

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

UNIVERSITE DE BADJI MOKHTAR - ANNABA



جامعة باجي مختار -

Faculté des Sciences de l'Ingéniorat

Année: 2018

Département d'Electronique

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Intitulé

**Evaluation des performances de la technique
CDMA dans la transmission optique**

Option

Télécommunications

Par

DJELLAB Hanane

Rapporteur : M. DOGHMANE Noureddine Prof Université d'Annaba

Devant le jury

Président : M. LAFIFI Saddek Prof Université d'Annaba

Examineur : M. BENATIA Djamel Prof Université de Batna

Examineur : M. REDADA Salah Prof Université de Guelma

Invitée : Mme. BOUKARI Karima MCA Université d'Annaba

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A mes très chers parents, Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que vous méritez pour tous les sacrifices que vous n'avez cessé de me donner depuis ma naissance jusqu'à ce jour.

Maman tu as toujours voulu que j'aille le plus loin possible sur le chemin des études,

et je suis enfin parvenue jusqu'au bout.

A Ma grande source d'amour et affection grand-mère ZARAA

La personne qui est toujours à mes côtés, mon ami et mon confident, mon mari FOUED

A Ma sœur, mon frère, les mots ne suffisent guère pour exprimer l'attachement, l'amour que je porte pour vous

A mes petits poussins TAHA, YASSER et JAD

A Toute ma famille

A Toute personne que j'ai aimée

Remerciements

*Nous remercions **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce labeur.*

*Je tiens à remercier mon directeur de thèse : Monsieur **DOGHMANE NourEddine** étant Professeur à l'université de Badji Mokhtar Annaba. Je le remercie infiniment pour avoir accepté de diriger mes travaux de recherches, pour sa patience, sa gentillesse et pour la confiance dont il a fait preuve à mon égard et surtout pour le sujet intéressant qu'il m'a proposé.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à **Mr.LAFIFI Saddek** Professeur au département d'Electronique de l'université Annaba pour l'honneur qu'il m'a fait d'accepter de présider le jury de cette thèse.*

*Mes remerciements vont également à **Mr. BENATIA Djamel**, Professeur à l'Université de Batna et à **Mr.REDADA Salah**, Professeur à l'Université de Guelma qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse et d'examiner ce travail*

*Je tiens également à remercier **Dr.BOUKARI Karima** d'avoir accepté l'invitation et de faire partie de mon jury.*

*Je remercie **Pr.KANDOUCI Malika** et **Dr.BOUARF Abedlkader** pour m'avoir soutenue et encouragée à aller jusqu'au bout du périple.*

Enfin, je tiens à remercier tous les gens qui ont contribué à ma réussite tout au long de mon parcours d'études.

Résumé

L'optique CDMA (OCDMA) a ouvert les portes au monde de la communication, et donne l'accès simultané et asynchrone dans toute la bande du canal optique; ce qui permet un partage flexible entre les différents utilisateurs du réseau, sans gestion de temps ni de fréquence. Dans le système d'OCDMA incohérent, l'interférence d'accès multiple (MAI) est l'une des principales limitations. La technique SAC-OCDMA offre une meilleure solution pour éliminer le bruit d'intensité et réduire l'effet des interférences par le code utilisé. Cela est rendu possible grâce également à l'utilisation de différentes méthodes de détection.

La contribution de cette étude est de justifier l'usage d'un type de filtres optique optimaux (Bessel, Gaussien) dans les codeurs MUX dans une liaison SAC- OCDMA en accord avec la bande choisie par l'utilisateur (25 ou 50 GHz). Nous avons présenté également une analyse sur l'impact des divers paramètres (bande passante, ordre.....etc) des filtres employés dans les codeurs WDM MUX qui peuvent améliorer l'efficacité du système.

Une deuxième étude a été menée sur l'impact des différents filtres optiques (Gaussien, Bessel et FBG) cette fois comme dispositifs de décodage dans les réseaux SAC-OCDMA en utilisant deux techniques de détection SPD et SDD avec le code MDW. Nous obtenons des performances largement supérieures pour le type de détection SPD du système comparativement à celles vues dans la littérature.

Les données des utilisateurs sont codés et multiplexés dans la même fibre puis détectés par différents types de détecteurs à base de filtres optiques à la réception qui servent à la fois au décodage des canaux et à un éventuel filtrage optique dans le spectre du canal désiré. Ensuite le canal ainsi détecté sera analysé par le récepteur. Ce dernier comprend une photodiode suivie d'un filtre électrique assurant la fonction de filtrage de type de Bessel. La qualité de l'information sera évaluée en termes de taux d'erreur binaire TEB et au rapport signal à bruit (SNR).

Mots clés : CDMA optique, encodage de l'amplitude spectrale SAC-OCDMA, Réseaux de Bragg, filtre optique, codes MDW.

ملخص

لقد فتحت التقنية البصرية للوصول المتعدد بتقسيم الشفرة (OCDMA) آفاق واسعة أمام عالم الاتصالات و منحت وصولاً متزامناً في كامل عرض نطاق القناة البصرية مما يسمح باشتراك مرّن بين مختلف مستخدمي الشبكة، دون الحاجة إلى إدارة للزمن أو التردد. وفي النظم البصرية للوصول المتعدد بتقسيم الشفرة OCDMA غير المتجانسة تعتبر تداخلات الوصول المتعدد (MAI) من أكبر جوانب القصور في هذه النظم. كما تمنح تقنية SAC-OCDMA حلاً أفضل للتخلص من شدة مجال الضوضاء والتقليص من تأثيرات التداخلات الراجعة إلى الشفرات المستعملة، كما يرجع الفضل في ذلك إلى استخدام طرق كشف مختلفة.

تكمّن مساهمة هذا البحث في تأييد استخدام بعض أنماط المرشحات البصرية (Bessel, Gaussien) في نظم التشفير MUX ضمن وصلة اتصال SAC-OCDMA بحسب عرض النطاق الذي يختاره المستخدم (25 أو 50 GHz)، كما قمنا بتقديم تحليل حول تأثير عوامل متنوعة (عرض النطاق، الترتيب) للمرشحات المستخدمة في مشفرات WDM MUX مما يسهم في تحسين أداء النظام.

كما تمّ القيام بدراسة ثانية حول تأثير المرشحات المختلفة (Gaussien, Bessel FBG) كأجهزة للتشفير في شبكات SAC-OCDMA باستخدام تقنيتين للكشف وهما SPD و SDD مع شفرات MDW. فنحصل حينها على أداء أعلى بكثير بالنسبة للكشف بواسطة نظام SPD مقارنة بالنظم المذكورة في المنشورات.

يتم تشفير المستخدمين ومزجهم في نفس الليف البصري ليتمّ كشفهم بعد ذلك بواسطة أنماط مختلفة من الكاشفات المعتمدة على المرشحات البصرية عند الاستقبال والتي تعمل على فك تشفير القنوات كما يمكنها القيام برشح بصري لطيف القناة المرادة، ثم يقوم المستقبل بتحليل القناة التي تم الكشف عنها. ويحوي المستقبل على ثنائي ضوئي متبوع بمرشح كهربائي يؤدي وظيفة الرشح من صنف Bessel، وسنقوم بتقييم جودة البيانات بالاعتماد على معدل أخطاء البت ونسبة الإشارة إلى الضوضاء .

كلمات مفتاحية: CDMA بصري، التشفير باستخدام سعة مجال الطيف SAC-OCDMA، شبكات براغ Bragg، ليف بصري، شفرات SPD, SDD, MDW.

Abstract

Optical CDMA (OCDMA) has opened new possibilities to the world of communications; it offers a simultaneous and asynchronous access in the entire bandwidth of the optical channel, which allows for a flexible sharing between different network users, without the need for time or frequency management. In incoherent OCDMA systems, multiple access interference (MAI) is one of the major limitations. SAC-OCDMA technique provides a better solution for eliminating intensity noise, and reducing the effect of interference due to used codes. Besides, this is also made possible thanks to different detection methods.

The contribution of this research is to support the use of a certain type of optimal optical filters (Bessel, Gaussian) in MUX encoders within an SAC- OCDMA link according to the bandwidth chosen by the user (50 or 25GHz). Furthermore, we have presented an analysis of the impact of various parameters (bandwidth, order) of filters employed in WDM MUX encoders, which can improve system efficiency.

A second study was conducted on the impact of different optical filters (Gaussian, Bessel and FBG) as decoding devices in SAC-OCDMA networks using two detection techniques namely, SPD and SDD with MDW codes. The performance obtained is significantly better for SPD detection system compared to those reported in the literature.

Users are encoded and multiplexed in the same fiber and then detected by different types of optical filter- based detectors at the receiving end which serves both for decoding channels and potential optical filtering in the spectrum of the desired channel. The channel thus detected will be analyzed by the receiver. The latter comprises a photodiode followed by an electric filter fulfilling the function of a Bessel type filtering. The quality of data will be evaluated in terms of signal-to-noise ratio (SNR) and Bit Error Rate (BER).

Key words: optical CDMA, Spectral Amplitude Coding SAC-OCDMA, Bragg networks, optical fiber, MDW codes, SDD, SPD

Glossaire

1-D	One Dimensional.
2-D	Two Dimensional
3-D	Three Dimensional
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed Wave-Guide Grating
BER	Bit ErrorRate (taux d'erreurs binaires)
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
CDMA	Code Division Multiple Access
CSD	Complementary Subtraction Detection
DW	Double Weight
DS-OCDMA	Direct Sequence Optical Code Division Multiplexing Access
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
EDW	Enhanced Double Weight
ETDM	Electrical Time Division Multiplexing
FBG	Fiber Bragg Grating
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FE	Encoding Frequency
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FFH-SS	Fast Frequency Hopping Spread Spectrum
FSK	Frequency Shift Keying
FSR	Free Space Range
FWHM	Full Width at Half Maximum
GSM	Global System for Mobile Communications
InP	Phosphate d'Indium
LAN	Local Area Network
LED	Light Emitting Diode
MAI	Multiple Access Interference
MDW	Modified Double Weight

MFH	Modifie de Frequency-Hopping
MQC	Modifie de Quadratique Congruence
NRZ	Non-Retour a-Zero
MZ	Mach-Zehnder
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OTDMA	OTDMA Optical Time Division Multiple Access.
OOC	Optical Orthogonal Codes
OOK	On-Off keying
PC	Prime Codes
PIIN	Phase Induced Intensity Noise
PMD	Polarization Mode Dispersion
PN	Pseudo Noise
PON	Passive Optical Network
RD	Random Diagonal Code
RZ	Retour-a-Zero
SAC	Spectral Amplitude Coding
SDD	Spectral Direct Detection
SFH-SS	Slow Frequency Hopping Spread Spectrum
SNR	Signal to Noise Ratio
SPD	Single Photo Diode Detection
FSR	Free Spectral Range
TDMA	Time Division Multiple Access
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
ZCC	Zero Cross Correlation.

Table des Matières

Dédicaces	ii
Remerciements.....	iii
Résumé.....	iv
ملخص	v
Abstract	vi
Glossaire	vii
Table des Matières.....	ix
Liste des tableaux	xiv
Liste des figures	xv
Introduction Générale.....	1
Références Introduction.....	5
Chapitre 1 Les systèmes optiques à Accès multiple par répartition de code :	
Etat de l'art	7
1.1 Introduction	7
1.2 Techniques de multiplexages optique.....	7
1.2.1 Technique WDMA: Wavelength Division Multiple Access	8
1.2.2 Technique TDMA (Time Division Multiple Access) en optique	11
1.2.2.1 ETDMA (Electrical Time Division Multiple Access).....	12
1.2.2.2 OTDMA (Optical Time Division Multiple Access).....	13
1.2.3 Technique CDMA (Code Division Multiples Access).....	14
1.3 CDMA Optique : les utilisateurs sont les codes	17
1.3.1 Pourquoi le CDMA optique ?	17

1.3.2	Avantages et limites de la technique OCDMA.....	18
1.4	Théorie et Architecture des systèmes OCDMA	19
1.5	Classification des systèmes OCDMA.....	20
1.5.1	Méthode de codage de source optique (Cohérent ou incohérent).....	21
1.5.2	Méthode de codage de l'information (Dimensionnels)	21
1.5.3	OCDMA Synchrone (S-OCDMA) ou Asynchrone (A-OCDMA)	22
1.5.4	OCDMA Holographique.....	22
1.5.5	OCDMA chaotique	22
1.6	Systèmes OCDMA cohérents	23
1.6.1	Encodage temporel en phase OCDMA (TPE-OCDMA).....	23
1.6.2	Encodage spectral en phase OCDMA (SPE-OCDMA).....	24
1.7	Systèmes OCDMA Incohérents.....	26
1.7.1	Encodage à séquence direct DS-OCDMA.....	27
1.7.2	Encodage spectral en amplitude SAC-OCDMA	28
1.7.2.1	OCDMA spectral en amplitude en espace libre (Montage 4F).	29
1.7.2.2	CDMA spectral en amplitude avec les réseaux de Bragg	30
1.7.2.3	OCDMA spectral en amplitude en optique intégrée	31
1.8	Conclusion	32
	Références Chapitre1	33
	Chapitre 2 Familles des codes optiques	37
2.1	Introduction	37
2.2	Familles des codes optiques	38
2.2.1	Propriétés caractéristiques des familles des codes.....	38
2.2.2	Définition de certaines familles de code d'étalement.....	40
2.2.2.1	Codes Bipolaires pour OCDMA cohérent.....	40

2.2.2.2 Codes Unipolaires pour SAC-OCDMA Incohérent	44
2.3 Conclusion	59
Références chapitre2	60
Chapitre 3 Eléments de base d'une chaîne SAC-OCDMA	62
3.1 Introduction	62
3.2 Types de sources lumineuses.....	62
3.2.1 Diode électroluminescente (DEL)	63
3.2.2 Laser Fabry-Pérot (FP)	63
3.2.3 Laser distributed feedback (DFB).....	64
3.2.4 Diode laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL)	64
3.2.5 Lumière blanche	65
3.3 Architectures identifiées pour encodage SAC OCDMA	66
3.3.1 Encodage avec réseaux de Bragg	66
3.3.2 Encodage avec démultiplexeur multiplexeur optiques	67
3.3.2.1 Différents types de filtres optiques utilisés	68
3.4 Photodétecteur	69
3.5 Bruit en SAC-OCDMA incohérent	69
3.5.1 Bruit thermique	69
3.5.2 Bruit de grenaille (Shot noise).....	70
3.5.3 Bruit d'intensité (phase induced intensity noise PIIN).....	70
3.5.4 Interférence d'Accès Multiple (IAM).....	70
3.6 Descriptions de différentes méthodes de détection	71
3.6.1 La Détection Spectrale Directe (Spectral Direct detection :SDD)	71
3.6.2 Détection de soustraction complémentaire	72
(Complementary Subtraction Detection :CSD).....	72

3.6.3	Détection de la photodiode unique (Single Photo Diode detection :SPD)	74
3.7	Conclusion	77
Références Chapitres 3		78
Chapitre 4 Filtres Optiques		80
4.1	Introduction	80
4.2	Fonction de filtrage	81
4.3	Spécifications du filtrage optique	81
4.4	Différents types de filtres utilisés dans les systèmes WDM	84
4.5	Filtres accordables	84
4.5.1	Filtres interférentiels de type Fabry-Pérot	85
4.5.2	Technologies d'accordabilité	87
4.5.2.1	Accordabilité par l'indice	87
4.5.2.2	Accordabilité par la géométrie de la cavité	87
4.5.3	Réseau de Bragg (Fiber Bragg Grating - FBG)	87
4.5.4	Interféromètre de Mach Zehnder (MZ)	89
4.6	Codage et décodage spectral en optique intégrée	90
4.6.1	Codeur Multiplexeur	90
4.6.2	Décodeur	91
4.7	Multiplexeurs/Démultiplexeurs	92
4.7.1	Réseaux de Bragg (FBG)	94
4.7.2	Réseaux de guides déphaseurs AWG (Arrayed Waveguide Grating)	95
4.8	Domaines d'application	97
4.9	Conclusion	97
Références Chapitre4		98
Chapitre 5 Simulations et Interprétations des résultats		100

5.1	Introduction	100
5.2	Etude de l'impact de l'encodeur sur la liaison SAC OCDMA.....	101
5.2.1	Description du système simulé	101
5.2.1.1	Variation de type et ordre de filtre	103
5.2.1.2	Impact de l'ordre du filtre sur la puissance reçue	104
5.2.1.3	Variation de la bande passante BP (GHz) de filtre.....	105
5.2.1.4	Variation de la longueur de la fibre	106
5.2.2	Conclusion	107
5.3	Analyse numérique des performances du code MDW	108
5.3.1	Analyse analytique.....	109
5.3.2	Calcul du photo-courant pour la détection SDD avec le code MDW.....	110
5.3.3	Calcul de la variance du bruit	113
5.4	Etude de l'impact du décodeur sur la liaison SAC OCDMA	116
5.4.1	Différentes architectures des décodeurs	117
5.4.1.1	Détection SDD à base de filtres optiques	117
5.4.1.2	La détection SPD à base des filtres optiques.....	119
5.4.1.3	Impact du changement des types de décodeurs et de filtres optiques	120
5.4.1.4	Variation de la longueur de la fibre	123
5.4.1.5	Impact du changement de débit.....	124
5.4.1.6	Impact de puissance reçue	125
5.4.1.7	Conclusion.....	126
	Conclusion Générale	127
	Références Chapitre 5	130
	Liste de Publications.....	133

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Les différentes bandes de transmission pour fibre optique	10
Tableau 2-1 Code m-séquence pour P=4	43
Tableau 2-2 Exemple de code OOC (64, 4, 1, 1)	46
Tableau 3-1 Élément des sources optiques pour systèmes à fibre optique	65
Tableau 4-1 Les caractéristiques d'un filtre optique	82
Tableau 5-1 Les longueurs d'ondes pour trois utilisateurs de code RD.....	102
Tableau 5-2 Caractéristiques de la fibre utilisée.	103
Tableau 5-3 Les longueurs d'ondes pour les trois utilisateurs.	108
Tableau 5-4 Paramètres utilisés dans les calculs numériques	110

Liste des figures

Figure 1.1 Schéma d'un multiplexage en longueur d'onde WDMA.....	9
Figure 1.2 Exemple d'allocation en longueur d'onde pour le DWDM.....	10
Figure 1.3 Exemple d'allocations en longueur d'onde pour le CWDM.....	11
Figure 1.4 Principe de l'implémentation de TDMA	11
Figure 1.5 Chaîne de transmission en ETDMA.	13
Figure 1.6 Chaîne de transmission en OTDMA.....	14
Figure 1.7 Principe de l'étalement de spectre	15
Figure 1.8 Diagramme du codage des données d'un utilisateur.....	15
Figure 1.9 Schéma synoptique d'une chaîne de transmission OCDMA	20
Figure 1.10 Codeur à base des lignes à retard	23
Figure 1.11 Codage temporel cohérent à base des lignes à retard en cascade	25
Figure 1.12 Codage spectral en phase en espace libre.	26
Figure 1.13 Principe d'implémentation de l'étalement de spectre en DS-CDMA.....	27
Figure 1.14 Principe du démultiplexage dans le domaine spectral	28
Figure 1.15 Système SAC OCDMA incohérent.....	29
Figure 1.16 Codeur/décodeur à réseaux de Bragg.....	30
Figure 1.17 Schéma de principe du codeur/décodeur SAC-OCDMA avec démultiplexeur à base de AWG.....	32
Figure 2.1 Autocorrélation d'une m-séquence de degré 4	43
Figure 2.2 Exemple de générateur de séquences de Gold	44
Figure 2.3 Exemple de deux séquences OOC	46
Figure 2.4 Autocorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1).....	47
Figure 2.5 Intercorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1).....	48

Figure 2.6 Autocorrélation de code RD	51
Figure 2.7 Intercorrélation des codes RD	51
Figure 2.8 Evolution de codes double poids	52
Figure 2.9 Autocorrélation du code MDW	55
Figure 2.10 Intercorrélation du code MDW	56
Figure 2.11 Autocorrélation du code EDW matrice de base	57
Figure 2.12 Intercorrélation du code EDW matrice de base	58
Figure 2.13 Autocorrélation du code EDW de la matrice $H1$	58
Figure 2.14 Intercorrélation du code EDW de la matrice $H1$	59
Figure 3.1 Codeur FBG utilisant le code RD	66
Figure 3.2 Sous-système du Multiplexeur	67
Figure 3.3 Technique de Détection Spectrale Directe	72
Figure 3.4 Récepteur pour un signal SAC-OCDMA avec détection complémentaire	73
Figure 3.5 Schéma de la technique photodiode unique SPD	75
Figure 4.1 Effet d'élargissement d'une raie monochromatique	83
Figure 4.2 Gabarit de filtrage	83
Figure 4.3 Représentation schématique d'un filtre Fabry Péro	86
Figure 4.4 Représentation d'un réseau de Bragg sur fibre	87
Figure 4.5 Principe de fonctionnement d'un réseau de Bragg FBG	88
Figure 4.6 Structure d'un interféromètre (MZ)	89
Figure 4.7 Schéma de principe du codeur SAC-OCDMA à base de Multiplexeur	91
Figure 4.8 Schéma de principe du décodeur SAC-CDMA	91
Figure 4.9 les paramètres caractéristiques des Multiplexeurs/démultiplexeurs	93
Figure 4.10 Le principe du multiplexeur à réseau de Bragg	94
Figure 4.11 Schéma de principe du Phasar (AWG)	95

Figure 4.12 Réponse spectrale du phasar	96
Figure 5.1 Architectures du système SAC-OCDMA avec un code RD.....	102
Figure 5.2 BER en fonction du type de filtre, de l'ordre et de la bande passante.....	104
Figure 5.3 Impact de l'ordre du filtre sur la puissance reçue.....	105
Figure 5.4 Effet de la bande passante sur le BER	106
Figure 5.5 Impact de la variation de la longueur de la fibre sur BER.....	107
Figure 5.6 Variation de BER en fonction du nombre des utilisateurs pour les codes MDW, RD	114
Figure 5.7 Variation de SNR en fonction du nombre des utilisateurs pour les codes MDW, RD.	115
Figure 5.8 Variation de BER en fonction du nombre des utilisateurs pour le code MDW avec différents débits de transmission de données.....	116
Figure 5.9 SDD avec le code MDW.....	118
Figure 5.10 Détection SPD avec le code MDW.....	119
Figure 5.11 Détection SPD avec le code MWD à base de FBG	120
Figure 5.12 Diagramme de l'œil pour la détection SDD avec des filtres optiques....	121
Figure 5.13 Diagramme de l'œil pour la détection SPD avec des filtres optiques	122
Figure 5.14 TEB en fonction de longueurs de fibre pour différents filtres optiques avec les deux encodeurs SDD et SPD.	124
Figure 5.15 TEB en fonction du débit binaire pour une longueur de fibre de 30 km	125
Figure 5.16 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du décodeur avec filtre Gaussien	126

Introduction Générale

L'apparition de nouveaux services gourmands en bande passante, les applications multimédia, l'essor de l'Internet, la téléphonie sur voix IP, la vidéo,... exercent continuellement une pression vers davantage de capacités de transmission. La difficulté majeure ne réside plus vraiment dans le support, possédant une large bande passante et de faibles atténuations mais sur les modules d'émission et de réception, regroupant l'électronique rapide et les fonctions optoélectroniques, et aussi le besoin d'être transmises simultanément, par multiplexage.

Les avantages de la fibre optique [1,2] en tant que support de transmission justifient l'important développement des systèmes qui ont permis d'accroître les débits de transmission grâce à des techniques de multiplexage temporel (TDM), en longueur d'onde (WDM), ou encore en code (CDM), qui sont en féroce compétition. Le premier but de ces techniques d'accès multiple consiste donc à diviser les ressources spectrales et/ou temporelles entre les usagers. A ce titre, Le multiplexage dans le domaine temporel a été développé pour la téléphonie mobile GSM (Global System for Mobile communications) qui consiste à transmettre les données de façon synchrone et de les entrelacer pour éviter les recouvrements temporels entre les données. L'adaptation de cette technique de multiplexage à l'optique OTDM est complexe et très coûteuses [3,4]. Le WDM consiste à transmettre simultanément de l'information sur plusieurs longueurs d'onde afin d'exploiter au maximum toute la largeur de bande offerte par la fibre optique. Ceci permet d'augmenter les débits et le taux de partage dans le réseau, mais malheureusement la sensibilité aux défauts de propagation augmente avec le débit, que ce soit pour les effets linéaires ou les effets non linéaires.

Comparativement au TDM et au WDM, où la capacité de transmission ne peut être augmentée qu'une fois, le nombre total de canaux de temps ou de longueur d'onde augmente, la fameuse CDMA (Code **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) permet la flexibilité de la conception du réseau car la génération effective de code détermine le nombre d'abonnés supportés [1].

L'optique CDMA (OCDMA) a ouvert les portes au monde de la communication avec sa grande capacité à maintenir des conditions fiables et un support pour le trafic de données asynchrone et une bien meilleure réponse aux techniques d'accès multiples.

La méthode OCDMA permet de transmettre les signaux simultanément sur une partie partagée du spectre [5]. Cette technologie d'accès au canal utilise une technologie à spectre étalé où le signal original des données est élargi dans le domaine fréquentiel sans acquérir sa puissance. En conséquence la puissance de la densité spectrale est faible et difficile à détecter. Par ailleurs, une autre technologie de codage permet à plusieurs utilisateurs d'être multiplexés sur le même canal physique. Cette technique utilise des codes d'étalement différents pour étaler les données en bande de base avant la transmission [6,7]. Chaque utilisateur a accès à tout le spectre à tout moment.

Avec l'aide de la technique OCDMA, nous pouvons combiner les gains extraits de la technologie OCDMA et de la bande passante très large des fibres, pour obtenir une connectivité transparente à haute vitesse où chaque utilisateur dans le réseau OCDMA est identifié par son propre code, sa « clé » [7]. Chaque code peut être représenté par une séquence temporelle, fréquentielle, hybride en deux dimensions et aussi spatiale en trois dimensions. Ces codes sont construits de façon à minimiser l'intercorrélacion entre les codes et à minimiser l'autocorrélacion entre chaque code et sa version décalée. Les dégradations du système proviennent essentiellement des autres usagers actifs, où chaque utilisateur a un code différent construit de façon à minimiser l'interférence avec les autres utilisateurs (MAI; Multiple Access Interference)[8]. C'est pourquoi le choix des codes est très important.

Le CDMA donne l'accès simultané et asynchrone dans toute la bande du canal optique, permet un partage flexible entre les différents utilisateurs du réseau, sans gestion de temps ni de fréquence. Les nouveaux utilisateurs peuvent être hébergés au prix d'un taux d'erreur sur les bits (TEB) plus élevé.

On peut distinguer plusieurs approches de l'OCDMA; parmi lesquelles l'approche cohérente et l'approche incohérente. Dans le système d'OCDMA incohérent, l'interférence d'accès multiple (MAI) est l'une des principales limitations [10]. La technique d'accès multiple par répartition de codes dans le domaine spectral (Spectral Amplitude Codage - Optical Code Division Multiple Access, SAC-OCDMA) [9] effectue son encodage sur une dimension spectrale où chaque utilisateur a son propre code spectral qui constitue sa clé.

Cette technique donne une meilleure solution pour éliminer la contribution des utilisateurs indésirables et réduire l'effet des interférences par le code utilisé avec corrélation croisée flexible et aussi grâce à l'utilisation des différentes méthodes de détection, que nous allons aborder dans le chapitre 4.

Pour répondre aux besoins précités, le choix d'un codeur et d'un décodeur à base de différents filtres optiques est primordial. Ces derniers doivent assurer une diaphonie réduite entre les canaux, de faibles pertes, une large et « plate » bande passante ainsi qu'un espacement réduit entre canaux.

Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse ont été entrepris afin de caractériser et optimiser cet élément important qu'est le filtre optique, composant présent dans les éléments encodeur et décodeur dans un réseau optique SAC-CDMA

Le manuscrit est structuré en cinq chapitres.

Le premier chapitre de cette thèse consiste à décrire les différentes techniques d'accès multiples par répartition de code (WDM, TDMA, OCDMA), pour ensuite présenter la théorie l'architecture et la classification de système CDMA optique ainsi que les avantages de ce dernier par rapport aux techniques d'accès multiples classiques. Nous nous sommes focalisés sur la technique SAC-OCDMA incohérent. Dans la composition de notre système, le codeur et le décodeur sont parmi les éléments clés. Un second chapitre met en exergue les différents critères de choix des codes optiques, comme on a focalisé notre étude sur les codes unipolaires utilisés en SAC OCDMA. Le troisième chapitre est consacré aux différents composants de la chaîne de transmission. Il recense les composants émetteurs actuels (les diodes lasers à modulation directe DML de type DFB, des lasers à modulation externe EML...etc...) utilisés dans les réseaux SAC- OCDMA. Il présente les effets de bruits thermiques de grenailles et d'intensité que subit le signal lors de sa propagation dans une fibre optique. Ensuite, nous avons exposé les méthodes de détections avec leurs avantages et limitations. Le quatrième chapitre expose les différents filtres utilisés dans les transmissions optiques CDMA. Un dernier chapitre a été consacré aux simulations et évaluations des performances de liaisons SAC-OCDMA en termes de taux d'erreur binaire (TEB). Ceci en fonction des paramètres caractéristiques des filtres de multiplexeurs/démultiplexeurs (la largeur de bande, l'espacement et l'isolation entre canaux) utilisés comme encodeur et des résultats de fiabilité (étude du comportement des filtres optiques) trouvés dans la littérature.

Des simulations de liaisons SAC- OCDMA ont été effectuées avec différents espacements entre les canaux utilisant une source de lumière blanche comme émetteurs pour le codeur à base de différents filtres optiques (Gaussien, Bessel, FBG), et aussi au niveau du récepteur comme décodeur. En recourant à deux méthodes de détection moins coûteuses dans le but d'améliorer les performances en terme de TEB, et ce en présence d'interférences (Multiple Access Interference : MAI) et des bruits.

Références Introduction

- [1] Senior, J.M. and M.Y. Jamro, *Optical fiber communications: principles and practice*2009: Pearson Education
- [2] B. Chomycz, *Planning Fiber Optic Networks*, 2009.
- [3] Salehi, J.A., *Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles*. IEEE transactions on communications, 1989. 37(8): p. 824-833.
- [4] Forestieri, E., *Optical communication theory and techniques*2004: Springer Science & Business Media.
- [5] Saad, N.M., *Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique*, 2005, Limoges
- [6] J. Prat, "Next-Generation FTTH Passive Optical Networks Research Towards Unlimited Bandwidth Access," Universitat Politècnica Catalunya -Barcelona - Spain -, 2008.
- [7] Ghafouri-Shiraz, H. and M.M. Karbassian, *Optical CDMA networks: principles, analysis and applications*. Vol. 38. 2012: John Wiley & Sons.
- [8] Dumas, J.-G., et al., *Théorie des codes: Compression, cryptage, correction*2007: Dunod.
- [9] *Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg*2009: Université Laval.
- [10] Prucnal, P.R., *Optical Code Division Multiple Access: Fundamentals and Applications*2005: CRC Press

Chapitre 1

Les systèmes optiques à Accès multiple par répartition de code : Etat de l'art

1.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, nous abordons les différentes techniques d'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA), en longueur d'onde (WDM) et par répartition en code (CDMA) suscitent actuellement un grand intérêt pour tirer parti de la grande largeur de bande offerte par la fibre optique, qui ne peut être utilisée pleinement que si ces techniques sont suffisamment efficaces. Le TDMA autorise un grand nombre d'utilisateurs mais requiert une synchronisation rapide, le WDM exige des ajustements parfois délicats. En plein essor, le CDMA permet essentiellement une grande flexibilité dans l'allocation des accès multiples, une transmission asynchrone avec une amélioration de la sécurité du réseau. Nous nous attarderons sur les diverses variantes du CDMA optique et plus particulièrement sur le SAC-CDMA optique. Nous avons a proposé plusieurs types selon :

- Le codage de la source optique soit cohérent ou incohérent
- Le codage de l'information (d'une manière dimensionnelle) Synchrones ou Asynchrone

1.2 Techniques de multiplexages optique

En télécommunications, les techniques de multiplexage représentent l'une des fonctions essentielles des réseaux d'accès où plusieurs signaux sont combinés en un signal sur un seul médium de communication (sur fibre ou en espace libre). Pour profiter de la large bande passante des fibres optiques, des nombreuses techniques de multiplexage adaptées aux transmissions optiques ont été développées à l'origine pour les communications filaires ou radiofréquences.

Les techniques de multiplexage permettent d'augmenter le débit et d'utiliser N signaux de débit D au départ à atteindre un signal à très haut débit $N \times D$ sur fibre optique.

Ces techniques seront complexes à réaliser à cause de limitations fréquentielles des composants optoélectroniques et de pouvoir restituer les données propres à chaque utilisateur après leur transmission sans créer d'interférences entre les données des différents utilisateurs. Pour conserver l'intégrité de chaque signal sur le canal, le multiplexage introduit entre les signaux une séparation temporelle, spatiale ou fréquentielle[1, 2]. Donc, le signal physique représentant les données de chaque utilisateur se diffère des autres signaux par sa propre fenêtre temporelle sa bande spectrale, ou par son propre code. On peut distinguer plusieurs techniques de multiplexage appliquées aux systèmes optiques qui sont :

- Accès Multiple Par Répartition dans les longueurs d'onde (WDMA),
- Accès multiple par répartition dans le temps optiques (OTDMA)
- Accès multiple par répartition de codes optiques (OCDMA).

1.2.1 Technique WDMA: Wavelength Division Multiple Access

L'idée de la technique de répartition en longueur d'onde WDM a été mise pour la première fois en 1970 et en 1978, des systèmes WDM étaient en cours de réalisation dans le laboratoire de recherche. Les premiers systèmes WDM ne combinaient que deux signaux.

Cette technique de multiplexage à répartition en longueur d'onde ou WDMA est développée dans les années 1980, l'équivalent des systèmes de multiplexage par répartition de fréquence (FDMA) dans le domaine des radiofréquences. La principale différence entre les systèmes FDMA et WDMA réside dans le fait qu'en WDMA les porteuses optiques sont identiques et que les longueurs d'ondes sont séparées par un filtre optique. A chaque utilisateur est attribuée une longueur d'onde propre émise par une source optique et ces différentes longueurs d'onde sont appliquées à l'entrée de modulateurs optiques. Ces longueurs d'ondes seront ensuite multiplexées à l'aide de coupleurs et transiter vers la fibre optique qui permet l'utilisation optimale de sa large bande passante optique.

Au récepteur, les données de chaque utilisateur seront extraites à partir des signaux multiplexés à l'aide des filtres optiques adaptés à la longueur d'onde correspondant à l'utilisateur souhaité. Ensuite ces données vont être détectées pour le traitement dans le domaine électrique comme montre la figure (1.1).

Nous citons plusieurs techniques d'extraction de longueur d'onde qui ont été développées dans ce sens:

- Les réseaux de Bragg sur fibres et des circulateurs montés en cascade[3].
- Les Phasars (Phased-Array Demultiplexer) [4, 5].

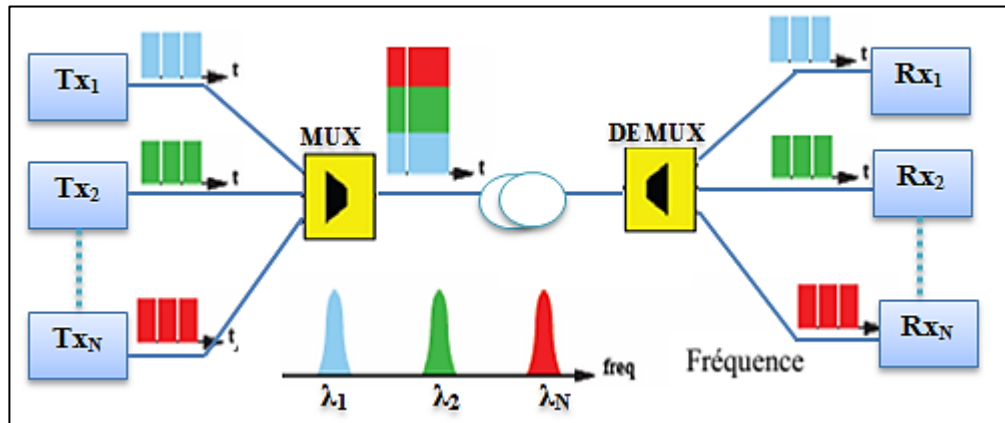


Figure 1.1 Schéma d'un multiplexage en longueur d'onde WDMA

Le WDMA est caractérisé par la séparation minimum entre les longueurs d'onde qui peut porter différentes appellations comme:

❖ **Le multiplexage dense (DWDM):** La capacité de WDMA peut être augmentée en utilisant Dense WDM (DWDM) avec un espacement de canal réduit inférieur à 1.6nm, et donc à un plus grand nombre de longueur d'onde accessibles dans une fibre optique. Par conséquent, (jusqu'à 32 canaux sur la bande C et 128 sur l'ensemble des bandes C, S et L (voir Tableau 1.1).

L'inconvénient de cette technologie est nécessite d'avoir un laser régulé en température pour éviter les dérives spectrales, un filtre optique sélectif et des composants multiplexeurs/démultiplexeurs aussi stables que possible à cause du faible espacement entre canaux et aussi, donc un coût assez élevé. Ce système est essentiellement utilisé pour le déploiement de réseau très longue distance [7]. Les systèmes DWDM commerciaux espacent les longueurs d'onde d'environ 0,8 nm (100 GHz), 0,4 nm (50GHz) voire 0,1 nm (12.5GHz) pour les systèmes dit UDWM (U pour Ultra).

Tableau 1-1 Les différentes bandes de transmission pour fibre optique[6]

Bande	Description	Longueur d'onde (nm)
La bande O	Original	1260 à 1360
La bande E	Extended	1360 à 1460
La bande S	short	1460 à 1530
La bande C	Conventional	1530 à 1565
La bande L	Long	1565 à 1625
La bande U	Ultra Long	1625 à 1675

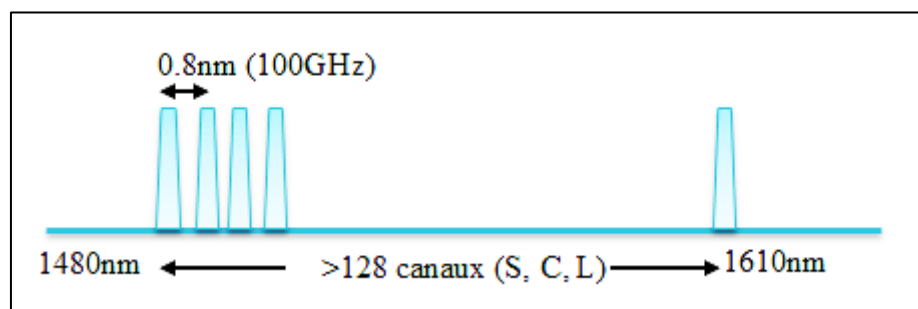


Figure 1.2 Exemple d'allocation en longueur d'onde pour le DWDM

❖ **Le multiplexage de canaux largement espacés (Coarse WDM) :** Le CWDM (C pour Coarse) figure (1.3) est un standard utilisé lorsque l'espacement entre les canaux est important, soit 10 nm ou 20nm pour une fenêtre comprise entre 1271nm et 1611nm soit 18 canaux (norme ITUT G.695).

En effet, grâce à l'espacement relativement important entre les canaux, la régulation en température des lasers d'émission n'est pas nécessaire. Ceci réduit considérablement le coût. Ce système est adapté aux réseaux d'accès métropolitain qui nécessitent un grand nombre de composants et relativement peu de bande [7].

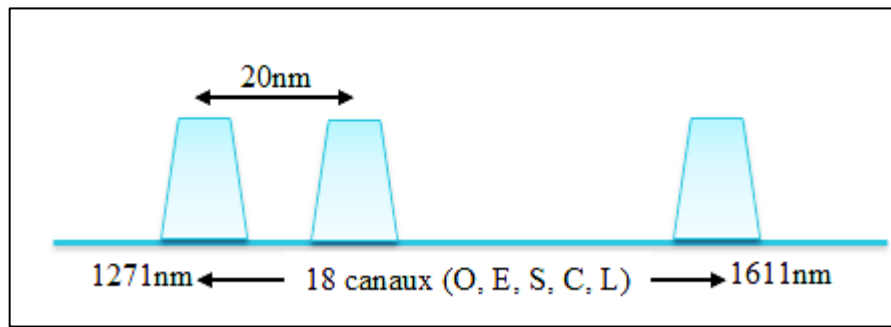


Figure 1.3 Exemple d'allocations en longueur d'onde pour le CWDM

1.2.2 Technique TDMA (Time Division Multiple Access) en optique

L'accès multiple par répartition dans le temps occupe le premier rang parmi les techniques employées dans les télécommunications optiques. Le TDMA fait appel au principe de division d'une période de temps en N intervalles, appelés «time slots» figure (1.4). Elle consiste à attribuer à chaque utilisateur toute la bande de fréquence, non pas en permanence, mais de manière cyclique. Ainsi, la trame est constituée de la répétition cyclique d'une suite d'intervalles.

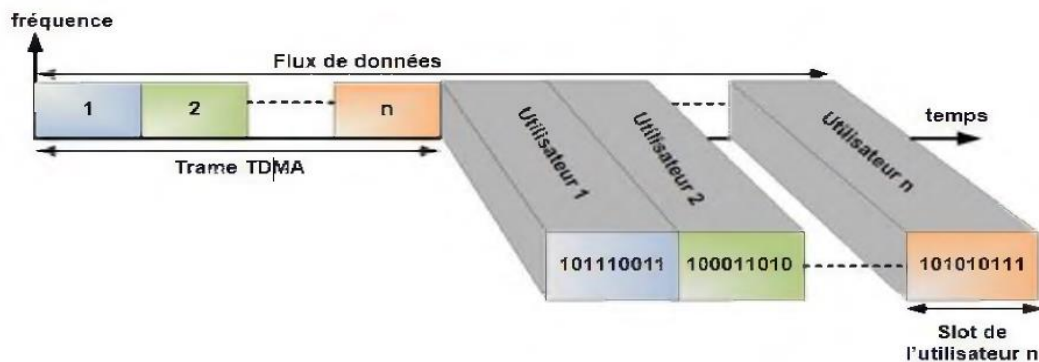


Figure 1.4 Principe de l'implémentation de TDMA

Le récepteur est en mesure de réaliser le démultiplexage pour extraire les données transmises. La synchronisation des données que suppose une telle technique implique une gestion des périodes d'émission de chaque utilisateur. En termes pratiques, une séquence de synchronisation est envoyée au début de chaque transmission pour permettre à l'émetteur et au récepteur d'identifier le numéro et la durée du *time slot* consacrée à l'échange d'information.

Le multiplexage TDMA offre l'avantage de regrouper plusieurs canaux de communication à débits réduits sur un seul canal à débit plus élevé. Ainsi, avec N canaux de débit D , le multiplexage donne la possibilité de transmettre un débit de données $R=N*D$ sur un seul canal. Cela permet, par exemple, de transformer une liaison sur 4 canaux de 10Gbps en une liaison à 40Gbps. Cette technique de multiplexage fait partie des hiérarchies de multiplexage numériques des infrastructures des opérateurs de télécoms employées dans les réseaux de transport des données de téléphonie tels que le MIC (modulation par impulsion codage) dont le débit de 2Mb/s résulte du regroupement de 30 voies de 64Kb/s. D'autres hiérarchies recourent à cette technique notamment la hiérarchie plésiochrone ou PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) et Synchronous digital Hierarchy (SDH).

En optique, la technique TDMA est envisagée de deux façons:

Nous avons l'ETDMA (Electrical Time Division Multiplexing) qui repose sur un multiplexage et un démultiplexage électronique, et l'OTDMA (Optical Time Division Multiplexing) dans laquelle les deux étapes sont effectuées dans le domaine optique.

1.2.2.1 ETDMA (Electrical Time Division Multiple Access)

Le multiplexage des signaux de chaque utilisateur du support optique est effectué de manière électronique. Le signal qui en résulte est employé dans la modulation d'une source laser figure (1.5). L'inconvénient du multiplexage électronique est que la fréquence maximum du signal résultant est limitée à quelque dizaines de gigahertz. A cela il faut ajouter une seconde contrainte qu'est le nombre de canaux dont la fréquence individuelle sera encore plus réduite [8].

Dans cette technique, la génération d'impulsions très courtes, la transmission correcte des données et la récupération du signal de synchronisation sont difficiles à réaliser.

La difficulté qui en résulte pour la synchronisation est liée au fait que les canaux doivent être soit contrôlés par une horloge commune ou soumises à des systèmes de synchronisation complexes. Par ailleurs, il faut tenir compte d'autres facteurs qui limitent les performances globales, notamment la latence nécessaire à l'attribution des slots par le nœud central du réseau, les marges de sécurité à prévoir et les dispositifs compensateurs pour prévenir un chevauchement des signaux [8].

A la réception, les données optiques subissent d'abord une conversion dans le domaine électrique grâce à un photodétecteur, ensuite un démultiplexage pour restituer les données aux destinataires.

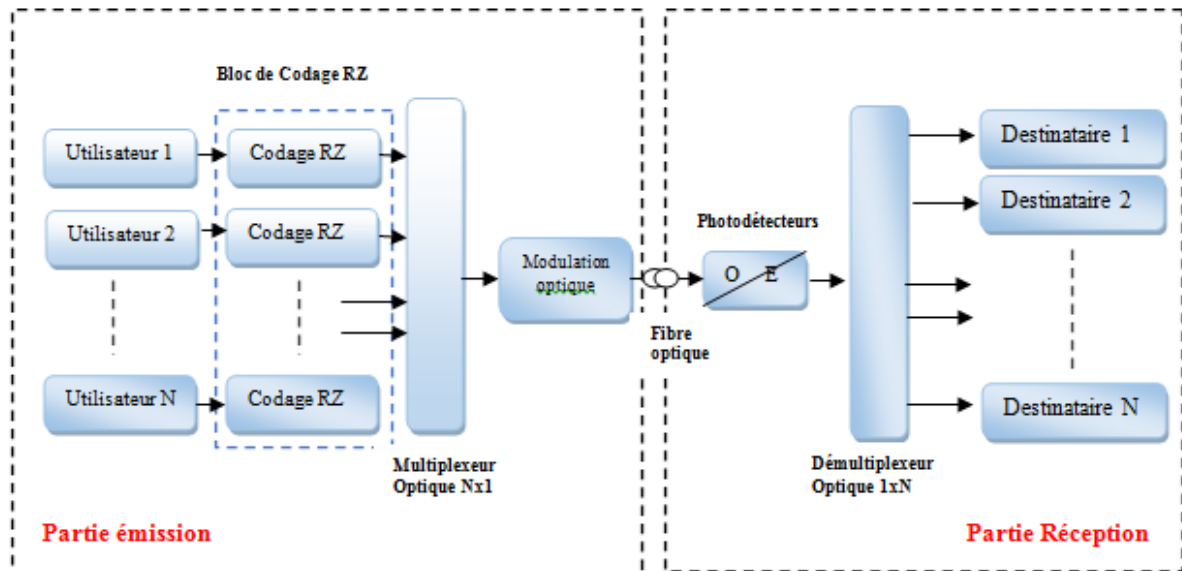


Figure 1.5 Chaîne de transmission en ETDMA.

1.2.2.2 OTDMA (Optical Time Division Multiple Access)

Le progrès réalisé par l'OTDMA au début des années 90 a rendu possible le dépassement des limites de l'ETDMA imposées par les composants électroniques et d'atteindre des débits avoisinant le Tb/s[5].

Un train d'impulsions de durée T_p et de période de répétition T (correspondant à une fréquence $F= 1/T$) est produit par une source optique comme illustré sur la figure (1.6). Dans un système comportant N utilisateurs, T_p et T sont alors liées par la relation: $T=N \times T_p$.

Les signaux de données sous forme de signaux électriques à codage sans retour à zéro (Non Return to Zero: NRZ) avec un débit $D=1/T$, sont codés par un système de multiplexage sur le train d'impulsions optiques injecté à son entrée. A la sortie du multiplexage, le signal optique constitué d'une succession d'impulsions optiques à un débit global $D_r=NxD$ est transmis via la fibre optique. A la réception, les impulsions optiques représentant les données de chaque utilisateur sont isolées et restituées par un système de démultiplexage [9].

La seule distinction qui existe entre la technique ETDMA de la technique tout optique OTDMA réside dans le fait que le codage et la détection ETDMA sont effectués dans le domaine radio induisant une diminution du débit à la réception. On retrouve ces techniques dans les réseaux métropolitains (MAN) et les réseaux locaux (LAN). Et bien qu'offrant de meilleures performances, l'OTDMA a un coût plus élevé en raison des composants optiques qui y sont intégrés [8]. L'inconvénient de ces techniques est qu'elles augmentent la complexité de l'émetteur et le récepteur en raison de la parfaite synchronisation nécessaire à la récupération des données des utilisateurs.

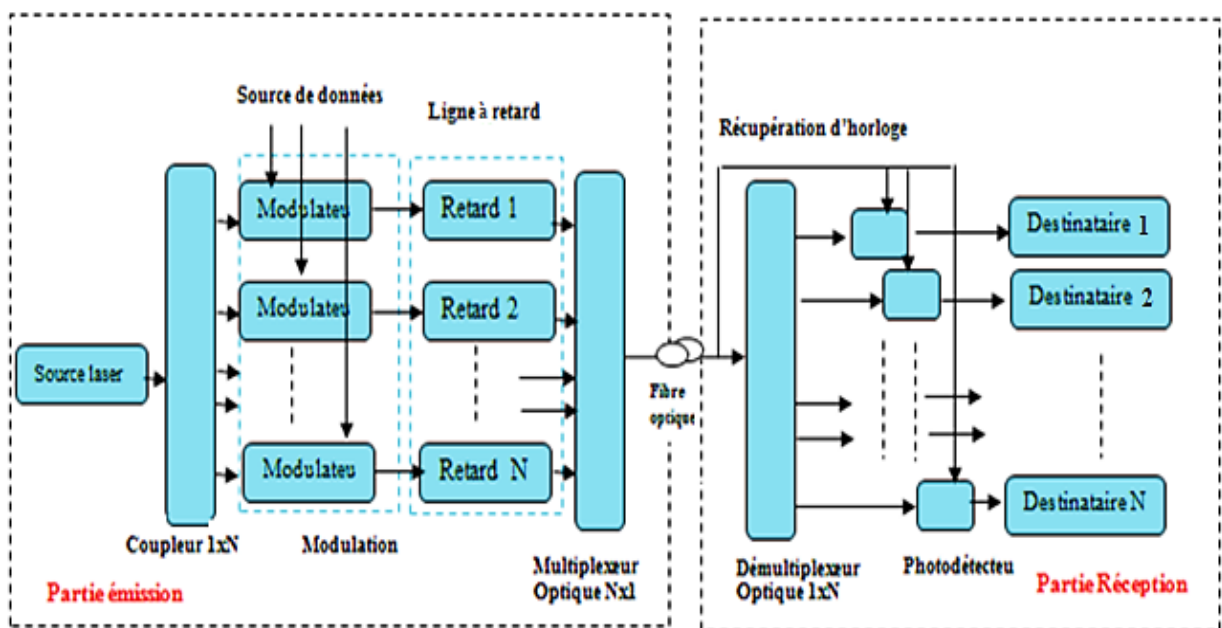


Figure 1.6 Chaîne de transmission en OTDMA

1.2.3 Technique CDMA (Code Division Multiples Access)

La technique CDMA est une technique d'étalement de spectre [10, 11] figure (1.7) qui consiste à répartir la puissance du signal émis sur une largeur de bande beaucoup plus grande que celle nécessaire à la transmission des informations. Cette technique trouve son utilisation dans les communications radiofréquences et sans fils. Mais contrairement aux techniques TDMA et FDMA, la technique d'accès multiples permet aux utilisateurs de partager le même espace fréquentiel et de transmettre sur les mêmes intervalles temporels. Ainsi, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même canal de transmission sans qu'une gestion de temps ou de fréquence soit nécessaire.

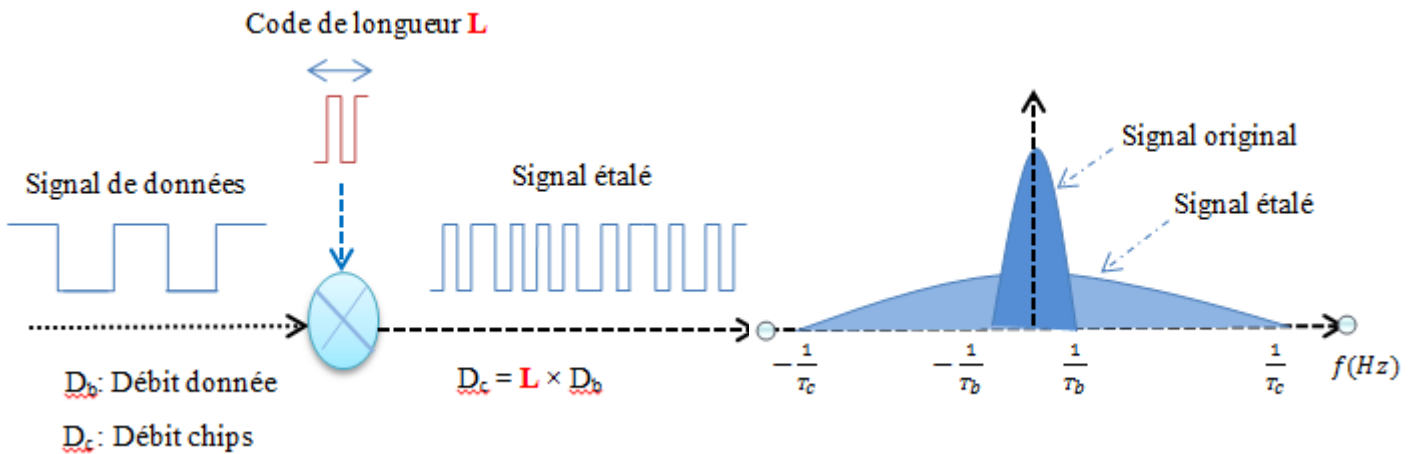


Figure 1.7 Principe de l'étalement de spectre

Le CDMA attribue à chaque utilisateur un code d'étalement, appelé aussi «signature» constitué d'une suite de bits rapides (appelés «chips»).

Le débit après codage est celui des données utilisateurs multiplié par la longueur de la séquence de code figure (1.8). Cette technique permet la transmission des données tout en évitant l'interférence avec les messages des autres utilisateurs (désignées interférer accès multiple (IAM). Cette réduction des IAM est conditionnée par l'utilisation exclusive des séquences de codes orthogonaux [12]. Au niveau du récepteur, une opération inversée est effectuée pour « désétalement » le signal en bande de base alors que les autres signaux transmis (interférents) sont identifiés comme étant un bruit.

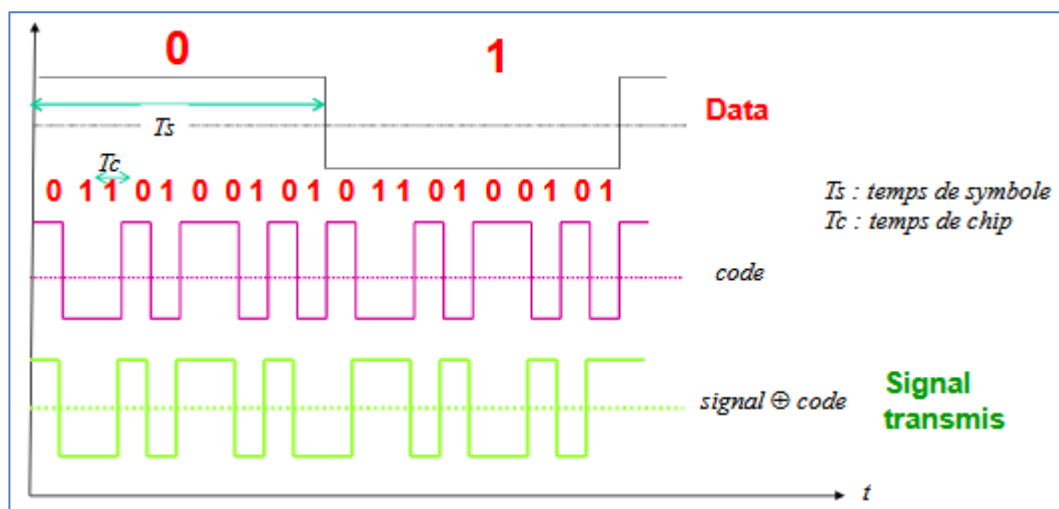


Figure 1.8 Diagramme du codage des données d'un utilisateur

Le CDMA offre la possibilité de transmettre simultanément des données aux différents utilisateurs sur une même bande de fréquence et en même temps.

Pourquoi étaler le spectre ?

L'étalement de spectre e

*st une technique basée sur l'élargissement de la bande spectrale d'un signal par une multiplication de la largeur de son occupation spectrale par une quantité appelée gain de codage.

Théoriquement, pour chaque milieu de transmission, la capacité du canal C en [b/s], exprimée à partir de la bande passante du canal $[0, W]$ et du rapport signal/bruit (SNR) est donné, conformément au théorème de Shannon-Hartley, par :

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

L'équation (1.1) donne un taux de transfert maximum pour un Taux d'Erreur Binaire (TEB) nul à la condition qu'un procédé de codage adapté soit mis en œuvre. B représente la bande Passante du canal en Hertz et SNR représente le rapport signal/bruit.

Par conséquent, la capacité maximale peut être augmentée en agissant d'une part sur la largeur de bande de manière linéaire et/ou sur le rapport SNR de façon logarithmique [13].

Pour une capacité maximale donnée (souhaitée), il est possible de réduire la bande passante et/ou de diminuer le rapport signal/ bruit en admettant un TEB non nul.

Dans le cas du CDMA le bruit provient principalement des autres utilisateurs dont on cherche toujours à accroître le nombre. Par voie de conséquence, un système CDMA fonctionne avec de faibles rapports signal à bruit. Cela est rendu possible par la large bande passante, l'équation s'écrit

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)} \cdot \ln(1 + SNR) = 1.443 \cdot \ln(1 + SNR) \quad (1.2)$$

L'étalement du spectre permet un rapport SNR très faible, la puissance de signal peut être inférieure au niveau de bruit .Pour un $SNR \ll 1$, la formule (1.2) devient :

$$\frac{C}{B} \approx 1.443(SNR) \quad (1.3)$$

Et par approximation

$$\frac{C}{B} \approx SNR \quad (1.4)$$

La dépendance de la capacité relativement au rapport signal/ bruit est maintenant linéaire. Les autres signaux étalés sur le même support sont considérés comme du bruit.

Il est facile de voir que, pour une puissance de signal donnée, plus la bande passante utilisée est large, plus la capacité du canal est grande. Donc, si nous élargissons le spectre d'un signal donné, nous obtenons une augmentation de la capacité du canal et/ou une amélioration du rapport signal sur bruit (SNR). Ainsi, plus la bande passante est large, plus la puissance que nous devons utiliser pour une capacité donnée est faible.

1.3 CDMA Optique : les utilisateurs sont les codes

Les recherches sur l'adaptation du CDMA à l'optique, appelée Optical Code Division Multiplexing Access: OCDMA ont commencé en 1986. L'OCDMA est fondé sur le même principe de fonctionnement du CDMA utilisé dans les communications radio, sauf que la mise en œuvre est différente en raison de la différence entre les milieux de propagation. Si le canal radio souffre de phénomènes d'atténuation et de multi-trajet, le canal optique, quant à lui est affecté par une dispersion chromatique et effet non linéaire.

Les systèmes CDMA optique ne cesse de conquérir le domaine de la communication optique grâce à leur capacité à donner à plusieurs utilisateurs l'accès au réseau de manière asynchrone et simultanée avec un haut niveau de sécurité [14].

La capacité en bande passante de la fibre optique qui est en THz permet d'envisager son exploitation pour un étalement spectral résultant du codage des séquences de données. L'objectif est de trouver des configurations de codage qui soient applicables aux systèmes optiques et permettent une augmentation de la capacité de multiplexage d'une façon significative. Mais contrairement au domaine de la radio fréquence, l'OCDMA ne donne pas la possibilité d'employer des codes bipolaires dû au fait que l'intensité lumineuse ne peut avoir que des valeurs positives ou nulles.

1.3.1 Pourquoi le CDMA optique ?

Pour contourner les limites des systèmes d'accès TDMA et WDMA en termes de capacité de multiplexage, de débit et de flexibilité, il est nécessaire de recourir aux nouvelles techniques de multiplexage OCDMA.

La technique OCDMA appliquée aux réseaux d'accès optique permet de se passer des convertisseurs électrique/optique et optique/électrique qui représentaient jusque-là un obstacle

technologique majeur. Elle vise à minimiser les coûts et réaliser le codage et le décodage dans le domaine optique en utilisant des composants tout-optique. Cela a été rendu possible grâce au progrès dans le domaines des composants optiques passifs [15, 16].

1.3.2 Avantages et limites de la technique OCDMA

- La connexion entre utilisateurs se fait de manière asynchrone.
- Une bande passante flexible, permettant d'augmenter le débit (allant jusqu'aux Gb/s) et une grande vitesse de transfert des données.
- Augmentation de nombre d'utilisateurs en fonction des systèmes OCDMA considérés.
- Un haut niveau de sécurité et de confidentialité. La puissance du signal étant étalée sur la bande spectrale disponible, le signal CDMA peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficile à détecter par un autre utilisateur.
- Utilisation de composants optiques passifs pour le codage et le décodage qui sont faciles à intégrer dans les réseaux PON.
- Coût réduit grâce à l'utilisation de composants passifs.
- Distribution simultanée et possibilité de l'encodage de différents services "triple play" (données, voix et vidéo) qui peuvent être multiplexés sur la même fibre optique, l'abonné récupèrera le service qu'il a choisi après démultiplexage.

En dépit de leurs nombreux avantages, les systèmes CDMA souffrent de quelques limitations inhérentes.

- Cette technique de multiplexage est limitée par la capacité à générer le maximum de codes dont les propriétés de corrélation permettent d'engendrer le moins d'interférences d'accès multiples (MAI : Multiple Access Interference)
- Correction d'erreur
- Encodage et décodage : l'intensité lumineuse ne peut avoir que des valeurs positives ou nulles où l'impossibilité d'utiliser des codes bipolaires, contrairement au domaine de la radiofréquence

1.4 Théorie et Architecture des systèmes OCDMA

Le système OCDMA fonctionne selon le même principe que les systèmes radiofréquences, sauf que le médium de propagation est différent. La figure (1.9) illustre le schéma synoptique d'un réseau CDMA "tout-optique".

Le système OCDMA est composé de N paires émetteurs-récepteurs. Chaque émetteur i est constitué d'une source optique modulée par l'information à transmettre (b_i). C'est à ce niveau que l'information sera codée par un codeur optique (d_j) représentant une certaine forme d'onde de longueur L appropriée, i est associé à une séquence de code (C_i) exprimée par l'équation :

$$C_i(t) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} d_j(t - jT_c) \quad (1.5)$$

Avec $c_{i,j} \in \{0,1\}$

Le signal codé résultant, associé au $i^{\text{ème}}$ utilisateur est exprimé par (1.6) :

$$S_i = b_i C_i(t - \tau_i) \quad (1.6)$$

Les différentes informations codées sont superposées en un signal CDMA qui se propage via le réseau. Le résultat de cette superposition est exprimé par l'équation :

$$S_{CDMA}(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t - \tau_i) \quad (1.7)$$

Avec :

τ_i : le retard associé au $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

N : la capacité de multiplexage (nombre d'utilisateurs).

$c_{i,j}$: le $j^{\text{ème}}$ chip associé au mot de code du $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

A la réception, le signal CDMA sera diffusé vers l'ensemble des récepteurs. Et indépendamment du type de détection utilisé, chaque récepteur doit connaître la séquence de code utilisée par l'émetteur associé pour reconstituer la séquence de données émise. Un autre aspect à prendre en considération lors de l'évaluation de l'opportunité d'un système OCDMA est celui des coûts engendrés par l'installation des réseaux d'accès.

L'objectif étant de trouver des configurations de codage qui permettant une augmentation importante de la capacité de multiplexage et surtout d'adopter une technique de détection qui offre les meilleures performances.

Dans la section suivante nous allons passer en revue les divers systèmes OCDMA qui ont été développés.

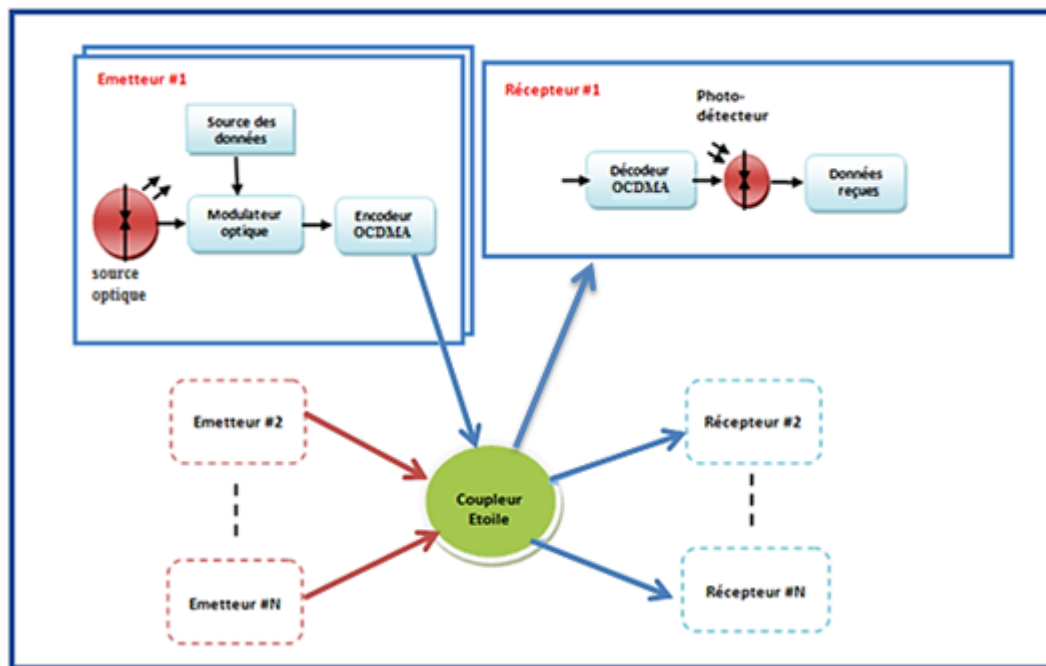


Figure 1.9 Schéma synoptique d'une chaîne de transmission OCDMA[17]

1.5 Classification des systèmes OCDMA

En dépit de leur variété, les approches suggérées pour l'OCDMA [17] ont toutes en commun une stratégie qui consiste à distinguer les canaux de données non pas par longueur d'onde ou intervalle de temps mais plutôt par un code spectral temporel ou hybride qui soit distinctif telle une signature imprimée sur les bits de chaque canal.

L'OCDMA peut être classifié selon le type de codage adopté. Il peut être soit un codage de la source optique ou un codage de l'information. Dans le premier cas une attention particulière doit être accordée à la bande passante offerte par la source optique ainsi qu'à ses propriétés de cohérence. La source peut être cohérente ou incohérente c'est pour cette raison qu'on parle d'encodage cohérent et incohérent [18].

Le second type peut se faire par code de manière uni-dimensionnelle en temps ou en fréquence (longueur d'onde) ou bi-dimensionnelle [19] combinant le temps et la fréquence ou bien tri-dimensionnelle intégrant un troisième paramètre qu'est la polarisation.

Le troisième type est soit synchrone (S-OCDMA) ou asynchrone (A-OCDMA). Deux autres types d'OCDMA rapportés dans la littérature notamment l'OCDMA Halographique et Chaotique.

1.5.1 Méthode de codage de source optique (Cohérent ou incohérent)

La différence entre Les OCDMA cohérents et incohérents réside dans la manière d'appliquer les codes. Si les OCDMA cohérents emploient de manière générale une modulation de phase, les méthodes OCDMA incohérents, par contre, utilisent la modulation d'amplitude [8].

Dans les deux méthodes citées, on peut distinguer les systèmes codant dans le domaine temporel et ceux codant dans le domaine fréquentiel ou hybride.

1.5.2 Méthode de codage de l'information (Dimensionnels)

Le codage dans les système OCDMA peut s'effectuer suivant l'une des dimensions suivantes [20] : temps, fréquence, espace, polarisation ou en combinant plusieurs dimensions.

Le système OCDMA est;

- Uni-dimensionnel (1D-OCDMA) : temporel ou fréquentiel ;
- Des technique OCDMA hybride sont proposées pour augmenter le nombre d'utilisateurs des systèmes OCDMA uni-dimensionnels. Le codage hybride ou bi-dimensionnel (2D-OCDMA) consiste à coder l'information en employant simultanément deux dimensions différentes : temps/longueur d'onde ou espace/temps ou bien deux techniques d'accès multiples simultanément.
- Afin d'augmenter la capacité de multiplexage et améliorer la sécurisation des réseaux d'accès optiques, un autre degré de liberté " la polarisation" est intégrée pour le codage des données utilisateurs. Dans un code CDMA à trois dimension à chaque chip sont attribués un temps chip, une longueur d'onde et un état de polarisation [21].

1.5.3 OCDMA Synchrone (S-OCDMA) ou Asynchrone (A-OCDMA)

Les CDMA synchrones exploitent au maximum l'orthogonalité des codes (la corrélation entre le code d'un utilisateur et celui d'autre est nulle). Il n'y a ainsi pas d'interférence entre les utilisateurs. En fait, le cas orthogonalité parfaite n'est convenable que dans les systèmes OCDMA synchrones, où les codes bipolaires (codes de Walsh Hadamard, codes de Gold orthogonaux) offrent une parfaite orthogonalité.

Les CDMA asynchrones (A-OCDMA), quant à lui, utilisent des codes dont l'orthogonalité n'est pas parfaite et n'imposent aucune contrainte de synchronisation entre utilisateurs. La corrélation entre les codes est alors non nulle créant ainsi des interférences entre les utilisateurs (MAI) et se manifeste par une réduction significative du nombre d'utilisateurs comparativement au CDMA synchrone.

1.5.4 OCDMA Holographique

A la différence des techniques CDMA temporel et fréquentiel, le CDMA holographique est fondé sur l'étalement spatial [20]. Un traitement cohérent des signaux optiques permet d'exploiter un nombre important de degrés de liberté de la dimension spatiale; permettant ainsi d'obtenir un rapport signal/bruit très significatif [22, 23].

Dans pareil cas, l'énergie du signal à transmettre est spatialement étalée. Le décodeur procède au "désétalement" du signal original. Cette technique fait appel à des codes à deux dimensions générés de manière aléatoire à partir d'une séquence binaire.

1.5.5 OCDMA chaotique

Les systèmes chaotiques offrent de multiples avantages dans le domaine des télécommunications. Cela est due en particulier à leur nature non déterministe [20] ,[24]. Un système chaotique constitue un système dynamique non-linéaire dont les caractéristiques sont une trajectoire non périodique et une sensibilité à ses conditions initiales. Les séquences de codes générés par ces systèmes sont des signaux à large bande non périodiques. Les différentes familles de codes optiques employés dans l'étalement spectral demeurent tributaires de leurs propriétés d'auto et d'inter-corrélation, ainsi que de la longueur et la capacité de multiplexage. Les séquences chaotiques ont été proposées pour les systèmes CDMA car elles offrent une sécurité accrue des réseaux et une gestion simplifiée des séquences différentes.

1.6 Systèmes OCDMA cohérents

Dans ce système, le processus d'encodage s'effectue dans le domaine temporel ou spectral, on parlera alors d'encodage spectral en phase OCDMA (SPE-OCDMA), ou encodage temporel en phase OCDMA (TPE-OCDMA) avec des codes uni dimensionnels (1D).

Les informations destinées à la transmission utilisent la phase du signal transmis. Cela permet d'employer des codes bipolaires (composés de -1 et 1). Une telle bipolarité donne la possibilité aux différents codes d'être parfaitement orthogonaux, d'une manière semblable au CDMA hertzien[19]. Ce type de codage est coûteux qui nécessitant l'utilisation d'une infrastructure complexe.

1.6.1 Encodage temporel en phase OCDMA (TPE-OCDMA)

Dans ce type d'encodage qui porte le nom de système d'encodage temporel en phase (CDMA) la phase optique peut être soumise à un contrôle temporel.

Les premiers codeurs CDMA optiques temporels ont vu le jour dans les années 70 figure(1.10). Leurs principes de fonctionnement reposent sur l'utilisation de sections de fibres de longueurs variables ou "lignes à retard temporel"[20]. Une courte impulsion est transmise vers un coupleur $1 \times N$. A la sortie du coupleur les impulsions sont retardées d'une durée t , $2t, \dots$ avant d'être recombinaées par un coupleur $N \times 1$. Ainsi, le train d'impulsion est constitué une séquence de codes binaires qui peuvent être reconfigurées en fonction des différentes longueurs de fibres [25].

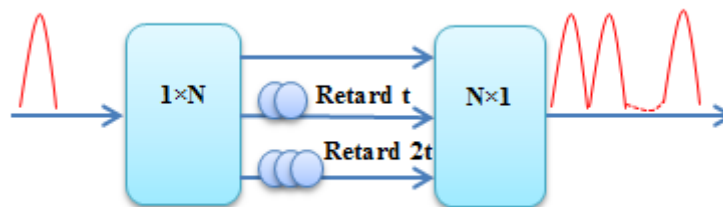


Figure 1.10 Codeur à base des lignes à retard

Cependant ce système présente l'inconvénient des pertes introduites par les deux coupleurs qui sont difficiles à intégrer en raison de leur taille. La réalisation du code voulu requiert une grande précision dans les processus de fabrication des lignes à retard.

Dans un système TPE-CDMA la source de lumière est souvent assurée par un laser à verrouillage de mode (MLL). Cependant dans un pareil cas ce qui est mis à contribution dans un tel laser n'est pas la caractéristique multi longueur d'onde comme dans le cas des systèmes SPE-CDMA mais plutôt sa capacité à générer des impulsions courtes[26, 27].

Après la modulation, on fait intervenir l'encodeur temporel en phase pour produire L copies d'impulsion dont chacune est retardée de manière à les étaler sur une grille de temps uniformément répartie. L'espacement entre les impulsions constitue l'intervalle temporel du chip. Les signaux combinés auront chacun son propre et unique code temporel de phase. Au niveau du récepteur un processus de filtrage adapté prend en charge la détection du train de données TPE-OCDMA de l'utilisateur. Le décodeur temporel utilisé est identique à l'encodeur temporel en phase de l'émetteur mis à part le fait qu'il est réglé sur le conjugué de l'encodeur souhaité de l'émetteur.

Après cette étape les bruits d'interférence entre utilisateurs (MAI) provenant des utilisateurs non souhaités doivent être éliminés en faisant appel à diverses techniques de détections. Par la suite les signaux de données de l'utilisateur visé seront récupérables à travers un processus de démodulation et de détection.

1.6.2 Encodage spectral en phase OCDMA (SPE-OCDMA)

La phase optique peut être dans un tel cas contrôlée dans le domaine fréquentiel. La figure (1.11) illustre le synopsis du concept d'encodage spectral en phase CDMA. Développée par Salehi et al dans les années 80 cette technique repose sur un montage 4F réalisé en espace libre [20][28]. Elle consiste en une construction d'un plan de Fourier spatial dans lequel l'ensemble des composantes spectrales de l'impulsion temporelle sont spatialement séparées et focalisées. Il est à relever que le montage 4F a été initialement largement employé dans la mise en forme des impulsions temporelles ultracourtes [29].

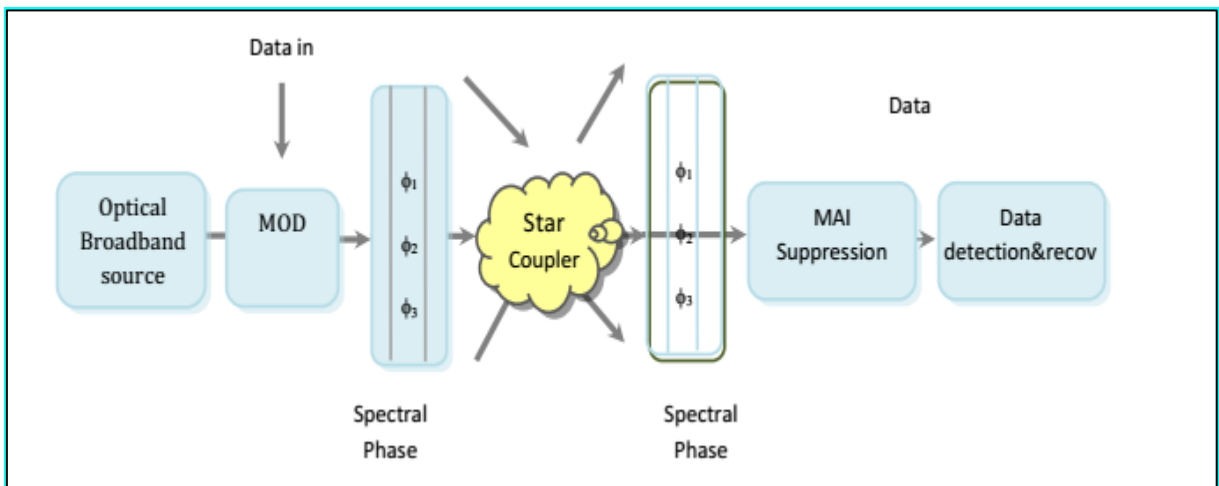


Figure 1.11 Codage temporel cohérent à base des lignes à retard en cascade [20]

La figure (1.12) illustre le montage 4F représentant le codeur. Lorsqu'une impulsion courte ($\leq 1\text{ps}$) est injectée à l'entrée d'un premier réseau de diffraction elle subit une dispersion spatiale de ses différentes composantes spectrales.

Les faisceaux traversant la première lentille passeront ensuite à travers un masque de phase et c'est alors que des sauts de phase constituant la signature d'un code bipolaire donné seront intercalées entre les différentes composantes spectrales. Dans une phase ultérieure les différentes composantes spectrales seront regroupées et recomprimées par la seconde lentille et le second réseau de diffraction en un signal unique représentant l'impulsion d'entrée codée spectralement en phase.

Le repositionnement en phase des différentes composantes spectrales et la reconstruction de l'impulsion d'entrée nécessite que le décodeur soit le conjugué du codeur. L'emploi de la phase comme paramètre de codage vise à réaliser des codes bipolaires qui possèdent de meilleures propriétés de corrélation que les codes unipolaires. Ceci permet de disposer d'une plus grande capacité de multiplexage d'un débit par utilisateur plus important d'une efficacité spectrale meilleure ainsi que d'une sécurisation du réseau plus grande [30].

A cet effet différentes configurations ont été proposées telles que les réseaux de Bragg superstructurés et les réseaux de Bragg chirpés à saut de phase. Par ailleurs d'autres configurations faisant appel à l'encodage spectral en phase à étalement temporel ont été proposées (SPECT : Spectral Phase Encoded Time Spreading) dans lesquelles le codage fait appel à un modulateur spatial de lumière à base de cristal liquide (LC-SLPM : Liquid Crystal Spatial Light Phase Modulator) [31, 32].

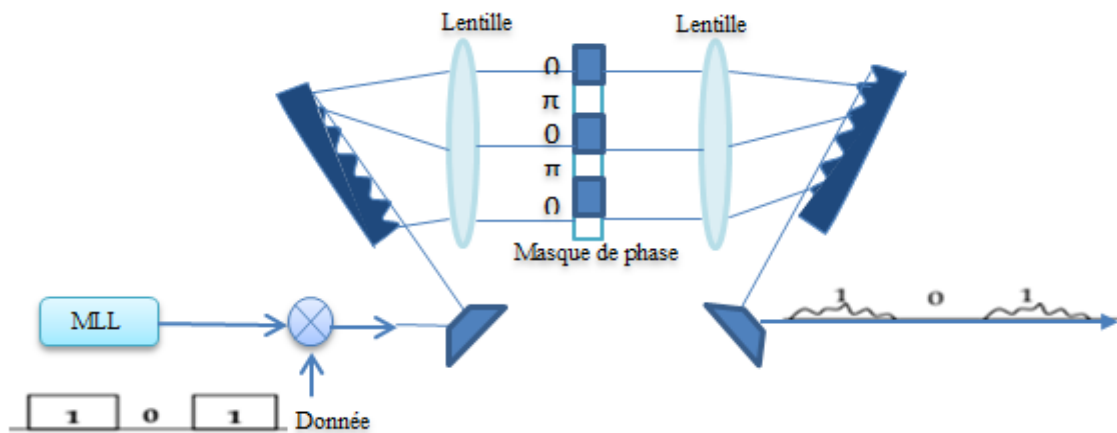


Figure 1.12 Codage spectral en phase en espace libre.

1.7 Systèmes OCDMA Incohérents

Les codeurs incohérents emploient en général la modulation d'amplitude et recourent à une addition des puissances pour déterminer la présence du nombre binaire "1"[18].

De ce fait, les codes ne peuvent être qu'unipolaires, ce qui a pour résultat une altération de la performance du système. Cela exige un moyen de contrôler les interférences générées par l'accès multiples, en contrepartie les séquences de codes employés ne peuvent pas être parfaitement orthogonales. Ce qui signifie qu'il y' aura une interférence entre les données émises par les utilisateurs du système. Cette interférence, appelée Interférence Accès Multiple, constitue l'une des limitations majeures à la performance du système [19].

Parmi les techniques utilisées pour le codage/décodages dans les systèmes OCDMA incohérents, on peut citer le codage spectral-amplitude (SAC-OCDMA) et l'encodage à séquence directe. (DS-OCDMA).

Cette thèse s'intéressera aux systèmes OCDMA incohérents pour leur coût avantageux et leur mise en œuvre simple et flexible dans les réseaux d'accès haut débit et multimédia.

1.7.1 Encodage à séquence direct DS-OCDMA

L'étalement des données repose sur le remplacement de chaque bit d'information par une séquence de N bits (appelés « chips » pour les distinguer des bits de données). C'est cette séquence de code qui détermine la clé de codage. Une série de N chips remplace le bit de valeur « 1 », alors que la valeur « 0 » est remplacée par la séquence complémentaire. Ce principe de fonctionnement est illustré dans la figure (1.13). Dans ce cas, nous sommes en face d'un codage direct qui ne fait pas intervenir d'autres paramètres tels que la fréquence ou le temps [33].

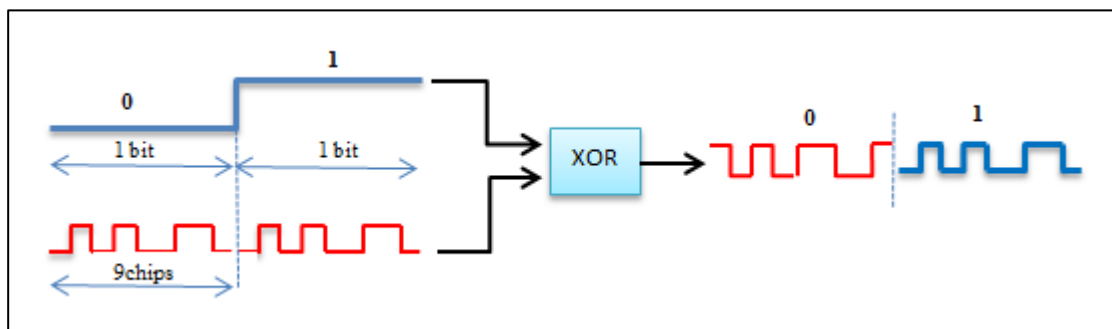


Figure 1.13 Principe d'implémentation de l'étalement de spectre en DS-SS-SS-SS

Un tel codage ne nécessite pas une modulation de l'information codée équivalente au débit des données mais équivalente au débit de la séquence étalée qui est N fois plus élevée. En termes pratiques, le débit des transmissions est augmenté mais le débit d'information utile reste inchangé suite au codage.

Un multiplexage pareil offre la possibilité de transmettre sur un même médium plusieurs canaux ayant une même fréquence porteuse. Ainsi les données multiplexées occupent le même espace fréquentiel figure (1.14.a). À la réception, l'opération inverse consiste à multiplier le signal reçu avec une réplique locale de la séquence ayant servi à l'étalement du spectre.

La multiplication de la séquence par elle-même est égale à l'unité; et de cette manière, seules les données associées à cette séquence sont extraites alors que les effets de l'étalement disparaissent figure (1.14.b)

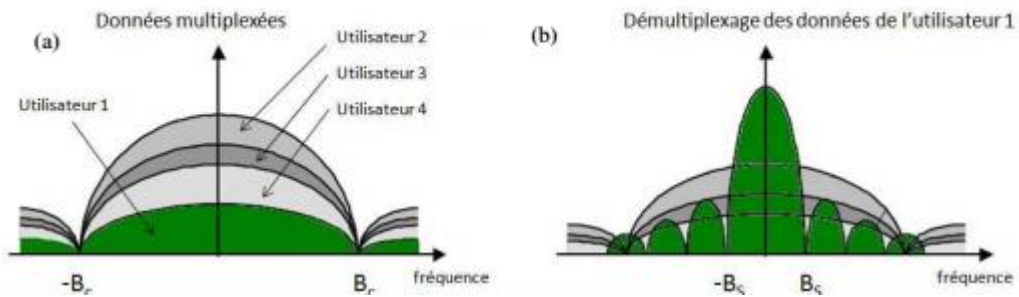


Figure 1.14 Principe du démultiplexage dans le domaine spectral [34]

Une caractéristique essentielle de l'étalement du spectre est le gain d'étalement G qui s'exprime dans système le DS-SS par:

$$G = \frac{D_{code}}{D_s} = \frac{1/T_{code}}{1/T_s} = \frac{T_s}{T_{code}} \quad (1.8)$$

où D_{code} est le débit de la séquence de code et D_s le débit des données avant codage, T_{code} la durée d'un chip et T_s le temps bit.

Ainsi, dans un système DS-SS le facteur d'étalement est égal au nombre de chips utilisés pour étaler un bit de données.

1.7.2 Encodage spectral en amplitude SAC-OCDMA

Les sources optiques dans un système d'encodage spectral en amplitude (SAC) sont des sources incohérentes. Ces sources sont intégrées en raison de leurs coûts réduits et de leurs largeurs de bande optique qui permet un découpage du spectre pour effectuer l'encodage.

Néanmoins, les performances du système sont pénalisées par le bruit d'intensité associé à ces sources [35]. Largement utilisé dans les systèmes CDMA optiques, l'encodage spectral en phase est rapporté dans la littérature sous divers acronymes: FE-CDMA (Frequency Encoding CDMA) ou SAC-CDMA (Spectral Amplitude Coding CDMA).

Introduit par Zacarrin et Kavehar, ce système est basé sur un codage du spectre de l'information. Par ailleurs, on peut le trouver dans différentes configuration [36, 37].

1.7.2.1 OCDMA spectral en amplitude en espace libre (Montage 4F) [20].

Constitué d'une paire de réseaux de diffraction, d'une paire de lentilles et d'un masque d'amplitude, ce montage figure (1.15) permet à un signal issu d'une source large bande d'être transformé en une série de fréquences représentant le code. A la réception, une détection équilibrée à deux diodes est employée. Le signal codé est alors divisé en deux: l'un envoyé au décodeur adapté $A(\omega)$ et l'autre vers son complément $\bar{A}(\omega)$. La sortie du récepteur équilibré représente l'écart entre les deux courants provenant des photodiodes. Cette détection a pour but d'éliminer les interférences d'accès multiple.

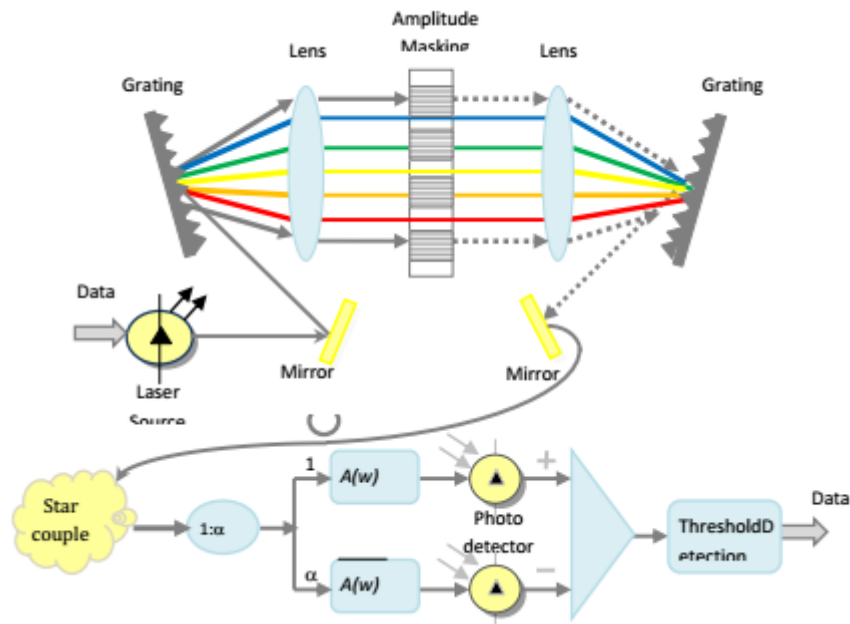


Figure 1.15 Système SAC OCDMA incohérent [20].

L'encodage d'information en espace libre souffre des lacunes suivantes:

- Nécessite une adaptation précise entre les réseaux de diffraction et les masques d'amplitude (phases) entre le codeur et le décodeur; tout désalignement peut entraver le décodage.
- Très encombrant et difficile à intégrer dans les systèmes entièrement optiques.
- Pertes d'insertion importantes.
- Faibles capacité de multiplexage.

L'innovation technologique ne cesse d'apporter de nouveaux composants tels que les multiplexeurs à base des réseaux de guides d'ondes matriciels (AWG) et les réseaux de Bragg

(FBG) ont rendu possible l'emploi de nouvelles architectures d'encodage fréquentiel. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons l'encodage spectral en amplitude à réseaux de Bragg.

1.7.2.2 CDMA spectral en amplitude avec les réseaux de Bragg

Le codeur est constitué de deux groupes de réseaux de Bragg figure (1.16.a), et chaque groupe étant lui-même composé d'un ensemble de sous réseaux inscrits sur les différentes longueurs d'onde de Bragg [38]. Le train de données utilisateur module la lumière émise par une source large bande. Lorsqu'un bit d'information "1" est injecté à l'entrée du codeur, son spectre subit un codage par le premier groupe de réseaux de Bragg qui réfléchissent les composantes spectrales correspondant au code. Dans le cas où le bit d'information envoyé est un "0", aucune impulsion n'est alors injectée à l'entrée du codeur.

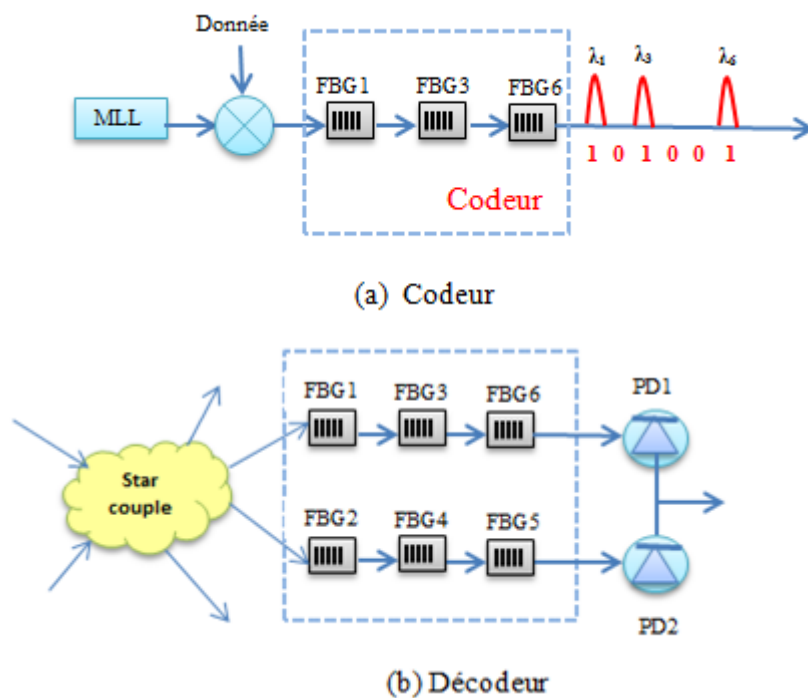


Figure 1.16 Codeur/décodeur à réseaux de Bragg

Au niveau du décodeur figure (1.16.b) le spectre du signal décodé réfléchi par le premier groupe des FBGs et reçu par la photodiode PD1. Le signal reçu par la photodiode PD2 et le complément de séquence de code. Ceci lui permet d'éliminer les interférences d'accès multiple.

Grâce à un code à faible poids, il est possible de réaliser le système avec un nombre limité de réseaux de Bragg, simplifiant et réduisant ainsi les coûts de la mise en œuvre du code.

Cette détection équilibrée a été également intégrée dans d'autres configurations d'encodage spectral à réseaux de Bragg telles que citées dans la littérature. On peut citer à cet égard les systèmes OCDMA à réseaux de Bragg superposés. Les systèmes de Bragg sont photo-inscrits au même emplacement dans la fibre et sont employés en réflexion [39, 40]. L'encodage spectral a connu une autre avancée en utilisant les réseaux de Bragg en transmission, permettant ainsi une minimisation des coûts du système [41, 42].

1.7.2.3 OCDMA spectral en amplitude en optique intégrée

Une fabrication à grande échelle combinée à un assemblage simplifié donne à l'optique intégrée de solides avantages. Le codage/décodage est réalisé grâce à l'emploi de multiplexeurs optiques à coupleurs à interférences multimodes (MMI : Multi Mode Interférence) [43]. Faisant partie de la famille des multiplexeurs à base de PHASAR (PHASed A Ray), connu également sous les acronymes AWG (Arrayed Waveguide Grating) ou WGR (Waveguide Grating Router). Tel qu'illustré sur la figure (1.17) une source large bande injecte un flux lumineux continu dans un multiplexeur en longueur d'onde. À la sortie de ce dernier les longueurs d'onde sont séparées pour constituer deux spectres complémentaires dont l'un est transmis en tant que bit "1" et l'autre en tant que bit "0". Cette opération est effectuée par un commutateur contrôlé par les bits utilisateurs.

À l'autre extrémité le décodeur qui est identique au codeur reçoit sur l'une de ses entrées tous les signaux. Exploitant la propriété de retour inverse de la lumière le signal utile se focalise soit sur le regroupement de sorties supérieures à la réception d'un "1" soit sur le regroupement de sorties inférieures à la réception d'un "0". Les signaux provenant des autres utilisateurs sont répartis de manière équitable entre les deux regroupements. De ce fait, un maximum d'intensité est détecté dans le cas d'un message à décoder. Le rôle de la détection complémentaire est d'éliminer les interférences d'accès multiples. Par ailleurs aucune synchronisation ou contrôle de polarisation n'est nécessaire dans ce type de système

Dans le cadre de nos travaux de recherches exposés ici nous avons pris en considération les systèmes OCDMA à une dimension et à encodage spectral d'amplitude.

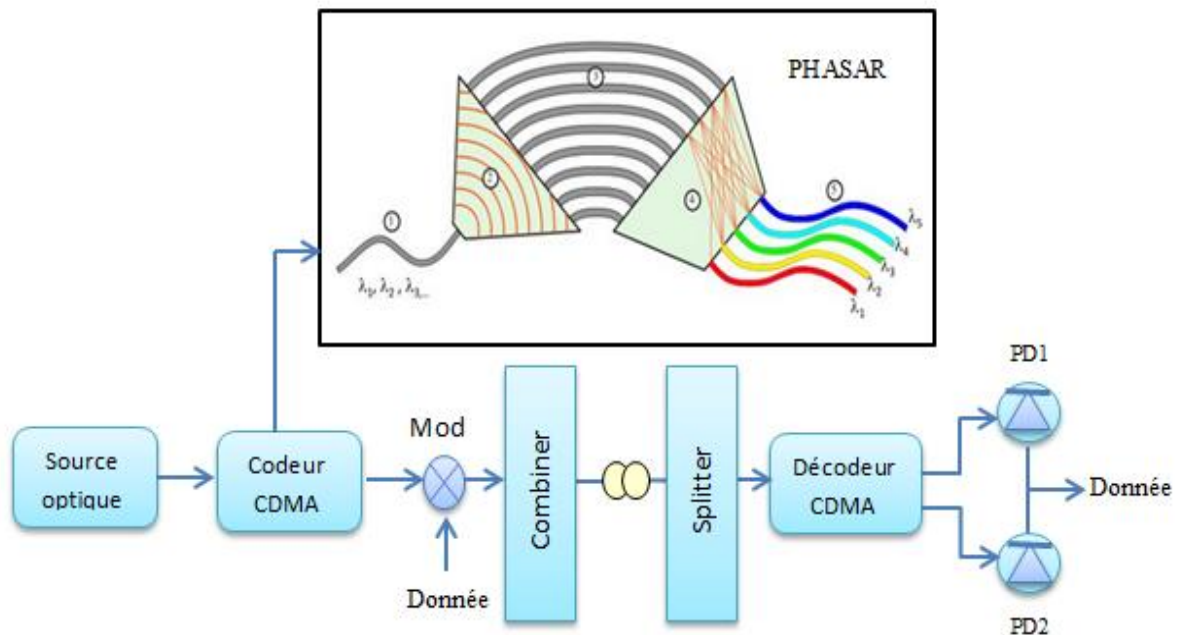


Figure 1.17 Schéma de principe du codeur/décodeur SAC-OCDMA avec démultiplexeur à base de AWG

1.8 Conclusion

Ce chapitre présente l'état de l'art des techniques d'accès multiples à répartition de code. Le principe de fonctionnement du CDMA et ses avantages par rapport aux techniques d'accès multiples classiques sont présentés. L'application de la technique CDMA aux réseaux d'accès optiques doit prendre en considération les contraintes liées à la nature du canal optique des sources optiques des codeurs et des décodeurs optiques et des familles de codes utilisés. Nous avons présenté le principe de fonctionnement des différentes techniques CDMA optiques. Ensuite, nous avons exposé les inconvénients et les avantages de chaque technique. Dans ce qui suit, nous allons focaliser notre travail sur l'implémentation d'un système SAC-OCDMA

Références Chapitre 1

- [1] B. Chomycz, *Planning Fiber Optic Networks*, 2009.
- [2] J. Prat, "Next-Generation FTTH Passive Optical Networks Research Towards Unlimited Bandwidth Access," Universitat Politecnica Catalunya -Barcelona - Spain -, 2008.
- [3] H. C. J. Chen Y.K., Lee C.C., Feng K.M., Lu M.K., Chung C.H., Tu Y.K., and Tzeng S.L., "Low-crosstalk and compact optical add-drop multiplexer using a multiport circulator and fiber Bragg gratings," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. vol. 12, pp. pp. 1394– 1395, 2000.
- [4] G. P.A, *Fiber-optic communication systems*, 3ème ed.: wileyinter science, 2002.
- [5] S. M. K. a. V. D. C., "PHASAR-based WDM-devices: Principles, design and applications," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron*, vol. vol. 2, pp. pp. 236–250, 1996.
- [6] Y. L. Stephen Weinstein, Ting Wang, "The Comsoc Guide To Passive Optical Networks- Enhancing the Last Mile Access."
- [7] S. Benameur, " La mise en œuvre, dans une chaine de transmission optique, à haut débit, de filtres optiques à longueur d'onde centrale réglable," Université Sidi Belabes, 2016.
- [8] L. Dafa Seynabou, " Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques – Application à l'optimisation de la capacité utilisateurs en emprises de transport " Doctorat, Université De valenciennes et du Hainaut-Cambresis 2012.
- [9] A. J. Viterbi, *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication*: Prentice Hall PTR., 1995.
- [10] P. R. Prucnal, *Optical Code Division Multiple Access : Fundamentals and Applications*. : CRC ; Har/Cdr 2006.
- [11] K. Merzouk, "Étude D'un Système Bas Coût De Transmission Optique Par Multiplexage Temporel " Doctorat, L'Institut Polytechnique, Université Grenoble 2008.
- [12] K. Y. S. Kim, and N. Park, "A new family of space/wavelength/time spread threedimensional optical code for OCDMA networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. vol. 18 pp. pp. 502–511, 2000.
- [13] G. Pille, "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée," Doctorat, 2005.

- [14] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks.," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37 pp. 824-833., 1989.
- [15] A. S. e. E.H.Sargent, "Lighting the local area :optical code division multiple access and quality of service provisioning " *IEEE Network*, pp. p.42-46, 2000.
- [16] J. M. e. D. H. K.Iversen, "A basic theory of fiber optic CDMA " *IEEE 4 th Inter.Symp.Spread Spectrum Techniques and Applications Proceeding*, vol. 1, pp. p.431-437, 1996.
- [17] M. M. K. Hooshang Ghafouri-Shiraz, *CDMA Networks Principles, Analysis And Applications*, 2012.
- [18] M. Haji, "Optical Code Division Multiple Access Systems In Algainas/Inp," Doctorat of Philosophy (Ph.D.) University of Glasgow 2012.
- [19] M. MORELLE, "Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia," Doctorat, Université De Limoges 2008.
- [20] I. FSAIFES, "Encodage et Décodage Temporels "Tout-Optique" à Réseaux de Bragg pour l'Accès Multiple," Docteur École Nationale Supérieure des Télécommunications de Lille, 2007.
- [21] S. M. R. M. N. J. E. McGeehan, P. Saghari, A. E. Willner, R. Omrani et P. V. Kumar, "Experimental demonstration of OCDMA transmission using a three-dimensional (time-wavelength-polarization) codeset," *J. Lightw. Technol*, vol. 23, pp. 3282-3289, 2005.
- [22] J. A. S. e. E. G. Paek, "Holographic CDMA," *IEEE Trans. Commun*, , vol. 43, pp. 2434-2438, 1995.
- [23] M. A. e. J. A. Salehi, "Spread Space Holographic CDMA Technique: Basic Analysis and Application," *IEEE Trans. Wireless. Commun*, vol. 1, pp. 311-321, 2002.
- [24] B. e. C. D. M. G. Heidari, "A chaotic direct-sequence spread spectrum communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 1524-1527, 1994.
- [25] P. R. P. e. M. A. Santoro, "Spread spectrum optic local area network using optical processing," *J. Lightw.Technol.*, vol. 4, pp. 547-554, 1986.
- [26] M. E. Marhic et Y. L. Chang, "Pulse coding and coherent decoding in fiber optic ladder networks," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1535-1536, 1989.
- [27] D. D. S. e. D. A. J. R. A. Griffin, "Optical phase coding for code-division multiple access networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. p. 1401-1404, 1992.
- [28] A. M. W. e. J. P. H. J. A. Salehi, "Coherent ultrashort light pulse code division multiple access communication systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 8, pp. 478-491, 1990.

-
- [29] A. M. W. D. E. Leaird, "Femtosecond direct space-to-time pulse shaping," *IEEE Quant. Electron.*, vol. 37, pp. 494-504, 2001.
- [30] T. H. Shake, "Confidentiality performance of spectral phase encoded optical CDMA," *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, pp. 1652-1663, 2005.
- [31] Y. D. V. J. Hernandez, W. Cong, R. P. Scott, K. Li, J. P. Heritage, Z. Ding, B. H. Kolner et S. J. Bee Yoo, "Spectral phase encoded time spreading (SPECTS) optical code division multiple access for terabit optical access networks," *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, pp. 2671-2679, 2004.
- [32] D. S. S. Z. Jiang, S.D. Yang, D. E. Leaird, R. V. Roussev, C. Langrock, M. M. Fejer et A. M. Weiner, "Four user, 2.5Gb/s, spectrally coded OCDMA system demonstration using low power nonlinear processing," *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, pp. 143-158, 2005.
- [33] V. Foucal, "Conception D'interconnexions Optiques Haut Débit Courte Distance En Espace Libre. Prototypage De Modules De Communication Pour Applications Embarquées," Doctorat, Université De Strasbourg, 2010.
- [34] I. J. Meel, "Spread spectrum: introduction," ed, 1999.
- [35] J. Penon, "Réduction Du Bruit d'intensité Dans Les Systèmes Sac-OCDMA Incohérents Utilisant Des Réseaux De Bragg," Thèse(PhD) Université Laval, 2009.
- [36] D. Z. e. M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 479-482, 1993.
- [37] M. K. e. D. Zaccarin, "Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources," *J. Lightw. Technol.*, vol. 13, pp. 534- 545, 1995.
- [38] H. M. H. S. e. H. G. S. Z. Wei, "Modified quadratic congruence codes for fiber bragg grating based spectral amplitude coding optical CDMA systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, pp. 1274 -1281, 1998.
- [39] D. M. M. e. A. V. Daryan, "Superimposed fiber Bragg grating simulation by the method of single expression for optical CDMA systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 1546-1548, 2003.
- [40] M. R. S. Ayotte, J. Magne, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG," *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, pp. 724-731, 2005.
- [41] G. D. L. G. A. Magel, R. J. Baca, D. A. Harper et C. A. Spillers, "Transmission of eight channels×622 Mbit/s and 15 channels×155 Mbit/s using spectral encoded optical CDMA," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 1307-1308, 2001.
- [42] S. A. J. Penon, L. A. Rusch et S. Larcohelle, "Incoherent SAC OCDMA system at 7*622 Mbps," *Proc. CLEO, CHW 5*, 2006.
-

- [43] Y. M. G. Pille, J. Galy, R. K. Kribich, S. Gatti et J. Jabbour, "Composants optiques passifs pour la génération de codes CDMA optiques spectraux," *Proc. DOCTISS, Montpellier, 2005*.

Chapitre 2

Familles des codes optiques

2.1 Introduction

Dans la composition de la chaîne SAC OCDMA, le codeur et le décodeur sont parmi les éléments clés, car ils permettent de générer un code et de construire la fonction d'autocorrélation et d'inter corrélation utile pour l'information. Plusieurs types de codes peuvent convenir à cette application de multiplexage optique. Le code a un impact majeur sur les performances d'un tel système optique. De nombreuses recherches ont été rapportées dans la littérature dans le but de développer de nouveaux codes pour le système SAC-OCDMA [1,2].

Nous entamerons dans ce chapitre une analyse détaillée sur les deux principales familles de codes bipolaires et unipolaires et nous exposerons les critères de choix (les propriétés d'autocorrélation et d'inter corrélation, longueurs, poids) et la génération des codes unipolaires utilisés dans les systèmes SAC-OCDMA.

Le but de la réception est de recevoir le signal transmis et d'estimer la donnée émise par l'utilisateur désiré à partir de ce signal reçu. Pour évaluer les bruits d'interférences dus à l'accès multiple (MAI) une bonne connaissance des codes utilisés est nécessaire. De surcroît, cette interférence diffère d'une famille de code à l'autre d'où la nécessité d'un choix judicieux des codes.

Notre choix s'est porté sur les deux codes unipolaires dédiés au système SAC OCDMA incohérent, le code diagonal aléatoire (Random diagonal code : RD) et le code double poids modifié (Modified double weight : MDW) en raison de leurs efficacités et de leurs adaptabilités aux codeurs et aux décodeurs.

2.2 Familles des codes optiques

Les codes sont des clés ou séquences pseudo aléatoires. Il s'agit donc d'une série d'éléments binaires générés par un polynôme de degré n [1]. Il sera présenté dans ce qui suit les divers paramètres définissant un code, avant de passer aux différents codes utilisés dans les systèmes SAC-OCDMA.

Une famille de codes OCDMA est caractérisée par quatre paramètres notés $(N, L, \lambda_a, \lambda_c)$ pour les codes bipolaires et cinq $(N, L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$ pour les codes unipolaires où N représente la capacité de multiplexage (nombre d'utilisateurs), L la longueur des codes unipolaires, ω le poids du code unipolaire et λ_a, λ_c les niveaux d'autocorrélation et d'intercorrélation définis ci-après. Le poids des codes ω utilisés dans le cas particulier de code unipolaire est le nombre de chips "1" que le code comporte [2].

2.2.1 Propriétés caractéristiques des familles des codes

Il sera fait référence à une famille de codes par le nom d'ensemble (L, w, \mathcal{L}) ou manière plus précisément par $(L, w, \mathcal{L}, \zeta)$

Les différents paramètres utilisés lorsque l'on parle d'un code sont [3]:

- La longueur du code (L) est le nombre de "1" et de "0" dans le code.
- Le poids du code (w) est le nombre de "1" contenus dans le code.
- La cardinalité ζ est le nombre maximal d'utilisateurs que peut supporter un code. Il faut donc s'assurer lors du choix d'une famille de codes que ζ est la plus élevée possible ou dans la mesure du possible supérieure à longueur L du code.
- La corrélation croisée (intercorrélation) (\mathcal{L})

On peut définir la corrélation croisée comme étant la mesure de l'orthogonalité entre les séquences de code ou le degré de ressemblance entre ces séquences [1]. C'est le nombre de "1" en commun à la même position entre deux codes différents.

Une faible corrélation permet de récupérer les informations propres pour un utilisateur parmi la masse de données des autres utilisateurs qui sont alors considérés comme un bruit. Si les séquences de codes se ressemblent fortement, le décodage provoque des erreurs d'interférences MAI.

Une formulation mathématique, consisterait à poser $x_{i,j}$ la valeur du $j^{\text{ème}}$ bit dans le $i^{\text{ème}}$ code $x_{i,j}$ est égal soit 1 ou 0. Ainsi, le calcul de la corrélation croisée entre le $i^{\text{ème}}$ et $k^{\text{ème}}$ se fera de la manière suivante:

Avec $x_{i,j}$ et $x_{k,j} \in [0,1]$

$$\mathcal{L}_{i,k} = \sum_{j=1}^L x_{i,j} \cdot x_{k,j} \quad i \neq k \quad (2.1)$$

Deux séquences i et k sont orthogonales entre elles si et seulement si :

$$\mathcal{L}_{i,k} = \sum_{j=1}^L x_{i,j} \cdot x_{k,j} = 0 \quad (2.2)$$

Comme mentionné précédemment, l'orthogonalité permet de récupérer les informations propres de chaque utilisateur. Le bruit dépend de la performance des codes utilisés.

- Autocorrélation

L'autre caractéristique nécessaire à la reconstruction correcte des données en réception est l'autocorrélation. Les séquences de codes doivent avoir un pic d'autocorrélation qui assure une orthogonalité de chaque séquence par rapport à une séquence décalée d'elle-même. Cela permet une synchronisation entre la séquence ayant servie au codage et celle générée en réception pour effectuer le désétalement dans le cas où les temps de propagation ne sont pas fixes ou que le récepteur ne possède pas une horloge synchronisée avec celle de l'émetteur.

La fonction d'autocorrélation d'une séquence de longueur N est définie par:

$$AC_x(l) = \sum_{n=1}^N X_n X_{n+l} \quad (2.3)$$

Avec x_i composantes de la séquence X . Dans le cas où la séquence est idéale, la fonction présente un pic lorsque la séquence et sa version décalée sont parfaitement en phase et une valeur nulle dans le cas contraire:

$$AC_x(l) = \sum_{n=1}^N X_n X_{n+l} = \begin{cases} w & \text{si } l = 0 \\ 0 & \text{si } l \neq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

En cas de temps de propagation non fixe ou d'absence d'horloge synchrone du récepteur avec celle de l'émetteur le pic d'autocorrélation va permettre des synchroniser l'émetteur et le récepteur.

Un certain nombre de codes a été développé pour une optimisation des séquences et améliorer ainsi la qualité d'une liaison CDMA.

Une famille de code doit satisfaire les conditions suivantes pour pouvoir être employée dans un système SAC-OCDMA:

- Une longueur constante pour l'ensemble des codes de la famille.
- Un poids w constant.
- Une corrélation croisée \mathcal{L} constante pour l'ensemble des codes de la famille.

Les familles de codes bipolaires et unipolaires les plus répandus seront présentés dans les paragraphes qui suivent.

2.2.2 Définition de certaines familles de code d'étalement

2.2.2.1 Codes Bipolaires pour OCDMA cohérent

Une séquence bipolaire (antipodale) est constituée d'une suite d'impulsions prenant deux états distincts (+1 ou -1) par rapport à un niveau de référence transmis. L'emploi de ces codes bipolaire dans un système CDMA, optique ou radiofréquence dépend de leurs propriétés d'auto et intercorrélations, aussi bien pour les systèmes synchrones qu'asynchrones.

L'imposition de telles conditions sur les propriétés de corrélation permettent de contrôler et de minimiser l'effet des interférences d'accès multiple sur le taux d'erreurs binaires (TEB) à la réception.

Parmi les principaux types de séquences de type bipolaires sont les séquences "Walsh-Hadamard", "Pseudo-Noise" (PN) et/ ou "Gold" qui intègrent dans leurs constructions toutes ou certaines des conditions limites posées sur les propriétés de corrélation [4]

2.2.2.1.1 Codes de Walsh Hadamard (WH)

Les séquences de ce code sont parmi les structures orthogonales les plus simples à élaborer. Une séquence de codes est représentée par les lignes de la matrice de Hadamard.

Une fonction de Walsh d'ordre n peut être définie récursivement par :

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

W' représente le complément logique de W et $W(1) = \mathbf{0}$ et

$$W(2) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les codes sont donnés par les lignes de la matrice. Il résulte de cette définition par exemple que :

$$W(4) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Ces séquences peuvent être représentées sous forme bipolaire par un simple remplacement des valeurs $[0,1]$ par les valeurs $[-1, +1]$.

$$W(4) = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Ces séquences ont l'avantage d'être parfaitement orthogonales et elles permettent donc de s'affranchir des interférences d'accès multiples lorsque la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est parfaite. Malheureusement ce code présente plusieurs inconvénients qui limitent son utilisation.

La fonction d'autocorrélation ne comporte pas un pic unique ce qui complique la synchronisation. La fonction d'intercorrélacion soit égale à zéro. Par conséquent l'intérêt d'utiliser des codes orthogonaux est perdu lorsque tous les utilisateurs ne sont pas synchronisés sur la même horloge [1].

Il va donc falloir synchroniser les données avec les séquences sur une même base de temps et avoir un nombre entier de séquences pour conserver les propriétés d'orthogonalité des fonctions de Walsh et récupérer toute l'information [1].

Les systèmes de communications mobiles 2G et multi-porteur utilisant les codes de Walsh-Hadamard intègrent une synchronisation des utilisateurs entre eux qui permet de s'affranchir des problèmes d'intercorrélations partielles entre les séquences.

2.2.2.1.2 Codes *m*-séquences

Une période de la séquence pseudo-aléatoires PN (Pseudo Noise) est maximale quand elle est égale à $2^P - 1$, elle est alors appelée une *m*-séquence. Pour la génération de ce type de séquences, le polynôme générateur $h(x)$ est un polynôme primitif de degré P [1].

- La longueur est $N=2^P-1$.
- L'addition de deux *m*-séquences est aussi une *m*-séquence.
- Le poids représentant le nombre d'occurrences du chiffre «1 », et pour une *m*-séquences : $w = \frac{1}{2}(N+1)$
- La fonction d'autocorrélation est définie par :

$$AC(\tau) = \begin{cases} N, & \text{pour } \tau = 0 \text{ mod } N \\ -1, & \text{pour } \tau \neq 0 \text{ mod } N \end{cases} \quad (2.9)$$

Un exemple de code *m*-séquences supportant 15 utilisateurs ($P=4$) est donné dans le tableau 2.1.

Le pic de la fonction d'autocorrélation d'une *m*-séquences augmente avec le degré du polynôme. Ce pic peut être employé dans la synchronisation au niveau de chaque récepteur figure (2.1).

Malgré qu'elles offrent une très bonne fonction d'autocorrélation, les *m*-séquences souffrent d'une intercorrélations qui n'est pas optimale entre les différentes séquences du fait que les séquences de même longueur d'onde ne sont pas parfaitement orthogonales.

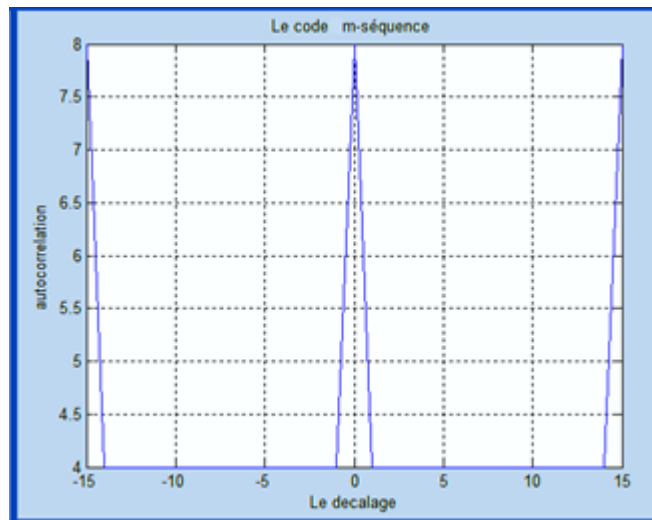


Figure 2.1 Autocorrélation d'une m-séquence de degré 4

Tableau 2-1 Code m-séquence pour P=4

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Code 1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1
Code 2	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1
Code 3	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1
Code 4	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
Code 5	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
Code 6	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
Code 7	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0
Code 8	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
Code 9	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0
Code 10	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0
Code 11	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1
Code 12	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1
Code 13	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
Code 14	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1
Code 15	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0

2.2.2.1.3 Codes de Gold

Les séquences de Gold sont particulièrement employées dans les structures CDMA dites "non-orthogonales" compte tenu de leurs propriétés de corrélation. Les codes de Gold fournissent un ensemble de séquences possédant de bonnes propriétés d'intercorrélation.

Les séquences proviennent directement des m-séquences. Les codes de Gold sont dérivés à partir de deux polynômes générateurs appelés paires préférentielles. Ces codes sont des combinaisons linéaires de m-séquences décalées l'une par rapport à l'autre. La somme binaire bit à bit de deux séquences préférentielle est effectuée et à chaque code est lié à un état initial des registres différents figure (2.2).

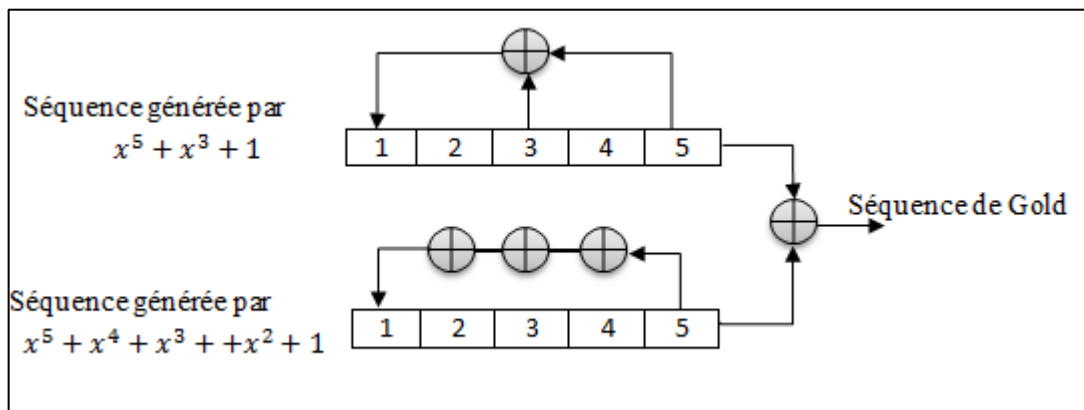


Figure 2.2 Exemple de générateur de séquences de Gold

2.2.2.2 Codes Unipolaires pour SAC-OCDMA Incohérent

2.2.2.2.1 Codes optiques orthogonaux (OOC)

C'est pour résoudre les problèmes engendrés par l'emploi de séquences bipolaires et de systèmes à détection cohérente que les codes optiques orthogonaux (OOC) ont été introduits en 1989 par Salehi et al. [4,5]. Ces codes appartiennent à la famille des séquences "unipolaires" des signaux composés d'impulsions qui ne peuvent prendre que deux valeurs: "1" et "0". Pour faire la distinction entre les impulsions longues constituant le signal informatif et celles plus courtes composant une séquence de codes, les premières seront désignées par "bits" tandis que les secondes seront appelées "chips".

Les codes OOC prennent en considération les deux propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion durant leurs élaborations.

En considérant les deux séquences x et y qui représentent les mots de codes employés par deux utilisateurs différents, les conditions citées sont remplies si les deux équations (2.10) et (2.11) sont satisfaites. Pour chaque séquence $x = (x_n)$:

$$|AC_{x,x}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n x_{n+l} \right| = \begin{cases} \omega & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L \end{cases} \quad (2.10)$$

En calculant $AC_{x,x}$ on peut obtenir la fonction d'autocorrélation dont la valeur doit être maximale (égale au poids du code de valeur ω) si le décalage l est égal à 0. Par contre, pour les valeurs de l comprises entre 1 et L la fonction d'autocorrélation doit dans ce cas être inférieure à λ_a qui représente un seuil préalablement établi. Dans le cas des OOC, ce seuil est fixé à 1.

Pour l'intercorrélacion de chaque séquence $x = (x_n)$ et $y = (y_n)$:

$$|CC_{x,y}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n y_{n+l} \right| \leq \lambda_c \text{ pour } 0 \leq l \leq L \quad (2.11)$$

La fonction d'intercorrélacion de deux séquences de codes distinctes doit être limitée à une valeur λ_c de manière à diminuer autant que possible les interférences générées par ces corrélacions croisées. La valeur de λ_c est fixée à 1 pour les OOC [5].

Il existe plusieurs méthodes de génération de codes 1D OOC. Parmi ces méthodes, la méthode du "Greedy Algorithm" et la méthode "BIBD" (Balanced Incomplete Block Design) [6].

La figure (2.3) illustre l'exemple de deux séquences remplissant les critères des séquences orthogonales (chip 1 commun entre les deux séquences X et Y , d'une longueur $L = 32$ et d'un poids $\omega = 4$)

Les figures (2.4) et (2.5) montrent les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion obtenues par les séquences de la famille de code OOC $(L, W, 1, 1)$ avec $N = 5$ utilisateurs la longueur $L = 64$ et le poids $W = 4$.

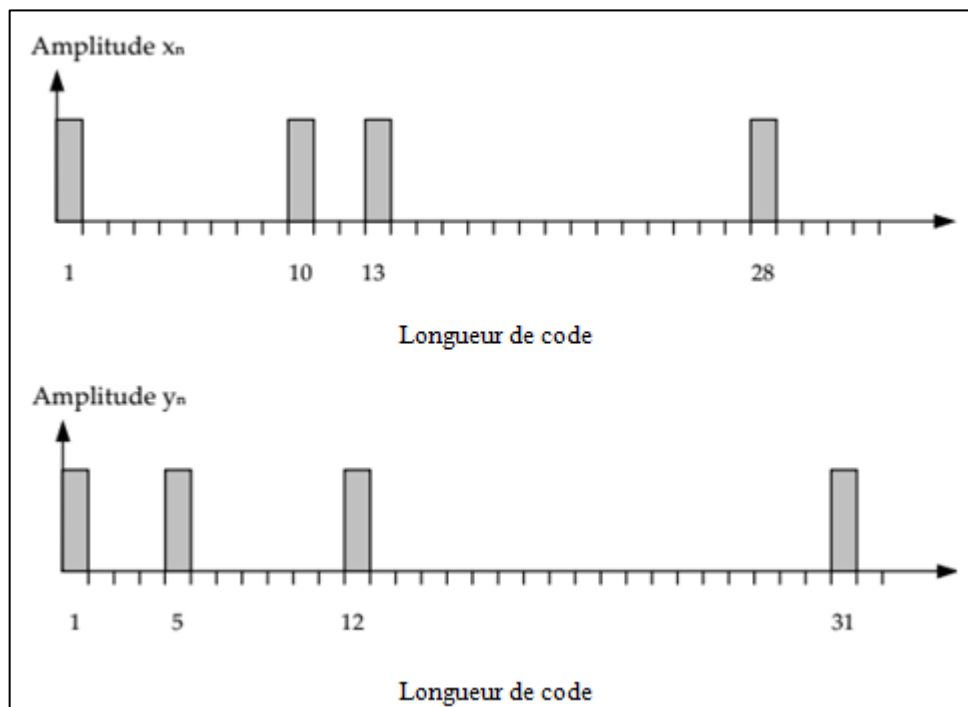


Figure 2.3 Exemple de deux séquences OOC [1]

Le tableau 2.1 suivant donne un exemple de code OOC (L, W, I, I) , avec $N = 5$ utilisateurs, la longueur $L = 64$ et le poids $W = 4$.

Tableau 2-2 Exemple de code OOC $(64, 4, 1, 1)$ généré sur MATLAB, avec $N = 5$ utilisateurs [6].

	Utilisateurs	Positions des chips à « 1 »			
		1 ^{er}	2 ^{ème}	3 ^{ème}	4 ^{ème}
OOC (64, 4, 1, 1)	1 ^{er}	1	19	32	48
	2 ^{ème}	1	21	31	46
	3 ^{ème}	1	29	38	43
	4 ^{ème}	1	39	41	62
	5 ^{ème}	1	53	54	61

A partir de figure (2.4), nous remarquons que nous obtenons un pic central égal au poids du code ($W=4$), qui est bien distinct des autres versions décalées qui se limitent à une amplitude égale à 1. L'autocorrélation est parfaite de ce code

Cette propriété permet de synchroniser facilement la séquence ayant servi au codage et celle générée en réception pour effectuer le désétalement dans le cas où les temps de propagation ne sont pas fixes ou que le récepteur ne dispose pas d'une horloge synchrone avec celle de l'émetteur [1]

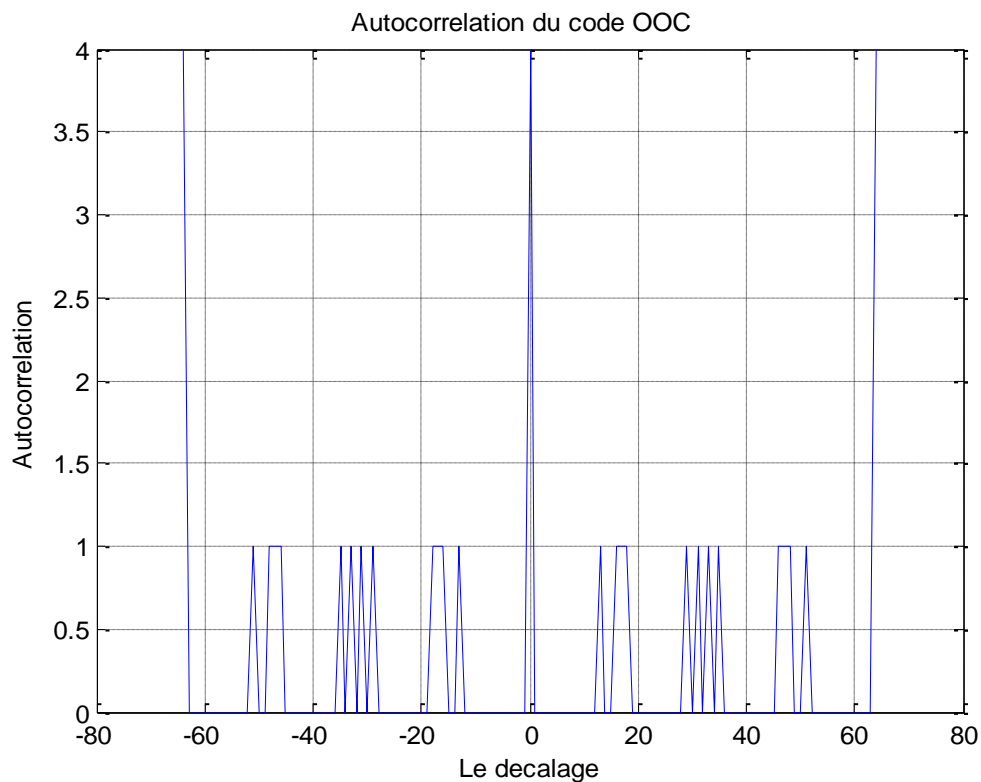


Figure 2.4 Autocorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1)

La figure (2.5) relève que les valeurs de la fonction d'intercorrélation sont comprises entre 0 et 1 pour le code OOC (64, 4, 1, 1). L'intercorrélation de code OOC est très satisfaisante. Ce qui justifié le choix de corrélation croisée égale à 1.

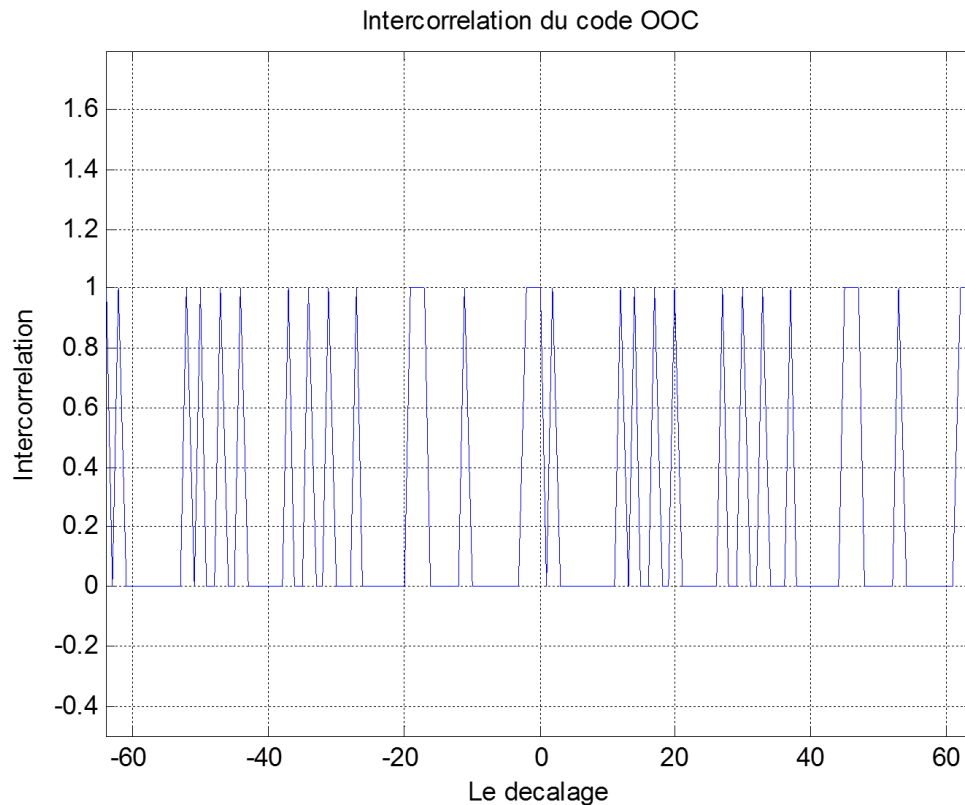


Figure 2.5 Intercorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1)

2.2.2.2.2 Codes premiers (Prime Code: PC)

La version initiale des codes premiers (Prime Codes : PC) a été introduite par Cooper et Nettleton en 1978 pour des applications dans les communications cellulaires [4]. L'objectif principal de ces constructions est de permettre une émission asynchrone des données en contrôlant les niveaux des corrélations croisées pouvant être générées par des codes d'un même groupe. C'est en 1983, que Shaar et Davies ont pu les adapter aux systèmes de communications optiques [7,8].

Les codes PC sont définis par une seule grandeur, le poids p , qui doit être un nombre premier. La longueur d'étalement est égale à $L = p^2$, le poids est donné par $W = p$ et le nombre d'utilisateurs est $N_{PC} = p$. Les codes premiers sont généralement représentés sous la forme : PC (p^2, p) [4,6].

Contrairement aux codes OOC, les codes premiers sont générés à partir d'algorithmes prédéfinis. Ils permettent aussi d'obtenir des séquences plus courtes avec une meilleure capacité de multiplexage et ce pour des codes de taille inférieure ou identique aux OOC.

Les valeurs d'intercorrélation sont moins intéressantes que ceux du code OOC [6]. On peut citer quatre types : Séquences premières PS, Séquences premières étendues (Extended Prime Sequences :EPS codes) , Codes congruents quadratiques (Quadratic Congruence codes : QC codes) et les codes congruents quadratiques étendus (Extended Congruence Quadratic codes : EQC codes)

2.2.2.2.3 Codes Aléatoires diagonaux (Random Diagonal Code :RD)

L'utilisation de codes orthogonaux, à inter corrélation nulle, nous permet de décoder le signal multiplexé reçu en le corrélant avec un des codes d'origine pour extraire la donnée utile.

Le destinataire de la donnée ne possède qu'une clé de décodage, le reste du signal est considéré comme du bruit et il est donc rejeté. La propriété essentielle qui permet la reconnaissance des messages en réception est l'orthogonalité des codes : les produits scalaires des codes pris deux à deux sont nuls. L'objectif de ce codage optique est d'obtenir une capacité de multiplexage maximum tout en préservant des propriétés d'auto corrélation et d'inter corrélation limitant l'IAM; le choix du type de code employé étant le fruit d'un compromis entre ces paramètres.

- *Composition du code RD* [9, 10]

En 2008, Foudhil et Al en proposé un nouveau code pour les systèmes de SAC-OCDMA appelé le code RD composé de segment de données et segment de codes, où sa grande contribution est la suppression de bruit induit d'intensité de phase (PIIN). Il a été montré que la performance de la liaison a été améliorée de manière significative quand la corrélation croisée est égal à zéro entre les segments de données.

Actuellement le code RD est un ensemble de séquences binaires qui rencontrent une bonne autocorrélation et intercorrélacion, et une propriété maximum de poids de code.

La matrice de code RD est composée de (N, ω, λ) ; avec N longueur de code, W poids de code, λ la corrélation (corrélacion croisée) qui satisfait les deux propriétés suivantes:

- 1- La corrélation zéro minimise λ et réduit PIIN (Phase Induced Intensity Noise)
- 2- Pas de corrélation croisée dans le niveau de données.

La matrice de code RD nommée Z est divisée en deux groupes : Niveau de données $Y1$ (data level) et niveau de codes $Y2$ (code level).

$$Z = [Y1 \ Y2] \quad (2.12)$$

Etape1: Niveau de données (data level), les éléments dans ce groupe contiennent seulement les « 1 » pour assurer la corrélation $\lambda=0$, présenté par la matrice $(K \times K)$ où K est le nombre des utilisateurs. Pour $K=3$, $Y1$ est donné par :

$$Y1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$Y1$ consiste en $(K \times K)$ diagonale « 1 », la corrélation entre chaque élément est égale à zéro.

Etape2 niveau de code $Y2$ (code level).

$$Y2 = [B : M] \quad (2.14)$$

$Y2$ est composée de deux matrices principales : la matrice de base B et la matrice de poids M .

Pour $\omega=4$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

D'où

$$Y2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & : & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & : & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & : & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\text{La longueur de code } N = K + 2\omega - 3 \quad (2.17)$$

Donc la matrice Z de code RD de l'exemple précédent ($K=3$, $\omega=4$, $N=8$) est donnée par :

$$Z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & : & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & : & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & : & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} & \lambda_{14} & \lambda_{15} & \lambda_{16} & \lambda_{17} & \lambda_{18} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} & \lambda_{24} & \lambda_{25} & \lambda_{26} & \lambda_{27} & \lambda_{28} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} & \lambda_{34} & \lambda_{35} & \lambda_{36} & \lambda_{37} & \lambda_{38} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Les deux figures (2.6) et (2.7) montrent les résultats des fonctions d'inter-corrélation et d'autocorrélation des codes RD.

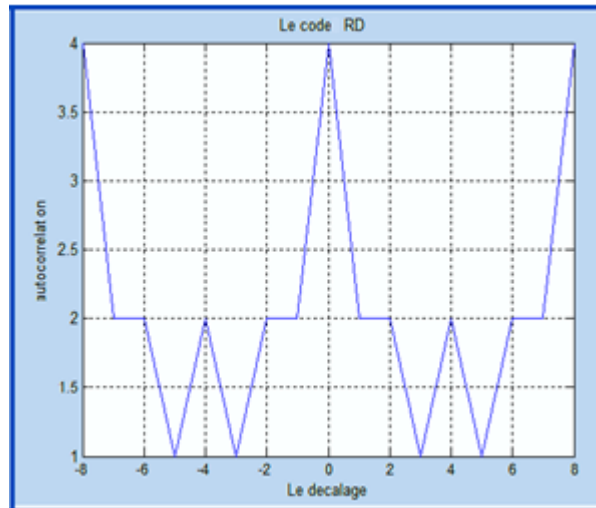


Figure 2.6 Autocorrélation de code RD

Nous obtenons un pic central égal au poids du code ($\omega = 4$) figure (2.6). Nous remarquons que ce pic est bien distinct des autres versions décalées, et se limite à une amplitude égale à 2.

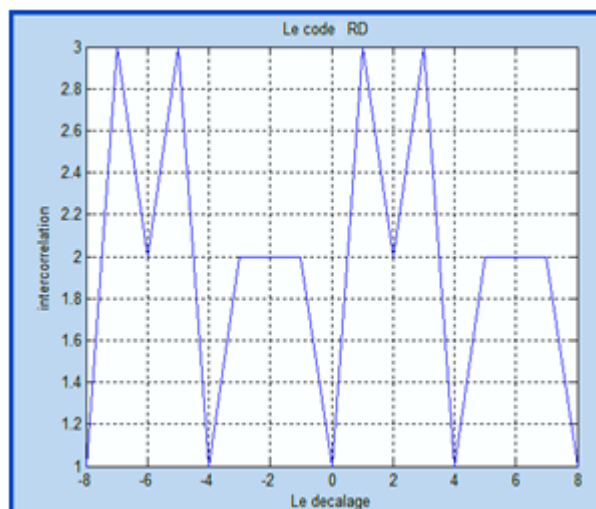


Figure 2.7 Intercorrélation des codes RD

Les valeurs d'intercorrélation sont comprises entre 2 et 3. Ces résultats sont moins intéressants que ceux du code OOC qui sont comprises entre 0 et 1.

2.2.2.2.4 Codes double poids (Double Weight :DW)

La famille des codes DW a été introduite par Aljuni [11] en 2004. Initialement, la famille de codes DW sont proposée pour le système SAC OCDMA qui a un poids constant de deux. Plus tard, le développement de cette famille de codes est devenu plus large comme illustré à la Figure (2.8).

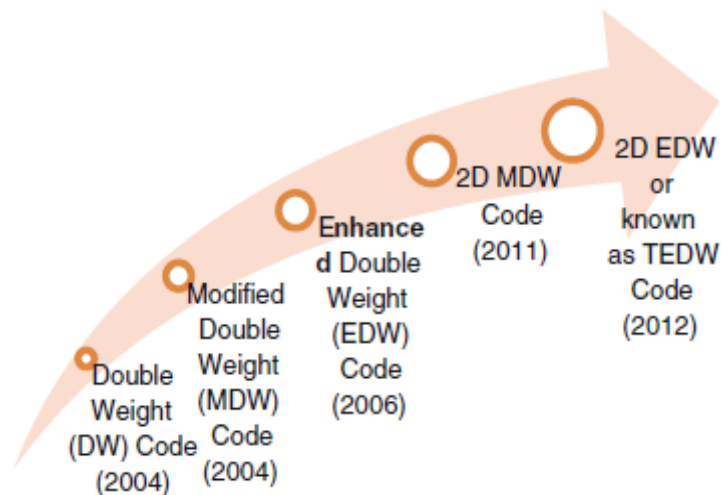


Figure 2.8 Evolution de codes double poids [12]

Plusieurs codes pour DW ont été proposés, double poids modifié (MDW) [11,12] et double Poids renforcée(EDW) [13]

Les techniques de construction employées dans l'élaboration de cette famille de codes sont la technique de constructions matricielle et le système de mappage [11, 14]. La famille de codes DW est également utilisée dans de nombreuses applications [15] telles que l'emploi du code MDW pour soutenir les services "triple play" (voix, vidéo, données) en utilisant les différents systèmes de détection dans SAC-OCDMA. Par ailleurs, [16] a suggéré que le code MDW était applicable dans les réseaux étendus (WAN). Le code DW a été également mis en œuvre dans un environnement de réseau local (LAN) ayant une topologie en anneau tel que proposé par [17]. En plus, les codes EDW sont adaptés pour assurer des transmissions multi-débits comme suggéré par [18].

Construction de Code DW

La référence [16] a indiqué que dans la famille DW, (N, W, K) peuvent être construits conformément aux étapes suivantes:

Etape 1:

Le code DW peut être représenté par une matrice $K \times N$ les K lignes et les N colonnes représentent respectivement le nombre d'utilisateurs et la longueur minimale du poids du code. Un code DW de base est donné par la matrice 2×3 , suivante:

$$H_1 = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.19)$$

Notons que H_1 a une séquence de combinaisons de puces de 1, 2, 1 pour les trois colonnes (i.e., 0+1, 1+1, 1+0).

Etape 2:

Une technique de mappage simple est utilisée pour augmenter le nombre de codes comme suit:

$$H_2 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.20)$$

Notons qu'avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs, le nombre K et la longueur N augmentent aussi. La relation entre les deux paramètres, K et N est donnée par :

$$N = \frac{3K}{2} + \frac{1}{2} \left[\sin \frac{K\pi}{2} \right]^2 \quad (2.21)$$

La position du poids est très importante pour maintenir les paires tout en réduisant le nombre de filtres utilisés dans le codeur et le décodeur. De cette manière, un filtre avec une bande passante qui fait le double de la largeur chip peut être employé au lieu de deux filtres différents.

2.2.2.2.5 Code double poids modifiée (Modified Double Weight :MDW)

MDW est une version modifiée du code DW. Le poids du code MDW peut être un nombre pair supérieur à deux. Appartenant à la famille des codes DW, le code MDW peut aussi être représenté en utilisant la matrice $K \times N$. La référence [11] a rapporté que le code MDW de base peut être élaboré selon les étapes suivantes:

Etape 1:

La matrice de base pour les codes MDW est constituée d'une matrice $K \times N$ en fonction de la valeur du poids du code.

$$\begin{array}{|c|c|} \hline A & B \\ \hline C & D \\ \hline \end{array}$$

Où;

- i. A consiste en une matrice $1 \times 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}-1} j$ matrice de zéro
- ii. B consiste en une matrice $(1 \times 3)n$ comportant la matrice de base $[X_2]$ pour chaque 3 colonnes (i.e. une matrice $(1 \times 3)n$ qui dans n répétitions de $[X_2]$).
- iii. C est la matrice du code de base pour le poids inférieur suivant, $W = 2(n-1)$.
- iv. D est une matrice $n \times n$ constituée d'une matrice de base de $[X_3]$ arrangée comme suit:

$$\begin{bmatrix} 000 & 000 & [X_3] \\ 000 & [X_3] & 000 \\ [X_3] & 000 & 000 \end{bmatrix}$$

Et $n = w/2$, $w = 2, 4, 6, \dots, R$ où X_1, X_2 et X_3 sont les matrices $[1 \times 3]$ et constituées de :

$$X_2 = [0 \quad 1 \quad 1]$$

$$X_3 = [1 \quad 1 \quad 0]$$

$$X_1 = [0 \quad 0 \quad 0]$$

Etape 2:

Il y a deux composants de base dans une matrice de base pour les codes MDW:

Longueur de code :

$$N_B = 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}} j \quad (2.22)$$

Nombre d'utilisateurs :

$$K_B = \frac{W}{2} + 1 \quad (2.23)$$

Les Equations (2.22) et (2.23) représentent la matrice de base pour le code MDW, où N_B est le nombre de colonnes (i.e. représente la longueur du code de base) et K_B est le nombre de lignes (représente le nombre d'utilisateurs de base). Le code de base MDW avec une longueur 9, un poids 4 et une corrélation croisée idéale désignée par (9, 4,1) est :

$$\begin{array}{c|cc} \text{A} & & \text{B} \\ \hline [0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 & 1 & & 0 & 1 & 1] \\ 0 & 1 & 1 & & 0 & 0 & 0 & & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & & 1 & 1 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ \hline \text{C} & & & & & & & & \text{D} & & \end{array}$$

Les deux figures (2.9) et (2.10) montrent les résultats de la fonction d'autocorrélation et d'inter-corrélation asynchrone du code MDW.

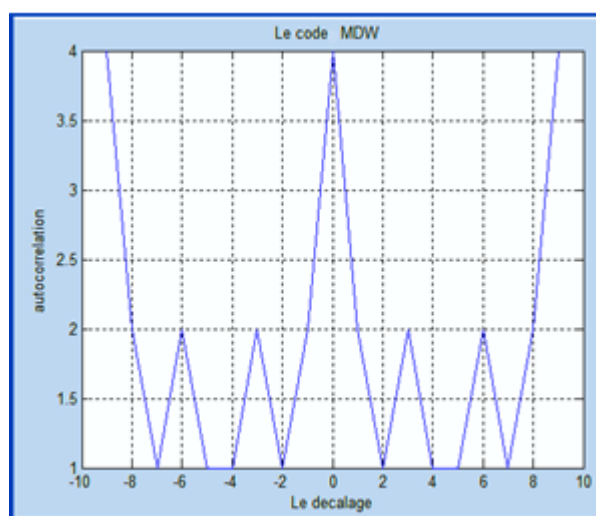


Figure 2.9 Autocorrélation du code MDW

La figure (2.9) représente l'évolution de la fonction d'autocorrélation du code MDW en fonction de la séquence de code. Nous remarquons que la fonction d'autocorrélation est bornée par $p=4$ (le poids du code), qui rend difficile de dissocier un code de ses versions décalées, d'amplitudes variables de 2 à 4, donc assez proches du pic central d'amplitude p .

La figure (2.10) représente l'évolution de la fonction d'intercorrrelation asynchrone du code MDW en fonction de la séquence de code. Les valeurs d'intercorrrelation sont comprises entre 2 et 3. Ces résultats sont moins intéressants que ceux du code OOC et comme les valeurs de code RD.

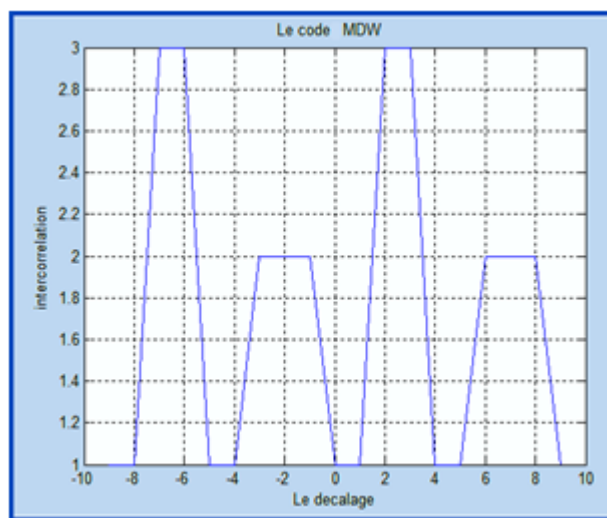


Figure 2.10 Intercorrélation asynchrone du code MDW

2.2.2.2.5 Code double poids amélioré (Enhanced Double Weight: EDW)

La référence [11] a indiqué que le code EDW était une version améliorée de la famille des codes DW. Le poids du son code peut être un quelconque nombre impair supérieur à 1. La construction du code EDW avec un poids de trois peut être décrite comme suit:

Etape 1:

Le code EDW consiste également en une matrice $K \times N$ dont les K lignes et les N colonnes représentent respectivement le nombre d'utilisateurs et le minimum de la longueur du code. La matrice de base H_0 de code EDW est donné par une matrice 3×6 , comme suit

$$H_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Il faut noter qu'une structure similaire du code de base DW, H_1 est toujours maintenue avec une légère modification, dans laquelle les paires doubles poids sont maintenues de telle façon à permettre deux chips chevauchants à chaque colonne.

Etape 2:

A partir de la matrice de base H_0 , un grand nombre de K peut être obtenu en faisant appel à la technique de mappage comme suit :

$$H_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & H_0 \\ H_0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Un code EDW avec un poids de 3 désigné $(N, 3, 1)$ pour un quelconque code de longueur N , peut être associé à un nombre d'utilisateurs K à travers

$$N = 2K + \frac{4}{3} \left[\sin \frac{K\pi}{3} \right]^2 + \frac{8}{3} \left[\sin \frac{(K+1)\pi}{3} \right]^2 + \frac{4}{3} \left[\sin \frac{(K+2)\pi}{3} \right]^2 \quad (2.26)$$

La Figure (2.11) montre la fonction d'autocorrélation associée à la séquence EDW de matrice de base H_0 pour $(L=6, N=3, W=3)$. Nous constatons qu'elle présente des pics centraux de niveau 3 et pour les valeurs non nulles de décalage l'amplitude variables de 2 à 3, donc assez proches du pic central d'amplitude.

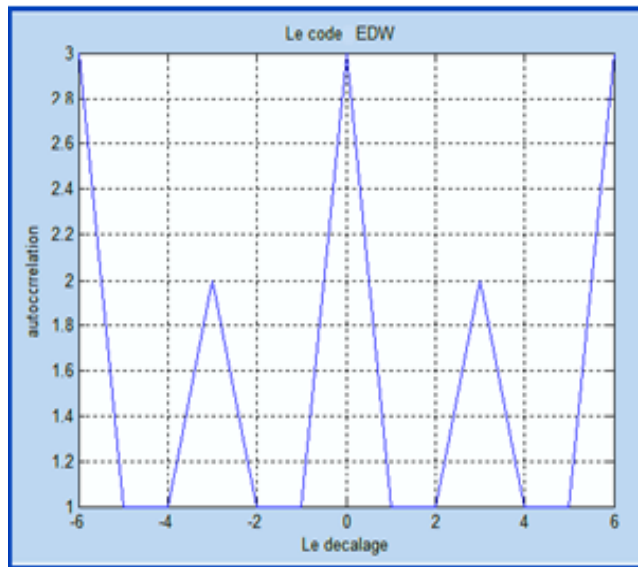


Figure 2.11 Autocorrélation du code EDW matrice de base

La Figure (2.12) montre, quant à elle, la fonction d'intercorrrelation associée aux séquences EDW de matrice de base H_0 . Cette fonction présente des valeurs non nulles pour des décalages temporels différents de 0 amplitude variée entre 2 et 3.

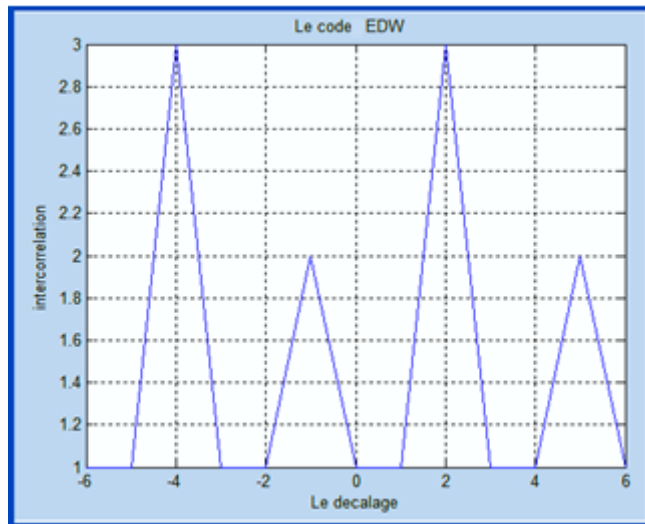


Figure 2.12 Intérrélation du code EDW matrice de base

La Figure (2.13) montre la fonction d'autocorrélation associée à la séquence EDW de matrice H_1 pour ($L=12, N=6, W=3$). Nous constatons qu'elle présente des pics centraux au niveau 3 et pour les valeurs non nulles de décalage l'amplitude variables de 1 à 3, donc assez proches du pic central d'amplitude.

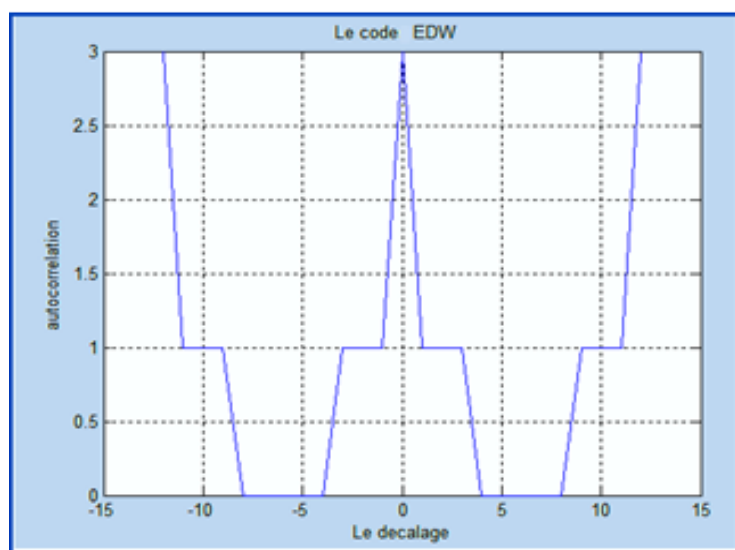


Figure 2.13 Autocorrélation du code EDW de la matrice H_1

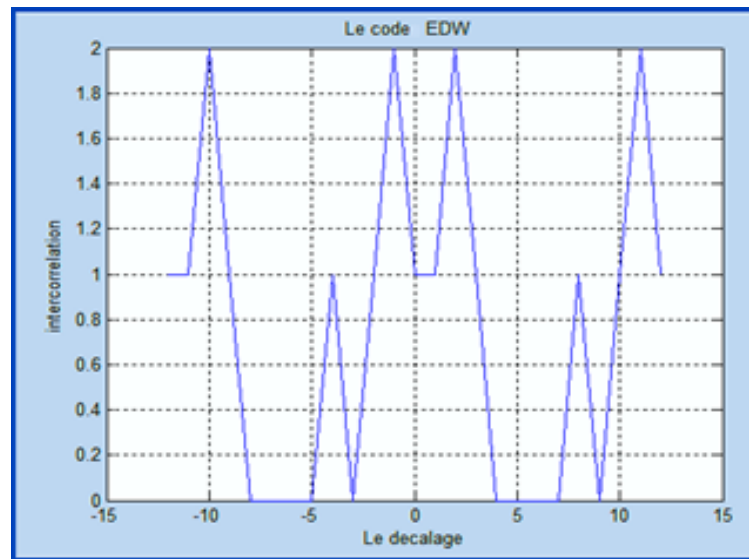


Figure 2.14 Intérrélation du code EDW de la matrice H_1

La Figure (2.14) montre, la fonction d'intercorrélation associée aux séquences EDW de matrice H_1 . Cette fonction présente des valeurs non nulles pour des décalages temporels différents de 0 amplitude variée entre 1et 2.Ces résultats sont meilleurs que ceux du code de matrice de base où la valeur maximale de l'intercorrélation est 3.

2.3 Conclusion

L'application de la technique CDMA aux réseaux d'accès optiques doit prendre en considération les contraintes liées à la nature du canal optique, des sources optiques, des codeurs et des décodeurs optiques et des familles de codes utilisés. Nous avons présenté dans ce chapitre les principales caractéristiques des familles de codes optiques bipolaires et unipolaires. Cela a permis de montrer que le principe d'encodage des données permet non seulement de sécuriser la transmission, mais autorise également plusieurs utilisateurs ou services à communiquer sur le même support de transmission. L'évaluation des besoins en longueur de code, en plage optique utilisée ainsi que du type de statistiques de l'ensemble de code qui en découle sont très importantes lors du déploiement d'un réseau de communication optique. Cela doit se faire en tenant compte des critères liés à la capacité de générer des codes et à la complexité d'implémentation.

À la suite de cette étude, nous sommes à même de constater que le choix de l'ensemble de code a des conséquences directes sur les performances du système.

Références chapitre2

- [1] V. Foucal, "Conception D'interconnexions Optiques Haut Débit Courte Distance En Espace Libre. Prototypage De Modules De Communication Pour Applications Embarquées," Doctorat, Université De Strasbourg, 2010.
- [2] S. CORDETTE, "Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA," Doctorat, École Nationale Supérieure des Télécommunications « Télécom ParisTech » 2010.
- [3] J. Penon, "Réduction Du Bruit d'intensité Dans Les Systèmes Sac-OCDMA Incohérents Utilisant Des Réseaux De Bragg," Thèse(PhD) Université Laval, 2009.
- [4] M. Lourdiane, "CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques " Thèse doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2005.
- [5] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37 pp. 824-833., 1989.
- [6] L. Dafa Seynabou, " Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques – Application à l'optimisation de la capacité utilisateurs en emprises de transport " Doctorat, Université De valenciennes et du Hainaut-Cambresis 2012.
- [7] Y. C. e. al, "Combinatorial construction of optimal OOC with weight 4," *IEEE,Trans on Inform. Theo*, vol. 49, pp. 1283-1292, 2003.
- [8] V. S. e. al, "Construction and performance analysis of a new family of OOC for CDMA fiber optic networks," *IEEE Trans. on Com*, vol. 43, pp. 485-489, 2002.
- [9] S. A. A. Hilal A. Fadhil, and R. Badlishah Ahmed, "Performance of Random Diagonal Codes for Spectral Amplitude Coding Optical CDMA Systems," *World Academy of Science, Engineering and Technology* vol. 47, pp. 47-150, 2008.
- [10] S. A. A. a. R. B. A. Hilal A.Fadhil, "Realization of a New code for Noise suppression in Spectral Amplitude Coding OCDMA Networks," presented at the University Malaysia Perlis, school of computer and communication Engineering, Perlis-MALAYSIA, 2008.

- [11] S. A. Aljunid, Ismail, M., Ramli, A.R., Ali, B.M., Abdullah, M.K., "A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *IEEE Photonics Technol. Lett.* , vol. 16, pp. 2383–2385 2004.
- [12] S. A. Aljunid, Samad, M.D.A., Othman, M., Hisham, M.H., Kasiman, A.H., Abdullah, M.K, "Development of modified double-weight code and its implementation," presented at the In: IEEE International 2005.
- [13] F. N. Hasoon, Aljunid, S.A., Abdullah, M.K., Shaari, S, "Spectral amplitude coding OCDMA systems using enhanced double weight code," *J. Eng. Sci. Technol.* , vol. 1, pp. 192–202, 2006.

Chapitre 3

Eléments de base d'une chaîne SAC-OCDMA

3.1 Introduction

Les technologies de télécommunications optiques visent donc en premier lieu à transmettre des données et de l'information avec des débits très élevés. L'un des principaux critères de cette réussite tient à la grande bande passante et les très faibles pertes que présente la fibre optique.

Un inventaire général des briques de base disponibles constituant une liaison SAC-OCDMA est alors proposée. Pour chacun de ces éléments constitutifs, nous tenterons de décrire leur rôle et leur fonctionnement. Les différentes sources lumineuses, ainsi que les filtres optiques utilisant comme éléments d'encodage sont exposées dans la partie émettrice. Nous poursuivrons par le récepteur, où nous avons cité plusieurs architectures de décodage qui est une étape primordiale pour la détection de chaque utilisateur et l'élimination des autres interférents. Nous avons montré, par ailleurs, laquelle de ces techniques est la moins coûteuse et la plus simple à mettre en œuvre. Lors de la détection d'un signal incohérent, la photo détecteur introduit des bruits (thermique, grenaille et d'intensité) qui limitent ultimement les performances des systèmes, d'où la nécessité de faire un choix judicieux des types de détection et du code unipolaire.

3.2 Types de sources lumineuses

La source optique est le premier maillon de la chaîne de transmission. Elle délivre une puissance optique transportant une information sur le réseau. Chaque source étudiée sera caractérisée par ses paramètres « système » et spectraux. Sa puissance d'émission conditionne le budget de liaison. Les caractéristiques du faisceau émis (largeur, profil d'intensité) auront une influence importante sur l'injection dans la fibre et donc sur les performances de la liaison. Enfin la connaissance de ses caractéristiques spectrales (longueur d'onde d'émission et largeur spectrale) est indispensable pour dimensionner le système SAC-OCDMA et établir le plan d'onde. Ces sources devront enfin disposer d'une bande passante de modulation électrique suffisante afin de délivrer les débits requis[1].

Les composants émetteurs les plus fréquemment utilisés dans les systèmes SAC-OCDMA sont les diodes laser de type Fabry-Pérot, DFB (Distributed Feed Back), c.-à-d à contre réaction distribuée, ou VCSEL en modulation directe DML (Distribute Modulated Laser). Nous évoquerons également les DEL (Diode Electroluminescente). Nous allons présenter brièvement ces sources dans les sections qui suivent.

3.2.1 Diode électroluminescente (DEL)

L'emploi de sources optiques à très bas coût telle que la DEL conjuguée aux fibres silice ou polymère a été envisagé pour permettre une réduction des coûts et une facilité de connexion plus grande, qui peuvent être réalisés par des utilisateurs non spécialistes. Les faibles pertes par atténuation de la fibre plastique qui se situe autour de 650 nm explique le nombre important d'études consacrées à l'utilisation des sources de type DEL du à leur large disponibilité sur le marché autour de cette longueur d'onde. En dépit de cela, ces dispositifs souffrent de certaines limites liées à la fréquence maximale de modulation à cause de la durée de vie des porteurs.

Comparativement aux diodes laser [2], la DEL présente une bande passante réduite mais une grande fiabilité associée à une durée de vie importante et un coût faible. En plus, elle manifeste moins de sensibilité aux variations de température, et génère moins de contraintes en terme de sécurité oculaire: elle émet avec une moindre puissance dans le spectre visible pour les applications sur fibre plastique.

Les DEL émettent de la lumière incohérente [3] car leur fonctionnement repose essentiellement sur l'émission spontanée.

3.2.2 Laser Fabry-Pérot (FP)

Une cavité Fabry-Pérot est un oscillateur laser dans lequel deux miroirs semi réfléchissants sont séparés par une région de gain. Les ondes qui seront transmises sont celles qui remplissent les conditions d'interférence constructive entre ondes multiples. Le spectre d'émission du laser FP donne de multiples modes longitudinaux séparés par un intervalle libre (free spectral range FSR $< 1\text{nm}$).

Cette propriété combinée à la dispersion chromatique provoque une limitation considérable des performances du système.

Pour cette raison, la majorité des lasers FP utilisés pour l'accès fonctionne à longueur d'onde de 1310nm, où la dispersion chromatique est minimale [4].

3.2.3 Laser distributed feedback (DFB)

Les lasers de type Distributed Feed Back (DFB) appelés aussi laser DSML (Dynamic Single Mode Semiconductor Laser) pour souligner leur caractère monomodal sous modulation [1]. Une bonne maîtrise technologique rend possible des performances élevées en termes de puissance émise. Ces lasers ont une largeur de spectre de seulement quelques centaines de MHz, ce qui est nettement inférieur à celle du laser FP. L'autre avantage de ces lasers par rapport au laser FP est leur stabilité thermique en longueur d'onde qui est cinq fois plus importante. Toutefois, les installations de production de ces diodes requièrent d'importants investissements. Ceci se répercute naturellement sur leur coût.

3.2.4 Diode laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL)

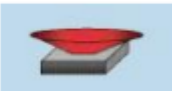
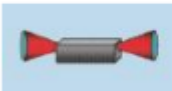
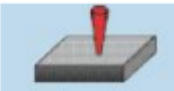
Les sources VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser ou Laser à Cavité Verticale et Emettant par la Surface) est un type de diode laser connu un développement rapide en technologie monomode. Cela a été principalement possible grâce aux réductions des coûts de production industrielle par rapport aux lasers à émission latérale. Le véritable tournant dans ce domaine a été le couronnement des recherches par la fabrication des premiers émetteurs/récepteurs Gbit-Ethernet à 1.3 μm en 1999. Toutefois, la faible puissance disponible de ces diodes (le volume de la zone active est trois grandeurs plus faible dans ces diodes que dans un dispositif à émission par tranche). De ce fait, leur application reste orientée LAN bien que des études récentes ont montré une évolution de cette situation puisque les puissances disponibles connaissent une tendance vers le mW et au-delà. Les principaux atouts des VCSEL par rapport aux sources émettant par la tranche sont leur faible courant de seuil (de l'ordre du mA) avec des rendements de puissance atteignant 50%, une émission monomodale sous modulation jusqu'à 10 Gbit/s, une faible dépendance à la température (similaire à celle des DFB), une grande facilité de couplage avec la fibre en sortie et une mise en boîtier à bas coût. Par ailleurs, les produits de type multimode sont peu disponibles; les fabricants de composants cherchent plus à augmenter les diamètres d'émission tout en restant monomode. Parmi les éventuelles solutions c'est la liaison multimodale avec un rendement qui peut s'avérer toutefois problématique.

3.2.5 Lumière blanche

D'un point de vue physique c'est une lumière polychromatique qui comporte tous les rayonnements électromagnétiques du spectre visible (soit environ l'intervalle allant d'une longueur d'onde de 400 nanomètres à 800 nanomètres. Elle se déplace à la vitesse de 300000km/s. Elle est formée d'un mélange de couleurs: ce sont les couleurs de l'arc-en-ciel qui composent le "spectre" de la lumière visible.

Le tableau 3.1 résume des caractéristiques des sources optiques présentées dans ce chapitre.

Tableau 3-1 Elément des sources optiques pour systèmes à fibre optique [5]

Diodes	Laser		
	DEL	FP, DFB	VCSEL
Type de source	DEL	FP, DFB	VCSEL
Profil du faisceau émis			
Longueur d'onde (nm)	650	1310 – 1550	850
Aire d'émission (μm^2)	300×300	3×1	$\pi \times 10^2$
Angle de champ (vertical/horizontal)	$\pm 60^\circ$	$\pm 60^\circ / \pm 20^\circ$	$\pm 10^\circ$
Courant de seuil (mA)	-	10	≤ 1
Courant d'utilisation typique (mA)	20	20 – 30	< 10
Dépendance à la température	Moyenne	Elevée	Moyenne
Débit	100 Mbit/s	$> \text{Gbit/s}$	$> \text{Gbit/s}$
Coût de fabrication et de test	Très faible	Elevé	Faible
Coût de packaging	Faible	Elevé	Faible
Fenêtre de longueurs d'onde des fibres	Fibre optique plastique (FOP)	FOP, MMF et SMF silice	FOP, MMF

3.3 Architectures identifiées pour encodage SAC OCDMA

Nous avons passé en revue dans le premier chapitre un certain nombre d'architectures SAC-OCDMA. Dans la suite de cette thèse, nous allons étudier les deux types d'encodeurs avec les réseaux de Bragg (FBG) et avec les WDM MUX.

Cette partie va être consacrée aux procédures d'encodage d'un canal avec la technique du SAC-OCDMA. Ce processus attribue une empreinte ou une signature spectrale unique aux données de l'utilisateur. Les différentes signatures spectrales ne sont donc pas orthogonales entre elles. En d'autres termes, deux signatures spectrales distinctes ont des fréquences en commun. Il en découle un point fondamental : l'impossibilité d'extraire les données par un simple filtrage optique en SAC-OCDMA[6].

3.3.1 Encodage avec réseaux de Bragg

Cet encodeur est composé d'un groupe de réseaux de Bragg et qui assigne une signature spectrale unique à chaque usager en occupant λ cases fréquentielles parmi les L disponibles.

Pour une longueur de huit de code RD à chaque utilisateur on utilise quatre FBG qui portent le nombre de longueurs d'onde constituant sa signature spectrale comme montre la figure (3.1), quatre longueurs d'ondes $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_6, \lambda_8$ pour le premier utilisateur.

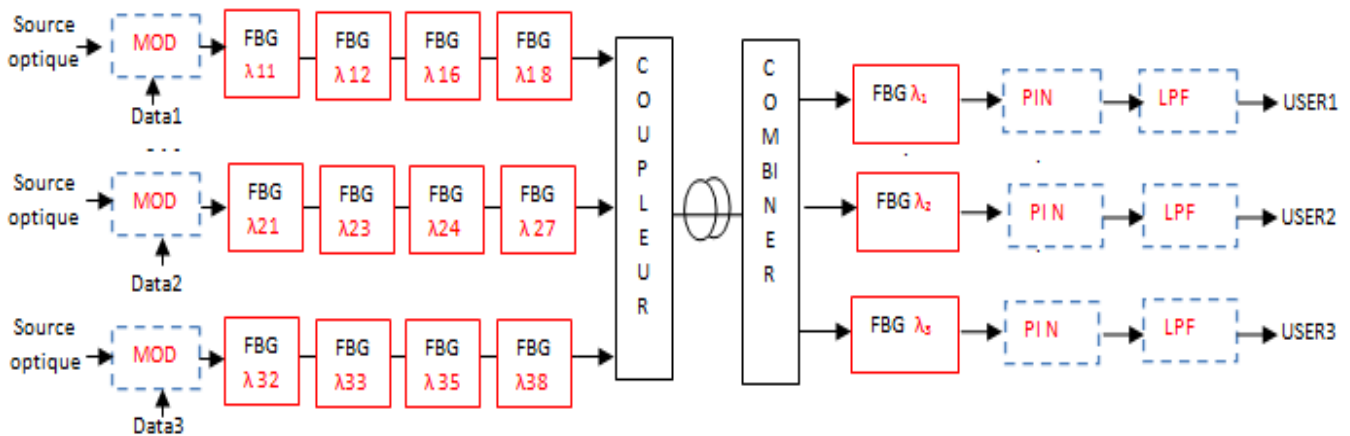


Figure 3.1 Codeur FBG utilisant le code RD

A cause de nombre important des FBG constituant les codeurs et les décodeurs et leurs coûts élevés surtout si le code utilisé est longue, on va les remplacer par des multiplexeurs à bases des circuits optiques intégrés, ce qui réduit le coût de la production.

3.3.2 Encodage avec démultiplexeur multiplexeur optiques

Cette technique est la plus utilisée actuellement. Son principe étant assez simple; le spectre large bande de la lumière blanche est divisé en plusieurs longueurs d'onde et largeur égale par un démultiplexeur. A partir des sorties de ce dernier, chaque utilisateur pourra regrouper les longueurs d'onde constituant sa signature spectrale à l'aide d'un multiplexeur tel qu'illustré sur la figure (3.2). Le nombre d'entrées du multiplexeur est égal au nombre de longueurs d'onde constituant la signature spectrale [6].

Les signaux d'entrée sont tout d'abord filtrés par un filtre optique avant d'être combinés en un seul signal. Plusieurs types de filtres optiques peuvent être utilisés : filtres rectangulaires, Gaussien, ou de Bessel. Le sous-système est illustré sur la figure (3.2). Le niveau de diaphonie pour les composants MUX et DEMUX est déterminé par la bande passante, l'ondulation résiduelle (Ripple) qui correspond à l'ondulation rapide du gain. Une forte ondulation résiduelle du gain provoque un changement dans le gain de quelques dB lorsqu'une longueur d'onde injectée dans le DMUX\MUX se décale de quelques dixièmes de nanomètres. Cette variation de gain n'est pas toujours souhaitable. Ces paramètres réunis détermineront la quantité de puissance des canaux avoisinant. Cette puissance agira comme élément de diaphonie lors du calcul de la performance d'un canal particulier [8].

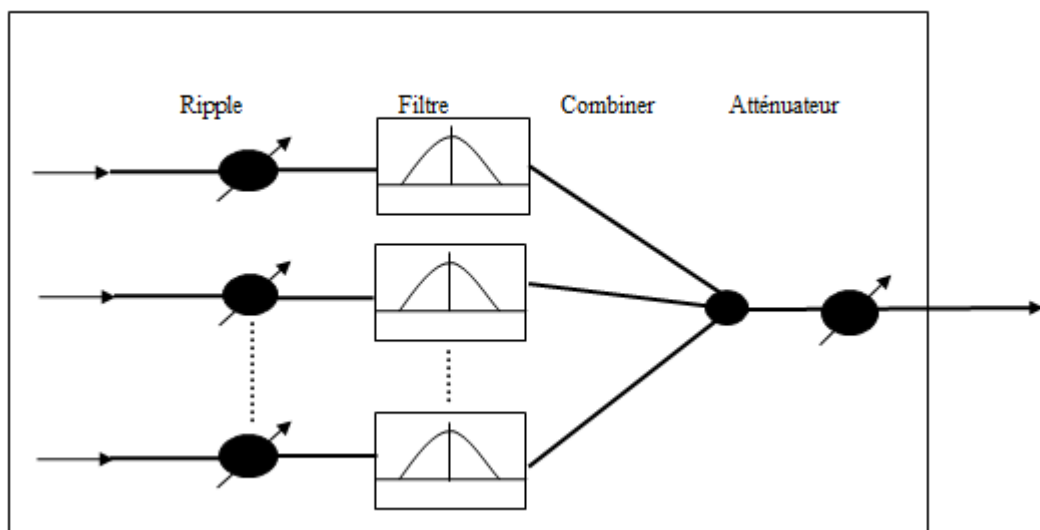


Figure 3.2 Sous-système du Multiplexeur

3.3.2.1 Les différents types de filtres optiques utilisés

3.3.2.1.1 Filtre optique de Bessel [9]

Les filtres de Bessel possèdent une fonction de transfert de la forme:

$$H(s) = \alpha \frac{d_0}{B_N(s)} \quad (3.1)$$

α est le paramètre de Perte d'Insertion, N est le paramètre Ordre, et

$$d_0 = \frac{(2N)!}{2^N \cdot N!} \quad (3.2)$$

d_0 est une constante de normalisation et $B_N(s)$ est le $n^{\text{ième}}$ ordre du polynôme de Bessel de la forme :

$$B_N(s) = \sum_{k=0}^N d_k s^k \quad (3.3)$$

Où:

$$d_k = \frac{(2N - k)!}{2^{N-k} \cdot k! \cdot (N - k)!} \quad (3.4)$$

et

$$s = j \left(\frac{2(f - f_c) \cdot w_b}{B} \right) \quad (3.5)$$

Où f_c est la fréquence centrale du filtre définie par le paramètre Fréquence, B est le paramètre bande passante, et w_b désigne le bande passante normalisée à -3 dB et peut être approximée par :

$$w_b = \sqrt{(2N - 1) \cdot \ln 2} \quad \text{or } N < 1 \quad (3.6)$$

3.3.2.1.1 Le filtre optique Gaussien [9]

La Réponse fréquentielle du filtre est:

$$H(f) = \alpha e^{-\ln \sqrt{2} \left(\frac{2(f-f_c)^{2N}}{B} \right)} \quad (3.7)$$

Où $H(f)$ est la réponse fréquentielle du filtre, α est le paramètre de perte d'insertion, f_c est la fréquence centrale du filtre, B est le paramètre Bande passante, N est le paramètre Ordre, et f est la fréquence.

3.4 Le photodétecteur

Ce dispositif, qui agit comme compteur de photons et générateur de courant, est responsable de la conversion du signal lumineux en un signal électrique tout en réduisant au minimum les déformations et les dégradations provoquées par le bruit. Pour mener à bien sa mission, un photodétecteur doit jouir d'une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée et d'une vitesse remarquable, vu qu'il doit être utilisé dans des systèmes opérant à 10 Gb/s et même à 40 Gb/s avec un minimum de bruit. De telles conditions imposent au photodétecteur d'être à base d'un semi-conducteur offrant rapidité et facilité d'utilisation.

3.5 Bruit en SAC-OCDMA incohérent

Un bruit correspond à tout phénomène perturbateur gênant la transmission

Dans cette partie, nous allons expliquer les bruits observés lors de la détection d'un signal SAC-OCDMA incohérent. Les trois principaux bruits que l'on détecte dans les systèmes employant des sources incohérentes sont: le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) connu aussi sous le nom bruit de battement les performances des systèmes [7], et aussi les interférences d'accès multiples (IAM) qui limitent les performances des systèmes.

3.5.1 Bruit thermique

Ce bruit est généré par l'agitation thermique des porteurs de charge dans la jonction de la photodiode. Ce bruit a un comportement gaussien [8], il introduit une variance σ_{th}^2 sur la tension à la sortie de la photodétecteur.

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (3.8)$$

Avec K_B la constante de Boltzmann en [$J.K^{-1}$], T_n la température en [$^{\circ}K$], B la bande passante du récepteur en [Hz] et R_L la résistance de charge du système de photo détection en [Ω].

3.5.2 Bruit de grenaille (Shot noise)

Ce bruit est dû à la nature aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il est soumis à une statistique de Poisson [8]. La variance σ_{shot}^2 de ce bruit est définie par la relation :

$$\sigma_{shot}^2 = 2 \cdot e \cdot B \cdot I \quad (3.9)$$

La puissance de ce bruit est proportionnelle à la tension moyenne \bar{V} et augmente linéairement avec l'augmentation de la puissance optique reçue.

I représente la somme de deux courants représentent, respectivement, le courant moyen généré par la photodiode dans le récepteur et le courant d'obscurité. Le bruit du courant d'obscurité (courant de fuite inverse) est défini comme le bruit qui se produit dans un système OCDMA lorsqu'il n'y a pas de puissance optique incidente sur le photo-détecteur.

3.5.3 Bruit d'intensité (phase induced intensity noise PIIN)

Ce bruit est dû à l'émission spontanée de la source à large bande, et son effet est proportionnel à la puissance du photo-courant généré. Ainsi, la somme des signaux des différents utilisateurs à la fin du récepteur varie en intensité, ce qui augmente la variance du signal reçu.

Dans le système SAC-OCDMA, le PIIN est fortement lié à l'IAM dû au recouvrement spectral des différents utilisateurs. Le bruit de phase des champs au niveau du photo-détecteur surgit en raison du mélange de deux champs de lumières non-corrélés, d'intensité négligeable qui ont la même polarisation, de mêmes spectre et de la même intensité

L'élargissement du spectre au-delà de la largeur maximale de la bande électrique est une signature classique d'occurrence de PIIN. Pour supprimer le PIIN, la valeur de l'intercorrélacion devrait être maintenue petite le plus possible ou probablement égal à zéro [10].

3.5.4 Interférence d'Accès Multiple (IAM)

Dans l'optique CDMA, différents utilisateurs dont les signaux peuvent se chevaucher en temps et en fréquence partagent un même support de communication. L'accès multiple est obtenu en affectant des séquences de codes interférant de manière minimale et différente à différents émetteurs, qui doivent ensuite être détectés en présence d'interférences d'accès

multiples (IAM) provenant d'autres utilisateurs. Cette interférence appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM), est une des principales limitations des performances [10].

3.6 Descriptions de différentes méthodes de détection

Un système de décodage SAC-OCDMA remplit deux fonctions: la première est de détecter les données qui lui sont destinées. La deuxième est de rejeter les signaux des interférents; ceci suppose qu'un signal électrique de moyenne nulle doit être produit lorsque les interférents sont actifs, et ce, quel que soit leur nombre. A la réception, les données de tous les utilisateurs seront réunies, ce qui nécessite d'utiliser le code de chaque utilisateur pour lui restituer ses données.

Pour réaliser cela, les systèmes OCDMA fournissent plusieurs types de mécanismes de détection qui sont:

- Détection Spectrale directe (Spectral Direct detection :SDD)
- Détection de soustraction complémentaire (Complementary subtraction detection :CSD)
- Détection de la soustraction AND (AND subtraction detection)
- Détection de la soustraction AND modifié (Modified AND subtraction detection)
- Détection de la photodiode unique (Single Photo Diode detection :SPD)

On a utilisé pour notre projet les deux détections SDD et SPD.

3.6.1 La Détection Spectrale Directe (Spectral Direct detection :SDD)

La détection spectrale directe représente la technique la plus simple et la moins coûteuse à mettre en œuvre. Toutefois, la longueur d'onde spectrale de l'utilisateur désiré dans le domaine optique est soumise à un filtrage [11]. Par conséquent, il ne subsiste aucune interférence entre utilisateurs MAI et la phase Induite du Bruit d'Intensité (PIIN). Ceci est rendu possible par le fait que l'information est suffisamment récupérable par l'une des "chips" figure (3.3)

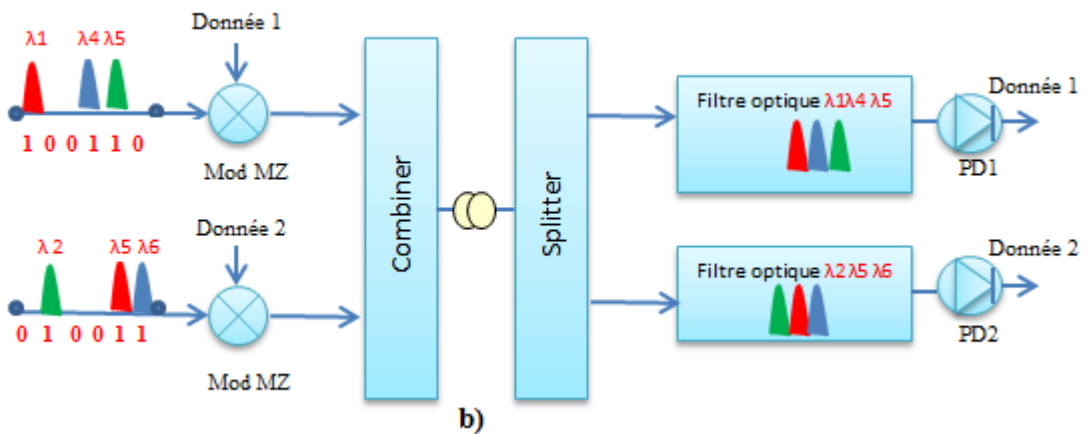
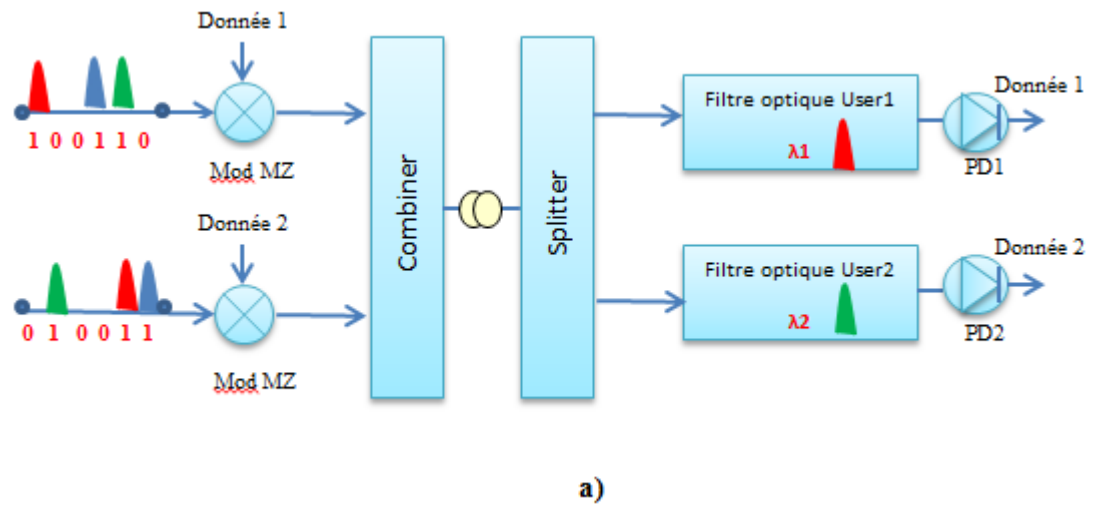


Figure 3.3 Technique de Détection Spectrale Directe a) Une longueur d'onde (user unique)b) La totalité des longueurs d'ondes

3.6.2 Détection de soustraction complémentaire

(Complementary Subtraction Detection :CSD)

La structure d'un décodeur CSD pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal de l'utilisateur i est représenté sur la figure (3.4). Cette structure comporte un coupleur 1x2. Dans le bras supérieur un décodeur DC $_i$ est inséré.

La réponse spectrale de ce dernier est identique au $i^{\text{ème}}$ code utilisé à l'émission. Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire CDC i dont la réponse spectrale est complémentaire au décodeur i est inséré. Cela signifie en d'autres termes que son code spectral est le complément binaire de celui du décodeur i [7] ,[12].

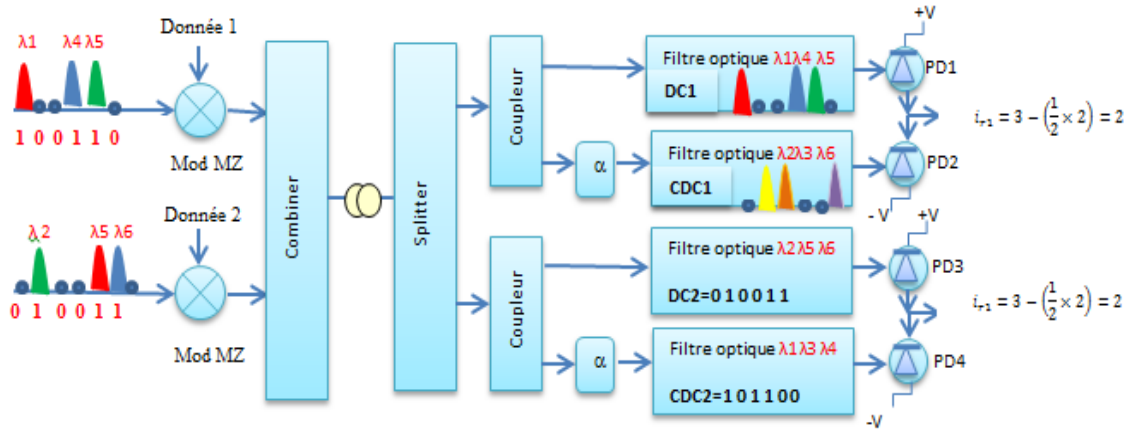


Figure 3.4 Récepteur pour un signal SAC-OCDMA avec détection complémentaire (CSD)

L'usage d'une photodiode balancée permet d'avoir la soustraction des photo-courants issus de deux photodiodes distinctes. Un atténuateur de paramètre α est lui aussi inséré pour ajuster la détection balancée avec précision. Il est calculé selon l'équation (3.10).

$$\alpha = \lambda_c / (w - \lambda_c) \quad (3.10)$$

Avec :

w : le poids du code (nombre de 1 qu'il contient).

λ_c : la corrélation croisée (nombre de 1 commun entre les codes). De cette manière, les effets MAI dues aux autres utilisateurs seront étouffés au niveau du détecteur tout en favorisant l'utilisateur désiré [13,14].

L'intercorrélation dans la technique de la soustraction complémentaire est définie comme suite :

$$\theta_{xy}(k) = \sum_{i=0}^{L-1} x_i y_{i+k} \quad (3.11)$$

Où X et Y sont les deux séquences de code OCDMA. Le complément de séquence (X) est donné par (\bar{X}). La séquence périodique de la corrélation croisée entre (\bar{X}) et (Y) est exprimé par :

$$\theta_{\bar{x}y}(k) = \sum_{i=0}^{L-1} \bar{x}_i y_{i+k} \quad (3.12)$$

D'où les séquences requis sont :

$$\theta_{\bar{x}y}(k) = \theta_{xy}(k) \quad (3.13)$$

Au récepteur, la photo détecteur détecte les deux entrées complémentaires qui alimente le soustracteur, dont le cross corrélation Z est donnée par :

$$Z_{complementary} = \theta_{xy}(k) - \theta_{\bar{x}y}(k) \quad (3.14)$$

Il n'y a aucun cross corrélation à la sortie de soustracteur $Z_{complementary} = 0$. Donc, il n'y a dans ce canal projeté aucun autre signal provenant des autres utilisateurs [7, 15].

3.6.3 Détection de la photodiode unique (Single Photo Diode detection :SPD)

Dans cette détection figure (3.5), le signal optique reçu est décodé par un décodeur dont la réponse spectrale est identique au codeur visé par les données. Le reste du signal issu du décodeur est ensuite transféré vers un deuxième décodeur (s-décodeur) pour éliminer les signaux avec des signatures non correspondantes (interférents). Le s-décodeur contient uniquement le spectre de fréquence des différents interférents représentés logiquement dans la Table 3.2 utilisant le code MDW. On retrouve à la sortie du s-décodeur soit une unité de puissance nulle pour les utilisateurs actifs ou bien une unité de puissance de corrélation croisée pour les interférents [16].

Suite à la soustraction optique, la sortie est soit une unité de puissance du poids de code pour un utilisateur actif ou une unité de puissance nulle dans le cas d'interférents.

Ceci démontre la suppression des signaux d'interférence dans le domaine optique préalablement à la conversion des signaux vers le domaine électrique. Il en découle que le système SPD est capable d'atténuer aussi bien le PIIN que le MAI dans le domaine optique [17].

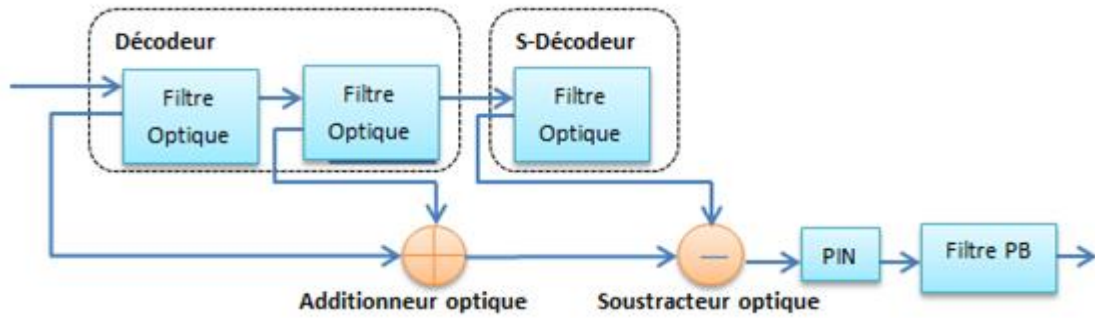


Figure 3.5 Schéma de la technique photodiode unique SPD

Si d'un point de vue théorique, les deux signaux d'interférence au niveau du soustracteur optique sont supposés être égaux et s'annulent les uns les autres, d'un point de vue pratique, les deux signaux d'interférence divergent légèrement au niveau du soustracteur optique. Ainsi, une petite quantité de puissance optique parvient à la photodiode. De ce fait, l'utilisation d'une seule photodiode est rendue possible grâce à la suppression des signaux d'interférence dans le domaine optique. En outre, cela réduit également la quantité de conversion optique-électrique ainsi que les bruits de grenaille générés au niveau du récepteur. L'autre avantage avec cette technique est qu'elle peut être mise en œuvre avec quelconque code de corrélation croisée fixe (comme le code MDW contrairement au code RD), suivant la structure des codes SAC-OCDMA[18].

Tableau 3.2 Représentation logique de l'annulation d'interférence pour le code MDW (1ère utilisateur).

	Mots de code
Utilisateur principal (DEC)	{1 1 0 1 1 0 0 0 0}
1 ère utilisateur interférant (I₁)	{0 1 1 0 0 0 1 1 0}
2 ème utilisateur interférant (I₂)	{0 0 0 0 1 1 0 1 1}
(DEC • I₁)	{0 1 0 0 0 0 0 0 0}
$\sum (I_1 \cdot DEC)$	1
\overline{DEC}	{0 0 1 0 0 1 1 1 1}
(I₁ • I₂)	{0 0 0 0 0 0 0 1 0}
s-DEC = $\overline{DEC} \cdot (I_1 \cdot I_2)$	{0 0 0 0 0 0 0 1 0}
(I₁ • s-DEC)	{0 0 0 0 0 0 0 1 0}
$\sum (I_1 \cdot s - DEC)$	1
$\sum(I_1 \cdot DEC) - \sum(I_1 \cdot s - DEC)$	1-1=0

3.7 Conclusion

Le contexte et l'analyse technique du SAC-OCDMA ont mis en évidence la nécessité d'étudier les technologies des différents composants constituant la chaîne optique dans le cadre de cette thèse.

Les composants des deux parties émetteur et récepteur nécessaires à la constitution de liaison de communication fibrée, ont été présentés. Elles ont ensuite permis d'établir les architectures adaptées à la liaison SAC-OCDMA requérant l'utilisation de la technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM) pour former l'encodeur, et d'autres types de filtres optiques pour le décodeur. Nous avons passé en revue les différentes architectures disponibles pour le SAC-OCDMA rapportées dans la littérature.

Nous pouvons conclure que le choix du type de détecteur utilisé va permettre d'améliorer les performances du système en minimisant les MAI, et diminuer le bruit d'intensité de phase avec un bon choix du code. La simplicité de la mise en œuvre et le coût réduit des deux types de détection SDD et SPD en font des candidats privilégiés comme encodeurs pour notre chaîne SAC OCDMA dans le chapitre prochain de simulation

Références Chapitres 3

- [1] F. RICHARD, "Etude des architectures optiques pour le réseau local domestique, basées sur la fibre multimode (polymère et silice) et le multiplexage en longueur d'onde", Université De Nantes 2012.
- [2] e. a. S.C. Lee, "Low-Cost and Robust 1-Gbit/s Plastic Optical Fiber Link Based on LightEmitting Diode Technology," presented at the Optical Fiber Communications (OFC/NFOEC), San Diego, USA., 2008.
- [3] Y. Tremblay, "Effets du bruit modal sur les performances d'un lien de communication numérique par fibres optiques," Doctorat, Ottawa, Ontario, Canada, 1981.
- [4] M. D. e. al, "Chirp manages laser (CML) : A compact transmitter for dispersion tolerant 10 Gb/s networking applications", presented at the τ FC β 006, Pp.11, vienne, autriche, β 0-24 2009.
- [5] P. Polishuk, "Plastic optical fibers branch out," *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, pp. 140-148, 2006.
- [6] Z. A. E.-S. J. Penon, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, 2007.
- [7] J. PENON, "Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes sac-ocdma incohérents utilisant des réseaux de bragg," Philosophiæ Doctor (PhD), Laval QUÉBEC, 2009.
- [8] B. E. A. S. e. M. C., *Teich, Fundamentals of Photonics.* : Wiley-Interscience, 2007.
- [9] OptiSystem Optical Communication System Design Software. Version 10.0
<http://www.Optiwave.com>, Optiwave, 7Capella Ct. Ottawa, Ontario, Canada, K2E
- [10] A. BOUARFA, 'Formats de modulation et codes adaptés aux communications numériques optiques à très haut débit', Thèse Doctorat, Université Djilali Liabès de sidi bel-abbés, 2018.
- [11] I. M. S. Deepika, "Analysis of ocdma system with single photo diode detection," *International Journal of Advanced Information Science and Technology (IJAIST)* vol. 4, pp. .129-134, 2015.
- [12] I. J. e. M. Joindot, *Les Télécommunications par fibres optiques*: Dunod et CNET-ENST, Paris, 1996.

- [13] G. Ahmed, "Contribution à l'étude des codes optiques ZCC : Application au système SAC-OCDMA " Doctorat, Djilali Liabès de sidi-bel-abbes, 2015.
- [14] D. N. S. Ruchita Bajpai, "Performance Enhancement of SPD Technique in SAC-OCDMA Systems," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, vol. 9, pp. 59-64, 2014.
- [15] S. A. A. H. M. R. A. Khafaji, and H. A. Fadhil, "Performance enhancement of SAC-OCDMA system using modified-AND subtraction detection," presented at the in Proc. of 2011 IEEE Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE 2011), 2011.
- [16] H. M. R. A.-K. M.Z. Norazimah, S.A. Aljunid and Hilal A. Fadhil, "Performance comparison of different detection techniques in long-haul fiber SAC-OCDMA systems," presented at the 3rd International Conference on Photonics 2012.
- [17] S. A. A. H.M.R. Al-Khafaji , A. Amphawan , H.A. Fadhil ,A.M. Safar, "Reducing BER of spectral-amplitude coding optical code-division multiple access systems by single photodiode detection technique " *J.Europ.opt.Soc.Rap.Public.8, 13022*, 2013.
- [18] S. A. A. Sarah G. Abdulqader, Hamza M.R. Al-Khafaji ,Hilal A. Fadhil "Investigation of transmission performance for SACOCDMA system under long haul transmission distance based on single photodiode detection technique,," presented at the IEEE 11th International Conference on Communications, Malaysia, 2013.

Chapitre 4

Filtres Optiques

4.1 Introduction

Le besoin d'accroître le débit des autoroutes de l'information est devenu un enjeu stratégique avec l'explosion du trafic de données et le multimédias. Ainsi, la pénétration de l'Internet dans l'activité économique et l'arrivée massive du tout numérique dans les foyers ont placé ce besoin en bande passante au cœur des politiques d'expansion. La solution offrant le meilleur compromis entre la minimisation des coûts d'investissement et l'interopérabilité des systèmes réside dans le multiplexage.

Les techniques de transmission des signaux multiplexés en longueur d'onde font usage de nombreux et divers filtres accordables pour la sélection d'une porteuse optique lors de son acheminement. Les filtres optiques peuvent aussi être utilisés dans les amplificateurs optiques afin de diminuer le bruit et permettre une reconfiguration dynamique du réseau par l'emploi de multiplexeurs à insertion/extraction OADM (Optical Add Drop Multiplexeur) configurables et de Brasseurs optiques OXC (Optical Cross-Connect).

Dans les systèmes OCDMA, la fonction de filtrage est primordiale puisqu'on doit séparer la source large bande en longueur d'onde pour former les codes. Les filtres optiques peuvent être à fenêtre fixe ou accordable, fonctionnant autour de $1,55\mu\text{m}$ et capables de coder, de détecter, d'aiguiller, de régénérer, d'insérer ou de prélever le signal à des débits de plus en plus élevés sur un espacement en canal de plus en plus réduit, 100 GHz (0,8 nm), 50 GHz (0,4 nm) et dans un avenir plus lointain 25 GHz (0,2 nm). Nous allons présenter un aperçu succinct sur l'état de l'art de la fonction de filtrage optique, en présentant les technologies d'implémentation étudiées ces dernières années ainsi que les filtres que nous allons utiliser dans notre chaîne au niveau de l'encodeur et du décodeur.

4.2 Fonction de filtrage

Un filtre optique est un dispositif servant à faire passer ou à extraire une partie du spectre lumineux incident. Ce filtrage repose sur un mécanisme permettant d'absorber d'une manière sélective certaines longueurs d'ondes et permettant ainsi d'extraire la gamme spectrale visée. Une alternative à ce procédé est l'interféromètre à ondes multiples qui donne la possibilité d'extraire une partie du spectre avec une grande sélectivité spectrale. L'autre avantage offert par les filtres interférentiels est le fait qu'ils conservent l'intégralité de la bande spectrale. Cela peut s'avérer très avantageux, particulièrement dans le domaine des télécoms où la bande spectrale circulant dans la fibre sert à véhiculer de l'information[1].

4.3 Spécifications du filtrage optique

Un comparatif entre les différents dispositifs de filtrage intégré exige au préalable une détermination des paramètres pouvant constituer des critères d'évaluation objectifs

Un filtre est évalué principalement par rapport à une caractéristique clé qu'est son facteur de transmission.

Ce facteur de transmission (T) est le rapport du flux lumineux transmis (Φ) au flux incident (Φ_0) [2]:

$$T = \frac{\Phi_0}{\Phi} \quad (4.1)$$

Le facteur de transmission T étant logiquement inférieur à l'unité, plus il se rapproche de 1 plus le filtre est lumineux. Un filtre optique est caractérisé, essentiellement, par sa transmission spectrale. En d'autres termes, c'est la variation de son facteur de transmission en fonction de la longueur d'onde λ .

Par ailleurs, nous étudierons en détails certains points [3] du tableau 4.1 qui méritent une attention particulière.

Tableau 4-1 Les caractéristiques d'un filtre optique

Symbole	Description	Echelle ou unité
N	Nombre de canaux	1
Reject	taux de réjection minimal entre canaux	dB
λ_0	longueur d'onde centrale du filtrage	μm
$\Delta\lambda$	plage d'accord (ISL)	nm
$\delta\lambda$	largueur de la bande passante mesurée à mi-hauteur (FWHM : Full Width at Half Maximum)	nm

- Le taux de réjection du filtre (reject) exprime le rapport entre l'amplitude maximale de la transmittance du filtre en dehors d'une bande de largeur $2\delta\lambda$ centrée sur la longueur d'onde centrale du filtre (sans sortir de la plage d'accord $\Delta\lambda$), et l'amplitude de la transmittance maximale. Il constitue le rapport entre l'amplitude maximale des lobes latéraux représentée par la transmittance et la valeur maximale de cette dernière
- La longueur d'onde centrale du filtre (λ_0) retenue comme référence est autour de $1.5 \mu\text{m}$. Cette longueur d'onde est la plus prisée par les opérateurs des télécommunications qui recherchent une atténuation minimale dans la fibre à base de silice.
- ISL ou Intervalle Spectrale libre c'est l'intervalle spectrale séparant deux pics successifs.
- le nombre de canaux (N) que peut supporter un filtre est une autre spécification particulièrement importante :

$$N = \frac{\Delta\lambda}{\delta\lambda} \quad (4.2)$$

- La largeur à mi-hauteur de la bande passante du filtre ($\delta\lambda$) est l'un des critères qui rentrent dans le choix d'une liaison WDM. Elle est déterminée d'une part par la largeur de la source laser qui représente un canal élémentaire et d'autre part le débit d'informations qui y est transmis.

En effet, ce débit va voir sa valeur doubler en raison de l'élargissement que va subir la bande spectrale porteuse d'information. En atteignant une valeur importante ce débit déterminera à lui seul la bande spectrale porteuse d'information étant donné que la largeur spectrale de la source est négligeable telle qu'illustrée par la figure (4.1).

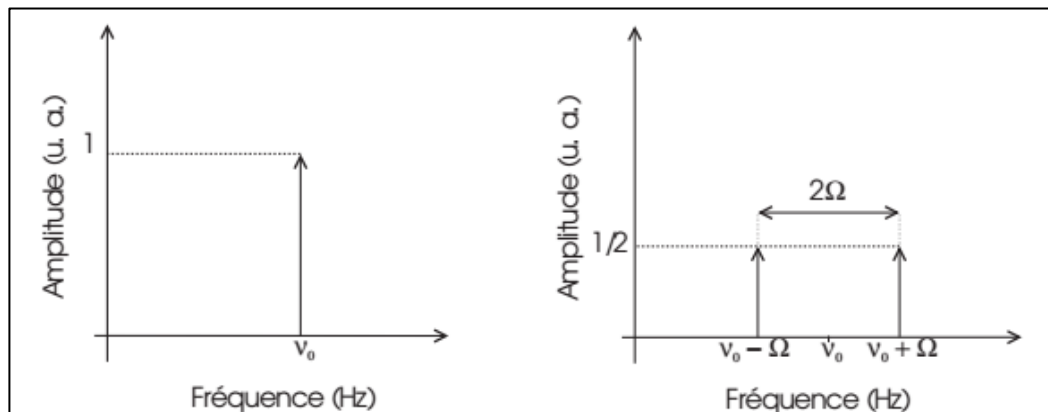


Figure 4.1 Effet d'élargissement d'une raie monochromatique (ν_0) par modulation d'intensité sinusoïdale à la fréquence Ω [3]

Les gabarits spectraux du filtre et de la liaison sont schématisés sur la figure (4.2)

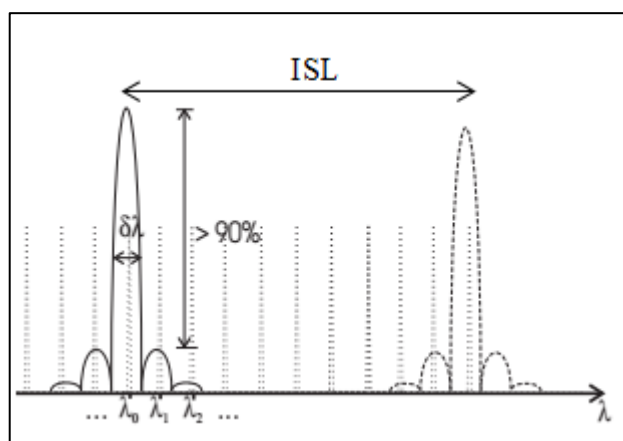


Figure 4.2 Gabarit de filtrage [3]

- La prise en compte des trois paramètres $\Delta\lambda$ (ISL), $\delta\lambda$ et N peut s'avérer indispensable pour certains usages.

4.4 Différents types de filtres utilisés dans les systèmes WDM

La fonction de filtrage dans les systèmes WDM (Wavelength Division Multiplexing) est essentielle étant donné qu'on doit séparer les canaux en longueur d'onde. Les filtres optiques sont soit à fenêtre fixe ou à fenêtre accordable. On retrouve dans les technologies de multiplexage les plus utilisées:

- 1- les filtres interférentiels qui permettent de séparer ou de combiner les longueurs d'ondes spécifiques. On dote l'entrée du multiplexeur d'un filtre sélectif sur une longueur d'onde les sorties sont couplées à une fibre optique monomode.
- 2- Les réseaux à guides optiques AWG (Arrayed Waveguides).
- 3- Les fibres optiques à réseau de Bragg FBG (Fiber Bragg Gratings)

La littérature fait état de plusieurs technologies employées dans la mise en œuvre des fibres optiques et qui se focalisent sur des dispositifs particuliers [4]. On compte parmi elles le filtre optique à réponse impulsionnelle de durée infinie [5], le filtre à base de résonateur en anneaux [6], ainsi que celui basé sur les cavités en fente plasmonique à ouverture couplée [7].

Nous retrouverons également les technologies configurables. Ces dernières incluent les structures faisant appel à la diffusion Brillouin stimulée [8] aux fibres à cristaux liquides [9] sur les structures photoniques en silicium [10] au peigne optique employant par exemple des modulateurs de type Mach-Zehnder ainsi qu'aux cavités Fabry-Pérot à cristaux liquides.

Le paysage de la recherche dans le domaine des filtres a grandement changé depuis les premiers filtres à coupleur directif [11]. En effet, les 20 dernières années ont vu l'apparition de nouvelles technologies à l'instar des dispositifs utilisant des diodes laser à réflecteur de Bragg distribué (DBR) [12]. Mais nous limiterons notre champ de recherche sur le filtrage optique aux systèmes qui nous ont atteint un certain niveau de maturité technologique.

4.5 Filtres accordables

La fonction d'un filtre optique accordable est de sélectionner un canal au niveau du récepteur. Pour ce faire il est nécessaire que la bande passante du filtre soit suffisamment large pour transmettre le canal désiré tout en étant assez étroite pour bloquer les canaux voisins [13].

Ce type de filtre possède des propriétés spectrales pouvant être modifiées de manière réversible. Ces modifications se produisent sous l'effet de paramètres physiques tels que la température le champ électrique l'intensité lumineuse les contraintes mécaniques...etc. [13-15]. Les caractéristiques de ces filtres incluent :

- de faibles pertes d'insertion,
- une isolation élevée entre les canaux pour obtenir peu de diaphonie des canaux adjacents (un minimum de 25 dB est requis),
- une plage d'accord pour commuter un nombre important de longueurs d'onde (30 nm sont appréciables),
- une vitesse d'accord de l'ordre de ($3\mu\text{s}$) est requise pour la commutation de paquets optiques,
- un faible coût [14],[16].

Il existe diverses technologies de ces filtres dont certaines sont citées ci-dessous.

4.5.1 Filtres interférentiels de type Fabry-Pérot

Le filtre Fabry-Pérot est le premier qui ait été mis en œuvre dans des systèmes de télécommunications expérimentaux, l'accord de ces filtres est souvent assuré de manière mécanique (miroirs montés sur socle piézo-électriques) ce qui ne permet pas leur intégration directe [3]. Ce filtre est un interféromètre à ondes multiples permettant d'avoir une importante sélectivité spectrale. Il est employé dans divers domaines tels que l'instrumentation, la spectroscopie ainsi que dans les lasers. Il est constitué de deux miroirs en vis-à-vis séparés par une distance d , avec un milieu intra-cavité d'indice n et une épaisseur e [1] :

En incidence normale, le déphasage de l'onde sur un aller et retour est :

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0}(2ne) \quad (4.3)$$

Avec $e = dn$

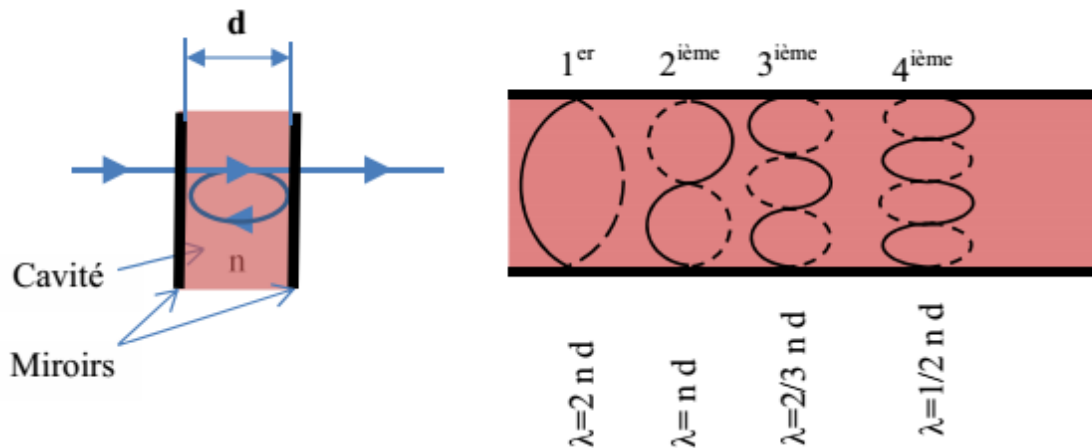


Figure 4.3 Représentation schématique d'un filtre Fabry Péro
et des longueurs d'onde permises [1].

L'intervalle spectral libre « ISL » séparant deux pics successifs est un autre paramètre important qui est exprimé par la relation suivante:

$$ISL = \lambda^2 / 2ne \quad (4.4)$$

Pour mieux séparer deux pics successifs il serait préférable qu'ils soient le plus fins possible.

Ceci peut se faire en réduisant la largeur à mi-hauteur $\delta\lambda$ par rapport à l'ISL. Ce rapport est appelé Finesse notée F.

$$F = \frac{ISL}{\delta\lambda} \quad (4.5)$$

En d'autres termes, un filtre de bonne qualité possède une finesse élevée.

Les travaux de Stone et Stulz en 1987 ont permis la réalisation d'un interféromètre miniature sur fibre optique dont les performances répondent aux besoins des transmissions sur fibre optique en termes de pertes d'insertion, de caractéristiques spectrales et de stabilité.

En déposant sur les extrémités d'une fibre optique deux empilements de couches d'indices de réfraction alternés (les deux miroirs de la cavité résonnante), on obtient aisément un filtre optique Fabry-Pérot (FP), toute fibre. (Ces empilements sont séparés par des tronçons de fibre optique monomode.

La distance entre les miroirs est ajustable par une commande piézo-électrique). Ce filtre à deux sorties l'une correspond à la réponse spectrale en transmission et l'autre à la réponse spectrale en réflexion

4.5.2 Technologies d'accordabilité

Certains dispositifs ou systèmes optiques requièrent un filtrage, leur longueur d'onde filtrée est proportionnelle au trajet optique (ne). Ainsi l'accordabilité peut s'effectuer soit en agissant sur l'indice de réfraction du matériau ou bien sur la distance séparant les deux miroirs [1].

4.5.2.1 Accordabilité par l'indice

Pour effectuer un balayage spectral par changement de l'indice de réfraction à l'aide d'une commande électrique, deux techniques sont employées; l'une employant l'effet électro-optique et l'autre l'effet thermo-optique.

4.5.2.2 Accordabilité par la géométrie de la cavité

On peut également changer la longueur d'onde en agissant sur la distance séparant les deux miroirs soit par voie électrostatique ou bien par voie piézoélectrique.

4.5.3 Réseau de Bragg (Fiber Bragg Grating - FBG)

Le réseau de Bragg fibré est un petit segment de fibre optique dont le noyau est dopé à l'oxyde de germanium figure (4.4). Il manifeste une modulation périodique et permanente de l'indice de réfraction par une exposition de la fibre optique à un faisceau laser ultraviolet.

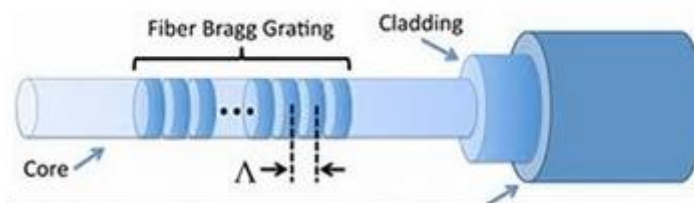


Figure 4.4 Représentation d'un réseau de Bragg sur fibre [17]

En transmettant une lumière à large spectre à travers un réseau de Bragg fibré, ce dernier reflète une longueur d'onde spécifique appelée longueur d'onde de Bragg (λ_b) donnée par la relation suivante :

$$\lambda_b = 2n\Lambda \quad (4.6)$$

Avec λ_b est la longueur de Bragg, n l'indice de réfraction effectif du cœur de la fibre et Λ le pas du réseau.

L'architecture du FBG est particulièrement intéressante ; comme on peut le voir sur le schéma synoptique figure (4.5). Elle dispose de deux sorties. La première est celle de la fonction de filtrage normale avec une longueur d'onde sur la bande utile tandis que la seconde présente la bande totale de réjection du filtre où est contenue toute l'information filtrée par la première sortie.

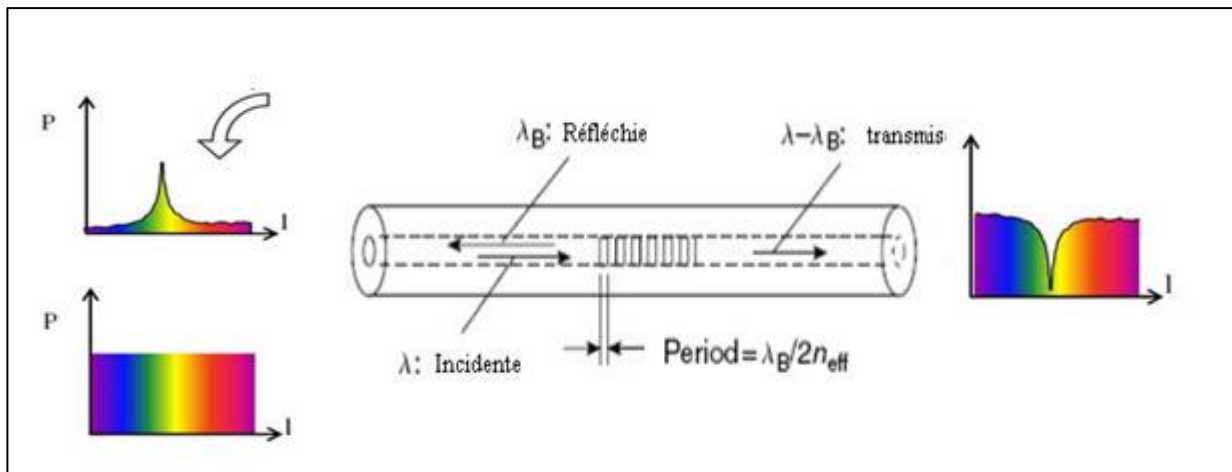


Figure 4.5 Principe de fonctionnement d'un réseau de Bragg FBG

Ces réseaux de Bragg sont aujourd'hui mis en œuvre dans divers domaines. Ils trouvent leurs applications comme composants optiques tels que les filtre en transmission à faible perte, les lasers à fibre, les lasers pompes pour les amplificateurs à fibre, l'égaliseur de gain pour amplification à fibre dopée erbium (EDFA), ainsi que dans les démultiplexeurs à insertion /extraction (Add/Drop) etc..[18]

✓ Dans certaines conceptions, les réseaux de Bragg à fibre font office de miroirs réfléchissant dans un filtre FP, cela donne des filtres en transmission dont le ISR varie dans une large gamme (0.1-10nm) [19].

✓ Dans d'autre configuration, le réseau est gravé sur chaque bras d'un interféromètre Mach Zehnder (MZ) et donne ainsi un filtre accordable.

4.5.4 Interféromètre de Mach Zehnder (MZ)

Un rayon de lumière incident est tout d'abord divisé en deux avant d'être recombinaé après une courte distance figure (4.6).

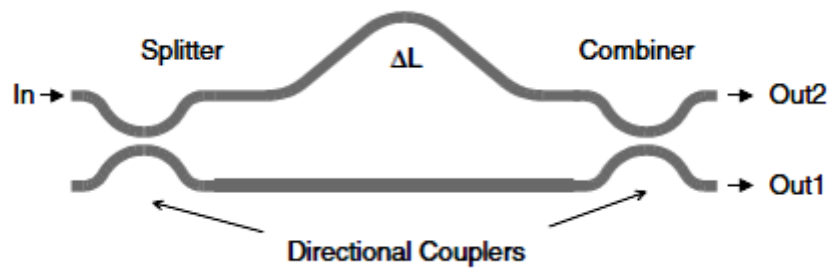


Figure 4.6 Structure d'un interféromètre (MZ) [20]

Les champs sont recombinaés suivant la différence de phase; dans le cas où les deux bras de l'interféromètre sont de la même longueur, il n'y a aucune différence de phase entre les deux champs qui peuvent alors être recombinaés de manière constructive. La sortie est ainsi une fonction périodique de la fréquence optique et de la longueur des bras de l'interféromètre, La fonction de transfert à la sortie s'exprime comme suit [21]:

$$H_{MZ}(\omega) = \frac{[1 + e^{i\omega\tau}]}{2} \quad (4.7)$$

Où : τ le retard accumulé dans le bras le plus long de l'interféromètre MZ

$$\tau = \frac{n\Delta L}{c} \quad (4.8)$$

Où : n l'indice de réfraction du bras

c : la vitesse de la lumière dans le vide,

ΔL : la différence de marche.

Ce type de filtre est désigné dans le domaine du traitement du signal par filtre à réponse impulsionnelle de durée finie ou (RIF) [22].

Le filtre MZ n'étant pas suffisamment étroit pour des applications WDM, une configuration MZ en cascade est utilisée pour offrir des filtres plus étroits. La configuration MZ connaît un large emploi dans les applications photoniques fabriqués habituellement dans du Niobate de lithium LiNbO₃.

Pour effectuer le réglage d'accord de ces filtres, on fait appel à l'effet électro-optique en appliquant une tension à bras de l'interféromètre. Bien que leur production par technologie lithographique soit peu coûteuse, les filtres MZ souffrent d'un inconvénient majeur du aux pertes. Ils peuvent être également construits à base de guide d'ondes de silice ou de dispositif à fibre optique réduisant les pertes au minimum [18].

4.6 Codage et décodage spectral en optique intégrée

La technologie optique intégrée permet d'atteindre un haut niveau de performance. Tout comme la microélectronique, l'optique intégrée permet de réduire les coûts des composants grâce à une fabrication de masse et un assemblage simplifié. En outre, cette technologie assure une bonne compatibilité avec la fibre optique.

Dans le cadre de ce travail, nous adoptons une démarche qui consiste à confier la génération de spectres (codes) à un composant optique passif. Le décodage est alors effectué par le même composant tandis que la détection est assurée par une paire de photodiode en montage différentiel [23] ou par un photodiode unique.

4.6.1 Codeur Multiplexeur

Le schéma de fonctionnement de notre codeur est illustré par la figure (4.7). Une source lumineuse à large bande ou multi-longueur d'onde injecte un flux lumineux continu dans un Démultiplexeur. A la sortie, les longueurs d'onde sont rassemblées avec un Multiplexeur pour constituer la signature spectrale de chaque utilisateur [23].

Le rôle du multiplexeur à base des filtres optiques consiste à rassembler certaines longueurs d'onde pour assigner à un utilisateur. Un composant comme celui présenté peut générer un certain nombre de codes suivant l'entrée alimentée.

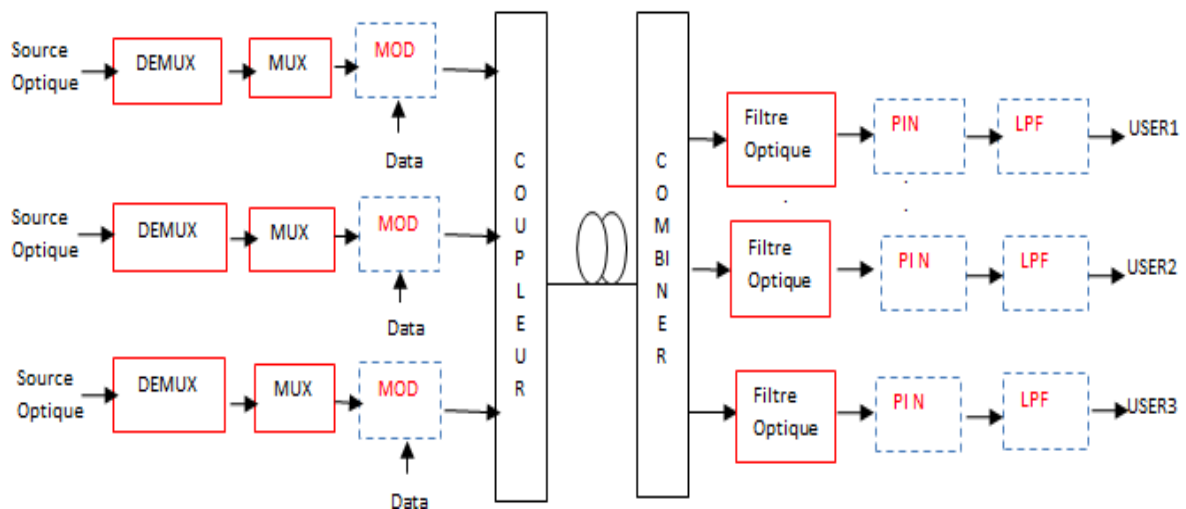


Figure 4.7 Schéma de principe du codeur SAC-OCDMA à base de Multiplexeur

4.6.2 Décodeur

Dans le cas d'une utilisation broadcast comme envisagé, un utilisateur reçoit l'ensemble des signaux provenant des autres utilisateurs. Le système de détection doit être conçu de façon à extraire les données correspondant au code du destinataire. Le décodeur est illustré sur la figure (4.8)

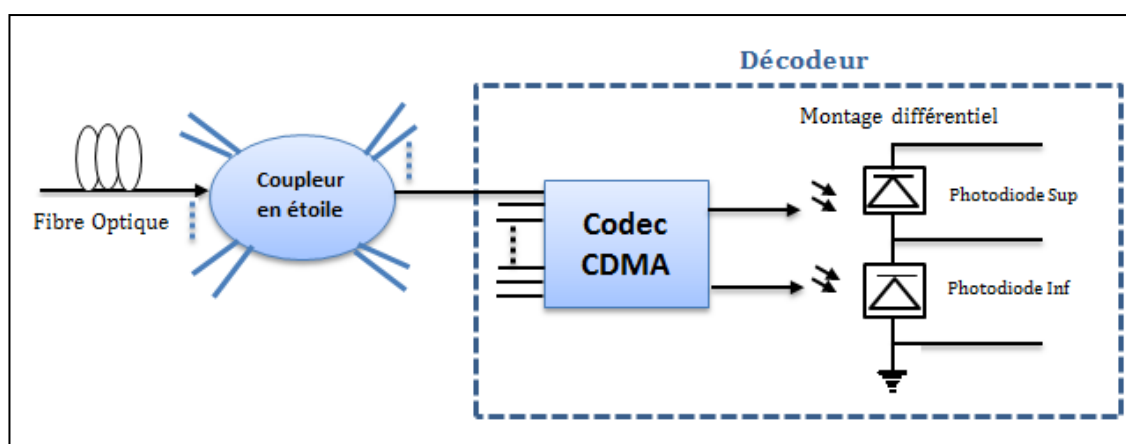


Figure 4.8 Schéma de principe du décodeur SAC-CDMA

Il en découle une chose fondamentale: il est impossible d'extraire les données contenues dans un canal par un simple filtrage optique en SAC-OCDMA, contrairement aux systèmes WDM. Le but du décodage consiste en l'extraction du signal parmi tous les signaux en utilisant la signature spectrale comme discriminateur. Les types des détections sont cités dans le chapitre trois section cinq.

4.7 Multiplexeurs/Démultiplexeurs

Constitué de plusieurs filtres optiques, un multiplexeur transporte les signaux sur des longueurs d'onde différentes basé sur des filtres optiques. La simplicité de l'architecture fait qu'un grand nombre de technologie peuvent être employés pour la mise en œuvre de ces dispositifs de l'optique intégrée à l'espace libre. La fonction des filtres optiques consiste à transmettre des bandes spectrales de largeur déterminée dans un spectre continu. Ces filtres exploitent différent phénomène tels que la réflexion, les interférences en lumière polarisée et les interférences à onde multiple.

Les composants MUX/DEMUX connaissent une grande croissance. De par leur flexibilité et leur capacité de transmission, les solutions basées sur des systèmes WDM sont très répandues dans les systèmes de communication. Un *multiplexeur* optique regroupe sur une même sortie plusieurs longueurs d'onde provenant de différentes entrées. L'opération inverse est effectuée par un *démultiplexeur* optique, appelé aussi filtre de longueur d'onde. Pour le choix de ces composants, trois critères sont considérés[24]:

- ✓ les performances,
- ✓ la taille,
- ✓ la possibilité de produire le composant en masse (voir coût).

Les deux points essentiels permettant de satisfaire au mieux ces trois critères sont la technologie et les procédés de fabrication des circuits. Les paramètres caractéristiques des multiplexeurs et démultiplexeurs sont illustrées sur la figure (4.9) notamment [15] :

- La largeur $\delta\lambda$ (en nm ou GHz) à mi-hauteur optique.
- les pertes d'insertion, en dB.
- l'espacement entre canaux adjacents .
- l'isolation.

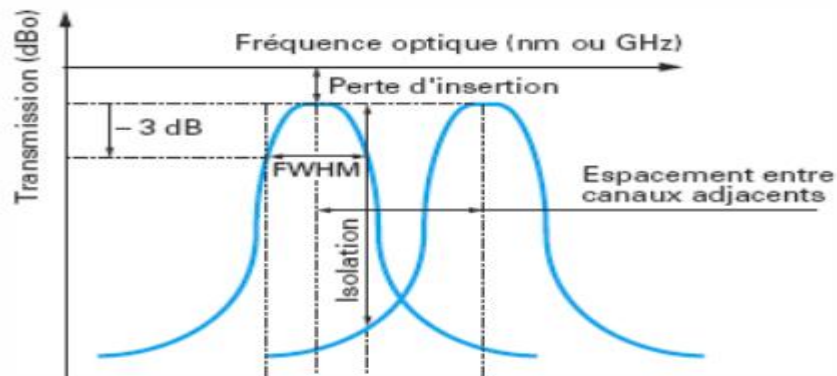


Figure 4.9 les paramètres caractéristiques des Multiplexeurs/démultiplexeurs [15]

Il existe actuellement quatre procédés pour la fabrication de (dé)multiplexeurs optiques :

- ✓ les réseaux de Bragg (FBG),
- ✓ les réseaux de guides déphaseurs (AWG),
- ✓ les filtres à couches minces= filtres interférentiels, (Thin Film Filter TFF)
- ✓ les réseaux diffractifs DF (Diffraction Grating Filter).

Bien qu'offrant une bonne réponse de filtre, les réseaux de Bragg nécessitent des calculateurs, ce qui occasionne des coûts supplémentaires. Les filtres diélectriques à couche mince généralement utilisés dans les systèmes à moins de 40 canaux ne sont pas coûteux et ont une excellente réponse du filtre. Les AWG sont bien adaptés pour un grand nombre de canaux et ont offrent une bonne réponse du filtre [25].

4.7.1 Réseaux de Bragg (FBG)

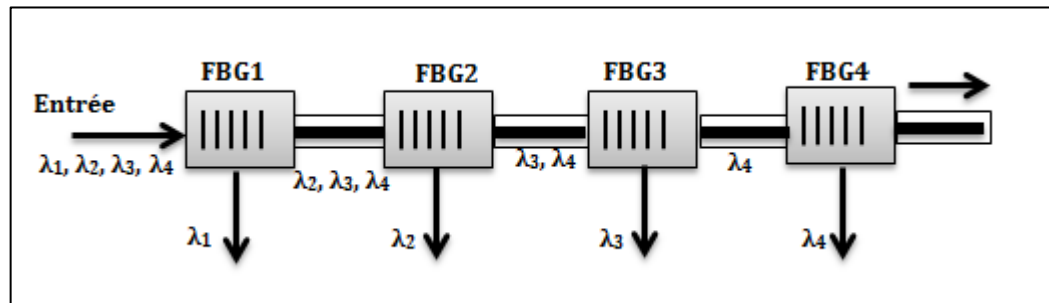


Figure 4.10 Le principe du multiplexeur à réseau de Bragg

La figure (4.10) illustre un démultiplexeur à base de réseaux de Bragg. Le multiplexeur de longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ injectées à l'entrée de l'interféromètre MZ à fibre, sur lequel deux réseaux de Bragg identiques, centrés à λ_i , sont gravés sur ses deux bras. Cette conception permet de trouver sur une des sorties de l'interféromètre la longueur d'onde λ_i , et sur une autre sortie les longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{i-1}, \lambda_{i+1}, \dots, \lambda_n$. Les réseaux de Bragg offrent de nombreux avantages: une précision de fabrication ($\pm 0,05$ nm) sur les longueurs d'ondes, de faibles pertes (01dB), une isolation relativement élevée entre les canaux (> 30 dB) ainsi qu'une importante fiabilité. Ils sont fréquemment utilisés pour les systèmes WDM, CWDM, DWDM. Les FBG possèdent les caractéristiques suivantes [18]:

1. faible sensibilité à la température, $\sim 0,5$ pm / °C ;
2. Possibilité de les connecter en tant que WDM ou OADM ;
3. Composants entièrement passifs et associés à des circulateurs ils permettent de mettre en œuvre des systèmes WDM passifs
4. Faibles pertes d'insertion (< 1 dB) ;
5. Dans les systèmes WDM, ils sont connectés en série. Il en résulte une augmentation des pertes d'insertions avec l'augmentation du nombre de voies
6. Possibilité d'évoluer vers des systèmes DWDM avec un espacement > 50 GHz
7. Une plus grande dispersion relativement aux autres types de filtres, constituant une limitation pour les transmissions sur de longues distances avec de hauts débits (10Gbit/s et plus) [26];

8. Sont bien adaptés pour les systèmes WDM avec moins de 40 canaux et espacement entre canaux supérieur à 50 GHz. Cela est principalement dû aux pertes cumulées causées par des filtres connectés en série [18].
9. Une très bonne sélectivité mais un coût élevé avec l'augmentation du nombre de canaux. Les réseaux de Bragg photo-inscrits sont sensibles aux variations de l'environnement (causant des variations de l'indice de réfraction) et plus particulièrement à la température. Ceci a mené les fabricants à recourir à des dispositifs de compensation thermique [18].

4.7.2 Réseaux de guides déphaseurs AWG (Arrayed Waveguide Grating)

Ces composants planaires silice sur silicium (parfois avec polymère) offrent l'avantage de mettre pleinement à profit l'expérience de la microélectronique pour leur réalisation. Les phasars sont des circuits optiques intégrés plus compacts dont la réalisation est faite à partir de guides d'ondes planaires. Ceci permet de réduire ainsi le coût de fabrication. Les entrées et sorties sont préparées pour un raccordement à la fibre optique [18]

Le principe de fonctionnement est schématisé sur la figure (4.11). Le dispositif est constitué en entrée d'un coupleur étoile qui les signaux optiques présents à l'entrée sur les différents guides.

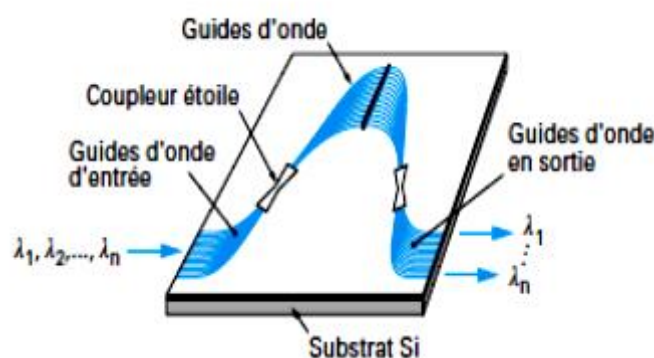


Figure 4.11 Schéma de principe du Phasar (AWG) [27]

La conception du réseau de guides est faite de telle façon à assurer que le déphasage entre deux guides voisins soit de λc longueur d'onde centrale du démultiplexeur ou un multiple de $2\pi \lambda c$.

Ainsi, après le deuxième coupleur étoile, toute la puissance optique à λ_c est couplée au guide central alors que les autres longueurs d'onde sont couplés aux guides voisins successifs

La figure (4.12) illustre la fonction de transfert de plusieurs canaux [27].

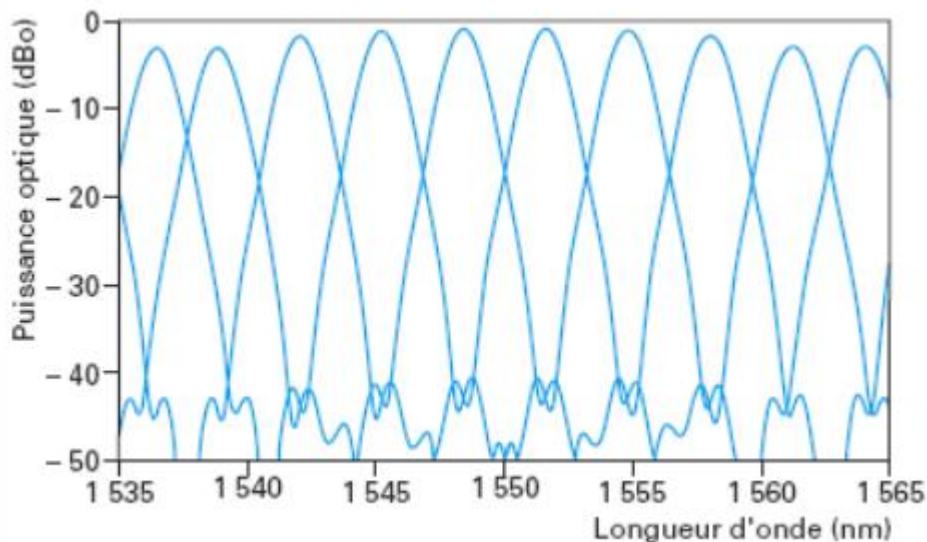


Figure 4.12 Réponse spectrale du phasar [27]

Les paramètres caractérisant un AWG :

1. L'écart de longueur entre deux micros guides adjacents est ΔL donnée par l'expression suivante [27] :

$$\Delta L = m \cdot \lambda_c / n_{\text{eff}} \quad (4.9)$$

Où : m : un nombre entier, n_{eff} : indice effectif du guide, λ_c longueur d'onde centrale

Les AWG présentent les caractéristiques suivantes [25]:

1. Composants planaires silice sur silicium (parfois polymères) ce qui permet de profiter de l'expérience de la microélectronique pour la réalisation;
2. Des pertes d'insertion relativement constantes de l'ordre de 4 à 5 dB indépendantes du nombre de canaux [28] ;
3. Peuvent fonctionner en mode bidirectionnel;
4. Peuvent être connectés en tant que WDM ou OADM ;
5. Disponibles pour un espacement entre canaux de 12,5 à 200 GHz ;
6. Bien adaptés pour les systèmes WDM à grand nombre de canaux (supérieur à 40);

8 .Peuvent être à N entrées et N sorties, il s'agit là de routeur passif WGR (wave guide grating router).

4.8 Domaines d'application

Les filtres optiques accordables sont employés dans de nombreux domaines tels que les télécommunications, les interrogateurs de capteurs à réseau de Bragg, la tomographie à cohérence optique, ...etc. [1]

4.9 Conclusion

Le filtrage optique au niveau de l'émission fait appel à une architecture simple pour l'encodage. A partir d'une source large bande, elle va sélectionner un nombre fini de longueurs d'onde pour construire une clé. Toutefois, le dispositif doit satisfaire une exigence relative à la détection du code au niveau de la réception. En outre, le filtrage en réception dans un réseau SAC-OCDMA ne peut détecter qu'une seule clé pour chaque utilisateur et doit éliminer les interférents d'ondes dans le spectre. Un filtre en réception peut donc sélectionner un canal, ou dans certains cas particuliers, plusieurs canaux successifs. Nous avons fourni dans ce chapitre un aperçu sur l'état de l'art des filtres optiques et nous avons pu mettre en relief les filtres employés dans les transmissions optiques SAC-OCDMA.

Références Chapitre4

- [1] S. Abbas, "Dispositifs optiques passifs et actifs à base de matériaux anisotropes " Doctorat, Université Télécom Bretagne 2015.
- [2] M.Françon, *Séparation des radiations par les filtres optiques*, 1984.
- [3] F. Chollet, "Réalisation d'un filtre spectral accordable étroit à 1.55 μm en optique intégrée sur niobate de lithium. Étude des limitations imposées par la technologie," Doctorat, Franche-Comté, 1995.
- [4] D. F. BENDIMERAD, "Contribution à l'Etude et à la Mise en Œuvre d'Architectures de Brasseurs Optiques Dédiés au Traitement de Canaux Modulés à 40 Gbit/s " Doctorat, D'EVRY-VAL D'ESSONNE (FRANCE), 2012.
- [5] E. H. W. Chan, "High-Order Infinite Impulse Response Microwave Photonic Filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 1775-1782, 2011.
- [6] M. A. S. O. S. Ahmed, M. H. Bakr et X. Li, "Efficient Design Optimization of Ring Resonator-Based Optical Filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 2812-2817, 2011.
- [7] F. H. e. Z. Zhou, "Wavelength Filtering and Demultiplexing Structure Based on ApertureCoupled Plasmonic Slot Cavities," *Journal of Optical Society of America B*, vol. 29, pp. 2518-2523, 2011.
- [8] M. T. e. A. Z. A. Wise, "Sharp Tunable Optical Filters Based on the Polarization Attributes of Stimulated Brillouin Scattering," *Optics Express*, vol. 19, pp. 21945-21955, 2011.
- [9] T. T. A. e. A. B. L. Wei, "Electrically Tunable Bandpass Filter Based on Liquid Crystal Photonic Bandgap Fibers," Conference, San Diego, USA, 2010.
- [10] L. W. L. S. Ibrahim, S. S. Djordjevic, C. B. Poitras, L. Zhou, N. K. Fontaine, B. Guan, S.Cheung, Z. Ding, K. Okamoto, M. Lipson et S. J. B.Yoo, , "Fully Reconfigurable Silicon Photonic Lattice Filters with Four Cascaded Unit Cells " presented at the Optical Fiber Comm., San Diego, 2010.
- [11] R. A. a. R. Schmidt, "Tunable optical waveguide directionnal coupler filter," *Appl. Phys. Lett.*, pp. 33-161, 1978.
- [12] M. S. L. Kosovsky, S. Menocal, and C. Zah. Dbr., " active optical filters : transfer function and noise characteristics," *J. Lightw. Technol*, vol. 8, 1990.
- [13] G.P.AGRAWAL, *fiberoptic communication systems*: John Wiley & Sons, Inc, 2002.

- [14] D. S. a. E. Boimovich, "Tunable Optical Filters for Dense WDM Networks " in *IEEE Communications Magazine* ed, 1998.
- [15] I. e. M. J. e. d. co-auteurs, *Les télécommunication par fibre optique* Edition Dunod, 1996.
- [16] F. PAYOUX, "Etude des réseaux d'accès optiques exploitant le Multiplexage en longueurs d'onde," Ecole nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne., 2006.
- [17] K. Sathaye, "Structuring of liquid crystals for optical technologies," Doctorat, Telecom Bretagne, Brest, 2012.
- [18] S. Benameur, "La mise en œuvre, dans une chaîne de transmission optique, à haut débit, de filtres optiques longueur d'onde centrale réglable ", Université Djilali Liabes, Sidi bel-Abbes-, 2015.
- [19] H. Venghaus, "Wavelength Filters in Fibre optics," *Springer-Verlag, Berlin Heidelberg* 2006.
- [20] J. H. Z. Christi.K.Madsen, *Optical filter design and analysis: A signal processing Approach*: Wiley 1999.
- [21] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Fourth Edition ed., 2010.
- [22] R. RADOUANI, "Dérive dans les modulateurs électro-optiques Mach-Zehnder. Analyse physique et résolution.," Doctorat, Université Paul Verlaine - Metz, 2006.
- [23] G. Pille, "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée ", Université Montpellier II, 2005.
- [24] K. KRIBICH, "Développement et fabrication par écriture Laser de circuits optiques intégrés pour les Télécommunications " Doctorat, université Montpellier III 2002.
- [25] B. Chomycz, *Planning Fiber Optic Networks*: McGraw-Hill Companies., 2009.
- [26] T. Shibata, Shiozaki, M., and Murashima, K., "Development of a dispersion reduced fiber Bragg grating for 10-Gbps DWDM systems," in *SEI (Sumitomo Electric) Technical Review*, vol. 54, ed, 2002.
- [27] J. C. Béatrice Cabon, Daniel Dolfi, , "Composants optoélectronique hyperfréquence " *Technique de l'ingénieur, traité d'électronique - E3330 – 2003*, 2003.
- [28] A. Banerjee, Park, Y., Clarke, F., et al., "Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Technologies for Broadband Access," *Journal of Optical Networking, Optical Society of America*, vol. 4, 2005

Chapitre 5

Simulations et Interprétations des résultats

5.1 Introduction

De nombreux systèmes de codage SAC-OCDMA ont été développés ces vingt dernières années. Étant considérée comme un candidat potentiel pour les réseaux d'accès optiques, cette technique fait l'objet de nombreux travaux. Notre choix s'est porté sur l'encodage de l'amplitude spectrale utilisant les WDM MUX comme encodeur en premier. Avant de passer à la deuxième étape dont l'objet est d'analyser et d'étudier l'effet du décodeur fondé sur diverses architectures de détection basées sur des filtres optiques au niveau du récepteur. D'autre part, la technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM), permet une transparence vis-à-vis du format des informations véhiculées; les signaux portés par les différentes longueurs d'onde peuvent être de débits et de formats divers. Afin d'augmenter la capacité et la distance de transmission disponibles, la technique WDM a été développée, fournissant un espacement aussi étroit que possible entre canaux. Cela a conduit à l'utilisation d'un espacement allant de 1.6 à 0.4nm (200 à 50 GHz) dans la bande passante 1500-1600 nm (bandes C et L). Ce développement nous a permis de l'exploiter dans notre chaîne de transmission comme élément primordial pour améliorer la performance aussi bien de l'encodeur que du codeur

Par ailleurs, la simulation du système fournit une aide précieuse pour parvenir à des solutions aussi bien au niveau du composant que du système en s'affranchissant du coût lié à la mise en place des démonstrateurs.

Dans ce contexte, nous présentons les résultats de simulation d'une liaison hybride SAC-OCDMA WDM comportant 3 utilisateurs, permettant de caractériser un encodeur à base de démultiplexeur/multiplexeur en termes de types de filtres, d'efficacité, de bande passante et d'isolation des canaux adjacents. Le but est d'analyser l'impact de cet encodeur sur les performances du système.

La littérature fait état de nombreuses recherches visant à développer de nouveaux codes pour le système SAC-OCDMA tels que; les codes orthogonaux optiques 'OOC', le code

'Prime' [1], le code Frequency-Hopping 'MFH' [2], le code Random diagonal 'RD' [3], le code Double-Weight 'DW' [4], ainsi que le code Double-Weight modifié 'MDW' [5]. Toutefois, ces codes souffrent de diverses limitations telles que: la faible corrélation croisée, la complication de la construction, et la longueur de code trop longue. L'évaluation et le choix de notre code sera aussi discutés dans une seconde étude.

Une troisième étude a été effectuée cette fois sur l'impact du décodeur à base de fibres à réseau de Bragg(FBG) et d'autres filtres optiques (Bessel, Gaussien...) sur les performances d'un système SAC-OCDMA.

Trois critères de qualité sont utilisés pour mesurer les performances du système SAC-OCDMA: • Le taux d'erreur binaire •Le rapport signal à bruit SNR • Le diagramme de l'œil

5.2 Etude de l'impact de l'encodeur sur la liaison SAC OCDMA

Les premières simulations vont permettre d'évaluer les performances du système SAC-OCDMA pour le réseau LAN en termes de taux d'erreur binaire (TEB). Cette évaluation se fera en fonction des différentes architectures d'encodeurs à base de filtres optiques (type de filtre, ordre, largeur de bande...) [6].

5.2.1 Description du système simulé

La première des simulations préliminaires nous permettra d'évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB); ceci conformément aux caractéristiques des paramètres du filtre optique (bande passante, espacement et isolation des canaux). La fiabilité des résultats (étude du comportement du filtre) sera également évaluée.

Les simulations du SAC-OCDMA incohérent ont été menées sous OptiSystem Version 10. Un logiciel qui est largement répandu dans les simulations sur les fibres optiques.

Le système simulé est constitué de trois parties à savoir l'émetteur la fibre optique et le récepteur comme le montre la figure (5.1). L'architecture de l'émetteur du système SAC-OCDMA est composée d'une source lumière blanche à large bande divisée en 12 longueurs d'ondes, par un WDM DMUX\MUX pour générer les codes RD de trois utilisateurs actifs comme indiqué au tableau (5.1) où chaque chip de code possède une largeur de spectre de 0.4

nm avec un espacement fixé de 50GHz: l'une des valeurs recommandée par l'ITU (International Télécommunications Union)[7].

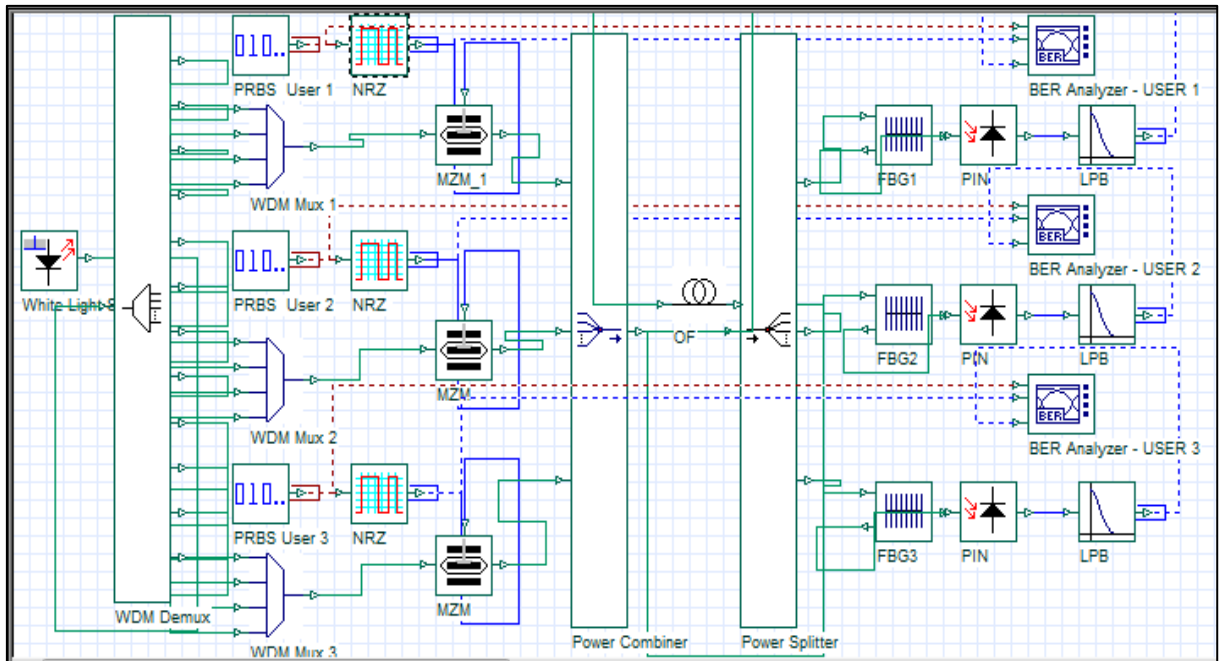


Figure 5.1 Architectures du système SAC-OCDMA avec un code RD

Les données générées à l'aide d'un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS) sont modulées optiquement à l'aide d'un modulateur externe (Modulateur Mach-Zehnder: MZM), générant des signaux OOK-NRZ à un débit de 300Mb/s.

Les séquences de code modulées sont combinées et transmises sur une fibre optique SMF constituant le canal optique. Les caractéristiques de la fibre standard SMF (Single Mode Fiber), sont rapportées sur le tableau (5.2).

Tableau 5.1 Les longueurs d'ondes pour trois utilisateurs de code RD.

Longueur d'onde (nm)	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7	λ_8
Utilisateur1	0	0	▲	▲	▲	0	▲	0
Utilisateur2	0	▲	0	0	▲	▲	0	▲
Utilisateur3	▲	0	0	▲	0	▲	▲	0

Tableau 5 .2Caractéristiques de la fibre utilisée.

Type de fibre	α (dB/km)	Dispersion (ps/nm ² .km)	A (μm ²)	Non linéarité (w /m ²)
SMF	0,2	16.75	80	27 .10 ⁻²⁰

Le récepteur est composé d'un décodeur basé sur la technique de détection spectrale directe SDD à base de réseaux de Bragg. Le bruit généré par les récepteurs a été considéré comme aléatoire et complètement non corrélé. Le signal désiré est détecté par une photodiode PIN dont la valeur du courant d'obscurité est de 10nA et dont le coefficient du bruit thermique est de 1.8×10^{-23} W / Hz), filtré par un filtre Bessel passe-bas d'ordre 5 (fréquence de coupure de 0.8 fois la fréquence du rythme)[8, 9].

5.2.1.1 Variation de type et ordre de filtre

Notre étude porte sur les effets des différents types de filtres (Bessel, Gaussien....) et l'ordre choisis sur la qualité du signal reçu. Notre attention s'est portée sur deux bandes passantes 50GHz (0.4nm) et 25GHz (0.2nm) avec une longueur de fibre de 20 Km. La figure (5.2) montre que le filtre de Bessel offre une bonne performance comparativement à d'autres filtres dans l'intervalle 25GHz. Par contre une dégradation de la qualité du signal pouvant atteindre 10^{-10} peut être observée pour le filtre Gaussien dans la même BP, sachant que l'ordre du filtre est inférieur à 4. Néanmoins, dans la bande passante 50GHz le filtre Gaussien se révèle plus adapté [6].

On remarque que plus l'isolation entre les canaux augmente meilleur est le TEB.

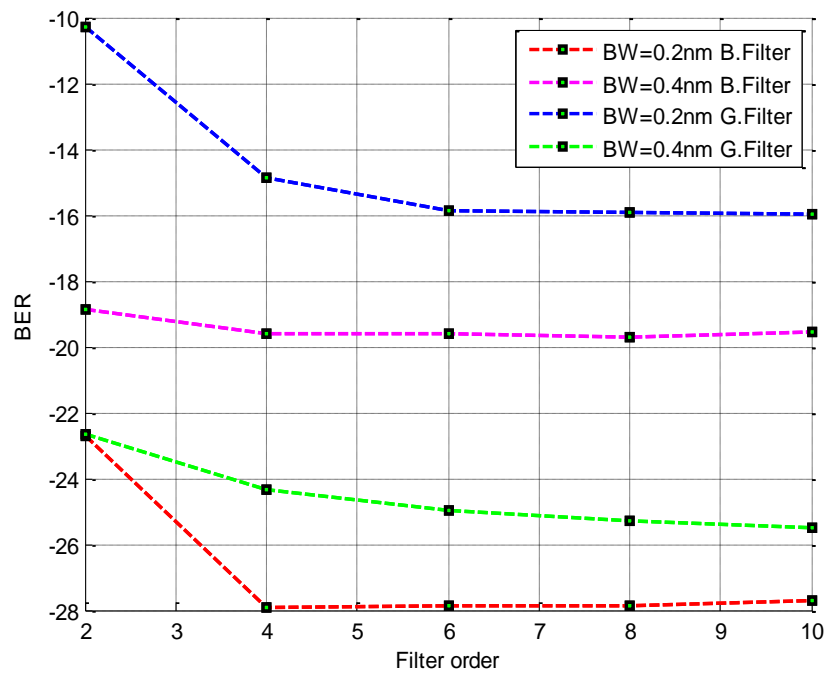


Figure 5.2 BER en fonction du type de filtre, de l'ordre et de la bande passante

5.2.1.2 Impact de l'ordre du filtre sur la puissance reçue

Une analyse de la figure (5.3) met en évidence une légère dégradation de la puissance reçue (0.02-0.2 dBm) lorsqu'il y a augmentation de l'ordre du filtre de Bessel (BP =0.2nm), ainsi qu'un affaiblissement de la puissance reçue avec l'augmentation de la longueur de la fibre de 50 à 100Km. De même, pour le filtre Gaussien (BW=0.4nm) une très légère dégradation de 0.01 à 0.1dBm peut être observée. Donc, on peut conclure sans trop de risques que la puissance reçue n'est pas affectée par l'augmentation de l'ordre du filtre seulement mais également par la longueur de la fibre [6].

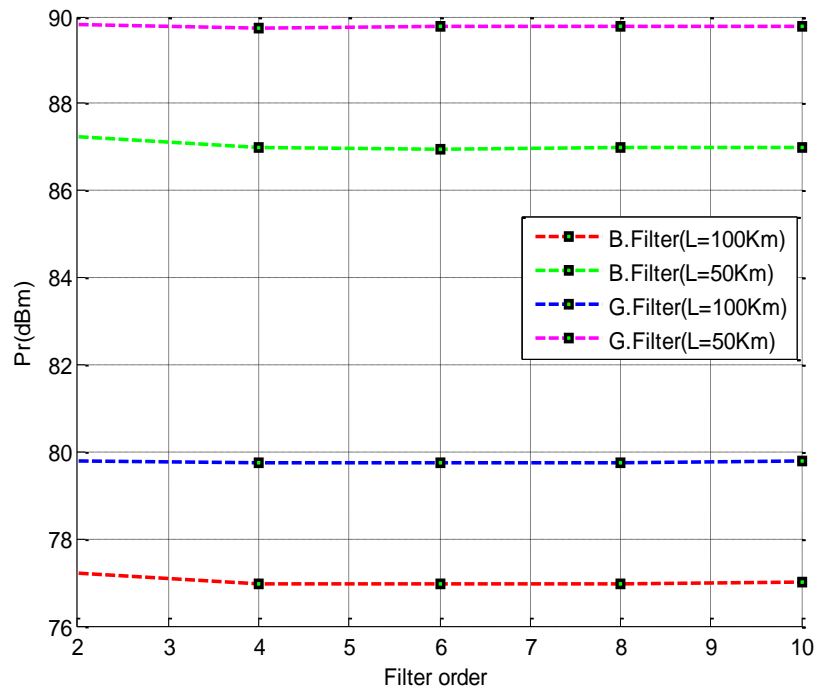


Figure 5.3 Impact de l'ordre du filtre sur la puissance reçue

5.2.1.3 Variation de la bande passante BP (GHz) de filtre

La première étude concerne l'impact de la bande passante du filtre sur la qualité du signal reçu. Nous maintiendrons l'ordre 4 pour les deux filtres.

La figure (5.4) représente la courbe du TEB en fonction de la bande passante du filtre. Elle montre que pour une bande passante (BP) allant de 20 à 30 GHz on obtient de meilleurs taux d'erreur binaire (TEB) pour le filtre de Bessel. Donc, dépasser cette plage de fréquences le TEB diminue entraînant une augmentation des interférences entre les symboles et pénalisant ainsi la liaison. Et pour une BP allant de 30 à 50 GHz le filtre Gaussien maintient un TEB inférieur à 10^{-9} donnant ainsi de meilleures performances.

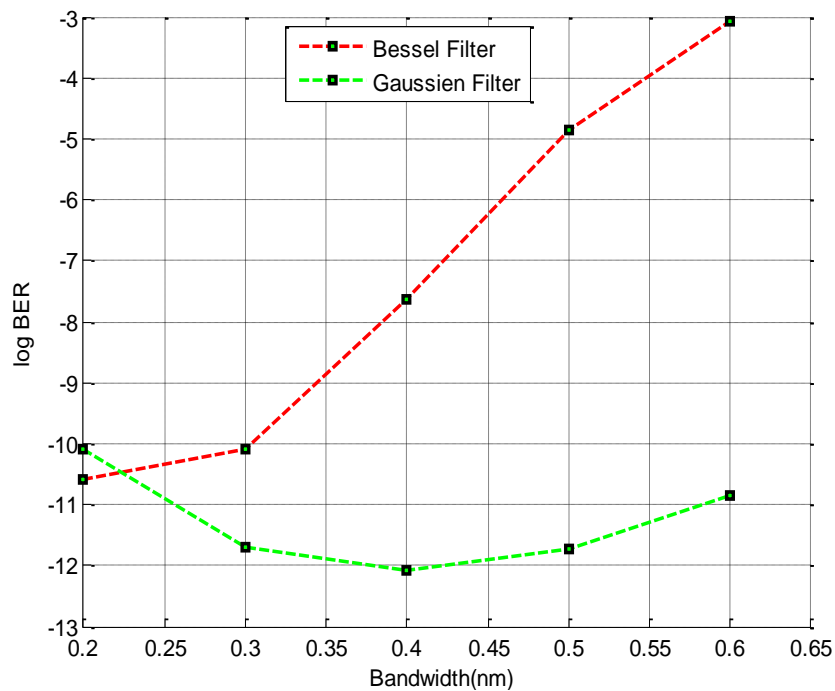


Figure 5.4 Effet de la bande passante sur le BER

5.2.1.4 Variation de la longueur de la fibre

En utilisant des fibres optiques SMF avec des longueurs allant de 20 à 100km par pas de 10 km, nous avons pu tracer une courbe du TEB en fonction du débit (200, 300 et 400 Mb/s). La figure (5.5) révèle que pour les deux filtres, nous pouvons maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} avec un débit inférieur à 300Mb/s sur une longueur de fibre allant jusqu'à 100 km sans amplification. Avec un débit binaire supérieur à 400Mb/s, nous obtenons un TEB de l'ordre de 10^{-5} ce qui augmente l'interférence entre les symboles et pénalise la liaison. Le filtre Gaussien offre de meilleures performances en termes de TEB; mais au-delà de 100 km le signal se dégrade pour les deux filtres.

L'augmentation de la longueur de la fibre et du débit dégrade la qualité du signal reçu.

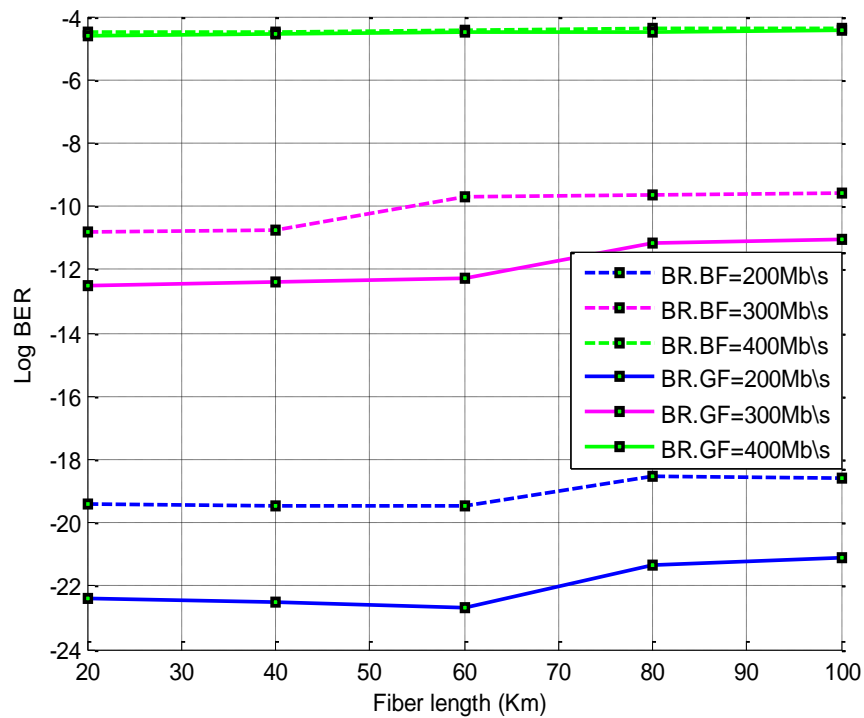


Figure 5.5 Impact de la variation de la longueur de la fibre sur BER

On peut en déduire qu'avec un débit inférieur à 300Mbps et au-delà d'une longueur de 100km une amplification suivie d'une compensation de dispersion seront indispensables pour améliorer le TEB. Ceci est nécessaire pour compenser l'atténuation la dispersion et l'apparition des effets non linéaires qui augmentent avec la longueur de la fibre.

5.2.2 Conclusion

Nous avons présenté l'étude concernant l'impact des différents paramètres d'un encodeur tels que le type de filtre optique, la bande passante, et l'ordre sur les performances d'une liaison SAC-OCDMA pour le réseau local optique.

La contribution de cette étude est de justifier l'usage d'un filtre optique optimal (Bessel, Gaussien) dans les codeurs MUX en accord avec la bande choisie par l'utilisateur (50 ou 25GHz). Nous avons présenté également une analyse de l'impact des divers paramètres (bande passante, ordre) des filtres employés dans les codeurs WDM MUX.

Dans notre liaison hybride, WDM MUX et SAC-OCDMA, le choix d'un filtre optique adapté au codeur MUX peut améliorer l'efficacité du système avec une bande passante réelle. Nous pouvons donc recommander l'usage des filtres de Bessel pour la norme 25GHz et des filtres Gaussiens pour la norme 50GHz, avec des TEB respectifs de 10^{-18} et 10^{-23}

La puissance reçue n'est pas affectée par la variation de l'ordre des filtres. Nous pouvons donc en déduire que pour maintenir un TEB au-dessous de 10^{-9} , il faut maintenir la bande passante à moins de 0.3nm pour les deux filtres. La puissance reçue augmente de 4dBm pour chaque 20Km de longueur supplémentaire de la fibre optique pour les deux filtres.

Et afin d'obtenir une plus grande puissance reçue de l'ordre de 96dBm avec un débit de 400Mbs, il est recommandé d'utiliser la norme 50GHz avec des WDM MUX munis de filtres Gaussiens.

5.3 Analyse numérique des performances du code MDW

Un code efficace doit fournir un nombre maximum d'utilisateurs avec une longueur de code minimale, une flexibilité de mise en œuvre, une corrélation croisée idéale et des poids effectifs. Une configuration de trois utilisateurs (K=3) a été simulée avec le code MDW d'un poids égal à (W= 4). La conception et la génération du code et ses propriétés ont été rapportées dans le chapitre 2; la matrice du code est donnée par :

$$MDW = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} & \lambda_{14} & \lambda_{15} & \lambda_{16} & \lambda_{17} & \lambda_{18} & \lambda_{19} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} & \lambda_{24} & \lambda_{25} & \lambda_{26} & \lambda_{27} & \lambda_{28} & \lambda_{29} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} & \lambda_{34} & \lambda_{35} & \lambda_{36} & \lambda_{37} & \lambda_{38} & \lambda_{39} \end{bmatrix}$$

Les longueurs d'ondes pour les codes utilisés varient entre 1550 et 1556.4 nm pour 9 longueurs d'ondes avec un espacement de 0.8 nm, comme indiqué au tableau (5.3)

Tableau 5-3 Les longueurs d'ondes pour les trois utilisateurs.

Longueur d'onde (nm)	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7	λ_8	λ_9
Utilisateur1			0			0	0	0	0
Utilisateur2	0			0	0	0			0
Utilisateur3	0	0	0	0			0		

Un code MDW avec un poids de 4 noté $(N, 4, 1)$ pour une longueur de code donnée N , peut être lié au nombre d'utilisateurs K par:

$$N = 3K + \frac{3}{8} \left[\sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \right]^2 \quad (5.1)$$

5.3.1 Analyse analytique

Un nouvel code MDW a été proposé pour améliorer les performances de notre système. De ce fait, nous allons le comparer avec le code RD en termes de rapport signal à bruit (SNR) et de taux d'erreur binaire (BER) avec la détection directe SDD [10].

Le rapport signal à bruit (SNR) est défini comme étant le rapport de la puissance moyenne de signal à la puissance du bruit [11,12] :

$$SNR = \frac{I^2}{\sigma^2} \quad (5.2)$$

Où I représente la photo courant incident à la photodiode, exprimé par:

$$I = \mathfrak{R} \int_0^{\infty} G(\nu) d\nu \quad (5.3)$$

\mathfrak{R} étant le rendement de la photodiode donné par :

$$\mathfrak{R} = \frac{\eta e}{h\nu_0} \quad (5.4)$$

Où η est l'efficacité quantique, e la charge de l'électron et h la constante de Planck, ν_0 la fréquence centrale. $G(\nu)$ est la densité de puissance (DSP) des signaux optiques.

La variance du bruit σ^2 qui est la somme des puissances du bruit de grenaille 'Shot', du bruit PIIN (Phase Induced Intensity Noise) et du bruit thermique [13];

$$\sigma^2 = I_{shot}^2 + I_{PIIN}^2 + I_{thermal}^2 \quad (5.5)$$

L'équation peut être élaborée comme suit:

$$\sigma^2 = 2eBI + I^2 B \tau_c + \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (5.6)$$

τ_c Le temps de cohérence avec :

$$\tau_c = \frac{\int_0^{\infty} G(\nu)^2 d\nu}{[\int_0^{\infty} G(\nu) d\nu]^2} \quad (5.7)$$

Les paramètres de variance du bruit utilisés dans l'équation (5.6) sont rapportés dans le Tableau (5.4).

Tableau 5-4 Paramètres utilisés dans les calculs numériques

η	Rendement quantique	0,6
e	La charge d'électron	$1,6 \times 10^{-19}$ coulombs
h	Constante de Planck	$6,62 \times 10^{-34}$
ν_0	La fréquence centrale	1550nm
B	Bande passante électrique	466,5 MHz
K_b	Constante de Boltzmann	$1,38 \times 10^{-23}$ W/K/Hz
T_n	La température de bruit de récepteur	300K
R_L	Résistance de charge	1030 Ω
P_{sr}	Puissance d'émission (reçue)	-10dBm

5.3.2 Calcul du photo-courant pour la détection SDD avec le code MDW

Pour simplifier l'analyse de notre système, il faut respecter les hypothèses suivantes [13] :

1. La source de lumière est non polarisée son spectre est plat dans la largeur de bande $[\nu_0 - \Delta\nu/2, \nu_0 + \Delta\nu/2]$ où ν_0 est la fréquence centrale et $\Delta\nu$ est la bande de la source en Hertz.
2. Chaque utilisateur dispos d'une puissance P_{sr} égale à l'émetteur;
3. Les trains de bits de chaque utilisateur sont synchronisés.
4. Toutes les composantes spectrales de puissance ont une largeur spectrale identique;

La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus pendant la durée d'un bit est exprimée selon [14] [15] comme étant :

$$\mathbf{G}(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \mathit{rect}(i) \quad (5.8)$$

Où

P_{sr} : La puissance d'émission effective de la source à large bande au niveau du récepteur,

K : Le nombre d'utilisateurs actifs,

N : La longueur MDW,

d_K : Le bit de données de l'utilisateur K ^{ème}, qui est soit '1' ou '0'.

La fonction $\mathit{rect}(i)$ avec :

$$\mathit{rect}(i) = u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i - 2) \right] - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i) \right] = u \frac{\Delta\nu}{2N} \quad (5.9)$$

Où $u(\nu)$ est la fonction échelon unitaire

$$u(\nu) = \begin{cases} 1, & \nu \geq 0 \\ 0, & \nu < 0 \end{cases}$$

En intégrant la DSP :

$$\int_0^\infty \mathbf{G}(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \int_0^\infty \mathit{rect}(i) \quad (5.10)$$

$$\int_0^\infty \mathbf{G}(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \int_{\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2i-2)}^{\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2i)} \mathit{rect}(i) \quad (5.11)$$

$$\int_0^\infty \mathbf{G}(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \cdot \frac{\Delta\nu}{N} \quad (5.12)$$

$$\int_0^\infty \mathbf{G}(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \cdot \frac{\Delta\nu}{N} = \frac{P_{sr}}{N} \sum_{K=1}^K \mathbf{d}_K \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_K(i) \mathbf{C}_i(i) \quad (5.13)$$

Soit $C_k(i)$ le $i^{\text{ème}}$ élément du $K^{\text{ème}}$ code MDW, $C_l(i)$ le $i^{\text{ème}}$ élément du $l^{\text{ème}}$ code MDW.

Selon les propriétés du code MDW, la technique de détection directe peut s'écrire:

$$\sum_{i=1}^N C_k(i) C_l(i) = \begin{cases} \mathbf{w}, & \text{pour } k = l \\ \mathbf{1}, & \text{pour } k \neq l \end{cases} \quad (5.14)$$

Le photo-courant I à la réception est défini par l'équation (5.3) comme étant [13,16] :

$$I = \Re \int_0^{\infty} G(v) \quad (5.15)$$

En remplaçant l'équation (5.13) dans (5.15)

$$I = \Re \int_0^{\infty} G(v) = \Re \frac{P_{sr}}{N} \sum_{K=1}^K d_K \sum_{i=1}^N C_K(i) C_l(i) \quad (5.16)$$

$$\sum_{i=1}^N C_k(i) (C_k(i) C_l(i)) = \begin{cases} \mathbf{2}; & k = l \\ \mathbf{0}; & k \neq l \end{cases} \quad (5.17)$$

$$\sum_{i=1}^N C_k(i) C_l(i) \sum_{i=1}^N C_k(i) (C_k(i) C_l(i)) = \begin{cases} \mathbf{W} - \mathbf{2}; & k = l \\ \mathbf{0}; & k \neq l \end{cases} \quad (5.18)$$

A partir de l'équation (5.13) et (5.18), l'intégrale de DSP devient :

$$\int_0^{\infty} G(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{K=1}^K d_K \sum_{i=1}^N C_K(i) C_l(i) \cdot \frac{\Delta v}{N} = \frac{P_{sr}(w-2)}{N} \quad (5.19)$$

En remplaçant l'équation (5.19) dans (5.16), le courant incident devient;

$$I = \Re \int_0^{\infty} G(v) = \Re \frac{P_{sr}(w-2)}{N} \quad (5.20)$$

$$I = \Re \frac{P_{sr}(w-2)}{N} \quad (5.21)$$

5.3.3 Calcul de la variance du bruit

A partir des équations (5.5) et (5.6) la variance du bruit est la somme des puissances du bruit de grenaille 'Shot', du bruit PIIN (Phase Induced Intensity Noise) et du bruit thermique [17,18].

Calcul de I_{shot}^2

$$I_{shot}^2 = 2eBI = 2eB \frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N} \quad (5.22)$$

Calcul de $I_{thermal}^2$

$$I_{thermal}^2 = \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (5.23)$$

Calcul de I_{PIIN}^2

$$I_{PIIN}^2 = I^2 B \tau_c = 0 \quad (5.24)$$

En remplaçant l'équation (5.22), (5.23) dans (5.6), la variance devient :

$$\sigma^2 = 2eB \frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N} + \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (5.25)$$

A partir des équations ci-dessus le SNR peut être écrit comme suit:

$$SNR = \frac{\left(\frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N}\right)^2}{2eB \frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N} + \frac{4K_b T_n B}{R_L}} \quad (5.26)$$

En utilisant l'approximation gaussienne [19,20], nous pouvons exprimer le paramètre BER

$$BER = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right) \quad (5.27)$$

$$BER = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\left(\frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N}\right)^2}{2eB \frac{\Re.P_{sr}(w-2)}{N} + \frac{4K_b T_n B}{R_L}} \cdot \frac{1}{8}} \right) \quad (5.28)$$

L'analyse est effectuée à un débit de 622 Mbps et une puissance reçue -10 dBm. En utilisant une détection SDD sur la base des paramètres de performance du système dans le tableau (5.3).

La figure (5.6) révèle le taux d'erreur binaire (BER) en fonction du nombre d'utilisateurs pour les deux codes MDW et RD. A partir de cette figure on peut constater que le code MDW offre des performances améliorées par rapport au code RD, avec un faible taux d'erreur binaire BER (moins de 10^{-9}). L'augmentation du nombre d'utilisateurs provoque également une augmentation du BER ce qui dégrade les performances de la liaison.

Pour le code MDW, il est toujours capable de maintenir une communication efficace avec un BER $<10^{-9}$ avec un grand nombre d'utilisateurs allant jusqu'à 140.

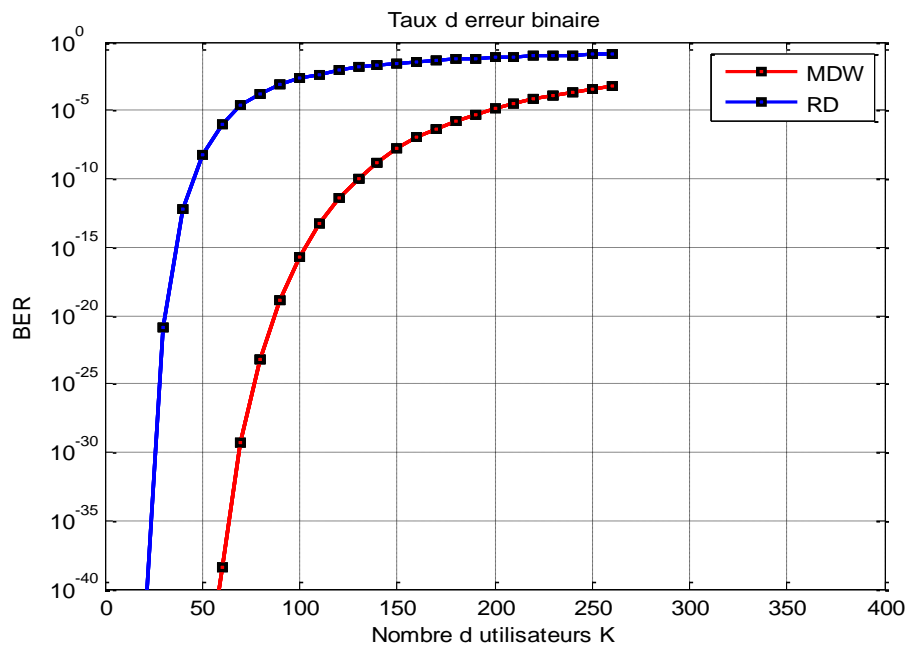


Figure 5.6 Variation de BER en fonction du nombre des utilisateurs pour les codes MDW, RD

La Figure (5.7) présente une comparaison de la performance des code MDW avec le code RD en terme de la variation du rapport signal à bruit (SNR) et le nombre d'utilisateurs, on peut constater que le code proposé 'MDW' offre des performances significativement meilleures (avec un SNR élevé) comparativement au code RD. Ceci garantit une bonne qualité de transmission des données. Ces deux paramètres le SNR et le BER sont interdépendants; le BER du signal reçu augmente à mesure que le SNR diminue.

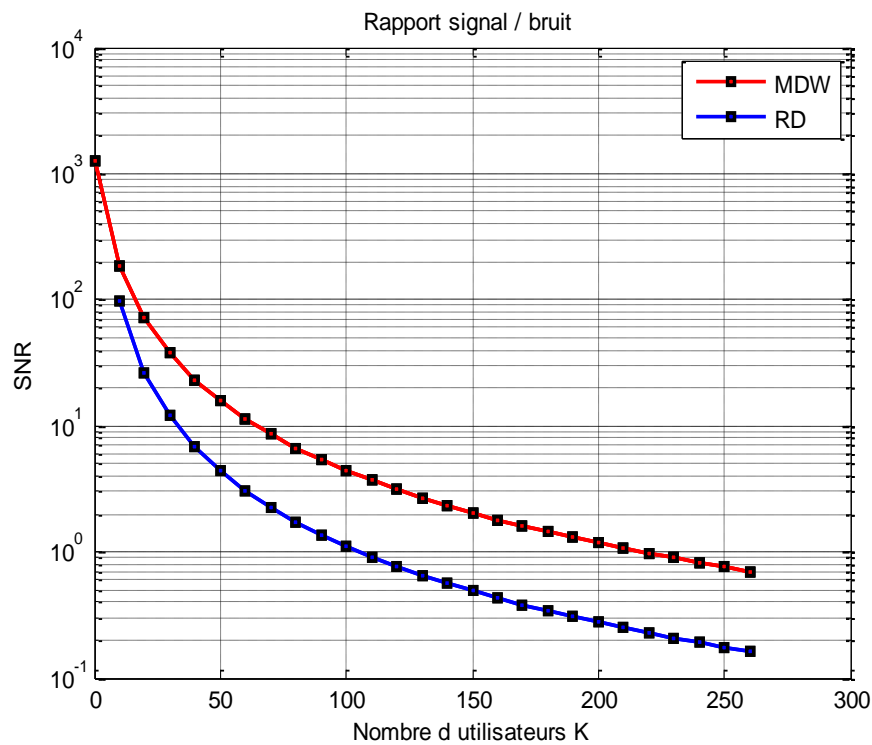


Figure 5.7 Variation de SNR en fonction du nombre des utilisateurs pour les codes MDW, RD.

Enfin, l'effet débit de transmission des données sur les performances du code MDW proposé est examiné en traçant le taux d'erreur binaire 'BER' pour différent nombre d'utilisateurs, comme illustré sur la figure (5.8). A partir de ces courbes on peut conclure que l'augmentation du débit de transmission des données entraîne une dégradation sur les performances du système.

La figure (5.8) montre également que lorsque nous augmentons le débit de données, le BER augmente car la largeur d'impulsion est inversement proportionnelle au débit binaire. Au fur et à mesure que le débit augmente, la largeur d'impulsion diminue et l'ensemble du système devient plus sensible à l'effet de dispersion [21]. Cependant, le code proposé est capable de fonctionner efficacement jusqu'à 1 Gbps de données mais avec un nombre limité d'utilisateurs allant à 40.

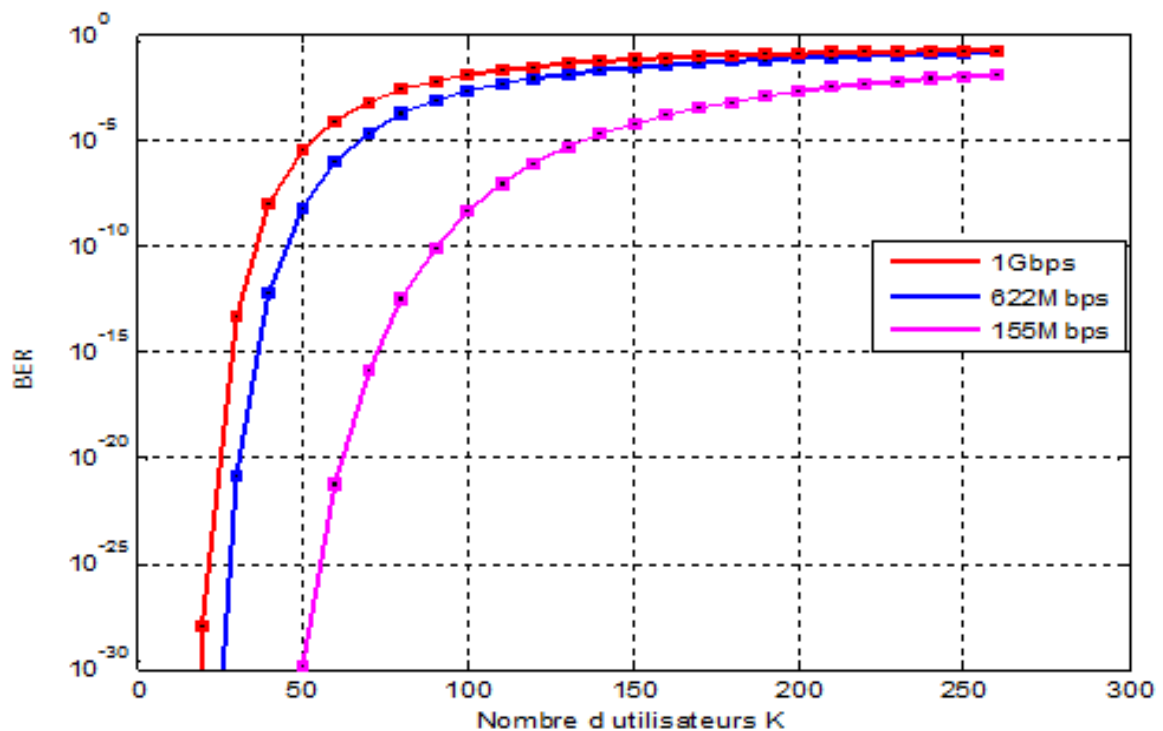


Figure 5.8 Variation de BER en fonction du nombre des utilisateurs pour le code MDW avec différents débits de transmission de données.

5.4 Etude de l'impact du décodeur sur la liaison SAC OCDMA

Une troisième étude a été effectuée sur l'impact des différentes architectures de décodeurs à base de filtres optiques et de réseaux de Bragg (FBG) sur les performances du système SAC-OCDMA pour le réseau LAN.

Nous présentons les résultats de simulation d'une liaison SAC-OCDMA comportant 3 utilisateurs à 622Mbps permettant de caractériser les différents décodeurs à base de filtres optiques et de réseaux de Bragg en termes d'efficacité, de bande passante et d'isolation des canaux adjacents. Le but est d'analyser l'impact de ces décodeurs sur les performances du système. Au niveau de l'émetteur, nous gardons l'encodeur à base de filtre gaussien utilisé lors de notre étude préliminaire qui nous donne de meilleures performances à notre chaîne, mais cette fois on a généré les codes MDW pour les trois utilisateurs actifs.

Au niveau du récepteur, les différentes séquences de code modulées doivent être séparées. On a choisi les deux architectures SDD et SPD avec une variété de filtres optiques (Gaussien, Bessel et FBG) comme décodeur, pour détecter les données de chaque utilisateur, qui vont être détaillés aux sections 5.4.1.1 et 5.4.1.2 ci-dessous.

Finalement, le signal désiré est détecté par une photodiode PIN filtré à l'aide d'un filtre de Bessel d'ordre 5 (fréquence de coupure $0,75 \times D$ où D est le débit de données [22]). La performance du système est évaluée en termes de taux d'erreurs par bit (TEB), et de diagramme d'œil.

5.4.1 Différentes architectures des décodeurs

La sécurité des informations transmises doit être assurée par les techniques de codage / décodage OCDMA. L'avantage du SAC-OCDMA est d'éliminer les interférences d'accès multiple (MAI), où l'architecture de détection affecte la conception des récepteurs qui jouent un rôle primordial. Dans la littérature [22,23] et [24], la conception des modules codeur et décodeur pour le système SAC-OCDMA est basée sur les réseaux de fibre de Bragg (FBG). La contribution de notre travail est de remplacer les FBG par des multiplexeurs basés sur des filtres optiques et de choisir ceux qui améliorent les performances de notre système en recourant à deux techniques de détection différentes.

Les systèmes SAC-OCDMA offrent plusieurs types de schémas de détection comme rapporté dans le chapitre 3.6. Pour réduire le coût et la complexité du décodeur, nous avons choisi les détections SDD et SPD.

5.4.1.1 Détection SDD à base de filtres optiques

La technique proposée est réalisée en utilisant un WDM MUX basé sur divers filtres optiques peu coûteux (filtre optique gaussien, filtre optique de Bessel) pour décoder le signal reçu. Le schéma du récepteur de cette technique est illustré sur la figure (5.9.a)

Dans cette technique, seuls les spectres optiques des composants désirés sont conservés tandis que les composants indésirables sont éliminés par filtrage. Il est clair que la même composante de fréquence est directement détectée du côté récepteur, par conséquent son circuit est très simple et moins coûteux [22]. Le filtre (FBG) est également utilisé dans l'implémentation SDD comme le montre la Figure (5.9.b)

Alors, lequel de ces deux systèmes peut améliorer les performances du système

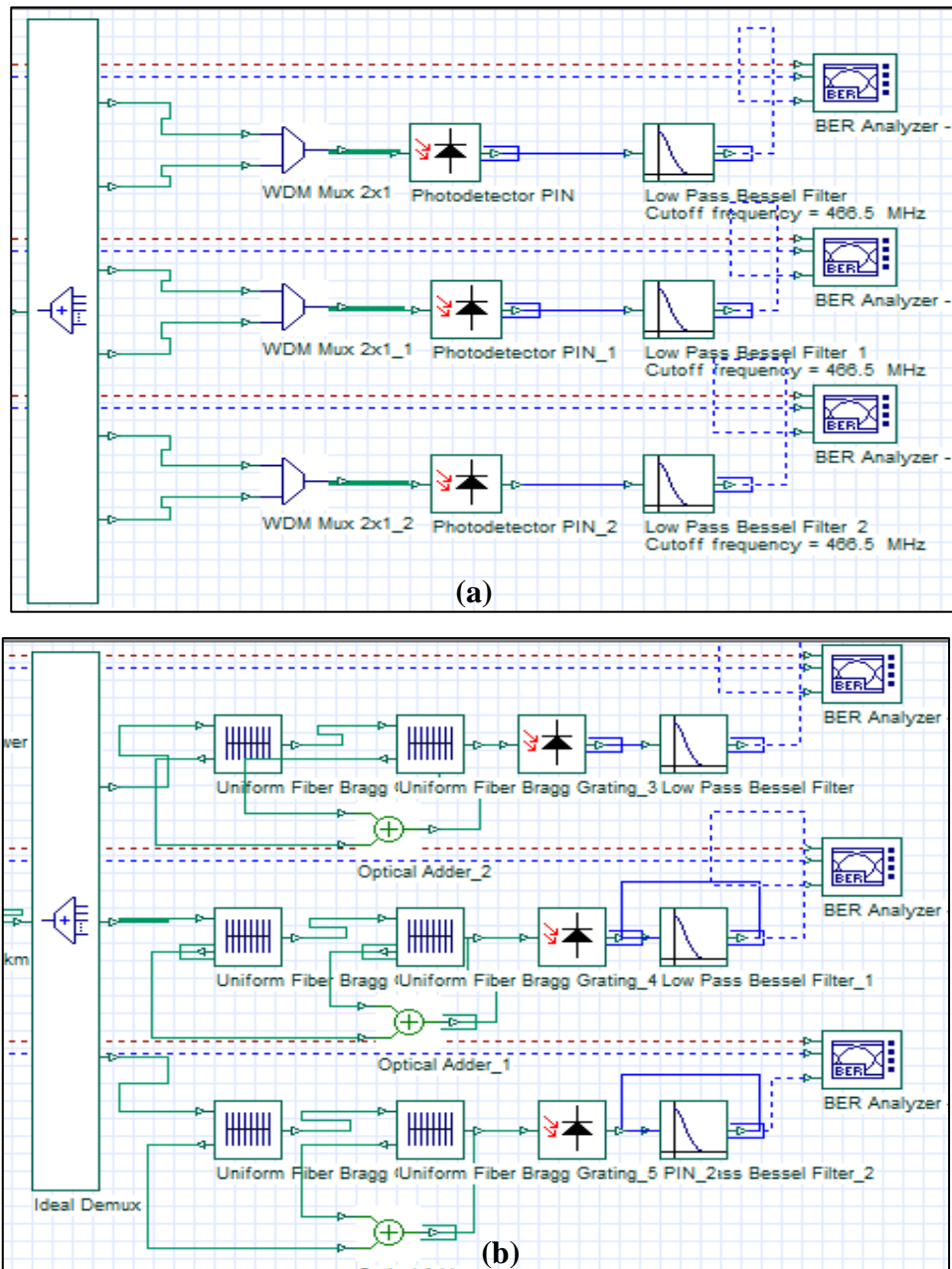


Figure 5.9 SDD avec le code MDW, (a) à base de WDM MUX, (b) à base des FBG

5.4.1.2 La détection SPD à base des filtres optiques

La technique proposée est mise en place en utilisant deux filtres optiques (Gaussien et Bessel) en tant que décodeur et un filtre optique en tant que s-Décodeur pour décoder le signal reçu, tel que représenté sur la Figure (5.11 :(a),(b)). Le filtre FBG est employé dans une deuxième mise en œuvre SPD (cf. figure (5.12)), où nous allons comparer les performances des deux systèmes.

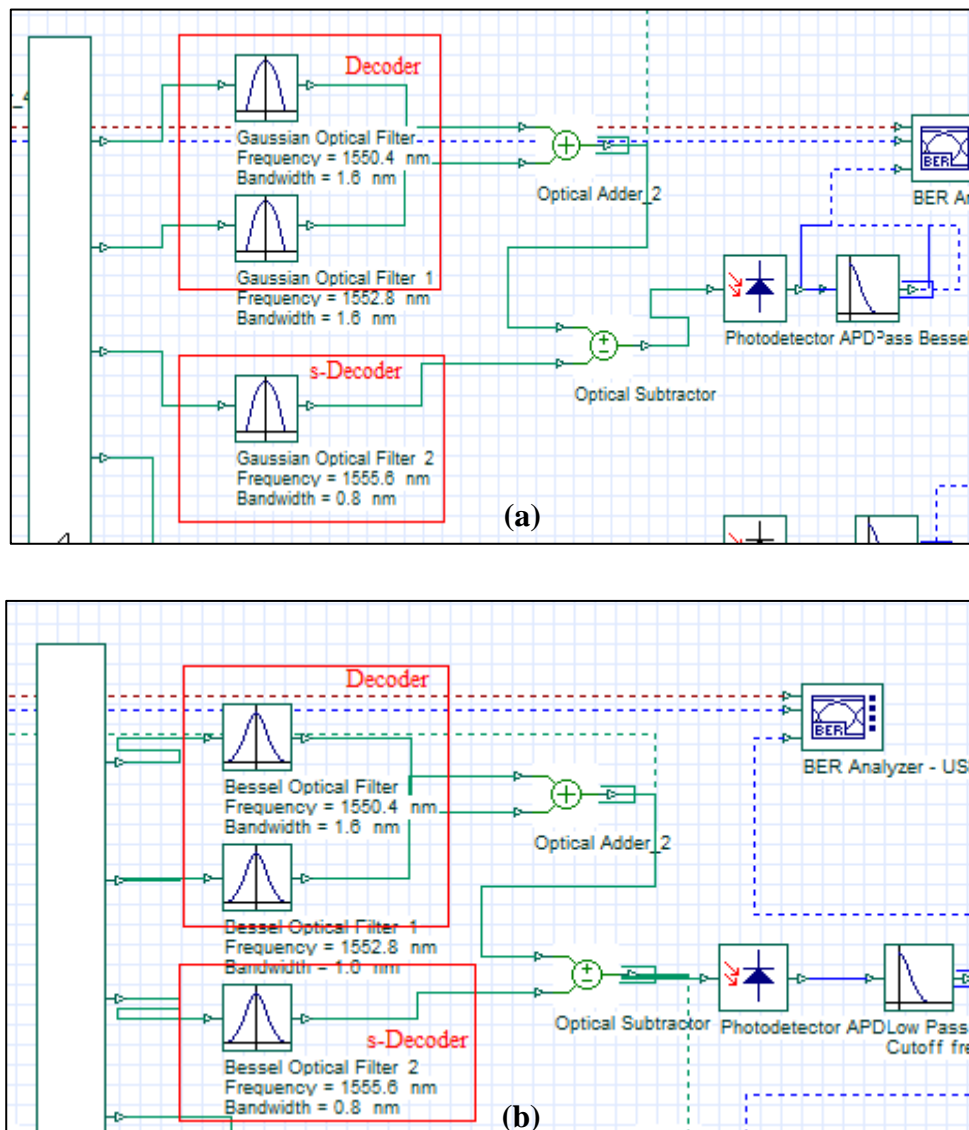


Figure 5.10 Détection SPD avec le code MDW, (a) à base de filtre Optique Gaussien, (b) à base de filtre Optique Bessel

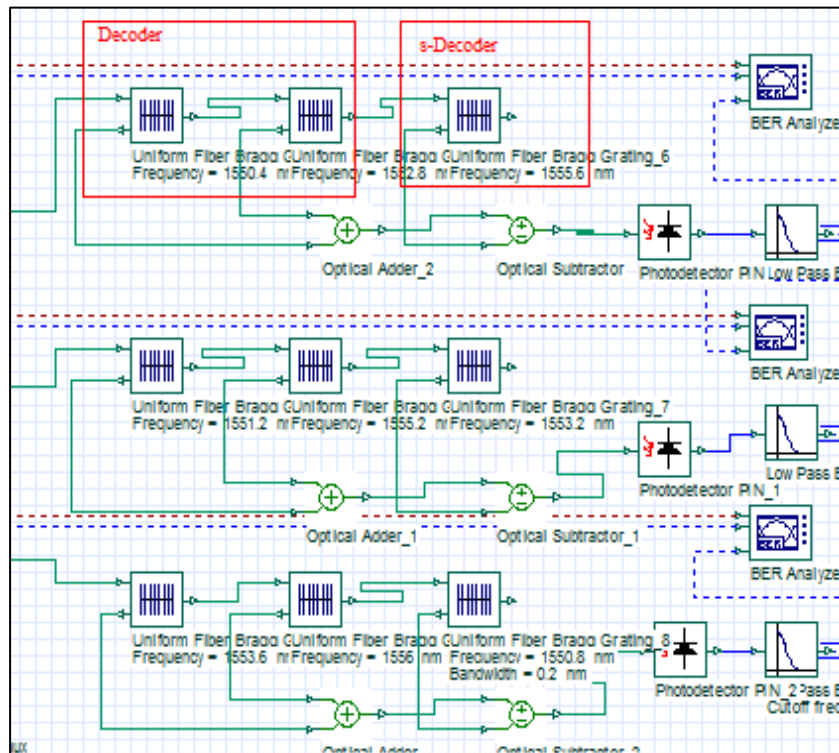


Figure 5.11 Détection SPD avec le code MWD à base de FBG

5.4.1.3 Impact du changement des types de décodeurs et de filtres optiques

La figure (5.12) montre les diagrammes d'œil pour la détection SDD avec des filtres optiques Gaussien, Bessel et FBG à 20 Km, où le taux d'erreur binaire (TEB) = 2.7×10^{-17} , 1.45×10^{-15} , 9.38×10^{-13} respectivement. Le TEB qui diminue, engendre une augmentation des interférences entre les symboles et pénalise la liaison.

La figure (5.13) montre les diagrammes d'œil pour la détection SPD avec différents filtres optiques: Gaussien, Bessel et FBG à 20 Km, où le TEB = 9.3×10^{-20} , 1.46×10^{-17} , 7.95×10^{-15} .

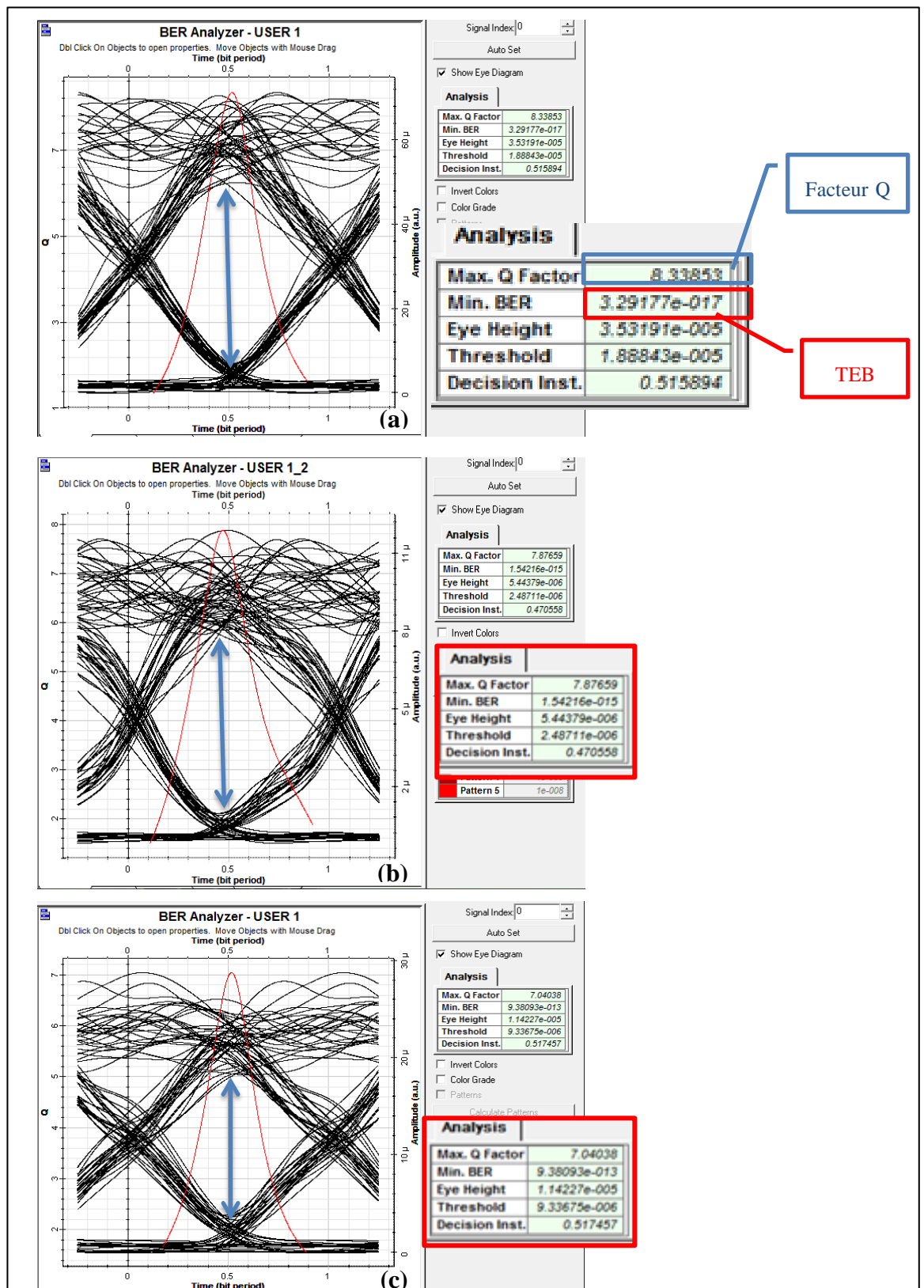


Figure 5.12 Diagramme de l'œil pour la détection SDD avec des filtres optiques: (a) Filtre optique Gaussien (b) Filtre optique de Bessel(c) Filtre FBG

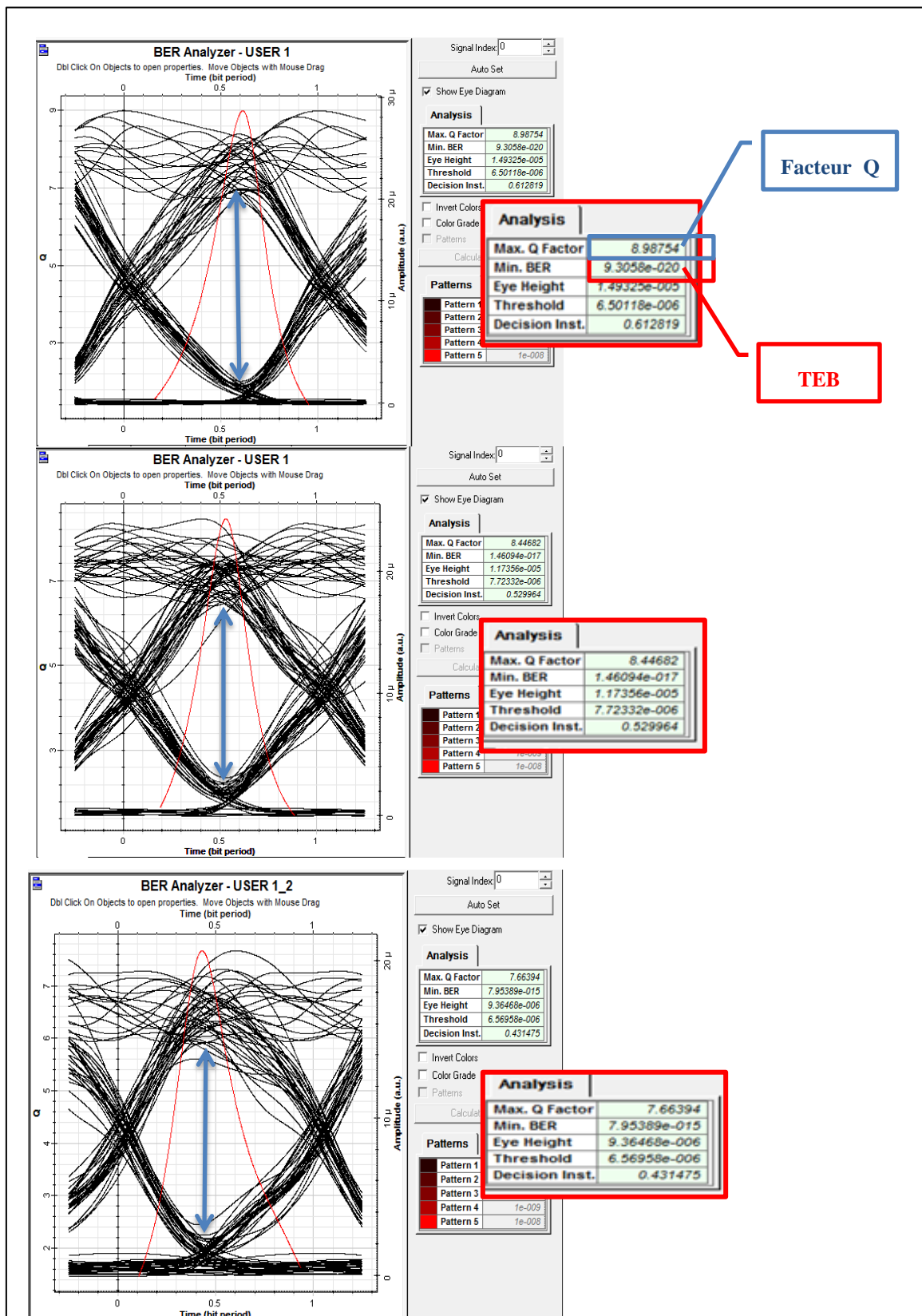


Figure 5.13 Diagramme de l'œil pour la détection SPD avec des filtres optiques: (a) Filtre optique Gaussien (b) Filtre optique de Bessel (c) Filtre FBG

En observant les diagrammes de l'œil (cf figure.5.12 et 5.13), on peut facilement relever que le filtre optique gaussien fournit une meilleure performance et une plus grande ouverture visuelle que celles des filtres de Bessel et FBG dans les deux détections SDD et SPD. De plus le filtre optique Bessel offre une meilleure performance que celle du réseau de Bragg FBG; le TEB diminue ce qui a pour résultat d'augmenter les interférences entre les symboles et pénalise la liaison.

L'impact de l'encodeur sur les performances de la liaison SAC OCDMA a été faite en deux parties : la première consistait à faire varier l'architecture de détection entre SPD et SDD, comme le montre le diagramme de l'œil et le TEB et le facteur Q. Il en ressort que le système SPD offre une meilleure performance en termes de TEB par rapport au système de détection spectrale directe SDD (figure.5.12.a et 5.13 .b). La deuxième partie consistait quant à elle à faire varier le type de filtre. Ceci est illustré par les diagrammes de l'œil (cf. figure 5.12 et 5.13) où l'on observe une ouverture progressive avec le filtre Gaussien.

5.4.1.4 Variation de la longueur de la fibre

La visualisation de l'effet de la variation de la longueur de la fibre sur la qualité du signal consiste en des simulations réalisées à un débit de 155Mb/s et un espacement de 0.4nm. La longueur de la fibre varie entre 20 et 90 km par pas de 10 km. La figure (5.14) révèle qu'on peut conserver un TEB inférieur à 10^{-9} pour une longueur de fibre ne dépassant pas les 70km avec le filtre FBG et une longueur de 80 km avec le filtre de Bessel. Pour le filtre Gaussien la longueur de fibre atteint 90 km.

On peut déduire qu'au-delà d'une longueur de 90km, une amplification suivie d'une compensation de dispersion seront indispensables pour améliorer le TEB : ceci pour compenser l'atténuation, la dispersion et l'apparition des effets non linéaires qui augmentent avec l'augmentation de la longueur de la fibre.

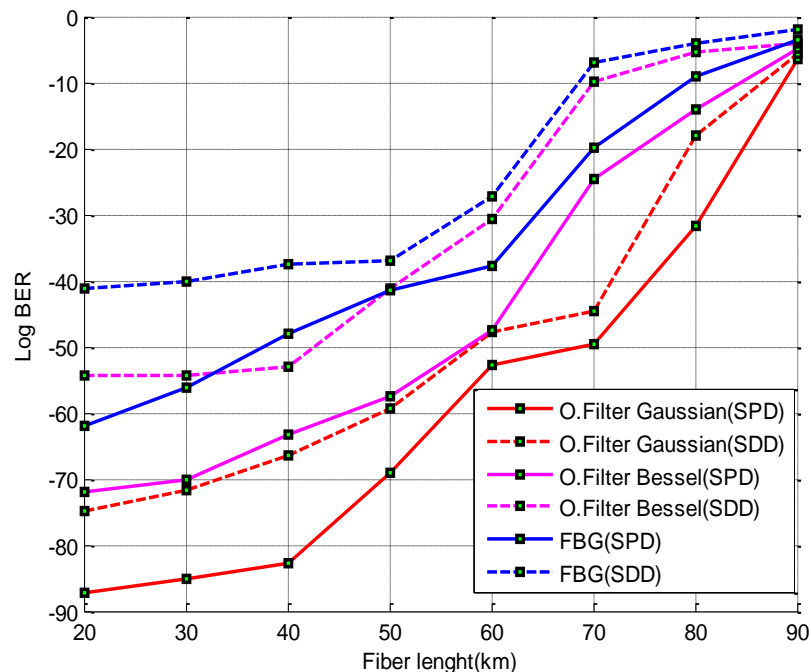


Figure 5.14 TEB en fonction de longueurs de fibre pour différents filtres optiques avec les deux encodeurs SDD et SPD.

Le système SAC-OCDMA combiné à une détection SPD avec différents filtres optiques (Gaussien, Bessel et FBG) peut fournir de meilleures performances que la détection SDD. Pour une longueur de fibre égale à 80 km avec la détection SPD à base des filtres Gaussien, le TEB peut atteindre une valeur de $1,8 \times 10^{-32}$ alors qu'avec la détection SDD ce taux est de $7,6 \times 10^{-19}$ avec le même filtre optique.

Avec le code MDW toutes les chips de codes à faible corrélation croisée ne sont pas détectées; avec la détection SDD seules les chips sans chevauchement sont détectées. En revanche avec la détection SPD un soustracteur optique entre les chips sans chevauchement (Décoder) et les chips superposées (S-Decoder) permet d'éliminer définitivement les MAI

5.4.1.5 Impact du changement de débit

A une longueur de fibre de 30 km et un débit varié d'un STM1 jusqu'à un STM2, on peut remarquer (cf figure 5.15) que la valeur du TEB augmente avec l'augmentation du débit de transmission pour les deux techniques.

Cependant, le filtre optique Gaussien est considéré comme une meilleure solution pour améliorer les performances du système SAC-OCDMA avec des effets de dispersion minimisés par rapport aux filtres Bessel et FBG.

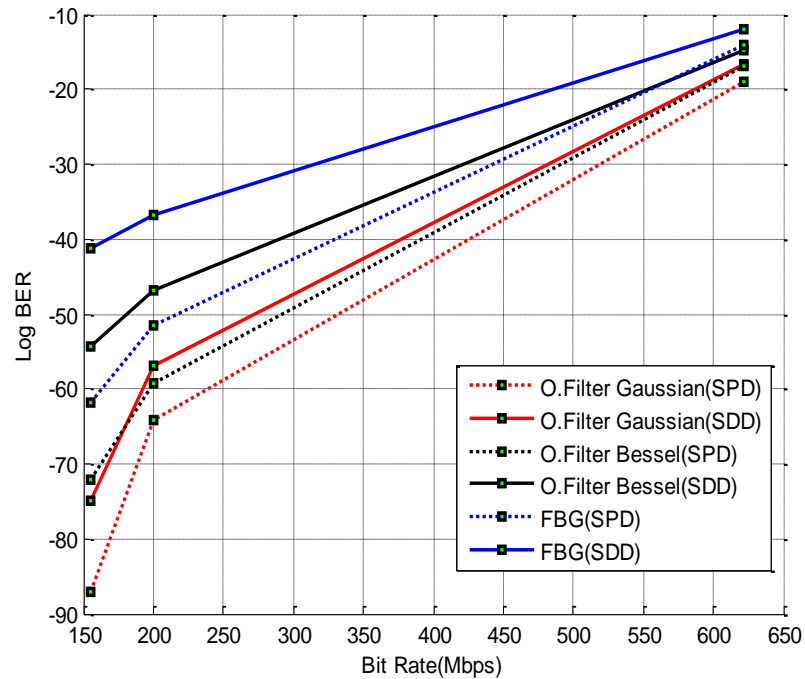


Figure 5.15 TEB en fonction du débit binaire pour une longueur de fibre de 30 km

5.4.1.6 Impact de puissance reçue

Une analyse de l'évolution de la puissance reçue (Figure 5.16) montre que pour le maintien d'un TEB inférieur à 10^{-9} , il est nécessaire d'avoir une puissance à l'entrée du décodeur SPD supérieure à -23.8 dBm. Pour le décodeur SDD il faut garder la puissance supérieure à -22.8 dBm

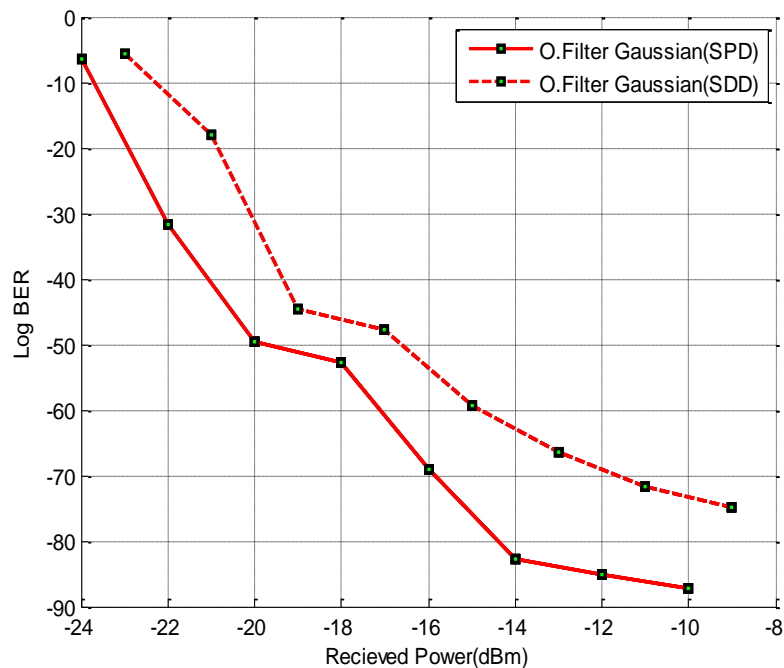


Figure 5.16 TEB en fonction de la puissance à l'entrée du décodeur avec filtre Gaussien

La puissance reçue est affaiblie de -2 dBm à chaque augmentation de 10 km supplémentaire de fibre optique.

5.4.1.7 Conclusion

Nous avons testé et évalué l'impact des différents filtres optiques (Gaussien, Bessel et FBG) comme dispositifs de décodage dans les réseaux SAC-OCDMA en utilisant deux techniques de détection SPD et SDD avec le code MDW. Les résultats révèlent que le TEB est toujours réduit même lorsque la longueur du code est longue. Ces simulations ont été réalisées avec une détection à photodiode unique sur le segment de détection à partir duquel les coûts sont relativement bas par rapport à des types de détection possédant deux branches. Les filtres Gaussien et Bessel ont une moindre dispersion que les filtres FBG.

Conclusion Générale

Le succès de l'accès multiple par répartition de code (CDMA) dans les réseaux cellulaires a entraîné un intérêt grandissant de la part des chercheurs, en vue d'introduire cette technique de multiplexage des réseaux de radiofréquences aux réseaux optiques.

Ces réseaux CDMA offrent un certain nombre d'avantages, tels que la transmission asynchrone, le potentiel d'une sécurité accrue, le contrôle de la qualité du service, etc., qui permettent au réseau de répondre aux exigences de flexibilité, d'évolutivité, d'efficacité et donc de rentabilité. Cependant, ces propriétés du réseau CDMA constituent également les deux principales sources de bruit qui peut se manifester dans un tel réseau; l'interférence d'accès multiple et le bruit d'intensité. Ces sources de bruit résultent du fait que chaque canal présent sur le réseau partage les mêmes ressources de temps et de bande passante, et peut sévèrement limiter la capacité d'un réseau CDMA optique dans le cas où une méthode d'élimination du bruit n'est pas employée.

Le réseau OCDMA comprend les principaux éléments : le codeur, le décodeur, les types de codes et la nature des codes. Les systèmes de communication optique font généralement appel à des codes unipolaires car la puissance optique est indispensable pour transmettre l'information. L'inconvénient avec la puissance optique est qu'elle ne peut jamais être rendue négative.

Notre objectif était de réduire les bruits, et d'améliorer les performances avec des systèmes SAC-OCDMA utilisant des filtres optiques comme encodeurs/décodeurs et des sources à larges bandes incohérentes comme sources lumineuses.

Pour ces raisons il est nécessaire de disposer de filtres optiques performants pour l'émetteur et le récepteur. Cette thèse avait pour objectif d'étudier l'impact de l'encodeur \décodeur à base de filtres optiques (FBG, Bessel, Gaussien) dans des liaisons de transmission destinées aux réseaux locaux et métropolitains; les filtres doivent assurer un espacement et une diaphonie réduite entre les canaux, ainsi que de faibles pertes.

Une étude bibliographique, retranscrite dans les premiers chapitres, a permis l'analyse de la configuration des encodeurs/décodeurs et les différentes architectures de détection à base de filtres optiques et de WDM MUX utilisés dans les transmissions SAC OCDMA tout en dégagant les avantages et les inconvénients de chacun d'entre eux et permettant ainsi de faire des choix optimaux selon les besoins de l'application désirée dans le cadre des deux normes (25Ghz et 50Ghz). Les filtres actuellement commercialisés sont des filtres fixes dont le coût est élevé, comme les filtres classiques Fabry-Pérot et les filtres interférentiels diélectriques. Notre prérequis pour l'introduction du WDM MUX à base de filtres optiques comme encodeur dans notre chaîne SAC OCDMA capitalise sur l'expérience de la microélectronique qui peut intégrer tout un ensemble sur une seule et même puce, ce qui est très attractif pour toute application nécessitant un grand nombre de canaux, et une bonne vitesse d'accord.

Les premières simulations ont pour objectif d'évaluer les performances de l'encodeur DWM MUX en termes de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction des paramètres caractéristiques du filtre optique composé, à savoir : la largeur de bande, l'ordre, ainsi que l'espacement entre canaux. La contribution de cette étude est de justifier l'usage d'un type de filtres optiques optimal (Bessel, Gaussien) dans les codeurs MUX en accord avec la bande choisie par l'utilisateur (50 ou 25GHz). Nous pouvons donc recommander l'usage des filtres de Bessel pour la norme 25GHz et des filtres Gaussiens pour la norme 50GHz, avec des TEB respectifs de 10^{-28} et 10^{-23} . La puissance reçue n'est pas affectée par la variation de l'ordre des filtres. Nous pouvons donc en déduire que pour maintenir un TEB en-dessous de 10^{-9} il faut maintenir la bande passante à moins de 0.3nm pour les deux filtres. Pour les deux filtres la puissance reçue augmente de 4dBm pour chaque 20Km de longueur supplémentaire de fibre optique.

Une deuxième simulation a été effectuée pour tester d'autres codes tels que le code MDW. Qui nous a amélioré le rapport signal à bruit SNR et augmenter le nombre d'utilisateurs jusqu'à 130 avec un débit allant à 1Gbps.

Dans la troisième partie de notre travail, nous avons étudié et simulé les dégradations causées par les types de filtres optiques qui composent le décodeur ainsi que les différentes architectures de détections: SDD et SPD avec les filtres (FBG, Bessel et Gaussien).

On a montré que le filtre optique gaussien fournit une meilleure performance et une plus grande ouverture visuelle relativement à celles des filtres de Bessel et FBG dans les deux détections SDD et SPD. De plus, le filtre optique de Bessel offre une meilleure performance que celle du réseau de Bragg (FBG); le TEB qui diminue provoque une augmentation des interférences entre les symboles et pénalise ainsi la liaison. Il en ressort que le système SPD offre une meilleure performance en termes de TEB par rapport au système de détection spectrale directe SDD.

Les simulations des liaisons SAC-OCDMA qui ont été menées, montrent qu'avec la détection SPD, une longueur supérieure à 90km nécessite une amplification suivie d'une compensation de dispersion pour améliorer le TEB; ceci dans le but de compenser l'atténuation, la dispersion et l'apparition des effets non linéaires qui augmentent avec la longueur de la fibre.

Les résultats montrent que pour maintenir un TEB inférieur à 10^{-9} , il est nécessaire d'avoir une puissance à l'entrée du décodeur SPD supérieure à -23.8 dBm. Pour le décodeur SDD il faut garder la puissance supérieure à -22.8 dBm

Les systèmes SAC OCDMA imposent un choix judicieux des codes unipolaires, et une recherche des filtres optiques les plus performants pour la conception des encodeurs/décodeurs et des méthodes de détections. Sur ce volet, le choix du filtre le mieux adapté à une application donnée demeure conditionné par deux facteurs clés que sont la technologie et les procédés de fabrication des circuits.

Références Chapitre 5

- [1] C.-S. Weng and J. Wu, "Optical orthogonal codes with nonideal cross correlation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 12, pp. 1856–1863, 2001.
- [2] M. S. Anuar, S. A. Aljunid, N. M. Saad, A. Mohammed, and E. I. Babekir, "Development of a Zero Cross-Correlation Code for Spectral-Amplitude Coding Optical Code Division Multiple Access (OCDMA)," *IJCSNS Int. J. Comput. Sci. Netw. Secur.*, vol. 6, no. 12, pp. 180–184, 2006.
- [3] F. Hilal, A. A. Aljunid, S, and B. Ahmad, R, "Design and Demonstration of a Novel Spectral Amplitude Coding OCDMA Code for Suppression Phase Intensity Induced Noise," *J. Commun.*, vol. 4, no. 1, 2009.
- [4] S. Anuar, M, A. Aljunid, S, R. Badlishah, M. Saad, N, and I. Andonovic, "Performance Analysis of Optical CDMA System Based on Zero Cross Correlation (ZCC) Code Using OFDM Modulation.pdf," *J. Appl. Sci.*, vol. 7, no. 23, pp. 3819–3822, 2007.
- [5] S. A. Aljunid, M. D. A. Samad, M. Othman, M. H. Hisham, A. H. Kasiman, and M. K. Abdullah, "Development of modified double-weight code and its implementation in multi-rate transmissions," *2005 13th IEEE International Conference on Networks Jointly held with the 2005 IEEE 7th Malaysia International Conf on Communic*, vol. 1, p. 5 pp., 2005.
- [6] H. Djellab, N. Doghmane, A. Bouarfa and M. Kandouci, "Study of the Different Optical Filters in SAC-OCDMA System", *Journal of optical communication*, ISSN (Online) 2191-6322, 2018 <https://doi.org/10.1515/joc-2017-0223>
- [7] B. Chomycz, *Planning Fiber Optic Networks*: The McGraw-Hill Companies, inc, 2009.
- [8] R. Ramaswami, Sivarajan, Kumar, and Sasaki, Galen. , *Optical networks: A practical perspective.*: Morgan Kaufmann, 2009.
- [9] A. Bouarfa & M. Kandouci, "Performance of Spectral Amplitude Coding OCDMA Using Multi-identity High Power Code," *Journal of Advances in Computer Networks*, vol. 4, pp. 184-188, 2016.

- [10] M.Z. Norazimah, S.A. Aljunid, Hilal A. Fadhil and A.S. Md Zain,' Analytical Comparison of Various SAC-OCDMA Detection Techniques', IEEE, 2011
- [11] Ihssan Sh. H, Feras N. Hasoon, Sahbudin Shaari, "Optical CDMA system parameters limitations for AND subtraction detection scheme under enhanced double weight (EDW) code based on simulation experiment". *Optica Applicata*, vol. XL, pp. 669-676, 2010.
- [12] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M.Saad, A. Mohammed, E.I.Babekir, "PIN versus avalanche photodiode gain optimization in zero cross correlation optical code division multiple access system", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, pp. 371-375, 2013.
- [13] N. Ahmed, S. A. Aljunid, R. B. Ahmad, M. A. Rashid ,'Novel OCDMA Detection Technique based on Modified Double Weight Code for Optical Access Network', *elektronika ir elektrotechnika*, ISSN 1392-1215, VOL. 18, NO. 8, 2012
- [14] Issac A.M ashour, Sahbudin Shaari, P.Susthitha Menon and Hesham A.Bakarman, "Optical Code-Divisio Multiple-Access and wavelength Division Multiplexing : hybrid scheme review", *Journal of Copmputer Science*, vol. 8, pp. 1718-1729, 2012.
- [15] F.R.K. Chung, Jawad A. Salehi and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes : design, analysis, and applications". *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 35, pp. 595-605, 1989.
- [16] Garadi Ahmed, « Contribution à l'étude des codes optiques ZCC:Application au système SAC-OCDMA», Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabès de sidi-bel-abbes, 2015.
- [17] A. Bouarfa, M. Kandouci, A. Garadi and H. Djellab,'PIIN Cancellation Using a Novel Receiving Architecture for Spectral/Spatial SAC-OCDMA System',*Du gryter,J. Opt. Commun.*; <https://doi.org/10.1515/joc-2017-0179>,2017.
- [18] Abdelkader Bouarfa, Malika Kandouci, and Hanane Djellab,' A New MIHP Code Using Direct Detection for SAC-OCDMA System',*International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 9, Number 4, December 2017*

- [19] S.A. Aljunid, M. Ismail, A. R. Ramli, B. M. Ali, and M. K. Abdullah, "A newfamily of optical code sequences for spectralamplitude-coding optical CDMA systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 10, October 2004.
- [20] H. Ghafouri-Shiraz, *Optical CDMA Networks, Principle, Analysis and Applications*, A John Wiley & Sons, Ltd., Publication, 2012.
- [21] M.Z. Norazimah, S.A. Aljunid, "Analytical Comparison of Various SAC-OCDMA Detection Techniques" IEEE 2nd Conference on Photonics, Kuala Lumpur, Kata Kinabalu, pp. 1-4, 2011.
- [22] I. M. S.Deepika, "Analysis of OCDMA system with single photodiode detection," *International Journal of Advanced Information Science and Technology (IJAIST)* vol. 4, 2015.
- [23] G. S. Kaur, "Improved Performance of SAC-OCDMA system using SPD Detection Technique," *International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE)*, vol. 4, 2015.
- [24] N. S. R.Bajpai, "Performance Enhancement of SPD Technique in SAC-OCDMA Systems," *OSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)* vol. 9, 2014.

Liste de Publications

- [1] **Djellab, H.**, Doghmane, N., **Bouarfa, A.**, et al. (2018). Study of the Different Optical Filters in SAC-OCDMA System. Journal of Optical Communications, from doi: 10.1515/joc-2017-0223
- [2] Bouarfa, A., Kandouci, M., Garadi, A., et **Djellab,H.**, (2017). PIIN Cancellation Using a Novel Receiving Architecture for Spectral/Spatial SAC-OCDMA System. Journal of Optical Communications, from doi: 10.1515/joc-2017-0179
- [3] Abdelkader Bouarfa, Malika Kandouci, and **Hanane Djellab.** (2017). A New MIHP Code Using Direct Detection for SAC-OCDMA System Dec2017, Vol. 9 Issue 4, p825-833. 9p. from doi: 10.15676/ijeei.2017.9.4.14

Conférence internationale

- [1] **H.Djellab**,N.Doghmane,et al, ''Performance of SACOCDMA system with two techniques Encoding MUX and FBG '' , Conférence Internationale Optique et Photonique Algérie , Université des Sciences et Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf Société Algérienne d'Optique et Photonique,Opal 2018.
- [2]N.Hadjaji,R.Hamdi,**H.Djellab**,'' Fiber Linear and Nonlinearity Compensation of 40 ×28 Gbaud PDM-QPSK transmission '' ,Conférence Internationale Optique et Photonique Algérie ,Université des Sciences et Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf Société Algérienne d'Optique et Photonique,Opal 2018.