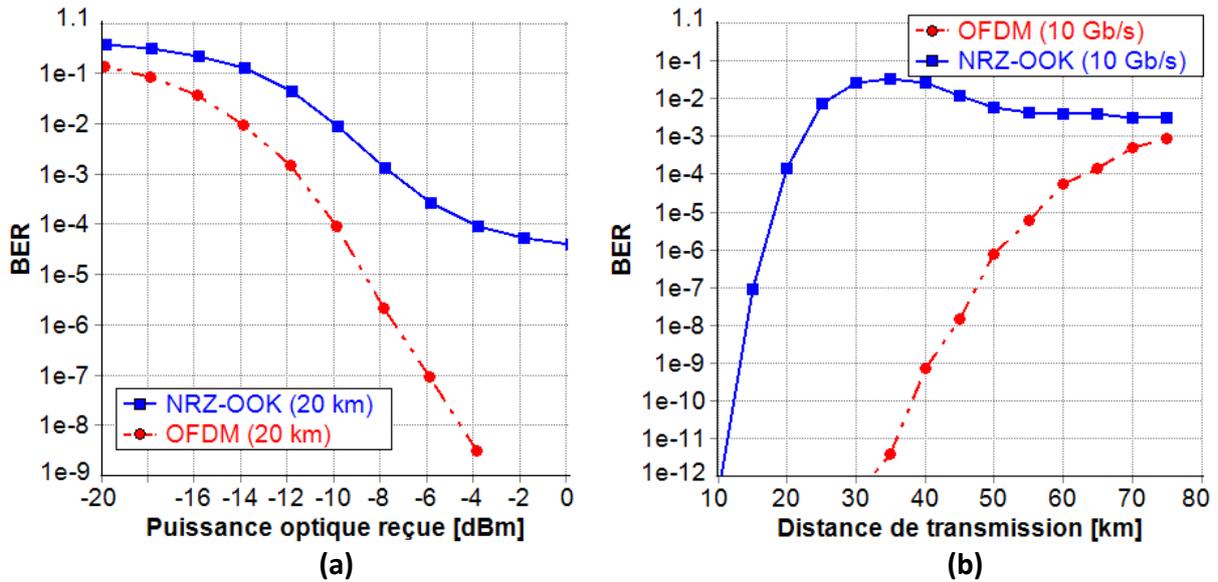


Figure 4.13 : Résultats OFDM vs NRZ-OOK à 10 Gb/s : (a) BER vs POR pour 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 15 dB.

Tableau 4.6 : Paramètres du signal OFDM.

Taille de la FFT/IFFT	$N_{IFFT} = 512$
Format de modulation	4QAM ( $b_k = 2$ )
Fréquence d'échantillonnage du DAC/ADC	$F_S = 10 \text{ GS/s}$
Taille du préfixe cyclique (échantillons)	$N_{CP} = 0$
Espacement entre sous-porteuses	$\Delta f = F_S / N_{IFFT} = 19,53 \text{ MHz}$
Nombre de sous-porteuses utiles	$N_u = 255$
Bande passante effective du signal OFDM	$BP = F_S \cdot N_u / N_{IFFT} = 5 \text{ GHz}$
Débit utile	$D = \sum_{k=1}^{N_u} b_k \cdot F_S / N_{IFFT} = 10 \text{ Gb/s}$

Tableau 4.7 : Performances à 10 Gb/s pour BER cible =  $10^{-3}$ .

	POR (dBm)	BO (dB)	L (km)
OFDM	-11,6	21,6	75
NRZ-OOK	-7,5	17,5	22,4
OFDM vs NRZ-OOK	$\Delta_{\text{POR(dBm)}} = 4,1 \text{ dB}$	$\Delta_{\text{BO(dB)}} = 4,1 \text{ dB}$	$\Delta_{\text{L(km)}} = 52,6 \text{ km}$

Nous montrons également que l'OFDM permet d'atteindre une distance de fibre d'environ 75 km à 10 Gb/s pour un BO = 15 dB : soit 52,6 km correspondant à plus du double de la distance atteinte par la modulation NRZ-OOK à débit identique.

De ce qui précède, l'OFDM démontre bien un très bon intérêt pour le PON car permet de réaliser des budgets optiques assez intéressants ( $BO \geq 21dB$ ) tout en étant robuste face à la dispersion chromatique de la fibre à haut débit. C'est pour cette raison, que nous proposons l'étude de l'OFDM-PON comme solution alternative pour le haut débit en systèmes IM/DD.

### **4.3 OFDM-PON en systèmes IM/DD : Simulations & Résultats**

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus avec la liaison OFDM-PON de la Figure 4.12, en implémentant les techniques OFDM présentées au chapitre 3. Les paramètres des composants constituant le canal optique restent inchangés par rapport aux précédentes études. Pour rester dans un contexte PON, le budget optique attendu doit être au moins égal à 21 dB : ceci permettra de coupler 64 utilisateurs au réseau OFDM-PON simulé. Le signal OFDM est généré avec MATLAB selon les techniques d'implémentation précédemment décrites (en chapitre 3) puis converti en signal analogique via un DAC de fréquence  $F_S = 12GS/s$  et de résolution 8 bits. Les autres paramètres du signal OFDM (nombre de sous-porteuses utiles, nombre d'entrées de l'IFFT/FFT, taille du préfixe cyclique, bande passante du signal OFDM), seront rappelés si nécessaires.

#### **4.3.1 Performances des techniques DCO- et ACO-OFDM en systèmes PON IM/DD**

La Figure 4.14 présente des exemples de signal ACO et DCO-OFDM tels qu'ils ont été implémentés avec MATLAB.

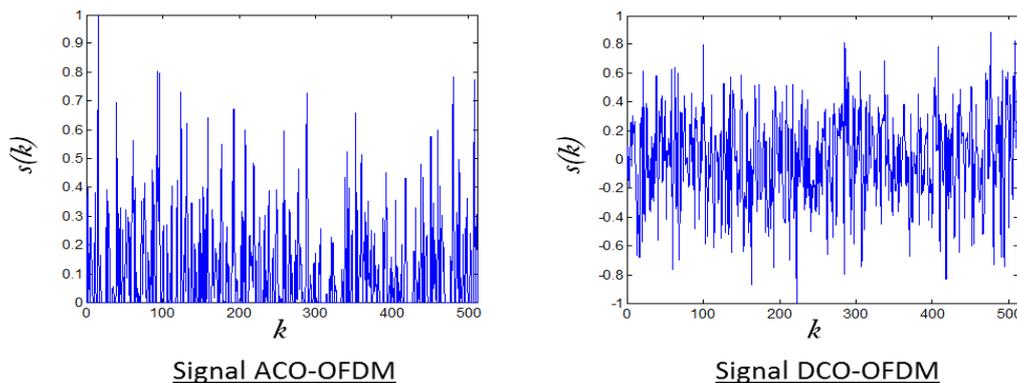


Figure 4.14 : Signal ACO-OFDM et DCO-OFDM générés avec MATLAB.

Le signal (ACO unipolaire et DCO bipolaire) module le laser autour d'une composante continue (correspondant au courant de polarisation du laser). Le Tableau 4.8 présente les paramètres OFDM utilisés.

Tableau 4.8 : Paramètres du signal OFDM simulé.

<b>Signal OFDM</b>	<b>DCO</b>	<b>ACO</b>
Format de Modulation	4/16QAM	4/16QAM
Taille de la FFT/IFFT ( $N_{IFFT}$ )	512	512
Fréquence d'échantillonnage du DAC/ADC ( $F_S$ )	12 GS/s	12 GS/s
Taille du préfixe cyclique ( $N_{CP}$ )	8	8
Espacement entre sous-porteuses ( $\Delta f = F_S/N_{IFFT}$ )	23,4 MHz	23,4 MHz
Nombre de sous-porteuses utiles ( $N_u$ )	255	128
Bande passante du signal OFDM	6 GHz	6 GHz
Débit utile pour $b_k = 2 : (D = \sum_{k=1}^{N_u} b_k \cdot F_S/N_{tot})$	11,8 Gb/s	5,9 Gb/s

#### 4.3.1.1 Impact du courant de polarisation et de la puissance RF du signal OFDM

La Figure 4.15 présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'on fait varier la puissance RF du signal OFDM et le courant de polarisation du laser, dans le cas d'une liaison OFDM de 20 km de fibre avec un BO = 21 dB. Cette étude vise à déterminer la puissance RF, nécessaire pour un courant  $I_{bias}$  donné, permettant d'éviter/de minimiser toute distorsion du signal qui pénaliserait les performances du système. On remarque que pour l'ACO-OFDM (Figure 4.15(a)) respectivement DCO-OFDM (Figure 4.15(c)) que le BER est meilleur à  $I_{bias} = 50 \text{ mA}$  respectivement  $I_{bias} = 60 \text{ mA}$ . En ces courants de polarisation, lorsqu'on fait varier la puissance RF du signal OFDM, on obtient les résultats de Figure 4.15(b) et Figure 4.15(d). L'analyse de ces deux figures montre une courbe qui présente une allure en « V » justifiant de l'amélioration du BER due à l'augmentation de la puissance RF dans la zone linéaire de fonctionnement du laser jusqu'à sa dégradation dans la zone de saturation. On observe le même comportement du BER quand on fait varier à puissance RF fixe, le courant de polarisation du laser. Dans ce cas, la dégradation des performances est due à l'impact des effets du clipping (aux faibles courants) ou de la saturation (aux forts courants) du laser. De cette étude, nous retiendrons que pour une distance de 20 km avec un BO = 21 dB, il faudrait dimensionner ( $I_{bias} = 50 \text{ mA}, P_{RF} = 12 \text{ dBm}$ ) pour l'ACO-OFDM et ( $I_{bias} = 60 \text{ mA}, P_{RF} = 11 \text{ dBm}$ ) pour la DCO pour avoir le BER optimal. Par conséquent, ce sont ces données que nous utiliserons par la suite pour étudier les performances de l'ACO et la DCO.

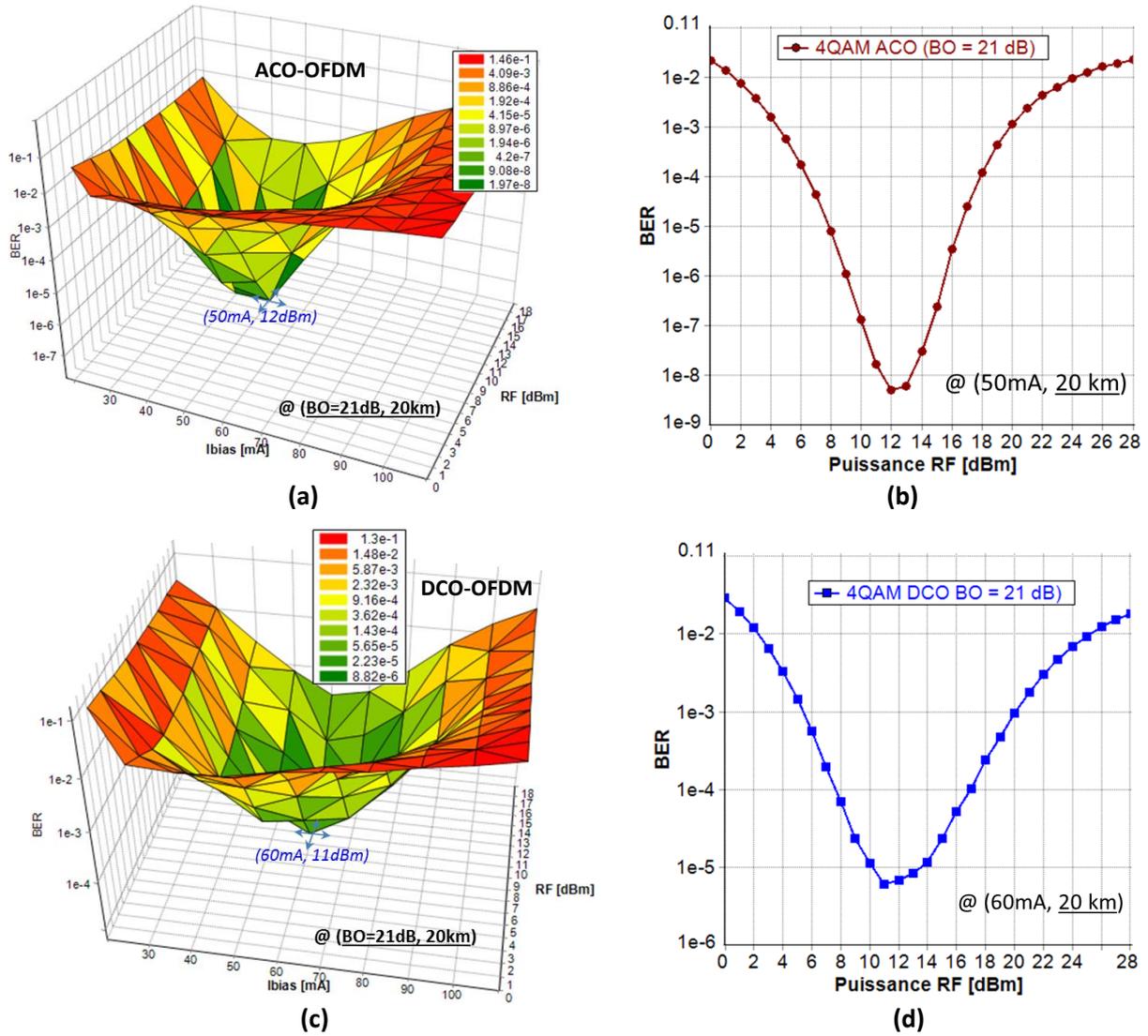


Figure 4.15 : Performances obtenues à 20 km pour BO = 21 dB : (a) BER fonction de la puissance RF (signal ACO) et de  $I_{bias}$ , (b) BER fonction de la puissance RF (signal ACO) pour  $I_{bias} = 50 mA$ , (c) BER vs puissance RF (signal DCO) et de  $I_{bias}$  (d) BER vs puissance RF (signal DCO) pour  $I_{bias} = 60 mA$ .

#### 4.3.1.2 Performances en termes de budget optique et distance pour l'ACO et la DCO-OFDM

La Figure 4.16(a) présente les résultats obtenus à 20 km avec les techniques DCO et ACO pour différents formats de modulation QAM à puissances optiques émises identiques. Le BER se dégrade avec l'affaiblissement de la puissance optique reçue (POR) et ce, plus rapidement en 16QAM qu'en 4QAM pour chacune des deux techniques étudiées. Cela se justifie par le fait qu'à faibles POR, le bruit du récepteur domine la transmission, dégradant le SNR, donc le BER. Et plus on transmet de bits (16QAM) plus la transmission est mauvaise. Par ailleurs, pour comparer les deux techniques (ACO et DCO), il est important de noter qu'à

bande passante et débit utile identiques, une 4QAM DCO est comparable à une 16QAM ACO.

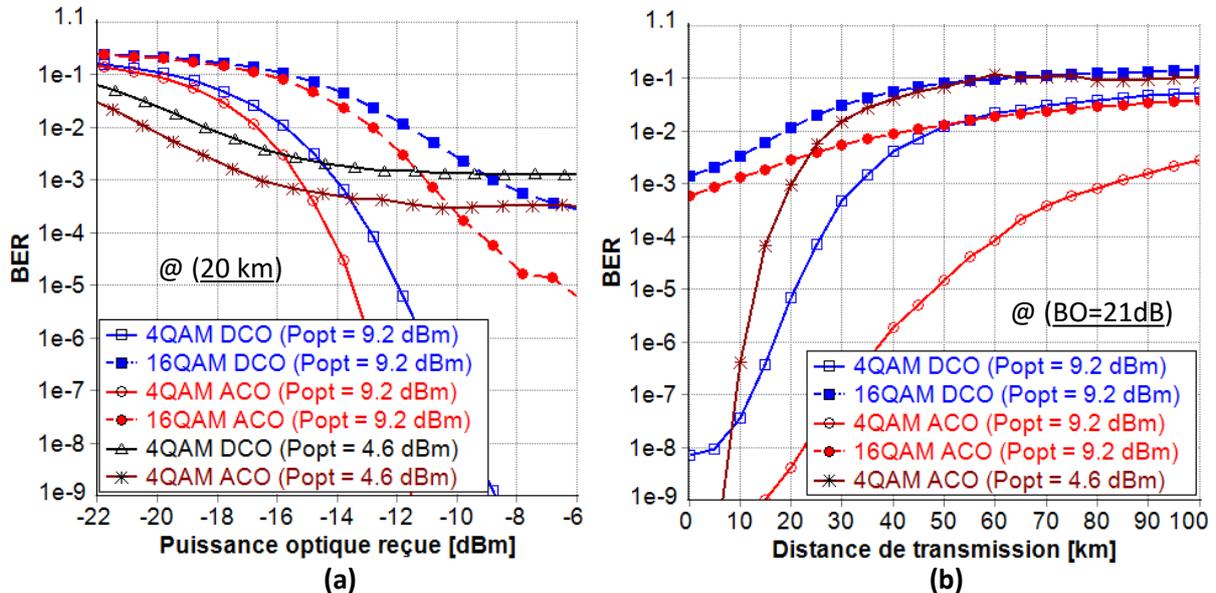


Figure 4.16 : BER vs POR pour différents formats de modulation QAM en ACO et DCO.

A constellations identiques, la technique ACO présente de meilleurs BER en comparaison avec la DCO pour un débit réduit de moitié. A débit égal, la DCO est meilleure que l'ACO et pour une puissance d'émission de 9,2 dBm, on observe une pénalité en puissance de l'ACO par rapport à la DCO de 3,1 dB. Cette pénalité est due au fait que la moitié de la puissance est répartie dans les sous-porteuses ne transportant aucune transmission de données (source de bruit). Le Tableau 4.9 présente les valeurs de POR obtenues à 20 km pour un BER =  $10^{-3}$ .

Tableau 4.9 : POR obtenues à 20 km pour un BER =  $10^{-3}$ .

Type OFDM	Popt = 9,2 dBm		Popt = 4,6 dBm	
	DCO	ACO	DCO	ACO
4QAM	-14,1	-15,2	NA	-16,5
16QAM	-8,7	-11		

NA : Non atteint (Aucune valeur n'est identifiée pour le cas concerné).

Ceci permet de montrer qu'avec une puissance optique de 9,2 dBm, il est possible à 20 km, de réaliser une liaison DCO-OFDM à 11,8 Gb/s avec un BO = 23,3 dB pour un BO = 20,2 dB en technique ACO à débit identique. Par contre, en réduisant la puissance émise de moitié, le BER cible n'est plus garanti à 20 km pour la DCO, alors qu'en ACO, une liaison de 5,9 Gb/s est toujours possible même avec un BO = 21,1 dB.

La Figure 4.16(b) présente les performances en termes de distance réalisable pour chacune des deux techniques avec un  $BO = 21$  dB. En plus des observations faites précédemment, on montre qu'il est possible avec cette valeur de BO et une  $P_{opt} = 9,2$  dBm, d'effectuer une liaison DCO de 11,8 Gb/s sur environ 33,3 km. Par contre à débit moitié (même M-QAM) et puissance identique, on peut toujours réaliser 2,5 fois cette distance (~85 km) avec l'ACO. Si on diminue la puissance optique de moitié pour l'ACO (même M-QAM), on atteint 20 km.

Cette étude permet d'affirmer qu'à débit identique, c'est la technique DCO qui est plus intéressante à implémenter car plus performante que l'ACO. Par contre, à constellation identique (M-QAM), c'est la technique ACO qui présente l'avantage d'être plus performante avec un débit moitié de la DCO. Dans ces conditions, elle présente également l'avantage d'être efficace en puissance optique.

### **4.3.2 Etude des techniques ACO améliorées**

#### *4.3.2.1 Analyse des performances des techniques ACO basées sur le « Noise-Cancellation »*

La Figure 4.17 présente les résultats obtenus en implémentant les techniques NC-ACO et INC-ACO dans la liaison optique simulée. Une modification a été apportée en technique NC-ACO théorique pour laquelle le BER s'est avéré mauvais en présence d'un canal optique réaliste (cf. Figure 4.17). Pour l'améliorer, nous avons revu le principe de base (cf section 3.3.2.1). Pour chaque paire d'échantillons détectée à la réception, au lieu de forcer à zéro l'échantillon le plus faible (supposé avoir subi l'impact du bruit de transmission), nous proposons l'algorithme ci-après. En comparant l'amplitude des échantillons de la paire reçue :

- l'échantillon le plus faible reçoit la valeur absolue de la différence d'amplitudes précédée du signe '-' au lieu d'être forcé à zéro (reste négatif);
- l'échantillon de plus grande amplitude de la paire reçoit la valeur absolue de la différence (donc reste positif) ;

De cette manière, le signal reconstitué présente une forme bipolaire comme à la génération du signal ACO avant le clipping. On peut voir à la Figure 4.17(a) en B2B, une amélioration du BER d'au moins une décade par rapport à l'ancien algorithme (théorique). Une comparaison avec les techniques NCDC-ACO et INC-ACO montre également d'une part, qu'en combinant la technique NC-ACO au DC-ACO (NCDC-ACO) avec la méthode proposée, on obtient aucun gain en performance par rapport au NC-ACO. D'autre part, nous montrons grâce aux résultats de la Figure 4.17(b) que la technique ACO présente de meilleurs

BER en regard de la POR, par rapport aux techniques NC-ACO et NCDC-ACO. Cette performance peut être encore améliorée avec la technique INC-ACO. C'est le cas par exemple à  $BER = 10^{-3}$ , la technique INC-ACO présente un gain en puissance d'environ 0,7 dB par rapport à l'ACO à 20 km. Par conséquent, on conclut que la technique du Noise-Cancellation n'est pas efficace dans un canal optique sans considération de l'estimation du bruit comme en technique INC-ACO. Fort des résultats de la technique INC-ACO par rapport à l'ACO, il serait intéressant d'approfondir ses performances au sein du canal optique sur fibre.

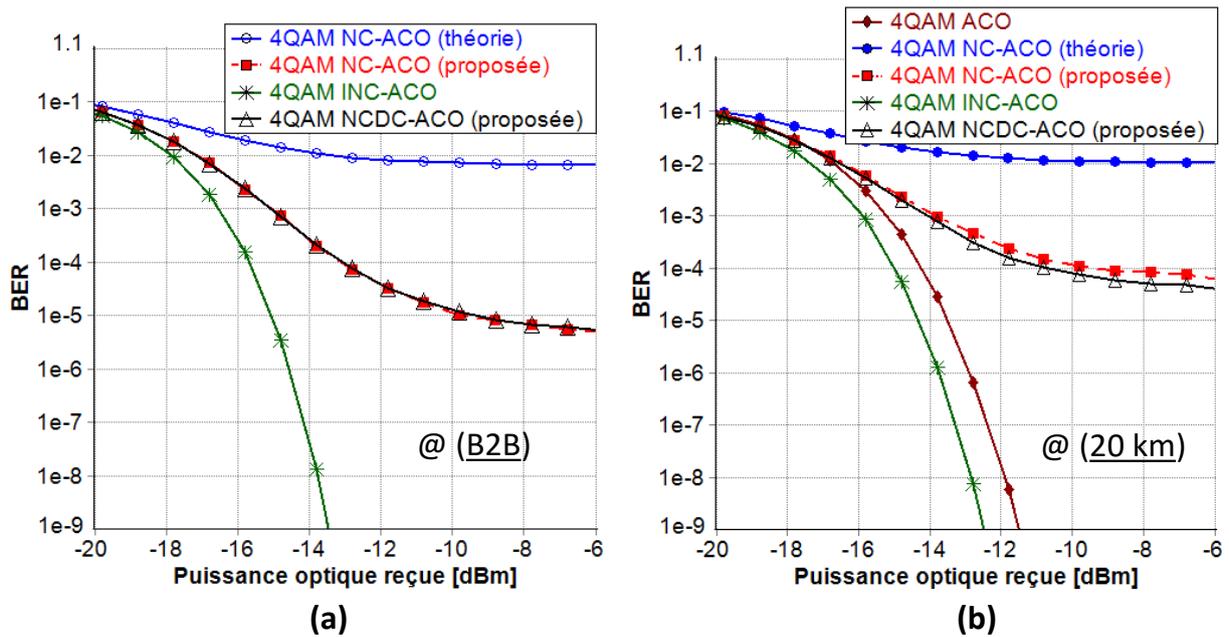


Figure 4.17 : Etude du BER fonction de POR des techniques ACO, NC-ACO et INC-ACO OFDM en configurations (B2B) et 20 km.

Dans ce qui suit, nous évaluerons les performances de la technique DC-ACO au sein du canal optique. Nous savons que la technique de diversité combinée peut être améliorée grâce au choix d'un coefficient de poids optimal  $\alpha$  dénommé « *Weighting Factor* ».

#### 4.3.2.2 Impact du Weigthing factor sur la DC-ACO

La Figure 4.18 présente l'allure du BER en fonction de  $\alpha$  pour différents formats de modulation QAM. On remarque dans chaque cas étudié que le BER présente un point optimal à la valeur  $\alpha = 0,5$  conforme à la valeur annoncée en théorie dans la littérature [222]. L'analyse de ces résultats permet d'affirmer que la variation de  $\alpha$  de 0 à 0,5 permet d'obtenir une performance constructive du BER et destructive lorsque  $\alpha > 0,5$ . Ainsi pour l'étude de la technique DC-ACO dans le canal optique, nous allons considérer la valeur  $\alpha = 0,5$ .

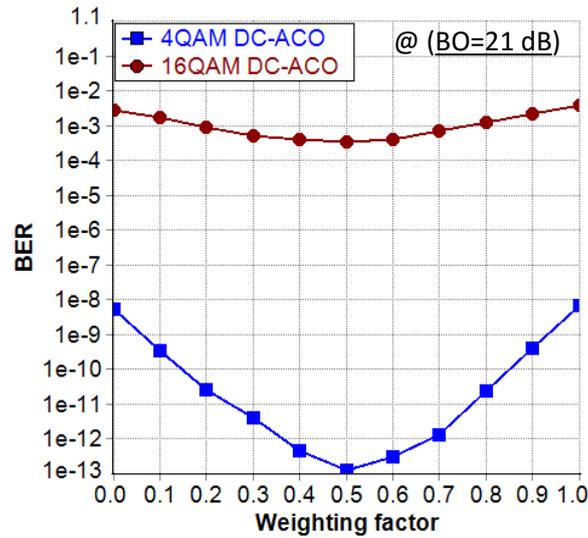


Figure 4.18 : Impact du Weigthing factor  $\alpha$  sur les performances du BER à BO = 21 dB.

#### 4.3.2.3 Etude comparative de l'ensemble des techniques ACO-OFDM améliorées

La Figure 4.19 présente les performances obtenues avec les techniques ACO en termes de budget optique pour différentes constellations QAM et distances de fibre.

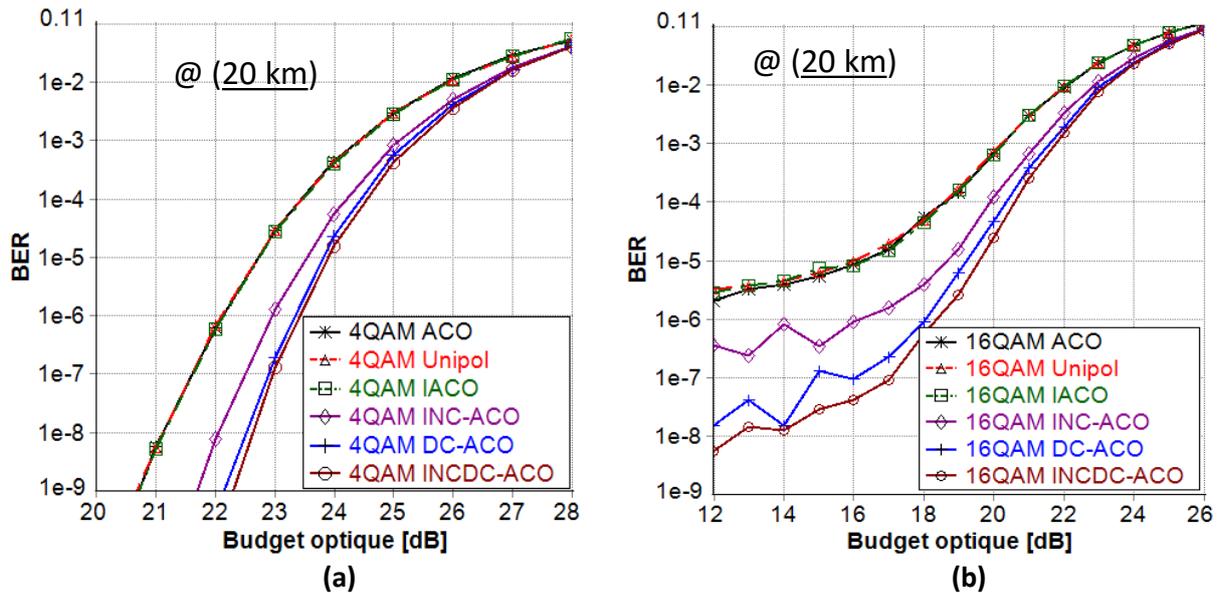


Figure 4.19 : Performances des techniques ACO en fonction du budget optique pour différents formats QAM à 20 km.

La technique INCDC-ACO est une combinaison des techniques INC-ACO et DC-ACO, testée dans le but éventuel de réaliser un gain en performance additionnel. La technique IACO est la méthode OFDM conventionnelle de la New IACO décrite au chapitre 3. L'analyse des résultats permet d'affirmer contrairement à ce qui est obtenu dans un canal plat AWGN, que l'implémentation des techniques U-OFDM et IACO n'apporte aucun gain de performance par

rapport à la technique ACO. Ceci résulterait du fait de l'état « chirpé » du canal optique qui n'est pas plat sur toute la bande passante du signal. De ce fait, l'utilisation des techniques U-OFDM et IACO n'apporte aucun intérêt additionnel sur le BER. Les deux techniques concernées sont proposées initialement pour améliorer la démodulation en minimisant l'impact du bruit sur la transmission pour un canal supposé plat. L'effet du bruit combiné à la distorsion du canal optique pourrait induire d'autres erreurs de détection sans une estimation préalable. C'est pour cela que l'utilisation des techniques INC-ACO, DC-ACO et INCDC-ACO permet par contre d'améliorer les performances obtenues par l'ACO. Le Tableau 4.10 présente à 20 km, l'ensemble des BO réalisés à  $BER = 10^{-3}$  par chacune des techniques ACO étudiées. On en déduit qu'il est possible de réaliser des liaisons de 20 km au débit utile de 11,8 Gb/s pour un BO = 20,3 dB avec les techniques ACO, U-OFDM et IACO et un BO d'au moins 1dB de plus avec les techniques INC-ACO et DC-ACO (ce qui garantit un taux de partage de  $1 \times 64$ ).

Tableau 4.10: BO réalisés à 20km pour un  $BER = 10^{-3}$  avec les techniques ACO étudiées.

		Débit utile	ACO	Unipol	IACO	INC-ACO	DC-ACO	INCDC-ACO
<b>20 km</b>	<b>4QAM</b>	5,9 Gb/s	24,4 dB	24,4 dB	24,4 dB	25,1 dB	25,3 dB	25,4 dB
	<b>16QAM</b>	11,8 Gb/s	20,3 dB	20,3 dB	20,3 dB	21,2 dB	21,6 dB	21,8 dB

D'autre part, en comparant les techniques INC-ACO et DC-ACO, on note une meilleure performance de la DC-ACO résultant du fait de l'utilisation de la diversité combinée en plus de l'estimation de l'offset en DC réalisée par la INC-ACO. De ce fait, pour les faibles valeurs de BO, le gain en BER apporté par la DC-ACO est d'au moins une décade. Ce gain diminue lorsqu'on tend vers des valeurs de BO plus importantes où les composantes « paires » et « impaires » du signal ACO reçu présentent les mêmes informations. Ainsi, l'utilisation de la diversité combinée n'apporte aucun gain supplémentaire à la démodulation. C'est pour cela qu'à  $BER = 10^{-3}$ , le BO réalisé par chacune des deux techniques (INC-ACO et DC-ACO) est quasiment identique. De plus, on justifie également le fait que la technique INCDC-ACO présente des performances similaires à celles de la DC-ACO. Par suite à la Figure 4.20(a), on montre qu'on peut atteindre environ 97 km à  $BER = 10^{-3}$  et BO de 21 dB, avec une liaison

INC-ACO de 5,9 Gb/s pour 14 km de moins en ACO. Avec la DC-ACO, environ 110 km sont possibles. Par contre, à débit identique avec la DCO (liaison à 11,8 Gb/s, ie 4QAM-DCO), les résultats comparatifs pour un BO = 21 dB, sont présentés à la Figure 4.20(b).

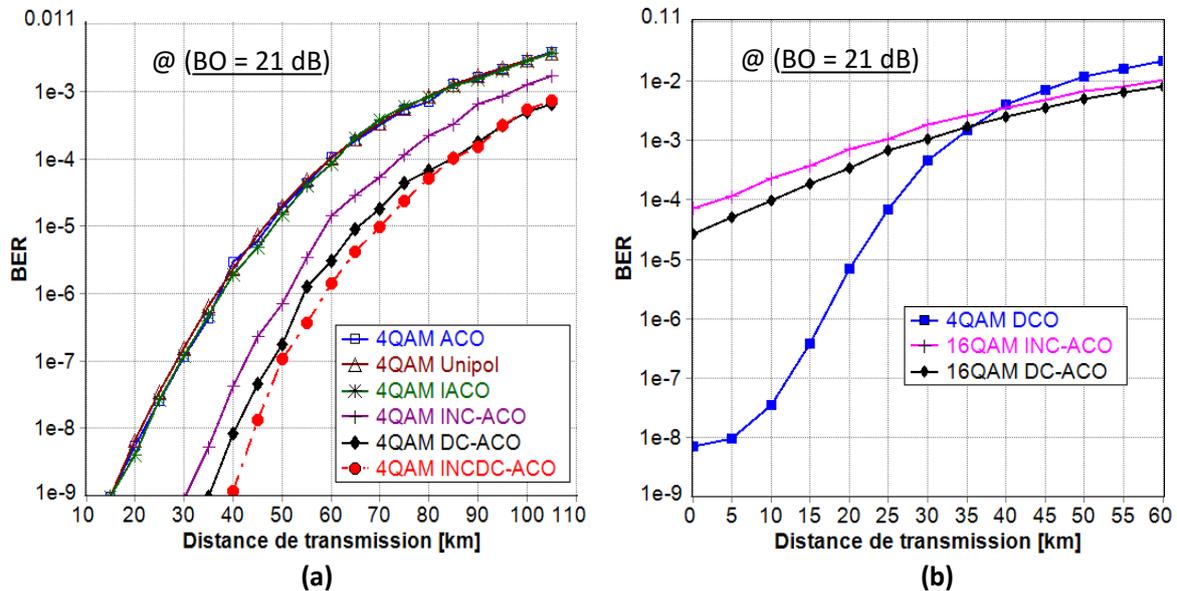


Figure 4.20 : BER vs distance de transmission avec BO = 21 dB pour : (a) chacune des techniques ACO étudiées et, (b) comparaison avec la DCO à 11,8 Gb/s.

On montre que pour un même BER cible =  $10^{-3}$ , la distance atteinte respectivement par les techniques DCO, DC-ACO et INC-ACO est d'environ respectivement 33,3 km, 30 km et 24,1 km. Des résultats présentés en Figure 4.16(b) et Figure 4.20(b), nous montrons que les techniques INC-ACO et DC-ACO sont de très bons candidats face à l'ACO pour être envisagées comme solutions potentielles dans les futurs réseaux d'accès PON. Elles présentent de meilleures performances par rapport à l'ACO, par opposition aux techniques U-OFDM, IACO et NC-ACO et ont su montrer leur meilleure démodulation, même dans un canal optique réaliste. Cependant à débit identique, la technique DCO présente de meilleurs BERs face aux techniques INC-ACO et DC-ACO pour le BO considéré. Ceci permet d'affirmer pour des valeurs de  $BO \geq 21$  dB, que la technique DCO est serait un très bon choix pour les réseaux d'accès NG-PON.

#### 4.4 Implémentation du New OFDM dans un canal optique

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation pour le PON avec certaines techniques OFDM choisies en utilisant l'approche New OFDM présentée au chapitre 3.

#### 4.4.1 Validation de l'approche New OFDM

La Figure 4.21 présente les résultats obtenus en faisant varier d'une part, la puissance RF du signal DCO au point de polarisation  $I_{bias} = 60 \text{ mA}$  pour différents préfixes cycliques, et d'autre part en évaluant l'impact du préfixe cyclique pour différentes tailles de FFT. Le Tableau 4.11 présente les paramètres du signal OFDM simulé en DCO avec les deux approches.

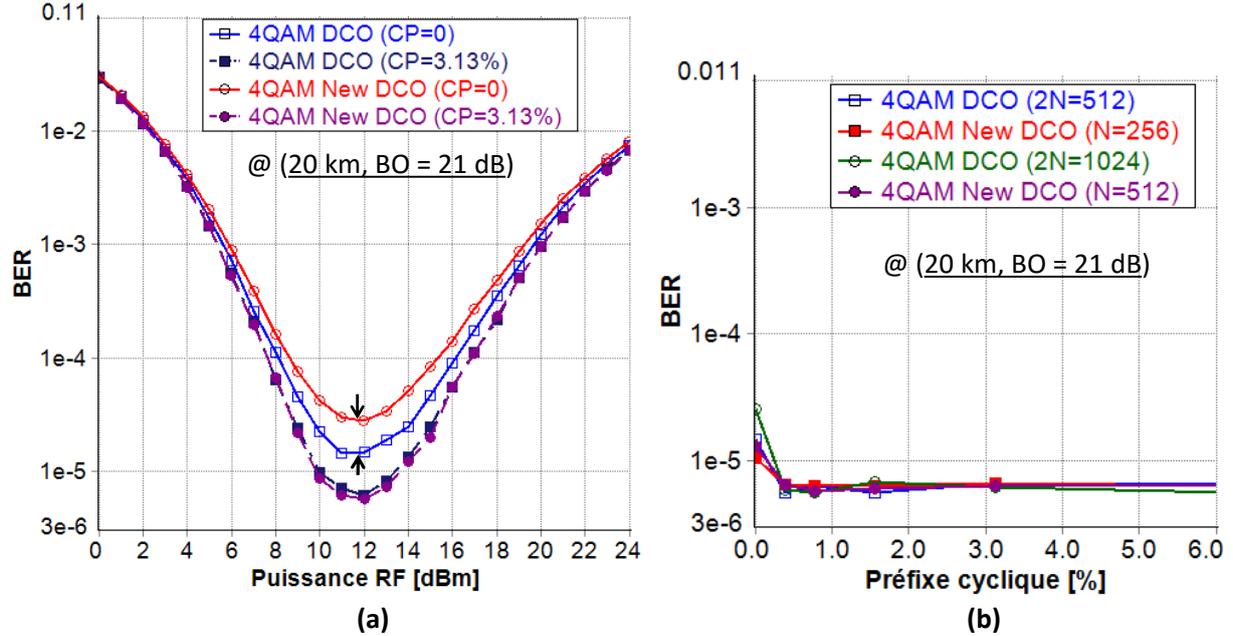


Figure 4.21 : Comparaison de l'approche OFDM conventionnel vs New OFDM : (a) BER vs Puissance RF pour différents préfixes cycliques (CP) en technique DCO, (b) Impact du CP sur le BER pour différentes tailles de FFT.

Tableau 4.11 : Paramètres du signal OFDM simulé.

Signal OFDM	DCO	New DCO
Format de Modulation	4/16QAM	4/16QAM
Taille de la FFT/IFFT ( $N_{IFFT}$ )	512	256
Fréquence d'échantillonnage du DAC/ADC ( $F_S$ )	12 GS/s	12 GS/s
Taille du préfixe cyclique ( $N_{CP}$ )	8	8
Espacement entre sous-porteuses ( $\Delta f = F_S/N_{IFFT}$ )	23,4 MHz	46,8 MHz
Nombre de sous-porteuses utiles ( $N_u$ )	255	255
Nombre d'échantillons ( $N_{tot}$ ) émis par symbole OFDM	520	520
Bande passante du signal OFDM	6 GHz	6 GHz
Débit utile pour $b_k = 2$ : ( $D = \sum_{k=1}^{N_u} b_k \cdot F_S/N_{tot}$ )	11,8 Gb/s	11,8 Gb/s

D'après les résultats de la Figure 4.21(a) pour une liaison DCO-OFDM à 11,8 Gb/s (20 km, BO = 21 dB), on montre que sans utilisation de préfixe cyclique (CP = 0), le BER de la New DCO présente une pénalité d'environ 0,3 décade par rapport au DCO conventionnel. Par contre, avec un CP = 3.13%, les deux approches OFDM présentent des performances quasi-similaires. Pour apporter une explication, il suffit de se souvenir que dans l'approche New OFDM, la partie imaginaire de chaque symbole OFDM complexe est juxtaposée dans le domaine temporel avec la partie réelle pour transmettre un signal réel.

De ce fait, si CP = 0, alors la propagation dans le canal optique, conduirait à une interférence destructive de certains échantillons (partie réelle/partie imaginaire) du symbole OFDM. Par contre, avec un CP suffisant, puisque le canal reste le même en DCO qu'en New DCO, on observe une quasi-superposition des courbes de performance. Afin d'évaluer l'impact du préfixe cyclique sur la performance système (BER), nous montrons à la Figure 4.21(b) qu'il suffit d'un préfixe cyclique de 0,4% pour que la technique New DCO présente des performances similaires à la DCO conventionnelle dans les mêmes conditions d'étude.

Par conséquent, on peut étudier les performances d'autres techniques OFDM conventionnel avec l'approche New OFDM.

#### **4.4.2 Performances de techniques New OFDM dans une liaison PON IM/DD**

Cette partie est consacrée à l'évaluation des performances de quelques techniques OFDM avec l'approche New OFDM dans un contexte PON IM/DD. La puissance optique émise est maintenue égale à 9,2 dBm.

##### *4.4.2.1 Performance de la New DCO*

La Figure 4.22 présente les performances obtenues en termes de budget optique et de distance de transmission en implémentant la DCO suivant les deux approches OFDM avec les paramètres du Tableau 4.11. L'analyse des résultats permet d'affirmer que les performances de la New DCO épousent parfaitement celles réalisées par la technique DCO conventionnelle que ce soit en B2B pour différentes constellation QAM que pour n'importe quelle distance de fibre. Ces résultats en plus de ceux de la Figure 4.21 permettent de conclure que la technique New DCO implémentée avec un préfixe cyclique de 0,4% réalise tout comme la DCO, un débit binaire de 23,5 Gb/s pour 20 km et un BO = 18 dB. De plus, la même technique permet à budget optique identique (taux de partage de 32 utilisateurs) de réaliser un débit utile de 11,8 Gb/s sur 39 km de distance.

En considérant la même approche avec la technique ACO, les résultats obtenus sont présentés à la Figure 4.23. Les paramètres de simulation utilisés pour générer les signaux ACO et New ACO sont présentés au Tableau 4.12.

Tableau 4.12 : Paramètres du signal OFDM simulé.

Signal OFDM	ACO	New ACO
Format de Modulation	4/16QAM	4/16QAM
Taille de la FFT/IFFT ( $N_{IFFT}$ )	512	256
Fréquence d'échantillonnage du DAC/ADC ( $F_S$ )	12 GS/s	12 GS/s
Taille du préfixe cyclique ( $N_{CP}$ )	8	8
Espacement entre sous-porteuses ( $\Delta f = F_S/N_{IFFT}$ )	23,4 MHz	46,8 MHz
Nombre de sous-porteuses utiles ( $N_u$ )	128	128
Nombre d'échantillons ( $N_{tot}$ ) émis par symbole OFDM	520	520
Bande passante du signal OFDM	6 GHz	6 GHz
Débit utile pour $b_k = 2$ : ( $D = \sum_{k=1}^{N_u} b_k \cdot F_S/N_{tot}$ )	5,9 Gb/s	5,9 Gb/s

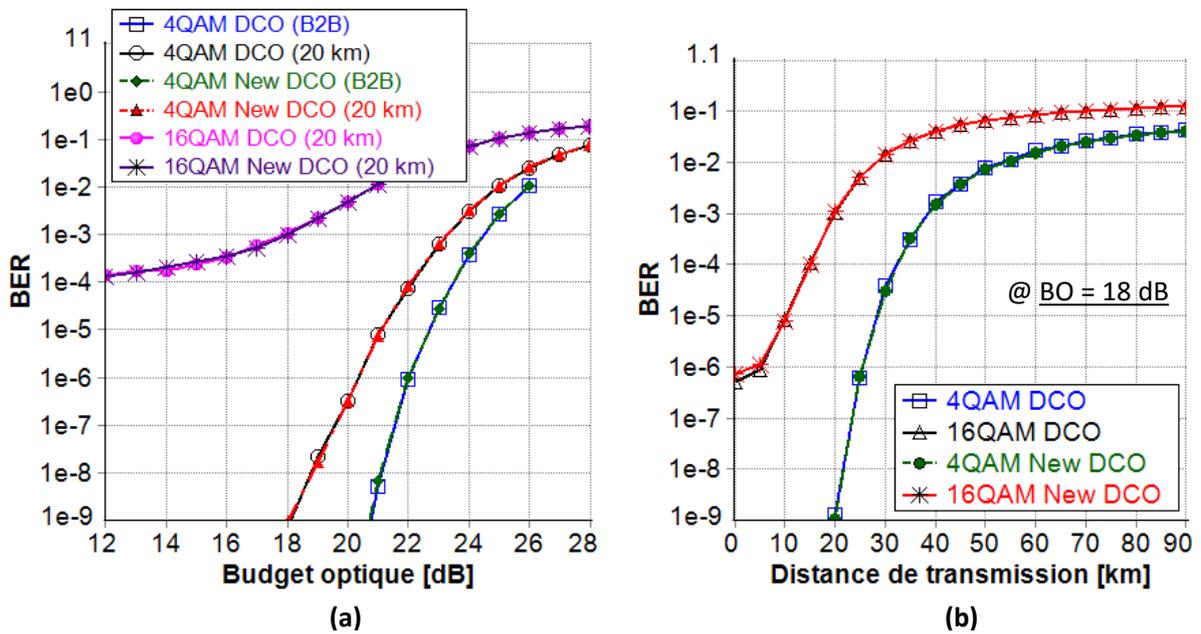


Figure 4.22 : Comparaison DCO vs New DCO pour différentes QAM : (a) BER vs BO en B2B et 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 18 dB à débits identiques.

#### 4.4.2.2 Performance de la New ACO

On peut également remarquer que les performances obtenues avec la New ACO sont quasiment identiques à celles réalisées par la technique ACO conventionnelle. Les résultats de

la Figure 4.23 en témoignent. On peut après une étude en termes de puissance optique reçue (cf. Figure 4.23(a)), montrer que pour une 16QAM (débit binaire de 11,8 Gb/s), la New ACO permet d'atteindre 20 km avec une POR = -11 dBm, soit environ un BO = 20,4 dB. Pour un BO = 18 dB, on montre, avec le même débit, à la Figure 4.23(b) qu'il est possible avec la New ACO (respectivement l'ACO) d'atteindre une distance d'environ 35,6 km.

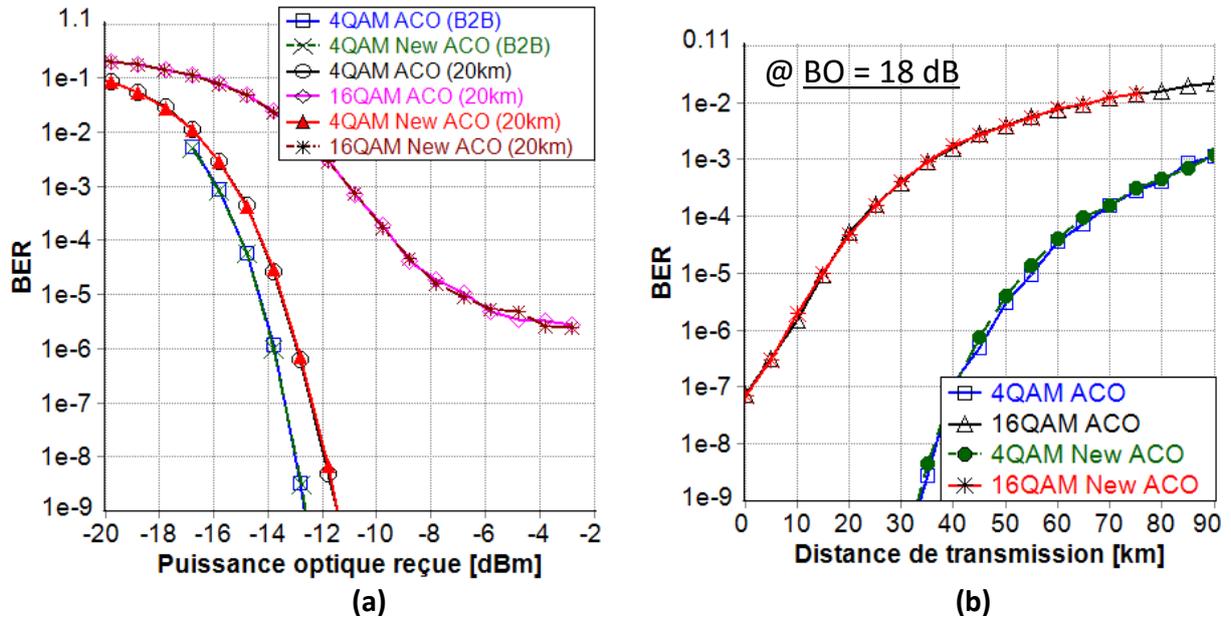


Figure 4.23 : Comparaison ACO vs New ACO pour différentes QAM : (a) BER vs POR en B2B et 20 km, (b) BER vs distance de transmission pour BO = 18 dB à débits identiques.

Le Tableau 4.13 résume les performances obtenues avec les techniques New DCO et New ACO à travers le canal optique réaliste.

Tableau 4.13 : Liaisons New DCO et New ACO à 11,8 Gb/s pour un BER = 10<sup>-3</sup>.

	New DCO	New ACO
BO (dB)	18	18
Distance (km)	38,5	35,6

On déduit qu'avec un débit de 11,8 Gb/s que la New ACO permet d'approcher la distance de transmission réalisée par la New DCO pour un BO = 18 dB (taux de partage de 1×32 en contexte PON). **De ce fait, face à la technique DCO conventionnel, la technique New ACO présente un intérêt pour le XG-PON avec une complexité réduite en temps de calcul.**

4.4.2.3 Performance des techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO

Une comparaison à BO = 21 dB et débit identique (11,8 Gb/s) a été effectuée avec les techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO (cf. Figure 4.24). L'analyse des résultats conclue qu'à débit identique, la technique New DCO offre en général de meilleurs BER par rapport aux techniques DC-ACO et New INC-ACO. Le Tableau 4.14 résume les performances obtenues à BER = 10<sup>-3</sup> pour un BO = 21 dB. **On en déduit que la DC-ACO permet de réaliser des distances de transmission proches de la DCO-OFDM.**

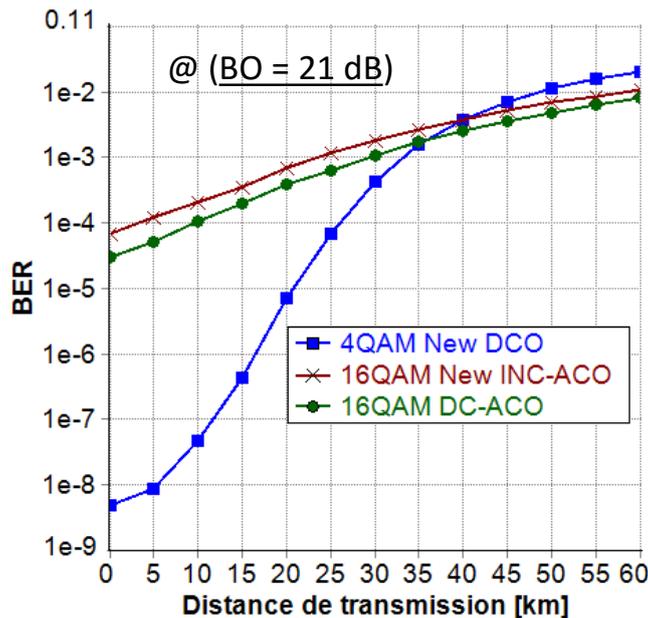


Figure 4.24 : BER vs distance de transmission à 11,8 Gb/s et BO = 21 dB pour les techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO.

Tableau 4.14 : Performances obtenues à 11,8 Gb/s pour un BO = 21 dB et un BER = 10<sup>-3</sup>.

	New DCO	New INC-ACO	DC-ACO
Distance (km)	33,3	24,1	30

La Figure 4.25 présente les résultats obtenus avec les techniques New DCO, New ACO, New INC-ACO et DC-ACO lors d'une étude à 11,8 Gb/s en termes de distance atteinte pour différents budgets optiques. Le BER du système est fixé à 10<sup>-3</sup>. Pour des valeurs de BO inférieures à 18 dB, la technique ACO réalise quasiment les mêmes distances de transmission que la DCO (soit 40 km). Quant aux techniques New INC-ACO et DC-ACO, elles permettent un gain additionnel d'environ 8 à 15 km grâce à leur meilleure démodulation. Ceci permet de conclure qu'elles sont de très bons candidats pour le XG-PON. Mais au-delà d'un BO = 18

dB, c'est la technique DCO qui offre de bonnes performances : **ceci permet d'affirmer que la technique DCO et particulièrement la New DCO-OFDM est le candidat idéal pouvant répondre aux exigences du NG-PON.**

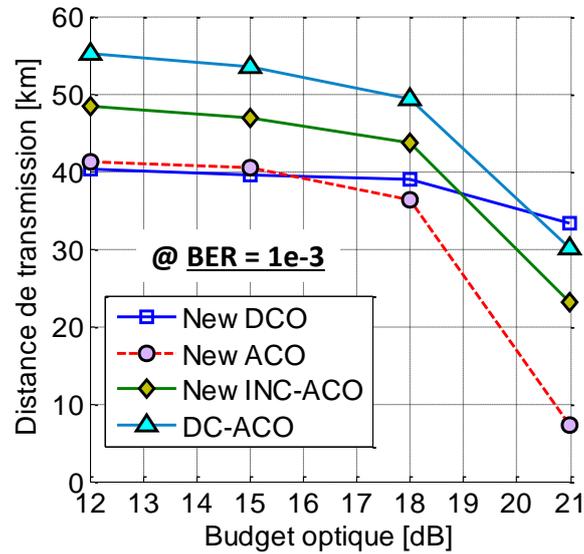


Figure 4.25 : Comparaison (Distance vs Budget optique) à débit 11,8 Gb/s, des techniques New DCO, New ACO, New INC-ACO et DC-ACO.

Le Tableau 4.15 résume l'ensemble des résultats obtenus ci-dessus à 11,8 Gb/s et  $BER = 10^{-3}$ .

Ce point nous permet de valider les techniques pouvant être utilisées pour le canal optique réaliste ainsi que leurs performances pour le cas étudié. On reprend les notations suivantes :

$N_u$  : Nombre maximal de sous-porteuses portant l'information ;  
 $N_{IFFT}$  : Nombre des blocs IFFT ;

$N_{FFT}$  : Nombre des blocs FFT ;  
 Conv : Méthode OFDM conventionnelle  
 New : Nouvelle méthode OFDM

Tableau 4.15 : Comparaison des techniques OFDM étudiées à 11,8 Gb/s ; BER = 10<sup>-3</sup>  
et  $N_{IFFT} = 512$ .

Techniques OFDM		$N_u$	$NB_{IFFT}$	$NB_{FFT}$	Distance atteinte avec BO = 18 dB	Distance atteinte avec BO = 21 dB
DCO	Conv	255	1	1	38,5 km	33,3 km
	New					
ACO	Conv	128	1	1	35,6 km	7,2 km
	New					
Unipol	Conv	255	1	1	35,6 km	7,2 km
	New					
NC-ACO	Conv	128	1	1	<b>Mauvaise performance en canal optique réaliste</b>	
	New					
INC-ACO	Conv	128	2	2	43,7 km	24,1 km
	New					
IACO	Conv	128	1	1	35,6 km	7,2 km
	New					
DC-ACO	Conv	128	3	2	50 km	30 km
INCDC-ACO	Conv	128	4	3	52 km	31.5 km

**N.B :** En méthode *New*, la complexité de calcul est réduite de moitié par rapport au *Conv*.

Jusqu'à présent, notre implémentation de l'OFDM n'a été simulée que dans le cas où le nombre de bits par sous-porteuse est constant et l'énergie distribuée est la même pour toutes les sous-porteuses. Afin d'optimiser le système, il peut être intéressant d'évaluer les performances des différentes techniques OFDM pour le cas où le nombre de bits transmis par sous-porteuse est variable. Ceci nous permet d'aborder la dernière partie de cette thèse, consacrée à la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques.

## 4.5 Etude de la montée en débit dans une liaison PON IM/DD

Dans cette section, l'objectif poursuivi consiste à étudier l'AMOFDM en implémentant les techniques adaptives décrites en section 2.2.3 : il s'agit de l'algorithme de Levin-Campello (LC) et la méthode du Minimization E-Tight (MET) proposée dans cette thèse.

### 4.5.1 Validation du Levin-Campello (LC) avec les techniques OFDM simulées

Ce paragraphe a pour but de présenter les résultats obtenus en implémentant la méthode LC avec la technique DCO. Pour ce faire, nous reprenons la liaison OFDM de la Figure 4.12 avec les paramètres du Tableau 4.11. Dans un premier temps, chaque sous-porteuse OFDM est modulée avec des symboles pilotes (codés 4QAM) et d'énergie unitaire. Le signal OFDM résultant est alors transmis dans le canal. A la réception, le SNR et le BER sont estimés via l'EVM mesuré sur chacune des sous-porteuses selon l'équation (32). Le SNR estimé est envoyé en entrée de l'algorithme adaptatif (LC ou MET) qui se charge d'optimiser la distribution de bits et d'énergie de manière à ce que le taux d'erreur binaire moyen tende vers la valeur BER cible. La Figure 4.26 présente les distributions de : SNR mesuré, du nombre de bits, de l'énergie émise et du BER par sous-porteuse, obtenues avant et après l'étape du Levin-Campello (LC) pour 20 km de fibre. Les paramètres du signal DCO utilisé ainsi que ceux du canal optique sont les mêmes que précédemment.

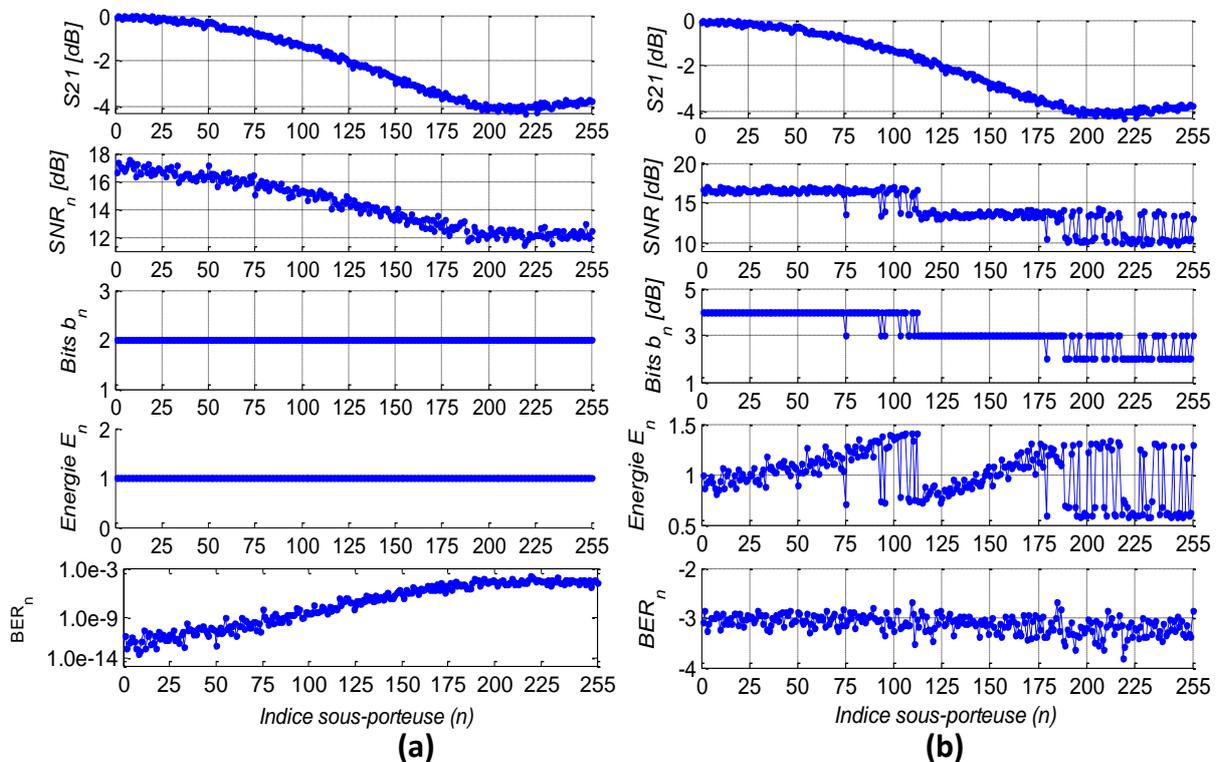


Figure 4.26 : Paramètres d'état pour 20 km de fibre : (a) avant et (b) après Levin-Campello.

On peut voir à la Figure 4.26(a) qu'avant l'étape du (LC), toutes les sous-porteuses reçoivent la même énergie et le même nombre de bits. Après estimation du canal, on remarque que le BER s'améliore en fonction de l'augmentation du SNR (ce qui est conforme à la théorie de l'information). Ainsi, il est possible d'allouer plus de bits aux sous-porteuses présentant un fort SNR. C'est ce qu'on observe à la Figure 4.26(b) après le Levin-Campello où la distribution des bits est en parfaite accord avec le SNR qui épouse l'allure du canal. Pour garantir le BER cible (ici égal à  $10^{-3}$ ), l'énergie totale est redistribuée en fonction du nombre de bits par sous-porteuse, tout en respectant la contrainte d'énergie (cf. Equations (76)-(77)). C'est la raison pour laquelle à la Figure 4.26(b), les valeurs de BER sont bien distribuées autour du BER cible.

#### 4.5.2 Performances du Levin-Campello avec les techniques OFDM étudiées

La Figure 4.27 présente le débit atteint à 20 km avec la méthode (LC) en fonction de BO pour différentes techniques OFDM et un BER cible =  $10^{-3}$ .

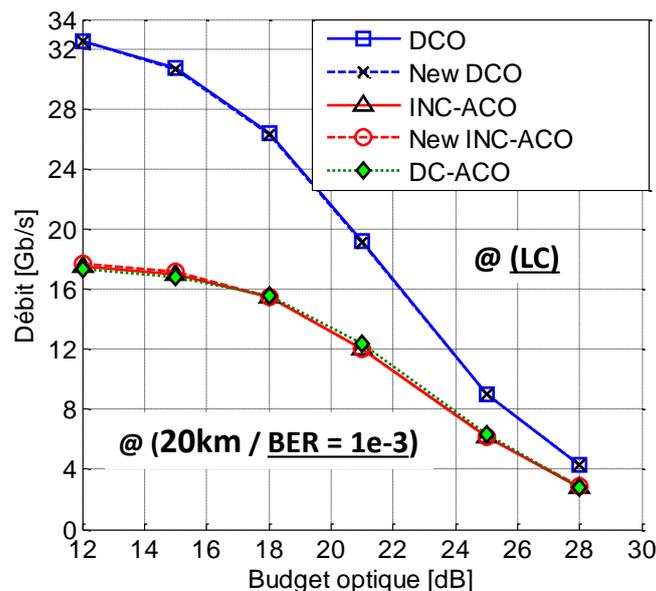


Figure 4.27 : Comparaison (Débit vs budget optique) des techniques DCO, New DCO, INC-ACO, New INC-ACO et DC-ACO avec la méthode de Levin-Campello (LC).

La première observation est que le débit augmente lorsque le BO diminue (saturation de la photodiode) et ce, pour toutes les techniques simulées. De même, pour des BO faibles, on remarque que la DCO avoisine des débits de l'ordre du double de celui des techniques INC-ACO et DC-ACO. Par exemple, à 20 km et un BO = 12 dB, le débit de la DC-ACO est de 17,4 Gb/s pour environ 32,6 Gb/s avec la DCO. Ce débit diminue avec l'augmentation du BO et atteint 19,2 Gb/s pour la DCO et 12,3 Gb/s pour la DC-ACO à un BO = 21 dB, soit un gain

en débit de 6,9 Gb/s avec la DCO. De plus, des budgets optiques de l'ordre de 28 dB peuvent être atteints à 20 km avec des débits avoisinant les 4 Gb/s pour la DCO et 3,4 Gb/s pour INC-ACO et DC-ACO. Les techniques INC-ACO et DC-ACO réalisent approximativement les mêmes performances quel que soit le BO. Que l'on soit en OFDM conventionnel comme en New OFDM, la performance réalisée est la même : ceci permet de conclure que l'approche New OFDM serait également une solution intéressante pour l'AMOFDM dans les réseaux d'accès NG-PON. Pour terminer, on peut conclure que l'AMOFDM New DCO est un très bon candidat pour la montée en débit dans les réseaux d'accès NG-PON.

#### 4.5.3 AMOFDM New DCO : Etude comparative des méthodes (LC) vs (MET)

La Figure 4.28 présente les résultats de simulation obtenus à 20 km en comparant pour un BER cible =  $10^{-3}$ , les performances des méthodes adaptatives (LC) et (MET).

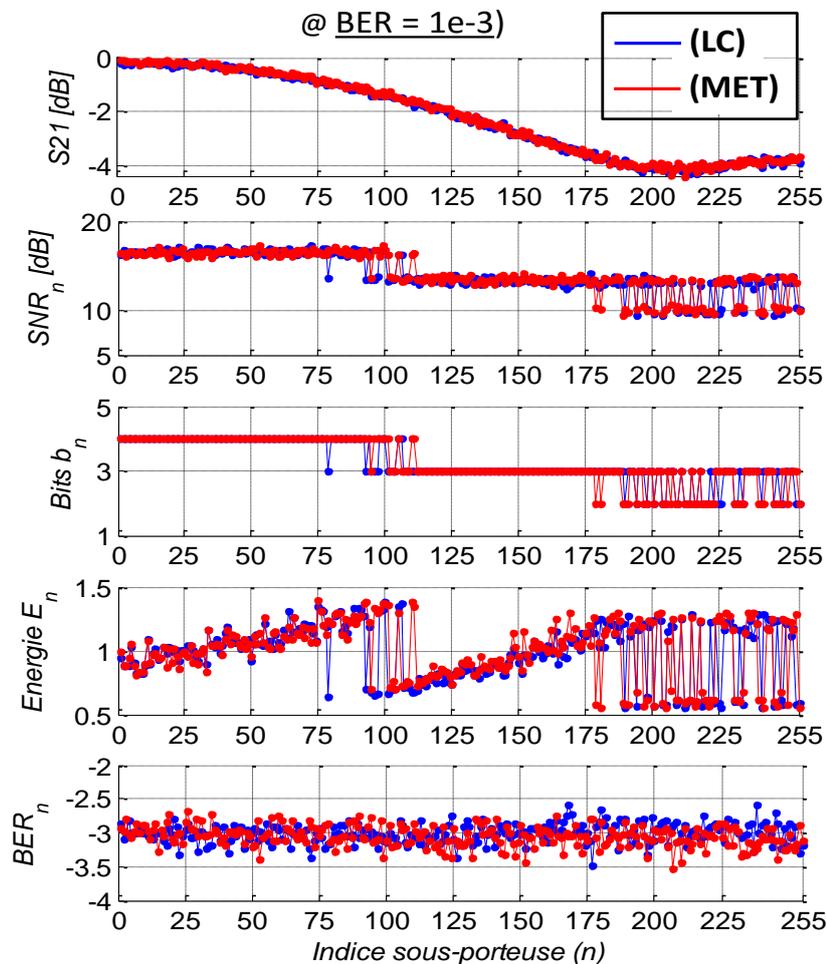


Figure 4.28 : Comparaison (LC vs MET) en techniques New DCO pour 20 km de distance et un BER cible =  $10^{-3}$ .

En fonction du canal (estimation du SNR), on remarque que les deux méthodes présentent des distributions quasi-similaires de bits et d'énergie. De plus, au niveau BER moyen, la distribution du BER est serrée autour de la valeur cible comme attendue. Ainsi, on peut affirmer sans aucun doute que la méthode (MET) proposée est réellement une très bonne alternative pour réaliser la montée en débit dans les réseaux d'accès avec l'OFDM.

Pour évaluer les performances de la méthode (MET), une étude en termes de débit et de distance de transmission est faite en comparaison avec la méthode du Levin-Campello (LC). Les résultats obtenus avec la technique New DCO sont présentés à la Figure 4.29.

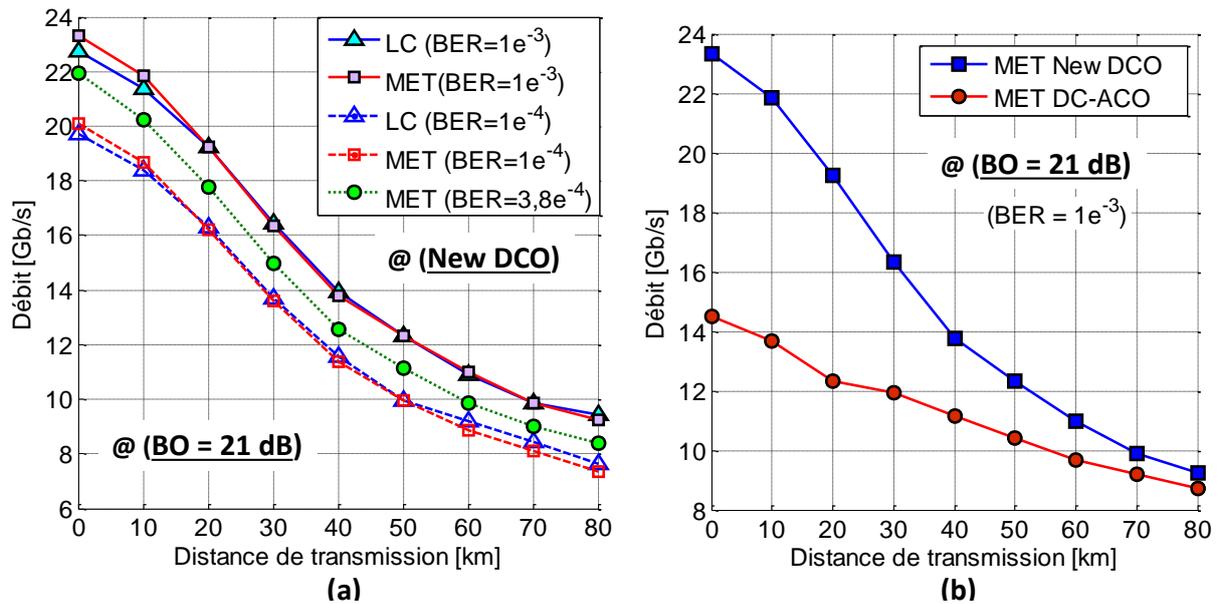


Figure 4.29 : (a) Comparaison (Débit vs Distance) des méthodes (LC) et (MET) pour différents BER et BO = 21 dB avec la technique New DCO, (b) Comparaison (Débit vs Distance) des techniques New DCO et DC-ACO pour BO = 21 dB avec la méthode MET.

Pour des valeurs de BER cible simulées ( $10^{-3}$  et  $10^{-4}$ ), les débits obtenus avec la méthode (MET) sont quasi-similaires à ceux réalisés avec la méthode (LC) (cf. Figure 4.29(a)). Ces valeurs de BER correspondent respectivement aux gaps  $\Gamma = 3,18$  et  $\Gamma = 4,61$  pour l'optimisation avec le Levin-Campello (cf. Tableau 2.3). L'analyse des résultats montre, que le débit diminue avec l'augmentation de la distance de transmission, ce qui est en partie justifié par l'impact de la dispersion chromatique avec le chirp du laser. Quant aux performances de la méthode (MET), elles sont quasi-superposées avec les performances du Levin-Campello. Ainsi, on montre avec les résultats correspondants au BER cible =  $3,8 \times 10^{-4}$  (différent des valeurs de BER données au Tableau 2.3) qu'on arrive avec la méthode MET à optimiser le débit sans aucune table de  $\Gamma_k = \Gamma$ . Les résultats obtenus sont justifiés par le fait

que la courbe (Débit vs Distance) correspondante est comprise entre les deux courbes de BER =  $10^{-3}$  et  $10^{-4}$ . **En conclusion, on montre que la méthode (MET) permet d'optimiser le débit de transmission quelle que soit la valeur du BER cible pour des performances similaires au (LC).** En l'implémentant avec les techniques New DCO et DC-ACO, on montre pour un BO = 21 dB, qu'il est possible avec les paramètres de canal simulé, de réaliser un débit de 10 Gb/s sur une distance de 70 km en New DCO pour 55 km en DC-ACO. De telles performances conviennent bien aux réseaux d'accès NG-PON (taux de partage  $1 \times 64$ ) pour un déploiement dans les métropoles de pays en développement.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation des composants d'un canal optique réaliste pour l'implémentation des techniques OFDM étudiées au chapitre 3. Grâce au traitement du signal (MATLAB) combiné à la modélisation sous VPI (logiciel de simulation système), le comportement réaliste des composants optiques a été pris en compte avec l'utilisation de paramètres issus de mesures expérimentales et des modèles de composants réalistes.

La validation du canal simulé par l'utilisation du NRZ-OOK, montre qu'en doublant le débit de transmission de 5 à 10 Gb/s, la distance décroît de plus de 80 km à environ 22,4 km. Cela représente une perte d'environ  $\frac{3}{4}$  de la distance initiale. De plus, à 10 Gb/s, la liaison NRZ-OOK simulée est limitée à une distance maximale de 22,4 km pour un BER égal de  $10^{-3}$  et un BO = 15 dB. Une comparaison à débit identique avec l'OFDM a montré que l'OFDM pouvait atteindre une distance d'environ 75 km à 10 Gb/s pour un même BO, soit plus du double de la distance atteinte par le NRZ-OOK. Face à cette performance prouvée de l'OFDM qui lui permette de surpasser les limitations induites par le NRZ-OOK, nous avons ensuite examiné les performances des techniques OFDM traitées au chapitre précédent. Pour le cas d'un canal réaliste, un résumé des résultats obtenus à BO = 18 et 21 dB est présenté au Tableau 4.15. Nous avons montré que les techniques INC-ACO et DC-ACO sont de très bons candidats face à l'ACO pour être envisagées comme solutions potentielles dans les futurs réseaux d'accès PON. Elles présentent de meilleures performances par rapport à l'ACO, par opposition aux techniques U-OFDM, IACO et NC-ACO et ont su montrer leur meilleure démodulation, même dans un canal optique réaliste. Cependant, à débit identique, la technique DCO présente de meilleurs BER face aux techniques INC-ACO et DC-ACO pour un BO = 21 dB. Nous avons par ailleurs étudié l'approche New OFDM et montré qu'elle réalise des performances

similaires à l'OFDM conventionnel que seulement lorsqu'on utilise un préfixe cyclique d'au moins 0,4%. Dans ce cas, plusieurs techniques OFDM ont été comparées. On montre d'une part, que les techniques DCO et New DCO réalisent des performances similaires et même constat avec les techniques ACO et New ACO. Pour un BO = 18 dB (taux de partage 1×32 en contexte PON) avec un débit de 11,8 Gb/s, on montre que, face à la technique DCO conventionnel, la technique New ACO présente un intérêt pour le XG-PON avec une complexité réduite en temps de calcul. D'autre part, à débit identique et pour un BO = 21 dB (taux de partage 1×64 en contexte PON), on montre que la DC-ACO permet de réaliser des distances de transmission proches de la DCO. Malgré la meilleure démodulation des techniques New INC-ACO et DC-ACO (très bons candidats pour le XG-PON), nous avons montré qu'au-delà d'un BO = 18 dB, c'est la technique New DCO-OFDM qui est à même d'être le candidat idéal pour répondre aux exigences du NG-PON.

L'évaluation de la montée en débit (modulations adaptatives ou AMOFDM) a montré que pour 20 km de fibre, lorsque le BO passe de 28 à 12 dB, la New DCO réalise un gain en débit de 0,6 à environ 15,2 Gb/s par rapport à la technique DC-ACO. Nous démontrons également dans les mêmes conditions, que les techniques INC-ACO et DC-ACO réalisent approximativement les mêmes performances quel que soit le BO. Que l'on soit en OFDM conventionnel comme en New OFDM, la performance réalisée est la même : ceci permet de conclure que l'approche New AMOFDM est également une solution intéressante pour la montée en débit dans les réseaux d'accès NG-PON. Et dans ces conditions, la New DCO serait un très bon candidat.

L'implémentation de la méthode (MET) permet d'optimiser le débit de transmission quelle que soit la valeur du BER cible pour des performances similaires au (LC). Avec les techniques New DCO et DC-ACO, on montre pour un BO = 21 dB, qu'il est possible avec la liaison simulée, de réaliser des débits de 10 Gb/s sur une distance de 70 km en New DCO ou 55 km en DC-ACO. De telles performances conviennent bien pour un réseau d'accès NG-PON (taux de partage 1×64) en vue d'un déploiement dans les métropoles de pays en développement.



## **Conclusion générale & perspectives**

Dans le contexte de réseaux d'accès optiques, les systèmes de transmission IM/DD à base de fibre optique se sont très vite déployés dans le monde, face à la limitation en termes de bande passante imposée par les systèmes conventionnels sur paire cuivrée ou câble coaxial. Dans ce manuscrit, il est bien clair que lorsque le débit et/ou la distance de transmission augmente, l'ISI est en partie responsable de la dégradation des performances d'une transmission IM/DD. Pour répondre aux besoins incessants en bande passante des utilisateurs, les normalisations IEEE et ITU ont introduit le FTTH (Fiber To The Home) et les systèmes à plus de 10 Gb/s NG-PON sont attendus. Il est prévu pour le NG-PON2, des débits atteignant les 40 Gb/s sur environ 60 km ou plus, avec des taux de partage d'au moins 64 utilisateurs, sans modification possible de l'infrastructure de base. Dans ce cas, des formats de modulation à efficacité spectrale meilleure que le NRZ pourraient être retenus. L'OFDM est une solution pour accroître l'efficacité spectrale, tout en garantissant une meilleure performance et une grande robustesse face aux canaux sélectifs en fréquence comme la fibre optique.

Le chapitre 1 introduit la structure des réseaux optiques avec un intérêt particulier pour le réseau optique passif et son évolution cœur de l'étude. De plus, les normes et les standards qui orientent cette étude, ont été détaillés. Le G-PON et l'EPON continuent d'être déployés à travers le monde tandis que le XG-PON commence plus ou moins à être mis en service en attendant un changement d'infrastructure opéré par le NG-PON2. Même si le TDM-PON ou l'OFDM-PON n'ont pas été retenus pour le NG-PON2, ils restent envisageables avec l'apparition sur le marché de nouveaux composants très hauts débits et bas-coûts ou grâce à l'implémentation de nouvelles techniques de modulation et le traitement de signal, sans oublier l'utilisation des codes correcteurs d'erreurs.

Le chapitre 2 décrit chacun des éléments d'une liaison optique classique et en l'occurrence, les composants d'un canal IM/DD à base de fibre. De cette façon, les limitations imposées par chacun des composants de la chaîne de transmission ont été décrites. Chaque phénomène essentiel a été passé en revue et son impact sur le système expliqué. De plus, le comportement en fréquence du canal IM/DD a été abordé pour illustrer son impact sur le signal transmis. Nous avons aussi étudié quelques formats et techniques de modulation avancées. Cette partie a permis de réfléchir sur l'intérêt d'utiliser d'autres formats de modulation, autres que le NRZ pour surpasser les limitations en termes de débit et de distance. A ce propos, des méthodes adaptatives telles que : le Water-Filling, les algorithmes de Chow et de Levin-Campello ont été étudiées. Une solution alternative au Levin-Campello,

dénommée « Minimization E-Tight (MET) » a été proposée dans ce travail pour la montée en débit. Elle présente l'avantage d'optimiser le débit en regard du canal de transmission et ce pour n'importe quel BER cible.

Dans le chapitre 3, nous avons rappelé les différentes architectures OFDM optiques présentes dans la littérature. Une mention particulière a été consacrée à l'architecture IM/DD pour son architecture simple et peu coûteuse en termes de réalisation et de fonctionnement. Dans ce chapitre, la majorité des techniques OFDM souvent utilisées en systèmes IM/DD ont également été traitées. Leurs performances en présence d'un canal plat AWGN ont été analysées et l'ensemble des résultats essentiels a été résumé au Tableau 3.1. Dans ce contexte, une méthode alternative d'implémentation de l'OFDM (New OFDM) a été étudiée et notre étude a montré que pour une taille  $N_{IFFT} \geq 64$ , un gain en temps de calcul par bit maximal d'environ 54,3% peut être réalisé avec cette nouvelle approche en comparaison avec l'approche OFDM conventionnel. Dans le long terme, elle pourra permettre de réaliser des systèmes bas coûts ou moins gourmands en énergie, tels que recherchés dans cette thèse pour les réseaux d'accès optiques dans les métropoles de pays en développement. Avec la New OFDM, la technique dite New IACO a été proposée et permet pour un canal plat AWGN d'améliorer les performances (BER) de l'ACO pour atteindre celles des techniques NC-ACO et INC-ACO.

Ainsi dans le chapitre 4, après avoir modélisé le canal optique et les composants optoélectroniques avec des paramètres réalistes, une évaluation des performances de la modulation NRZ-OOK a été validée. Ensuite, les performances du NRZ-OOK ont été comparées avec celles de l'OFDM à débit identique. De cette étude comparative, il ressort que l'OFDM permet de surpasser les limitations du NRZ-OOK. Par ailleurs, les techniques OFDM décrites au chapitre 3 pour le cas d'un canal plat AWGN ont été testées dans un cas réaliste. Il ressort dans un premier temps, que non seulement la technique NC-ACO n'est pas appropriée pour un canal optique (car non performante par rapport à l'ACO conventionnel) mais aussi que les techniques U-OFDM et IACO n'apportent aucun gain additionnel de performance. Les seules techniques améliorées capables de démontrer leurs performances face à l'ACO, sont les techniques INC-ACO et DC-ACO. Elles permettent pour un taux de partage  $1 \times 64$ , d'atteindre des débits de 10 Gb/s après 55 km avec l'utilisation de méthodes adaptatives. De plus, à débit et BO identiques, la technique DCO permet d'atteindre 70 km. Ceci fait de la DCO le meilleur candidat OFDM pour le NG-PON. L'approche New OFDM a été traitée et nous avons montré qu'avec un préfixe cyclique d'au moins 0,4%, ses performances sont similaires à celles de l'OFDM conventionnel pour une complexité en

temps de calcul réduite de moitié. Après une comparaison entre les méthodes (LC) et (MET), notre étude a montré que la méthode (MET) est une très bonne alternative pour la montée en débit dans l'accès sans contrainte liée à la connaissance du gap comme avec la méthode (LC).

En conclusion générale, nous avons montré que les méthodes adaptatives combinées avec l'approche New OFDM constituent un réel intérêt pour les réseaux d'accès NG-PON bas-coûts, surtout pour des liaisons temps réels incluant des modulateurs/démodulateurs à base de DSP ou FPGA.

Pour les travaux à venir, nous proposons entre autres, quelques perspectives :

- Avec les paramètres simulés, il serait intéressant de tester expérimentalement toutes les techniques développées et simulées sur un banc de test réel, afin d'en évaluer les performances et pouvoir valider les résultats de simulation.
- Notre étude s'est axée uniquement sur l'architecture IM/DD du réseau optique. Ceci implique que les performances en termes de budget optique ne sont pas importantes. Pour améliorer ces performances en termes de budget optique et de distance, on fait souvent recours à l'utilisation d'amplificateurs optiques. Ainsi, il serait intéressant d'étudier les différentes configurations d'amplification optique, à savoir : la pré/post amplification et l'amplification en ligne.
- Des études complémentaires, sur la base de ce modèle de canal optique réaliste, seraient intéressantes à mener, comme celle portant sur la bande de cohérence du canal étudié, afin d'estimer le nombre de sous-porteuses minimal à utiliser pour réaliser la transmission OFDM.
- Un approfondissement des simulations pourrait être fait pour l'ADO-OFDM et la New DC-ACO. A ce sujet, il serait intéressant de tester expérimentalement leur implémentation afin d'en évaluer les performances.
- Dans la littérature, certains auteurs utilisent la technique « DFT-precoded OFDM » pour améliorer les performances des liaisons OFDM (réduction du PAPR et amélioration du BER). Une étude dans ce sens serait aussi intéressante avec l'utilisation des techniques traitées dans cette thèse.
- On pourrait également envisager l'étude d'une nouvelle forme de systèmes OFDM appelés « OFDM/OQAM (OFDM Offset-QAM) » qui utilisent des formes d'onde spécifiques pour minimiser l'ISI et l'ICI en vue d'améliorer les performances du système OFDM.



## Références bibliographiques

- [1] Cisco France Blog – Smart Cities, <http://gblogs.cisco.com/fr-smartcities/tag/intranet/>, dernière consultation, décembre 2014.
- [2] IDATE, “State of FfTx worldwide”, *market report*, Dec. 2013.
- [3] Cisco, “The Zettabyte Era – Trends and Analysis”, *Cisco White Paper*, 2013.
- [4] TeleGeography - ICT Statistics Newslog, <http://www.itu.int/ITU-D/ict/newslog/Africas+International+Bandwidth+Growth+To+Lead+The+World.aspx>, Mai 2015.
- [5] Mediterranean undersea cables, [http://numa-bord.com/old/leblog/chezneg-leblog.php?id\\_art=244](http://numa-bord.com/old/leblog/chezneg-leblog.php?id_art=244), Mai 2015.
- [6] Country Profiles: Bénin Infrastructures - Regional Office for Africa, [www.who.int/profiles\\_information/index.php/Benin:Infrastructure/fr](http://www.who.int/profiles_information/index.php/Benin:Infrastructure/fr), dernière consultation, décembre 2014.
- [7] Agence Ecofin- La mise à niveau du câble sous-marin SAT-3/WASC/SAFE est achevée, <http://www.agenceecofin.com/equipement/0209-22499-la-mise-a-niveau-du-cable-sous-marin-sat-3/wasc/safe-est-achevee>, Mai 2015.
- [8] J. Armstrong, “OFDM for optical communications”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp.525-526, Feb. 2009.
- [9] J. Zhang, et al., “OFDM-PON based on orthogonal band multiplexing for upstream transmissions”, *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, Volume 125, Issue 3, Feb. 2014, Pages 1380-1384, ISSN 0030-4026
- [10] M. De Andrade, et al., “Passive optical network (PON) supported networking”, *Optical Switching and Networking*, Volume 14, Part 1, Aug. 2014, Pages 1-10, ISSN 1573-4277.
- [11] H. Song et al., “Long-Reach Optical Access Networks: A Survey of Research Challenges, Demonstrations, and Bandwidth Assignment Mechanisms”, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, Vol. 12, No. 1, 2010.
- [12] S. Bindhaiq, et al., “Recent development on time and wavelength-division multiplexed passive optical network (TWDM-PON) for next-generation passive optical network stage 2 (NG-PON2)”, *Optical Switching and Networking*, ISSN 1573-4277.
- [13] V. O’Byrne, et al., “Chapter 24 - FTTX Worldwide Deployment”, *Optics and Photonics*, Academic Press, Boston, 2013, Pages 985-1040, ISSN 1557-5837.

- [14] L. Paraschis, "Chapter 18 - Advancements in Metro Regional and Core Transport Network Architectures for the Next-Generation Internet", *Optics and Photonics*, Academic Press, Boston, 2013, Pages 793-817, ISSN 1557-5837.
- [15] R. Essiambre, et al., "Breakthroughs in Photonics 2012: Space-Division Multiplexing in Multimode and Multicore Fibers for High-Capacity Optical Communication", *IEEE Photonics Journal*, vol.5, no.2, pp.0701307-0701307, Apr. 2013.
- [16] G. Zhang, et al., "A Survey on OFDM-Based Elastic Core Optical Networking", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol.15, no.1, pp.65-87, First Quarter 2013.
- [17] Y. Wang, X. Cao, "Multi-Granular Optical Switching: A Classified Overview for the Past and Future", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol.14, no.3, pp.698-713, Third Quarter 2012.
- [18] A. Stavas, "Core and Metro Networks", Wiley, 2010.
- [19] C. Lin, "Broadband Optical Access Networks and Fiber-to-the-Home", Wiley, 2006.
- [20] B. Mukherjee, "WDM optical communication networks: progress and challenges" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.18, no.10, pp.1810-1824, Oct. 2000.
- [21] X. Zhang, C. Qiao, "An effective and comprehensive approach for traffic grooming and wavelength assignment in SONET/WDM rings", *Networking, IEEE/ACM Transactions on*, vol.8, no.5, pp.608-617, Oct 2000.
- [22] M. Maier, M. Reisslein, "AWG-based metro WDM networking", *IEEE Communications Magazine*, vol.42, no.11, pp.S19-S26, Nov. 2004.
- [23] H. Yang, et al., "Metro WDM networks: performance comparison of slotted ring and AWG star networks", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.22, no.8, pp.1460-1473, Oct. 2004.
- [24] M. Maier, et al., "PROTECTORATION: a fast and efficient multiple-failure recovery technique for resilient packet ring using dark fiber", *Journal of Lightwave Technology*, vol.23, no.10, pp.2816-2838, Oct. 2005.
- [25] F. J. Effenberger, T. El-Bawab, "Passive Optical networks (PONs): past, present, and future", *Journal on Optical Switching and Networking*, vol. 6, no. 3, pp. 143-150, July 2009.

- [26] Y. Luo, et al., “Next generation hybrid wireless-optical access with TWDM-PON”, *Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, 2014 23rd, vol., no., pp.1-5, 9-10 May 2014.
- [27] R. Yadav, “Passive-optical-network- (PON-) based converged access network [Invited]”, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.4, no.11, pp. B124-B130, Nov. 2012.
- [28] K. Iwatsuki, “Wireless and wired convergence towards next-generation access networks”, (*Invited paper*), *Proceedings of SPIE, Broadband Access Communication Technologies VIII*, vol.9007, no.0277-786X, pp., United States, Feb. 2014.
- [29] AEDEV - Etat des lieux des TIC au Bénin, <http://www.aedev.org/spip.php?article1480>, dernière consultation, Septembre 2014.
- [30] Md. S. Ashan, et al., “Migration to the Next Generation Optical Access Networks Using Hybrid WDM/TDM-PON”, *Journal of Networks*, vol.6, No.1, 18-25, Jan 2011.
- [31] L. G. Kazovsky, et al., “Broadband Optical Access Networks”, *John Wiley & Sons*, United States, 2011.
- [32] R. Avizu, et al., “Hybrid WDM-XDM PON architectures for future proof access networks”, *International Journal on Advances in Systems and Measurements*, vol.5, No.3 & 4, 139-154, 2012.
- [33] M. A. Elmagzoub, et al., “Physical layer performance analysis of hybrid and stacked TDM–WDM 40G-PON for next generation PON”, *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, Disponible en ligne le 11 Septembre 2014, ISSN 0030-4026.
- [34] T. Anfray, “Etude et simulation des potentialités du Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML) pour la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optique”, *XLIM-C<sup>2</sup>S<sup>2</sup>, Faculté des Sciences et Techniques, Université de Limoges*, Thèse n° 70\_2013, 17 décembre 2013.
- [35] TDM, <http://www.itu.int/pub/T-HDB-IMPL.08-2010>, dernière consultation, Octobre 2015.
- [36] FDM, <http://www.itu.int/osg/spuold/ni/3G/technology/index.html>, dernière consultation, Octobre 2015.
- [37] WDM, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1/en>, dernière consultation, Octobre 2015.

- [38] M. Hernandez, et al., "A review of XDMA-WDM-PON for Next Generation Optical Access Networks", *Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS)*, vol., no., pp.1-6, 17-19 Dec. 2012.
- [39] F. J. Effenberger, et al., "Standardization trends and prospective views on the next generation of broadband optical access systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.28, no.6, pp.773-780, Aug. 2010.
- [40] L. G. Kazovsky, et al., "Next-Generation Optical Access Networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no.11, pp.3428,3442, Nov. 2007.
- [41] M. Hajduczenia et H. Da Silva, "Next Generation PON Systems – Current Status", *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2009, Tu.B5.2
- [42] F. J. Effenberger, et al., "XG-PON1 versus NG-PON2: Which one will win?", *38th European Conference and Exhibition on Optical Communications (ECOC)*, vol., no., pp.1-3, 16-20 Sept. 2012.
- [43] Z. Li, et al., "Key technologies and system proposals of TWDM-PON", *Frontiers of Optoelectronics*, vol.6, no.1, pp.46-56, Mar. 2013.
- [44] M. Maier, M. Lévesque, "Dependable Fiber-Wireless (FiWi) Access Networks and their Role in a Sustainable Third Industrial Revolution Economy", *IEEE Transactions on Reliability*, vol.63, no.2, pp.386-400, June 2014.
- [45] M. Maier, et al., "NG-PONs 1&2 and beyond: the dawn of the uber-FiWi network", *IEEE Network*, vol.26, no.2, pp.15-21, Mar.-Apr. 2012.
- [46] A. Dixit, et al., "Wavelength switched hybrid TDMA/WDM (TWDM) PON: A flexible next-generation optical access solution", *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol., no., pp.1-5, 2-5 July 2012.
- [47] J. –I. Kani, et al., "Next-generation PON-part I: Technology roadmap and general requirements", *IEEE Communications Magazine*, vol.47, no.11, pp.43-49, Nov. 2009.
- [48] L. Zhang, et al., "A novel ECDM-OFDM-PON architecture for Next-Generation optical access network", *Opt. Express*, vol.18, 18347-18353, 2010.
- [49] P. Chanclou, et al., "Access network evolution: optical fibre to the subscribers and impact on the metropolitan and home networks", *Comptes Rendus Physique*, vol.9, No.9–10, pp. 935-946, Dec. 2008, ISSN 1631-0705.
- [50] M. Maier, "The Escape of Sisyphus or What "Post NG-PON2" Should Do Apart from Neverending Capacity Upgrades", *Photonics*, vol.1, no.1, pp.47-66, 2014.

- [51] A. Srivastava, "Next generation PON evolution", *Broadband Access Communication Technologies VII*, vol.864509, Proc. SPIE 8645, Jan. 2013.
- [52] L. G. Kazovsky, et al., "Next-Generation Optical Access Networks" *Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no.11, pp.3428-3442, Nov. 2007.
- [53] ITU-T Rec. ITU-T G.989.1, "40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2)".
- [54] N. Iiyama, et al., "Two-phased capacity upgrade method for NG-PON2 with hierarchical star 8-QAM and square 16-QAM", *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, vol., no., pp.1-3, 17-21 Mar. 2013.
- [55] Y. Luo, et al., "Wavelength management in time and wavelength division multiplexed passive optical networks (TWDM-PONs)", *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, vol., no., pp.2971-2976, 3-7 Dec. 2012.
- [56] R. Schneir, et al., "Strategic and economic aspects of network sharing in FTTH/PON architectures", *Proc. of the 23rd European Regional Conference of the International Telecommunication Society (ITS)*, pp. 1-13, 2012.
- [57] Y. Ma, et al., "Demonstration of a 40Gb/s Time and Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network Prototype System", in *Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America)*, paper PDP5D.7, 2012.
- [58] Y. Luo, et al., "Time- and Wavelength-Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Next-Generation PON Stage 2 (NG-PON2)", *Journal of Lightwave Technology*, vol.31, pp.587-593, 2013.
- [59] P. J. Winzer, R. J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats", *Optical fiber Telecommunications VB : Systems and Networks*, Elsevier Inc., 2008.
- [60] T. Wang et al., "Significant improvements in optical power budgets of real-time optical OFDM PON systems," *Opt. Express* 18(20), 20732-20745, 2010.
- [61] K. Thyagarajan, A. Ghatak, "Fiber Optic Communication Systems", *Wiley-IEEE Press*, 1 ed., pp.100-124, 2007, ISBN: 9780470152560.
- [62] K. Thyagarajan, A. Ghatak, "Lasers: Fundamentals and Applications", *Springer US*, 2nd ed., pp.650, 2011, ISBN: 978-144196442-7.
- [63] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", *Wiley Series in Microwave and Optical Engineering*, Wiley-Interscience, 2010, ISBN: 047-05505117.

- [64] W. S. C. Chang, “Principles of Lasers and Optics”, *Cambridge University Press*, 2005, ISBN: 978-0521642293.
- [65] W. S. C. Chang, “Nonlinear Fiber Optics”, *Academic Press, Optics and Photonics*, 4<sup>th</sup> ed., 2006, ISBN: 0123695163.
- [66] Giovanni Beninca De Farias, “Etude de solutions OFDM en technologie Photonique Silicium pour les futures générations de réseaux optiques passifs”, *LETI, Université de Grenoble*, Thèse n° 01061786, 05 décembre 2013.
- [67] Tuan Anh Truong, “Digital signal processing for next-generation passive optical networks”, *Lab-STICC/IAS/ELEC, Télécom Bretagne*, Thèse n° 2014telb0327, 28 novembre 2014.
- [68] I. P. Kaminov, T. Li, “Optical Fiber Telecommunications IV-A Components”, *Academic Press, Optics and Photonics* ed.1, 2002, ISBN: 978-0123951724.
- [69] J. C. Campbell, “Recent Advances in Telecommunications Avalanche Photodiodes”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no.1, pp.109-121, Jan. 2007.
- [70] T. L. Koch, J. E. Bowers, “Nature of wavelength chirping in directly-modulated semiconductor lasers”, *IET Electronics Letters*, vol.20, no.25, pp.1038-1040, 1984.
- [71] J. Yu, et al., “Applications of 40-Gb/s Chipr-Managed Laser in Access and Metro Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.3, pp.253-265, Feb. 2009.
- [72] Relative intensity noise, [http://en.wikipedia.org/wiki/Relative\\_intensity\\_noise](http://en.wikipedia.org/wiki/Relative_intensity_noise), Dernière consultation, décembre 2014.
- [73] Eagleyard Photonics - Relative Intensity Noise of Distributed Feedback Lasers, [www.eagleyard.com/fileadmin/downloads/app\\_notes/App\\_Note\\_RIN\\_1-5.pdf](http://www.eagleyard.com/fileadmin/downloads/app_notes/App_Note_RIN_1-5.pdf), Dernière consultation, décembre 2014.
- [74] Hamamatsu - Photodiode Technical Guide, [www.hamamatsu.com/us/en/index.html](http://www.hamamatsu.com/us/en/index.html), Dernière consultation, décembre 2014.
- [75] Description statistique de la lumière émise par un laser, [www.lcf.institutoptique.fr/](http://www.lcf.institutoptique.fr/), Dernière consultation, décembre 2014.
- [76] G. P. Agrawal, “Telecommunications Systems”, *Lightwave Technology*, Wiley-Interscience, 1986.
- [77] T. Miya, et al., “Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 $\mu\text{m}$ ”, *Electronics Letters*, vol.15, no.4, pp.106-108, Feb. 1979.

- [78] D. V. D. Borne, “Robust Optical Transmission Systems: modulation and equalization”, *Technische Universiteit Eindhoven*, Thèse URN:NBN:NL:UI:25-633535, 2008.
- [79] W. Sieh, I. Djordjevic, “OFDM for Optical communications”, *Academic Press*, ed.1, 2009, ISBN: 978-0123748799.
- [80] L. A. Neto, “Étude des potentialités des techniques de modulation multiporteuses pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON”, *LETI, Université de Limoges*, Thèse n° 58-2012, décembre 2012.
- [81] J. Wang, K. Petermann, “Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 96-100, 1992.
- [82] F. Devaux, et al., “Simple Measurement of Fiber Dispersion and of Chirp Parameter of Intensity Modulated Light Emitter”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1937-1940, 1993.
- [83] L. Bjerkan, et al., “Measurement of Laser Parameters for Simulation of High-speed Fiber Optic Systems”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 5, pp. 839-850, 1996.
- [84] K. Yonenaga, N. Takachio, “A fiber chromatic dispersion compensation technique with an optical SSB transmission in optical homodyne detection systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.5, no.8, pp.949-951, Aug. 1993.
- [85] M. Sieben, et al., “Optical single sideband transmission at 10 Gb/s using only electrical dispersion compensation”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.17, no.10, pp.1742-1749, Oct 1999.
- [86] K. Grobe, M. Eiselt, “Wavelength Division Multiplexing: A practical Engineering Guide”, *Wiley*, ed.1, 2013, pp. 432, ISBN: 978-0470623022.
- [87] M. Seimetz, “High-order modulation for optical fiber transmission”, *Springer*, ed., 2009, pp. 262, ISBN: 978-3540937708.
- [88] R. A. Shafik, et al., “On the Error Vector Magnitude as a Performance Metric and Comparative Analysis”, *IEEE-ICET 2nd International Conference on Emerging Technologies*, Pershavar, Pakistan, vol., no., pp.27-31, Nov. 2006.
- [89] P. Golden, et al., “Fundamentals of DSL Technology”, *Auerbach Publications*, ed.1, 2004, pp. 454, ISBN: 978-0203317495.
- [90] S. B. Weinstein, “The history of orthogonal frequency-division multiplexing”, *IEEE Communications Magazine*, vol.47, pp.26–35, 2009.

- [91] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission", *Bell System Technical Journal*, vol.46, pp.1755–1796, 1966.
- [92] J. Armstrong, "OFDM : from copper and wireless to optical", *OFC/NFOEC 2008*, San Diego, CA, Tutorial, OMM1, 2008.
- [93] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol.CM-19, pp.628–634, 1971.
- [94] J. Salz, S. B. Weinstein, "Fourier transform communication system", *ACM Symp. Problems Optim. Data Commun. Syst.*, Pine Mountain, GA, USA, 1969.
- [95] A. Peled, A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, New York, NY, USA, pp.964–967, 1980.
- [96] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Transactions on Communications*, vol.CM-33, pp.665–75, 1985.
- [97] R. Lassalle, M. Alard, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers", *EBU Tech. Rev.*, pp.168–190, 1987.
- [98] J. S. Chow, et al., "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.9, pp.895–908, 1991.
- [99] I. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels", *Bell Labs Technical Memorandum*, 1995.
- [100] G. J. Foschin, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", *Bell Labs Technical Journal*, vol.1, pp.41–59, 1996.
- [101] U. Reimers, "Digital video broadcasting", *IEEE Commun. Mag.*, vol.36, pp.104–110, 1998.
- [102] I. Koffman, V. Roman, "Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16", *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, pp.96–103, 2002.
- [103] P. Siohan, N. Lacaille, "Analysis of OFDM/OQAM systems based on the filterbank theory", *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '99*, vol.4, no., pp.2279-2284 vol.4, 1999.
- [104] H. Bolcskei, et al., "Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels", *IEEE International Conference on Communications ICC'99*, vol.1, no., pp.559-564 vol.1, 1999.

- [105] Q. Pan, 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 Photon. Technol. Lett.*, vol.8, no.2, pp.278-280, 1996.
- [106] B. J. Dixon, et al., "Orthogonal frequency-division multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds", *IEEE Trans Microwave Theory Techniques*, vol.49, no.8, pp.1404-1409, 2001.
- [107] H. Sanjoh, et al., "Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz", *Conference on Optical Fiber Communication, OFC*, pp. 401-402, 2002.
- [108] A. Lowery, et al., "Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems", *Opt. Fiber Commun. Conf., and National Fiber Optic Engineers Conference, USA*, vol., no., pp.1-3, 2006.
- [109] W. Shieh, C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing", *Electron. Lett.*, vol.42, no.10, pp.587-589, 2006.
- [110] I. B. Djordjevic, B. Vasic, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for high-speed optical transmission", *Opt. Exp.*, vol.14, 2006.
- [111] O. Gonzalez, et al., "Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel", *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol.153, pp.139-144, 2006.
- [112] J. M. Tang, et al., "High capacity transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibres using directly modulated DFBs", *Optical Fibre Communications and Electronic Signal Processing, The IEE Seminar on (Ref. no. 2005-11310)*, Stevenage, UK, no., pp.0-18, 2005.
- [113] W. Shieh, "High spectral efficiency coherent optical OFDM for 1 Tbps Ethernet transport", *Conference on Optical Fiber Communication, OFC*, San Diego, CA, USA, 2009.
- [114] D. Qian et al., "Experimental demonstration of a novel OFDM-A based 10 Gb/s PON architecture", *Eur. Conf. Opt. Commun.*, Berlin, Germany, Paper 5.4.2., Sep. 2007.
- [115] M. S. Moreolo, et al., "Novel Power Efficient Optical OFDM Based on Hartley Transform for Intensity-Modulated Direct-Detection Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol.28, no.5, pp.798-805, Mar. 2010.

- [116] C. Milion, et al., “High bit rate transmission for NG-PON by direct modulation of DFB laser using discrete multi-tone”, *35th European Conference on Optical Communication ECOC'09*, vol., no., pp.1-2, Sept. 2009.
- [117] T. Duong, et al., “10Gbit/s transmission over 2.5GHz bandwidth by direct modulation of commercial VCSEL and multi-mode FP lasers using adaptively modulated optical OFDM modulation for passive optical network”, *34th European Conference on Optical Communication ECOC'08*, vol., no., pp.1-2, Sept. 2008.
- [118] N. Cvijetic, “OFDM for Next-Generation Optical Access Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.30, no.4, pp.384-398, Feb.15, 2012.
- [119] H. V. Sorensen, et al., “Real-valued fast Fourier transform algorithms,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.35, no.6, pp.849-863, Jun 1987.
- [120] S. G. Johnson, M. Frigo, “A Modified Split-Radix FFT with Fewer Arithmetic Operations”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.55, no.1, pp.111-119, Jan. 2007.
- [121] A. V. Oppenheim, et al., “Discrete Time Signal Processing”, *Prentice Hall*, ed.3, 2009, pp. 1108, ISBN: 978-0131988422.
- [122] A. Lowery, L. B. Du, “Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years”, Invited Paper, *Optical Fiber Technology*, vol., no.17, pp.421-438, 2011.
- [123] S.L. Jansen, “OFDM for Optical Communications”, *Optical Fiber Communication*, Conference and Exposition, 2010.
- [124] D. Tse, P. Viswanath, “Fundamentals of wireless communication”, *Cambridge University Press*, ISBN: 9780521845274, 2005.
- [125] M. Yonathan, D. Ron, “Efficient estimation of carrier and sampling frequency offsets in OFDM systems”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, vol., no., pp.440-445, Apr. 2014.
- [126] M. Speth, et al., “Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission .II. A case study”, *IEEE Transactions on Communications*, vol.49, no.4, pp.571-578, Apr 2001.
- [127] M. Sliskovic, “Carrier and sampling frequency offset estimation and correction in multicarrier systems”, *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '01*, vol.1, no., pp.285-289 vol.1, 2001.

- [128] M. Sliskovic, "Sampling frequency offset estimation and correction in OFDM systems", *The 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2001*, vol.1, no., pp.437-440 vol.1, 2001.
- [129] U. Khan, et al., "LS estimator: Performance analysis for block-type and comb-type channel estimation in OFDM system", *11th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, vol., no., pp.420-424, Jan. 2014.
- [130] J.-J. van de Beek, et al., "On channel estimation in OFDM systems", *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, vol.2, no., pp.815-819 vol.2, Jul 1995.
- [131] N. Benvenuto, S. Tomasin, "On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter", *IEEE Transactions on Communications*, vol.50, no.6, pp.947-955, Jun 2002.
- [132] J.-H. Lee et al., "The performance of ML estimation of OFDM symbol time with and without correlation coefficient", *14th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, vol., no., pp.449,453, Feb. 2012.
- [133] Y. T. Al-Naffouri, et al., "A least-/mean-squares approach to channel identification and equalization in OFDM", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, vol.3, no., pp.III-2577-III-2580, May 2002.
- [134] C. R. N. Athaudage, A. D. S. Jayalath, "A novel RMS delay-spread estimation technique for wireless OFDM systems", *Joint Conference of the Fourth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, and Fourth Pacific Rim Conference on Multimedia*, vol.1, no., pp.626-630 Vol.1, Dec. 2003.
- [135] S. Abrar, I. M. Qureshi, "Blind Equalization of Cross-QAM Signals", *IEEE Signal Processing Letters*, vol.13, no.12, pp.745-748, Dec. 2006.
- [136] S.-K. Deng, M.-C. Lin, "OFDM PAPR reduction using clipping with distortion control", *IEEE International Conference on Communications, ICC 2005*, vol.4, no., pp.2563-2567, May 2005.
- [137] H. Yu, et al., "Distribution of PAR in DMT systems", *Electronics Letters*, vol.39, no.10, pp.799-801, May 2003.
- [138] W. O. Popoola, et al., "Pilot-Assisted PAPR Reduction Technique for Optical OFDM Communication Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol.32, no.7, pp.1374-1382, Apr. 2014.

- [139] B. Farhang-Boroujeny, et al., “Fast estimation of BER in PAR-limited DMT systems using noise injection method”, *IEEE Transactions on Communications*, vol.51, no.2, pp.170-174, Feb. 2003.
- [140] S. H. Han, J. H. Lee, “An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission”, *IEEE Wireless Communications*, vol.12, no.2, pp.56-65, Apr. 2005.
- [141] T. Jiang, Y. Wu, “An overview: Peak-to-Average Power Ratio reduction techniques for OFDM signals”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 54, no.2, pp. 257–268, 2008.
- [142] H.-G. Ryu, et al., “PAPR reduction using soft clipping and ACI rejection in OFDM system”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.48, no.1, pp.17-22, Feb 2002.
- [143] J. Armstrong, A. J. Lowery, “Power efficient optical OFDM”, *Electronics Letters*, vol.42, no.6, pp.370-372, Mar. 2006.
- [144] J. Armstrong, B. Schmidt, “Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN”, *IEEE Communications Letters*, vol.12, no.5, pp.343-345, May 2008.
- [145] L. Nadal, L et al., “Low complexity bit rate variable transponders based on optical OFDM with PAPR reduction capabilities”, *17th European Conference on Networks and Optical Communications (NOC)*, vol., no., pp.1-6, June 2012.
- [146] J. A. Davis, J. Jedwab, “Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed-Muller codes”, *IEEE International Symposium on Information Theory*, vol., no., pp.190, Aug 1998.
- [147] K. Schmidt, “Complementary Sets, Generalized Reed–Muller Codes, and Power Control for OFDM”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.53, no.2, pp.808-814, Feb. 2007.
- [148] T.-A. Truong, et al., “DFT Precoded OFDM—An Alternative Candidate for Next Generation PONs”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.32, no.6, pp.1228-1238, Mar. 2014.
- [149] M. Sung, et al., “DFT-Precoded Coherent Optical OFDM With Hermitian Symmetry for Fiber Nonlinearity Mitigation”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.30, no.17, pp.2757-2763, Sept.1, 2012.
- [150] J. M. Tang, K. A. Shore, “30-gb/s signal transmission over 40-km directly modulated DFB-laser-based single-mode-fiber links without optical amplification and

- dispersion compensation”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.24, no.6, pp. 2318-2327, June 2006.
- [151] A. Czylik, “Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization”, *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, 1997, vol.2, no., pp.865-869 vol.2, May 1997.
- [152] R. L. Hartley, “Transmission of Information”, *Lucent Technologies*, 1928, [www.dotrose.com/etext/90\\_Miscellaneous/transmission\\_of\\_information\\_1928b.pdf](http://www.dotrose.com/etext/90_Miscellaneous/transmission_of_information_1928b.pdf), Dernière consultation, décembre 2014.
- [153] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, *Bell Systems Technology Journal*, vol.27, pp.379–423, 623–656, Jul., Oct. 1948.
- [154] C. E. Shannon, *et al.*, “Communication in the presence of noise”, *Institute of Radio Engineers*, 1949, <http://books.google.fr/books?id=6P3HHAAACAAJ>, Dernière consultation, décembre 2014.
- [155] C. E. Shannon, W. Weaver, “The Mathematical Theory of Communication”, *University of Illinois Press*, ed.1, 1963, pp.132, ISBN: 978-0252725487.
- [156] L. Peng, *et al.*, “On Bit-Loading for Discrete Multi-Tone Transmission Over Short Range POF Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.31, no.24, pp.4155-4165, Dec. 2013.
- [157] H. Ko, *et al.*, “Fast Optimal Discrete Bit-Loading Algorithms for OFDM-Based Systems”, 18th International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN), vol., no., pp.1-6, Aug. 2009.
- [158] B. Cardiff, *et al.*, “On Bit and Power Loading for OFDM Over SI-POF”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.29, no.10, pp.1547-1554, May 2011.
- [159] A. G. Armada, “SNR Gap Approximation for M-PSK-Based Bit Loading”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, no.1, pp.57-60, Jan. 2006.
- [160] J. M. Cioffi. “EE379A: Digital Communications - Signal Processing and EE379C: Advanced Digital Communications”, *Stanford University Class Reader*, <http://web.stanford.edu/group/cioffi/ee379a/>, Dernière consultation, décembre 2014.
- [161] A. Garcia-Armada, “SNR gap approximation for M-PSK-Based bit loading”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, no.1, pp.57-60, Jan. 2006.

- [162] C. Berrou, *et al.*, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1”, IEEE International Conference on Communications (ICC '93), Geneva, vol.2, no., pp.1064-1070 vol.2, May 1993.
- [163] D. Auroux, “Lecture 13: Lagrange Multipliers”, *MIT OPEN COURSEWARE*, <http://ocw.mit.edu/courses/mathematics/18-02-multivariable-calculus-fall-007/video-lectures/lecture-13-lagrange-multipliers/>, Dernière consultation, décembre 2014.
- [164] W. Liu, *et al.*, “A low complexity detection for the binary MIMO system using Lagrange multipliers”, *International Joint Conference on Awareness Science and Technology and Ubi-Media Computing (iCAST-UMEDIA)*, vol., no., pp.486-491, Nov. 2013.
- [165] T. Starr, “Understanding Digital Subscriber Line Technology”, *Prentice Hall*, ed.1, 1998, pp.480, ISBN: 978-0137805457.
- [166] T. Jiang, *et al.*, “Orthogonal Frequency Division Multiple Access Fundamentals and Applications”, Auerbach Publications, ed., 2010, pp.622, ISBN: 978-1420088243.
- [167] D. Hughes-Hartogs, “Ensemble modem structure for imperfect transmission media”, *U.S. Patents*, no.4679227-4731816, Mar. 1988.
- [168] P. S. Chow, *et al.*, “A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol.43, no.2/3/4, pp.773-775, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [169] J. Campello, “Optimal discrete bit loading for multicarrier modulation systems”, *IEEE International Symposium on Information Theory*, vol., no., pp.193, 16-21 Aug 1998.
- [170] M. Chen, *et al.*, “Real-Time 10.4-Gb/s Single-Band Optical 256/64/16QAM Receiver for OFDM-PON”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.26, no.20, pp.2012-2015, Oct. 2014.
- [171] A. Sano, *et al.*, “No-Guard-Interval Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission”, *IEEE/OSA Journal Lightwave Technol.*, vol.27, no.16, pp.3705-3713, Aug. 2009.
- [172] J. M. Tang, *et al.*, “Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.18, no.1, pp.205-207, Jan., 2006.

- [173] J. Lee, *et al.*, “24-Gb/s transmission over 730 m of multimode fiber by direct modulation of 850-nm VCSEL using discrete multi-tone modulation”, *Proc. OFC/NFOEC*, Paper PDP6, 2007.
- [174] S. C. J. Lee, *et al.*, “Low-Cost and Robust 1-Gbit/s Plastic Optical Fiber Link Based on Light-Emitting Diode Technology”, *Conference on OFC/NFOEC 2008*, vol., no., pp.1-3, Feb. 2008.
- [175] F. Carvalho, *et al.*, “Optimal electrical power distribution among coexisting OFDM-based signals in LR-PONs: Theoretical and experimental analyses”, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.6, no.6, pp.559-570, June 2014.
- [176] C. Chi-Wai, *et al.*, “Direct-detection all-optical OFDM superchannel for long-reach PON”, *13th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, vol., no., pp.1-4, Nov. 2014.
- [177] D. Hsu, *et al.*, “Cost-effective 33-Gbps intensity modulation direct detection multi-band OFDM LR-PON system employing a 10-GHz-based transceiver”, *Optics Express*, vol.19, no.18, pp.17546-17556, Aug. 2011.
- [178] Z. Ren, *et al.*, “Energy-Efficient Resource Allocation in Downlink OFDM Wireless Systems With Proportional Rate Constraints”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.63, no.5, pp.2139-2150, Jun 2014.
- [179] M. K. Ozdemir, H. Arslan, “Channel estimation for wireless OFDM systems”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol.9, no.2, pp.18-48, Second Quarter 2007.
- [180] J. Grubor, *et al.*, “Adaptive Optical Wireless OFDM System with Controlled Asymmetric Clipping”, *Proc. Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (AC-SSC)*, vol., no., pp. 1896-1902, Nov. 2007.
- [181] D. Qian, *et al.*, “Optical OFDM transmission in metro/access networks”, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC) - includes post deadline papers*, vol., no., pp.1-3, Mar. 2009.
- [182] N. Cvijetic, *et al.*, “Terabit Optical Access Networks Based on WDM-OFDMA-PON”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.30, no.4, pp.493-503, Feb. 2012.

- [183] A. J. Lowery, *et al.*, “Performance of Optical OFDM in Ultralong-Haul WDM Lightwave Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no.1, pp.131-138, Jan. 2007.
- [184] W. Shieh, “OFDM for Flexible High-Speed Optical Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.29, no.10, pp. 1560-1577, May 2011.
- [185] B. Schmidt, *et al.*, “Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.26, no.1, pp.196–203, 2008.
- [186] N. Sarkhosh, *et al.*, “Carrier Frequency Independent RF Photonic QPSK Modulator”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.62, no.2, pp.373-379, Feb. 2014.
- [187] L. Stampoulidis, *et al.*, “Fabrication of the first high-speed GaAs IQ electro-optic modulator arrays and applicability study for low-cost Tb/s direct-detection optical OFDM networks”, *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, vol., no., pp.1-3, Mar. 2013.
- [188] I. Djordjevic, B. Vasic, “Orthogonal Frequency Division Multiplexing for high-speed optical transmission”, *Optics Express*, vol.14, no.9, pp.3767–3775, May 2006.
- [189] T. Yan, W. Shieh, “Coherent Optical OFDM Transmission Up to 1 Tb/s per Channel”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.16, pp.3511-3517, Aug. 2009.
- [190] W. Shieh, *et al.*, “Coherent optical OFDM: theory and design”, *Optics Express*, vol.16, no.2, pp.841–859, 2008.
- [191] C. J. Youn, *et al.*, “Real-time FPGA transmitter and receiver for coherent optical OFDM”, *Optical Internet 2014 (COIN)*, vol., no., pp.1-2, Aug. 2014.
- [192] M. Sung, *et al.*, “DFT-Precoded Coherent Optical OFDM With Hermitian Symmetry for Fiber Nonlinearity Mitigation”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.30, no.17, pp.2757-2763, Sept. 2012.
- [193] P. Winzer, “Beyond 100G ethernet”, *IEEE Communications Magazine*, vol.48, no.7, pp.26–30, 2010.
- [194] A. J. Lowery, “Generation and transmission of all-optical OFDM”, *Conference on Optical Fibre Technology*, vol., no., pp.622-624, July 2014.

- [195] C.-W. Chow, *et al.*, “Direct-detection all-optical OFDM super-channel for long-reach PON”, *International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, vol., no., pp.1-4, Nov. 2014.
- [196] D. Hillerkuss, *et al.*, “26Tbit s-1 line-rate super-channel transmission utilizing all-optical fast fourier transform processing”, *Nature Photonics*, vol.5, no.6, pp.364–371, June 2011.
- [197] A. Sano, *et al.*, “30 x 100Gb/s all-optical OFDM transmission over 1300km SMF with 10 ROADM nodes”, *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, vol., no., pp.1–2, Sept. 2007.
- [198] P. Guan, *et al.*, “Real-time all-optical OFDM transmission system based on time-domain optical fourier transformation”, *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, vol., no., pp.1-3, Mar. 2014.
- [199] B. Zhao, X. Chen, “A 40Gbps SSB-OFDMA-PON architecture using direct-detection and source-free ONUs supporting dynamic bandwidth allocation”, *International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC)*, pp.223–225, Apr. 2011.
- [200] P. M. Anandarajah, *et al.*, “Flexible optical comb source for super channel systems”, *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, vol., no., pp.1-3, Mar. 2013.
- [201] K. Lee, *et al.*, “All optical discrete fourier transform processor for 100Gb/s OFDM transmission”, *Optics Express*, vol.16, no.6, pp.4023–4028, Mar. 2008.
- [202] P. Boffi, *et al.*, “High-capacity access networks based on hybrid all-optical OFDM PON”, *European Conference on Networks and Optical Communications - (NOC)*, vol., no., pp.51-56, Jun. 2014.
- [203] F. Karinou, *et al.*, “Comparison of 850-nm and 1550-nm VCSELs for low-cost short-reach IM/DD and OFDM SMF/MMF links”, *Conference on and International Quantum Electronics Conference on Lasers and Electro-Optics Europe (CLEO EUROPE/IQEC)*, vol., no., pp.1-1, May 2013.
- [204] N. Wu, Y. Bar-Ness, “A novel power-efficient scheme asymmetrically and symmetrically clipping optical (ASCO)-OFDM for IM/DD optical systems”, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol.2015, no.1, pp.1-3, ISSN: 1687-6180, 2015.

- [205] B. Ranjha, M. Kavehrad, "Hybrid asymmetrically clipped OFDM-based IM/DD optical wireless system", *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.6, no.4, pp.387-396, Apr. 2014.
- [206] I. Rashed, *et al.*, "Analysis of DCO-OFDM and flip-OFDM for IM/DD optical-wireless system", *International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, vol., no., pp.32-35, Dec. 2014.
- [207] S. Dimitrov, H. Haas, "Optimum Signal Shaping in OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, vol., no., pp.1,5, Sept. 2012.
- [208] J. Armstrong, *et al.*, "SPC07-4: Performance of Asymmetrically Clipped Optical OFDM in AWGN for an Intensity Modulated Direct Detection System", *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '06*, vol., no., pp.1-5, 2006.
- [209] J. B. Carruthers, J. M. Kahn, "Multiple-subcarrier modulation for non-directed wireless infrared communication", *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '94*, vol.2, no., pp.1055-1059 vol.2, Nov. 1994.
- [210] S. D. Dissanayake, J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol.31, no.7, pp.1063-1072, Apr. 2013.
- [211] F. Barrami, *et al.*, "An optical power efficient asymmetrically companded DCO-OFDM for IM/DD systems," *IEEE Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, vol., no., pp.1-6, May 2014.
- [212] P. Saengudomlert, "On the Benefits of Pre-Equalization for ACO-OFDM and Flip-OFDM Indoor Wireless Optical Transmissions Over Dispersive Channels," *Journal of Lightwave Technology*, vol.32, no.1, pp.70-80, Jan. 2014.
- [213] H. Elgala, T. D. C. Little, "P-OFDM: Spectrally efficient unipolar OFDM," *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, vol., no., pp.1-3, Mar. 2014.
- [214] D. Tsonev, *et al.*, "Novel Unipolar Orthogonal Frequency Division Multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless," *IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, vol., no., pp.1-5, May 2012.
- [215] N. Fernando, *et al.*, "Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol.60, no.12, pp.3726-3733, Dec. 2012.

- [216] D. Tsonev, H. Haas, "Avoiding spectral efficiency loss in unipolar OFDM for optical wireless communication," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, vol., no., pp.3336-3341, Jun. 2014.
- [217] S. D. Mohamed, *et al.*, "Two approaches for the modified asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing system," *Japan-Egypt International Conference on Electronics, Communications and Computers (JEC-ECC)*, vol., no., pp.135-139, Dec. 2013.
- [218] A. Nuwanpriya, *et al.*, "Position Modulating OFDM for optical wireless communications," *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, vol., no., pp.1219-1223, Dec. 2012.
- [219] S. D. Dissanayake, *et al.*, "Performance analysis of noise cancellation in a diversity combined ACO-OFDM system," *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol., no., pp.1-4, Jul. 2012.
- [220] S. K. Wilson, J. Armstrong, "Digital Modulation Techniques for Optical Asymmetrically-Clipped OFDM," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, (WCNC)*, vol., no., pp.538-542, Mar.-Apr. 2008.
- [221] K. Asadzadeh, *et al.*, "Receiver design for asymmetrically clipped optical OFDM," *IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, vol., no., pp.777-781, Dec. 2011.
- [222] C. Liang, *et al.*, "Diversity Combining for Asymmetrically Clipped Optical OFDM in IM/DD Channels," *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 2009*, vol., no., pp.1-6, Nov. 2009.
- [223] H. Elgala, *et al.*, "Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.55, no.3, pp.1127-1134, Aug. 2009.
- [224] Z. Ghassemlooy, N. M. Aldibbiat, "Baseline wander effect on indoor wireless infrared links operated by dual header pulse interval modulation," *Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, vol.1, pp.11-15, 2005.
- [225] T. Liu, "A novel scheme for demodulation of ACO-OFDM in the presence of DC Offset," *Journal of the Franklin Institute*, vol.352, no.3, pp.802-812, Mar. 2015.
- [226] S. D. Dissanayake, J. Armstrong, "Novel Techniques for Combating DC Offset in Diversity Combined ACO-OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol.15, no.11, pp.1237-1239, Nov. 2011.

- [227] E. Katz, *et al.*, “A new improved-performance decoding technique for Asymmetrically-Clipped Optical-OFDM,” *46th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*, vol., no., pp.1-6, Mar. 2012.
- [228] S. D. Dissanayake, *et al.*, “A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems,” *IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, vol., no., pp.782-786, Dec. 2011.
- [229] M. Moreolo, *et al.*, “Experimental demonstration of a cost-effective bit rate variable IM/DD optical OFDM with reduced guard band,” *Opt. Express* 20, B159-B164, 2012.
- [230] F. Barrami, *et al.*, “A novel FFT/IFFT size efficient technique to generate real time optical OFDM signals compatible with IM/DD systems,” *European Microwave Conference (EuMC)*, vol., no., pp.1247-1250, Oct. 2013.
- [231] R. Bouziane, *et al.*, “Dependence of optical OFDM transceiver ASIC complexity on FFT size,” *Optical Fiber Communication Conference and Exposition, and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, vol., no., pp.1-3, March 2012.
- [232] VPIphotonics - Simulation Software and Design Services, <http://www.vpi Photonics.com/index.php>, Mai 2015.
- [233] A. Lowery, *et al.*, “Multiple signal representation simulation of photonic devices, systems, and networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol.6, no.2, pp.282-296, March-April 2000.
- [234] Transmission Laser Modules, 1915 LMA ANALOG 6GHz / 10GHz, Prototype Target Specification 10mW 1.55 $\mu$ m Direct Modulated Analog Laser Module, <http://www.3spgroup.com/newhomepage/francais.html>.
- [235] Orange Labs, 3S Photonics, “D5.1a : System Performance report on OFDM PON architectures,” ANR EPOD Project, 2011, confidentiel.
- [236] C. Rapp, “Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System,” *Second European Conference on Satellite Communications*, Liege, Belgium, Oct. 1991, pp. 179-184.
- [237] L. A. Neto, *et al.*, “On the interest of chirped lasers for AMOOFDM transmissions in long distance PON networks,” *Optical Fiber Communication*

Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, pp. 1-3, Mar. 2011.

- [238] Recommendation ITU-T G.987.3, “10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Transmission convergence (TC) layer specification.” Oct-2010.



## Annexe1

Le Tableau A.1 présente les paramètres physiques extraits d'un laser DFB type 14B7M utilisé lors d'un projet collaboratif ANR auquel a participé Xlim. Ces paramètres ont été obtenus pendant l'étude de la caractérisation statique et dynamique du laser.

**Tableau A.1** : Paramètres physiques extraits DFB type 14B7M [66].

Paramètres	Valeurs
Coefficient de recombinaison et d'émission spontanée (B)	$10^{-16} \text{m}^3/\text{s}$
Coefficient de recombinaison Auger (C)	$3 \times 10^{-41} \text{m}^6/\text{s}$
Chirp ou Facteur de Henry ( $\alpha_H$ )	2.68
Volume de la région active du laser (V)	$5.76 \times 10^{-17} \text{m}^3$
Durée de vie d'un photon ( $\tau_p$ )	1.48ps
Pertes de miroir optique ( $\alpha_{\min}$ )	$2715 \text{m}^{-1}$
Concentration de porteurs transparents ( $N_T$ )	$1.4 \times 10^{24} \text{m}^{-3}$
Gain différentiel ( $\sigma_g$ )	$3 \times 10^{-20} \text{m}^2$
Coefficient de non rayonnement ( $A_{nr}$ )	$9.25 \times 10^{-8} \text{s}^{-1}$
Facteur d'émission spontanée ( $\beta_{sp}$ )	$4 \times 10^{-6}$
Facteur de confinement ( $\Gamma$ )	0.4
Indice de groupe ( $n_g$ )	3.7
Paramètre de saturation non linéaire ( $\epsilon_{NL}$ )	$7.2 \times 10^{-24} \text{m}^3$
Efficacité de couplage de la fibre	30%
Largeur de raie ( $\Delta\nu$ )	0.1MHz (Valeurs : 0-10MHz)

## Annexe2

L'obtention de la solution optimale du RA et MA en considérant les fonctions de Lagrange (67) et (68) est menée dans cette partie de notre étude. Tout d'abord nous rappellerons que l'existence d'une solution de problème de maximisation ou respectivement

de minimisation passe par la résolution de la dérivée première qui s'annule à zéro. Ainsi, en posant :

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA}) &= \sum_{k=1}^{N_u} b_k + \lambda_{RA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k - E \right) \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + \lambda_{RA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k - E \right)\end{aligned}\quad (132)$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{MA}(\varepsilon_k, \lambda_{MA}) &= \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k + \lambda_{MA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} b_k - D_0 \right) \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k + \lambda_{MA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) - D_0 \right)\end{aligned}\quad (133)$$

En se rappelant que  $\ln(x) = \log_2(x) \cdot \ln(2)$  et admettant qu'il existe un point optimal  $(\varepsilon_k, \lambda_{RA})$  qui annule la fonction de Lagrange  $\mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})$ , on aura donc :

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\varepsilon_k, \lambda_{RA})}{\partial \varepsilon_k} &= \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left[ \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + \lambda_{RA} \cdot \left( \sum_{k=1}^{N_u} \varepsilon_k - E \right) \right] = 0 \\ &= \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left[ \sum_{k=1}^{N_u} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + (\lambda_{RA} \cdot \varepsilon_k) \right\} - (\lambda_{RA} \cdot E) \right] = 0 \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \left[ \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + (\lambda_{RA} \cdot \varepsilon_k) \right\} \right] = 0\end{aligned}\quad (134)$$

La résolution de l'équation (134) revient à poser :

$$\begin{aligned}A2 &= \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) + (\lambda_{RA} \cdot \varepsilon_k) \right\} = \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) \right\} + \lambda_{RA} = 0 \\ A2 &= \frac{\partial}{\partial \varepsilon_k} \left\{ \ln \left( 1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma} \right) \right\} + \lambda_{RA} \cdot \ln(2) = \left\{ \frac{\frac{g_k}{\Gamma}}{1 + \frac{\varepsilon_k \cdot g_k}{\Gamma}} \right\} + \lambda_{RA} \cdot \ln(2) = 0 \\ A2 &= \left\{ \frac{g_k}{\Gamma + \varepsilon_k \cdot g_k} \right\} + \lambda_{RA} \cdot \ln(2) = \frac{1}{\frac{\Gamma}{g_k} + \varepsilon_k} + \lambda_{RA} \cdot \ln(2) = 0\end{aligned}$$

Ainsi on démontre que la solution optimale de (67) est de la forme

$$\frac{\Gamma}{g_k} + \varepsilon_k = -\frac{1}{\lambda_{RA} \cdot \ln(2)} = K = \text{Constante}\quad (135)$$

D'une manière analogue à (67), la résolution du problème (68) pour l'optimisation du MA serait de la forme :

$$\frac{\Gamma}{g_k} + \varepsilon_k = -\frac{1}{\lambda_{MA} \cdot \ln(2)} = K = \text{Constante} \quad (136)$$

Par conséquent, la résolution des deux problèmes d'optimisation RA et MA est de la forme :

$$\frac{\Gamma}{g_k} + \varepsilon_k = K = \text{Constante} \quad (137)$$

L'équation (137) est connue sous le nom de solution de Water-filling.

### **Annexe3**

Dans cette partie, nous proposons notre méthode d'allocation de bits et de puissance basée sur le Levin-Campello mais fonctionnelle quelle que soit la valeur du BER désirée et pour laquelle  $\Gamma_k \neq \text{constante}$ . Nous l'avons baptisé : MET pour « Minimization and E-Tight ». En effet cet algorithme repose sur le fait que pour un BER cible quelconque (ne provenant d'aucune table  $\Gamma = f(\text{BER})$  prédéfinie), le gap  $\Gamma_k$  et le nombre de bits optimal  $b_k$  que chaque sous-porteuse  $k$  peut transporter sont estimés. Pour ce faire, on reprend les équations (59)-(60) et on déduit :

$$\Gamma_k = \frac{SNR_k}{(2^{b_k} - 1)} \approx \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{\text{BER} * b_k}{4} \right) \right]^2 \quad (138)$$

Ensuite, on définit la fonction  $f(b_k)$  telle que :

$$f(b_k) = \left| \frac{1}{3} \left[ \frac{SNR_k}{(2^{b_k} - 1)} \left[ Q^{-1} \left( \frac{\text{BER} * b_k}{4} \right) \right]^2 \right] - \left[ \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{\text{BER} * b_k}{4} \right) \right]^2 \right]^2 \right| \quad (139)$$

La minimisation de la fonction  $f(b_k)$  conduirait à une distribution quasi-optimale de bits  $b_k$  associée à  $SNR_k$  pour un BER cible donné. Cette minimisation est implémentable avec Matlab en utilisant la fonction  $fminbnd()$  pour des valeurs de  $b_k$  comprises entre 0 et le nombre maximal de bits supportés par le DAC.

Après l'obtention de cette distribution de bits, la deuxième phase du Levin-Campello dite « E-Tight » est ensuite implémentée pour respecter la contrainte d'énergie imposée par le système.

### **Annexe4**

Dans cette partie, nous présentons une analyse de la partie utile  $x'_{odd}$  du signal  $x_{ACO}$  émis en ACO-OFDM conventionnel. Rappelons que le signal discret  $x_{ACO}$  peut être considéré

comme étant la somme de composantes impaire  $x'_{odd}$  et paire  $x'_{even}$ . En reprenant l'équation (87) pour  $n$  impair, on aura pour le signal  $x_{ACO}$  antisymétrique :

$$\begin{aligned} X_{ACO}(n) &= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}\left(k + \frac{N}{2}\right) e^{\left(\frac{-j2\pi\left(k+\frac{N}{2}\right)n}{N}\right)} \\ &= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} -x_{ACO}\left(k + \frac{N}{2}\right) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \end{aligned} \quad (140)$$

En considérant la partie impaire de  $X_{ACO}(n)$ , on peut montrer via la Figure A. 1, que :

$$x_{ACO}(k) = x(k) + (-x(k))_C \quad (141)$$

Où  $(-x(k))_C$  est le signal résultant du clipping de la partie négative du signal  $x(k)$  qui est issue de la sortie du bloc IFFT de la Figure 3.9(a).  $x_{ACO}$  représente le signal clippé uniplaire après clipping sur  $x(k)$ . De la même manière, à la Figure A. 1, on remarquera que :

$$x_{ACO}\left(k + \frac{N}{2}\right) = (-x(k))_C \quad (142)$$

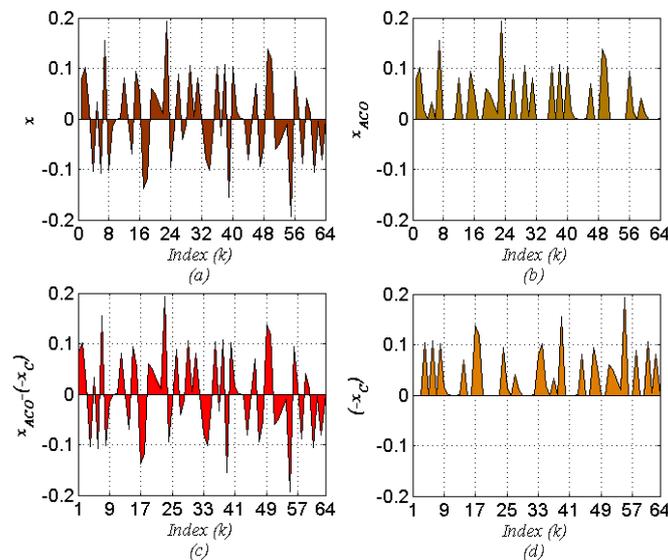


Figure A. 1 : (a) signal  $x(k)$  à la sortie de l'IFFT en ACO-OFDM, (b) composante impaire du signal  $x_{ACO}(k)$  après clipping, (c) différence entre partie impaire de  $x_{ACO}(k)$  et signal  $(-x(k))_C$ , (d) signal  $(-x(k))_C$ .

Ainsi en remplaçant l'équation (141) et (142) dans (140), on obtient :

$$\begin{aligned}
X_{ACO}(n) &= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} -(-x(k))_c \cdot e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \\
&= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} [x(k) - x_{ACO}(k)] e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \quad (143) \\
&= \sum_{k=0}^{N/2-1} x(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} = \frac{X(n)}{2} = \frac{1}{2} \cdot \mathcal{F}[x(k)]
\end{aligned}$$

Avec  $\mathcal{F}$  l'opérateur de transformée de Fourier et  $\mathcal{F}^{-1}$  son inverse. De l'équation (143), on déduit que :

$$\mathcal{F}^{-1}[X_{ACO}(n)] = x'_{odd}(k) = \frac{1}{2} x(k) \quad (144)$$

Dans ce qui suit, nous présentons une analyse du contenu de la partie  $x'_{even}$  du signal  $x_{ACO}$  émis en ACO-OFDM conventionnel. Nous savons déjà que le signal discret  $x_{ACO}$  peut être considéré comme étant la somme de composantes impaire  $x'_{odd}$  et paire  $x'_{even}$ . En reprenant l'équation (140) pour  $n$  pair, on aura :

$$\begin{aligned}
X_{ACO}(n) &= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}\left(k + \frac{N}{2}\right) e^{\left(\frac{-j2\pi\left(k + \frac{N}{2}\right)n}{N}\right)} \\
&= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}\left(k + \frac{N}{2}\right) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \quad (145)
\end{aligned}$$

Ainsi en remplaçant l'équation (141) et (142) dans (145), on obtient :

$$\begin{aligned}
X_{ACO}(n) &= \sum_{k=0}^{N/2-1} x_{ACO}(k) e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} (-x(k))_c \cdot e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \\
&= \sum_{k=0}^{N/2-1} [x(k) + (-x(k))_c] e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} + \sum_{k=0}^{N/2-1} (-x(k))_c \cdot e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} \quad (146)
\end{aligned}$$

$$\text{D'où } X_{ACO}(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} [x(k) + 2 \cdot (-x(k))_c] e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)}$$

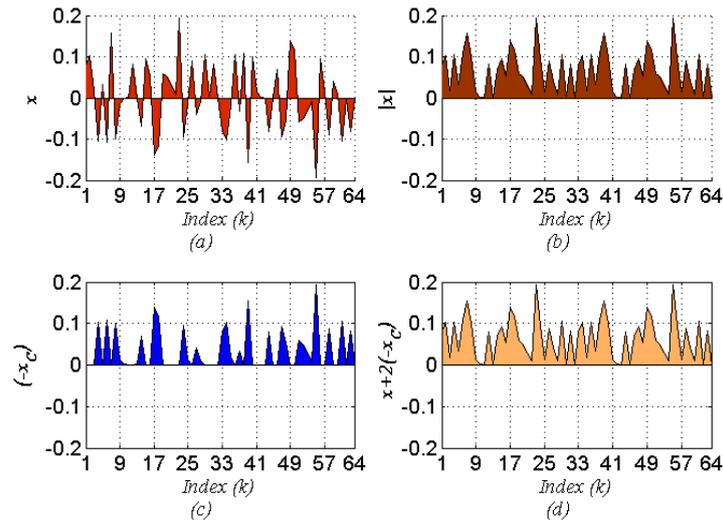


Figure A. 2 : (a) signal  $x(k)$  à la sortie de l'IFFT en ACO-OFDM, (b) Module du signal  $x(k)$ , (c) signal  $(-x(k))_c$  clippé, (d) signal résultant de  $x(k) + 2(-x(k))_c$ .

On peut déduire de la Figure A. 2 que :

$$|x(k)| = \left( x(k) + 2 \cdot (-x(k))_c \right) \quad (147)$$

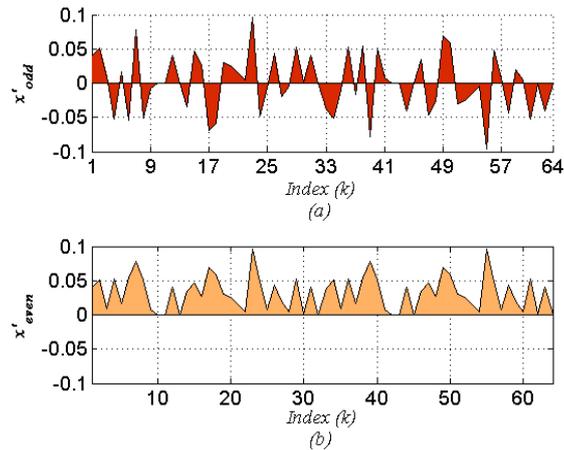
Par conséquent, l'équation (147) devient :

$$X_{ACO}(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |x(k)| \cdot e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right)} = \frac{1}{2} \cdot \mathcal{F}[x(k)] \quad (148)$$

Par suite,

$$\mathcal{F}^{-1}[X_{ACO}(n)] = x'_{even}(k) = \frac{1}{2} |x(k)| \quad (149)$$

En clair, le  $n^{\text{ème}}$  élément pair de  $X_{ACO}(n)$  dans le domaine temporel, donné par  $x'_{even}(k)$  représente la moitié du signal  $|x(k)|$  tandis que le  $n^{\text{ème}}$  élément impair de  $X_{ACO}(n)$  dans le domaine temporel, donné par  $x'_{odd}$  représente la moitié du signal  $x(k)$ . Ceci fait qu'on observe à la Figure A. 3, que le signal  $x'_{even}(k)$  est positif unipolaire tandis que le signal  $x'_{odd}$  est bipolaire. De ce fait, ces deux signaux représentant les parties paires et impaires dans le domaine temporel de  $X_{ACO}(n)$  comportent tous deux, des données utiles du signal  $x_{ACO}(k)$  émis. Ceci permet donc de les utiliser à la réception pour améliorer la démodulation du signal reçu : c'est ce que fait le récepteur de la diversité combinée (DC-ACO).

Figure A. 3 : (a) signal  $x'_{odd}$ , (b) signal  $x'_{even}$ .

## Annexe5

Dans ce paragraphe, nous détaillons analytiquement le principe mathématique de la démodulation INC ACO. Rappelons que la démodulation INC ACO est basée sur l'implémentation conjointe de l'algorithme d'identification VCW, l'estimation de l'Offset en DC et du processus de « Noise-Cancellation » associé à la technique N-C ACO.

Afin de garantir une meilleure démodulation, l'impact de l'Offset en DC dans le processus de démodulation est à prendre en considération. Ainsi, en considérant les Figure 3.8 et Figure 3.27, on peut écrire :

$$y_{ACO}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{Y}_{ACO}(n) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = x_{ACO}(k) + d + w_1(k) \quad (150)$$

Où  $x_{ACO}$  représente le signal ACO-OFDM discret transmis dans le canal,  $d$  et  $w_1$  respectivement l'Offset en DC et le bruit après égalisation des symboles reçus.  $\hat{Y}_{ACO}$  représente les symboles égalisés et  $y_{ACO}$  leurs correspondants dans le domaine temporel. Autrement dit,  $y_{ACO}$  est la transformée inverse de Fourier de  $\hat{Y}_{ACO}$ .

Grâce au processus de VCW, on détecte la position des échantillons (initialement zéros à l'émission) ayant subi l'impact de l'Offset en DC. A ce stade, via la propriété d'antisymétrie (86) et l'opération de clipping (82), l'identification peut être facilitée grâce au critère de choix:

$$y_{ACO}(n) - d \underset{H_1}{\overset{H_0}{\geq}} y_{ACO}\left(n + \frac{N}{2}\right) - d \quad (151)$$

Où  $n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$  et  $(H_0, H_1)$  deux hypothèses de décision de (151) définies par :

$$\begin{aligned}
 H_0: y_{ACO}(n) > 0, \quad y_{ACO}\left(n + \frac{N}{2}\right) &= 0 \\
 H_1: y_{ACO}(n) = 0, \quad y_{ACO}\left(n + \frac{N}{2}\right) > 0
 \end{aligned}
 \tag{152}$$

Avec la condition (151), le processus de VCW permet de détecter les positions  $I = \{n_i, i = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1\}$  des échantillons sous l'impact de l'Offset en DC comme suit :

$$\begin{cases} i + \frac{N}{2} & \text{si } H_0 \text{ est vraie} \\ i & \text{si } H_1 \text{ est vraie} \end{cases}
 \tag{153}$$

En fonction des positions  $I$  identifiées par le processus de VCW, on est en mesure d'estimer l'Offset en DC noté  $\hat{d}$  comme suit :

$$\hat{d} = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N/2-1} y_{ACO}(n_i) = d + e(n)
 \tag{154}$$

Avec  $e(n)$  la fonction d'erreur associée (de puissance proportionnelle à  $4/N^2$  fois la puissance de  $w_1(k)$ ). Pour des valeurs  $N \geq 64$ , l'estimée de  $e(n)$  peut être négligée et dans ce cas, on admet  $\hat{d}$  comme l'approximation de l'Offset en DC.

L'estimation de l'Offset en DC étant faite, on est en mesure d'éliminer/minimiser l'impact du de l'Offset en DC (155) ainsi que celui du bruit (156) sur le signal grâce à :

$$y_1(n) = \begin{cases} y_{ACO}(n) - \hat{d} & \text{si } n \in \bar{I} \\ 0 & \text{si } n \in I \end{cases}
 \tag{155}$$

$$y_2(k) = \begin{cases} y_1(k) & \text{si } y_1(k) \geq 0 \\ 0 & \text{si } y_1(k) < 0 \end{cases}
 \tag{156}$$

Avec  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ . Une fois l'étape (156) atteinte, le signal est quasi-débarassé des distorsions induites par le canal plat AWGN. Par conséquent, on peut enfin démoduler via FFT et restaurer les données directement des sous-porteuses impaires.

## **Annexe6**

Dans cette partie, nous démontrons que les signaux OFDM et New OFDM présentent un même PAPR. Ceci découle du fait qu'avec la technique New OFDM, le signal généré présente des valeurs de variance et de pic maximal, toutes deux, moitié de celles correspondant au signal généré en O-OFDM conventionnel. En système OFDM, pour des valeurs  $N \geq 64$ , l'amplitude du signal complexe OFDM peut être modélisée par une gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$  égale à la puissance totale du signal complexe  $x(n)$ . La fonction densité de probabilité associée au signal complexe  $x(n)$  est donnée par :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (157)$$

Les amplitudes des parties réelles et imaginaires de  $x(n)$  peuvent être approximées par des distributions gaussiennes de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2/2$ . Considérant la symétrie hermitienne utilisée dans l'obtention d'un signal OFDM réel (à partir d'une IFFT de taille  $2N$ ), on montre que le signal O-OFDM conventionnel  $x_{2N}(n)$  correspondant au signal complexe  $x(n)$  présente aussi une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ . Ainsi le signal OFDM conventionnel présente une puissance maximale et une puissance moyenne identiques au signal complexe  $x(n)$ . En considérant l'équation (110) pour un préfixe cyclique fixé à zéro, la puissance moyenne du signal New OFDM  $x_t(n)$  est de :

$$E\{|x_t(n)|^2\} = \sigma_1^2 = \frac{1}{2N'} \sum_{k'=0}^{2N'-1} |x_t(k')|^2 = \frac{\sigma^2}{2} \quad (158)$$

Or, la puissance maximale du signal  $x_t(n)$  peut s'obtenir à partir de :

$$\max\{|x_t(n)|^2\} = \max\{\max\{x_R(n)^2\}, \max\{x_I(n)^2\}\} \quad (159)$$

En supposant des constellations M-PSK, on peut écrire :

$$\max\{x_R(n)^2\} = \max\{x_I(n)^2\} = K^2 \quad (160)$$

Ceci implique que la relation (159) revient à :

$$\max\{|x_t(n)|^2\} = K^2 \quad (161)$$

De la même façon, pour le signal  $x_{2N}(n)$ , on déduit sa valeur maximale à partir de l'analyse effectuée avec le signal OFDM complexe  $x(n)$  correspondant de taille  $N$ . Ainsi,

$$\max\{|x_{2N}(n)|^2\} \cong \max\{|x(n)|^2\} = \max\{x_R(n)^2 + x_I(n)^2\} \quad (162)$$

Pour  $N$  suffisamment grand, en admettant (160), on a :

$$\max\{x_R(n)^2 + x_I(n)^2\} \cong \max\{x_R(n)^2\} + \max\{x_I(n)^2\} = 2K^2 \quad (163)$$

L'équation (162) revient donc à:

$$\max\{|x_{2N}(n)|^2\} \cong 2K^2 \quad (164)$$

Par suite, le PAPR défini par le rapport :  $PAPR = \frac{\max\{x(n)\}}{E\{|x(n)|^2\}}$  des deux signaux revient à :

$$\begin{aligned} PAPR(x_{2N}) &= \frac{\max\{|x_{2N}(n)|^2\}}{E\{|x_{2N}(n)|^2\}} = \frac{2K^2}{\sigma^2} \\ PAPR(x_t) &= \frac{\max\{|x_t(n)|^2\}}{E\{|x_t(n)|^2\}} = \frac{K^2}{\sigma^2/2} = \frac{2K^2}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (165)$$

De l'équation (165), on conclut que les deux signaux OFDM ( $x_{2N}$  et  $x_t$ ) présentent un PAPR identique.



## **Principales Publications**

### **Journal International**

- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “DC-biased optical OFDM for IM/DD passive optical network systems,” in *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of* , vol.7, no.4, pp.205-214, April 2015.

### **Conférences Internationales**

- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “Performance analysis of known unipolar optical OFDM techniques in PON IM/DD fiber link,” in *High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies (HONET-CNS), 2013 10th International Conference on* , vol., no., pp.184-188, 11-13 Dec. 2013.
- **M. F. Sanya**, C. Aupetit-Berthelemot, L. Djogbé et A. Vianou, “D-C ACO-OFDM and DCO-OFDM for passive optical network: Performance comparison in IM/DD fiber link,” in *Wireless and Optical Communication Conference (WOCC), 2014 23rd*, vol., no., pp.1-5, 9-10 May 2014.
- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “Diversity-Combining in asymmetrically clipped optical OFDM for PON IM/DD fiber link,” in *Communications Workshops (ICC), 2014 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.403-406, 10-14 June 2014.

### **Conférences Nationales**

- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “Impact de l’amplification optique sur les performances d’une liaison optique DM-DD du réseau métropolitain,” 30èmes Journées Nationales d’Optique Guidée (JNOG), France, 2011.
- T. I. Barry, **M. F. Sanya**, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “Optimisation du modèle d’un laser analogique DFB pour des transmissions AMOOFDM pour les réseaux PON,” 30èmes Journées Nationales d’Optique Guidée (JNOG), France, Juillet 2011.
- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, “Evaluation de l’impact des techniques ACO et DCO sur les performances d’une liaison OFDM sur fibre pour les

réseaux d'accès PON de nouvelle génération," 32èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), Juillet 2012.

- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, "Impact du canal sur les performances des techniques ACO/DCO d'une liaison OFDM sur fibre pour le réseau d'accès de type PON," 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM), France, 15 – 17 Mai 2013.
- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, "DCO- et ACO-OFDM : une solution pour réduire les coûts d'une liaison IM/DD pour le réseau d'accès optique," Journée du Club Optique et Micro-Ondes (JCOM) / SFO, Palaiseau, Paris, France, Juin 2013.
- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou et C. Aupetit-Berthelemot, "Etude de l'impact de la transimpédance sur les performances d'une liaison DCO ou ACO-OFDM/IM-DD sur fibre du réseau d'accès PON," 31èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), France, Juillet 2013.
- **M. F. Sanya**, C. Aupetit-Berthelemot, "Une nouvelle méthode d'implémentation de l'OFDM adaptatif dans les systèmes optiques pour la montée en débit dans l'accès," Journée du Club Optique et Micro-Ondes (JCOM) / SFO, Nantes, France, Juin 2015.
- **M. F. Sanya**, L. Djogbé, A. Vianou, P. Sotindjo et C. Aupetit-Berthelemot, "Nouvelle technique d'implémentation de l'OFDM adaptatif pour la montée en débit dans les réseaux d'accès optiques," (**Accepté pour présentation au colloque UAC 2015 le 10/09/2015**).



## Résumé

L'évolution rapide des services et applications multimédias (Internet haut débit, 3G, LTE) a entraîné un besoin chez les clients qui contraint les opérateurs à augmenter le débit de tous les segments du réseau, y compris le réseau d'accès. Les solutions utilisant la fibre optique tendent à remplacer progressivement les liaisons câblées (cuivre ou coaxial) afin de garantir des capacités de transfert plus importantes. La fibre optique est un médium très attractif car son atténuation linéique est très faible et sa bande passante importante. Cependant la dispersion chromatique de la fibre associée au chirp des sources optiques limite la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optiques (débits au-delà de 10 Gb/s) NG-PON (Next Generation Passive Optical Network). Dans ce contexte, des formats de modulation à efficacité spectrale meilleure que le NRZ pourraient être retenus. L'OFDM est une solution pour accroître l'efficacité spectrale, tout en garantissant une meilleure performance et une grande robustesse face aux canaux sélectifs en fréquence comme la fibre optique. Dans ce travail de thèse, nous avons proposé de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM pour le NG-PON et évalué leurs performances dans un canal IM/DD. Nous avons montré par des simulations système dans un canal optique réaliste, que les techniques New DCO, New INC-ACO et DC-ACO sont capables d'augmenter les limitations de distances de transmission imposées par la modulation NRZ-OOK (Non-Return to Zero On-Off Keying) avec l'utilisation de composants bas coût. Ainsi, nous avons montré qu'avec les méthodes «MET (Minimization E-Tight)» et Levin-Campello, les techniques New DCO et DC-ACO permettent de réaliser des débits de 10 Gb/s sur une distance de 70 km en New DCO et 55 km en DC-ACO avec un taux de partage de  $1 \times 64$ . Cela permet d'affirmer que l'approche New AMOFDM serait un bon candidat pour le déploiement de réseaux d'accès optiques dans les métropoles de pays en développement.

**Mots clés :** NG-PON, NRZ-OOK, OFDM, IM/DD, New AMOFDM.

### **Deployment of NGPON optical access networks in metropolitan cities of developing countries: proposition of new OFDM implementation techniques.**

#### **Abstract**

The rapid development of multimedia services and applications such as broadband Internet, 3G, LTE, has led customers to force operators to increase throughput of all network segments, including the access network. Solutions using optical fiber tend to gradually replace cable based-copper or coaxial communications to ensure larger transfer capacity. The optical fiber is a very attractive medium because its linear attenuation is very low and its bandwidth very high. However, the chromatic dispersion of the fiber associated with the chirp of the optical sources limit the rise in flowrate in future optical access networks (beyond rates of 10 Gb/s) NG-PON (Next Generation Passive Optical Network). In this context, modulation formats with higher spectral efficiency than NRZ-OOK could be selected. OFDM is a solution to increase the spectral efficiency, while ensuring a better performance and high robustness against frequency selective channel such as fiber optics. In this thesis, we proposed a new OFDM techniques implementation for NG-PON and evaluated their performance in an IM/DD channel. We showed by simulations system of a realistic optical channel, that New DCO, New INC-ACO and DC-ACO OFDM techniques are able to increase the limited transmission distances imposed by the NRZ-OOK modulation with the use of low-cost components. Thus, we showed that using the "Minimization and E-Tight (MET)" or the Levin-Campello algorithm, the New DCO and DC-ACO techniques permit to achieve data rates of 10 Gb/s with a split ratio of  $1 \times 64$  over a distance of 70 km with New DCO and 55 km for DC-ACO. Then we conclude that the New AMOFDM approach is a good choice for the deployment of optical access networks in metropolitan cities of developing countries.

**Keywords :** NG-PON, NRZ-OOK, OFDM, IM/DD, New AMOFDM.