

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
Université DJILLALI LIABES de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de Génie Electrique
Département de Télécommunications
Laboratoire des Télécommunications et de Traitement Numérique du Signal

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences
Spécialité : Télécommunications
Option : Systèmes des Télécommunications

Présentée par

Mme. DRIZ SAMIA

Contribution à l'étude du système hybride SCM SAC-OCDMA

Soutenue le : 27 / 06 /2018

Devant le jury composé de :

M. NAOUM Rafah	Pr	Président	UDL-SBA
M. DJEBBARI Ali	Pr	Directeur de thèse	UDL-SBA
M. BORSALI Ahmed Riad	Pr	Examineur	Univ-Tlemcen
M. BENAÏSSA Mohammed	MCA	Examineur	CU-Ain Témouchent
M. DJEBBAR Ahmed Bouzidi	Pr	Invité	UDL-SBA

Année Universitaire 2017-2018

Remerciements

Cette thèse est le résultat des travaux de recherche menés au sein du Laboratoire des Télécommunications et Traitement Numérique du Signal (LTTNS).

J'exprime ma profonde gratitude à mon directeur de thèse Monsieur DJEBBARI Ali, Professeur à l'Université DJILLALI LIABES de Sidi Bel Abbès, de l'honneur qu'il m'a fait en me proposant ce riche sujet. Ses qualités d'écoute, ses conseils avisés, son expérience en recherche et son soutien permanent ont largement contribué à l'aboutissement de cette étude.

Je tiens à remercier également Monsieur NAOUM Rafah, Professeur à l'université DJILLALI LIABES de Sidi-Bel Abbès, pour avoir accepté de présider le Jury de ma thèse ainsi que les membres du Jury : Monsieur BORSALI Ahmed Riad, Professeur à l'université de Tlemcen et Monsieur BENAÏSSA Mohammed, Maître de conférences au centre universitaire de Ain-Temouchent, pour avoir accepté de rapporter mon manuscrit de thèse.

Je suis honorée que Monsieur DJEBBAR Ahmed Bouzidi, professeur à l'université DJILLALI LIABES de Sidi Bel Abbès, fait partie de mon jury de soutenance. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements.

Enfin, et sans cité des noms, un remerciement particulier envers ceux et celles qui ont le plus partagé mon quotidien au laboratoire de recherche et ailleurs et qui ont toujours été à mes côtés pour m'aider et m'encourager.

Résumé

Le défi de concevoir un réseau de télécommunications, avec une grande capacité de multiplexage d'abonnés et une bonne qualité de transmission, est devenu une tâche essentielle pour les chercheurs et les fournisseurs de réseaux. Cette thèse a pour objectif l'optimisation du système de communication optique à accès multiple par répartition de codes à encodage spectral combinés au multiplexage de sous-porteuses (SCM SAC-OCDMA en anglais). Nous avons deux contributions principales. Notre première contribution consiste à optimiser le système SCM SAC-OCDMA dans le cas d'une détection directe pour une seule longueur d'onde ($1/\lambda$ - SCM SAC-OCDMA) et pour toutes les longueurs d'onde constituant le code (w/λ - SCM SAC-OCDMA). L'optimisation consiste à maximiser le SNR, du système en question, en minimisant les distorsions d'intermodulation. Nous montrons par simulations que notre critère d'optimisation a conduit à des meilleures performances en termes de capacité de multiplexage pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et de flexibilité pour le système w/λ - SCM SAC-OCDMA. Notre deuxième contribution est la modélisation de la chaîne de transmission optimisée et l'évaluation de ses performances dans un environnement réel, selon les recommandations de l'ITU, en utilisant le logiciel Optisystem version 9.0. Nous montrons par simulations que les résultats obtenus, en termes de BER, facteur Q et diagramme de l'œil, concordent fort bien avec ceux obtenus théoriquement avec l'approche d'optimisation proposée.

Mots-clés :

SAC-OCDMA, codes ZCC, multiplexage de sous-porteuses (SCM), SCM SAC-OCDMA, distorsion d'intermodulation, Optisystem.

Abstract

The challenge of designing a telecommunication network, with a high capacity of multiplexing subscribers and good transmission quality, has become a critical task for researchers and network providers. The aim of this thesis is to optimize the subcarrier multiplexed spectral-amplitude-coding optical code-division-multiple-access system (SCM SAC-OCDMA). We have two main contributions. Our first contribution consists in optimizing the SCM SAC-OCDMA system in the case of a direct detection for one wavelength ($1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA) and for all wavelengths constituting the code (w/λ -SCM SAC-OCDMA). Optimization involves maximizing the SNR of the system in question by minimizing intermodulation distortions. We show by simulation that our optimization criterion has led to better performances in terms of multiplexing capacity for the $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA system and flexibility for the w/λ -SCM SAC-OCDMA system. Our second contribution is the modeling of the optimized transmission chain and the evaluation of its performance in a real environment, according to the recommendations of the ITU, using the software Optisystem version 9.0. We show by simulations that the results obtained, in terms of BER, Q factor and eye diagram, agree very well with those obtained theoretically with the proposed optimization approach.

Keywords:

SAC-OCDMA, ZCC codes, sub-carrier multiplexing (SCM), SCM SAC-OCDMA, intermodulation distortion, Optisystem.

ملخص

أصبح التحدي المتمثل في تصميم شبكة اتصالات ذات قدرة عالية على مضاعفة عدد المشتركين مع جودة إرسال جيدة، مهمة بالغة الأهمية للباحثين ومقدمي الشبكات. الهدف من هذه الرسالة هو تحسين نظام الاتصال البصري ذو التشفير الطيفي المتعدد بتقسيم الشفرة المدمج مع تقنية تعدد إرسال الموجة الحاملة (SCM SAC-OCDMA). في هذه الأطروحة لدينا مساهمتين رئيسيتين. تتمثل أول مساهمة لنا في تحسين أداء النظام المذكور في حالة الكشف المباشر عن موجة واحدة (SCM SAC- OCDMA - $1/\lambda$) و عن جميع الموجات التي تشكل الرمز البصري (SCM SAC- OCDMA - w/λ). ويستند النهج المقترح إلى تعظيم ال SNR عن طريق خفض نسبة تشوه التشكيل البيئي، وقد حققت هذه التقنية، من خلال المحاكاة، أداء أفضل من حيث سعة الإرسال المتعدد للنظام SCM SAC- OCDMA - $1/\lambda$ و من حيث المرونة للنظام SCM SAC- OCDMA - w/λ . وتتمثل مساهمتنا الثانية في اعطاء نموذج لنظام الإرسال المحسن وتقييم أدائه في بيئة حقيقية، وفقاً لتوصيات الاتحاد الدولي للاتصالات باستخدام الإصدار التاسع لبرنامج Optisystem. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها، من حيث BER، وعامل Q ورسم تخطيط العين، أنها تتفق بشكل جيد مع النتائج التي تم الحصول عليها نظرياً مع نهج التحسين المقترح.

Table des matières

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

Chapitre 1

Accès multiple par répartition de code en optique

1.1 Introduction.....	4
1.2 Etat de l'art sur les techniques d'accès multiple.....	4
1.2.1 Accès multiple par répartition dans le temps.....	4
1.2.2 Accès multiple par répartition de fréquences	5
1.2.3 Accès multiple par répartition de codes	6
1.3 Techniques d'accès multiples en communications optiques.....	7
1.3.1 Accès multiple par répartition en temps en optique.....	7
1.3.1.1 La technique OTDM.....	7
1.3.1.2 La technique ETDM	10
1.3.2 Accès multiple par répartition de longueurs d'onde	11
1.3.3 Accès multiple par répartition de codes optiques	14
1.4 Etude de la technique OCDMA.....	15
1.4.1 Principe	15
1.4.2 Architectures.....	16
1.4.2.1 OCDMA temporel.....	17
1.4.2.2 OCDMA Spectral.....	19
1.4.2.3 OCDMA Hybride	22

A.	W-T / OCDMA.....	22
B.	T-S /OCDMA	23
C.	WDM / OCDMA	23
1.5	Techniques de détection en SAC-OCDMA.....	24
1.5.1	Détection balancée	24
1.5.2	Détection directe	26
1.6	Conclusion	27

Chapitre 2

Le système SCM SAC-OCDMA

2.1	Introduction.....	29
2.2	Technique SCM.....	29
2.2.1	Principe	29
2.2.2	Combinaison SCM/WDM	35
2.3	Principe du système SCM SAC-OCDMA.....	37
2.3.1	Présentation.....	37
2.3.2	Concept	37
2.3.3	Evolution du système SCM SAC-OCDMA	39
2.4	Conclusion	41

Chapitre 3

Optimisation et évaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA

3.1	Introduction.....	42
3.2	Analyse des performances du système.....	42
3.2.1	Modèle du système étudié	42
3.2.2	Calcul du SNR du système SCM SAC-OCDMA	43
3.2.3	Evaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA	48
3.2.4	Optimisation des performances du système SCM SAC-OCDMA	52
3.2.4.1	Méthode proposée.....	52
3.2.4.2	Résultats et discussions.....	55
3.3	Conclusion	59

Chapitre 4

Modélisation et évaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA sous le logiciel Optisystem

4.1	Introduction.....	60
4.2	Modélisation sous Optisystem	62
4.3	Simulation sous Optisystem	71
4.3.1	Paramètres de simulations	72
4.3.2	Evaluation des performances	75
4.3.2.1	Configuration mono-code : détection w/ λ -SCM SAC-OCDMA	79
4.3.2.2	Configuration mono-code : détection $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA	88
4.3.2.3	Configuration multi-codes : détection $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA	89
4.3.2.4	Effet du débit sur les performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.....	91
4.4	Conclusion	93
	Conclusion générale et perspectives	94
	Annexe A : Produits d'intermodulations	96
	Annexe B : Tableaux des produits IMPs D_{111} et D_{21}	99
	Annexe C : Méthode d'optimisation du système $1/\lambda$ - SCM SAC-OCDMA	100
	Annexe D : Les photodétecteurs	105
	Annexe E : Relations entre le BER, le SNR et le facteur Q.....	107
	Références.....	112

Liste des figures

Figure 1.1 - Technique d'accès multiple TDMA	5
Figure 1.2 - Technique d'accès multiple FDMA	6
Figure 1.3 - Principe d'étalement de spectre : a) signal d'entrée , b) signal étalé	6
Figure 1.4 - Technique d'accès multiple CDMA	7
Figure 1.5 - Emetteur OTDM à N utilisateurs	8
Figure 1.6 - Exemple d'un multiplexage OTDM à (04) utilisateurs	9
Figure 1.7 - Récepteur OTDM à N utilisateurs	10
Figure 1.8 - Emetteur ETDM à N utilisateurs	11
Figure 1.9 - Système WDMA à N utilisateurs	12
Figure 1.10 - Spectre WDM	13
Figure 1.11 - Fenêtres de transmission à faibles pertes	14
Figure 1.12 - Codage de données en OCDMA	15
Figure 1.13 - Architecture d'un émetteur-récepteur OCDMA	16
Figure 1.14 - Classification des techniques OCDMA incohérentes	16
Figure 1.15 - Types d'OCDMA temporel : a) DS-OCDMA , b) TPE-OCDMA	17
Figure 1.16 - Structure d'un système DS-OCDMA	18
Figure 1.17 - Technique du codage temporel	18
Figure 1.18 - Types d'OCDMA spectral : a) SAC-OCDMA , b) SPE-OCDMA	19
Figure 1.19 - Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA : a) pour usager désiré avec le code # i , b) pour un interférent avec le code # j	20
Figure 1.20 - Technologie d'encodage OCDMA spectral : a) Masque d'amplitude , b) AWG , c) Réseaux de Bragg , d) Démultiplexeurs et multiplexeurs optiques	21
Figure 1.21 - Architecture d'un réseau W-T / OCDMA	22
Figure 1.22 - Architecture d'un réseau T-S / OCDMA	23
Figure 1.23 - Architecture d'un système WDM / OCDMA PON	24
Figure 1.24 - Architecture d'un système SAC-OCDMA à détection balancée	25
Figure 1.25 - Exemple de fonctionnement de la détection balancée	26
Figure 1.26 - Architecture d'un système SAC-OCDMA à détection directe : a) $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA , b) w/λ -SCM SAC-OCDMA	27
Figure 2.1 - Architecture d'un système SCM	30
Figure 2.2 - Multiplexage et spectre SCM à deux canaux	30
Figure 2.3 - Distribution d'harmoniques et de produits d'intermodulation pour deux sous-porteuses.	31
Figure 2.4 - Distribution d'harmoniques et de produits d'intermodulation pour trois sous-porteuses.	32

Figure 2.5 - Distribution des IMPs : a) pour dix sous-porteuses , b) pour onze sous-porteuses.	35
Figure 2.6 - Architecture d'un système SCM/WDM.	36
Figure 2.7 - Allocation des fréquences dans un système SCM/WDM	36
Figure 2.8 - Architecture d'un système SCM SAC-OCDMA	38
Figure 3.1 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA considéré.	43
Figure 3.2 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses ; $P_{sr} = -10$ dBm: a) $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA , b) w/λ -SCM SAC-OCDMA	50
Figure 3.3 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses : $P_{sr} = -6$ dBm, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA	51
Figure 3.4 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses : $P_{sr} = -6$ dBm, système w/λ -SCM SAC-OCDMA.	52
Figure 3.5 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -10$ dBm, système w/λ -SCM SAC-OCDMA.	55
Figure 3.6 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -10$ dBm, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.	56
Figure 3.7 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -6$ dBm, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.	57
Figure 4.1 - Architecture de base du système RoF (CU : Central Unit ; MS : Mobile Station ; RAU : Radio Access Unit ; EA : Electrical Amplifier)	60
Figure 4.2 - Architecture cellulaire utilisant le système RoF	61
Figure 4.3 - Réseaux fixes sans fil	61
Figure 4.4 - Configuration du générateur de séquence PRBS	63
Figure 4.5 - Configuration du multiplex SCM sous Optisystem	63
Figure 4.6 - Critère de choix des fréquences sous-porteuses.	64
Figure 4.7 - Effet de l'espacement entre sous-porteuses.	65
Figure 4.8 - Effet du débit sur le nombre de sous-porteuses.	66
Figure 4.9 - Répartition des longueurs d'ondes.	67
Figure 4.10 - Génération du code optique C_1 sous Optisystem	68
Figure 4.11 - Modélisation de l'émetteur SCM SAC-OCDMA sous Optisystem	69
Figure 4.12 - Modélisation de l'opération du décodage optique et de détection, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.	70
Figure 4.13 - Modélisation de l'opération de démodulation RF et de récupération des données.	71
Figure 4.14 - Représentations temporelle et spectrale d'un signal à N échantillonnent	71
Figure 4.15 - Représentations temporelle et spectrale d'une séquence à N échantillons	72
Figure 4.16 - Fenêtres de simulation obtenues à partir du logiciel Optisystem : a) $B_r = 155$ Mbps, b) $B_r = 622$ Mbps	73
Figure 4.17 - Séquence de donnée NRZ ; $B_r = 155$ Mbps	74

Figure 4.18 - a) La séquence NRZ durant T_w , b) Durée du temps bit	75
Figure 4.19 - Signal reçu et sa densité de probabilité	76
Figure 4.20 - Représentation du diagramme de l'œil pour une transmission de type NRZ avec définition des principaux paramètres	77
Figure 4.21 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA mono-code	78
Figure 4.22 - Architecture w/λ -SCM SAC-OCDMA mono-code	78
Figure 4.23 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA multi-codes	79
Figure 4.24 - Spectre du multiplex SCM : 6 sous-porteuses RF	80
Figure 4.25 - Spectre optique du multiplexe SCM : 6 sous-porteuses RF	81
Figure 4.26 - Signal électrique reçu : a) premier utilisateur, b) troisième utilisateur et c) quatrième utilisateur	82
Figure 4.27 - Diagramme de l'œil : a) premier, b) deuxième, c) troisième, d) quatrième, e) cinquième et f) sixième utilisateur	85
Figure 4.28 - Facteur Q, utilisateur4	86
Figure 4.29 - BER minimum, utilisateur4	87
Figure 4.30 - Ouverture verticale de l'œil, utilisateur4	87
Figure 4.31 - Atténuation apportée par la fibre optique ($L = 20$ Km).	90
Figure 4.32 - Diagramme de l'œil.	90
Figure 4.33 - Variation du BER Vs débit binaire, $P_{sr} = - 8$ dBm.	92
Figure A.1 - Composant non-linéaire.	96
Figure C.1 - SNR en fonction de l'indice de modulation.	104
Figure E.1 - Relation BER – Q .	110

Liste des tableaux

Tableau 1.1 - Paramètres de l'exemple étudié	25
Tableau 2.1 - Produits d'intermodulation d'ordre 1, 2 et 3.	32
Tableau 2.2 - Distribution des produits D_{111} .	33
Tableau 2.3 - Distribution des produits D_{21} .	34
Tableau 3.1 - Maximum IMPs pour différentes valeurs de sous-porteuses.	48
Tableau 3.2 - Paramètres utilisés pour l'analyse du système SCM SAC-OCDMA.	49
Tableau 3.3 - Indices de modulation optimaux, $P_{sr} = -10$ dBm, systèmes : $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et w/λ -SCM SAC-OCDMA	54
Tableau 3.4 - Nombre de cas autorisés avec et sans optimisation pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA	58
Tableau 3.5 - Nombre de cas autorisés avec et sans optimisation pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA	58
Tableau 4.1 - Dix premières sous-porteuses espacées de $2/T_b$ et $3/T_b$	65
Tableau 4.2 - Les codes ZCC utilisés ($w = 4$, $L = 16$)	66
Tableau 4.3 - Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\Delta\lambda = 0.4$ nm.	67
Tableau 4.4 - Paramètres de simulation sous Optisystem.	75
Tableau 4.5 - Indices de modulation optimaux : configuration $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.	88
Tableau 4.6 - Performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, sans optimisation.	88
Tableau 4.7 - Performances du système optimisé $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, avec APD.	91
Tableau 4.8 - Performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA optimisé, $D_b = 155$ et 622 Mbps.	92
Tableau B.1 - Produits d'intermodulations de type D_{111} pour 18 sous-porteuses.	99
Tableau B.2 - Produits d'intermodulations de type D_{21} pour 18 sous-porteuses.	99
Tableau C.1 - Points stationnaires pour 5, 6, 7, 8, 9 et 10 sous-porteuses.	103
Tableau D.1 - Caractéristiques des photodiodes PIN	106
Tableau D.2 - Caractéristiques des photodiodes APD	106

Liste des abréviations

AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes
AMRL	Accès Multiple par Répartition en Longueur d'ondes
AMRT	Accès multiple par répartition dans le temps
APD	Avalanche PhotoDiode
AWG	Arrayed Waveguide Grating
BER	Bit Error Rate
BPF	Band Pass Filter
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiplexing Access
CS	Central Station
CU	Central Unit
CWDM	Coarse Wavelength Division Multiplexing
DCS	Dynamic Cyclic Shift
DEMUX	Démultiplexeur
DS	Direct Sequence
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DW	Double Weight
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EA	Electrical Amplifier
EO	Electro Optique
EOM	Electro-Optic Modulator
ETDM	Electrical Time Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiplexing Access
Fi-Wi	Fiber-Wireless
FSO	Free Space Optics
FTTB	Fiber To The Home
FTTH	Fiber To The Building
FTTx	Fiber To The x
GSM	Global System for Mobile communication
IMD	Inter Modulation Distorsion
IMP	Inter Modulation Product
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
ITU	International Telecommunication Union
KS	Khazani-Syed
LAN	Local Area Network
LD	Laser Diode

LED	Light Emitting Diode
LPF	Low Pass Filter
MAI	Multiple Access Interference
MD	Multi-Diagonal
MDW	Modified Double Weight
MUX	Multiplexer
MMF	Multi Mode Fiber
MZ	Mach-Zehnder
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	Non Return to Zero
OC	Optical Code
OCDMA	Optical Code Division Multiplexing Access
OE	Opto Electric
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
ONU	Optical Network Unit
OOK	On Off Keying
OSSB	Optical Single Side Band
OTDMA	Optical Time Division Multiplexing Access
PD	Photo-Detector
PIIN	Phase Induced Intensity Noise
PIN	Positive Intrinsic Negative
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence
RAU	Remote Antenna Unit
RC	Recursive Combinatorial
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
RZ	Return to Zero
SAC	Spectral Amplitude Coding
SCM	SubCarrier Multiplexing
SNR	Signal to Noise Ratio
SPE	Spectral Phase Encoding
TDMA	Time Division Multiplexing Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TPE	Temporel Phase Encoding
T-S	Temporal - Spatial
WDMA	Wavelength Division Multiplexing Access
W-T	Wavelength - Time
ZCC	Zero Cross-Correlation

Introduction générale

Les réseaux quels soient leur nature, locaux, hertziens ou optiques, sont essentiellement caractérisés par la présence d'un seul et unique support de transmission qui est partagé entre plusieurs utilisateurs voulant accéder au réseau. Ce partage de ressources offre de nombreux avantages permettant de faciliter la mise en œuvre de la connexion et d'assurer une grande souplesse d'installation à faible coût. Néanmoins, la partition non contrôlée du support a un revers, car les utilisateurs ne peuvent pas communiquer simultanément sur le même milieu de transmission. En effet, une utilisation incontrôlée causerait des collisions [1]. Donc, afin de mettre de l'ordre dans le réseau et répondre à la demande croissante en nombre d'utilisateurs, une discipline, respectée par toutes les stations interconnectées, est nécessaire : c'est la méthode d'accès au support. Une méthode d'accès vise, donc, à optimiser les ressources limitées en bande passante permettant d'admettre un grand nombre d'utilisateurs. Cette méthode peut être fondée :

- sur la répartition de ces ressources dans le temps dénommée TDMA (TDMA : Time Division Multiplexing Access) [2, 3], ou OTDMA (OTDMA : Optical Time Division Multiplexing Access) pour les réseaux optiques [4];
- sur la répartition en fréquence, radioélectrique dénommée FDMA (FDMA : Frequency Division Multiplexing Access) [5] ou optique dénommée WDMA (WDMA : Wavelength Division Multiplexing Access) [6];
- sur la répartition en code dénommée CDMA (CDMA : Code Division Multiplexing Access) [7, 8] ou OCDMA (OCDMA : Optical code Division Multiplexing Access) [9].

La migration inévitable des systèmes vers le domaine optique répond parfaitement aux besoins des fournisseurs d'accès à fin d'augmenter la bande passante de leurs réseaux, notamment, depuis la venue du service triple play (télévision – téléphonie – internet) [10]. Cette tendance a permis de mettre en œuvre de nouvelles technologies appelées FTTx (FTTH : Fiber To The Home, FTTB : Fiber To The Building, ...) [11]. En plus, le support optique présente d'autres nombreux avantages tels que : faible atténuation (0.2 dB/Km aux alentours de la longueur d'onde 1550 nm), faible poids, grande souplesse et la possibilité de travailler avec des hauts débits sur de très longue distance en utilisant les techniques de multiplexage en vue d'optimiser l'utilisation de la bande passante [12].

Plus récemment, une attention toute particulière a été portée à l'association de la technique d'accès OCDMA à la technique de multiplexage de sous-porteuses SCM (SCM : SubCarrier Multiplexing). Ce procédé combine les avantages des deux techniques donnant ainsi naissance à un système hybride appelé SCM OCDMA. Le système OCDMA a fait l'objet de plusieurs recherches intensives du fait qu'il permet un grand niveau de sécurité, assuré par l'attribution de code unique et propre à chaque utilisateur. L'association de ce dernier système avec un multiplex RF (RF : Radio Fréquence) électrique permet également, d'augmenter le nombre d'abonnés. Le multiplex RF en plus de sa sensibilité aux non-linéarités, due aux composants imparfaitement linéaires, peut provoquer à son tour des non-linéarités dues à l'augmentation du nombre de sous-porteuses. Ainsi l'objectif visé dans cette thèse est l'évaluation du rapport signal à bruit du système SCM SAC-OCDMA, dépendant entre autres des distorsions d'intermodulation et des amplitudes des sous-porteuses, en vue de son optimisation.

Dans cette thèse, nous avons deux contributions principales, la première contribution est décrite dans le chapitre 3. Cette dernière consiste à optimiser le système SCM SAC-OCDMA dans le cas d'une détection directe d'une seule longueur d'onde ($1/\lambda$ - SCM SAC-OCDMA) et pour toutes les longueurs d'onde constituant le code (w/λ - SCM SAC-OCDMA). La deuxième contribution est la modélisation de la chaîne de transmission optimisée et l'évaluation de ses performances dans un environnement réel.

Cette thèse est organisée comme suit :

Le chapitre 1 est consacré à l'état de l'art sur les techniques d'accès multiples adaptées aux domaines radiofréquence et optique. Nous faisons un rappel sur le concept de la technique OCDMA, l'utilité de son utilisation et leurs différents types de codage/décodage.

Le chapitre 2 introduit le principe du système SCM SAC-OCDMA en précisant les avantages et les limites de ce dernier. La possibilité de multiplexer la technique SCM avec d'autres techniques d'accès, comme le WDM (WDM : Wavelength Division Multiplexing) et l'OCDMA, est ainsi montrée en se basant beaucoup plus sur le système hybride SCM SAC-OCDMA.

Le chapitre 3 présente notre première contribution. En effet, l'évaluation du SNR du système hybride SCM SAC-OCDMA à montrer qu'il dépend entre autres du nombre des produits d'intermodulations, de l'indice de modulation et des différents types de bruits. Or pour optimiser ce dernier, pour un nombre de sous-porteuses et un débit binaire donnés, il est impératif de déterminer un indice de modulation optimal. L'optimisation est faite pour deux configurations : $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (détection d'une seule longueur d'onde) et w/λ -SCM SAC-OCDMA (détection de toutes les longueurs d'onde d'un code). Les résultats obtenus montrent une amélioration de capacité de multiplexage du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et plus de flexibilité pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA.

Le chapitre 4 présente notre deuxième contribution qui est la modélisation de la chaîne de transmission optimisée, sous Optisystem, et l'évaluation de ses performances dans un environnement réel. La particularité de cette modélisation est qu'elle tient compte des paramètres recommandés par l'union internationale des télécommunications ITU. Après validation de cette dernière, nous avons simulé les deux configurations optimisées de la chaîne de transmission SCM SAC-OCDMA et évalué leurs performances en termes du taux d'erreur binaire (TEB : Taux d'Erreur Binaire), du facteur Q et du diagramme de l'œil.

Nous concluons cette thèse en présentant un certain nombre de perspectives de recherches que nous jugerons utiles à entreprendre.

Chapitre 1

Accès multiple par répartition de code en optique

1.1 Introduction

Afin s'affranchir à la limitation de la capacité des réseaux et optimiser le partage des ressources disponibles entre les différents utilisateurs, différentes techniques d'accès multiples ont été mises au point. Pour cela, ce chapitre traite l'ensemble de ces techniques adaptées aux domaines radiofréquences et optique. Par la suite, le concept de la technique OCDMA, l'utilité de son utilisation et leurs différents types de codage/décodage seront décrits.

1.2 Etat de l'art sur les techniques d'accès multiple

Avec la croissance incessante du trafic de l'information transporté par les réseaux de communications et grâce aux efforts des recherches, plusieurs techniques sont proposées afin de garantir aux clients des services à grand débit avec une utilisation optimale des ressources fréquentielles [13, 14]. Pour parvenir à ce challenge, la capacité des réseaux, en nombre d'utilisateurs, est augmentée de manière considérable. En conséquence, plusieurs techniques d'accès multiples ont fait leurs naissances [15]. Ces techniques de multiplexages consistent à assembler plusieurs informations et les véhiculer à travers un seul support de transmission permettant ainsi de partager, efficacement, ce dernier entre plusieurs utilisateurs (le support téléphonique en est un bon exemple). La mise en œuvre de cette méthode doit être accomplie sans générer d'interférences nuisibles aux performances des systèmes [16].

Il existe plusieurs façons pour permettre l'accès au canal de transmission. Ceux-ci se décomposent principalement en trois catégories [17] :

- Accès Multiple par Répartition dans le Temps (AMRT ou TDMA) ;
- Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF ou FDMA) ;
- Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC ou CDMA).

1.2.1 Accès multiple par répartition dans le temps

Le multiplexage dans le temps TDMA est la première méthode utilisée pour partager la même bande de fréquence entre les différents abonnés à tour de rôle comme l'illustre la figure 1.1 [13, 18].

Cette technique consiste à allouer, séquentiellement et périodiquement, différents intervalles de temps aux différents utilisateurs [17] de telle manière qu'une période de temps de durée T sera divisée en N intervalles réguliers (appelés time slots en système GSM, GSM : Global System for Mobile communications) attribués à N usagers [19].

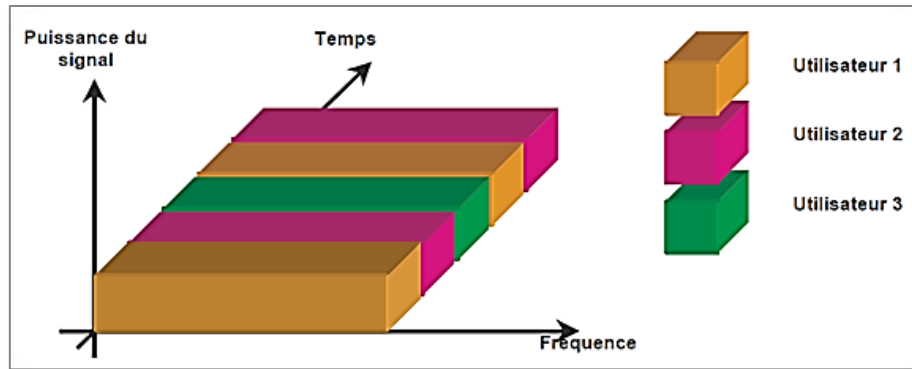


Figure 1.1 - Technique d'accès multiple TDMA [16]

Dans ce cas, les émetteurs et les récepteurs doivent être parfaitement synchronisés et que chaque abonné respecte son temps qui lui est alloué pour la transmission afin de pouvoir reconstituer correctement les informations désirées et par conséquent lutter contre les interférences d'accès multiples (MAI) [17].

1.2.2 Accès multiple par répartition de fréquences

Le multiplexage de fréquences FDMA, ancien qu'il soit, est une technique qui repose sur le partage de la bande passante du canal entre différents utilisateurs, limitant ainsi toutes interférences entre canaux. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une partie du spectre, de largeur suffisante, différente de l'autre comme est montré sur la figure 1.2 [13, 15]. En revanche, la largeur de cette bande allouée à la transmission de chaque usager est inversement proportionnelle au nombre de ces derniers [17]. L'implémentation de cette technique est facile puisqu'en réception, les données issues des différents utilisateurs sont récupérées par filtrage sélectif accordé [13].

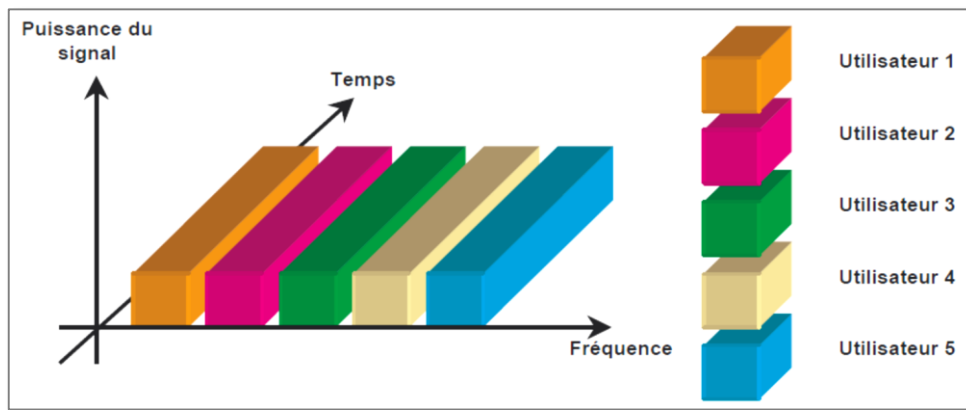


Figure 1.2 - Technique d'accès multiple FDMA [16]

1.2.3 Accès multiple par répartition de codes

Le multiplexage de codes CDMA, appelée aussi technique d'étalement de spectre, fut utilisée en première fois dans les applications militaires du fait du haut niveau de sécurité offert en étalant le spectre du signal sur une bande plus large que nécessaire de telle sorte qu'il aura l'apparence d'un bruit (voir figure 1.3) [13].

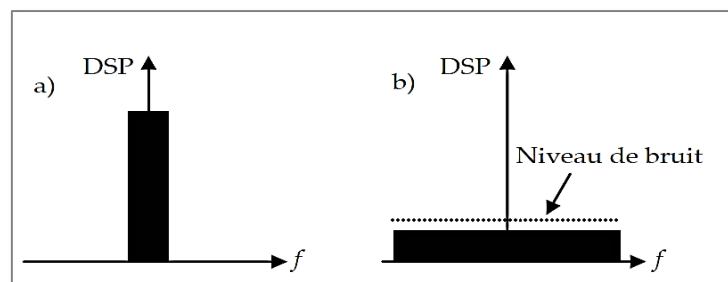


Figure 1.3 - Principe d'étalement de spectre : a) signal d'entrée , b) signal étalé [13]

L'accès CDMA est basé principalement sur le partage de la même bande de fréquence et le même intervalle de temps tout en attribuant un code (appelé parfois signature) spécifique à chaque utilisateur comme présenté sur la figure 1.4 [17]. De cet effet, cette technique est choisie pour être utilisée dans les systèmes de communications mobiles car elle permet de s'affranchir des difficultés des deux autres techniques de multiplexage citée plus haut (subdivision de la bande passante entre différents utilisateurs pour l'accès FDMA et nécessité de synchroniser les émetteurs et les récepteurs sur la même horloge pour l'accès TDMA) [20].

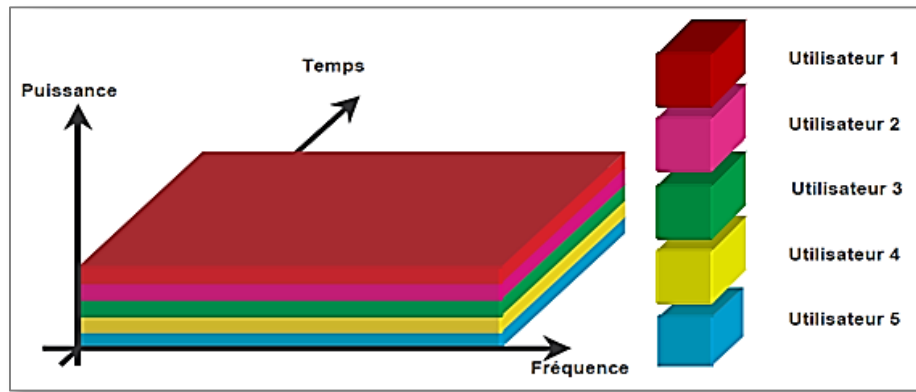


Figure 1.4 - Technique d'accès multiple CDMA [16]

1.3 Techniques d'accès multiples en communications optiques

La grande bande passante offerte (de l'ordre du Terahertz) par l'utilisation des fibres optiques permet aux systèmes de transmission d'atteindre des débits très élevés.

Pour en profiter, trois principales techniques de multiplexage adaptées au canal optique ont été développées. On distingue ainsi [21]:

- Accès de type AMRT en optique (ou OTDMA : Optical Time Division Multiplexing Access) ;
- Accès Multiple par Répartition en Longueur d'ondes (AMRL ou WDMA : Wavelength Division Multiple Access) ;
- Accès de type AMRC en optiques (ou OCDMA : Optical Code Division Multiplexing Access).

1.3.1 Accès multiple par répartition en temps en optique

Le principe de base de la technique OTDM (OTDM : Optical Time Division Multiplexing) est le même que celle TDM (vu précédemment) sauf que, cette fois ci, les données des différents usagers seront multiplexées de manière optique sur la même porteuse [19]. Ce type de multiplexage peut s'effectuer de deux manières : soit « tout- optique », on parle alors d'OTDM ou « électrique-optique », on parle alors d'ETDM (ETDM : Electrical Time Division Multiplexing) [15, 22].

1.3.1.1 La technique OTDM

Une chaîne de transmission utilisant le multiplexage OTDM (tout-optique) est constituée d'un émetteur, illustré sur la figure 1.5, et d'un récepteur, montré sur la figure 1.7 [16].

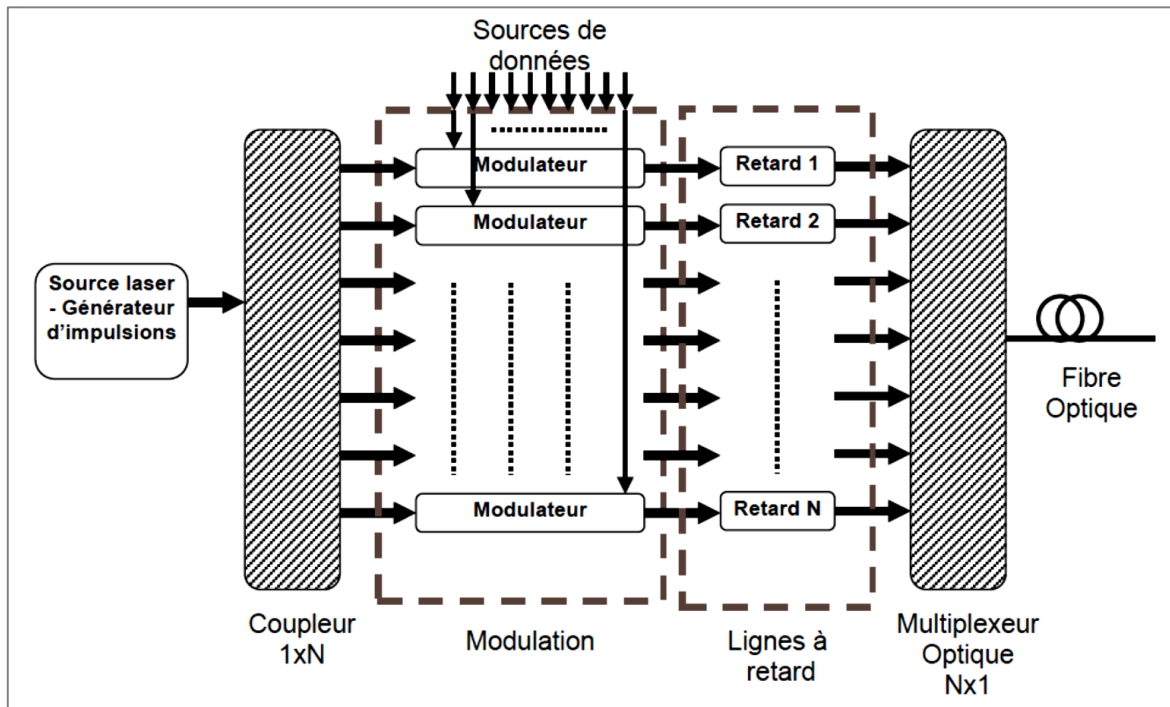


Figure 1.5 - Emetteur OTDM à N utilisateurs [15]

A l'émission, une source optique pulsée (généralement un laser) génère un train d'impulsions optiques de durée T_c très courte (représentant la porteuse optique). Ces impulsions sont ensuite appliquées à l'entrée d'un modulateur optique, commandé par un signal électrique (représentant la donnée des utilisateurs) codé en RZ (RZ : Return to Zero) [15] ou en NRZ (NRZ : Non Return to Zero) à un débit binaire $D_b = 1/T_b$ [23].

Cependant, pour que le multiplexage optique puisse se faire sans recouvrement optique, il est primordial de choisir le codage RZ puisqu'il génère des impulsions ayant une durée inférieure à T_b/N (N étant le nombre d'utilisateurs) [24]. De cette manière une marge de sécurité est ajoutée afin d'éviter tout recouvrement entre les données.

Les signaux optiques en sortie des modulateurs sont ensuite décalés en temps et combinés en un seul signal, ayant un débit global N fois plus grand que celui de la donnée, avant d'être transmis à travers la fibre optique, comme montré avec l'exemple illustré sur la figure 1.6 pour quatre (04) utilisateurs [16].

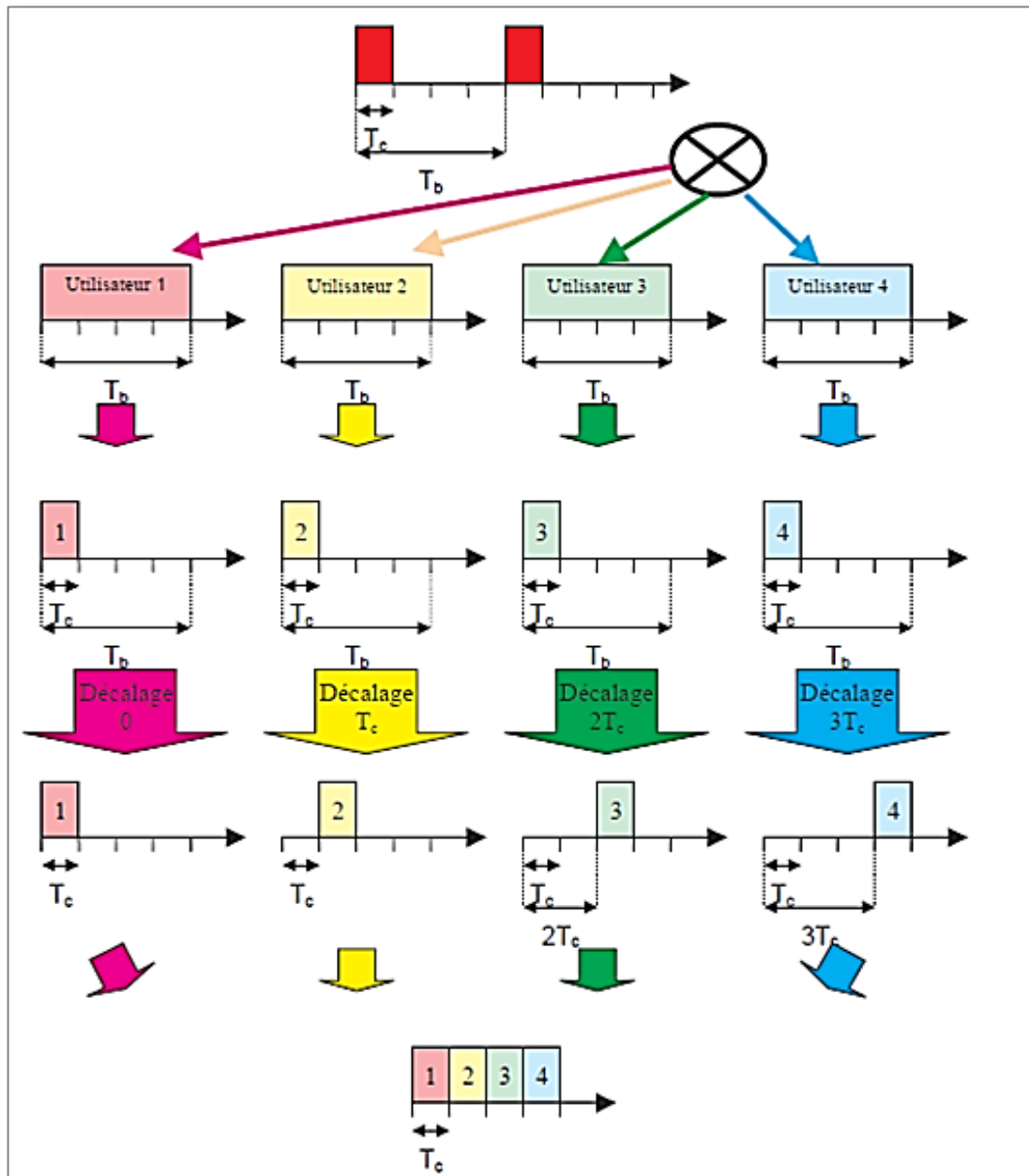


Figure 1.6 - Exemple d'un multiplexage OTDM à (04) utilisateurs [16]

En réception, les données des différents utilisateurs sont récupérées en isolant temporellement les impulsions optiques à l'aide d'un signal de synchronisation au rythme des données émises comme est illustré sur la figure 1.7 [18].

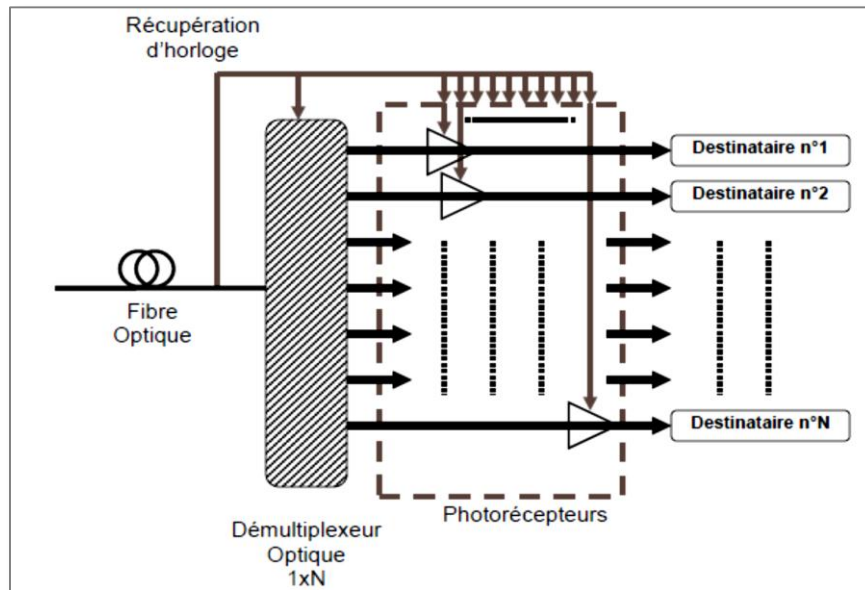


Figure 1.7 - Récepteur OTDM à N utilisateurs [15]

1.3.1.2 La technique ETDM

Contrairement à l'accès OTDM, la technique ETDM consiste à multiplexer les données provenant de chaque utilisateur avant de les moduler comme illustré sur la figure 1.8 [18]. De cette manière, le modulateur optique fonctionnera à un débit N fois plus grand que celui de la donnée, ce qui constitue la principale limitation de cette technique [15, 25]. En effet, pour N de plus en plus grand, ça devient difficile de produire des impulsions de plus en plus courtes, de les transmettre correctement via la fibre optique (il faut s'assurer que l'élargissement de l'impulsion, dû au phénomène de dispersion dans la fibre, soit inférieur au temps du bit) et de récupérer le signal de synchronisme au niveau du démultiplexeur [16].

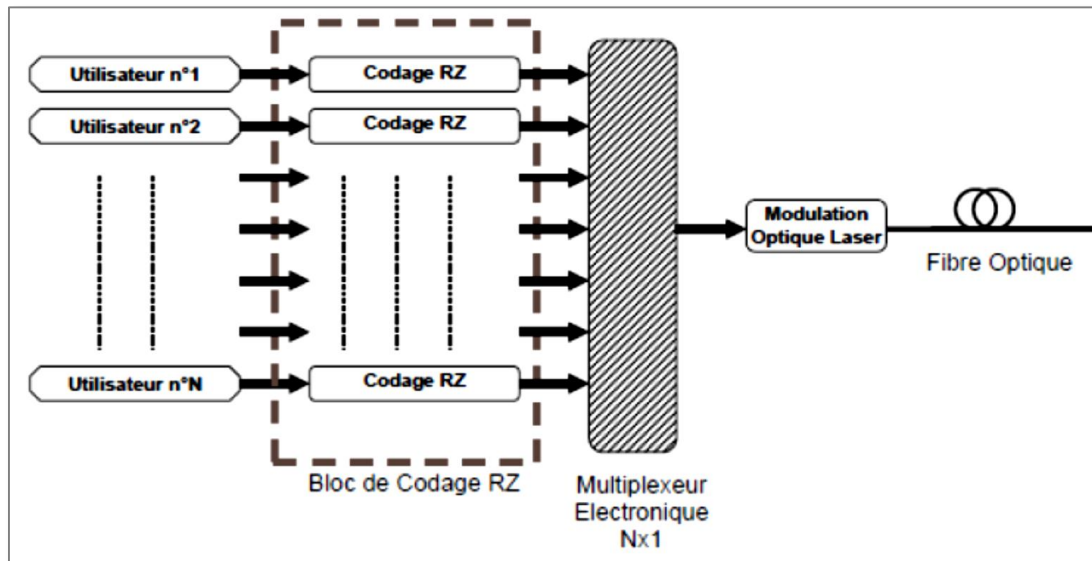


Figure 1.8 - Emetteur ETDM à N utilisateurs [16]

Le récepteur ETDM a la même structure que celui OTDM, illustré sur la figure 1.7, sauf que l'ordre des opérations de démultiplexage et de conversion optique/électrique est inversé.

1.3.2 Accès multiple par répartition de longueurs d'onde

La technique du multiplexage WDM, dont le principe est fondé sur l'utilisation optimale de la bande passante optique et la multiplication du débit de la liaison, est un procédé considéré comme une technique de multiplexage par répartition en fréquence dû au fait que la longueur d'onde λ et la fréquence f sont liées par $\lambda = C/f$ [26].

Dans un tel système, N porteuses optiques à différentes longueurs d'onde, générées par un ensemble de N sources laser, sont modulées séparément par N données électriques indépendantes. Ces signaux optiques sont ensuite multiplexés, en un seul signal composite, à l'aide d'un multiplexeur optique (voir figure 1.9) pour être ensuite transmis dans une seule fibre optique [24]. Ainsi N abonnés peuvent transmettre leurs données simultanément, chacun sur une bande de fréquence spécifique.

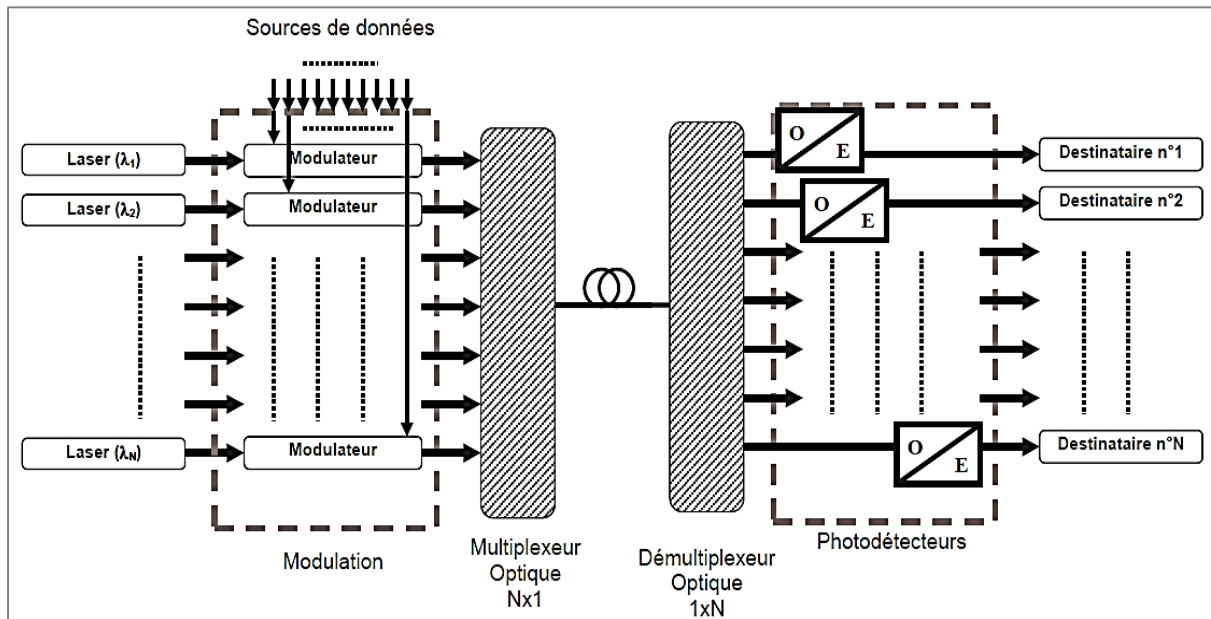


Figure 1.9 - Système WDMA à N utilisateurs [16]

Au niveau réception, les différentes ondes transmises sont simplement séparées par le moyen d'un démultiplexeur optique (DEMUX : Démultiplexeur). Les composants optiques MUX/DEMUX sont des dispositifs passifs (aucun apport d'énergie extérieur n'est nécessaire pour leur fonctionnement) dont le principe de fonctionnement est similaire à des filtres sélectionnant le signal désiré dans une bande de longueurs d'onde donnée [13, 26].

Cette technique de multiplexage exclut les fibres multimodes (MMF : Multi Mode Fiber) du fait de sa difficulté à gérer plusieurs longueurs d'onde à la fois, ce qui rendrait son coût très élevé [27].

Il est essentiel à noter qu'il existe deux paramètres importants à prendre en compte lors de la conception d'un tel système, qui sont l'espacement spectral minimal entre deux longueurs d'onde successives $\Delta\lambda$, comme montré sur la figure 1.10, afin d'éviter tout recouvrement spectral entre les canaux adjacents et l'atténuation en fonction de la longueur d'onde choisie (due au support de transmission).

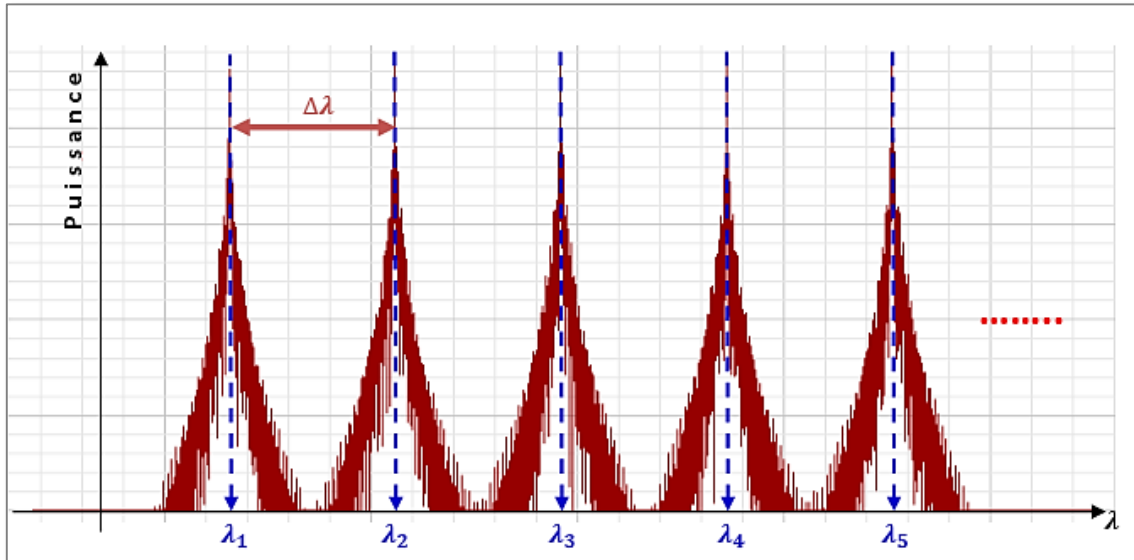


Figure 1.10 - Spectre WDM

Suivant la valeur de l'espacement spectral ($\Delta\lambda$), deux techniques de multiplexage WDM sont considérées : le multiplexage par répartition espacée en longueur d'onde (CWDM, Coarse Wavelength Division Multiplexing) et le multiplexage par répartition dense en longueur d'onde (DWDM : Dense Wavelength Division Multiplexing).

La technique DWDM se caractérise par un espacement spectral inférieur à 1.6 nm (200 GHz) : 0.8 nm (100 GHz), 0.4 nm (50 GHz) voir même 0.2 nm (25 GHz). De ce fait, le nombre de canaux pouvant être transportés par une fibre optique est élevé et donc le débit proposé est très important. Néanmoins, l'implémentation de cette technique est très coûteuse [28]. Par contre, la technique CWDM est plus appropriée lorsque le nombre de longueurs d'onde multiplexées est petit. Dans ce cas, l'espacement spectral est plus grand (10 ou 20 nm) avec un coût réduit [29].

En 2002, l'Union internationale des télécommunications (UIT : Union internationale des télécommunications) a standardisé les longueurs d'ondes des canaux (ou les fréquences) utilisées dans les systèmes WDM sur une grille de 100 GHz ($\approx 0,8 \text{ nm}$) dans une plage de longueurs d'onde, dans la bande C, allant de $1528,77 \text{ nm}$ à $1563,86 \text{ nm}$ telle que définie par l'UIT-T G.694.1 [30]. Pour cette raison, l'espacement des canaux pour la plupart des systèmes WDM commerciaux est de 100 GHz , [31].

D'autre part et dans la mesure où le signal transmis sera véhiculé par la fibre optique, il est indispensable de bien choisir la bande de fréquence utilisée pour le système WDM de telle sorte que celle-ci corresponde au minimum d'atténuation (voir figure 1.11).

Il y a deux fenêtres à faible perte, une près de $1,3 \mu\text{m}$ et une, avec pertes encore plus faible, près de $1,55 \mu\text{m}$ [32].

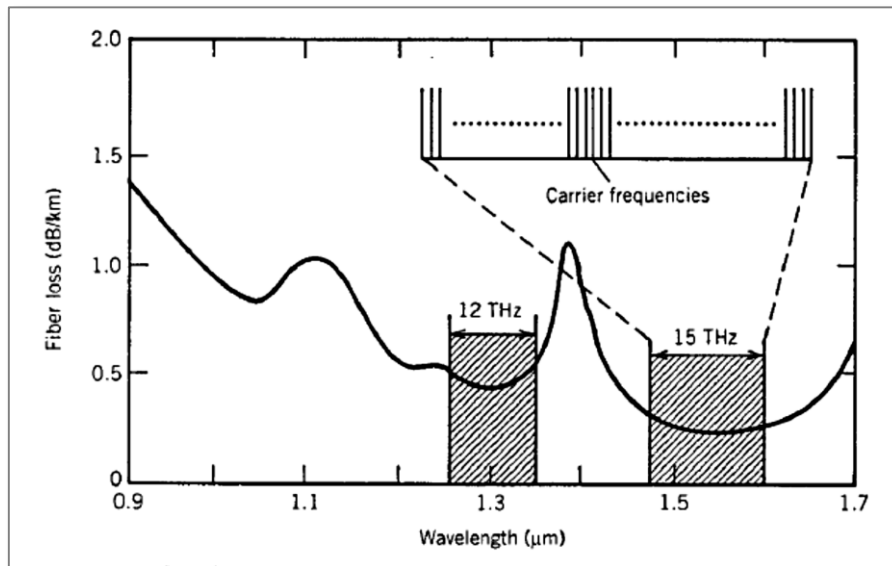


Figure 1.11 - Fenêtres de transmission à faibles pertes [33]

1.3.3 Accès multiple par répartition de codes optiques

Les avantages de la technique d'accès CDMA dans le domaine des radiofréquences, cités précédemment, ont motivé les chercheurs en télécommunications à envisager son importation dans le domaine optique [18]. Ce transfert permet de s'affranchir aux problèmes des deux précédentes techniques (OTDMA et WDMA) [13, 17]:

- en assurant l'asynchronisme total entre les différents utilisateurs (verrou technologique de la technique TDM) ;
- en garantissant une capacité de multiplexage élevée avec plus de débit et de flexibilité (en WDMA : nécessité d'autant de récepteurs accordables en longueur d'ondes pour autant de longueur d'ondes).

Ainsi, l'OCDMA permet de [13, 17]:

- Offrir plusieurs services simultanément, comme la télévision, la connexion à internet et la téléphonie, appelés aussi services « Triple Play » (vidéo, données, voix) en utilisant des débits multiples ;
- Concevoir des réseaux optiques à coût réduit grâce à l'utilisation des systèmes CDMA « tout-optique » ;
- Garantir la sécurité et la confidentialité des informations transmises par les utilisateurs en attribuant à chacun une séquence de code unique [33]. Le degré de sécurité du système dépend du codage (propriétés de corrélation des codes utilisés, complexité du code et capacité de multiplexage). D'autres solutions peuvent être envisagées pour renforcer la sécurité du système OCDMA consiste à utiliser des systèmes de détection complexes rendant l'interception des informations plus difficile, ou bien utiliser des codes régulièrement reconfigurables.

1.4 Etude de la technique OCDMA

1.4.1 Principe

Le CDMA optique est fondé sur les mêmes notions de base du CDMA radiofréquence mais leurs implémentations sont complètement différentes, principalement, due à la différence du support de transmission où il faut prendre en compte les contraintes du canal optique (dispersion, atténuation et effets non-linéaires) [13]. Le principe consiste à attribuer à chaque utilisateur un code spécifique, appelé aussi signature optique. Ce code est composé d'une suite de L éléments binaires (bits) appelés chips, de durée T_c très inférieure (débit élevé) à celle de donnée T_b (ce qui a pour effet d'étaler le signal), comme illustre la figure 1.12 [18]. Le nombre total des chips définit la longueur du code L et le nombre des chips ayant une amplitude « 1 » définit le poids du code w .

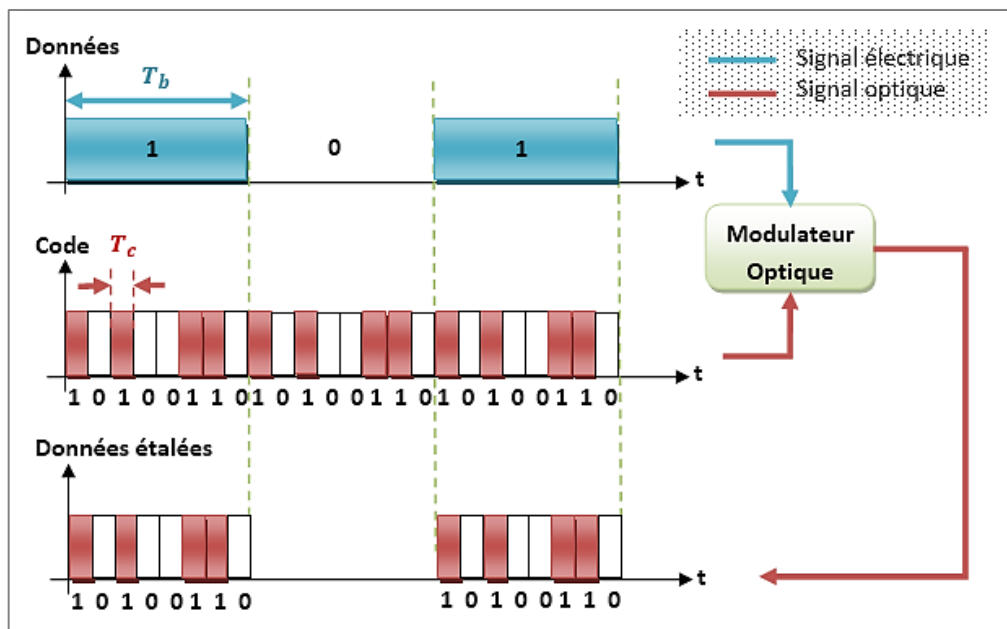


Figure 1.12 - Codage de données en OCDMA

Les séquences de codes sont générées par les sources optiques dont les principales utilisées en OCDMA sont les sources incohérentes à large bande (LED : Light Emitting Diode), les lasers à impulsions courtes ou encore des sources lasers continues multi longueurs d'onde [34]. Donc pour chaque utilisateur, à l'émetteur, il existe un codeur qui génère le flux de données codé correspondant (voir figure 1.13). Les flux de données codées issues des différents utilisateurs sont ensuite combinés formant ainsi un signal composite transmis dans le support de transmission partagé. Du côté récepteur, pour chaque utilisateur, existe un décodeur qui tente de régénérer les bits de données de l'utilisateur correspondant parmi les autres bits issus de tous les utilisateurs [35]. Tous les autres bits reçus autres que ceux de l'utilisateur souhaité sont vus comme une source d'interférences MAI. Le signal optique décodé est ensuite converti en un signal électrique grâce à une photodiode.

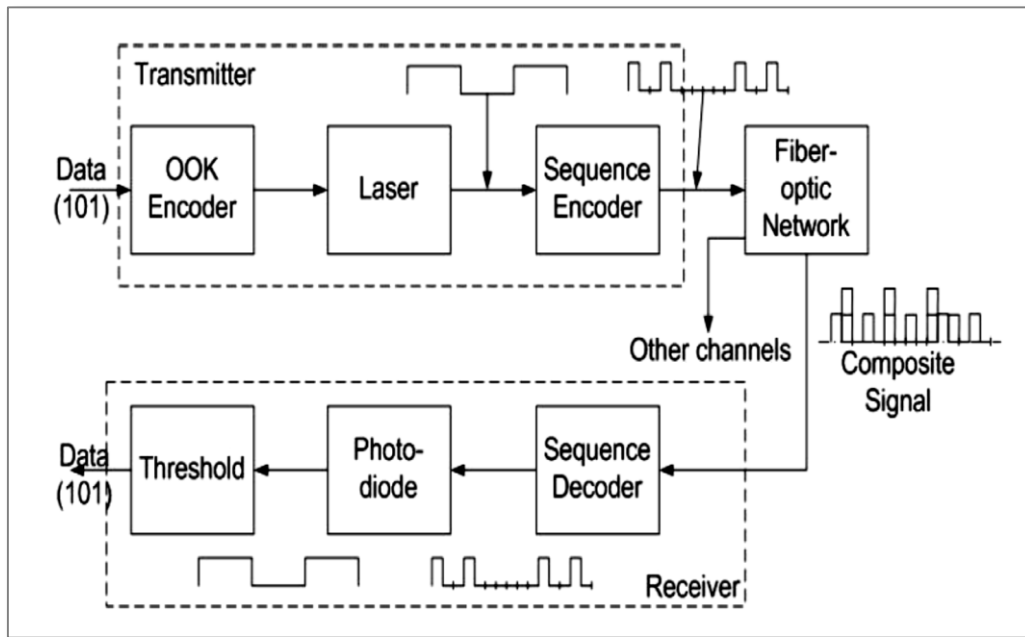


Figure 1.13 - Architecture d'un émetteur-récepteur OCDMA [36]

Enfin, un organe de décision à seuil permet de prendre des décisions, c'est-à-dire le bit reçu est un bit de données « 1 » ou « 0 » en fonction de l'intensité du signal reçu, pour reconstituer une suite de données qui soit aussi similaire que possible à celle émise [36].

1.4.2 Architectures

En OCDMA, chaque code peut être représenté par une séquence où celle-ci peut être implémentée de différentes manières, soit dans le domaine temporel (OCDMA temporel à une dimension, 1D), soit dans le domaine fréquentiel (OCDMA fréquentiel, 1D), soit un mélange des deux (OCDMA hybride, 2D) ou soit dans l'espace [20]. Les différentes architectures du système OCDMA sont illustrées sur la figure 1.14.

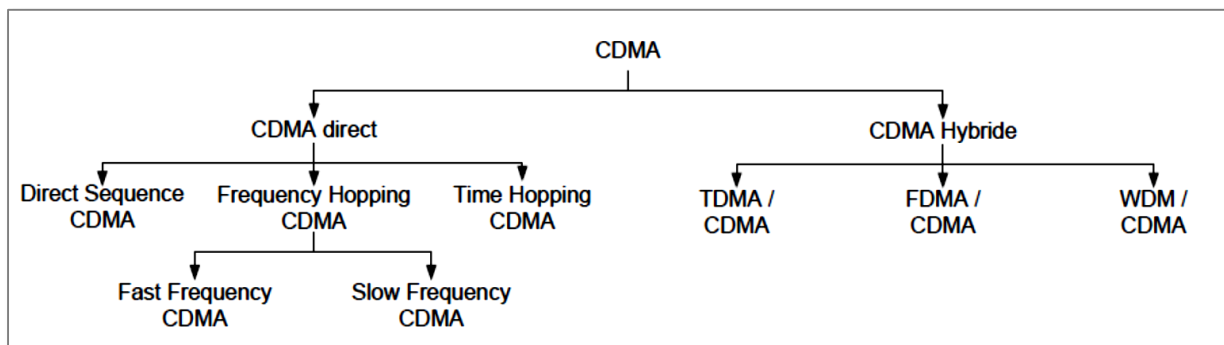


Figure 1.14 - Classification des techniques OCDMA incohérentes [23]

1.4.2.1 OCDMA temporel

Il existe deux types d'encodage dans le domaine temporel comme représenté sur la figure 1.15 [37] :

- L'encodage à séquence directe (DS-OCDMA : Direct Sequence OCDMA) : ainsi appelée car le codage est simplement réalisé par la multiplication directe de la donnée avec le code (chaque bit de donnée est directement modulé en amplitude par le code optique) (figure 1.15 a) ;
- L'encodage temporel en phase (TPE-OCDMA : Temporel Phase Encoding OCDMA) : consiste à réaliser une modulation de phase du champ optique dans le domaine temporel (figure 1.15 b).

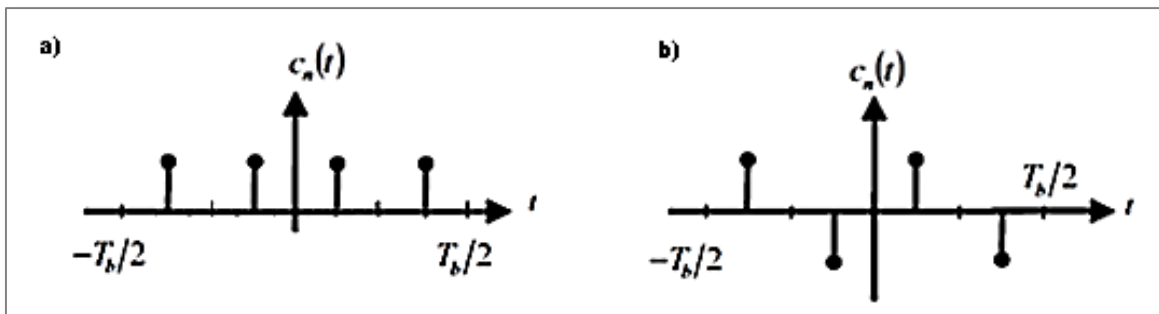


Figure 1.15 - Types d'OCDMA temporel : a) DS-OCDMA , b) TPE-OCDMA [37]

Dans cette section nous allons nous intéresser à l'encodage à séquence directe. Dans les systèmes DS-OCDMA, les codes sont obtenus en plaçant des impulsions optiques courtes à différentes positions temporelles (le nombre de ces impulsions correspond au poids du code w) dont les intervalles de temps entre ces impulsions représentent le code comme montré sur la figure 1.16 [34].

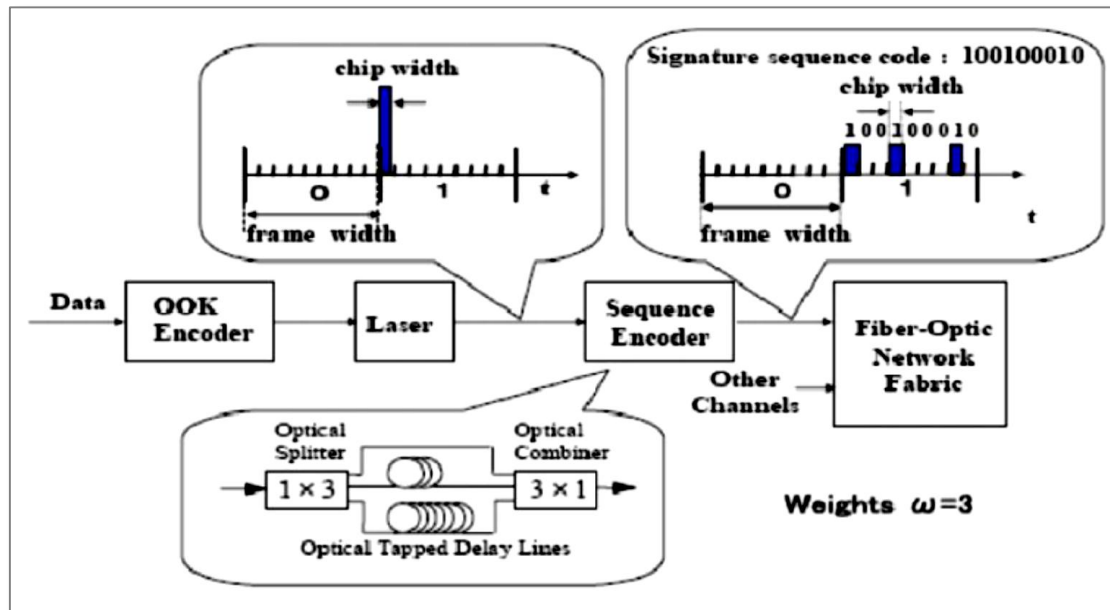


Figure 1.16 - Structure d'un système DS-OCDMA [38]

Différentes propositions existent pour réaliser l'encodage tout-optique dont la plus simple est basée sur l'utilisation de w sections de fibres de longueurs variables, réalisant ainsi des retards variables, couramment appelées « lignes à retard temporel ». Le choix des retards appliqués dépendent des codes choisis [19].

Donc, une impulsion courte de durée égale à la largeur des chips T_c , tel que : $T_c = \frac{1}{L.D_b}$, générée à partir d'un laser à impulsion, est envoyée vers un coupleur $1 \times w$ (dispositif optique reliant une ou plusieurs entrées à une ou plusieurs sorties permettant ainsi de faire le mélange ou la séparation des signaux). Chacune des branches du coupleur se voit imposer un délai (retard) particulier comme expliqué sur la figure 1.17. A la sortie du coupleur, les w impulsions seront retardées différemment pour être ensuite recombinaison à l'aide d'un autre coupleur $w \times 1$ [13].

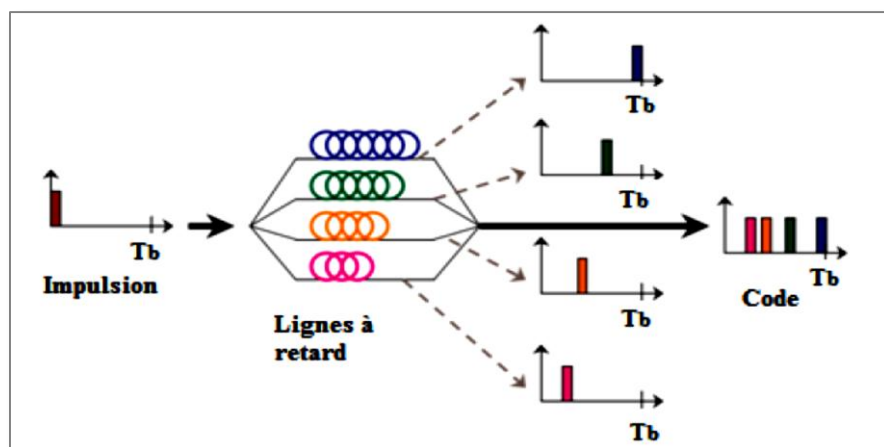


Figure 1.17 - Technique du codage temporel [39]

Le retard créé par la $j^{ième}$ ligne à retard est calculé par [38] :

$$\tau_j = i_j \cdot T_c \quad \text{avec} \quad 0 \leq i_j \leq L - 1 \quad (1.1)$$

Au récepteur, Le décodeur à la même structure du codeur (composé d'un coupleur $1 \times w$ et d'un autre de dimension $w \times 1$), sauf que les retards sont modifiés, afin de compenser ceux créés en émetteur, à [38]:

$$\tau_j = (L - 1 - i_j) \cdot T_c \quad \text{avec} \quad 0 \leq i_j \leq L - 1 \quad (1.2)$$

1.4.2.2 OCDMA Spectral

Il existe deux types d'encodage dans le domaine spectral montrés sur la figure 1.18 [37]:

- L'encodage spectral en amplitude (SAC-OCDMA : Spectral Amplitude Coding OCDMA) : codage spectral en amplitude ou, aussi, encodage en fréquence. Cette méthode consiste à attribuer à chaque usager une partie du spectre optique comme code. (figure 1.18 a) ;
- L'encodage spectral en phase (SPE-OCDMA : Spectral Phase Encoding OCDMA) : consiste à effectuer une modulation de phase dans le domaine spectral des données (figure 1.18 b).

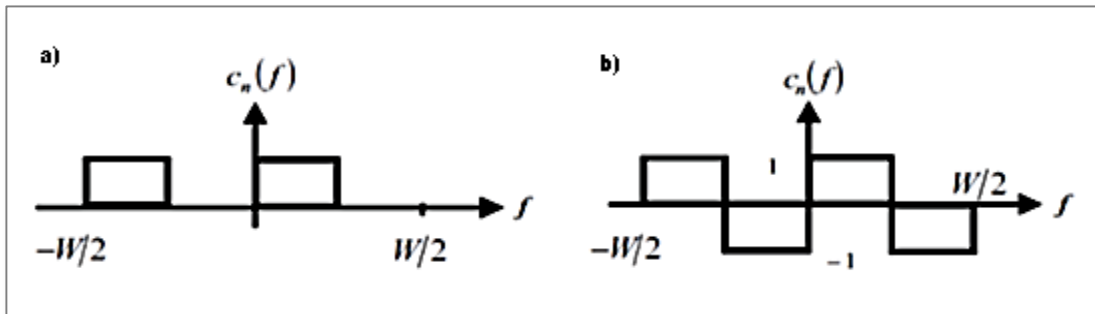


Figure 1.18 - Types d'OCDMA spectral : a) SAC-OCDMA , b) SPE-OCDMA [37]

Dans ce qui suit, nous allons nous focaliser sur la première méthode d'encodage (SAC-OCDMA) puisque c'est sur cette méthode qui est considérée pour notre étude (étude du système SCM SAC-OCDMA).

Cette technique de codage est nommée ainsi car le codage est réalisé en amplitude sur plusieurs longueurs d'onde. Dans un tel codage, chaque utilisateur se voit attribuer un code (une empreinte) constitué d'un ensemble de longueur d'onde spécifique w parmi L longueurs d'onde disponibles produites à partir d'une source optique (voir figure 1.19) [15].

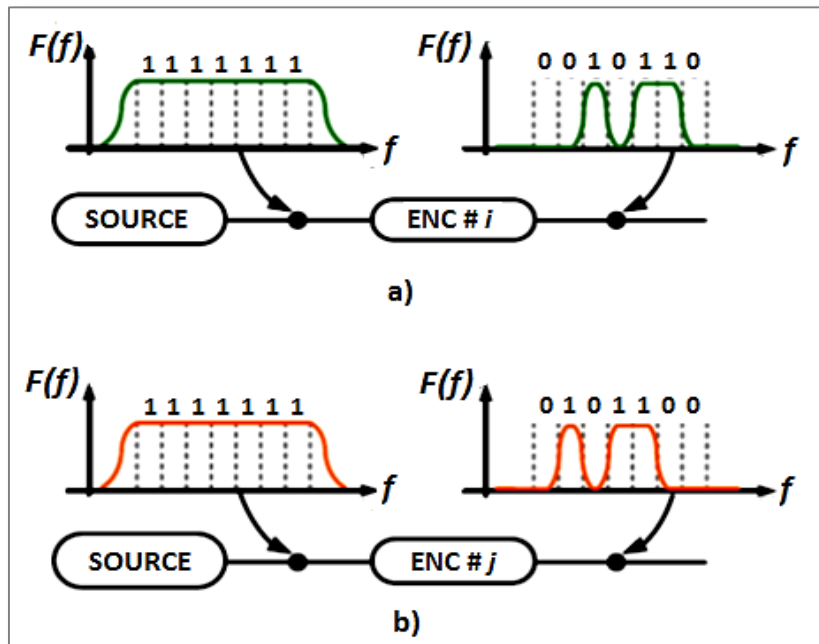


Figure 1.19 - Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA : a) pour usager désiré avec le code # i , b) pour un interférent avec le code # j [10]

Toutefois, et comme nous avons vu précédemment, la source optique peut être soit :

- Cohérente (spectre étroit) utilisée dans les systèmes OCDMA cohérents où l'information est considérée portée par l'amplitude et la phase du signal optique donc l'étalement des données s'effectue en utilisant des codes bipolaires [15] ;
- Incohérente (spectre large bande) utilisée dans les systèmes OCDMA incohérents qui utilisent la présence ou l'absence du signal lumineux pour représenter le « 1 » et le « 0 » binaires respectivement, appelé codage unipolaire tout ou rien OOK (OOK : On Off Keying) [39, 40, 41, 42].

La majorité des propositions SAC-OCDMA utilise des sources incohérentes large bande dont plusieurs technologies sont envisagées pour réaliser l'encodage (voir figure 1.20) à savoir celle utilisant [13, 18, 39] :

- un masque d'amplitude [43] (voir figure 1.20 a, qui permet de supprimer les composantes spectrales indésirables) ;
- un réseau AWG (AWG : Arrayed Waveguide Grating ou réseau sélectif planaire), montré sur la figure 1.20 b ;
- des réseaux de Bragg (voir figure 1.20 c) ;
- des démultiplexeurs et multiplexeurs (voir figure 1.20 d) optiques [44].

D'autres types d'encodage envisagent d'utiliser des composants optiques de type Mach-Zehnder MZ (MZ : Mach-Zehnder) et Fabry-Perot [10].

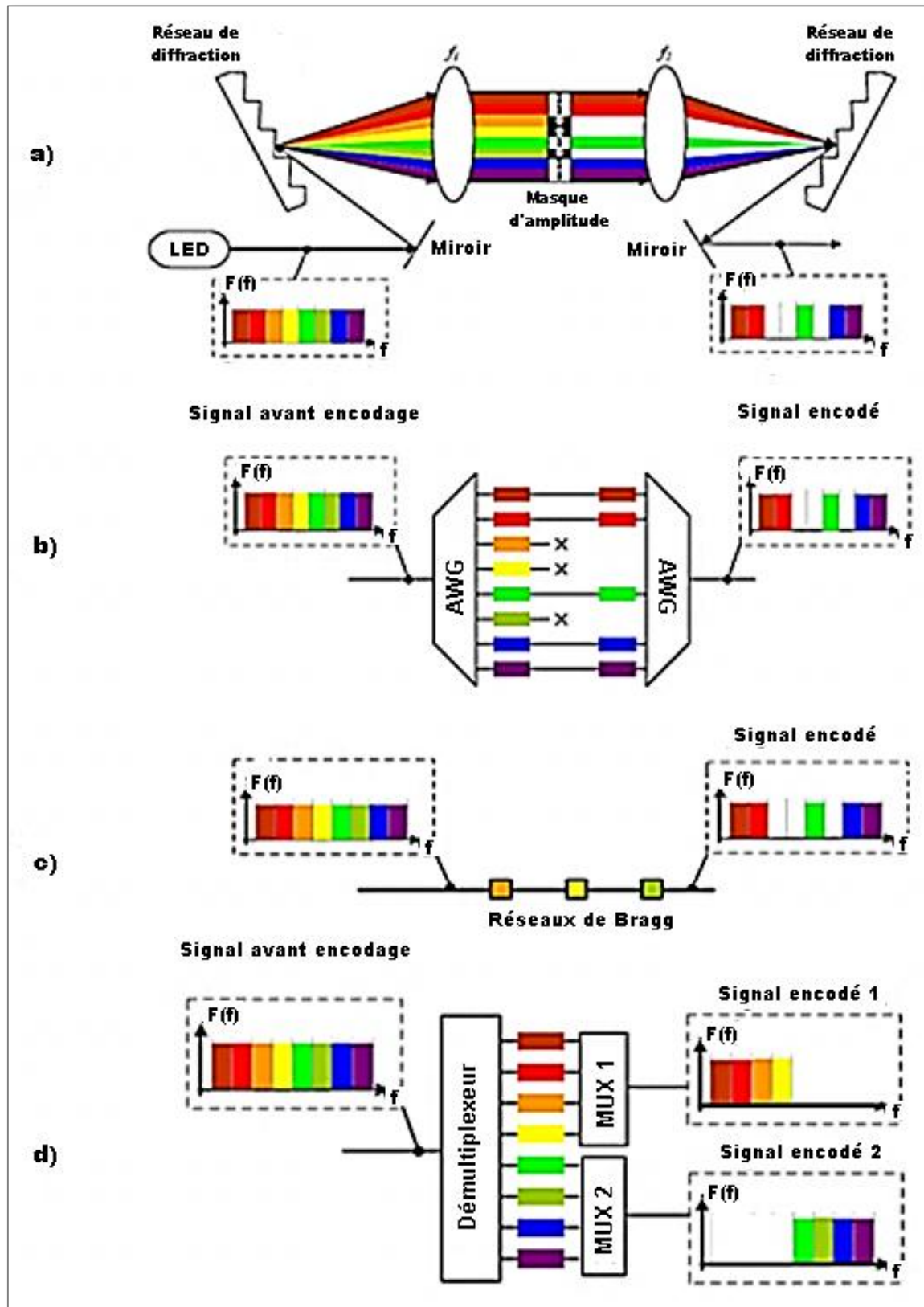


Figure 1.20 - Technologie d'encodage OCDMA spectral : a) Masque d'amplitude , b) AWG , c) Réseaux de Bragg , d) Démultiplexeurs et multiplexeurs optiques [39]

1.4.2.3 OCDMA Hybride

L'OCDMA hybride est basée sur le codage de l'information en utilisant simultanément deux dimensions différentes : longueur d'onde - temps W-T (W-T : Wavelength - Time) ou temps - espace T-S (T-S : Temporal - Spatial) ou bien deux techniques d'accès multiples, comme par exemple le système WDM / OCDMA [13, 42].

A. W-T / OCDMA

Le schéma général d'un réseau W-T / OCDMA est illustré à la figure 1.21. Un codage 2D est effectué à la fois en temps et en longueur d'onde. En effet, des impulsions courtes sont placées dans différents chips (à « 1 ») durant le temps bit et chaque chip à une longueur d'onde particulière, en suivant un modèle de saut de longueur d'onde, ce qui permet d'augmenter la flexibilité de la conception des codes (augmenter le nombre d'utilisateurs) ainsi que la performance du code [45]. Contrairement à la technique SAC-OCDMA, le format RZ est adopté au lieu du format NRZ [34].

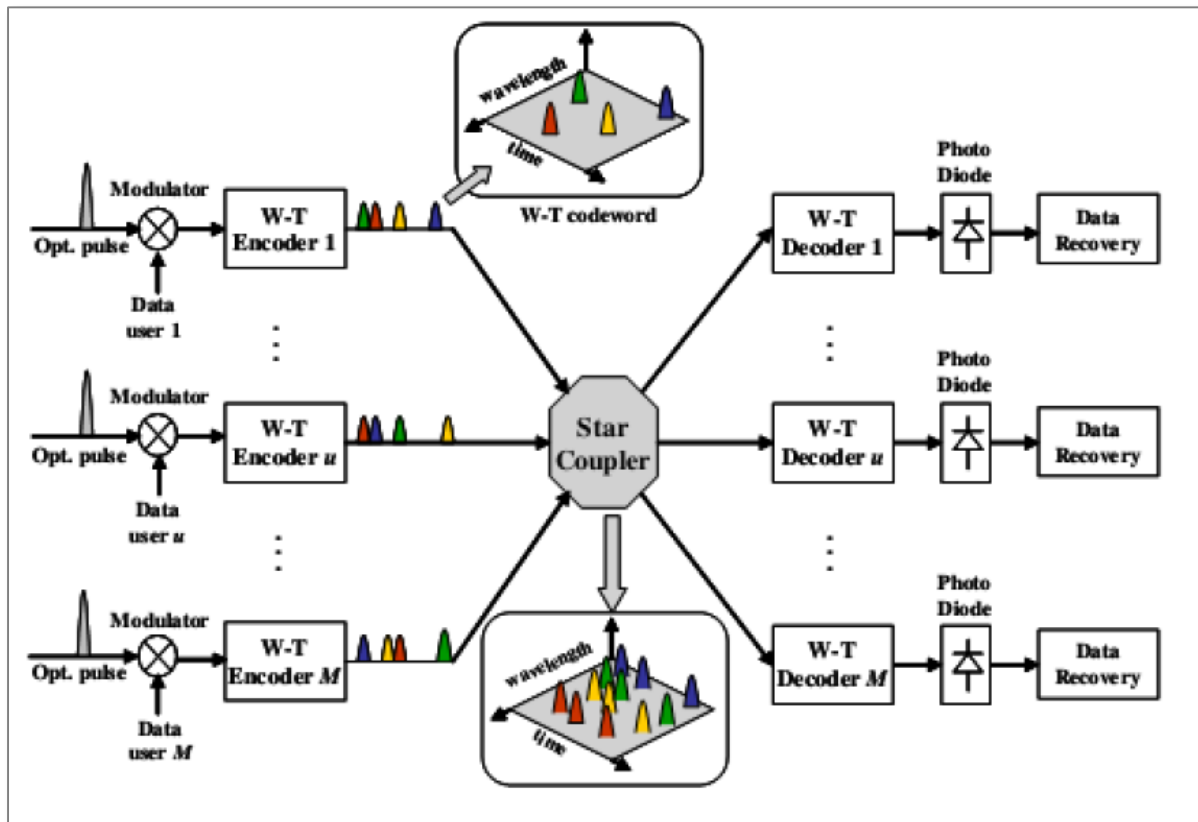


Figure 1.21 - Architecture d'un réseau W-T / OCDMA [45]

L'intérêt de ce type de codage réside dans le fait qu'il permet de réduire les contraintes sur l'étalement temporel 1D (longueur des codes admissible) et l'étalement spectral 1D (nombre de longueurs d'onde disponibles). Néanmoins, la difficulté à réaliser la détection à la fois en temps et en longueur d'onde représente sa limitation principale [14].

B. T-S / OCDMA

La structure de ce type de codage est représenté sur la figure 1.22. la dimension temporelle est obtenue en utilisant les lignes à retard (même principe d'un système OCDMA temporel 1D) et le domaine spatial est assuré par de multiples canaux de transmission tels que l'espace libre (free space), de fibres multiples ou fibre multicœurs (câble optique réduit aux dimensions d'une seule fibre pouvant contenir plusieurs guides monomodes) [46]. De ce fait, L'inconvénient de ce codage est la complexité du système [13].

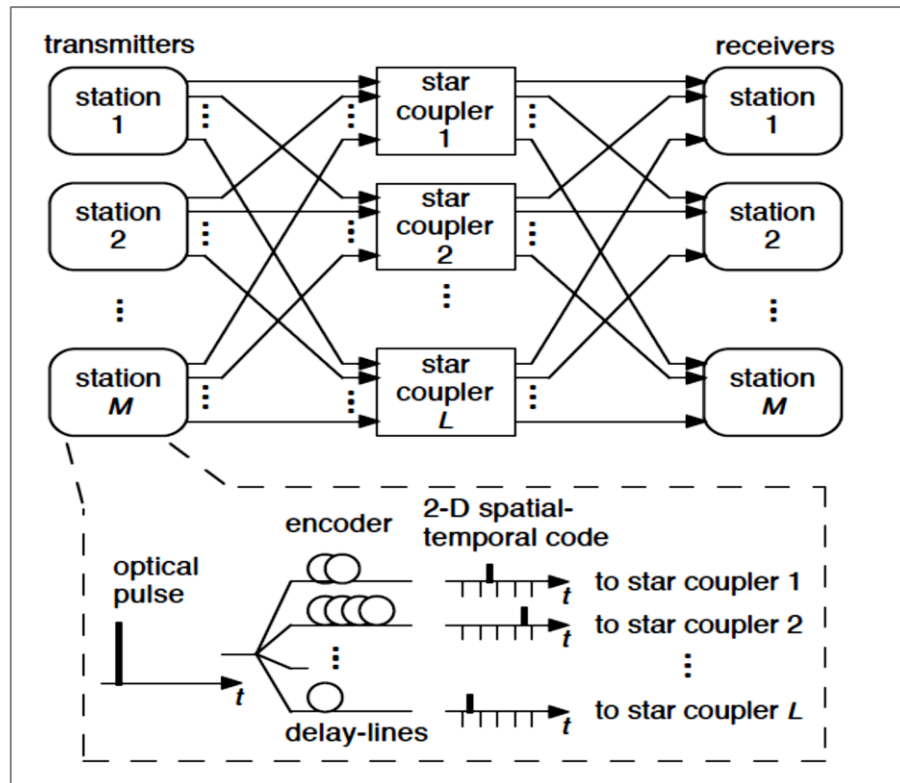


Figure 1.22 - Architecture d'un réseau T-S / OCDMA [46]

C. WDM / OCDMA

Cette technique d'accès consiste à associer à l'OCDMA une dimension supplémentaire en longueur d'onde (voir figure 1.23). Dans ce cas, chaque séquence de code est réutilisable et émise simultanément à différentes longueurs d'onde [21]. L'intérêt de cette technique est le pouvoir d'améliorer la capacité de multiplexage avec un accès flexible en relâchant les contraintes d'orthogonalité des codes [13].

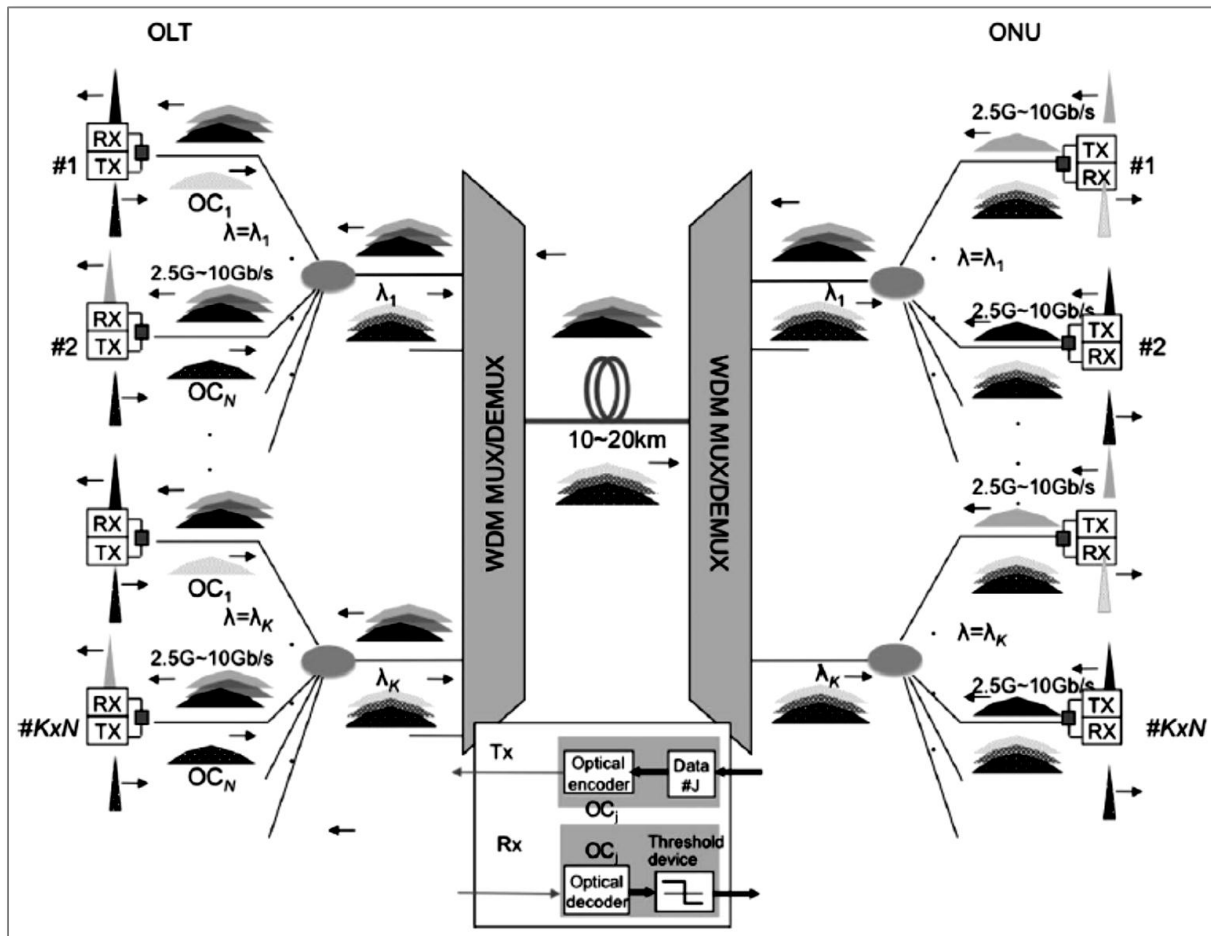


Figure 1.23 - Architecture d'un système WDM / OCDMA PON [41]

1.5 Techniques de détection en SAC-OCDMA

Il y a deux paramètres essentiels qui ont un impact direct sur les performances du système OCDMA ; le choix des codes utilisés et le choix du type de détection [47]. Les techniques de détection peuvent être classées en deux grandes catégories : la détection directe (corrélation croisée, entre les codes, nulle) et détection balancée (corrélation croisée, entre les codes, fixe) [18, 48].

1.5.1 Détection balancée

L'architecture d'un système SAC-OCDMA utilisant la détection balancée est illustrée sur la figure 1.24. Dans cette structure, pour chaque utilisateur, le récepteur est composé d'un coupleur 1×2 (utilisé comme un splitter [49]) où le bras supérieur comporte le décodeur de l'utilisateur désiré (son spectre est identique à celui du codeur) et le bras inférieur comporte le décodeur complémentaire (son spectre est complémentaire à celui du codeur) [50].

L'utilisation d'une photodiode balancée, pour chaque utilisateur, permet de générer à la sortie de celle-ci un signal électrique proportionnel à la différence entre les photocourants produits par les deux photodiodes correspondantes à l'utilisateur en question. De plus, un atténuateur est inséré dans le bras inférieur du coupleur afin d'ajuster la détection balancée [10, 50, 51, 52].

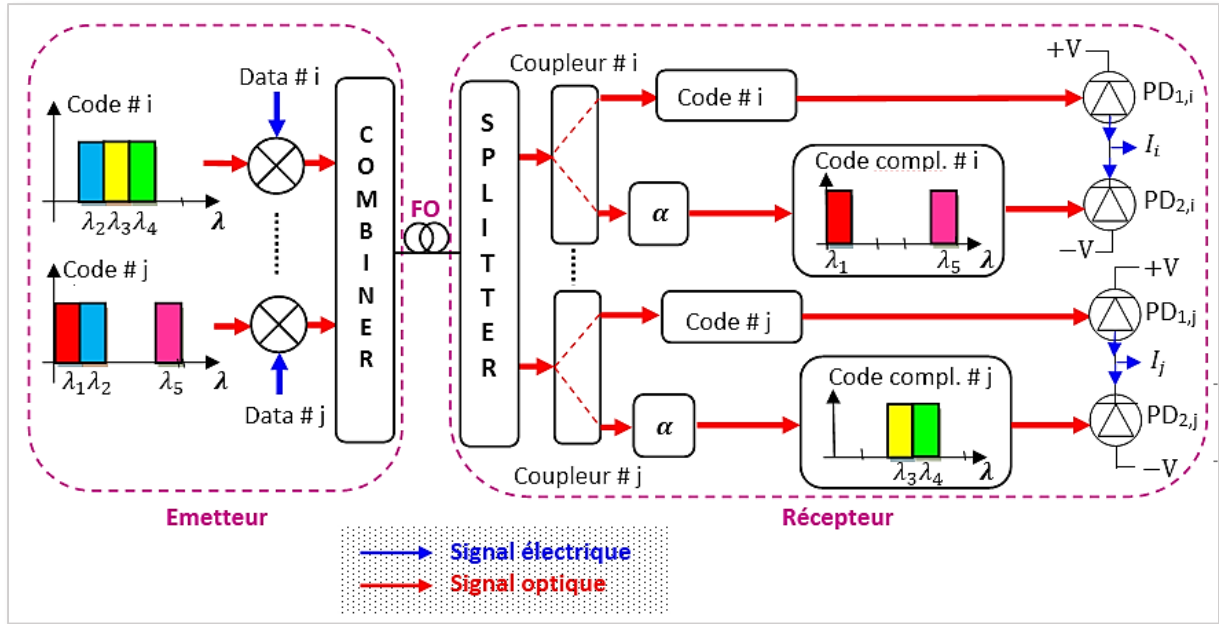


Figure 1.24 - Architecture d'un système SAC-OCDMA à détection balancée

Le facteur d'atténuation α peut être calculé comme suit [18, 39]:

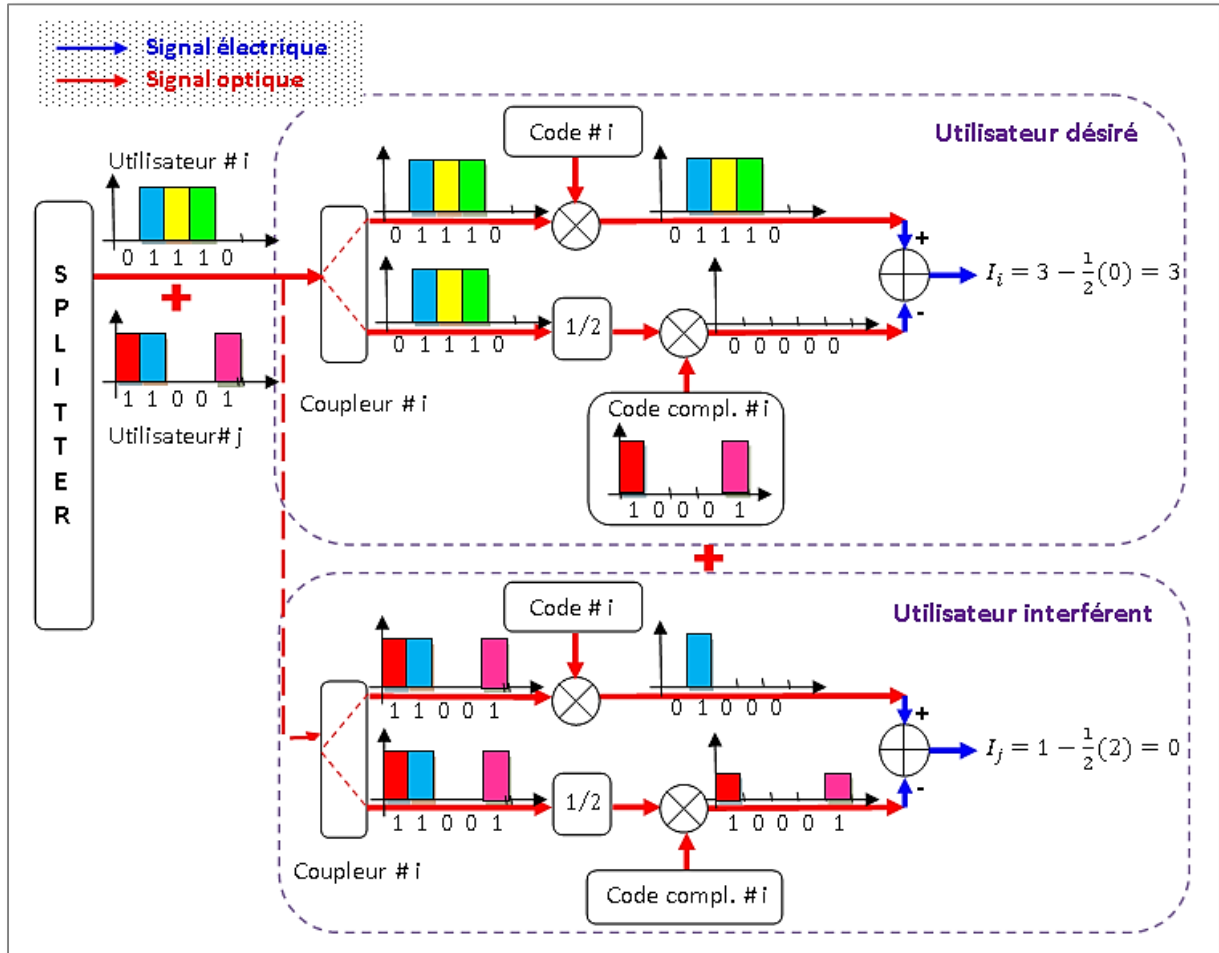
$$\alpha = \frac{\lambda_c}{w - \lambda_c} \quad (1.3)$$

Avec : w est le poids du code et λ_c la corrélation croisée.

De cette façon, l'utilisateur désiré sera favorisé par rapport aux utilisateurs interférents. En effet, afin d'expliquer mieux le principe de la détection balancée, prenant l'exemple donné sur le tableau 1.1. Les résultats de l'analyse sont détaillées (l'architecture du récepteur, de la figure 1.24, est éclatée et divisés en deux parties) et illustrées sur la figure 1.25.

Paramètre	Valeur
w	3
λ_c	1
α	1/2
Code # i	0 1 1 1 0 → utilisateur désiré
Code compl. # i	1 0 0 0 1
Code # j	1 1 0 0 1 → utilisateur interférant
Code compl. # j	0 0 1 1 0

Tableau 1.1 - Paramètres de l'exemple étudié.

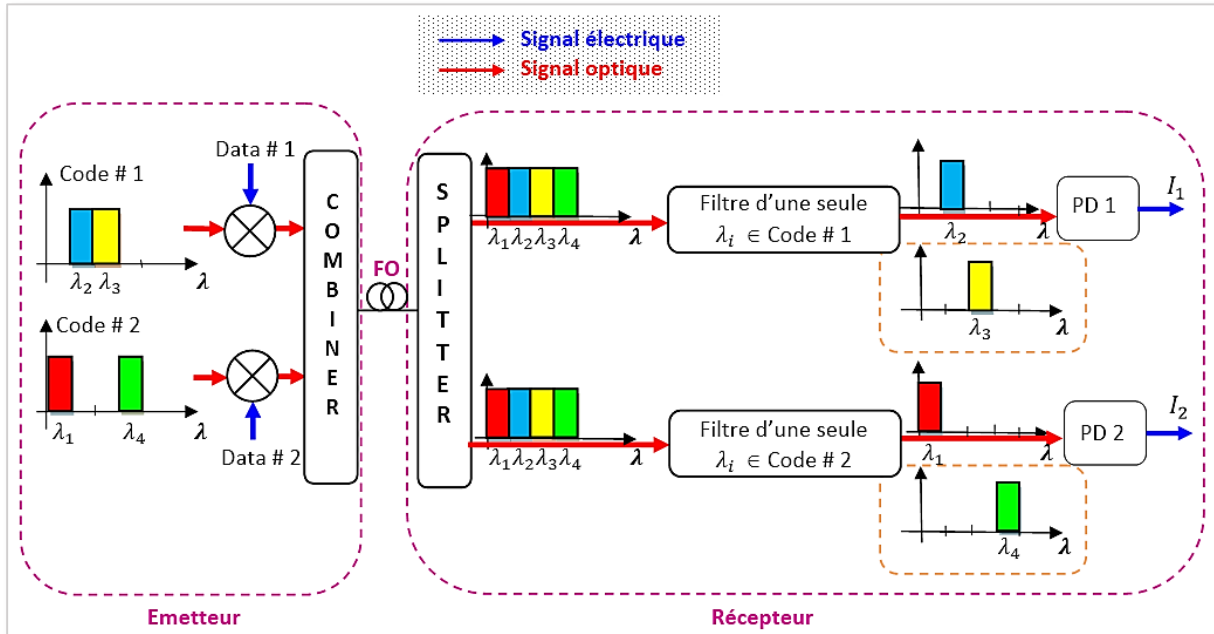


D'après les résultats obtenus, nous constatons qu'avec ce type de détection, seul le signal désiré sera récupéré au niveau de l'utilisateur correspondant. Les autres signaux interférents seront étouffés : éliminant ainsi les interférences entre utilisateurs (MAI). Cependant, malgré les bonnes performances obtenues, la détection balancée souffre d'une complexité accrue des récepteurs.

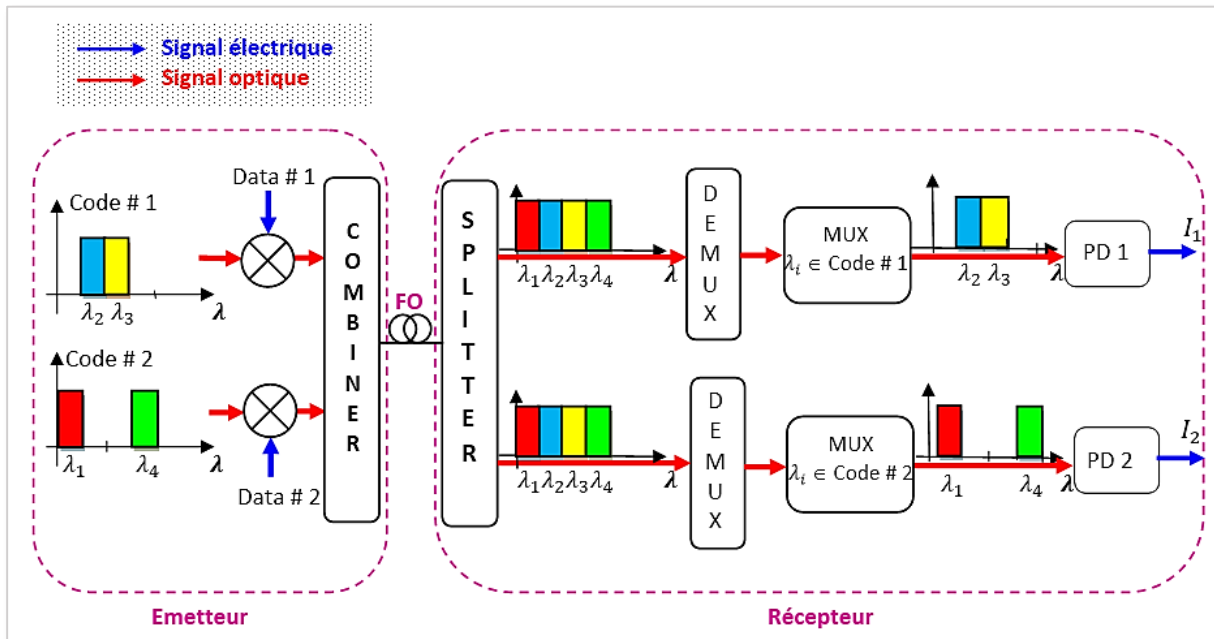
1.5.2 Détection directe

Cette technique de détection, aussi simple qu'elle soit, est un cas particulier de la détection balancée en posant le facteur d'atténuation α égal à zéro, puisqu'elle est basée sur une corrélation croisée nulle entre les codes utilisés (par exemple le cas des codes ZCC). De ce fait, une seule branche du décodeur est nécessaire [18] comme illustre la figure 1.26.

Ce type de détection est fondé sur le fait que l'information est supposée être suffisamment récupérable par un seul chip (à « 1 ») du code, d'où la nomination détection directe d'une seule longueur d'onde $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (voir figure 1.26 a, ou par tous les chips du code, d'où l'appellation détection directe de toutes les longueurs d'onde w/λ -SCM SAC-OCDMA (voir figure 1.26 b) [18].



a)



b)

Figure 1.26 - Architecture d'un système SAC-OCDMA à détection directe : a) $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA , b) w/λ -SCM SAC-OCDMA

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différentes techniques d'accès multiples qu'elles soient celles utilisées dans le domaine radiofréquence (TDMA, FDMA et CDMA) ou celles appliquées au domaine optique (OTDM, WDM et OCDMA).

Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés aux systèmes OCDMA et plus particulièrement à celui utilisant le codage spectral d'amplitude. A cette fin, différentes technologies de codage (par masque d'amplitude, en utilisant un réseau AWG, des réseaux de Bragg, des démultiplexeurs / multiplexeurs, ...) et techniques de détection (balancée, directe d'une seule longueur d'onde et directe de toutes les longueurs d'ondes) ont été présentées. Nous envisagerons, dans le chapitre suivant, de présenter l'étude des systèmes SCM SAC-OCDMA.

Chapitre 2

Le système SCM SAC-OCDMA

2.1 Introduction

En raison de sa mise en œuvre simple et peu coûteuse, la transmission de données à haut débit utilisant la technique de multiplexage optique de sous-porteuses (SCM : SubCarrier Multiplexing) a été étudiée depuis longtemps dans plusieurs travaux [53, 54, 55, 56, 57]. Ce chapitre envisage d'étudier cette technique de multiplexage en analysant les possibilités de son combinaison avec deux autres techniques de multiplexage comme la WDM et le SAC-OCDMA.

2.2 Technique SCM

Pour atteindre les défis de débit par utilisateur, de nombre d'utilisateurs, de distance de transmission et de coût de l'architecture de système, de nouvelles techniques de multiplexage ont vu le jour. En effet, des techniques simples et rentables pour l'exploitation de la bande passante des fibres optiques [58, 59, 60], comme le multiplexage de sous-porteuses et ses variantes sont utilisées, particulièrement dans les systèmes Radio sur Fibre RoF (RoF : Radio over Fiber) permettant ainsi de moduler l'onde lumineuse par un signal radio directement sans conversion électrique / optique à l'aide de composants optiques [61].

2.2.1 Principe

Le multiplexage optique de sous-porteuses SCM est l'une des solutions qui consiste à multiplexer de nombreux signaux sur une seule fibre [62]. La technique SCM utilise essentiellement une modulation en deux étapes. Tout d'abord, plusieurs canaux RF (multiples sous-porteuses) à faible bande passante, portant un signal analogique ou numérique, sont combinés pour former un signal composite. Dans la deuxième étape, le signal est utilisé pour moduler la porteuse optique de fréquence f_0 (générée par la diode laser LD, LD : Laser Diode) comme le montre la figure 2.1 [63]. De ce fait, plusieurs utilisateurs transmettent leurs données sur la même porteuse optique.

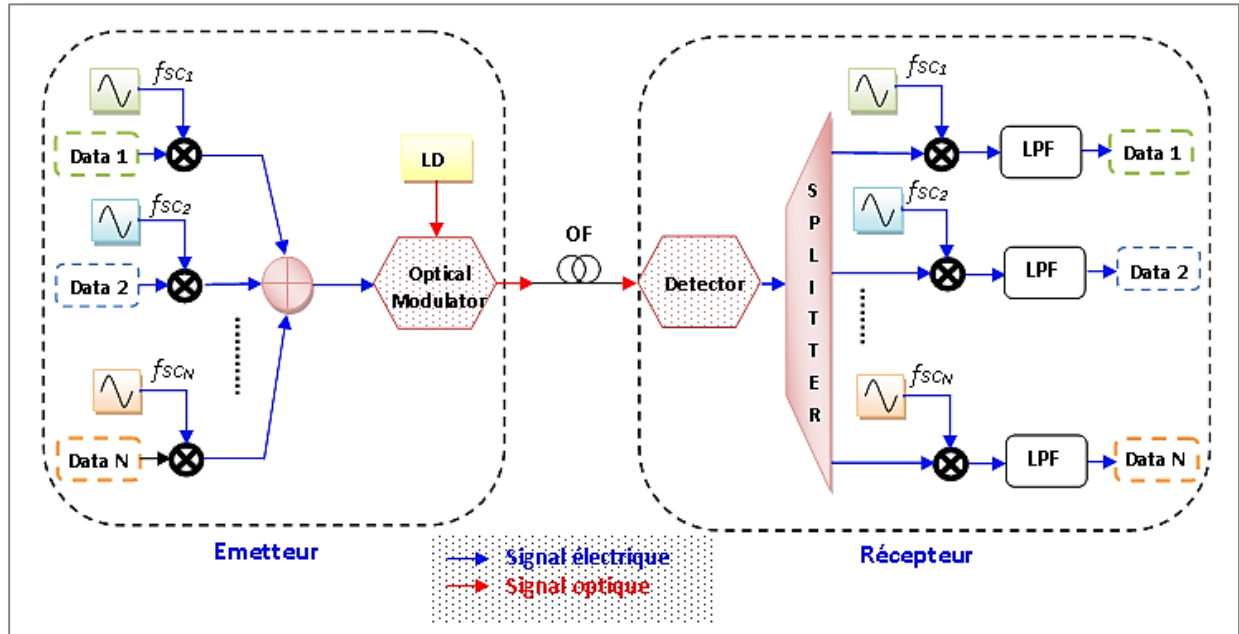


Figure 2.1 - Architecture d'un système SCM

Dans le cas du système illustré sur la figure 2.2, où deux canaux sont multiplexés, il en résulte un spectre optique composé de la porteuse optique (située à f_0), de deux bandes latérales situées à $f_0 + f_{SC1}$ et à $f_0 - f_{SC1}$, identifiant le premier utilisateur et deux autres situées à $f_0 + f_{SC2}$ et à $f_0 - f_{SC2}$ identifiant le deuxième utilisateur (f_{SCi} désigne la $i^{\text{ème}}$ sous-porteuses) [64].

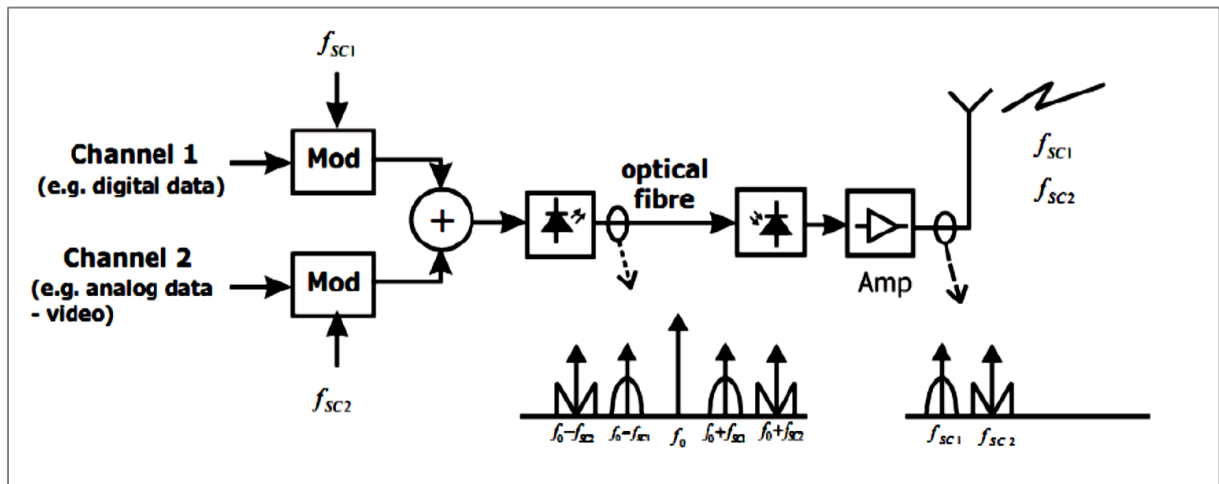


Figure 2.2 - Multiplexage et spectre SCM à deux canaux [63]

De plus, le schéma de modulation utilisé et les types de données portées sur chaque sous-porteuse, du même utilisateur, sont indépendants des autres sous-porteuses. En effet, chaque sous-porteuse peut transporter des données (numériques ou analogiques) ayant un format de modulation différent. De cette manière, divers types de multiplexage de données peuvent être supportés par la technique SCM et par conséquent une large gamme d'applications est envisagée [64].

Au niveau récepteur, de simples filtres électriques sont nécessaires pour récupérer les signaux après démodulation optique. Néanmoins, plus le nombre de sous-porteuses augmente, plus le spectre optique du signal transporté devient plus large (structure double bande latérale) et le rapport signal sur bruit, par porteuse, diminue ce qui va limiter considérablement la capacité de multiplexage à moins qu'on envisage l'association de cette technique avec, par exemple, celle WDM [58] (ce procédé est exposé au paragraphe 2.2.2).

Un autre inconvénient de cette technique réside dans sa sensibilité aux non linéarités (aucun composant réel n'est parfaitement linéaire). En effet, la présence d'un dispositif non linéaire, comme une diode laser (LD), provoque le mélange des sous-porteuses dans la cavité laser pour créer de nouvelles harmoniques (voir les détails en annexe A), comme il est indiqué sur la figure 2.3, dont certaines peuvent coïncider avec la sous-porteuse désirée. Ces termes d'intermodulation sont considérés comme une source supplémentaire de bruit, couramment appelée bruit de distorsion d'intermodulation (IMD : Inter Modulation Distorsion) [65]. Cette dernière dépend fortement du nombre de canaux (sous-porteuses), phénomène illustré sur les figures 2.3 et 2.4.

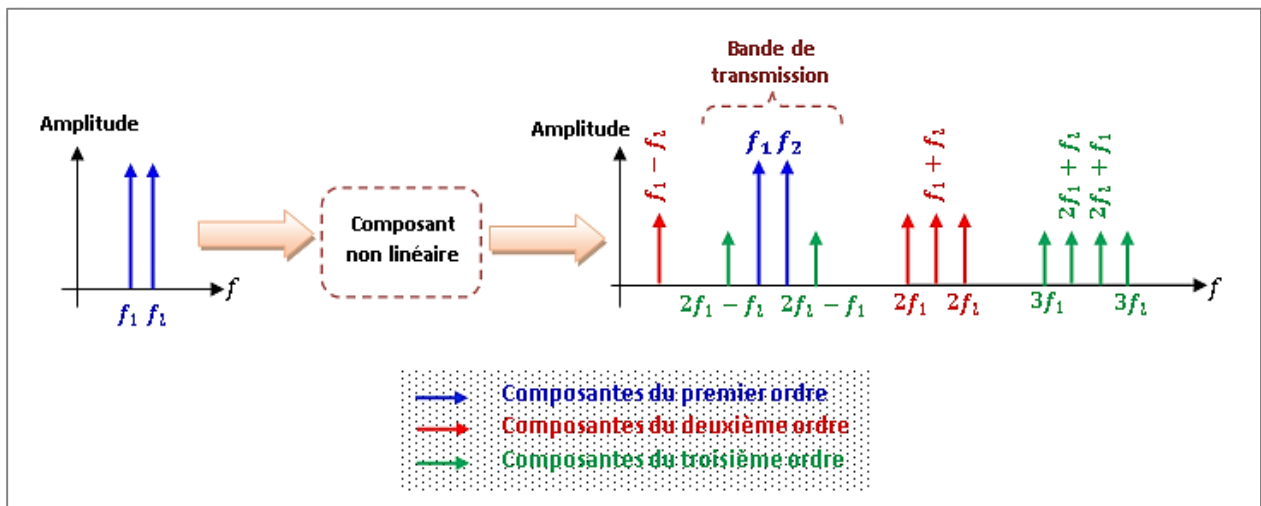


Figure 2.3 - Distribution d'harmoniques et de produits d'intermodulation pour deux sous-porteuses.

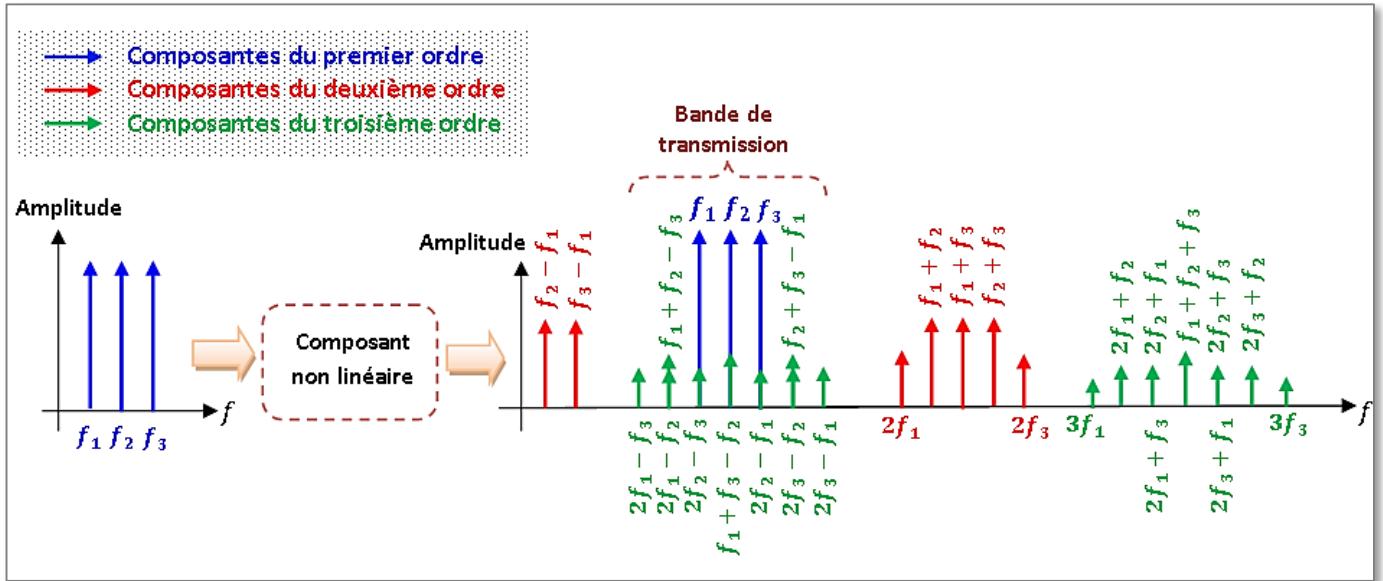


Figure 2.4 - Distribution d'harmoniques et de produits d'intermodulation pour trois sous-porteuses.

D'après les figures 2.3 et 2.4, nous pouvons voir que le nombre de produits d'intermodulation IMP (IMP : Inter Modulation Product) d'ordre impair, retombant dans la bande de transmission (autour des fréquences désirées), croît rapidement avec l'augmentation du nombre de sous-porteuses.

Un exemple de distribution des fréquences des canaux (espacement entre canaux), est donné sur le tableau 2.1 [66].

Ordre	Fréquences		Valeurs (kHz)			
			Exemple 1 (Espacement = 1 kHz)		Exemple 2 (Espacement = 8 kHz)	
1	f_1	f_2	100	101	100	108
2	$2f_1$	$2f_2$	200	202	200	216
	$f_1 + f_2$	$f_2 - f_1$	201	1	208	8
3	$3f_1$	$3f_2$	300	303	300	324
	$2f_1 - f_2$	$2f_2 - f_1$	99	102	92	116
	$2f_1 + f_2$	$2f_2 + f_1$	301	302	308	316

Tableau 2.1 - Produits d'intermodulation d'ordre 1, 2 et 3.

L'écart spectral entre les canaux joue un rôle déterminant en termes de capacité. En effet, pour une même bande de transmission (prise par exemple égale à 10 kHz), un espacement petit (exemple 1, tableau 2.1) entraîne une grande capacité de multiplexage mais un nombre des IMPs élevé (voir figure 2.4) et vis-versa, pour un grand espacement (exemple 2, tableau 2.1) la réduction des IMPs (voir figure 2.3) pénalise la capacité du système. Pour cela, un compromis doit être mis au point.

Dans un scénario pratique (cas du système GSM par exemple), les IMPs du second ordre sont négligés ainsi que les termes d'ordre supérieur (au-dessus de trois) car ils sont peu nombreux et à bas niveau. Donc, les IMPs du troisième ordre de type 2T- IMPs (2 Tone - IMPs) et 3T-IMPs (3Tone - IMPs) de fréquences $2f_i - f_j$ et $f_i + f_j - f_l$ respectivement, sont plus préoccupants que les autres (2T-IMPs du deuxième ordre, 2T-IMPs du cinquième ordre, 3T-IMPs du deuxième ordre, 3T-IMPs du cinquième ordre ...) [65, 67]. Ici, les fréquences f_i , f_j et f_l sont différentes.

Pour un système SCM à N sous-porteuses, uniformément espacées, le nombre des IMPs du troisième ordre de type D_{111} (3T-IMPs) et D_{21} (2T-IMPs) coïncidant avec la $n^{ième}$ sous-porteuse, sont donnés par [68] :

$$D_{111} = \frac{n}{2}(N - n + 1) + \frac{1}{4}[(N - 3)^2 - 5] - \frac{1}{8}[1 - (-1)^N](-1)^{N+n} \quad (2.1)$$

$$D_{21} = \frac{1}{2}\left[N - 2 - \frac{1}{2}[1 - (-1)^N](-1)^n\right] \quad (2.2)$$

Les tableau 2.2 et 2.3 présentent la distribution de ces IMPs (D_{111} et D_{21}) , calculée en tenant compte des équation 2.1 et 2.2, pour dix sous-porteuses uniformément espacées. D'après les résultats récapitulés sur le tableau 2.2, on note qu'au fur et à mesure que le nombre de canaux (sous-porteuses) augmente, les IMPs de type D_{111} deviennent prédominants en nombre. En outre, en tenant compte du fait que les IMPs de type D_{21} sont minimales. Il s'ensuit que les performances d'un système utilisant la technique SCM seront principalement altérées par les IMPs de type D_{111} .

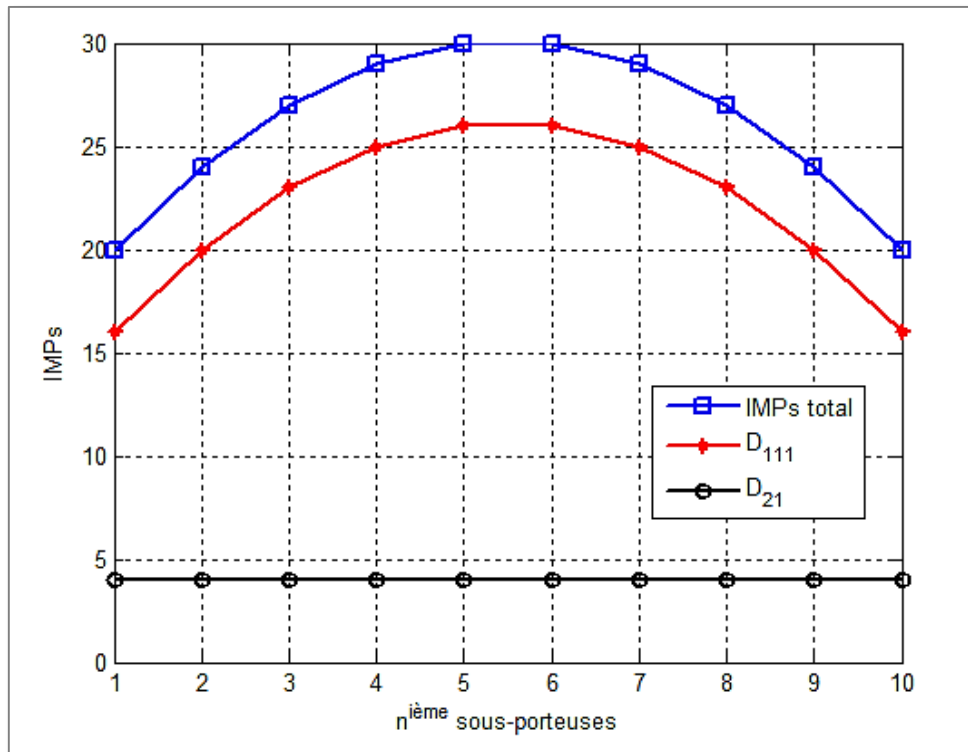
N	n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	0									
2	2	0	0								
3	3	0	1	0							
4	4	1	2	2	1						
5	5	2	4	4	4	2					
6	6	4	6	7	7	6	4				
7	7	6	9	10	11	10	9	6			
8	8	9	12	14	15	15	14	12	9		
9	9	12	16	18	20	20	20	18	16	12	
10	10	16	20	23	25	26	26	25	23	20	16

Tableau 2.2 - Distribution des produits D_{111} .

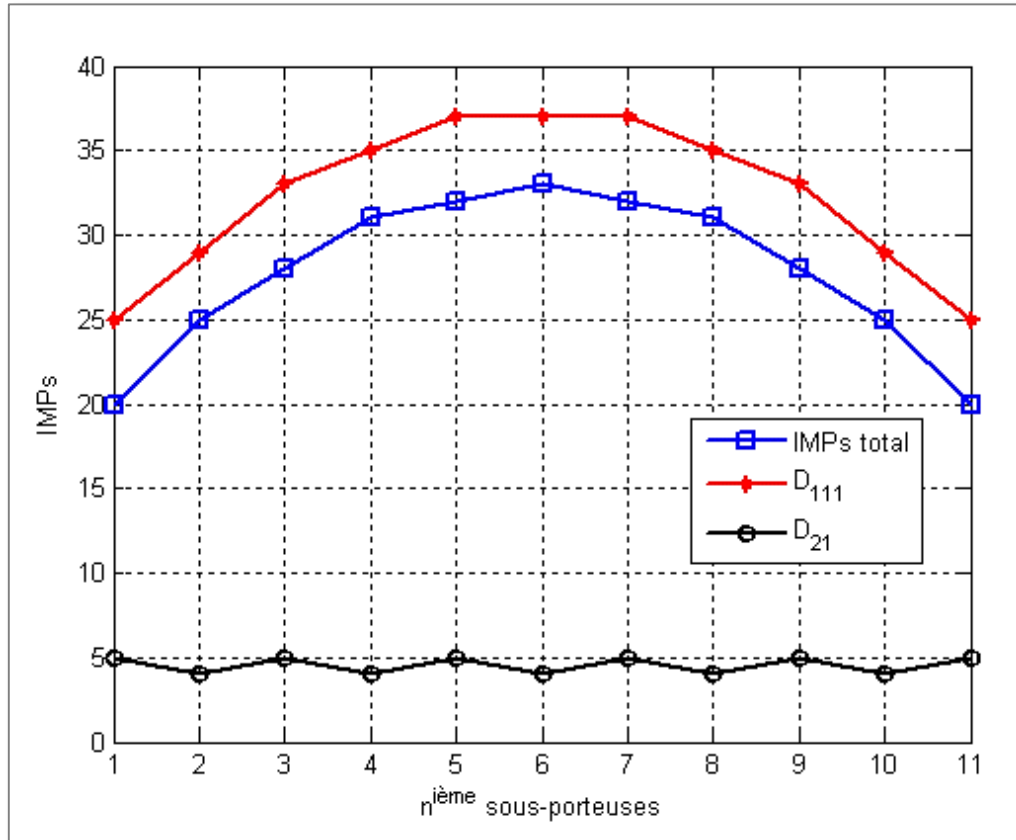
N	n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	0									
2	2	0	0								
3	3	1	0	1							
4	4	1	1	1	1						
5	5	2	1	2	1	2					
6	6	2	2	2	2	2	2				
7	7	3	2	3	2	3	2	3			
8	8	3	3	3	3	3	3	3	3		
9	9	4	3	4	3	4	3	4	3	4	
10	10	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4

Tableau 2.3 - Distribution des produits D_{21} .

La figure 2.5 illustre la variation du nombre des IMPs du troisième ordre (D_{111} et D_{21}) ainsi que leurs sommes pour dix (voir les tableaux 2.2 et 2.3) et onze (voir annexe B) sous-porteuses. Comme nous pouvons le constater, d'après ces courbes, le nombre des IMPs de type D_{21} est négligeable par rapport à celui de type D_{111} et que les sous-porteuses situées au centre du multiplex SCM (5^{ième} et 6^{ième} sous-porteuses) présentent le maximum de distorsion IMD. Donc, pour une meilleure analyse des performances d'un système utilisant le multiplex SCM, il faut considérer le cas défavorable situé autour de la (voir figure 2.5 b) ou les (voir figure 2.5 a) sous-porteuse(s) centrale(s).



a)



b)

Figure 2.5 - Distribution des IMPs : a) pour dix sous-porteuses , b) pour onze sous-porteuses.

2.2.2 Combinaison SCM/WDM

Les signaux SCM peuvent être multiplexés dans le domaine de longueur d'onde [69, 70, 71]. La figure 2.6 montre la configuration de base de ce système hybride dont laquelle K émetteurs (constitués par K porteuses optiques) sont présents.

Dans chaque émetteur un multiplexage de N sous-porteuses est réalisé pour moduler la porteuse optique. Les K canaux optiques sont ensuite combinés en utilisant un multiplexeur optique afin de pouvoir partager la même liaison optique. Au récepteur, un démultiplexeur WDM optique est utilisé pour séparer les différentes longueurs d'onde, un détecteur optique est employé pour convertir le signal optique en un courant électrique, puis ce signal électrique est envoyé à N branches. Dans chaque branche, le signal est démodulé par un mélangeur de fréquences adéquat [63].

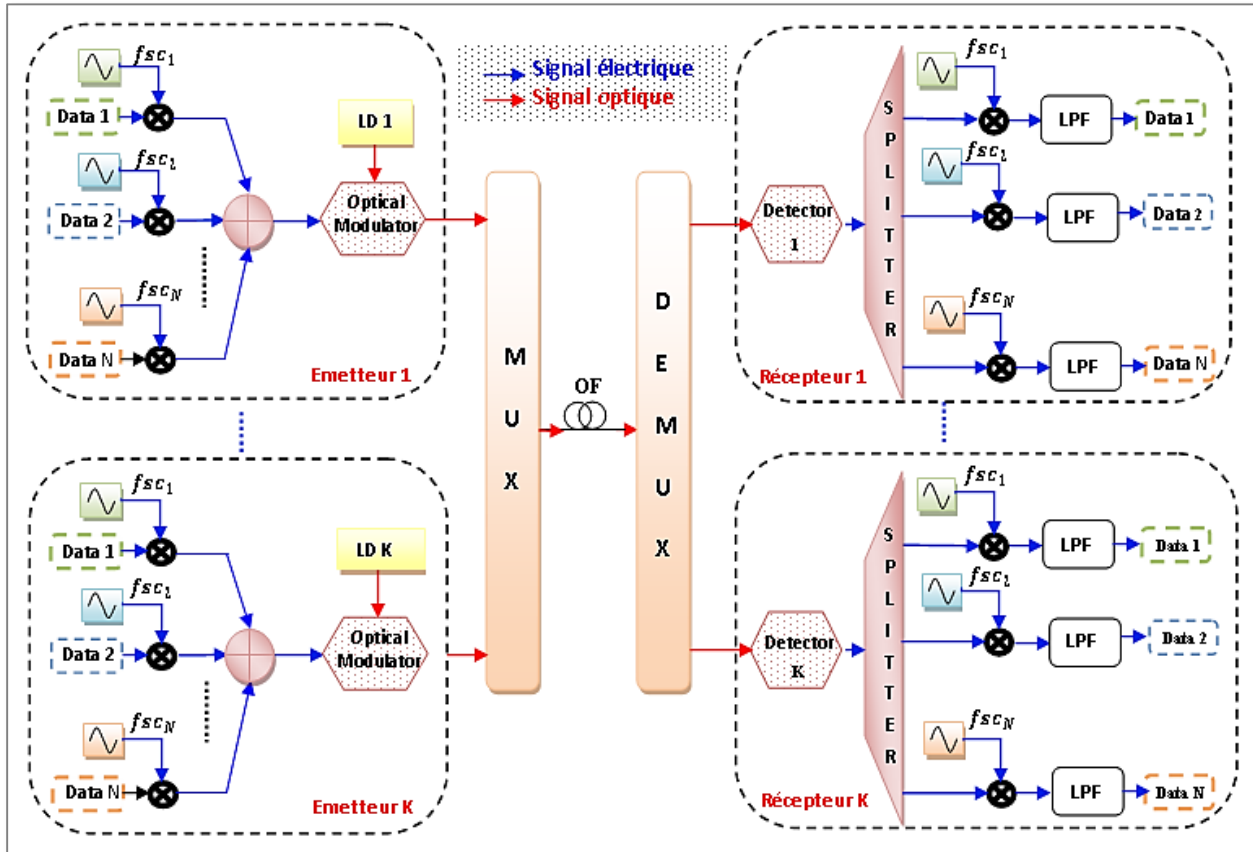


Figure 2.6 - Architecture d'un système SCM/WDM.

Le spectre des fréquences obtenu est illustré sur la figure 2.7 pour 4 porteuses optiques ($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ et λ_4) et 9 sous-porteuses (f_{sc_i}) par émetteur [72]. L'espacement entre porteuses optiques peut être réduit jusqu'à 50 GHz (0.4 nm) [73].

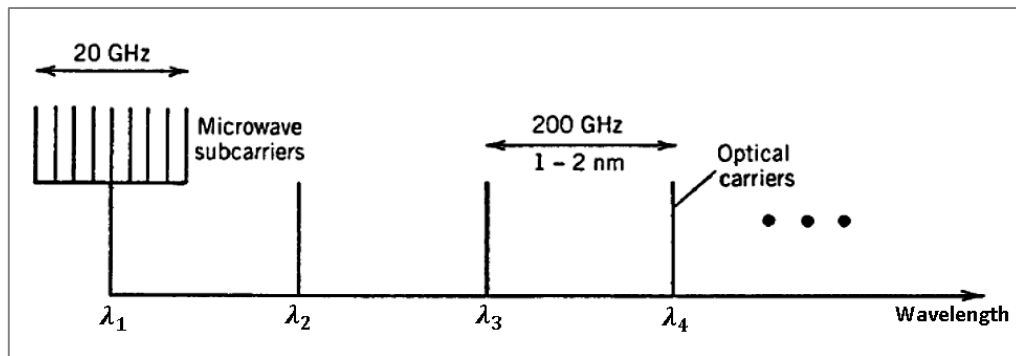


Figure 2.7 - Allocation des fréquences dans un système SCM/WDM [33]

Cette solution offre une capacité étendue de liaison en fournissant une plate-forme plus flexible pour les réseaux de transmission optique à haut débit avec une grande efficacité de bande passante optique.

Cependant, une plus grande bande passante du signal SCM influe directement sur les intervalles spectraux entre les longueurs d'onde multiplexées. Dans ce cas, l'utilisation de la modulation à bande latérale unique OSSB (Optical Single Side Band) est indispensable pour éviter tous recouvrement spectral entre les canaux optiques [73].

2.3 Principe du système SCM SAC-OCDMA

2.3.1 Présentation

La demande croissante en débit et en capacité de multiplexage d'abonnés a donné un énorme intérêt à la combinaison du multiplexage SCM à la technique OCDMA [74]. Ce système hybride est proposé dans le but de combiner les avantages des deux techniques SCM et OCDMA. En effet, la technique SCM fournit une dimension supplémentaire de multiplexage pour augmenter l'efficacité et la flexibilité des systèmes OCDMA en permettant d'améliorer le débit de données et d'augmenter le nombre d'utilisateurs [75]. En revanche, l'OCDMA est susceptible d'éliminer les interférences MAI, lorsque les séquences de code utilisées ont une intercorrélation fixe ($= 1$ ou nulle) [74]. En plus, ce système hybride peut utiliser deux sortes de support de transmission, pour faire véhiculer la lumière ; soit la fibre optique [76] ou l'espace libre FSO (FSO : Free Space Optics) [77]. En contraste, les systèmes hybrides SCM OCDMA souffrent d'une limitation en nombre de sous-porteuses du fait qu'elles occupent une grande bande passante [78].

2.3.2 Concept

La figure 2.8 représente le schéma de principe du système SCM SAC-OCDMA. L'émetteur se compose de mélangeurs, de combineurs électriques (additionneurs), de modulateurs optiques externes (EOM : Electro-Optic Modulator ou MZM : Mach-Zehnder Modulator) et des codeurs optiques permettant de générer les codes utilisés.

Premièrement, les signaux de données (data) sont mélangés (multipliés) avec les différentes sous-porteuses, combinés ensuite, par un additionneur électrique, pour former un signal composite. Ce dernier sera, par la suite, modulés optiquement par les codes distincts (voir figure 2.8). Les séquences de codes sont générées avec différentes longueurs d'onde fournies par la source lumineuse. Cette dernière peut être cohérente (à spectre étroit) comme est montré sur la figure 2.8 ou incohérente (large spectre) comme celle utilisée dans [79, 80].

Dans le cas de la figure 2.8, les longueurs d'onde générées par les deux lasers sont codées selon des séquences de code ZCC [81] (de longueur $L = 6$ et de poids $w = 2$) attribuées à l'aide d'un multiplexeur optique comme suit :

$$\begin{cases} \text{code 1} & \Rightarrow \lambda_1 0 \lambda_3 0 0 0 \\ \text{code 2} & \Rightarrow 0 0 0 \lambda_4 0 \lambda_6 \\ \text{code 3} & \Rightarrow 0 \lambda_2 0 0 \lambda_5 0 \end{cases}$$

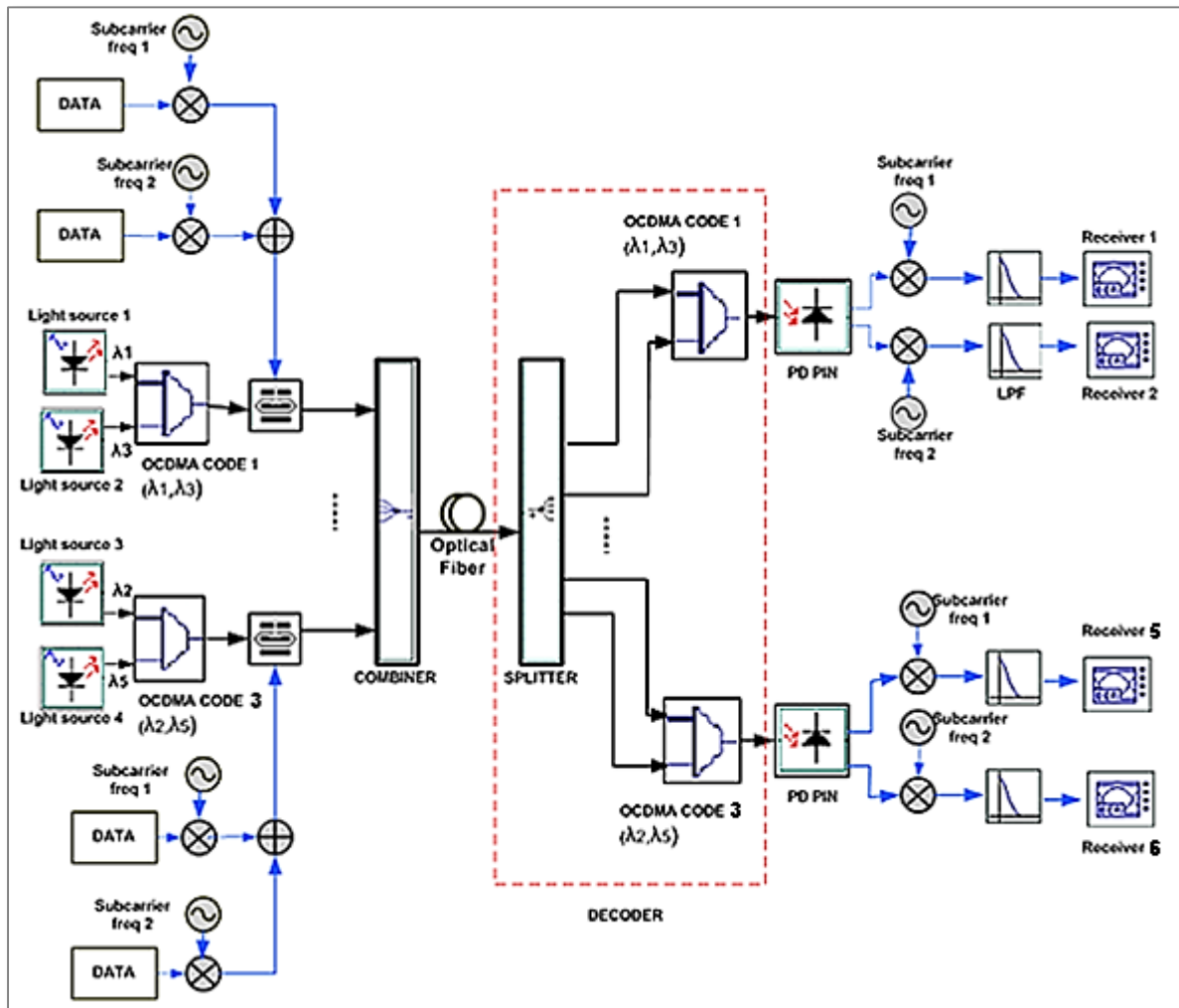


Figure 2.8 - Architecture d'un système SCM SAC-OCDMA [81]

De ce fait, chaque utilisateur dans le système se voit attribué : une fréquence de sous-porteuse, f_{sc_i} , et un code particulier, c_i , où chaque paire (f_{sc_i} , c_i) est unique pour tous les utilisateurs [79]. Ensuite, toutes les séquences de code modulées sont combinées ensemble et transmises via la fibre optique. Au niveau récepteur, les signaux optiques reçus sont séparés par un décodeur optique. Ce décodeur se compose d'un splitter optique (sépare les longueurs d'onde) et les multiplexeurs qui sélectionneront et combineront les longueurs d'onde selon les différentes attributions des séquences de code définies à l'émetteur. Le signal optique décodé est ensuite détecté par le photodétecteur (converti en signal électrique, voir Annexe D), mélangé électriquement (démodulé) avec la fréquence f_{sc_i} correspondante et filtré par un filtre passe-bas LPF (LPF : Low Pass Filter) afin de récupérer les données transmises par l'utilisateur désiré.

Dans ce genre de système, les données sont protégées par la différence soit dans les codes, soit dans les fréquences des sous-porteuses. Par conséquent, le schéma hybride est robuste contre les interférences et plus efficace sur le plan spectral [74].

2.3.3 Evolution du système SCM SAC-OCDMA

Les systèmes SCM SAC-OCDMA ne cessent d'évoluer depuis leur découverte [82]. Dans cette section nous allons présenter un aperçu historique sur les travaux de recherche qui ont contribué à améliorer les performances dudit système ; soit en intervenant au niveau de l'émetteur ou au niveau du récepteur. Du côté émetteur, les chercheurs analysent, le plus souvent, les performances du système en changeant à chaque fois le type des codes optique utilisés alors que du côté récepteur, l'analyse de performances est faite plutôt en fonction du type de détection.

En 2007, R. K. Z. Sahbudin, M. K. Abdullah, M. D. A. Samad, M. A. Mahdi et M. Ismail [82] ont présenté les performances du système SCM SAC-OCDMA, à détection directe, utilisant les codes DW (DW : Double Weight) ayant une intercorrélacion fixe ($= 1$). Les résultats obtenus ont montré, pour un $SNR = 20\text{ dB}$ (SNR : Signal to Noise Ratio), l'efficacité de la détection directe dans la transmission longue distance (44 Km) par rapport à celle balancée (10 Km).

En 2008, R. K. Z. Sahbudin, M. K. Abdullah, M. D. A. Samad, M. A. Mahdi et M. Ismail [74] ont analysé les performances du système SCM SAC-OCDMA à détection balancée (avec soustraction) en se basant sur les codes MDW (MDW : Modified Double-Weight) présentant une intercorrélacion fixe ($= 1$). Les résultats ont montré une transmission réussie du système hybride (MAI éliminés) pour 10 sous-porteuses au maximum (avec un BER acceptable de 10^{-9}) avec un débit de 155 Mbps par sous-porteuse. Cependant, la détection balancée souffre d'une complexité accrue des récepteurs.

Toujours en 2008, R. K. Z. Sahbudin et M. K. ABDULLAH [83] ont proposé d'analyser les performances du système SCM SAC-OCDMA en se basant sur les codes KS (KS : Khazani-Syed) présentant une intercorrélacion fixe ($= 1$). Dans leur travail une comparaison a été faite entre deux types de détection : directe et balancée. Les résultats obtenus ont montré que le nombre de sous-porteuses dans le système utilisant la détection directe (17 sous-porteuses) est supérieur à celui utilisant la détection balancée (4 sous-porteuses) tout en éliminant les MAI.

En 2012, Thanaa Hussein Abd, S. A. Aljunid, Hilal A. Fadhil, Ibrahim Fadhil Radhi, Ahmad R. B. et M. A. Rashid [84] ont réussi à améliorer les performances du système SCM SAC-OCDMA à détection directe en se basant sur les codes MD (MD : Multi-Diagonal). Les résultats ont montré une augmentation de la capacité de multiplexage (par rapport aux autres familles : 18 sous-porteuses par code avec un débit de 155 Mbps par sous-porteuse) du fait que les codes MD présentent une intercorrélacion nulle, ce qui permet d'éliminer les interférences MAI. En plus l'utilisation de la détection directe offre une réduction dans la complexité du système (moins de filtres utilisés au niveau récepteur).

En restant toujours en 2012, Abd T. H., Aljunid S. A., Fadhil H. A., Ahmad R. B. et Junita M. N. [85] ont réussi à améliorer les performances du système SCM SAC-OCDMA à détection balancée en utilisant les codes dynamiques à décalage cyclique DCS (DCS : Dynamic Cyclic Shift). Effectivement, avec l'encodage DCS le nombre d'utilisateurs est élevé comparativement à celui obtenu avec les codes KS.

Dans la même année (2012), Junita Mohd Nordin, Syed Alwee Aljunid, Anuar Mat Safar, Amir Razif Arief Jamil Abdullah et Rosemizi Abd Rahim [86] ont démontré de meilleures performances du système SCM SAC-OCDMA en utilisant la détection directe et les codes ZCC. En effet, ce système garantit une transmission sur une longue distance, sans MAI, et d'une implémentation simple à bas coût.

En 2013, Junita Mohd Nordin, Syed Alwee Aljunid, Anuar Mat Safar, Amir Razif Arief, Rosemizi Abd Rahim, R. Badlishah Ahmad et Naufal Saad [81] ont proposé d'étudier un système SCM SAC-OCDMA à détection directe utilisant les codes ZCC. Dans cette étude, les performances du système sont analysées en fonction de plusieurs paramètres à savoir : le nombre des canaux optiques, la longueur de la fibre et la puissance d'entrée afin de voir leurs influences.

Toujours en décembre 2013, J.M. Nordin, S.A. Aljunid, R.A. Rahim, M.S. Anuar, A.R. Arief, R.B. Ahmad et M.N. Saad [79] ont choisi de présenter l'effet du poids du code ainsi que celui du débit binaire sur les performances du système SCM SAC-OCDMA à détection directe employant les codes ZCC appliqués aux réseaux Fi-Wi (Fi-Wi : Fiber-Wireless).

En 2013 Hussein Saad Mohammed, S. A. Aljunid, Hilal A. Fadhil, Thanaa Hussein Abd, Rachid A. Fayadh et A. K Rahman [77] ont donné naissance à une nouvelle application du système SCM SAC-OCDMA combinant les codes MD et l'espace libre (FSO) comme support de transmission.

En 2014, A. O. Aldhaibani, S. A. Aljunid, M. S. Anuar et AR Arief [78] ont suggéré de combiner la technique OFDM (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec le système SAC-OCDMA à base de codes MD. L'OFDM est utilisée au lieu du multiplexage SCM classique du fait qu'elle permet un multiplexage de fréquences orthogonales offrant ainsi une meilleure efficacité spectrale et par conséquent un nombre d'utilisateur élevé (256 sous-porteuses). Le système proposé permet d'améliorer le BER de 10^{-4} , pour l'OFDM-OCDMA, par rapport aux systèmes OCDMA conventionnels à une distance de 100 km.

Toujours en 2014, Aliaa Mamoun Kabbour, Hilal A. Fadhil, Angela Amphawan, Syed A. Aljunid et Mohammad KH. AlMustafa [87] ont comparé les performances du système SCM SAC-OCDMA, basé sur les codes MD, utilisant deux types de fibre optique : monomode et multimode, dans un réseau local (par exemple, réseau local dans les campus et les réseaux

d'entreprise). Les résultats obtenus ont montré que la fibre multimode (MMF) est le candidat idéal pour l'application en réseau LAN (LAN : Local Area Network) entre 500 *m* et 1 *Km*.

En 2016, M.N.Junita, R.A.Rahim, N.A.A. Ahmad, S.A.Aljunid et A.K.Rahman [88] ont présenté une analyse de performances du système hybride SCM SAC-OCDMA utilisant les codes RC (RC : Recursive Combinatorial) pour deux types de détection : directe et par soustraction ET (AND subtraction method). Les deux différents modèles de système sont ensuite simulés et les performances sont comparées. Les résultats trouvés indiquent que le système SCM SAC-OCDMA utilisant la technique de détection directe pourrait transmettre sur une longue distance (jusqu'à 50 *km* à un débit de 622*Mbps*) par rapport à l'autre système (utilisant la détection par soustraction ET).

Après cette analyse de tous les travaux de recherche disponibles visant l'amélioration des performances du système SCM SAC-OCDMA, notre étude s'est orientée vers l'amélioration des performances du système SAC-OCDMA à multiplexage de sous-porteuses classique (SCM) utilisant les codes ZCC et une détection directe. Le choix des codes ZCC se justifie par le fait qu'ils éliminent les interférences MAI et la détection directe suite à sa simplicité d'implémentation.

2.4 Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif d'introduire le principe du système SCM SAC-OCDMA. Pour cela, une étude détaillée sur la technique SCM est introduite en précisant les avantages et les limites de cette dernière. En effet, cette technique est très sensible aux non-linéarités des composants utilisés (un laser, par exemple) ce qui provoque (par mélange) la création de nouvelles fréquences (termes d'intermodulation) dont certaines (d'ordre impair) coïncident avec celle désirée. Ainsi, il a été montré que ce phénomène dépend fortement du nombre de canaux (sous-porteuses) et de l'emplacement de la sous-porteuse désirée dans le multiplex SCM. La possibilité de multiplexer la technique SCM avec d'autres techniques d'accès, comme le WDM et l'OCDMA, est ainsi présentée en se basant beaucoup plus sur le système hybride SCM SAC-OCDMA. Enfin, et pour fixer les objectifs de notre étude, un état de l'art sur l'évolution de la technique SCM SAC-OCDMA est présenté.

Le chapitre suivant vise à analyser les performances de ce système hybride en termes du SNR et BER. Cela nous a conduit à rechercher une optimisation des performances du système, en taux d'erreur binaire, afin d'avoir plus de flexibilité et de capacité de multiplexage.

Chapitre 3

Optimisation et évaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, une optimisation et une analyse des performances du système hybride SCM SAC-OCDMA basé sur les codes ZCC en termes du SNR et BER (BER : Bit Error Rate) sont présentées. La capacité du système se mesure en termes de capacité de multiplexage (nombre d'utilisation multiplexée supportés par le système). L'augmentation du nombre d'utilisateurs du système engendre des produits d'intermodulation (IMPs) ce qui limite ses performances en termes de BER ($BER > 10^{-9}$).

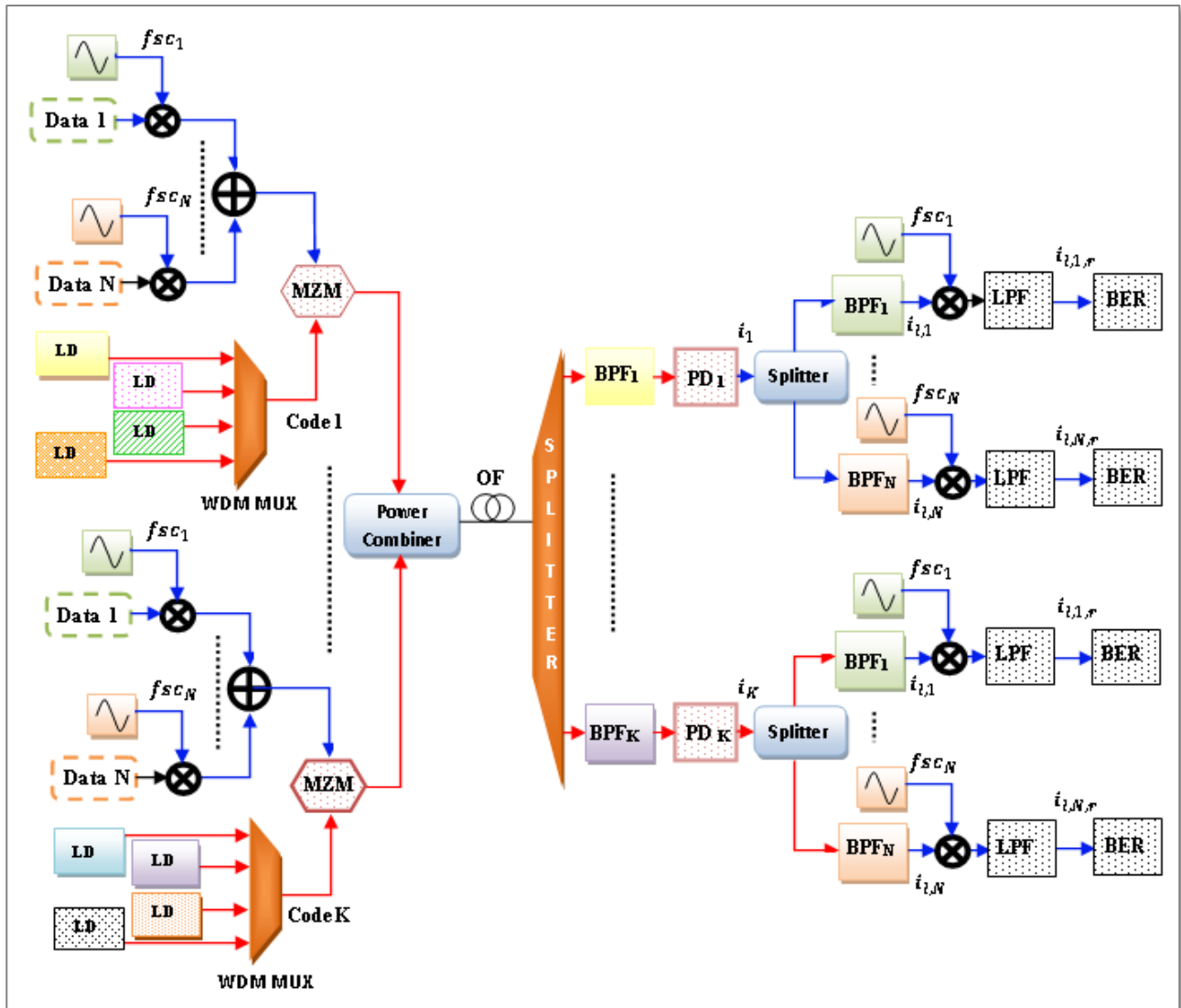
Notre contribution consiste à augmenter la capacité de multiplexage tout en réduisant l'effet l'intermodulation en maximisant le SNR.

3.2 Analyse des performances du système

3.2.1 Modèle du système étudié

Le schéma bloc du système SCM SAC-OCDMA étudié, utilisant les codes optiques ZCC (voir paragraphe 4.2 du chapitre 4) [89] est illustré sur la figure 3.1. Dans ce système, N données sont modulées électriquement par N sous-porteuses et optiquement par un seul code optique. Ce code est composé de quatre longueurs d'ondes différentes générées par quatre diodes laser (LD).

Le choix s'est porté sur les codes optiques ZCC vu qu'ils ont une intercorrélation nulle (pour un décalage entre les codes nul) ce qui justifie le choix de la technique de détection directe (détection d'une seule longueur d'ondes parmi les quatre constituants le code)


 Figure 3.1 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA considéré.

3.2.2 Calcul du SNR du système SCM SAC-OCDMA

Nous nous intéressons dans cette section à la détermination du SNR du système SCM SAC-OCDMA de la figure 3.1 [90].

Pour le calcul du SNR et afin de simplifier les calculs mathématiques, nous considérons les hypothèses suivantes [18, 50, 79, 81, 84] :

1. Chaque source de lumière est supposée être non polarisée et son spectre est plat sur l'intervalle $[\nu - \Delta\nu/2, \nu + \Delta\nu/2]$, tel que ν est la fréquence optique centrale et $\Delta\nu$ la bande de la source optique;
2. Toutes les composantes spectrales ont une largeur identique ;
3. A la réception, les différents utilisateurs ont la même puissance ;
4. Les flux de bits de chaque utilisateur sont synchronisés.

Le signal reçu est représenté par les variables aléatoires gaussiennes : i_0 , pour la transmission d'un bit « 0 », et i_1 , pour la transmission d'un bit « 1 », tel que [18]:

$$i_0 = i_{MAI} + i_{obs} \quad (3.1)$$

$$i_1 = i_{MAI} + i_{obs} + I \quad (3.2)$$

Où i_{MAI} est le courant résultant des interférences MAI (considéré comme nul du fait de l'utilisation des codes ZCC), i_{obs} est le courant d'obscurité de la photodiode (supposé très faible) et I le photocourant.

Par conséquent, l'expression du SNR est donnée par [91] :

$$SNR = \frac{(i_1 - i_0)^2}{\sigma^2} = \frac{I^2}{\sigma^2} \quad (3.3)$$

Où σ représente la déviation standard du bruit.

En plus, au niveau du photodétecteur, l'effet des bruits suivants est considéré :

- bruit de grenaille (shot noise), dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode ;
- bruit thermique (thermal noise), causé par l'agitation thermique des porteurs de charges dans la photodiode ;
- bruit d'intermodulation entre les sous-porteuses (IMD), dû aux non-linéarités des composants (voir chapitre 2, paragraphe 2.2.1).

Dans cette analyse, le bruit d'intensité induit par la phase PIIN (PIIN : Phase Induced Intensity Noise) [10], lié aux interférences MAI, est éliminé par l'utilisation des codes ZCC (pas de chevauchement entre les signaux des différents utilisateurs).

La variance du bruit total, au niveau photodétecteur, est donnée par [79]:

$$\sigma^2 = \sigma_{th}^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_{IMD}^2 \quad (3.4)$$

Où σ_{th}^2 représente la variance du bruit de grenaille, σ_{shot}^2 est la variance du bruit thermique et σ_{IMD}^2 est celle du bruit d'intermodulation [92].

La variance du bruit de grenaille est modélisée par [91] :

$$\sigma_{sh}^2 = 2 \cdot e \cdot B \cdot I \quad (3.5)$$

Avec e représente la charge de l'électron (1.6×10^{-19} C), I est le photocourant et B la bande passante électrique.

La variance du bruit thermique est donnée par [91]:

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4.K_b.B.T}{R_L} \quad (3.6)$$

Où K_b est la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K), T est la température (300 K) et R_L la résistance de charge du photodétecteur (1030 Ω).

La variance du bruit d'intermodulation est donnée par [80] :

$$\sigma_{IMD}^2 = P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,k}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] \quad (3.7)$$

Avec :

- P_{sr} représente la puissance reçue ;
- $\mathcal{R}$ étant la sensibilité spectrale de la photodiode, en ampère par watt, donnée par [50]:

$$\mathcal{R} = \eta \cdot e / h \cdot \nu \quad (3.8)$$

Où η est l'efficacité quantique et h est la constante de Planck (6.626×10^{-34} J.s).

- $m_{n,k}$ représente l'indice de modulation de la $n^{ième}$ sous-porteuse du $k^{ième}$ code, avec [79]:

$$0 \leq m_{n,k} \leq \frac{1}{N} \quad (3.9)$$

Où N représente le nombre de sous-porteuses.

- D_{111} et D_{21} (voir chapitre 2, paragraphe 2.2.1) désignent le nombre des IMPs du troisième ordre de type 3T-IMPs et 2T-IMPs respectivement. Ils sont donnés par les équations 2.1 et 2.2.

La variance du bruit total au niveau de la photodiode, en tenant compte de l'équation 3.4, est :

$$\sigma^2 = \frac{4.K_b.B.T}{R_L} + 2 \cdot e \cdot B \cdot I + P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,k}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] \quad (3.10)$$

D'autre part, La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus est exprimée selon [79] comme :

$$r(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta \nu} \sum_{k=1}^K d_k(t) \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \cdot \prod_L \Delta \nu(i) \quad (3.11)$$

Où :

- K représente le nombre de codes utilisés et L sa longueur ;

- $d_k(t)$ représente la donnée modulée du $k^{ième}$ code donnée par [80] :

$$d_k(t) = \sum_{n=1}^N U_{n,k}(t) \cdot m_{n,k} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{sc_n} t) \quad (3.12)$$

Où $U_{n,k}(t)$ désigne le signal numérique normalisé de la $n^{ième}$ sous-porteuse du $k^{ième}$ code.

- $C_k(i)$ désigne le $i^{ième}$ élément du $k^{ième}$ code et $C_l(i)$ le $i^{ième}$ élément du code désiré.

Pour une détection directe w/λ -SCM SAC-OCDMA, on obtient [79]:

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} w & \text{for } l = k \\ 0 & \text{for } l \neq k \end{cases} \quad (3.13)$$

Par contre, si on considère une détection directe $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, l'équation 3.13 devient [18, 93] :

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} 1 & \text{for } l = k \\ 0 & \text{for } l \neq k \end{cases} \quad (3.14)$$

- La fonction $\Pi_{\frac{\Delta v}{L}}(i)$, utilisée dans l'équation 3.11, est exprimée comme suit [18, 91]:

$$\Pi_{\frac{\Delta v}{L}}(i) = \mathcal{U} \left[v - \left[v_0 + \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i - 2) \right] \right] - \mathcal{U} \left[v - \left[v_0 + \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i) \right] \right] \quad (3.15)$$

Où $\mathcal{U}(v)$ est la fonction échelon unité.

Le signal désiré est obtenu en calculant le photocourant i_k du $k^{ième}$ code comme suit [81]:

$$\begin{aligned} i_k &= \mathcal{R} \int_0^{+\infty} r(v) dv \\ &= \mathcal{R} \int_0^{+\infty} \left[\frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k(t) \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \cdot \Pi_{\frac{\Delta v}{L}}(i) \right] dv \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} i_k &= \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k(t) \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \cdot \int_{v_0 + \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i - 2)}^{v_0 + \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i)} dv \\ &= \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \sum_{k=1}^K d_k(t) \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Pour $l = k$, et dans le cas d'une détection directe $1/\lambda$ -SCM OCDMA (équation 3.14) , le photocourant désiré i_l est donné par [18, 93] :

$$i_l = \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot \left[d_1(t) \sum_{i=1}^L C_1(i) \cdot C_l(i) + d_2(t) \sum_{i=1}^L C_2(i) \cdot C_l(i) + \dots + d_l(t) \underbrace{\sum_{i=1}^L C_l(i) \cdot C_l(i)}_{=1} \right]$$

$$= \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot d_l(t) \quad (3.18)$$

Où $d_l(t) = \sum_{n=1}^N U_{n,l}(t) \cdot m_{n,l} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{sc_n} t)$

En substituant $d_l(t)$ par son expression dans (3.18), on obtient :

$$i_l = \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot \sum_{n=1}^N U_{n,l}(t) \cdot m_{n,l} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{sc_n} t) \quad (3.19)$$

Après détection (voir figure 3.1), l'utilisation du splitter suivi d'un filtre passe bande BPF (BPF : Band Pass Filter) est indispensable pour séparer le signal composite SCM et rejeter le signal indésirable [86]. L'expression du $l^{ième}$ photocourant de la $n^{ième}$ sous-porteuse est alors :

$$i_{l,n} = \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot U_{n,l}(t) \cdot m_{n,l} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{sc_n} t), \text{ avec } n = 1, \dots, N \quad (3.20)$$

A l'étape de la démodulation RF, le signal désiré est mélangé avec un oscillateur local délivrant un signal $2 \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{sc_n} t)$. Le photocourant démodulé (après multiplication et filtrage passe bas LPF : Low Pass Filter) de la $n^{ième}$ sous-porteuse reçu par l'utilisateur, noté $i_{l,n,r}$:

$$i_{l,n,r} = \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} \cdot U_{n,l}(t) \quad (3.21)$$

Ainsi, les variances du bruit de grenaille (équation 3.5) et celui d'intermodulation (équation 3.7) s'obtiennent comme suit (cas de transmission d'un bit « 1 ») :

$$\sigma_{sh,r}^2 = 2 \cdot e \cdot B \cdot I = 2 \cdot e \cdot B \cdot i_{l,n,r} = 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} \quad (3.22)$$

$$\sigma_{IMD,r}^2 = \frac{1}{N} \cdot P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,k}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] \quad (3.23)$$

Notant que la division par N (équation 3.23) est due à la présence du splitter électrique, au niveau récepteur.

Le SNR du système hybride SCM SAC-OCDMA utilisant les codes optiques ZCC, en tenant compte des équations 3.21, 3.22 et 3.23, est :

$$SNR = \frac{\left[\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} \right]^2}{\frac{4 \cdot K_b \cdot B \cdot T}{R_L} + 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} + \frac{1}{N} \cdot P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,l}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right]} \quad (3.24)$$

pour le système $1/\lambda$ - SCM SAC-OCDMA.

et:

$$SNR = \frac{\left[\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \cdot m_{n,l} \right]^2}{\frac{4 \cdot K_b \cdot B \cdot T}{R_L} + 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \cdot m_{n,l} + \frac{1}{N} \cdot P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,l}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right]} \quad (3.25)$$

pour le système ω/λ -SCM SAC-OCDMA.

En considérant une approximation gaussienne [84, 91, 94] le taux d'erreur binaire du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et celui ω/λ -SCM SAC-OCDMA est donné par :

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right) \quad (3.26)$$

3.2.3 Evaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA

Les performances en termes de BER du système SCM SAC-OCDMA sont évaluées en considérant le scénario le plus défavorable (cas de l'utilisateur subissant le grand nombre des IMPs : D_{111} et D_{21}). Une étude ayant pour objectif la détermination du nombre maximum des IMPs (D_{111} et D_{21}) pour différentes valeurs de sous-porteuse (1 à 18) a été effectuée. Le tableau 3.1 donne le maximum des IMPs pour différentes valeurs de sous-porteuses N (pour $N > 18$, voir annexe A). Notant que ce dernier a été établi à partir des tableaux 2.2 et 2.3 (chapitre 2, paragraphe 2.2.1). Aussi, d'autres paramètres sont nécessaires pour l'analyse numérique des performances dudit système, ils sont donnés dans le tableau 3.2.

N	$\max(D_{21})$	$\max(D_{111})$
1	0	0
2	0	0
3	1	1
4	1	2
5	2	4
6	2	7
7	3	11
8	3	15
9	4	20
10	4	26
11	5	33
12	5	40
13	6	48
14	6	57
15	7	67
16	7	77
17	8	88
18	8	100

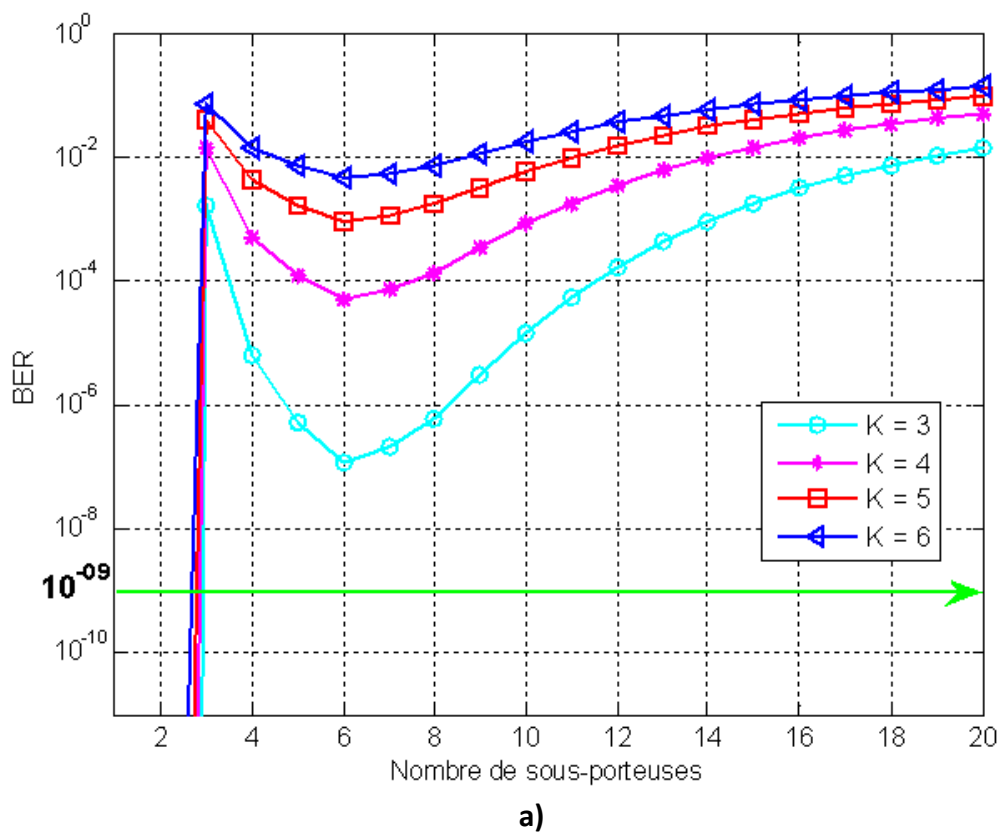
Tableau 3.1 - Maximum IMPs pour différentes valeurs de sous-porteuses.

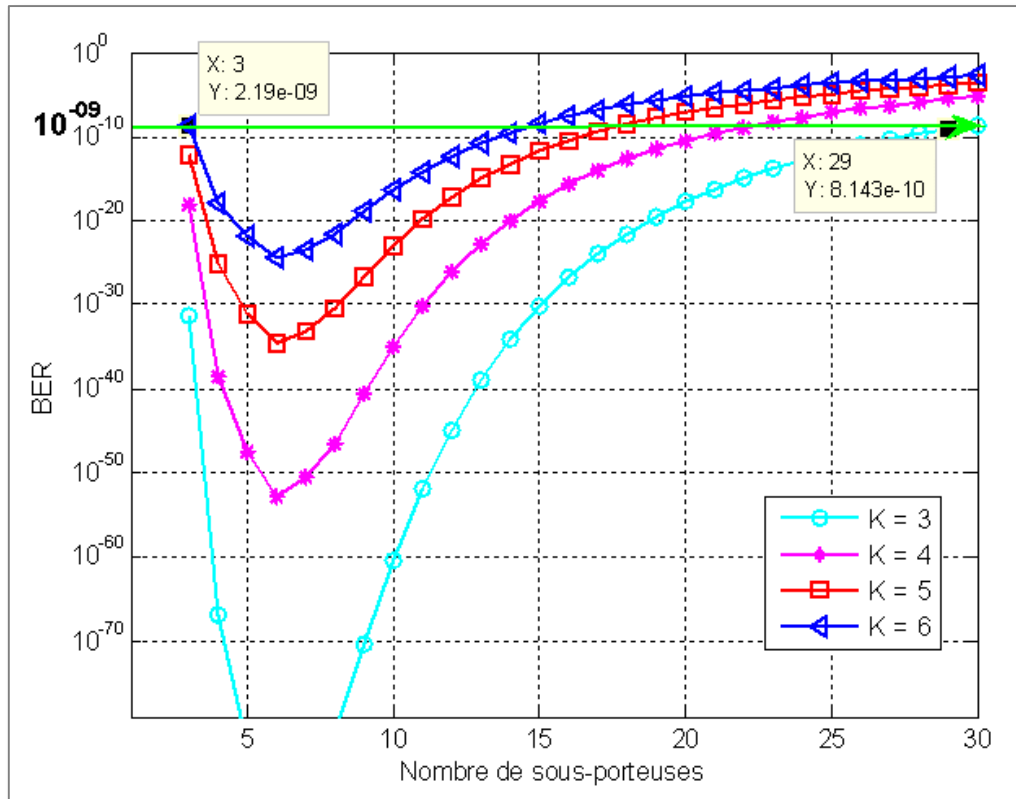
Paramètres	Valeurs
Débit binaire (D_b)	622 Mbps
Le poids du code (w)	4
Efficacité quantique (η)	0.6
La puissance effective reçue (P_{sr})	-10 dBm et -6 dBm
Bande passante électrique (B)	311 MHz

Tableau 3.2 - Paramètres utilisés pour l'analyse du système SCM SAC-OCDMA.

Les performances en termes de BER du système SCM SAC-OCDMA sont présentées sur les figures suivantes. La figure 3.2 illustre la variation du BER en fonction du nombre de sous-porteuses par code optique en considérant une puissance effective reçue de -10 dBm .

Les performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA sont représentées sur la figure 3.2 a, et celle du système w/λ -SCM SAC-OCDMA sont représentées sur la figure 3.2 b.





b)

Figure 3.2 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses ; $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$: a) $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA , b) w/λ -SCM SAC-OCDMA

A partir de ces figures, il est clairement montré que lorsque le nombre de codes augmente, le BER se dégrade (diminution du photocourant en $\frac{1}{K^2}$). Les conséquences de cette dégradation se traduisent par une perte en capacité de multiplexage. En effet, pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (voir figure 3.2 a), on constate qu'au-delà de 2 sous-porteuses (deux utilisateurs par code) le système n'est plus performant ($BER \geq 10^{-9}$). Tandis que pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA (voir figure 3.2 b), le maximum de sous-porteuses utilisées, pour trois, quatre, cinq et six codes optiques est respectivement 29, 21, 17 et 14.

Cependant, pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA, nous pouvons remarquer qu'à partir de six codes optiques ($K = 6$), le système n'est plus flexible en termes du nombre d'utilisateurs. En effet, comme le montre la figure 3.2 b, on ne peut pas utiliser plus de 14 sous-porteuses par code optique. En plus, 13 choix de sous-porteuses par code sont autorisés du fait que, le cas de 3 sous-porteuses par code donne un $BER \geq 10^{-9}$.

La non monotonie des valeurs prises par le BER s'explique par le fait que pour un nombre de sous-porteuses compris entre 3 et 6 (figure 3.2), les amplitudes des IMPs décroît plus vite que l'augmentation de leurs nombre (voir les équations 3.24 et 3.25) ce qui entraîne un meilleur rapport signal/bruit (BER). Cependant pour un nombre de sous-porteuses plus grand que 6, le nombre des IMPs prolifère rapidement au détriment de leurs amplitudes ce qui dégrade le rapport signal/bruit (BER).

Le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA requiert une simple détection, en revanche il doit avoir plus de puissance effective reçue, au niveau récepteur, pour supporter plus d'utilisateurs. D'après l'analyse des résultats illustrés sur la figure 3.3, pour une augmentation de puissance de 4 dBm (-10 à -6 dBm), la capacité de multiplexage du système a été améliorée pour $K = 3$ (le maximum de sous-porteuses utilisées par code, passe de 2 à 17) et $K = 4$ (le maximum de sous-porteuses utilisées par code, passe de 2 à 12). Notant que le système reste non flexible, en effet, pour $K = 3$, le choix de 3, 4 et 5 sous-porteuses par code n'est plus autorisé, il conduit à un $BER \geq 10^{-9}$. De même, pour $K = 4$, le choix de 3, 4, 5, 6 et 7 sous-porteuses par code n'est plus autorisé.

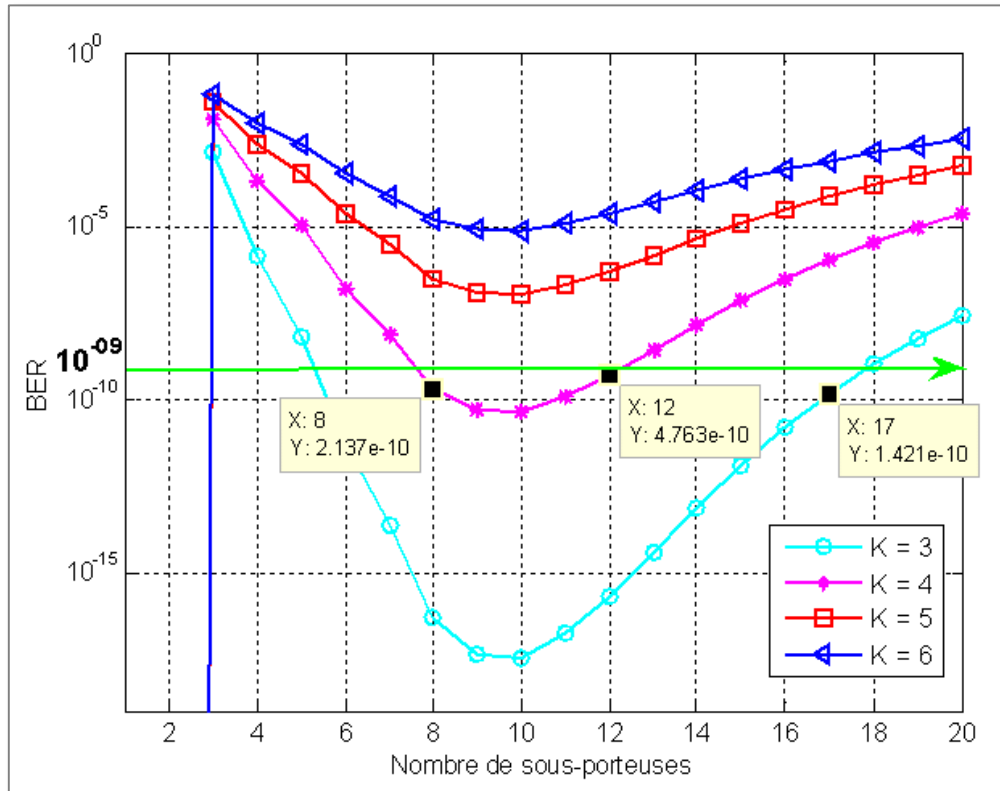


Figure 3.3 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses : $P_{sr} = -6$ dBm, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA

D'autre part, avec l'augmentation de la puissance P_{sr} (de -10 à -6 dBm) (voir figure 3.4), le système w/λ -SCM SAC-OCDMA offre une capacité de multiplexage plus élevée (le maximum de sous-porteuses utilisées, pour 3, 4, 5 et 6 codes optiques est respectivement 73, 54, 43 et 36 contre 29, 21, 17 et 14 obtenus pour une puissance de -6 dBm). Notant que le système reste non flexible à partir de 6 codes optiques ($K = 6$).

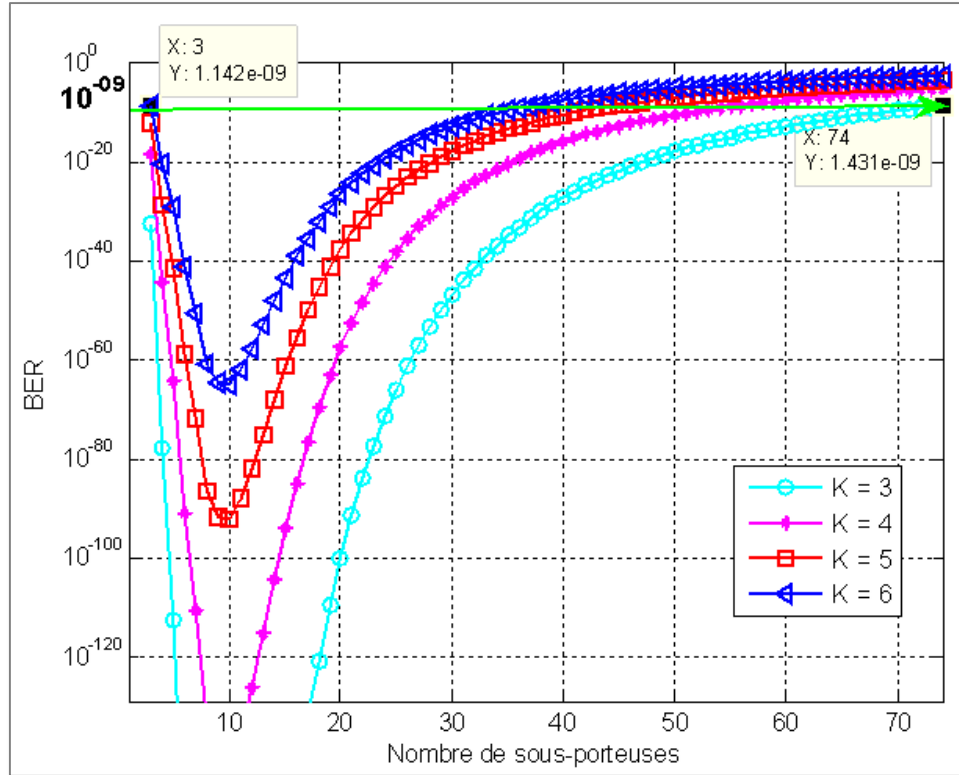


Figure 3.4 – BER en fonction du nombre de sous-porteuses : $P_{sr} = -6 \text{ dBm}$, système w/λ -SCM SAC-OCDMA.

Pour pouvoir rendre le système SCM SAC-OCDMA plus flexible tout en garantissant une capacité de multiplexage élevée, nous allons, dans ce qui suit, procéder à son optimisation.

3.2.4 Optimisation des performances du système SCM SAC-OCDMA

3.2.4.1 Méthode proposée

Afin de diminuer l'effet des IMPs (facteur prépondérant de la dégradation des performances), la méthode proposée consiste à rechercher l'indice de modulation optimal permettant de maximiser le rapport signal sur bruit (SNR). La méthode proposée consiste à :

- Effectuer la première dérivée de l'expression du SNR par rapport à l'indice de modulation ($\frac{dSNR}{dm_{n,l}}$), déterminer ses points stationnaires ($\frac{dSNR}{dm_{n,l}} = 0$) et vérifier que ses derniers satisfaits la contrainte citée en équation 3.9 ($0 \leq m_{n,k} \leq \frac{1}{N}$).
- Déterminer à partir des points stationnaires retenus le maximal local du SNR en évaluant sa dérivée seconde en ses derniers.

Exemple :

Pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (équation 3.25), la première dérivée du SNR est donnée par :

$$\frac{dSNR}{dm_{n,l}} = \frac{\left[\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \right]^2 m_{n,l} \left(-4 \cdot \frac{1}{N} P_{sr}^2 \mathcal{R}^2 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] m_{n,l}^6 + 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} m_{n,l} + 2 \cdot \frac{4 \cdot K_b \cdot B \cdot T}{R_L} \right)}{\left(\frac{4 \cdot K_b \cdot B \cdot T}{R_L} + 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} m_{n,l} + \frac{1}{N} P_{sr}^2 \mathcal{R}^2 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] m_{n,l}^6 \right)^2} \quad (3.27)$$

Les points stationnaires de l'équation 3.27 sont donnés dans le tableau 3.4 en utilisant les paramètres indiqués sur le tableau 3.3.

Paramètres	Valeurs	
$\mathcal{R}$	0.75 A/W	
N	4	
K	3	
L	12	
K_b	1.38×10^{-23} J/K	
T	300 K	
R_L	1030 Ω	
e	1.6×10^{-19} C	
P_{sr}	-10 dBm	
D_{111} (Tableau 2.2)	Première sous-porteuse	1
	Deuxième sous-porteuse	2
	Troisième sous-porteuse	2
	Quatrième sous-porteuse	1
D_{21} (Tableau 2.3)	Première sous-porteuse	1
	Deuxième sous-porteuse	1
	Troisième sous-porteuse	1
	Quatrième sous-porteuse	1

Tableau 3.3 - Paramètres retenus pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

$m_{n,l}$	Valeur	Observation
Solution 1	0.1685	retenue
Solution 2	- 0.1681	non retenue
Solution 3	0.0840 - 0.1459*i	non retenue
Solution 4	- 0.0842 - 0.1455*i	non retenue
Solution 5	- 0.0842+ 0.1455*i	non retenue
Solution 6	0.0840 + 0.1459*i	non retenue

Tableau 3.4 - Points stationnaires du SNR.

Dans cet exemple, le cas défavorable est considéré (évaluation du SNR pour le deuxième et le troisième utilisateur subissant le maximum des IMPs).

Le seul point stationnaire retenu ($m_{n,l} = 0.1685$, voir le tableau 3.4) représente un maximum local. En effet, la valeur prise par la dérivée seconde du SNR est négative (voir Annexe C), cela veut dire que la fonction représentant le SNR est donc concave en ce point, ce qui indique qu'il s'agit bien d'un maximum local, ainsi la valeur de $m_{n,l}$ est dénommée indice de modulation optimal.

Le tableau 3.5 récapitule les valeurs des indices de modulation optimaux obtenus, pour les systèmes $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et w/λ -SCM SAC-OCDMA, en utilisant une puissance effective de -10 dBm .

N	Indice de modulation optimal , $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$	
	$1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA	w/λ -SCM SAC-OCDMA
1	1.0000	1.0000
2	0.5000	0.5000
3	0.1878	0.1881
4	0.1685	0.1694
5	0.1573	0.1557
6	0.1477	0.1488
7	0.1429	0.1429
8	0.1250	0.1250
9	0.1111	0.1111
10	0.1000	0.1000
11	0.0909	0.0909
12	0.0833	0.0833
13	0.0769	0.0769
14	0.0714	0.0714
15	0.0666	0.0666
16	0.0625	0.0625
17	0.0588	0.0588
18	0.0555	0.0555

Tableau 3.3 - Indices de modulation optimaux, $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$, systèmes : $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et w/λ -SCM SAC-OCDMA.

3.2.4.2 Résultats et discussions

Dans cette section, nous évaluons les performances du système hybride SCM SAC-OCDMA optimisé en termes de BER pour les deux types de détection. Les figures 3.5 et 3.6 montrent respectivement les performances du système w/λ -SCM SAC-OCDMA et $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA en fonction du nombre de sous-porteuses (nombre d'utilisateurs par code) avec et sans optimisation du SNR.

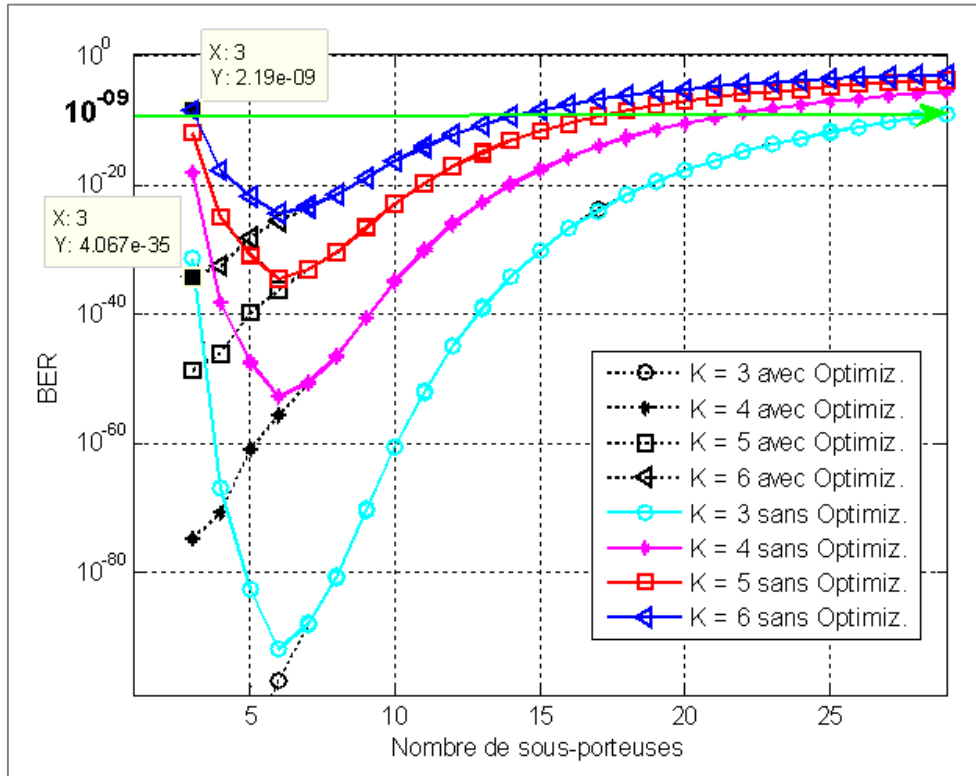


Figure 3.5 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$, système w/λ -SCM SAC-OCDMA.

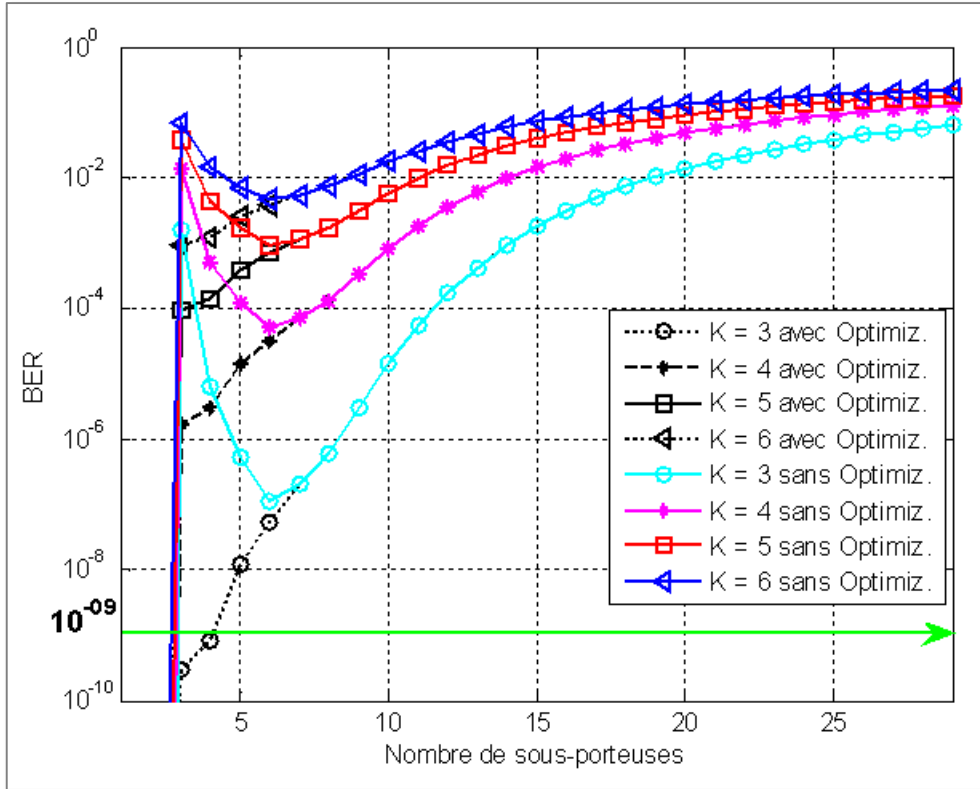


Figure 3.6 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

En comparant les résultats obtenus, pour un BER acceptable ($BER \leq 10^{-9}$), avec et sans optimisation, des deux systèmes étudiés (figures 3.5 et 3.6) il ressort ce qui suit :

- Pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA, figure 3.5, on constate qu'après optimisation, pour un nombre de sous-porteuses compris entre 3 et 6, le BER a été amélioré. Notant que pour un nombre de sous-porteuse égal à 3, le BER a passé de $2.19 \cdot 10^{-9}$ (non acceptable) à $4.067 \cdot 10^{-35}$ (acceptable).
- De même, pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, figure 3.6, on constate qu'après optimisation, pour un nombre de sous-porteuses compris entre 5 et 6, le BER a été amélioré tout en restant toujours inacceptable $BER \geq 10^{-9}$.
- L'optimisation est efficace que sur un intervalle de sous-porteuses bien défini (3 à 6 pour les deux systèmes : w/λ -SCM SAC-OCDMA et $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA). En effet, l'amélioration du BER apportée est due à la réduction des amplitudes des produits d'intermodulation. Ainsi, le choix d'un certain nombre de sous-porteuses par code devient disponible ce qui augmente la flexibilité des deux systèmes. Il est à noter, qu'au-delà des intervalles cités précédemment, l'optimisation n'apporte aucune amélioration du fait que l'indice de modulation obtenu est égal à celui du système non optimisé ($m_{n,k} = \frac{1}{N}$).

- Pour que le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (figures 3.6) peut supporter plus d'utilisateurs, une augmentation de puissance est plus que nécessaire (voir figure 3.7).

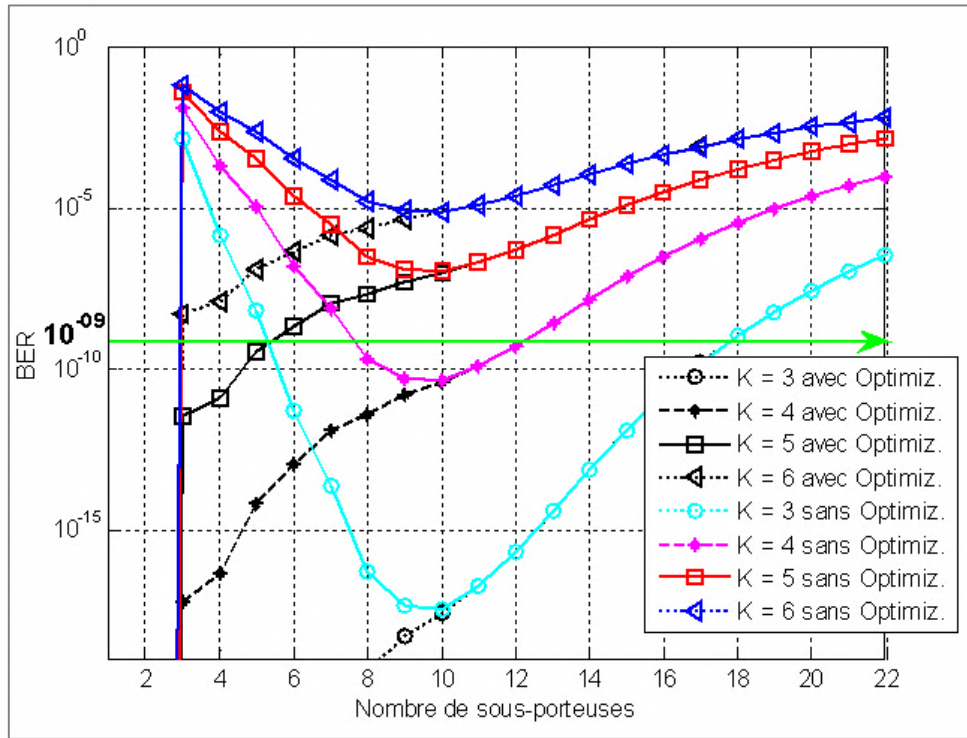


Figure 3.7 - BER en fonction du nombre de sous-porteuses avec et sans optimisation : $P_{sr} = -6 \text{ dBm}$, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

Les résultats obtenus montrent, pour un nombre de codes égal à 5 ($K = 5$), qu'un nombre de 5 sous-porteuses est possible, pour une augmentation de puissance de 4 dBm, contre 2.

Pour les deux systèmes cités ci-dessus, les tableaux 3.6 et 3.7 donnent le nombre de cas possibles P_C (nombre de choix possibles de sous-porteuses par code optique) par rapport au nombre maximal de sous-porteuses par code, N_{max} , en faisant varier la puissance effective reçue.

K	Optimization	$P_{sr} \text{ (dBm)}$					
		-15	-14	-13	-12	-11	-10
		P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}
3	Sans	9/9	11/11	14/14	18/18	23/23	29/29
4		6/6	8/8	10/10	13/13	17/17	21/21
5		5/5	6/6	8/8	10/10	13/13	17/17
6		2/2	4/5	5/6	7/8	10/11	13/14
7		2/2	2/2	4/5	6/7	8/9	10/11
3	Avec	9/9	11/11	14/14	18/18	23/23	29/29
4		6/6	8/8	10/10	13/13	17/17	21/21
5		5/5	6/6	8/8	10/10	13/13	17/17
6		2/2	5/5	6/6	8/8	11/11	14/14
7		2/2	2/2	5/5	7/7	9/9	11/11

Flexibilité

Tableau 3.4 - Nombre de cas autorisés avec et sans optimisation pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA.

K	Optimization	$P_{sr} \text{ (dBm)}$				
		-10	-9	-8	-7	-6
		P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}	P_C/N_{max}
3	Sans	2/2	2/2	5/10	9/14	13/18
4		2/2	2/2	2/2	2/2	5/12
5		2/2	2/2	2/2	2/2	2/2
6		2/2	2/2	2/2	2/2	2/2
7		2/2	2/2	2/2	2/2	2/2
3	Avec	4/4	6/6	10/10	14/14	18/18
4		2/2	2/2	4/4	7/7	12/12
5		2/2	2/2	2/2	2/2	5/5
6		2/2	2/2	2/2	2/2	2/2
7		2/2	2/2	2/2	2/2	2/2

Augmentation de la capacité

Flexibilité

Tableau 3.5 - Nombre de cas autorisés avec et sans optimisation pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

L'optimisation du système a permis d'augmenter la capacité de ce dernier (nombre d'utilisateurs) en le rendant plus flexible en termes de choix possible de sous-porteuses.

En effet, pour le système w/λ -SCM SAC-OCDMA (tableau 3.6), l'optimisation améliore la flexibilité du système. D'autre part, pour le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA (tableau 3.7), l'optimisation trouve son intérêt, dans l'amélioration de la flexibilité et la capacité du système pour un nombre de codes inférieur à 6 ($K < 6$).

D'après l'analyse faite précédemment, nous pouvant constater que la simplicité de l'architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA est un atout important. Néanmoins, ce système nécessite une puissance effective, au niveau récepteur, plus grande donc une puissance d'émission élevée. Cependant, la puissance injectée dans la fibre ne peut dépasser certaine limite normalisée par l'ITU (ITU : International Telecommunication Union) [50], [95].

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le système SCM-SAC OCDMA optimisé en termes de capacité de multiplexage. A partir du critère d'optimisation, nous avons déterminé les indices de modulation optimaux. Par la suite, nous avons évalué les performances du système SCM-SAC OCDMA en termes de BER. Afin de valider les résultats analytiques par simulation, il faut d'abord modéliser la chaîne de transmission. C'est l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre 4

Modélisation et évaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA sous le logiciel Optisystem

4.1 Introduction

Cette dernière partie de la thèse, représentée par le chapitre 4, est consacrée à la modélisation du système étudié, et l'évaluation de ses performances en termes du BER, facteur Q et diagramme de l'œil, en utilisant le logiciel Optisystem version 9. Le système en question peut trouver son application pratique dans les systèmes RoF [96, 97] dont son architecture de base est illustrée sur la figure 4.1.

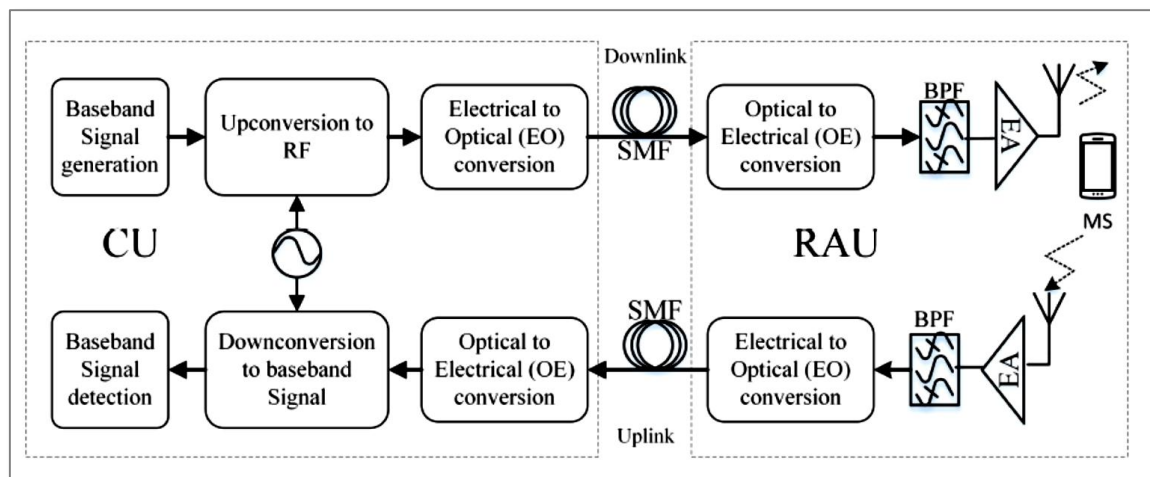


Figure 4.1 - Architecture de base du système RoF (CU : Central Unit ; MS : Mobile Station ; RAU : Radio Access Unit ; EA : Electrical Amplifier) [98]

Dans une liaison RoF, le signal radio est utilisé pour moduler l'onde lumineuse par des transducteurs électro-optique EO (EO : Electro Optique) (voir figure 4.1) et ensuite récupéré à l'extrémité de la fibre optique par des transducteurs opto-électrique OE (OE : Opto Electrique) situé dans la BS (BS : Base Station ou RAU) où les signaux peuvent être convertis en haute fréquence avant d'être amplifiés puis rayonnés [97].

L'architecture RoF permet donc de centraliser tous les composants coûteux et les dispositifs de contrôle (voir figure 4.1) dans la station centrale CS (CS : Central Station ou CU) afin de réduire l'architecture des points de distribution appelée stations de base BS.

Cette technologie permet donc le transport de signaux RF entre un emplacement central (CS) et des sites d'antennes distantes (BS) par l'intermédiaire d'une liaison par fibre optique [99], comme le montre la figure 4.2.

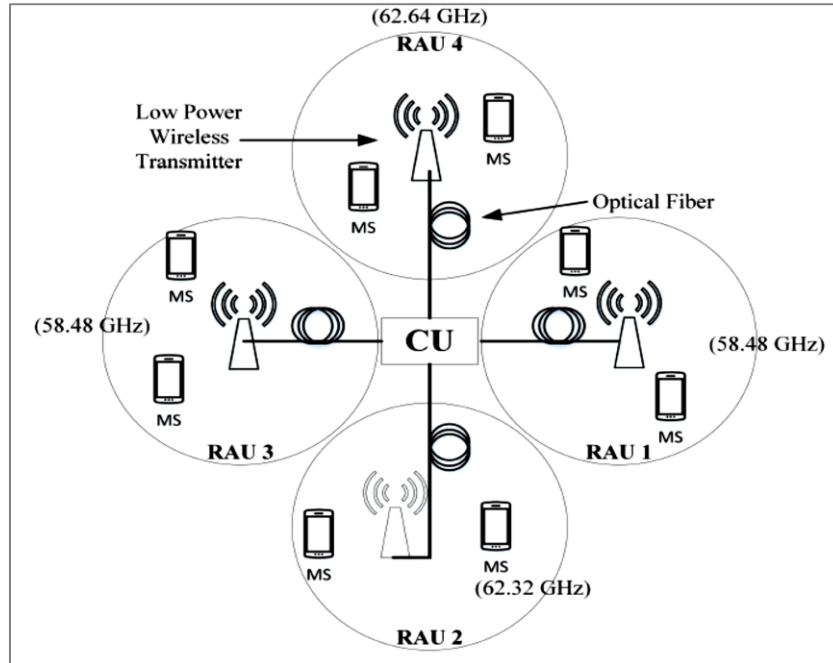


Figure 4.2 - Architecture cellulaire utilisant le système RoF [98]

Dans ce contexte, en communication radio-mobile, chaque station de base (ou dans le cas de la FTTH [100, 101, 102], chaque domicile comme le montre la figure 4.3) aura un émetteur-récepteur qui serait connecté à la station centrale via un réseau optique, comme le montre la figure 4.3, où dans chaque cellule, une BS est en charge de distribuer les données parmi ses utilisateurs à travers les différentes fréquences radio [96].

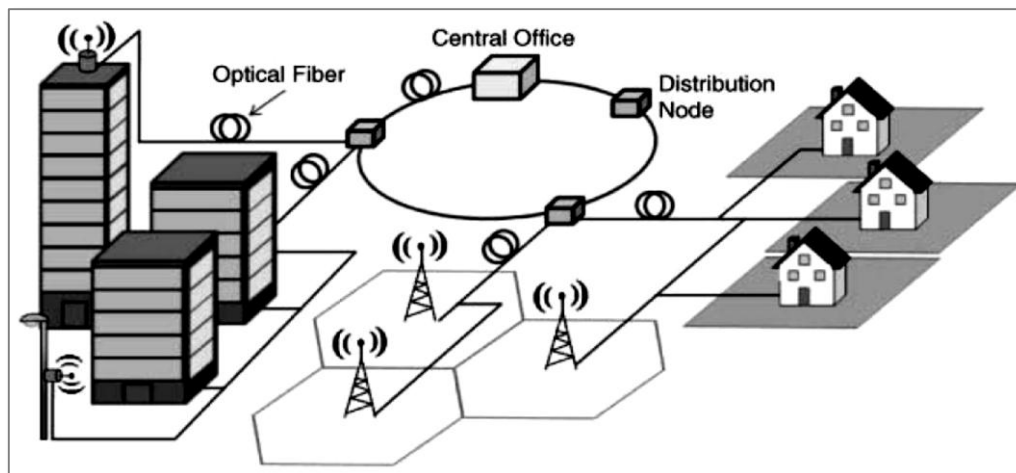


Figure 4.3 - Réseaux fixes sans fil [96]

Les applications de la technologie RoF sont multiples et couvrent particulièrement le domaine des communications radio-mobiles (permettant, par exemple, l'accès aux zones mortes pour fournir une couverture sans fil dans des zones où la liaison n'est pas possible comme celles à l'intérieur d'un tunnel, des parcs, dans des zones situées derrière des bâtiments...) et les réseaux locaux sans fil connectés aux réseaux optiques [96, 103]. Une autre application consiste à transporter des signaux radio en utilisant l'infrastructure PON (PON : Passive Optical Network) [104, 105] puisqu'elle est simple et économique, par rapport à d'autres alternatives (par exemple : Active PON, architecture point à point), et par conséquent la transmission de signaux radio sur une infrastructure PON est une approche rentable où le réseau des antennes distribués correspond bien à la topologie hiérarchique point à multipoint des réseaux PON.

La suite de ce chapitre est consacrée d'abord, à la modélisation du système proposé, en utilisant la bibliothèque des composants du logiciel Optisystem et ensuite à l'évaluation de ses performances en termes du BER, facteur Q et diagramme de l'œil dans un contexte RoF-PON tout en tenant compte des caractéristiques générales des réseaux PON, recommandées par l'union internationale des télécommunications ITU.

Les recommandations ITU donnent généralement des informations concernant le choix des débits, la puissance de l'émetteur, la portée optique (distance maximale atteinte pour un système donné, indépendamment du budget optique), la portée physique, budget optique,...etc.

4.2 Modélisation sous Optisystem

La modélisation du système étudié est effectuée en utilisant la bibliothèque des composants, optiques et électriques, disponible sur le logiciel Optisystem [106]. Cette dernière contient des composants virtuels, actifs (modulateurs, multiplexeurs/démultiplexeurs, ...) et passifs (splitters, coupleurs, atténuateurs,...), capables de reproduire le même comportement que les composants réels tout en permettant de modifier ses paramètres et les adapter à des scénarios pratiques.

Du côté émetteur du système SCM SAC-OCDMA, quatre codes optiques ZCC où chacun est attribué à quatre utilisateurs. Une sous porteuse par utilisateur est utilisée pour moduler les données de ce dernier. Les données de chaque utilisateur sont générées à l'aide d'un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire PRBS (PRBS : Pseudo Random Bit Sequence) afin d'approximer le caractère aléatoire des données. Un tel générateur peut donner une séquence de P bits avec une équiprobabilité entre les bits « 0 » et « 1 » comme suit [106]:

$$P = T_w \cdot D_b - n_l - n_t \quad (4.1)$$

Où T_w est la fenêtre de simulation temporelle (Time window), D_b est le débit binaire (Bit rate), n_l et n_t représentent respectivement le nombre de zéros en tête (leading zeros) et le nombre de zéros à la fin (trailing zeros) comme illustré sur la figure 4.4.

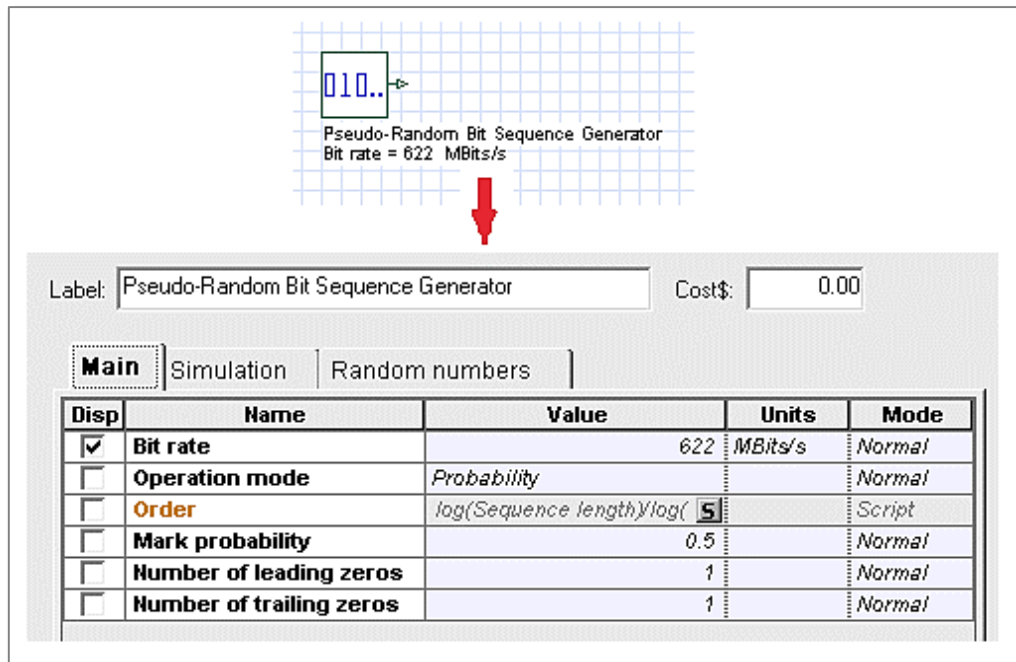


Figure 4.4 - Configuration du générateur de séquence PRBS.

Les séquences binaires générées sont ensuite codées en NRZ, mélangées (multipliées) par les différentes sous-porteuses et combinés (sommés) ensuite à l'aide d'un additionneur électrique pour former un signal composite (voir figure 4.5).

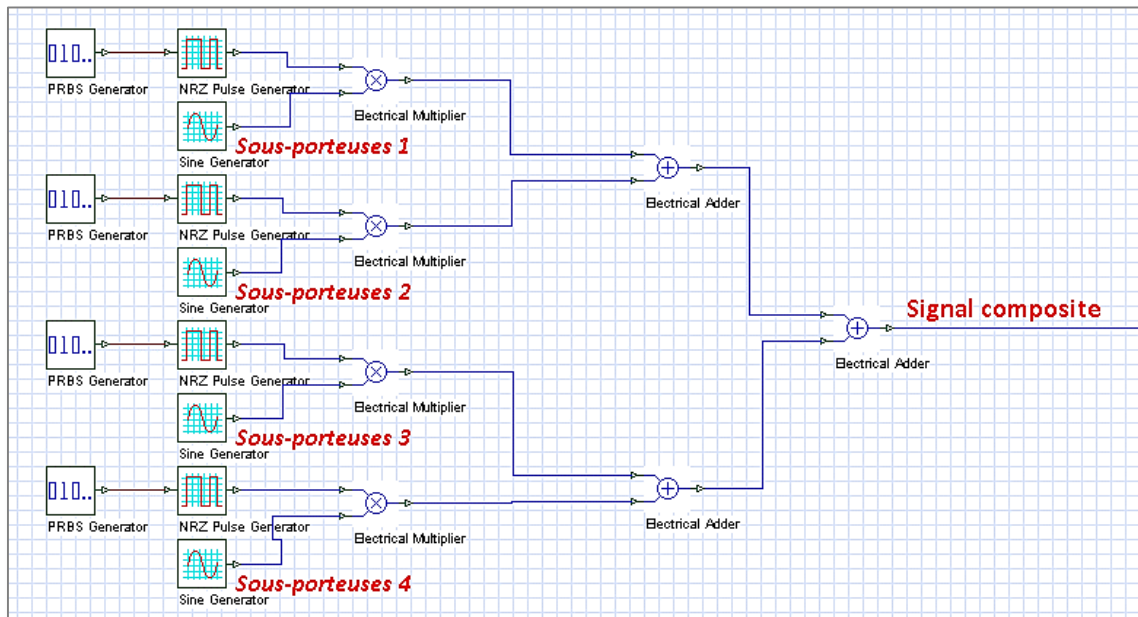


Figure 4.5 - Configuration du multiplex SCM sous Optisystem.

Le choix des fréquences des sous-porteuses est un élément clé dans la conception d'un tel système. En effet, la première fréquence doit être égale à au moins deux fois le débit binaire [84, 85, 86] et l'écart entre les sous-porteuses doit être égal au moins à $2/T_b$, comme le montre la figure 4.6, pour éviter tout risque de repliement de spectre.

Ainsi, ces fréquences sont définies comme suit :

$$f_{sc_n} = f_{sc_{n-1}} + \frac{2}{T_b} \quad (4.2)$$

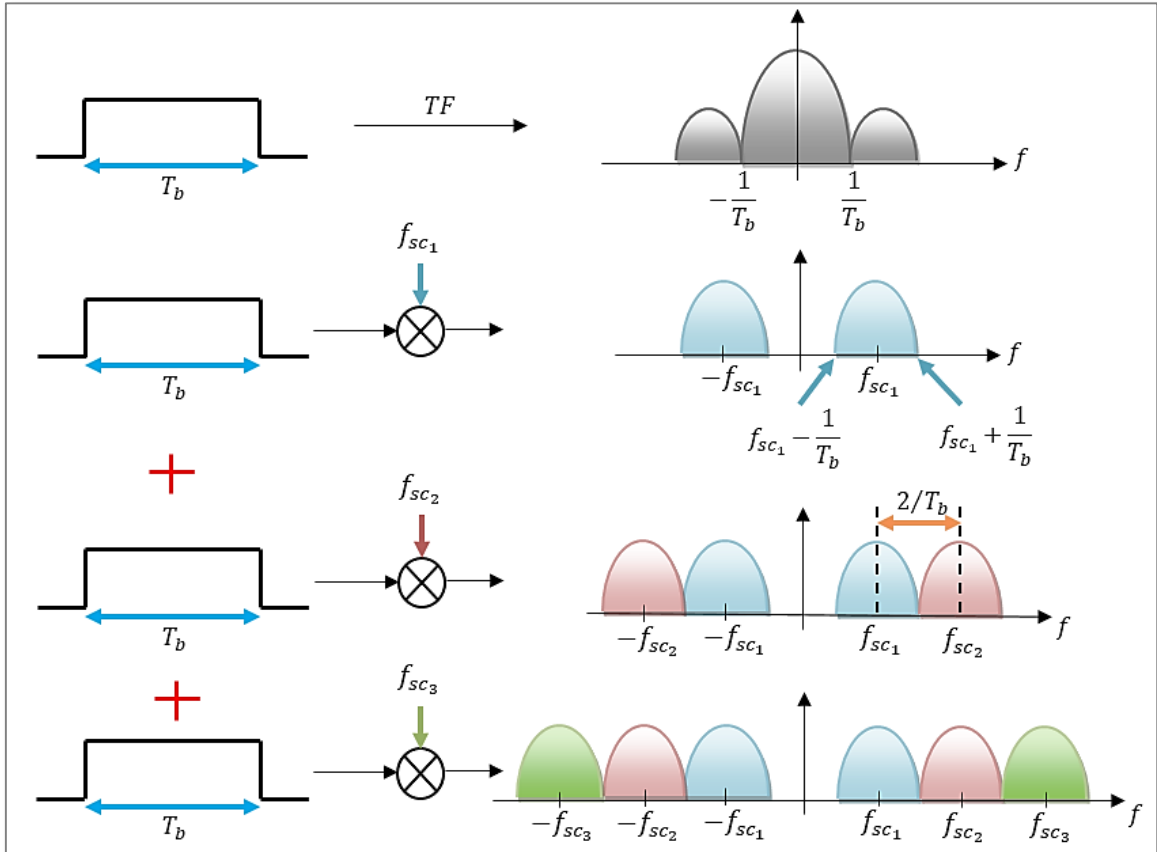


Figure 4.6 - Critère de choix des fréquences sous-porteuses.

En effet, un écart supérieur met en évidence un intervalle spectral vide entre les différentes sous-porteuses (voir figure 4.7) et peut être vu comme un intervalle de garde. Néanmoins, ce dernier est inversement proportionnel à l'efficacité spectrale (plus l'écart spectral est grand moins de sous-porteuses seront utilisées).

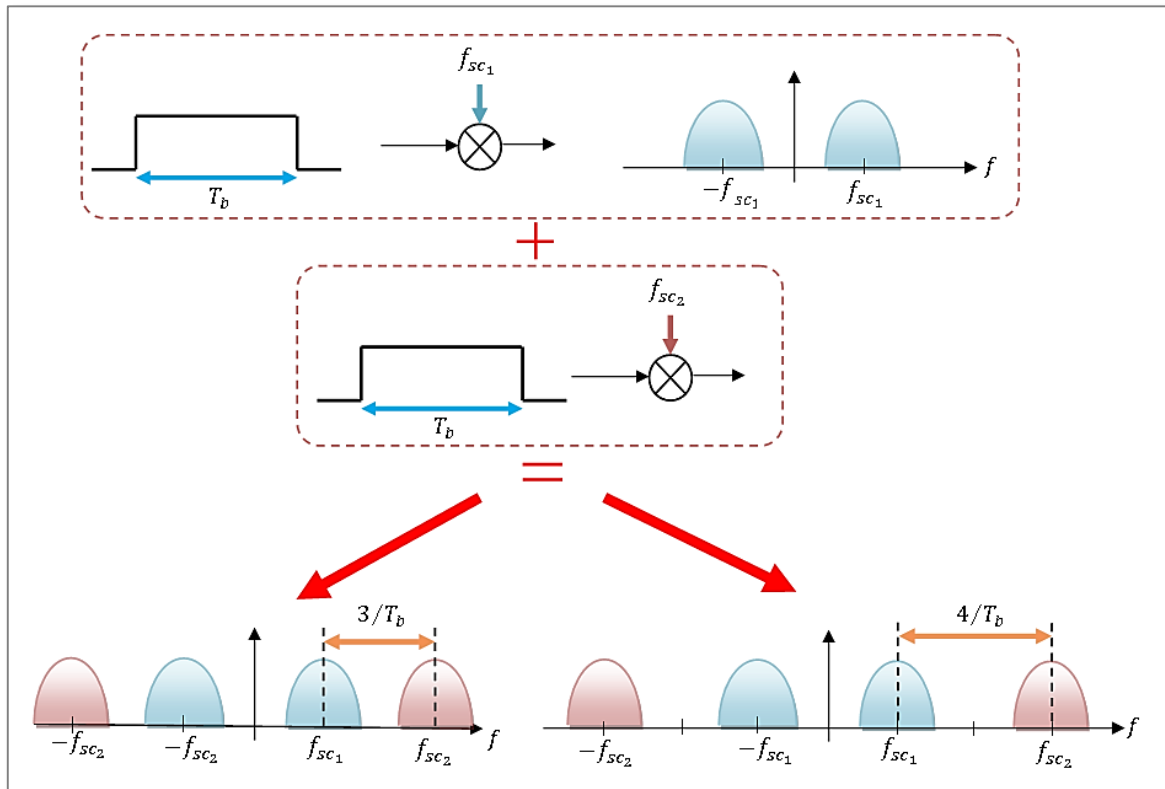


Figure 4.7 - Effet de l'espacement entre sous-porteuses.

Le tableau 4.1 donne les valeurs des dix premières sous-porteuses uniformément espacées de $\frac{2}{T_b}$ et $\frac{3}{T_b}$.

Débit Sous-porteuses (GHz)	$D_b = 155 \text{ Mbps}$		$D_b = 622 \text{ Mbps}$	
	Espacement $\frac{2}{T_b}$	Espacement $\frac{3}{T_b}$	Espacement $\frac{2}{T_b}$	Espacement $\frac{3}{T_b}$
f_{sc1}	0.310	0.465	1.244	1.866
f_{sc2}	0.620	0.930	2.488	3.732
f_{sc3}	0.930	1.395	3.732	5.598
f_{sc4}	1.240	1.860	4.976	7.464
f_{sc5}	1.550	2.325	6.220	9.330
f_{sc6}	1.860	2.790	7.464	11.196
f_{sc7}	2.170	3.255	8.708	13.062
f_{sc8}	2.480	3.720	9.952	14.928
f_{sc9}	2.790	4.185	11.196	16.794
f_{sc10}	3.100	4.650	12.440	18.660

Tableau 4.1 - Dix premières sous-porteuses espacées de $\frac{2}{T_b}$ et $\frac{3}{T_b}$.

Le débit binaire détermine le nombre de sous-porteuses à utiliser par chaque code optique. En effet, et comme il est illustré sur la figure 4.8, avec des débits faibles, les

fréquences des sous-porteuses sont petites ainsi que l'occupation spectrale des données et par conséquent, pour une bande de fréquences donnée, le nombre de sous-porteuses à considérer dans cette bande est grand. Par contre, lorsque le débit est élevé, le spectre du signal est plus large, ce qui limite le nombre de sous-porteuses.

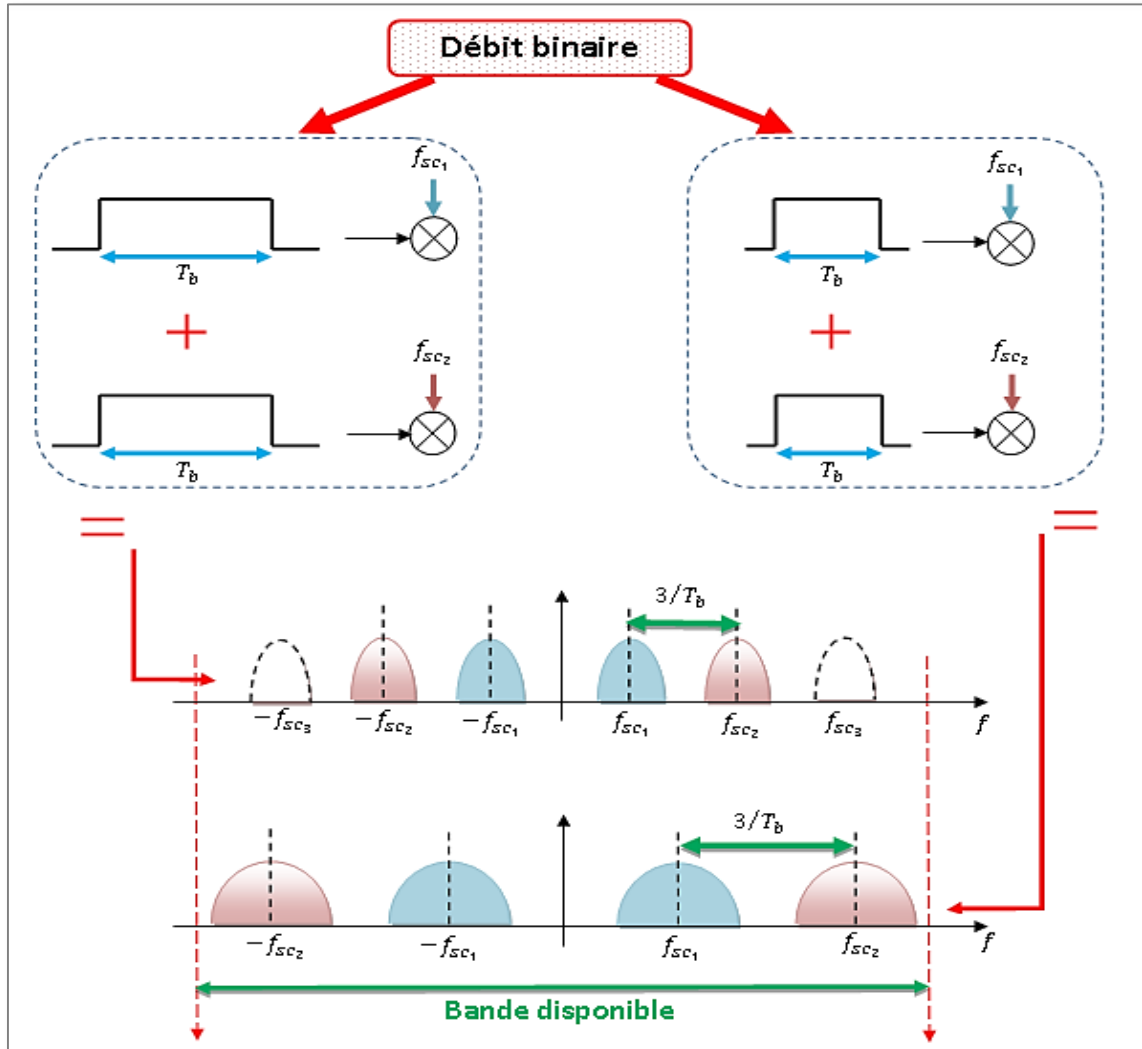


Figure 4.8 - Effet du débit sur le nombre de sous-porteuses.

Les codes optiques utilisés sont de type ZCC [89] et ils sont présentés dans le tableau 4.2 où w et L désignent respectivement le poids et la longueur du code optique.

Codes	Chips															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
C_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
C_2	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C_3	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
C_4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Tableau 4.2 - Les codes ZCC utilisés ($w = 4$, $L = 16$) [86].

La génération des codes optiques C_1 , C_2 , C_3 et C_4 se fait en découpant une partie du spectre de la bande C (1530 - 1565 nm) [104] en sous bandes de largeurs : $\Delta\lambda = 0,4$ nm (largeur adoptée dans le cas DWDM).

La bande optique nécessaire pour réaliser ce système est de : $B = L \times 0,4 \text{ nm} = 6,4 \text{ nm}$, comme le montre la figure 4.9.

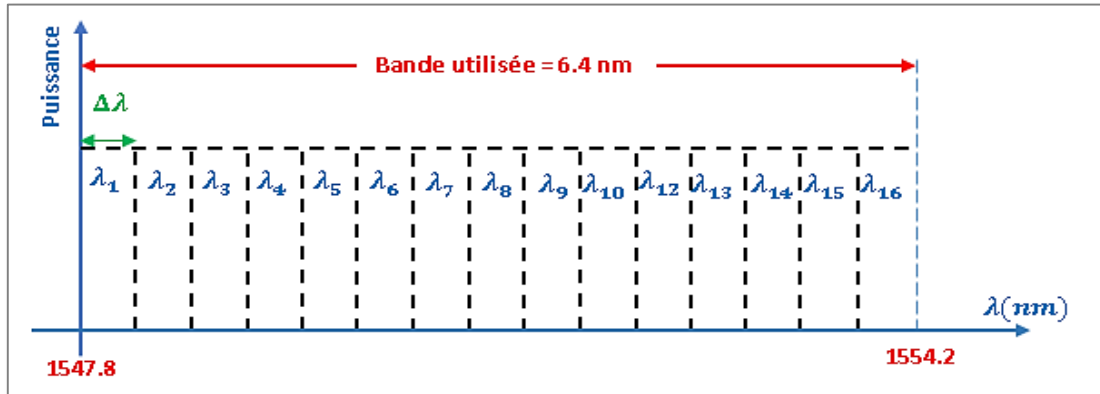


Figure 4.9 - Répartition des longueurs d'ondes.

Selon la partition du spectre, illustrée sur la figure 4.9, les longueurs d'ondes associées aux codes C_i ($i = 1, 2, 3, 4$) utilisés sont indiquées sur le tableau 4.3.

Codes	Longueurs d'ondes			
1	λ_2	λ_4	λ_6	λ_8
	1548.4 nm	1549.2 nm	1550 nm	1550.8 nm
2	λ_1	λ_3	λ_5	λ_7
	1548 nm	1548.8 nm	1549.6 nm	1550.4 nm
3	λ_9	λ_{10}	λ_{11}	λ_{12}
	1551.2 nm	1551.6 nm	1552 nm	1552.4 nm
4	λ_{13}	λ_{14}	λ_{15}	λ_{16}
	1552.8 nm	1553.2 nm	1553.6 nm	1554 nm

Tableau 4.3 - Répartition des longueurs d'ondes associées aux codes optiques avec $\Delta\lambda = 0,4$ nm.

Les séquences de codes optiques C_i sont générées avec différentes longueurs d'ondes fournies par quatre diodes laser (correspondant au poids du code optique) comme le montre la figure 4.10.

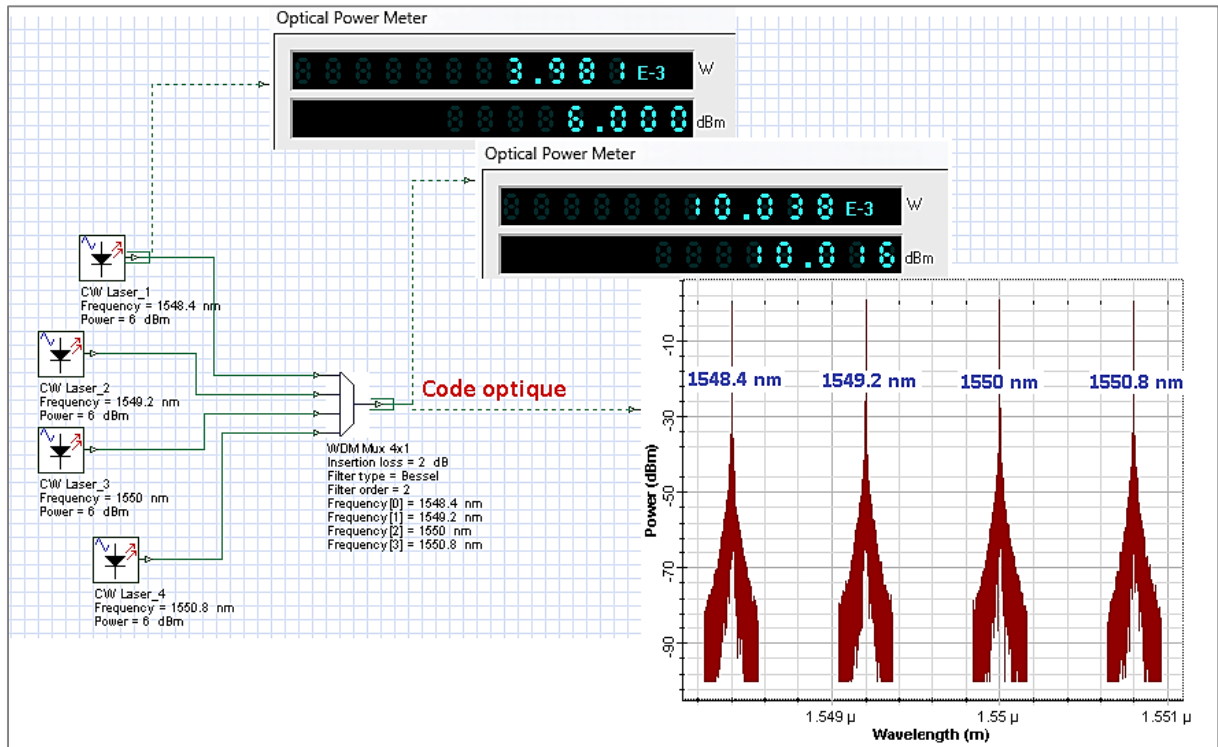


Figure 4.10 - Génération du code optique C_1 sous Optisystem.

Les signaux composites obtenus, sont ensuite modulés optiquement par les codes distincts en utilisant un modulateur externe de type MZM, rassemblées ensemble par le biais d'un combineur optique (Power Combiner) et transmis à travers une fibre optique monomode SMF (SMF : Single Mode Fiber) de type G652 ayant une atténuation de 0.2 dB/km autour de 1550 nm , comme le montre la figure 4.11.

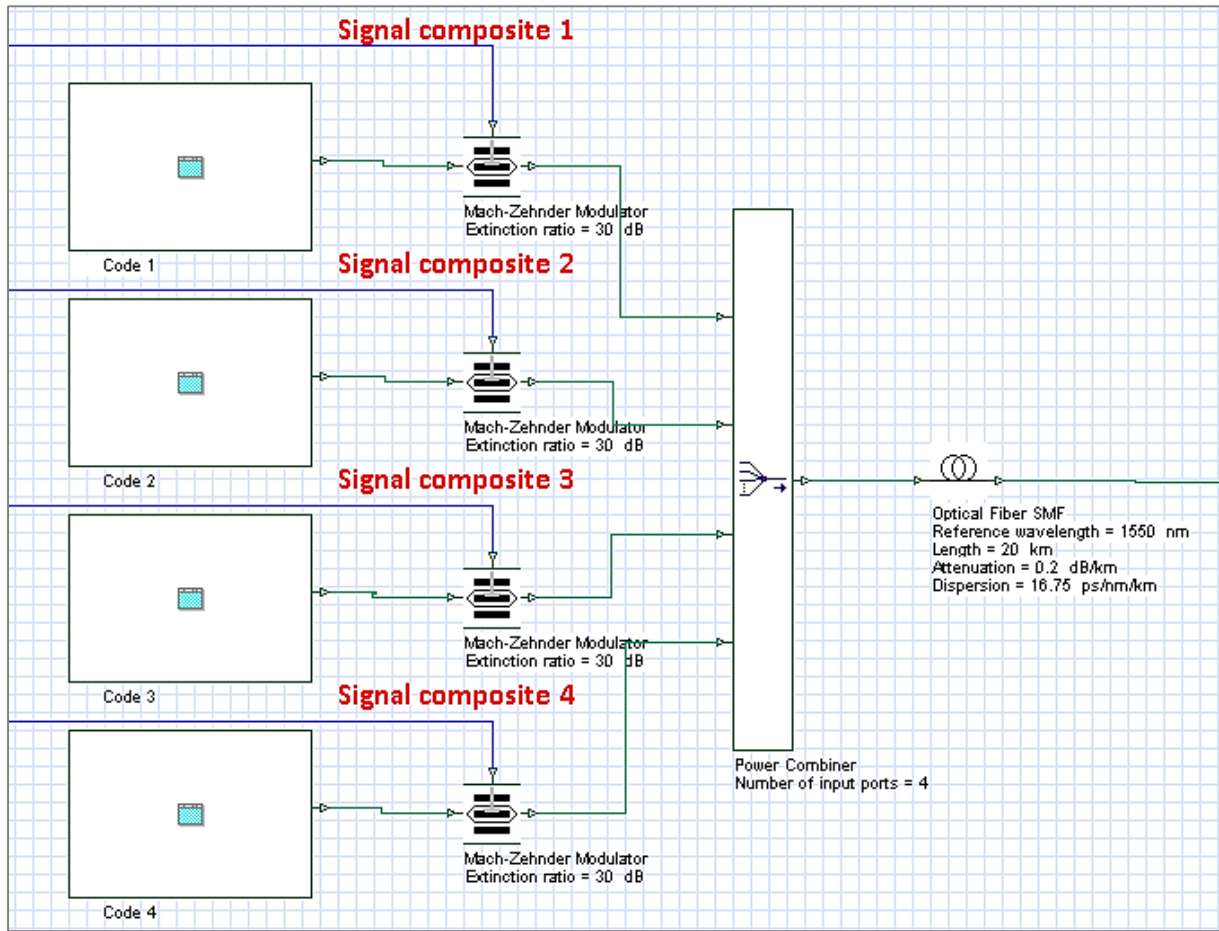


Figure 4.11 - Modélisation de l'émetteur SCM SAC-OCDMA sous Optisystem.

Du côté récepteur, un splitter optique divise le signal d'entrée, optique, en un nombre de signaux de sortie correspondant au nombre de codes optiques utilisés, comme le montre la figure 4.12. Ce dernier apporte une atténuation supplémentaire, due aux pertes d'insertions, égale à $3 \times \log_2(n)$ dB [104] où n est le nombre de sorties.

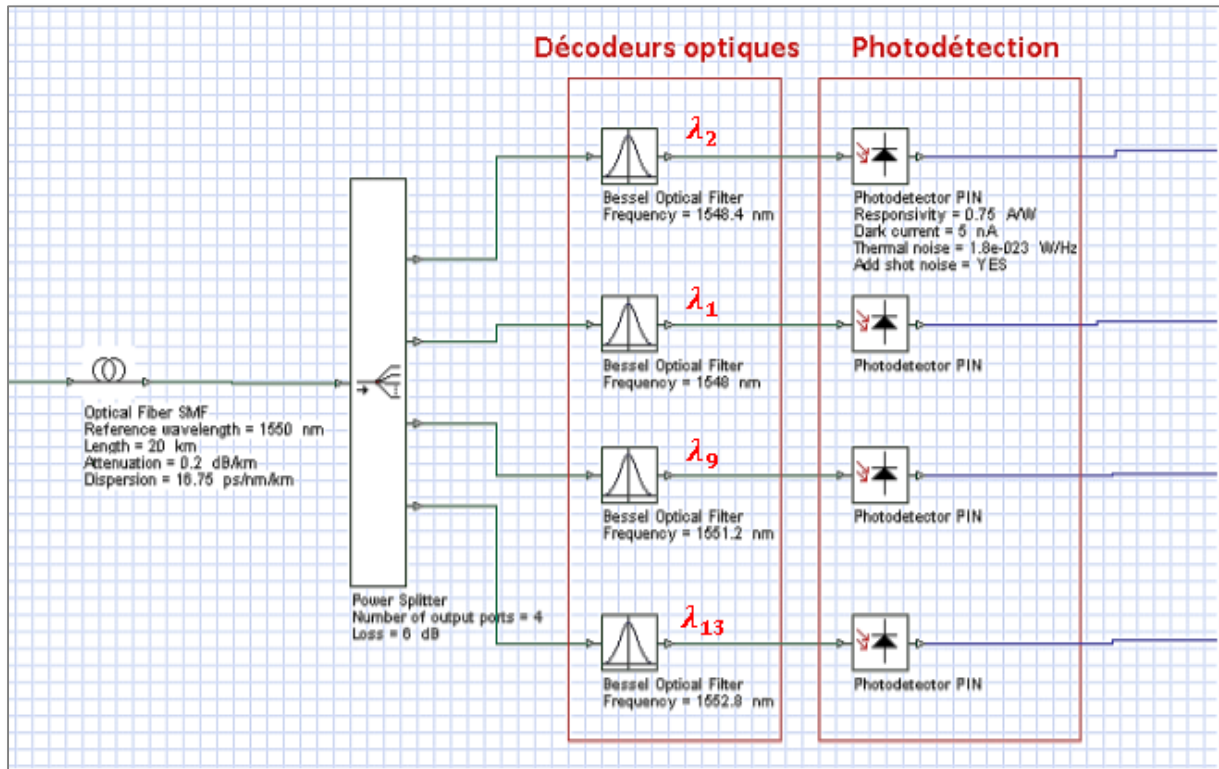


Figure 4.12 - Modélisation de l'opération du décodage optique et de détection, système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

Les signaux issus des différentes sorties du splitter sont ensuite décodés (voir figure 4.12) par un décodeur optique représenté par un filtre optique BPF (cas d'une détection $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA) permettant de sélectionner une des longueurs d'ondes parmi celles constituant le code optique correspondant.

Un photodétecteur est ensuite utilisé pour convertir le signal optique en signal électrique (voir figure 4.12). Ce détecteur de lumière peut être de type PIN ou APD (voir Annexe D) obtenus pratiquement avec des composés de type InGaAs (InGaAs : Indium Gallium Arsenide) utilisables dans des applications autour de 1550 nm [107, 108].

Après conversion électrique, le signal est démodulé avec la fréquence radio correspondante et filtré par un filtre LPF de type Bessel du quatrième ordre afin de récupérer les données transmises par l'utilisateur désiré comme le montre la figure 4.13. La fréquence de coupure de ce filtre a été choisie égale à $0.75 \times D_b$, où D_b représente le débit binaire de transmission, selon la recommandation ITU-TG.957 [109].

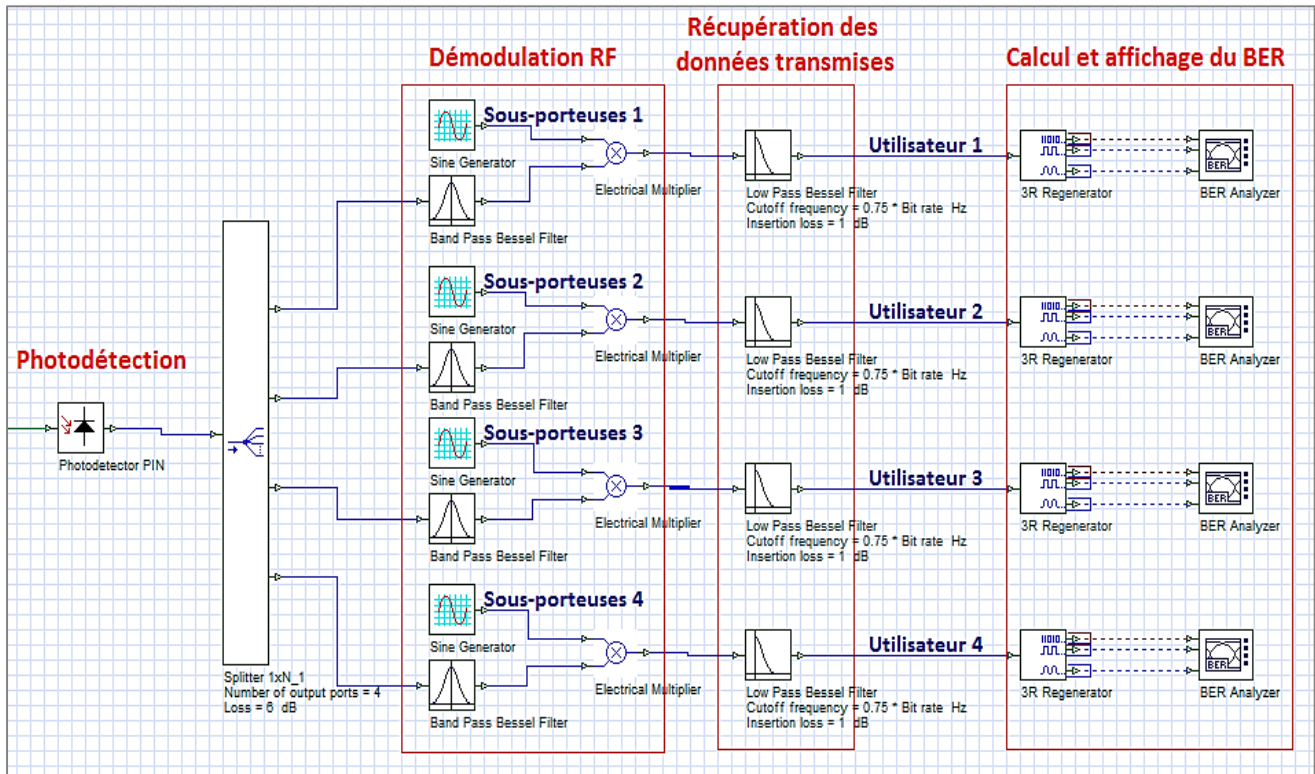


Figure 4.13 - Modélisation de l'opération de démodulation RF et de récupération des données.

4.3 Simulation sous Optisystem

Cette partie est consacrée à la simulation du système SCM- SAC OCDMA à l'aide du logiciel Optisystem. Sous le logiciel Optisystem [110], un bit est représenté numériquement par un certain nombre d'échantillons. Le spectre d'un signal temporel défini par N échantillons espacés de T_e (voir figure 4.14) est un spectre échantillonné limité à F_e ($F_e = 1/T_e$). Les N échantillons du spectre sont espacés d'un pas fréquentiel $\Delta f = \frac{F_e}{N}$ [111].

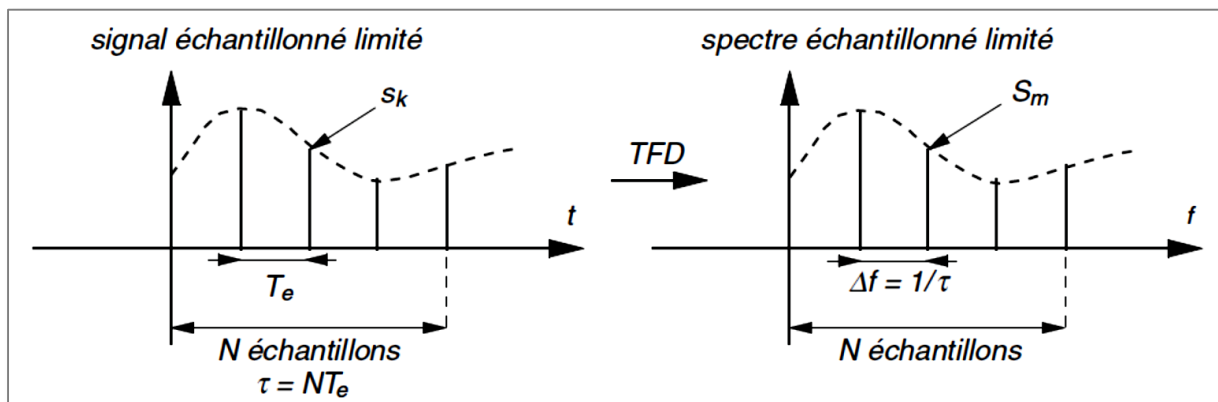


Figure 4.14 - Représentations temporelle et spectrale d'un signal à N échantillons [111]

La durée du bit T_b , la période d'échantillonnage T_e , la fenêtre de visualisation temporelle T_W ($T_W = N \times T_e$), l'espacement fréquentiel Δf ainsi que la bande de visualisation fréquentielle F_e ($F_e = N \times \Delta f$) sont définis respectivement, sous le logiciel Optisystem par : Bit period, Time spacing, Time window, Frequency spacing et Sample rate comme le montre la figure 4.15 [110].

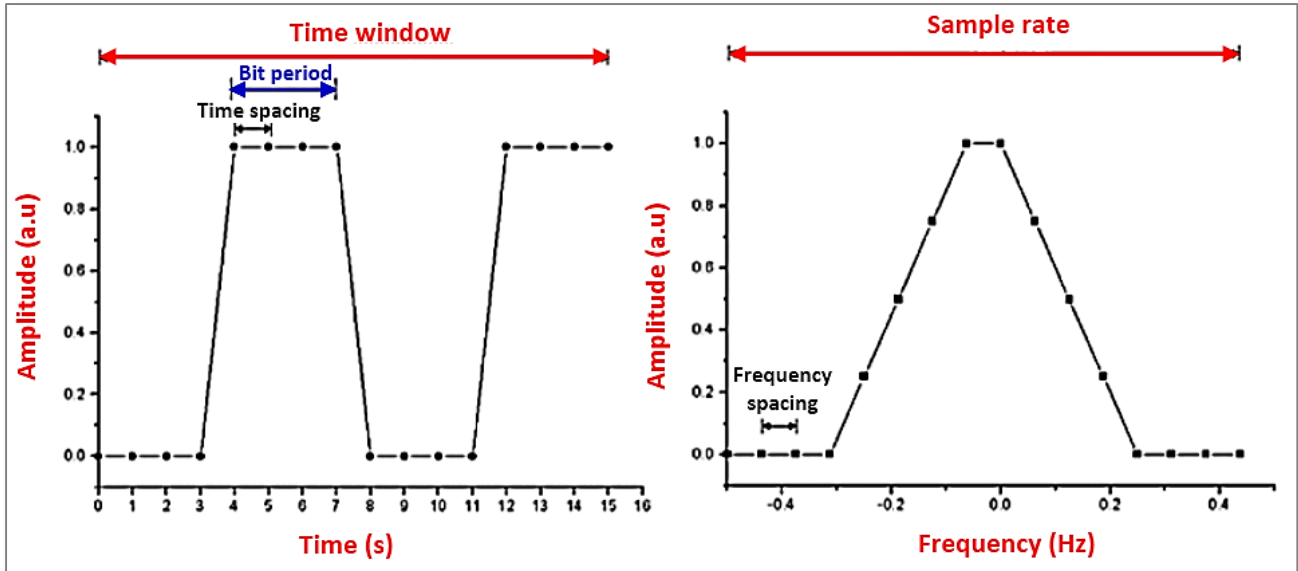


Figure 4.15 - Représentations temporelle et spectrale d'une séquence à N échantillons [110]

4.3.1 Paramètres de simulations

Les paramètres globaux nécessaires à toutes simulations OptiSystem tel que : la fenêtre de visualisation temporelle, le nombre d'échantillons total de la séquence à transmettre (Number of samples) et la fenêtre de visualisation fréquentielle (Sample rate) sont calculés directement en utilisant le débit ($Bit\ rate = 1/T_b$), la longueur de la séquence de bits (Sequence length) et le nombre d'échantillons par bit (Samples per bit) [110], comme le montre la figure 4.16 a (pour un $Bit\ rate = 155\ Mbps$) et 4.16 b (pour un $Bit\ rate = 622\ Mbps$).

Simulation	Signals	Spatial effects	Noise	Signal tracing
Name	Value	Units	Mode	
Simulation window	Set bit rate		Normal	
Reference bit rate	☒		Normal	
Bit rate	155000000	Bits/s	Normal	
Time window	8.258064516129e-007	s	Normal	
Sample rate	992000000	Hz	Normal	
Sequence length	128	Bits	Normal	
Samples per bit	64		Normal	
Number of samples	8192		Normal	

a)

Simulation			
Signals			
Spatial effects			
Noise			
Signal tracing			
Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set bit rate		Normal
Reference bit rate	☒		Normal
Bit rate	622000000	Bits/s	Normal
Time window	2.057877813505e-007	s	Normal
Sample rate	3980800000	Hz	Normal
Sequence length	128	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	8192		Normal

b)

Figure 4.16 - Fenêtres de simulation obtenues à partir du logiciel Optisystem : a) $B_r = 155 \text{ Mbps}$,
b) $B_r = 622 \text{ Mbps}$.

La période d'échantillonnage T_e s'obtient pour un débit de 155 Mbps comme suit :

$$T_e = \frac{1}{N_b \times B_r} = \frac{1}{64 \times 155 \times 10^6} = 0.10080645 \text{ ns}$$

Où N_b désigne le nombre d'échantillons par bit (Samples per bit).

La bande de visualisation fréquentielle nécessaire à la simulation se calcul, en utilisant la période d'échantillonnage T_e , comme suit :

$$F_e = \frac{1}{T_e} = \frac{1}{0.10080645 \times 10^{-9}} = 9920000158 \text{ Hz}$$

La fenêtre de visualisation temporelle se calcul de la manière suivante :

$$T_w = T_e \times \text{Number of samples} = 0.10080645 \times 10^{-9} \times 8192 = 0.8258064 \text{ } \mu\text{s}$$

La figure 4.17 montre bien que la durée de la fenêtre de visualisation T_w est exactement celle calculée à partir du débit binaire considéré (voir figure 4.16 a).

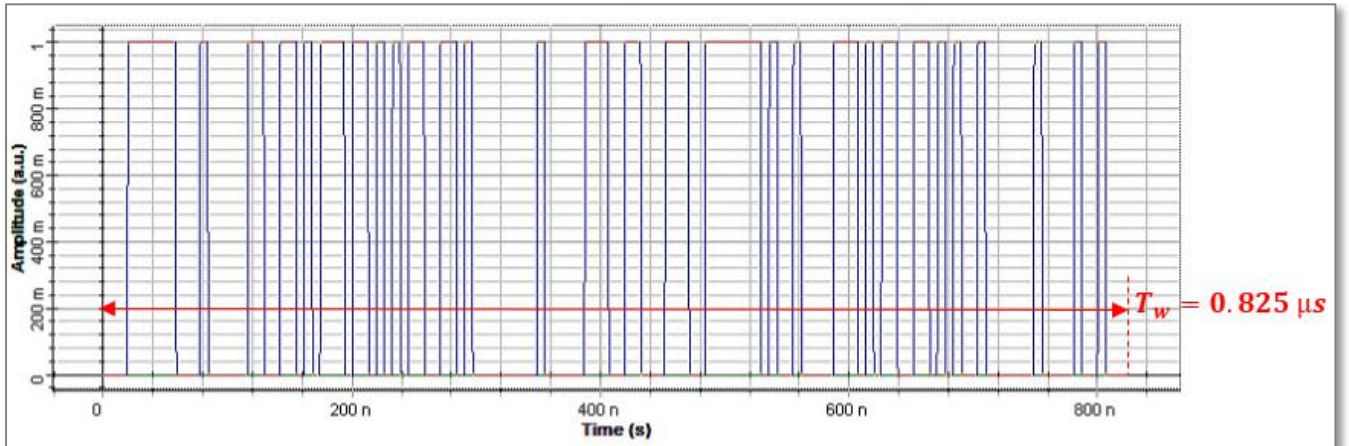
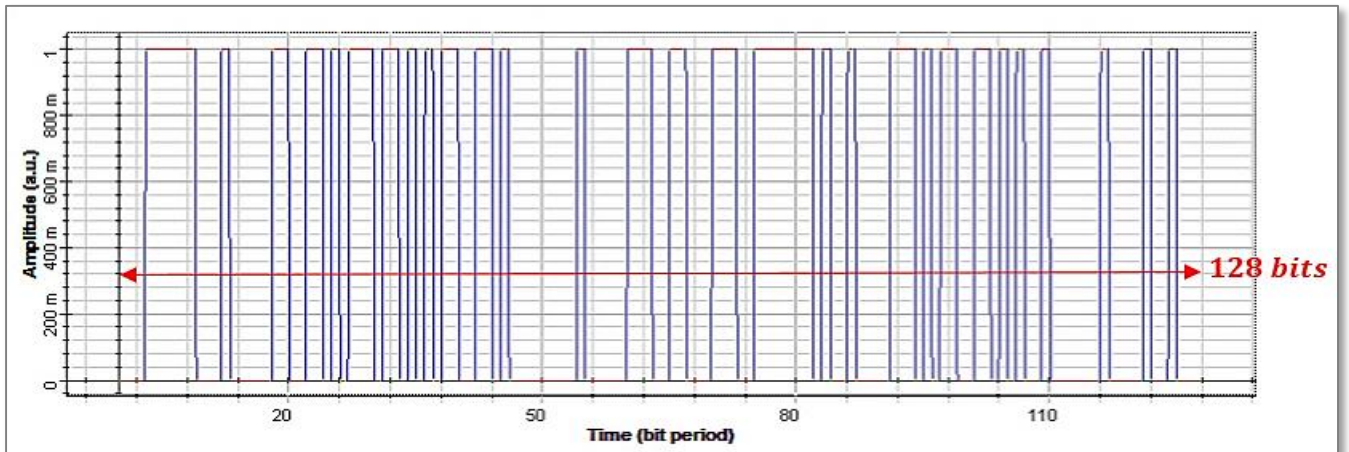


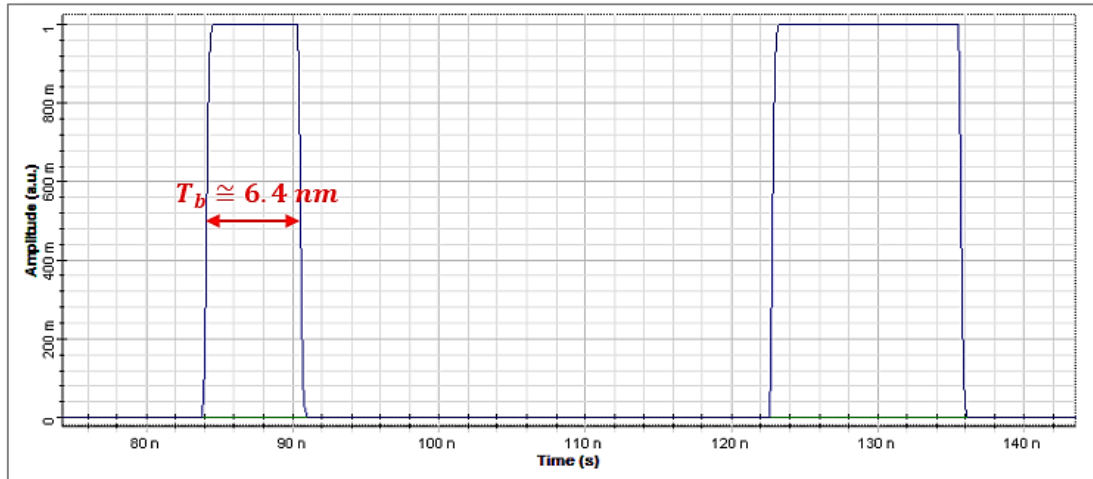
Figure 4.17 - Séquence de donnée NRZ ; $B_r = 155 \text{ Mbps}$.

A partir de la fenêtre T_w (voir figure 4.17), le nombre de bits à visualiser (voir figure 4.18 a) est comme suit :

$$\text{Nombre de bit à visualiser} = \frac{T_w}{T_b} = \frac{T_w}{N_b \times T_e} = \frac{0.8258 \times 10^{-9}}{64 \times 0.10080645 \times 10^{-9}} \cong 128$$



a)



b)

Figure 4.18 - a) La séquence NRZ durant T_w , b) Durée du temps bit.

Les autres paramètres utilisés dans la simulation sont ceux caractérisant les composants utilisés [39, 85, 112] à savoir l'atténuation, la dispersion de la fibre optique, le courant d'obscurité (au niveau du photodétecteur) ... etc, comme il est montré sur le tableau 4.5.

Paramètres	Valeurs
Pertes d'insertion MUX / DEMUX	2 dB
Atténuation de la fibre	0.2 dB/Km
Dispersion de la fibre	16.75 ps/nm /km
Pertes d'insertion Splitter	$3 \times \log_2 (Nbre_{broches})$ dB
Pertes d'insertion filtres	1 dB
Sensibilité spectrale de la photodiode	$\mathcal{R} = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu}$ A/W
Courant d'obscurité	5 nA (PIN) et 10 nA (APD)
Le bruit thermique	1.8×10^{-23} W/Hz
Bruit de grenaille	considéré
Rapport d'ionisation	0.7

Tableau 4.4 - Paramètres de simulation sous Optisystem.

4.3.2 Evaluation des performances

Pour évaluer les performances du système SCM-SAC OCDMA, trois facteurs de qualité sont disponibles sous le logiciel Optisystem : le BER (valeur acceptable doit être inférieur ou égal à 10^{-9}), le facteur Q (doit être supérieur ou égal à 6) et le diagramme de l'œil (l'ouverture verticale doit être maximale).

Le BER et le facteur Q sont reliés par l'équation suivante [18, 106] (voir Annexe E) :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.3)$$

Où le facteur Q est estimé par le logiciel selon l'équation (4.4) [39, 112] (voir Annexe E). Dans l'équation (4.4), i_1 et i_0 représentent respectivement les courants associés aux bits « 1 » et « 0 » (courants variant au cours du temps bit du fait que le bit transmis contient N_b échantillons ayant des amplitudes différentes à cause du bruit) et σ_1 , σ_0 les écarts type respectives.

$$Q = \frac{i_1 - i_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4.4)$$

La figure 4.19 montre la fluctuation du signal reçu au niveau du circuit de décision (la décision se fait à l'intérieur du bloc « BER analyser », voir figure 4.13). Ce dernier compare les valeurs des échantillons reçus à un seuil de décision (Threshold).

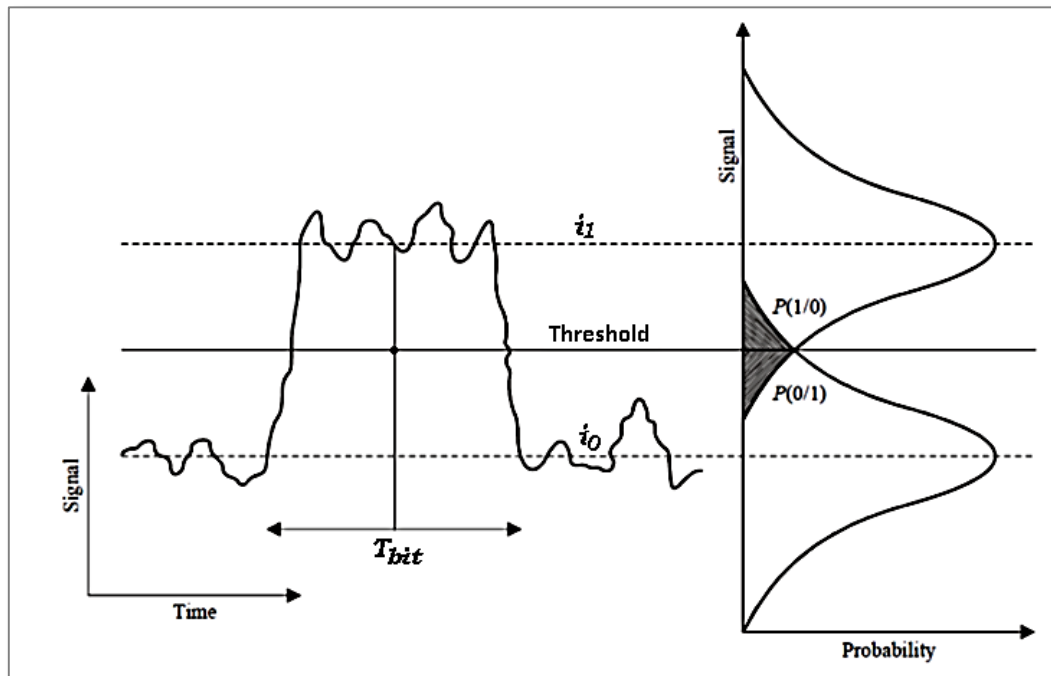


Figure 4.19 - Signal reçu et sa densité de probabilité [72]

Pour une équiprobabilité entre les bits, le seuil de décision est situé au milieu des niveaux, des bits, « 1 » et « 0 » [18, 39, 95, 112] (voir Annexe E) :

$$Seuil_{décision} = \frac{i_1 + i_0}{2} \quad (4.5)$$

Le troisième critère est le diagramme de l'œil (voir figure 4.20). Ce dernier caractérise le bruit et les différents défauts de transmission pouvant affectés la qualité du signal. A titre d'exemple, nous citons la gigue temporelle (time Jitter) caractérisant la plage d'erreurs de synchronisation, et l'élargissement temporel (dû à la dispersion dans le canal).

Dans le cas général, l'ouverture verticale de l'œil est donnée par l'équation suivante [106, 112, 113]:

$$\Delta = (a_1 - 3\sigma_1) - (a_0 + 3\sigma_0) \quad (4.6)$$

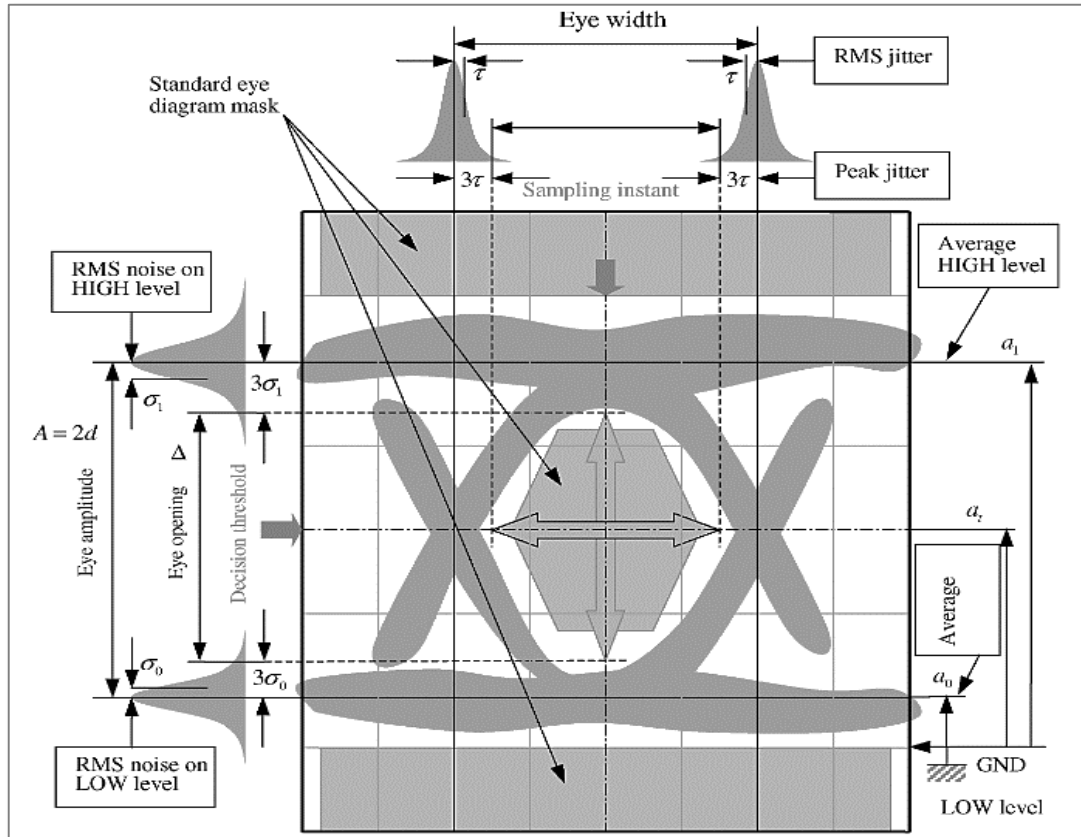


Figure 4.20 - Représentation du diagramme de l'œil pour une transmission de type NRZ avec définition des principaux paramètres [113]

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats des simulations obtenus, sous Optisystem, pour un débit binaire de 622 Mbps. Deux configurations ont été considérées :

- mono-code, il s'agit d'un système $1/\lambda$ SCM-SAC OCDMA permettant de détecter les utilisateurs associés à seul code optique. Lors de la simulation, les pertes d'insertion des composants utilisés (MUX/DEMUX, splitter et filtres) ainsi que les effets introduits par la fibre (atténuation et dispersion) sont considérés comme nuls et cela afin de vérifier les résultats obtenus à l'aide du modèle analytique développé en chapitre 3. Deux types de détection sont étudiées, détection d'une seule longueur d'onde (voir figure 4.21) et détection de toutes les longueurs d'ondes contenus dans le code (voir figure 4.22).

- multi-codes, il s'agit du même système $1/\lambda$ SCM-SAC OCDMA où tous les signaux des utilisateurs (associés à tous les codes optiques) sont reçus. Dans ce cas et afin de faire une simulation dans un environnement réel, les pertes d'insertion de tous les composants utilisés ainsi que les effets engendrés par la fibre seront prises en compte (voir tableau 4.4). La structure de la chaîne de transmission est illustrée sur la figure 4.23.

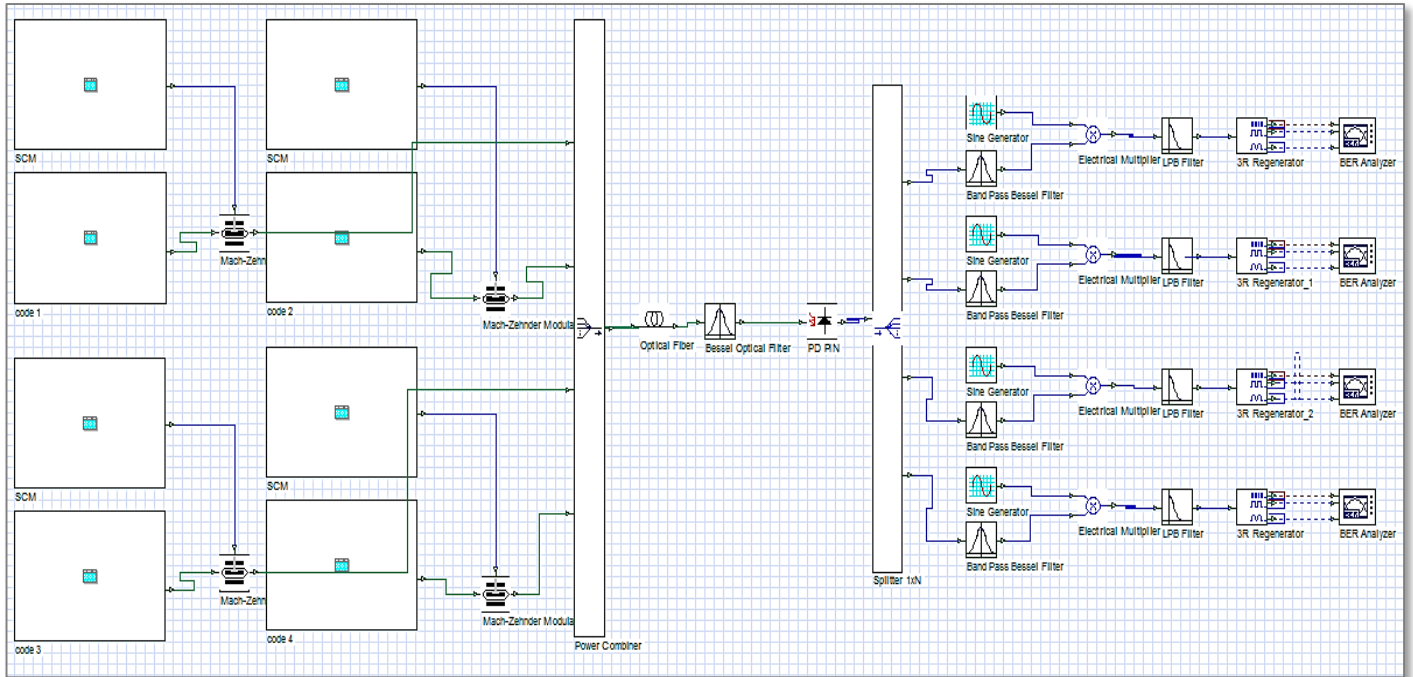


Figure 4.21 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA mono-code.

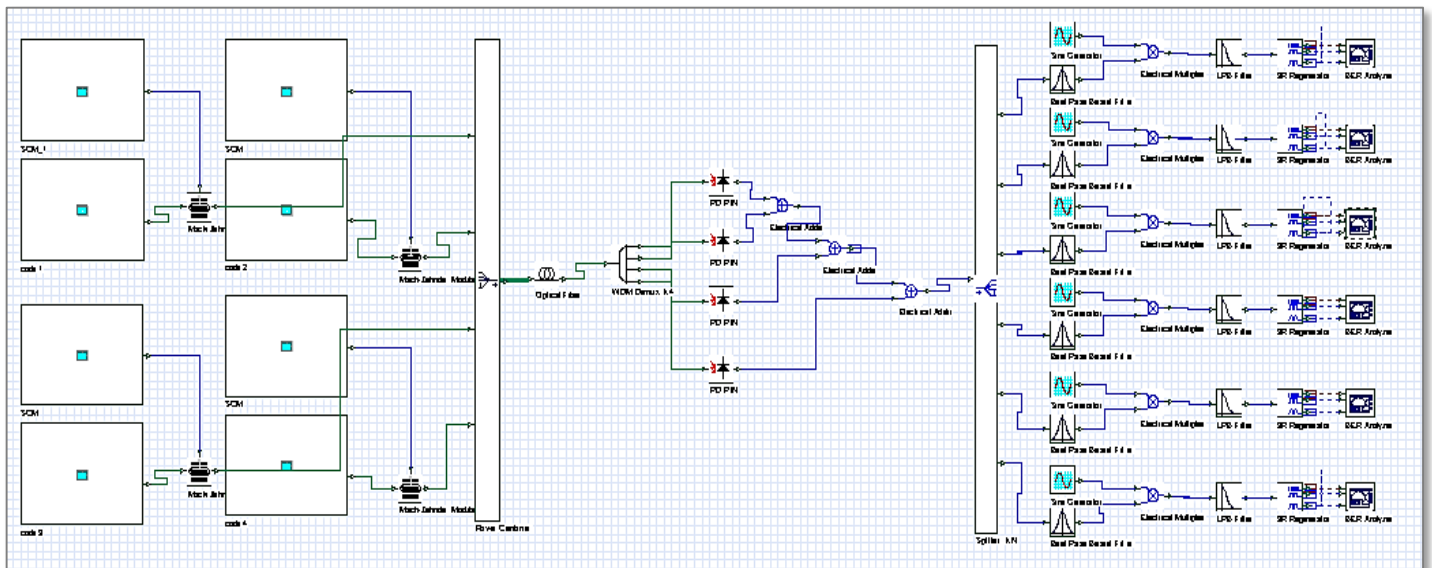


Figure 4.22 - Architecture w/λ -SCM SAC-OCDMA mono-code.

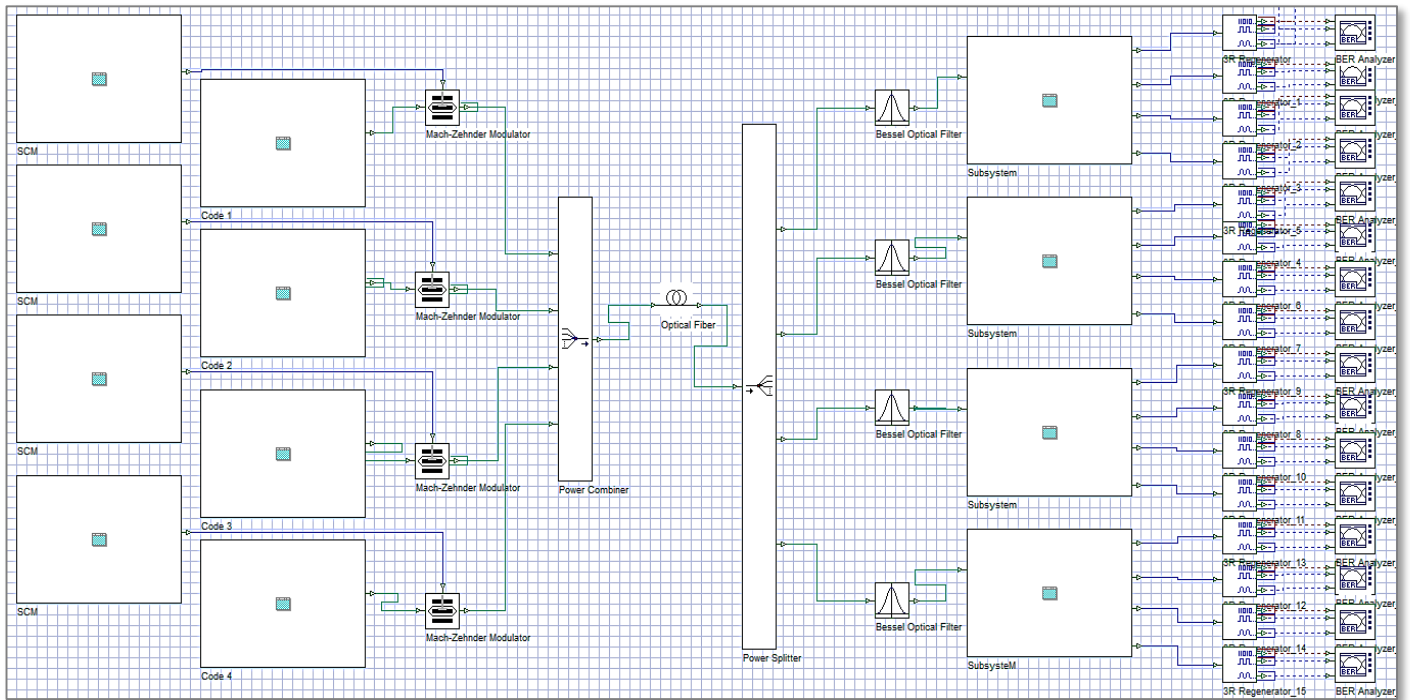


Figure 4.23 - Architecture du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA multi-codes.

Dans un premier temps, nous allons commencer par vérifier les résultats théoriques obtenus en chapitre 3, indiquées sur les tableaux 3.6 et 3.7. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulations du système $1/\lambda$ SCM- SAC OCDMA dans un contexte réel ainsi que l'évaluation de ses performances.

4.3.2.1 Configuration mono-code : détection w/λ -SCM SAC-OCDMA

L'architecture du système w/λ -SCM SAC-OCDMA mono-code, sous Optisystem, est illustrée sur la figure 4.22. Dans cette dernière, chaque code optique est constitué de quatre longueurs d'ondes et chaque multiplex SCM contient six sous-porteuses RF.

• Côté émetteur

Deux étapes de modulations sont nécessaires afin de produire le signal SCM SAC-OCDMA :

- La première est une modulation RF, dont le spectre est illustré sur la figure 4.24 (l'espacement entre les sous-porteuses est de $\frac{2}{T_b}$). Les fréquences des sous-porteuses utilisées sont celles données sur le tableau 4.1.
- La seconde est une modulation optique, montrée sur la figure 4.25 (le code utilisé est celui du code 1, voir tableau 4.2).

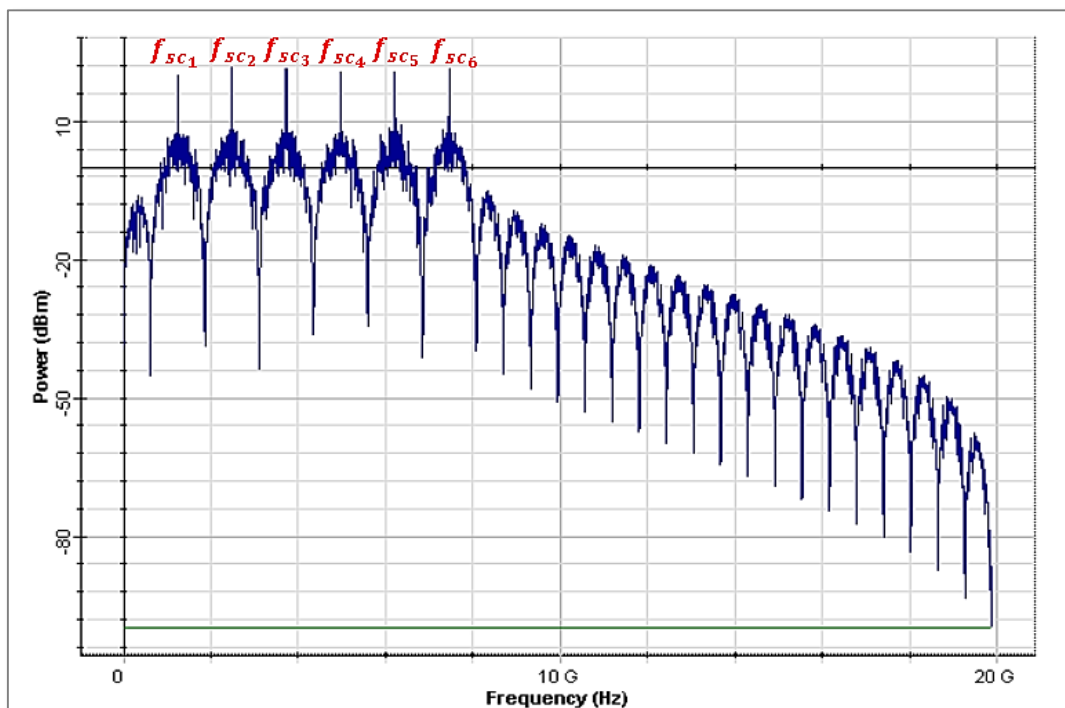


Figure 4.24 - Spectre du multiplex SCM : 6 sous-porteuses RF.

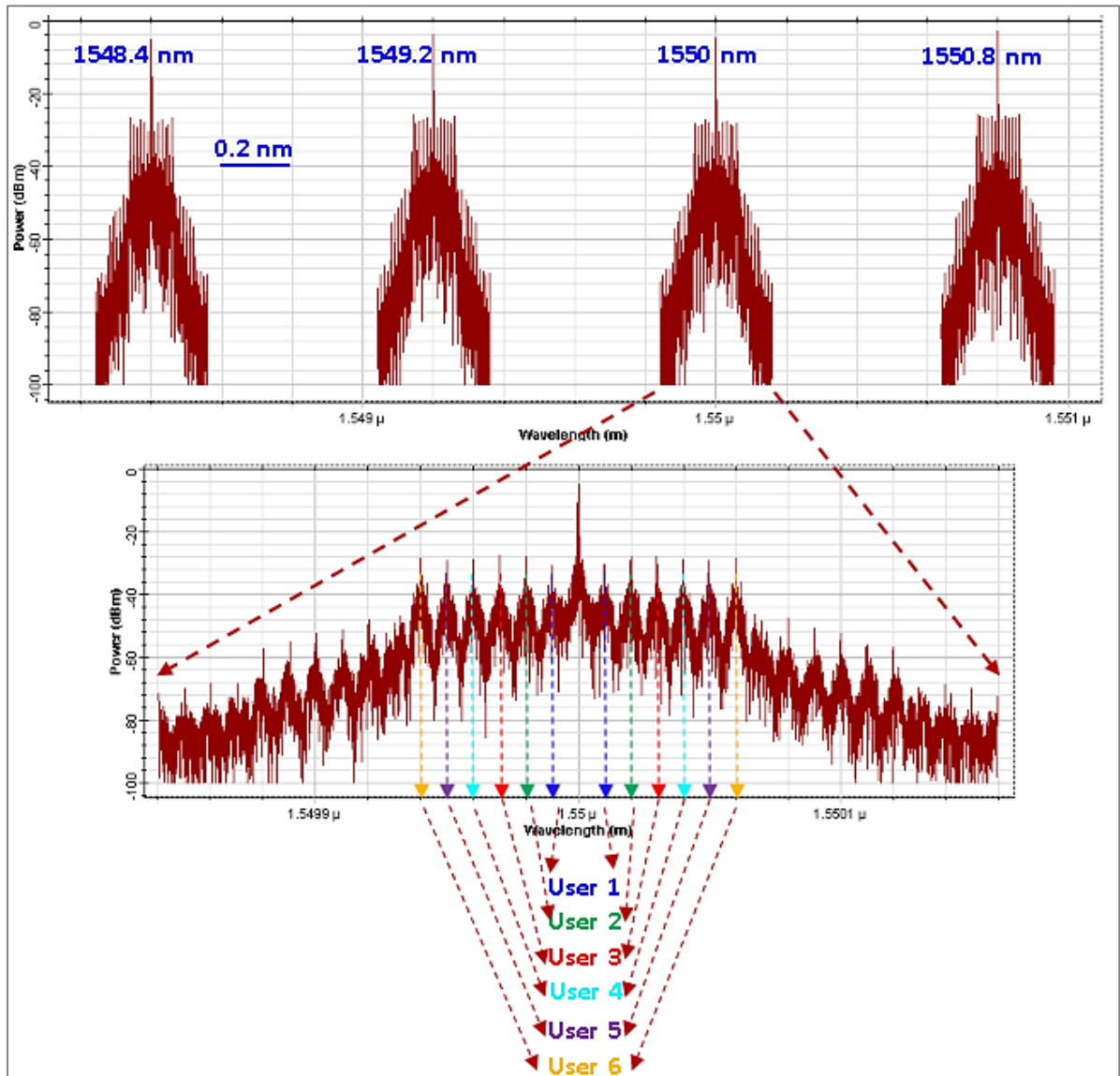
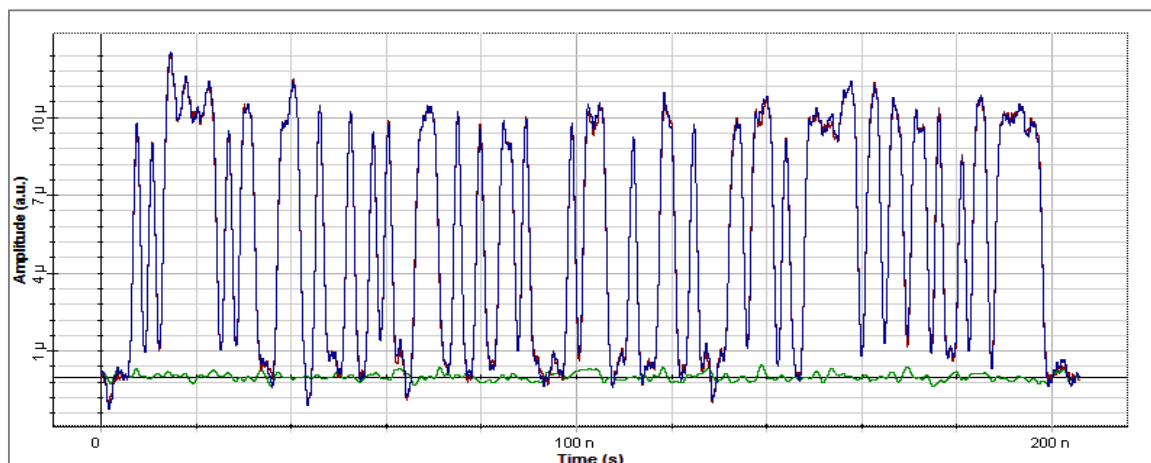


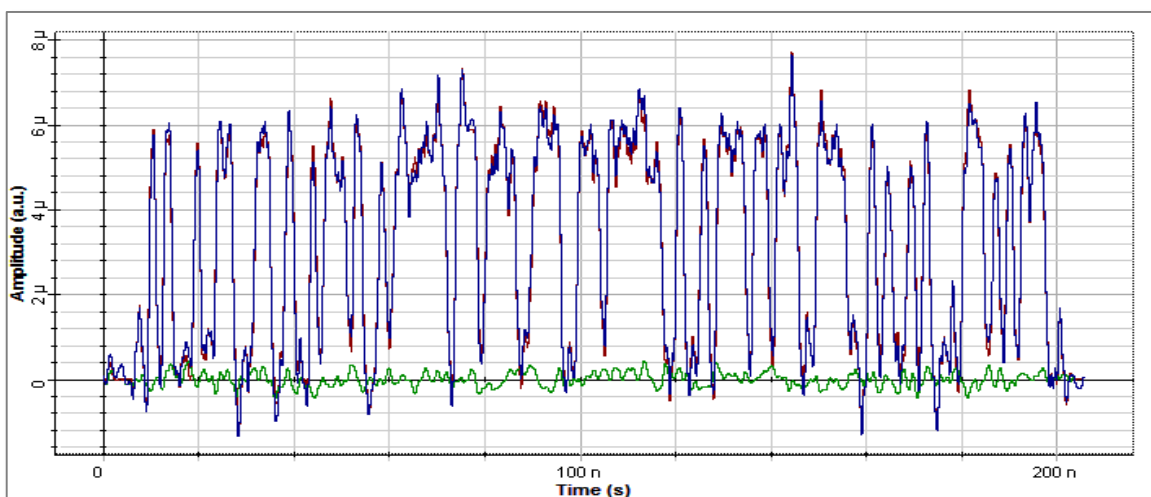
Figure 4.25 - Spectre optique du multiplexe SCM : 6 sous-porteuses RF.

- **Côté récepteur**

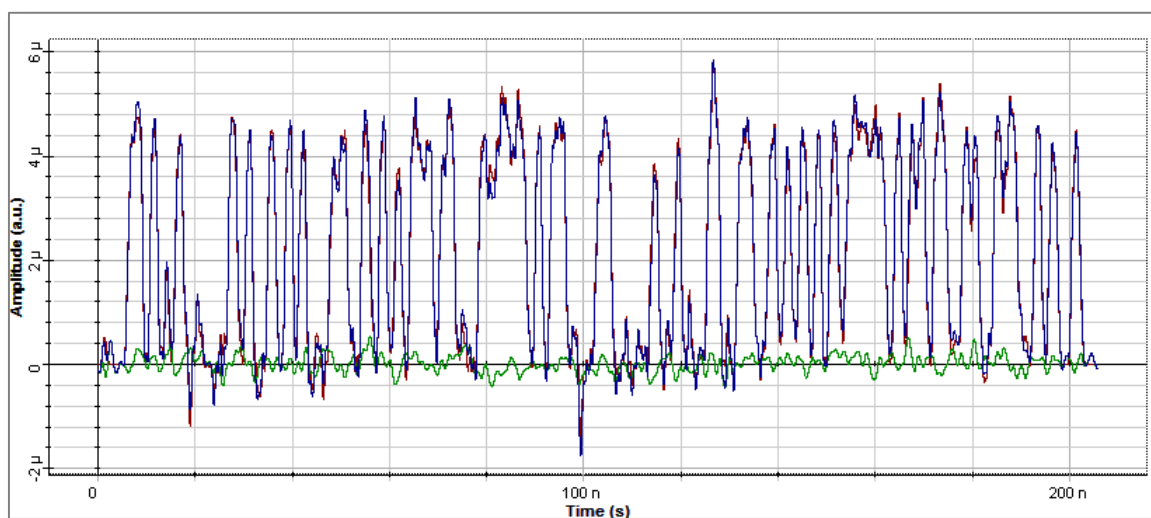
Le signal optique est converti en un signal électrique par le biais de quatre photodiodes de type PIN chacune pour une longueur d'onde propre au code optique. Pour avoir les signaux des 6 utilisateurs, le photocourant doit subir plusieurs traitements (voir figure 4.22). Afin de vérifier les résultats théoriques (voir tableau 3.6) obtenus pour 4 codes optiques : une capacité de multiplexage égale à 6 sous-porteuses par code pour une puissance effective reçue au niveau du photodétecteur égale à -15 dBm , le signal multiplex SCM modulé est transmis avec une puissance optique de -2.9 dBm de telle manière à avoir une puissance de -15 dBm au niveau de chaque photodiode. Les signaux du premier, troisième et quatrième utilisateur (les utilisateurs les plus affectés par la distorsion d'intermodulation, voir chapitre 2, tableau 2.2) sont illustrés respectivement sur la figure 4.26 a, b et c.



a)



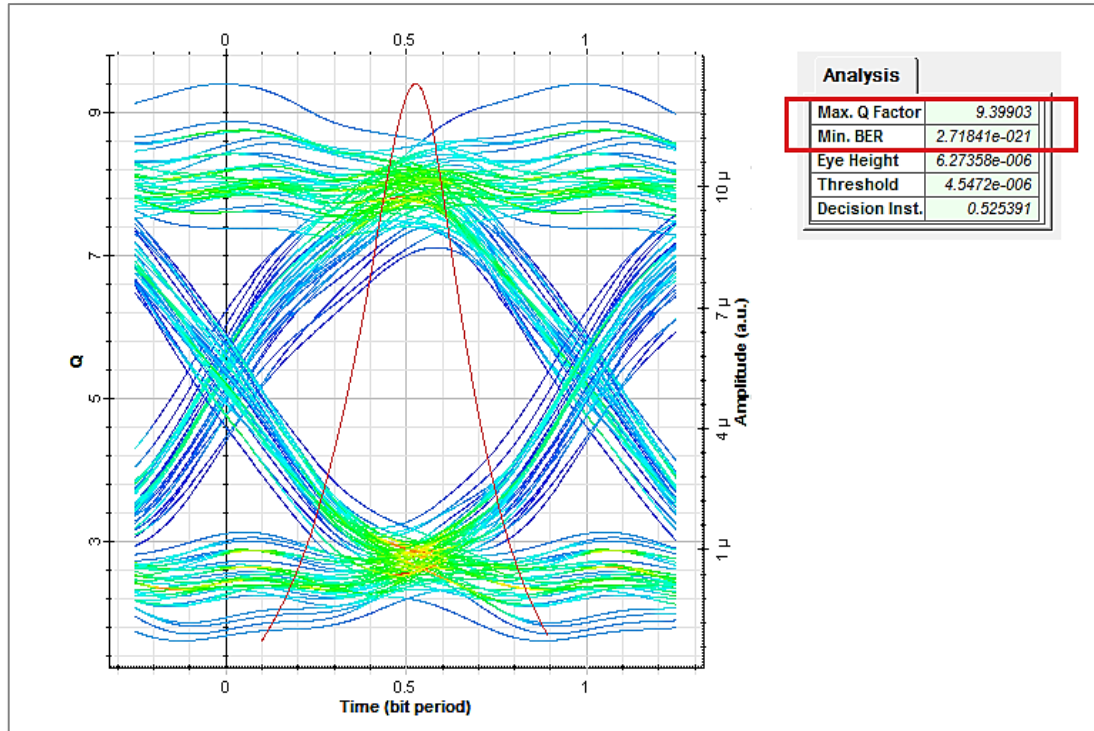
b)



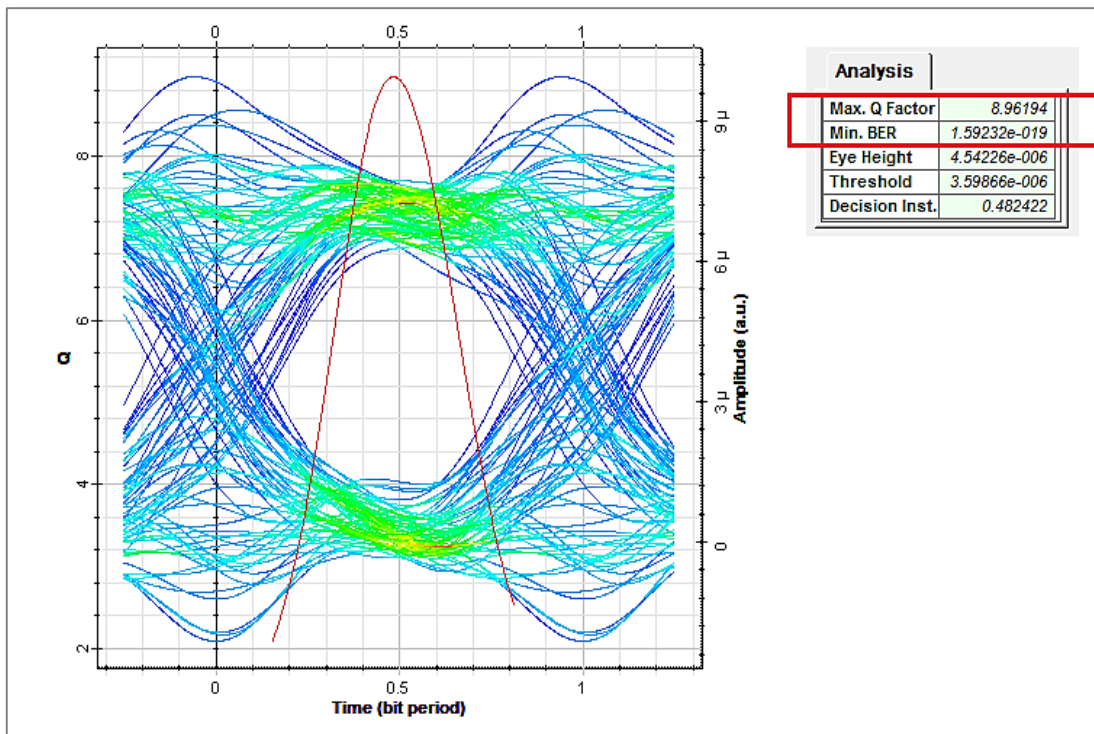
c)

Figure 4.26 - Signal électrique reçu : a) premier utilisateur, b) troisième utilisateur et c) quatrième utilisateur.

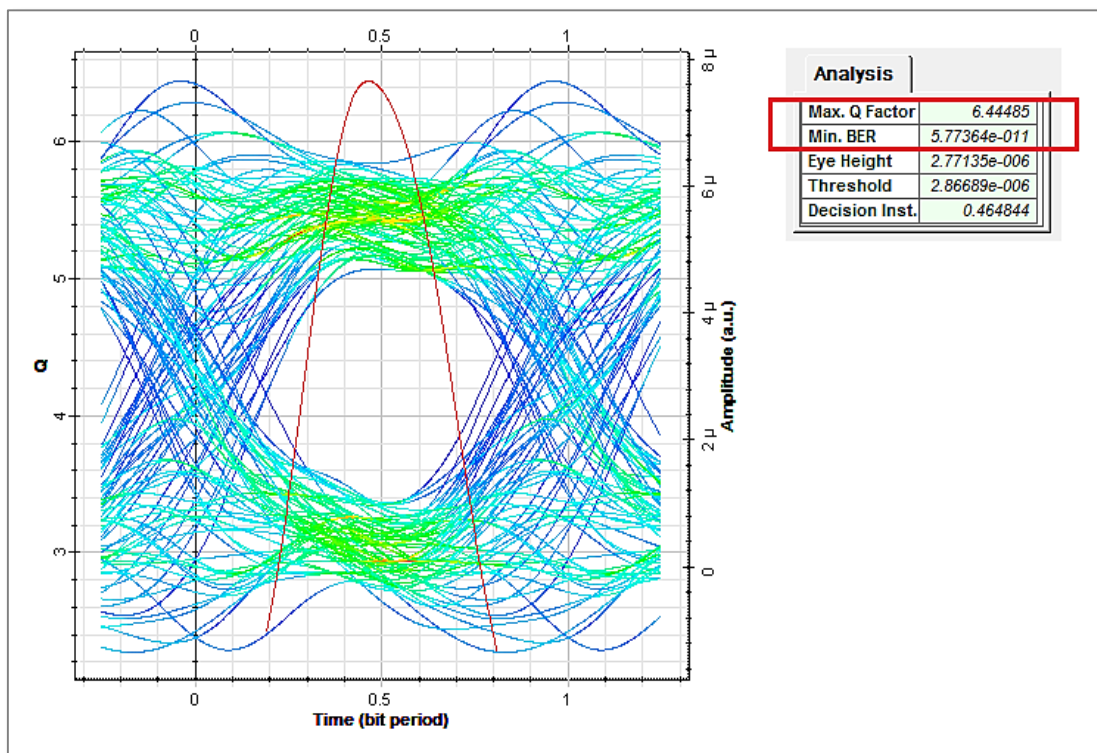
La figure 4.27 montre le diagramme de l'œil du premier (a), deuxième (b), troisième (c), quatrième (d), cinquième (e) et du sixième utilisateur (f).



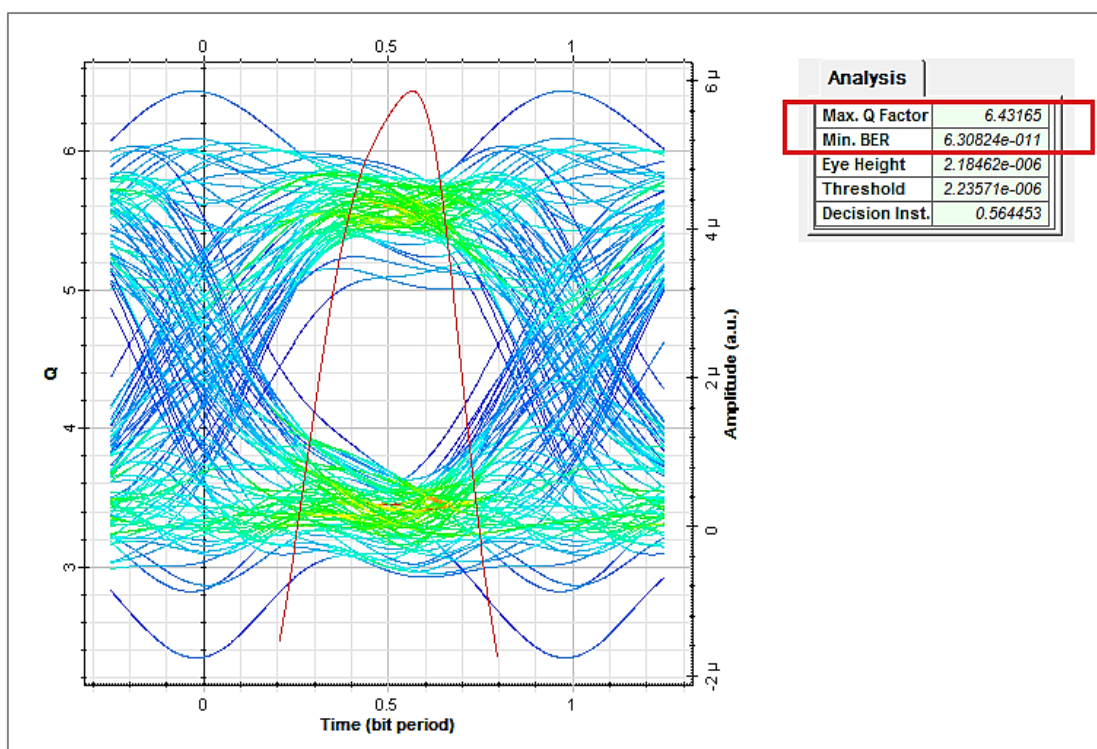
a)



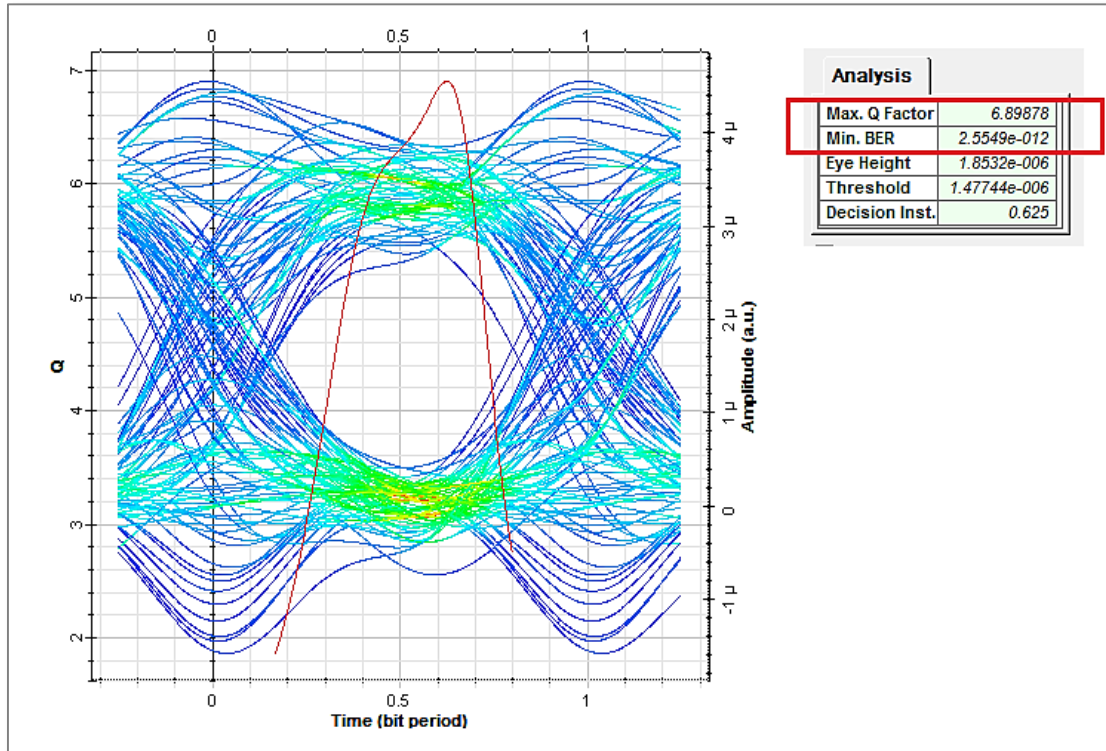
b)



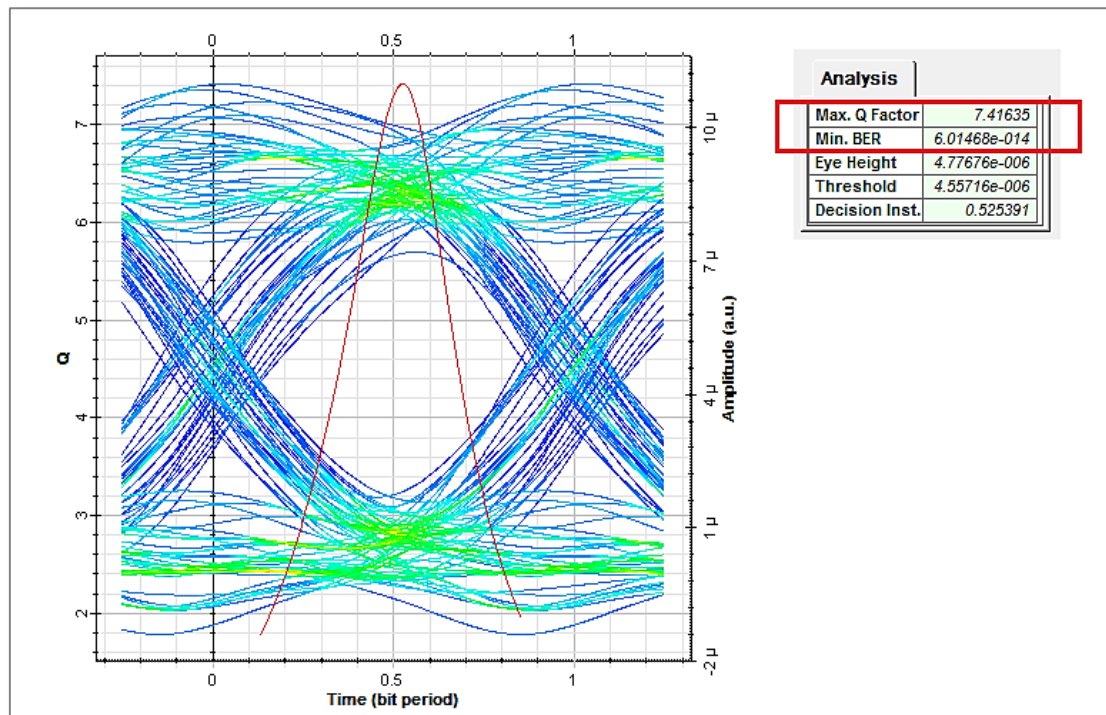
c)



d)



e)



f)

Figure 4.27 - Diagramme de l'œil : a) premier, b) deuxième, c) troisième, d) quatrième, e) cinquième et f) sixième utilisateur.

D'après la figure 4.27, les signaux des 6 utilisateurs transmis ont tous un BER acceptable ($BER \leq 10^{-9}$), donc une capacité de multiplexage maximale. A partir du diagramme de l'œil obtenu pour le quatrième utilisateur (voir figure 4.27 d), nous pouvons observer que la valeur du facteur Q (voir figure 4.28 ci-dessous) est maximal ($Q = 6.43165$) à l'instant de décision : $t_{\text{décision}} \cong \frac{1}{2} \text{ temps bit} = 0.564 \text{ temps bit}$. Pour ce même instant, le minimum BER atteint est de 6.30824×10^{-11} (voir figure 4.29).

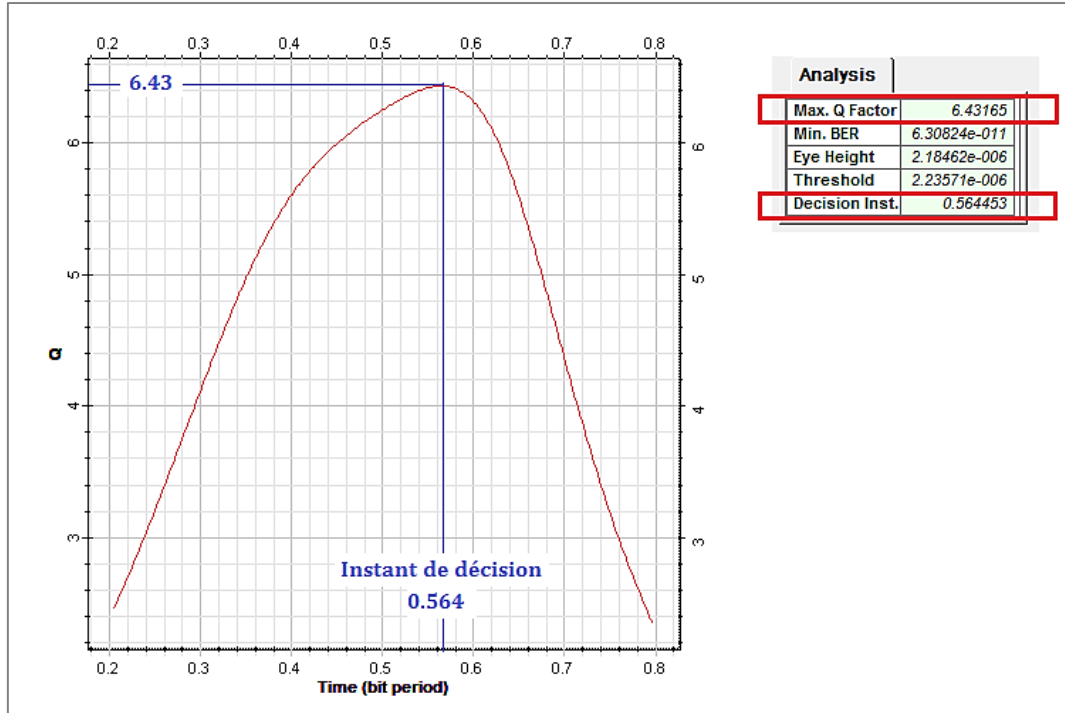


Figure 4.28 - Facteur Q, utilisateur 4.

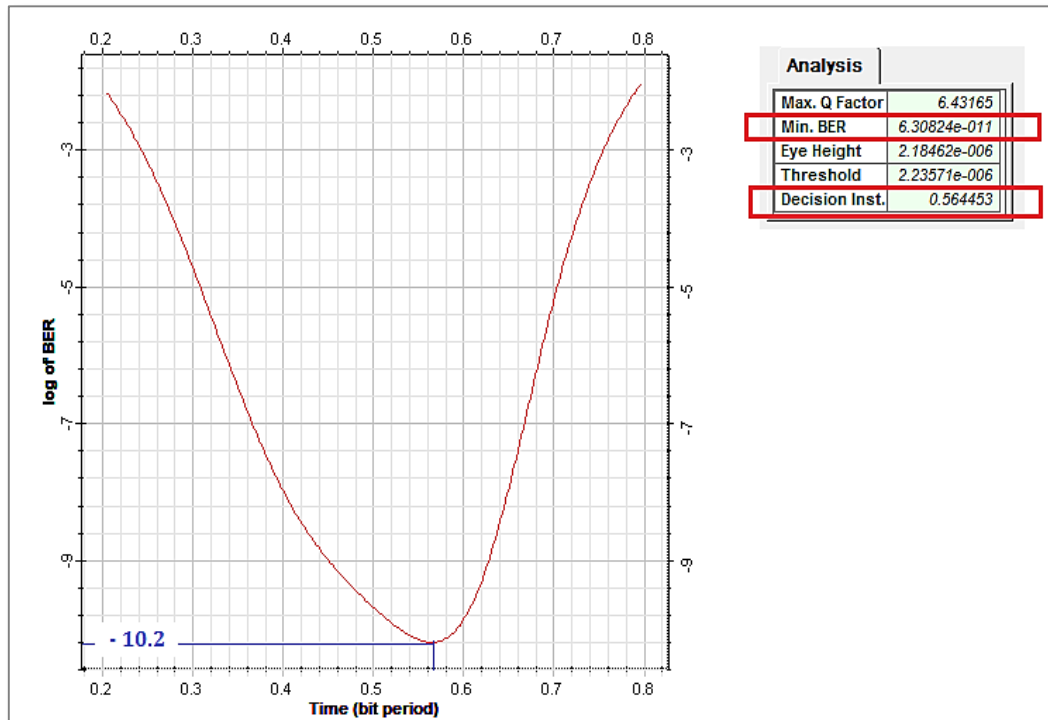


Figure 4.29 - BER minimum, utilisateur 4.

Le BER indiqué sur la fenêtre " Analysis " s'obtient comme suit : $BER \cong 10^{-10.2} \cong 6.30957 \times 10^{-17}$. D'après la figure 4.30, la hauteur maximale de l'œil est de 2.18μ (a.u.) (a.u. : amplitude unit).

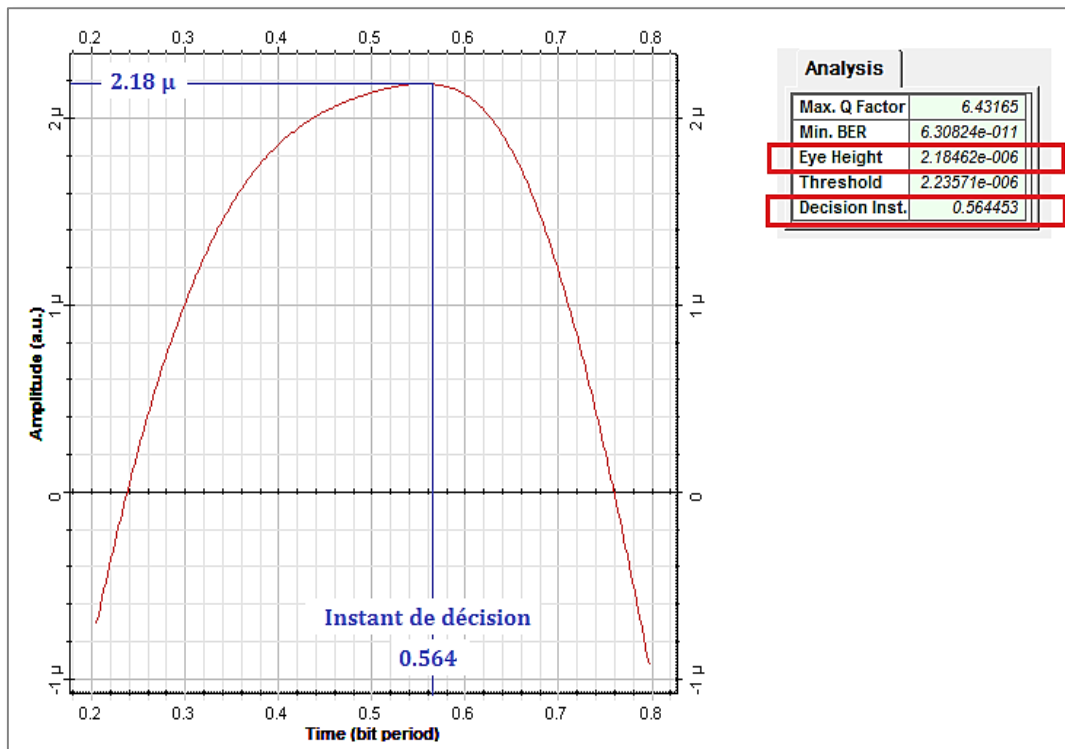


Figure 4.30 - Ouverture verticale de l'œil, utilisateur 4.

Il est à noter, que l'optimisation de la configuration en question n'a apportée aucune amélioration en termes de capacité de multiplexage (voir tableau 3.7).

4.3.2.2 Configuration mono-code : détection $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA

L'architecture du système étudié dans ce cas est illustrée sur la figure 4.21. Lors de l'étude théorique, nous avons trouvés que pour un nombre de code égal à 4, la capacité de multiplexage maximale du système est de 2 utilisateurs par codes pour des puissances effectives reçues de -10 , -9 , -8 et -7 dBm (voir tableau 3.7). L'optimisation dudit système à permet d'augmenter la capacité de multiplexage, respectivement pour des puissances effectives reçues de -8 dBm et -7 dBm, de 4 à 7 utilisateurs. Afin de vérifier l'amélioration obtenue en termes de capacité de multiplexage du système optimisé, les indices de modulations déterminés lors de l'optimisation (pour 2 et 4 utilisateurs, voir tableau 4.5) seront retenus pour la simulation.

Puissance effective P_{sr}	-10 dBm	-9 dBm	-8 dBm
Nombre de sous-porteuses	Indice de modulation $m_{n,k}$		
2	0.5	0.5	0.5
4	0.1685	0.1551	0.1442

Tableau 4.5 - Indices de modulation optimaux : configuration $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA.

Les résultats de simulations sont résumés dans les tableaux 4.6 (sans optimisation) et 4.7 (avec optimisation).

P_{sr}	Nombre de sous-porteuses	BER
-10 dBm	2	$BER_{sc1} = 2.20903 \times 10^{-87}$ $BER_{sc2} = 4.10007 \times 10^{-11}$
-9 dBm	2	$BER_{sc1} = 1.68207 \times 10^{-87}$ $BER_{sc2} = 4.10025 \times 10^{-11}$
-8 dBm	2	$BER_{sc1} = 1.76053 \times 10^{-88}$ $BER_{sc2} = 4.53709 \times 10^{-11}$

Tableau 4.6 - Performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, sans optimisation.

P_{sr}	Nombre de sous-porteuses	BER
-10 dBm	2	$BER_{sc1} = 2.20903 \times 10^{-87}$ $BER_{sc2} = 4.10007 \times 10^{-11}$
-9 dBm	2	$BER_{sc1} = 1.68207 \times 10^{-87}$ $BER_{sc2} = 4.10025 \times 10^{-11}$
-8 dBm	4	$BER_{sc1} = 6.20541 \times 10^{-23}$ $BER_{sc2} = 6.93923 \times 10^{-20}$ $BER_{sc3} = 4.06585 \times 10^{-13}$ $BER_{sc4} = 3.07163 \times 10^{-22}$

Tableau 4.7 - Performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA optimisé.

D'après les résultats obtenus (voir les tableaux 4.6 et 4.7), la capacité maximale de multiplexage atteinte, sans optimisation, est de 2 et pouvant atteindre 4 utilisateurs par code dans la version du système optimisé. Notant que, les résultats obtenus, par simulations, concordent avec ceux trouvés théoriquement (voir tableau 3.7), ce qui valide le bien-fondé de la conception théorique et le système ainsi conçu.

4.3.2.3 Configuration multi-codes : détection $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA

La structure du système étudié est illustrée sur la figure 4.23. Dans ce cas, toutes sortes de pertes (pertes d'insertion des composants et effet de la fibre) seront prises en considération (voir tableau 4.4) afin de se rapprocher à l'environnement réel. De plus, selon les recommandations de l'ITU, d'autres paramètres seront pris en compte tel que :

- la puissance injectée dans la fibre : égale à 5 dBm [50, 95] ;
- la distance de transmission : de 20 Km (portée maximale des réseaux PON) [114].

En effet, la fibre optique introduit une atténuation de 0.2 dB/km ce qui entraîne, pour une longueur de 20 km , une atténuation de 4 dB comme illustré sur la figure 4.31.

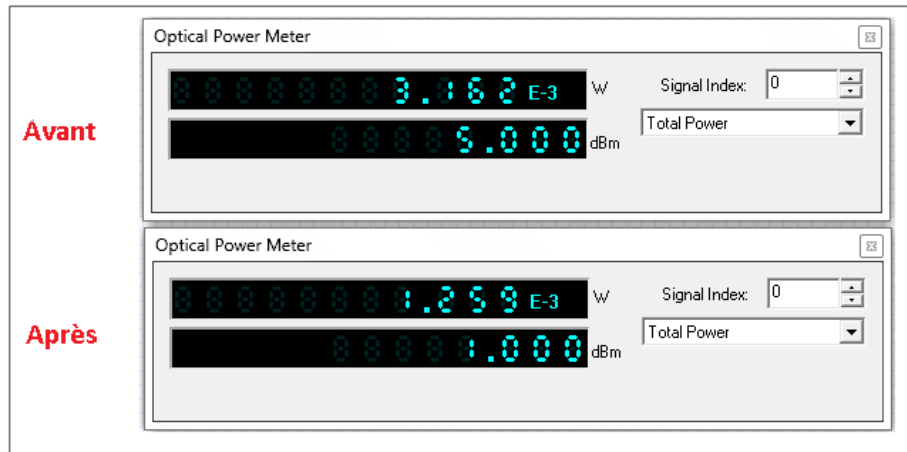


Figure 4.31 - Atténuation apportée par la fibre optique (L=20 km).

Les résultats obtenus montrent que le nombre d'utilisateurs par code ayant un BER acceptable ($BER \leq 10^{-9}$) est limité à 1 (sans et avec optimisation), ceci s'explique par le fait que la puissance effective reçue est inférieure à -10 dBm . La figure 4.32 illustre le diagramme de l'œil de l'utilisateur en question.

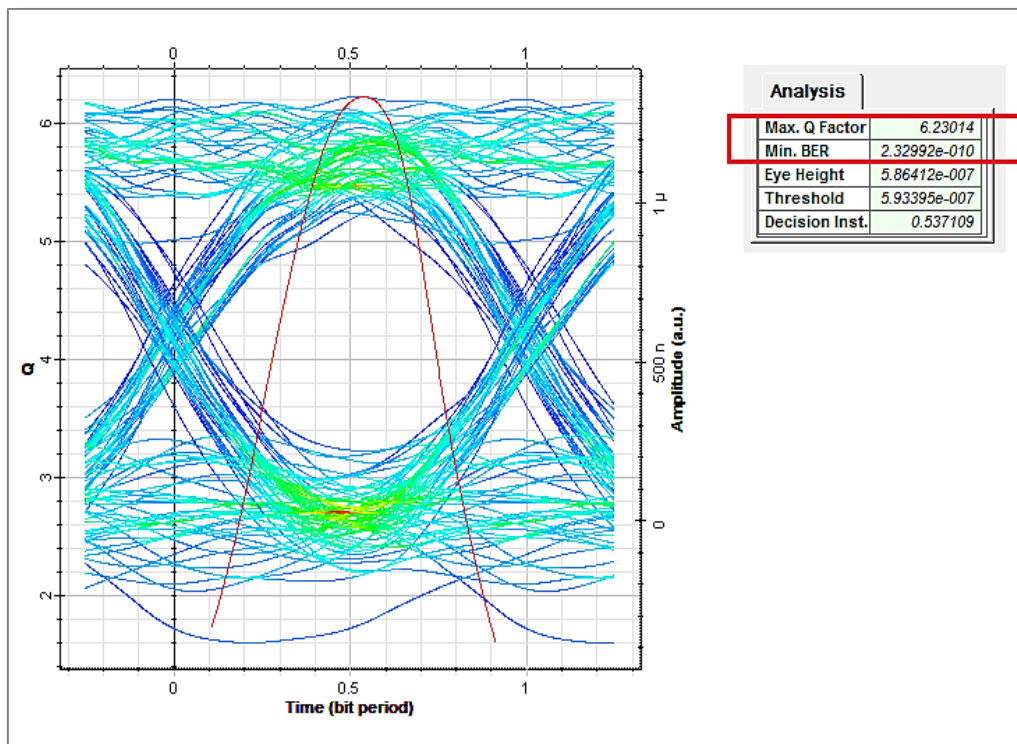


Figure 4.32 - Diagramme de l'œil.

La dégradation de la capacité de multiplexage du système multi-codes, par rapport à celui mono-code (de 2 utilisateurs par code à un seul), est due essentiellement à la limitation de puissance dans la fibre et aux pertes de puissances engendrées par les composants comme ceux de multiplexage, de division et de filtrage ainsi que l'atténuation introduite par le canal (fibre optique).

Pour remédier à cette limitation, l'utilisation, au niveau du récepteur, d'un pré-amplificateur ou d'une photodiode à gain interne APD (APD : Avalanche PhotoDiode) est indispensable. Le tableau 4.7 résume quelques résultats obtenus dans le cas de l'utilisation d'une APD à gain fixe (voir Annexe D) au lieu d'une photodiode PIN, choisi selon la capacité de multiplexage désirée. Le choix du gain dépend de la puissance effective reçue assurant une capacité de multiplexage maximale déterminée lors de l'optimisation du système étudié. Pour un gain de 10, une capacité de multiplexage de 7 utilisateurs par code peut être atteinte, ce qui correspond à 28 utilisateurs au total (pour un système à 4 codes)

P_{sr}	Gain de l'APD	Nombre de sous-porteuses	BER
-9 dBm	10	2	$BER_{sc1} = 1.6204 \times 10^{-72}$ $BER_{sc2} = 3.1344 \times 10^{-12}$
-8 dBm	10	4	$BER_{sc1} = 1.5753 \times 10^{-18}$ $BER_{sc2} = 1.0312 \times 10^{-17}$ $BER_{sc3} = 1.7132 \times 10^{-12}$ $BER_{sc4} = 1.3462 \times 10^{-20}$
-7 dBm	10	7	$BER_{sc1} = 1.4381 \times 10^{-19}$ $BER_{sc2} = 7.8920 \times 10^{-15}$ $BER_{sc3} = 1.1209 \times 10^{-11}$ $BER_{sc4} = 8.4871 \times 10^{-11}$ $BER_{sc5} = 6.3867 \times 10^{-14}$ $BER_{sc6} = 5.7071 \times 10^{-15}$ $BER_{sc7} = 7.4017 \times 10^{-16}$

Tableau 4.7 - Performances du système optimisé $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA, avec APD.

4.3.2.4 Effet du débit sur les performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA

Afin d'examiner l'effet du débit binaire sur les performances du système, nous avons représenté sur la figure 4.33, la variation du BER, pour des rapports SNR optimaux, en fonction du débit binaire. L'équation (3.24) est utilisée pour évaluer le BER pour une puissance effective reçue égale à -8 dBm et 4 sous-porteuses par code (afin de comparer les résultats théoriques avec ceux obtenus par simulation). Les résultats (voir figure 4.33) montrent que lorsque le débit augmente, le BER augmente (pour un débit de 155 Mbps on a un BER égal à 6.463×10^{-23} contre un BER de 4.458×10^{-10} pour 622 Mbps).

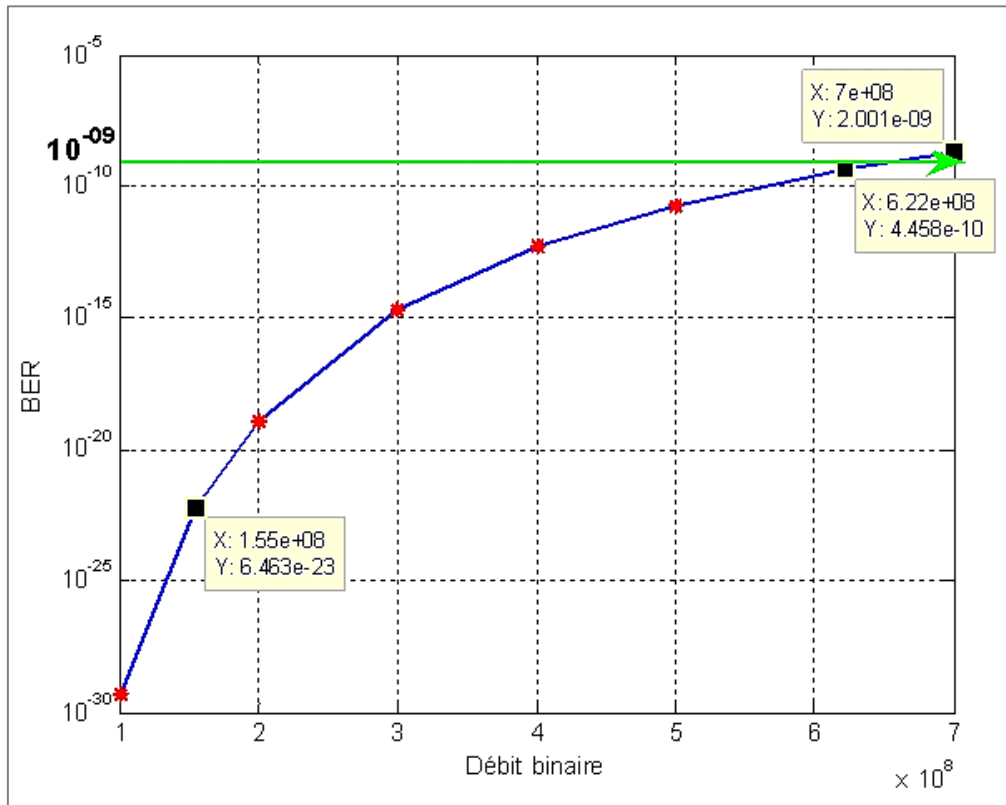


Figure 4.33 - Variation du BER Vs débit binaire, $P_{sr} = -8 \text{ dBm}$.

Le système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA a été évalué, par simulation, pour un débit de 155 Mbps (les mêmes paramètres considérés dans le cas d'un débit de 622 Mbps , voir section 4.2.2.3, ont été adoptés). Les résultats obtenus sont illustrés dans le tableau 4.8. Le même constat, le BER augmente avec l'augmentation du débit, reste valable.

Débit	Nombre de sous-porteuses	BER
622 Mbps	4	$BER_{sc1} = 1.5753 \times 10^{-18}$
		$BER_{sc2} = 1.0312 \times 10^{-17}$
		$BER_{sc3} = 1.7132 \times 10^{-12}$
		$BER_{sc4} = 1.3462 \times 10^{-20}$
155 Mbps	4	$BER_{sc1} = 9.4382 \times 10^{-20}$
		$BER_{sc2} = 1.6821 \times 10^{-18}$
		$BER_{sc3} = 5.8289 \times 10^{-13}$
		$BER_{sc4} = 7.0126 \times 10^{-22}$

Tableau 4.8 - Performances du système $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA optimisé, $D_b = 155$ et 622 Mbps .

La dégradation des performances en termes de probabilité d'erreur, pour un débit élevé, est due à l'élargissement de la bande électrique de réception (le bruit dépend linéairement de la bande électrique, voir équations 3.5 et 3.6).

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué la possibilité de l'implémentation pratique du système SCM SAC-OCDMA selon l'architecture RoF notamment l'infrastructure PON. A cette fin, une première étape de modélisation de la chaîne de transmission du système étudié, sous le logiciel Optisystem, a été réalisée. Cette phase vise à construire un modèle d'un système réel mettant en œuvre deux cas de détection : $1/\lambda$ -SCM SAC-OCDMA et w/λ -SCM SAC-OCDMA. Dans le but d'évaluer les performances de la chaîne ainsi modélisée, en se basant sur les recommandations de l'ITU, une simulation, sous le logiciel Optisystem, a été effectuée pour 16 utilisateurs (capacité minimale des réseaux PON). Les résultats obtenus (en termes du BER et de capacité de multiplexage) concordent avec ceux obtenus théoriquement lors de l'étape d'optimisation.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse avait pour but la contribution à l'amélioration des performances du système hybride SCM SAC-OCDMA à détection directe en termes de capacité de multiplexage et de flexibilité.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à introduire les différentes techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communications en général et les systèmes optiques en particulier. Ceci nous a amené à opter pour la technique SAC-OCDMA. Le concept de la technique, les raisons de son privilège ainsi que leurs différents types de décodage ont été explicités.

Les atouts de cette technique lui confèrent l'avantage d'être le candidat le plus approprié à envisager sa combinaison avec la technique de multiplexage de sous-porteuses SCM pour donner lieu au système SCM SAC-OCDMA. Ce système hybride se démarque par sa capacité à résister aux interférences d'accès multiples et son habilité à augmenter l'efficacité spectrale et le nombre d'utilisateurs. Le principe de fonctionnement d'un tel système a été mené au cours du second chapitre.

A partir de cette étude, une nouvelle approche a été proposée afin d'améliorer la capacité de multiplexage et la flexibilité du système hybride. Cette méthode, basée sur la maximisation du SNR, a fait l'objet du troisième chapitre. L'expression du SNR théorique a été établie en fonction des différents paramètres du système. Les avantages et les limitations du système ont été étudiés. Un programme de calcul sous MATLAB a été élaboré à cet effet.

A la suite de cette étude théorique, au cours du chapitre 4, une modélisation et évaluation des performances du système SCM SAC-OCDMA ont été réalisées à l'aide du logiciel Optisystem version 9.0. Les résultats obtenus, en termes de BER, facteur Q, et de diagramme de l'œil confirment le bien-fondé des approches proposées.

Les aboutissements de cette thèse serviront de travail de base pour explorer les potentialités de la technique SCM SAC-OCDMA et ouvriront la voie à d'autres contributions sur l'amélioration de la capacité de ce type de système. Plusieurs perspectives peuvent être envisagées, nous suggérons pour les futurs travaux :

- Utilisation plus efficace de la bande passante RF disponible en jouant sur le format de modulation utilisé en choisissant, par exemple, la modulation en bande latérale unique. Ce format peut augmenter l'efficacité spectrale de manière considérable conduisant ainsi à une extension de la capacité du système en nombre d'utilisateurs ;
- Etudier la possibilité d'implémenter le codage en deux dimensions temporel et spectral pour mieux satisfaire aux contraintes d'efficacité spectrale et du nombre croissant d'utilisateurs.

Les travaux présentés dans cette thèse ont donné lieu à la publication suivante :

- S. DRIZ and A. DJEBBARI, "Performance Evaluation of Sub-carrier Multiplexed SAC-OCDMA System Using Optimal Modulation Index", J. Opt. Commun.2017. Article-DOI : 10.1515/joc-2017-0044.

Annexe A : Produits d'intermodulations

A.1 Définition

Une métrique importante de la linéarité pour une large gamme de composants (RF et optiques) est la distorsion d'intermodulation [65, 115]. Cette distorsion est générée par la non-linéarité ou la linéarité imparfaite de la fonction de transfert des composants utilisés dans les systèmes de communications (en émetteur ou en récepteur). Un composant non linéaire peut être vu comme un système qui a un signal d'entrée $s(t)$ et un signal de sortie $y(t)$ déterminé par l'équation A.1 (voir figure A.1).



Figure A.1 - Composant non-linéaire.

La relation liant l'entrée à la sortie est donnée par [68]:

$$y(t) = a_0 + a_1s(t) + a_2s(t)^2 + a_3s(t)^3 + \dots \quad (\text{A.1})$$

Où $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$ représentent des coefficients constants.

Dans ce qui suit, nous considérons que :

$$s(t) = B \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (\text{A.2})$$

Où : B représente l'amplitude, f la fréquence et φ la phase.

A.2 Produits d'intermodulation de type 2T-IMPs du troisième ordre

On considère un mélange de deux fréquences f_1 et f_2 . Le signal d'entrée $s(t)$ est donné par :

$$s(t) = B_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + B_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (\text{A.3})$$

Pour le troisième ordre, nous devons calculer :

$$s^3(t) = [B_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + B_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)]^3 \quad (\text{A.4})$$

En utilisant les identités remarquables, l'équation A.4 s'écrit :

$$s^3(t) = [B_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)]^3 + [B_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)]^3 \\ + 3B_1^2 B_2 [\cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)]^2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) \\ + 3B_2^2 B_1 [\cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (A.5)$$

Pour simplifier les calculs, on pose : $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ et $B_1 = B_2 = 1$

D'où, le premier terme de l'équation A.5 peut être réécrit comme suit :

$$[\cos(2\pi f_1 t)]^3 = \frac{1}{2} [\cos(2 * 2\pi f_1 t) + 1] \cdot \cos(2\pi f_1 t) \\ = \frac{1}{2} [\cos(2 * 2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_1 t)] \\ = \frac{1}{4} \{ [\cos(2 * 2\pi f_1 t + 2\pi f_1 t) + \cos(2 * 2\pi f_1 t - 2\pi f_1 t)] + 2 \cdot \cos(2\pi f_1 t) \} \\ = \frac{1}{4} [\cos(3 * 2\pi f_1 t) + 3 \cdot \cos(2\pi f_1 t)] \quad (A.6)$$

Harmonique $3f_1$

Fréquence f_1

De même, le deuxième terme de l'équation A.5 est donné par :

$$[\cos(2\pi f_2 t)]^3 = \frac{1}{4} [\cos(3 * 2\pi f_2 t) + 3 \cdot \cos(2\pi f_2 t)] \quad (A.7)$$

Harmonique $3f_2$

Fréquence f_2

Le troisième terme de l'équation A.5 devient :

$$3 \cdot \cos^2(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t) = 3 \cdot \left[\frac{\cos(2 * 2\pi f_1 t) + 1}{2} \right] \cdot \cos(2\pi f_2 t) \\ = \frac{3}{4} [\cos(2 * 2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t) + \cos(2 * 2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t) + 2 \cdot \cos(2\pi f_2 t)] \quad (A.8)$$

Fréquence $2f_1 + f_2$

Fréquence $2f_1 - f_2$

De même pour le dernier terme, on trouve :

$$3 \cdot [\cos(2\pi f_2 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t) = \frac{3}{4} [\cos(2 * 2\pi f_2 t + 2\pi f_1 t) + \cos(2 * 2\pi f_2 t - 2\pi f_1 t) + 2 \cdot \cos(2\pi f_1 t)] \quad (A.9)$$

Fréquence $2f_2 + f_1$

Fréquence $2f_2 - f_1$

A.3 Produits d'intermodulation de type 3T-IMPs du troisième ordre

On considère un mélange de trois fréquences f_1 , f_2 et f_3 . Dans ce cas, le signal de sortie $s(t)$, en tenant compte des suppositions faites dans le paragraphe A.1 (amplitude unité et phase nulle), est donné par :

$$s(t) = \cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t) + \cos(2\pi f_3 t) \quad (\text{A.10})$$

En utilisant les identités remarquables, nous calculons maintenant :

$$\begin{aligned} s^3(t) &= [\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t) + \cos(2\pi f_3 t)]^3 \\ &= [\cos(2\pi f_1 t)]^3 + [\cos(2\pi f_2 t)]^3 + [\cos(2\pi f_3 t)]^3 \\ &\quad + 6 \cdot \cos(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t) \cdot \cos(2\pi f_3 t) + 3 \cdot [\cos(2\pi f_1 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_2 t) \\ &\quad + 3 \cdot [\cos(2\pi f_1 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_3 t) + 3 \cdot [\cos(2\pi f_2 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t) \\ &\quad + 3 \cdot [\cos(2\pi f_2 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_3 t) + 3 \cdot [\cos(2\pi f_3 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t) \\ &\quad + 3 \cdot [\cos(2\pi f_3 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_2 t) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Où :

$[\cos(2\pi f_1 t)]^3$	→	Harmonique $3f_1$
$[\cos(2\pi f_2 t)]^3$	→	Harmonique $3f_2$
$[\cos(2\pi f_3 t)]^3$	→	Harmonique $3f_3$
$3[\cos(2\pi f_1 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_2 t)$	→	Fréquence $2f_1 + f_2$ et Fréquence $2f_1 - f_2$
$3[\cos(2\pi f_1 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_3 t)$	→	Fréquence $2f_1 + f_3$ et Fréquence $2f_1 - f_3$
$3[\cos(2\pi f_2 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t)$	→	Fréquence $2f_2 + f_1$ et Fréquence $2f_2 - f_1$
$3[\cos(2\pi f_2 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_3 t)$	→	Fréquence $2f_2 + f_3$ et Fréquence $2f_2 - f_3$
$3[\cos(2\pi f_3 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t)$	→	Fréquence $2f_3 + f_1$ et Fréquence $2f_3 - f_1$
$3[\cos(2\pi f_3 t)]^2 \cdot \cos(2\pi f_2 t)$	→	Fréquence $2f_3 + f_2$ et Fréquence $2f_3 - f_2$

Finalement, le dernier terme vaut :

$$\begin{aligned} &6 \cos(2\pi f_1 t) \cdot \cos(2\pi f_2 t) \cdot \cos(2\pi f_3 t) \\ &= 3[\cos(2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t) + \cos(2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t)] \cdot \cos(2\pi f_3 t) \\ &= \frac{3}{2} [\cos(2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t + 2\pi f_3 t) \rightarrow \text{Fréquence } f_1 + f_2 + f_3 \\ &\quad + \cos(2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t - 2\pi f_3 t) \rightarrow \text{Fréquence } f_1 + f_2 - f_3 \\ &\quad + \cos(2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t + 2\pi f_3 t) \rightarrow \text{Fréquence } f_1 - f_2 + f_3 \\ &\quad + \cos(2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t - 2\pi f_3 t)] \rightarrow \text{Fréquence } f_1 - f_2 - f_3 \end{aligned}$$

Annexe B : Tableaux des produits IMPs D_{111} et D_{21}

D_{111}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	0																	
2	0	0																
3	0	1	0															
4	1	2	2	1														
5	2	4	4	4	2													
6	4	6	7	7	6	4												
7	6	9	10	11	10	9	6											
8	9	12	14	15	15	14	12	9										
9	12	16	18	20	20	20	18	16	12									
10	16	20	23	25	26	26	25	23	20	16								
11	20	25	28	31	32	33	32	31	28	25	20							
12	25	30	34	37	39	40	40	39	37	34	30	25						
13	30	36	40	44	46	48	48	48	46	44	40	36	30					
14	36	42	47	51	54	56	57	57	56	54	51	47	42	36				
15	42	49	54	59	62	65	66	67	66	65	62	59	54	49	42			
16	49	56	62	67	71	74	76	77	77	76	74	71	67	62	56	49		
17	56	64	70	76	80	84	86	88	88	88	86	84	80	76	70	64	56	
18	64	72	79	85	90	94	97	99	100	100	99	97	94	90	85	79	72	64

Tableau B.1 - Produits d'intermodulations de type D_{111} pour 18 sous-porteuses.

D_{21}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	0																	
2	0	0																
3	1	0	1															
4	1	1	1	1														
5	2	1	2	1	2													
6	2	2	2	2	2	2												
7	3	2	3	2	3	2	3											
8	3	3	3	3	3	3	3	3										
9	4	3	4	3	4	3	4	3	4									
10	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4								
11	5	4	5	4	5	4	5	4	5	4	5							
12	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5						
13	6	5	6	5	6	5	6	5	6	5	6	5	6					
14	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6				
15	7	6	7	6	7	6	7	6	7	6	7	6	7	6	7			
16	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7		
17	8	7	8	7	8	7	8	7	8	7	8	7	8	7	8	7	8	
18	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8

Tableau B.2 - Produits d'intermodulations de type D_{21} pour 18 sous-porteuses.

Annexe C : Méthode d'optimisation du système 1/λ-SCM SAC-OCDMA

La méthode d'optimisation consiste à rechercher l'indice de modulation optimal permettant de maximiser le rapport signal sur bruit (SNR). Pour ce faire, nous allons suivre les étapes suivantes :

1. Effectuer la dérivée première de l'expression du SNR ;
2. Trouver tous les points stationnaires (solutions de l'expression : $\frac{dSNR}{dm_{n,l}}$) ;
3. Effectuer la dérivée seconde ($\frac{d^2SNR}{dm_{n,l}^2}$) pour déterminer la nature du point stationnaire obtenu (maximum ou un minimum) ;
4. Évaluer la dérivée seconde aux points stationnaires déterminés à l'étape 2 ;
5. Retenir les points stationnaires donnant une valeur négative de la dérivée seconde $\frac{d^2SNR}{dm_{n,l}^2}$.

1. Détermination de la dérivée première du SNR

Nous rappelons l'expression du SNR correspondante au système 1/λ -SCM SAC-OCDMA, donnée par équation 3.24 :

$$SNR = \frac{\left[\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} \right]^2}{\frac{4K_b \cdot B \cdot T}{R_L} + 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot m_{n,l} + \frac{1}{N} \cdot P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot m_{n,l}^6 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right]} \quad (C.1)$$

Avec:

$$\begin{aligned} e &= 1.6e - 19 \text{ C} ; \\ \mathcal{R} &= 0.75 \text{ A/W} ; \\ P_{sr} &= -10 \text{ dBm} = 0.0001 \text{ Watt} ; \\ B &= 311e6 \text{ Hz} ; \\ K_b &= 1.38e - 23 \text{ J/K} ; \\ R_L &= 1030 \Omega ; \\ T &= 300 \text{ K} ; \\ w &= 4 ; \\ k &= 3 ; \\ L &= 12 . \end{aligned}$$

Afin de simplifier les calculs de la première dérivée du SNR en fonction de l'indice de modulation, on pose :

$$SNR = \frac{A \cdot (m_{n,l})^2}{B + C \cdot m_{n,l} + \frac{D}{N} \cdot m_{n,l}^6} \quad (C.2)$$

Avec :

$$A = \left[\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \right]^2 = 2.197265625000000e - 11;$$

$$B = \frac{4.K_b.B.T}{R_L} = 5.000155339805826e - 15;$$

$$C = 2.e.B.\mathcal{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} = 4.665000000000000e - 16;$$

$$D = P_{sr}^2 \cdot \mathcal{R}^2 \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right] = 5.625000000000000e - 09 \cdot \left[\frac{D_{111}}{32} + \frac{D_{21}}{64} \right].$$

2. Recherche des points stationnaires

La première dérivée du SNR est donnée par :

$$\frac{dSNR}{dm_{n,l}} = \frac{A.m_{n,l} \left(-4.\frac{D}{N}.m_{n,l}^6 + C.m_{n,l} + 2.B \right)}{\left(B + C.m_{n,l} + \frac{D}{N}.m_{n,l}^6 \right)^2} \quad (C.3)$$

Pour trouver les points stationnaires, on pose :

$$\frac{dSNR}{dm_{n,l}} = \frac{A.m_{n,l} \left(-4.\frac{D}{N}.m_{n,l}^6 + C.m_{n,l} + 2.B \right)}{\left(B + C.m_{n,l} + \frac{D}{N}.m_{n,l}^6 \right)^2} = 0 \quad (C.4)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} A.m_{n,l} \left(-4.\frac{D}{N}.m_{n,l}^6 + C.m_{n,l} + 2.B \right) = 0 \\ \left(B + C.m_{n,l} + \frac{D}{N}.m_{n,l}^6 \right)^2 \neq 0 \end{cases}$$

Le premier point stationnaire est $m_{n,l} = 0$, ce point n'est pas retenu car le SNR pour ce même point est nul. Il suffit, donc de rechercher les solutions du deuxième terme donné par :

$$-4.\frac{D}{N}.m_{n,l}^6 + C.m_{n,l} + 2.B = 0 \quad (C.5)$$

Notant que les points stationnaires retenus doivent satisfaire la contrainte citée en équation 3.9 ($0 \leq m_{n,k} \leq \frac{1}{N}$).

➤ $N = 1$

Sous MATLAB, la solution est :

```
>> syms x
>> solve((-4 * (5.625e - 09 * (0/32 + 0/64))/1) * x^6 + 4.665e - 16 * x +
2 * 5.0001553398e - 15)
```

$x =$

$$-12676899835463712/591359005006469 < 0$$

La solution est négative $\Rightarrow$ non retenue

➤ $N = 2$

>> syms x

>> solve $((-4 * (5.625e - 09 * (0/32 + 0/64))/2) * x^6 + 4.665e - 16 * x + 2 * 5.0001553398e - 15)$

$x =$

$-12676899835463712/591359005006469 < 0$

La solution est négative $\Rightarrow$ non retenue

➤ $N = 3$

>> syms x

>> solve $((-4 * (5.625e - 09 * (1/32 + 0/64))/3) * x^6 + 4.665e - 16 * x + 2 * 5.0001553398e - 15)$

Points stationnaires	Valeurs	Observation
1	0.18720310811155879339017226960027	retenu
2	- 0.18665974925589214240865217286244	non retenu
3	0.093330763025659986675419620845375 - 0.16212315756366895189592582439938*i	non retenu
4	- 0.093602442453493312166179669214291 - 0.16165260029225464812476041540463*i	non retenu
5	- 0.093602442453493312166179669214291 + 0.16165260029225464812476041540463*i	non retenu
6	0.093330763025659986675419620845375 + 0.16212315756366895189592582439938*i	non retenu

➤ $N = 4$

>> syms x

>> solve $((-4 * (5.625e - 09 * (2/32 + 1/64))/4) * x^6 + 4.665e - 16 * x + 2 * 5.0001553398e - 15)$

Points stationnaires	Valeurs	Observation
1	0.16855840248357310979226525239491	retenu
2	- 0.1681177605105947130237313015877	non retenu
3	0.084059529049254619879229913735163 + 0.14597623141359907509238873295998* i	non retenu
4	- 0.084279850035743818263496889138767 + 0.14559462775723996974866847156684* i	non retenu
5	- 0.084279850035743818263496889138767 - 0.14559462775723996974866847156684* i	non retenu
6	0.084059529049254619879229913735163 - 0.14597623141359907509238873295998* i	non retenu

Et ainsi de suite. Les résultats trouvés pour N allant de 5 à 10 sont récapitulés sur le tableau C.1 suivant.

N	Points stationnaires	Obs.
5	0.15584317893516252978227649439044	retenu
	-0.15546643559726783522857452173725	non retenu
	0.077733730715293194160854476647635 + 0.13496444682491963642510978107124*i	non retenu
	- 0.07792210238424054143770546297423 - 0.13463818007203409421928692976528*i	non retenu
	- 0.07792210238424054143770546297423 + 0.13463818007203409421928692976528*i	non retenu
6	0.077733730715293194160854476647635 - 0.13496444682491963642510978107124*i	non retenu
	0.14853889417758663257028057289846	retenu
	-0.14819660026107305042624719910509	non retenu
	0.074098744329393482949850480408195 + 0.12863871121604877763398099828779*i	non retenu
	- 0.074269891287650274021867167304876 + 0.12834227809247620568998833929439*i	non retenu
7	- 0.074269891287650274021867167304876 - 0.12834227809247620568998833929439*i	non retenu
	0.074098744329393482949850480408195 - 0.12863871121604877763398099828779*i	non retenu
	0.14243902226849260924928643195368	retenu
	-0.14212423470435116653646975931177	non retenu
	0.071062509098744973043101304119899 - 0.12335603706153117502586354441859*i	non retenu
8	- 0.071219902880815694399509640440857 - 0.12308342481336385810286152153475*i	non retenu
	- 0.071219902880815694399509640440857 + 0.12308342481336385810286152153475*i	non retenu
	0.071062509098744973043101304119899 + 0.12335603706153117502586354441859*i	non retenu
	0.13811134070166750659983346073912	non retenu
	-0.13781537101558498680382333950596	non retenu
9	0.068908042657111483356391129710058 + 0.11960813501341835867473059101525*i	non retenu
	- 0.069056027500152743254396190326641 + 0.11935181931933733241200096220251*i	non retenu
	- 0.069056027500152743254396190326641 - 0.11935181931933733241200096220251*i	non retenu
	0.068908042657111483356391129710058 - 0.11960813501341835867473059101525*i	non retenu
	0.13425135808294453527103142691369	non retenu
10	-0.13397168430196951129174289291942	non retenu
	0.066986170213582321104947685699754 - 0.11626527529826712921987650731594*i	non retenu
	- 0.067126007104069833094591952696889 - 0.11602307210355879421661364237262*i	non retenu
	- 0.067126007104069833094591952696889 + 0.11602307210355879421661364237262*i	non retenu
	0.066986170213582321104947685699754 + 0.11626527529826712921987650731594*i	non retenu
10	0.13124384701041696917189377186485	non retenu
	-0.13097655104015839784234393834125	non retenu
	0.065488582046411884696298577985495 + 0.11366068193399542041397634606005*i	non retenu
	- 0.065622230031541170361073494747291 + 0.11342919811625104016154260215478*i	non retenu
	- 0.065622230031541170361073494747291 - 0.11342919811625104016154260215478*i	non retenu
10	0.065488582046411884696298577985495 - 0.11366068193399542041397634606005*i	non retenu
		non retenu

Tableau C.1 - Points stationnaires pour 5, 6, 7, 8, 9 et 10 sous-porteuses.

3. Détermination de la dérivée seconde

L'expression de la dérivée seconde est donnée par :

$$\frac{d^2 SNR}{dm_{n,l}^2} = \frac{44.A.D^3.m_{n,l}^{18} + 37.A.C.D^2.m_{n,l}^{13} + A.D^2.(18.B-24).m_{n,l}^{12} - 8.A.C^2.D.m_{n,l}^8 - A.C.D.(32.B+23).m_{n,l}^7}{\left(B+C.m_{n,l}+\frac{D}{N}.m_{n,l}^6\right)^4} + \frac{-24.A.B.D(B+1).m_{n,l}^6 - A.C^3.m_{n,l}^3 + A.C^2.(-2.B+1).m_{n,l}^2 + A.B.C(B+1).m_{n,l} + 2.A.B^3}{\left(B+C.m_{n,l}+\frac{D}{N}.m_{n,l}^6\right)^4} \quad (C.6)$$

4. Évaluation de la dérivée seconde aux points stationnaires retenus

La dérivée seconde peut être utilisée pour déterminer la nature d'un point stationnaire (maximum ou un minimum). Pour cela on doit calculer la valeur de la dérivée seconde pour les points retenus.

Exemple : Pour $N = 4$ sous-porteuses : $SNR''(m_{n,l} = 0.1685) = -2.4142e^{+19}$.

5. Application de la règle de la dérivée seconde

La règle de la dérivée seconde se limite à l'étude des points stationnaires :

- Si la dérivée seconde au(x) point(s) stationnaire(s) retenu(s) est négative, cela veut dire que la fonction est concave (courbée vers le bas) et par conséquent le(s) point(s) stationnaire(s) représente(nt) un (des) maximum(s) local(aux).
- Si la dérivée seconde au(x) point(s) stationnaire(s) retenu(s) est positive, cela veut dire que la fonction est convexe (courbée vers le haut) et par conséquent le(s) point(s) stationnaire(s) représente(nt) un (des) minimum(s) local(aux).

Donc, pour 4 sous-porteuses, la dérivée seconde en $m_{n,l} = 0.1685$ représente un maximum du SNR (voir figure C.1).

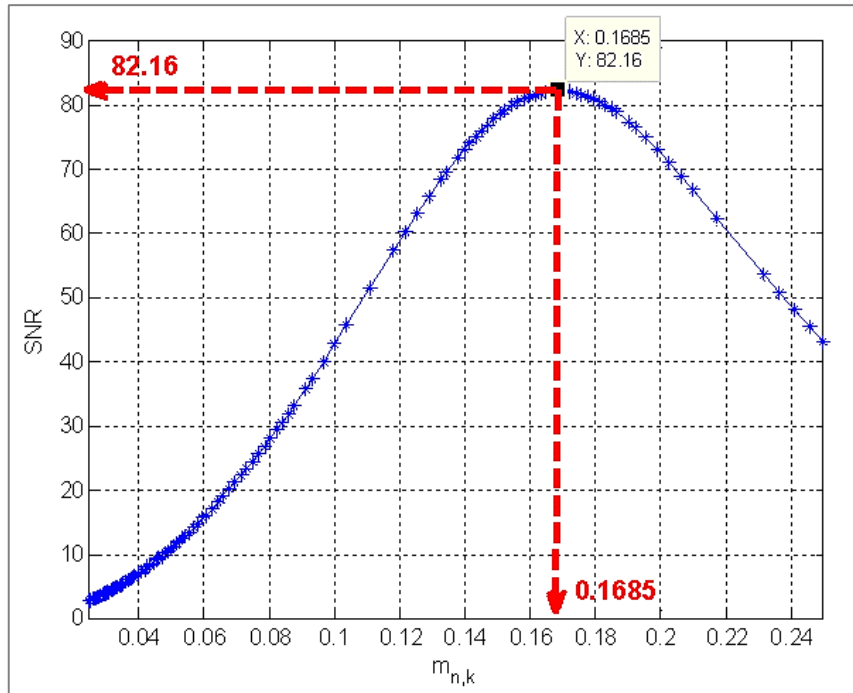


Figure C.1 - SNR en fonction de l'indice de modulation.

Annexe D : Les photodétecteurs

D.1 Introduction

Le premier élément d'un récepteur optique est le photodétecteur. Ce dernier, nommé aussi photodiode, est un composant optoélectronique permettant de détecter et de convertir un signal optique (la lumière) en un signal électrique [116]. Les photodiodes sont fabriquées à base de multiples matériaux semi-conducteurs (Si : Silicium, Ge : Germanium, InGaAs : Indium Gallium Arsenide, ...) [117] dont chacune a ses propres caractéristiques (fenêtre spectrale de fonctionnement, responsivité, efficacité quantique, courant d'obscurité, ...).

D.2 Principaux types de photodétecteurs

Nous pouvons distinguer deux types de photodétecteurs : les photodiodes de type PIN et celles de type APD.

D.2.1 La photodiode PIN

Simple qu'elle soit, elle est constituée d'une jonction PN améliorée par l'ajout d'une zone intrinsèque (I) entre les deux régions fortement dopées P et N. Le photocourant produit I_{ph} (la diode est polarisée en inverse) est proportionnel à la puissance optique incidente P , comme suit [72]:

$$I_{ph} = \mathcal{R} \cdot P \quad (D.1)$$

Où $\mathcal{R}$ désigne la responsivité ou la sensibilité spectrale de la photodiode donnée en A/W , définie par :

$$\mathcal{R} = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot \nu} \cong \frac{\eta \cdot \lambda (\mu m)}{124} \quad (D.2)$$

Où η est l'efficacité quantique ou rendement quantique (définie comme étant le rapport du nombre de charges élémentaires traversant la jonction sur le nombre de photons incidents), q est la charge d'électrons, h est la constante de Planck et ν est la fréquence de la radiation reçue.

Les principales caractéristiques des détecteurs optiques de type PIN sont classées sur le tableau D.1.

Paramètre	Unité	Si	Ge	InGaAs
Longueur d'onde	μm	0.4 – 1.1	0.8 – 1.8	1.0 – 1.7
Responsivité	A/W	0.4 – 0.6	0.5 – 0.7	0.6 – 0.9
Efficacité quantique	%	75 – 90	50 – 55	60 – 70
Courant d'obscurité	nA	1 – 10	50 – 500	1 – 20
Bande passante	GHz	0.3 – 0.6	0.5 – 3	1 – 10

Tableau D.1 - Caractéristiques des photodiodes PIN [69]

D.2.2 La photodiode à avalanche (APD)

Ce type de détecteur optique, se particularise par un mécanisme d'amplification interne (effet d'avalanche) [118]. La sensibilité spectrale de ce type de détecteur est grande (M fois plus grande que celle de la photodiode PIN ; M représente le gain de multiplication de l'APD). En effet, pour une même puissance optique incidente, le signal reçu sera booster et le rapport signal sur bruit fut amélioré. Le photocourant produit est cette fois-ci donné par [119]:

$$I_{ph} = M \cdot \mathcal{R} \cdot P \quad (D.3)$$

Toutefois ce phénomène de gain interne s'accompagne d'un bruit de grenaille additionnel [94], généralement, donné en fonction du gain de l'APD (M) et du rapport de taux d'ionisation des trous aux électrons ($z \in [10^{-100}, 1]$ [106]) comme le montre l'équation suivante [120, 121]:

$$F(M) = z \cdot M + \left(2 - \frac{1}{M}\right) \cdot (1 - z) \quad (D.4)$$

Les principales caractéristiques des détecteurs optiques de type APD sont classées sur le tableau D.2.

Paramètre	Unité	Si	Ge	InGaAs
Longueur d'onde	μm	0.4 – 1.1	0.8 – 1.8	1.0 – 1.7
Responsivité	A/W	80 – 130	3 – 30	5 – 20
Gain de l'APD	— — —	100 – 500	50 – 200	10 – 40
Rapport d'ionisation	— — —	0.02 – 0.05	0.7 – 1	0.5 – 0.7
Bande passante	GHz	0.2 – 1	0.4 – 0.7	1 – 10

Tableau D.2 - Caractéristiques des photodiodes APD [69]

Annexe E : Relations entre le BER, le SNR et le facteur Q

E.1 Le BER

Le taux d'erreur binaire ou la probabilité d'erreur est définie comme suit [18] :

$$BER = P_e = p_0 \cdot P(0/1) + p_1 \cdot P(1/0) \quad (E.1)$$

Où p_0 et p_1 représentent respectivement les probabilités à priori des symboles « 0 » et « 1 ». Pour des probabilités équiprobables, nous avons :

$$p_0 = p_1 = \frac{1}{2} \quad (E.2)$$

$P(0/1)$ et $P(1/0)$ représentent respectivement les probabilités d'erreurs conditionnelles pour '0' détecté sachant que « 1 » été transmis et « 1 » détecté sachant que « 0 » a été transmis.

En utilisant l'équation (E.2), l'équation (E.1) devient [39, 72]:

$$BER = P_e = \frac{1}{2} \cdot [P(0/1) + P(1/0)] \quad (E.3)$$

E.1.1 Calcul de $P(0/1)$

Cette probabilité est définie comme étant la détection d'un « 0 » sachant qu'un « 1 » été transmis. Soit [18] :

$$I = i_i + b \quad (E.4)$$

Où :

- I est le photocourant reçu à l'envoi du bit « i » (« 0 » ou « 1 »);
- b est le bruit représenté par une variable aléatoire gaussienne de moyenne μ nulle et de variance σ^2 .

La densité de probabilité du bruit s'écrit comme suit [18] :

$$P(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{(b-\mu)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{(b)^2}{2\sigma^2}} \quad (E.5)$$

⇒ Ce qui implique que I est aussi une variable aléatoire gaussienne de moyenne i_0 ou i_1 suivant que le symbole transmis était « 0 » ou « 1 » et de variance respective σ_0^2 et σ_1^2 .

Où : $\sigma_i^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2$, σ_{sh}^2 et σ_{th}^2 sont donnés respectivement par les équations (3.5) et (3.6).

Pour calculer $P(0/1)$, on suppose que le niveau du signal reçu I est inférieur au seuil de décision S :

$$P(0/1) = P(I < S) = \int_{-\infty}^S \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-\frac{(I-i_1)^2}{2\sigma_1^2}} dI \quad (E.6)$$

$$\text{En posant : } x = \frac{I-i_1}{\sqrt{2}\sigma_1} \rightarrow dx = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_1} dI \rightarrow dI = \sqrt{2}\sigma_1 dx$$

Ce qui donne :

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^S \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} e^{-\frac{(I-i_1)^2}{2\sigma_1^2}} dI = \int_{-\infty}^{\frac{S-i_1}{\sqrt{2}\sigma_1}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} dx \quad (E.7)$$

Sachant que pour une fonction $f(x)$ paire, on a : $\int_{-\infty}^a f(x) dx = \int_{-a}^{\infty} f(x) dx$, l'équation E.7 devient :

$$P(0/1) = \int_{\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma_1}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) \quad (E.8)$$

E.1.2 Calcul de $P(1/0)$

De la même manière, $P(1/0)$ correspondant à la détection d'un « 1 » sachant que « 0 » été transmis veut dire qu'au récepteur le niveau du signal I est supérieur au seuil de décision S , donc [18] :

$$P(1/0) = P(I > S) = \int_S^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(I-i_0)^2}{2\sigma_0^2}} dI \quad (E.10)$$

En faisant le même changement de variable que précédemment ($x = \frac{I-i_0}{\sqrt{2}\sigma_0}$), on trouve :

$$P(1/0) = \int_S^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} e^{-\frac{(I-i_0)^2}{2\sigma_0^2}} dI = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma_0}}^{\infty} e^{-x^2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \quad (E.11)$$

Finalement en utilisant les équations (E.8) et (E.11), l'expression du BER devient [72]:

$$BER = \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc}\left(\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \right) \quad (E.12)$$

E.2 Le facteur Q

D'après l'équation (E.12), nous pouvons remarquer que le BER dépend du seuil de décision S et pour avoir un BER minimal, il faut calculer le seuil de décision optimal. La position optimale du seuil s'obtient en mettant la dérivée du BER , par rapport à la variable S , égale à zéro, comme suit :

$$\begin{aligned}
 \frac{dBER}{dS} = 0 &\Rightarrow \frac{d}{dS} \left\{ \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0} \right) \right) \right\} = 0 \\
 &\Rightarrow \frac{d}{dS} \left\{ \frac{1}{4} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \left[\int_{\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1}}^{\infty} e^{-x^2} dx + \int_{\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0}}^{\infty} e^{-x^2} dx \right] \right\} = 0 \\
 &\Rightarrow \frac{d}{dS} \left\{ \int_{\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1}}^{\infty} e^{-x^2} dx \right\} + \frac{d}{dS} \left\{ \int_{\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0}}^{\infty} e^{-x^2} dx \right\} = 0
 \end{aligned} \tag{E.13}$$

En appliquant la règle de Leibniz donnée par :

$$\frac{d}{dx} \left[\int_{a(x)}^{b(x)} f(\delta, x) d\delta \right] = f(b(x), x) \cdot \frac{db(x)}{dx} - f(a(x), x) \cdot \frac{da(x)}{dx} + \int_{a(x)}^{b(x)} \frac{df(\delta, x)}{dx} d\delta \tag{E.14}$$

L'équation (E.13) devient:

$$\frac{1}{\sqrt{2} \sigma_1} \cdot e^{-\left(\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1}\right)^2} - \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_0} \cdot e^{-\left(\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0}\right)^2} = 0 \Rightarrow \frac{1}{\sigma_1} \cdot e^{-\left(\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1}\right)^2} = \frac{1}{\sigma_0} \cdot e^{-\left(\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0}\right)^2} \tag{E.15}$$

En prenant le logarithme de l'équation (E.15), on obtient :

$$\left(\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0} \right)^2 = \left(\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1} \right)^2 + \log \frac{\sigma_1}{\sigma_0} \tag{E.16}$$

Le dernier terme de cette équation ($\log \frac{\sigma_1}{\sigma_0}$) est négligeable dans la plupart des scénarios pratiques (le bruit thermique est prédominant), dans ce cas S peut être obtenu à partir de l'équation [72] :

$$\frac{S - i_0}{\sigma_0} = \frac{i_1 - S}{\sigma_1} \equiv Q \tag{E.17}$$

D'où :

$$S = \frac{\sigma_0 i_1 + \sigma_1 i_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{E.18}$$

A partir de l'équation (E.17) et (E.18), le facteur Q s'écrit :

$$Q = \frac{i_1 - i_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{E.19}$$

Pour le cas particulier $\sigma_1 = \sigma_0$: $S = \frac{i_0 + i_1}{2}$

E.3 Relation entre le BER et le facteur Q

En utilisant les équations (E.13) et (E.17) on obtient [72] :

$$BER = \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - S}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0} \right) \right) = \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right)$$

$$\Rightarrow BER = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (E.20)$$

$$\approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q \cdot \sqrt{2\pi}}$$

La relation entre ces paramètres pertinents est illustrée sur la figure E.1.

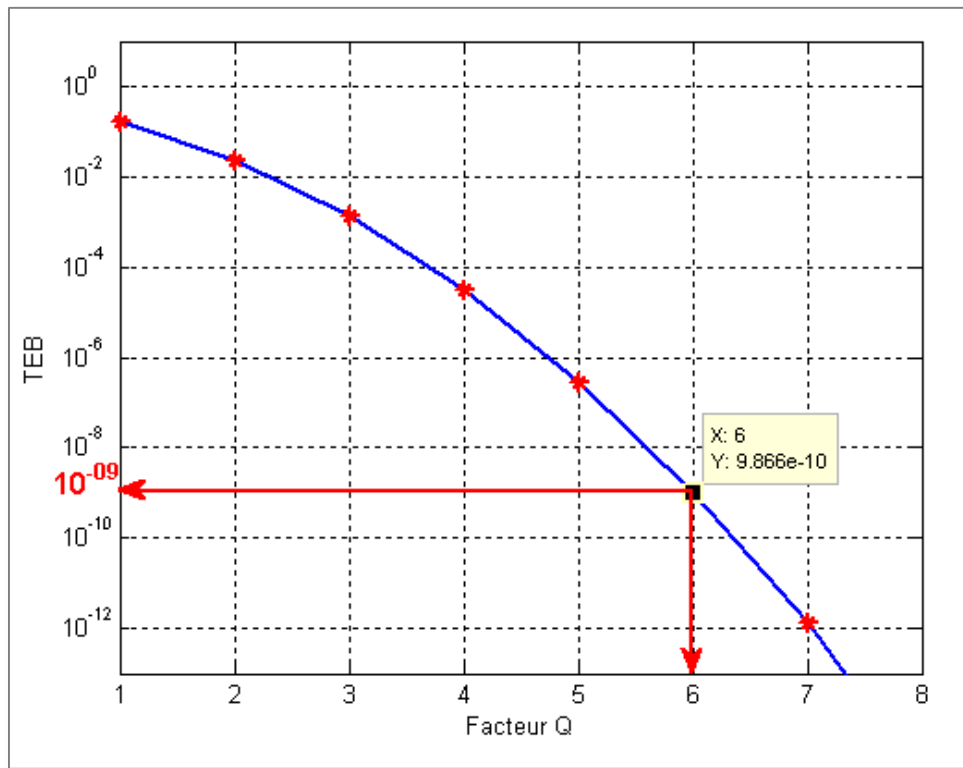


Figure E.1 - Relation BER – Q.

En communications optiques, le BER doit être inférieur ou égal à 10^{-9} ce qui correspond à un facteur Q supérieur ou égal à 6.

E.4 Relation entre le BER et le SNR

En remplaçant l'équation (E.19) dans (E.20) et en supposant que $\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma$, on obtient :

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{i_1 - i_0}{2\sigma}}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma} \right) \quad (E.21)$$

Et sachant que : $SNR = \left(\frac{i_1 - i_0}{\sigma}\right)^2$ [50], L'équation (E.21) devient :

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{i_1 - i_0}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma}\right)^2} \right) = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right) \quad (\text{E.22})$$

E.5 Relation entre le facteur Q et le SNR

En comparant les équations (E.20) et (E.22), on peut déduire que [72] :

$$\begin{aligned} \frac{Q}{\sqrt{2}} &= \sqrt{\frac{SNR}{8}} \Rightarrow \frac{Q^2}{2} = \frac{SNR}{8} \\ &\Rightarrow SNR = 4 \cdot Q^2 \end{aligned} \quad (\text{E.23})$$

Références

- [1] C. Bernard, «Les méthodes d'accès des réseaux à haut débit,» 1994. [En ligne]. Available: <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01491221>. [Accès le 28 Octobre 2017].
- [2] H. A. OMAR and W. ZHUANG, Time division multiple access for vehicular communications, Springer, 2014.
- [3] S. G. GLISIC and P. A. LEPPÄNEN, Wireless communications: TDMA versus CDMA, Springer Science & Business Media, 1997.
- [4] M. ILYAS and H. T. MOUFTAH, The Handbook of optical communication networks, CRC Press, 2003.
- [5] H. G. MYUNG and D. J. GOODMAN, Single carrier FDMA: a new air interface for long term evolution, John Wiley & Sons, 2008.
- [6] K. GROBE and M. EISELT, Wavelength Division Multiplexing : A Practical Engineering Guide, John Wiley & Sons, 2014.
- [7] K. S. ZIGANGIROV, Theory of code division multiple access communication, John Wiley & Sons, 2004.
- [8] R. M. RAO and S. A. DIANAT, Basics of Code Division Multiple Access (CDMA), SPIE Press, 2005.
- [9] S. E. F. Sulaiman, "Fiber To The Home (FTTH) Networks based on OCDM Technique," Master of Electric Engineering. The Islamic University, Gaza, 2015.
- [10] J. PENON, « Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg,» Thèse de doctorat. Université Laval, 2009.
- [11] L. HUTCHESON, "FTTx: Current status and the future," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, 2008.
- [12] F. SALIOU, « Etude des solutions d'accès optique exploitant une extension de portée,» Thèse de doctorat. Télécom ParisTech, 2010.
- [13] I. FSAIFES, «Encodage et décodage temporels" tout-optique" à réseaux de Bragg pour l'accès multiple,» Thèse de doctorat. Télécom ParisTech, 2007.
- [14] C. GOURSAUD-BRUGEAUD, «Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optiques,» Thèse de doctorat. Université de Limoges, 2006.
- [15] R. BOUDAUD, «Contribution à l'étude des performances et limitations d'une liaison CDMA optique haut débit,» Thèse de doctorat. Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2010.

- [16] N. M. SAAD, «Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique,» Thèse de doctorat, Limoges, 2005.
- [17] B. FASSI, «Contribution à l'étude des codes ZCZ (Zero-Correlation-Zone): Application au système CDMA,» Thèse de doctorat. Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2014.
- [18] A. GARADI, «Contribution à l'étude des codes optiques ZCC : application au système SAC-OCDMA,» Thèse de doctorat. Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2015.
- [19] L.-P. BOULIANNE, «Système de communication optique à accès multiple par répartition de code à saut rapide de fréquence,» Thèse de doctorat. Université Laval, 2001.
- [20] A. GARADI, «Etude et Analyse des performances des codes optique ZCC : Application au système CDMA optique,» Mémoire de Magister. Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2010.
- [21] Y. ZOUINE, «Contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant la technique CDMA,» Thèse de doctorat. Université de Limoges, 2005.
- [22] K. Ivan P., L. Tingye and W. Alan E., Optical Fiber Telecommunications V A : Components and Subsystems, USA: Elsevier Inc, 2008.
- [23] K. MERZOUK, «Étude d'un système bas coût de transmission optique par multiplexage temporel,» Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2008.
- [24] J.-L. VERNEUIL, «Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s,» Thèse de doctorat. Université de Limoges, 2003.
- [25] K. Ivan P., L. Tingye and W. Alan E., Optical Fiber Telecommunications V B : Systems and Networks, vol. 2, USA: Elsevier Inc, 2008, pp. 829-833.
- [26] A. K. DUTTA, N. K. DUTTA and M. FUJIWARA, WDM technologies: Passive optical components, Academic press, 2003.
- [27] D. S. LOUM, «Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques. Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport,» Thèse de doctorat. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2012.
- [28] G. Ashwin and A. Tony, DWDM Network Designs and Engineering Solutions, USA: Cisco Press, 2003.
- [29] M. NEBELING and H. J. THIELE, Coarse wavelength division multiplexing: technologies and applications, CRC Press, 2007.
- [30] UIT-T G.694.1, *Grilles spectrales pour les applications de multiplexage par répartition en longueur d'onde : grille dense DWDM*, 2002.
- [31] G. P. AGRAWAL, Lightwave technology: telecommunication systems, John Wiley & Sons, 2005.
- [32] M. BASS and E. W. VAN STRYLAND, Fiber Optics Handbook: fiber, devices, and systems for optical communications, Optical Society of America, 2002.

- [33] L. TANCEVSKI and I. ANDONOVIC, "Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 12, pp. 2636-2647, 1996.
- [34] S. AYOTTE, «Systèmes optiques à accès multiple par répartition des codes : études des performances et de l'impact du bruit d'intensité,» Thèse de doctorat. Université Laval, 2007.
- [35] S. ARNON, J. BARRY and G. KARAGIANNIDIS, *Advanced optical wireless communication systems*, Cambridge university press, 2012.
- [36] F. A. UMRANI, "Applications of perfect difference codes in fiber-optics and wireless optical code-division multiplexing/multiple-access systems," Phd thesis, University of Glamorgan, 2009.
- [37] S. CORDETTE, «Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA,» Thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2010.
- [38] A. Dziri, «Study of one-dimensional (1D) codes : Application to All-Optical CDMA,» Master's thesis, University of Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2015.
- [39] C. Kandouci, «Etude et simulation du système de transmission SAC-OCDMA sous le logiciel Optisystem,» Mémoire de Master, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2012.
- [40] H. YIN and D. J. RICHARDSON, *Optical code division multiple access communication networks: Theory and Applications*, Springer, 2007.
- [41] P. R. PRUCNAL, *Optical code division multiple access : fundamentals and applications*, CRC press, 2006.
- [42] K.-I. KITAYAMA, *Optical code division multiple access : a practical perspective*, Cambridge University Press, 2014.
- [43] M. KAVEHRAD and D. ZACCARIN, "Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources," *Journal of lightwave technology*, vol. 13, no. 3, pp. 534-545, 1995.
- [44] T. H. ABD, S. A. ALJUNID, H. A. FADHIL and al., "Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 4, pp. 273-280, 2011.
- [45] Sunny, "Performance Analysis of Optical CDMA Using W/T Codes," Master of Technology. Delhi Technological University, 2010.
- [46] W. C. KWONG and G.-C. YANG, *Optical coding theory with prime*, CRC Press, 2013.
- [47] M. LOURDIANE, «CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques,» Thèse de doctorat. Télécom ParisTech, 2005.
- [48] N. ABDLKAREM, "Design of graphical user interface for multiuser SAC-OCDMA performance analysis," Master of Electrical Engineering. Universiti Tun Hussein Onn, Malaysia, 2015.

- [49] H. Bidgoli, *The Handbook of Computer Networks, Key Concepts, Data Transmission, and Digital and Optical Networks*, John Wiley & Sons, 2008.
- [50] H. GHAFOURI-SHIRAZ and M. M. KARBASSIAN, *Optical CDMA networks: principles, analysis and applications*, John Wiley & Sons, 2012.
- [51] A. H. Saboundji, «Etude d'un système SAC-OCDMA à détection balancée,» Mémoire de Master. Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2016.
- [52] A. M. Alhassan, N. M. Saad and N. Badruddin, "An Enhanced Detection Technique for Spectral Amplitude Coding Optical CDMA Systems," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 23, no. 13, pp. 875-877, 2011.
- [53] P. D. Sargis, B. D. Henderer and M. E. Lowry, "10Gb/s subcarrier multiplexed transmission over 490 km of ordinary single mode fiber without dispersion compensation," *IEEE Photonics technology letters*, vol. 9, no. 12, pp. 1658-1660, 1997.
- [54] A. P. FOORD, P. A. DAVIES and P. A. GREENHALGH, "Optical demultiplexing for subcarrier multiplexed systems," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2324-2329, 1995.
- [55] P. M. HILL and R. OLSHANSKY, "8 Gb/s subcarrier multiplexed coherent lightwave system," *IEEE Photonics technology letters*, vol. 3, no. 8, pp. 764-766, 1991.
- [56] P. D. SARGIS, R. E. HAIGH, K. G. MCCAMMON and al., "Subcarrier multiplexing with dispersion reduction," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 20, pp. 1769-1770, 1995.
- [57] J. MARTI and J. CAPMANY, "modeling optically prefiltered AM Subcarrier Multiplexed systems," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2249-2256, 1995.
- [58] F. PAYOUX, « Étude des réseaux d'accès optiques exploitant le multiplexage en longueur d'onde,» Thèse de doctorat. Télécom Bretagne, 2006.
- [59] K. CHAUHAN and M. SAXENA, "Subcarrier Multiplexing in Optical Networks," *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 4, no. 9, pp. 171-175, 2011.
- [60] R. HUI, B. ZHU, R. HUANG and al., "Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission," *Journal of lightwave technology*, vol. 20, no. 3, pp. 417-427, 2002.
- [61] A. NG'OMA, "Radio-over-fibre technology for broadband wireless communication systems," Phd thesis, Technische Universiteit Eindhoven, 2005.
- [62] T. E. DARCIE, "Subcarrier Multiplexing for Multiple-Access Lightwave Networks," *Journal of lightwave technology*, vol. 5, no. 8, pp. 1103-1110, 1987.
- [63] R. HUANG, "Simulation and experimental study of SCM/WDM optical systems," Master's thesis, University of Kansas, 2001.
- [64] M. A. ELAJI, «Etude et modélisation d'un système de transmission radio-sur-fibre,» Mémoire d'ingénieur d'Etat, Télécom Bretagne, 2009.

- [65] J. C. PEDRO and N. B. CARVALHO, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*, Artech House, 2003.
- [66] H. M. d. C. F. Salgado, "Performance Assessment of Subcarrier Multiplexed Optical Systems: Implications of Laser Nonlinearities," Phd thesis, University of Wales, Bangor, United Kingdom, 1993.
- [67] M. BIN ARSAT, "Simulation and performance analysis of the SubCarrier Multiplexed Radio Over Fiber system," Master of Electrical Engineering , University of technology, Malaysia, 2007.
- [68] J. LAJOINIE, «Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses,» Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2000.
- [69] A. R. and C. S. Aswathy, "Performance analysis of optical communication system using Wavelength Division and SubCarrier Multiplexing," *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 342-345, 2015.
- [70] M. REZA, M. HOSSAIN, A. A. CHOWDHURY and al., "Performance Evaluation of SCM-WDM System Using Different Linecoding," *Journal Of Telecommunications*, vol. 2, no. 1, pp. 60-67, 2010.
- [71] N. M. KASSIM, *Recent trends in radio over fiber technology*, Malaysia: Penerbit Universiti Teknologi, 2008.
- [72] G. P. AGRAWAL, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley & Sons, 2002.
- [73] A. LEUNG, "Performance analysis of SCM optical transmission link for fiber-to-the-home," Master of Science, Department of Electrical Engineering & Computer Science, University of Kansas, 2004.
- [74] R. K. Z. SAHBUDIN, M. K. ABDULLAH, M. D. A. SAMAD and al., "Hybrid Subcarrier Multiplexed Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA System Performance for Point-to-Point Optical Transmissions," *Chiang Mai University Journal, Thailand*, vol. 7, no. 1, pp. 109-114, 2008.
- [75] K. Jitender, B. Manisha and S. Yogendra, "Sub-Carriers Multiplexing at Various Data Rates on Radio Over Fiber Systems," *International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering*, vol. 2, no. 10, pp. 829-833, 2013.
- [76] M. N. JUNITA, S. A. ALJUNID, T. H. ABD and al., "Performance of SAC-OCDMA system utilizing subcarrier multiplexing technique for high capacity access network," in *In : Photonics (ICP), 2011 IEEE 2nd International Conference on. IEEE*, pp. 1-5, 2011.
- [77] M. Hussein Saad, S. A. ALJUNID, H. A. FADHIL and al., "Generation of a new hybrid subcarrier multiplexing hybrid subcarrier multiplexing SAC-OCDMA system based on FSO," *Journal of Theoretical & Applied Information Technology*, vol. 58, no. 2, pp. 389-396, 2013.

- [78] A. O. ALDHAIBANI, S. A. ALJUNID, M. S. ANUAR and al., "Increasing performance of SAC-OCDMA by combine OFDM technique," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 66, no. 2, pp. 2005-2014, 2014.
- [79] J. M. NORDIN, S. A. ALJUNID, R. A. RAHIM and al., "Performance evaluation of Fi-Wi network based on SCM–optical code division multiple access architecture," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 19, pp. 4046-4051, 2013.
- [80] R. K. Z. SAHBUDIN, M. K. ABDULLAH, M. MOKHTAR and al., "Design and cost performance of decoding technique for hybrid subcarrier spectral amplitude coding-optical code division multiple access system," *Journal of Computer Science*, vol. 7, no. 10, pp. 1525-1531, 2011.
- [81] J. M. NORDIN, S. A. ALJUNID, A. M. SAFAR and al., "Performance evaluation of broadband access network based on subcarrier multiplexing (SCM): Spectral amplitude coding optical code division multiple access," *International Journal of Physical Sciences*, vol. 8, no. 18, pp. 876-884, 2013.
- [82] R. K. Z. SAHBUDIN, M. K. ABDULLAH, M. D. SAMAD and al., "Hybrid SCM SAC-OCDMA system employing new optical spectral amplitude direct decoding detection technique," *Journal of Applied Sciences*, vol. 7, no. 14, pp. 1942-1947, 2007.
- [83] R. K. Z. SAHBUDIN and M. K. ABDULLAH, "Performance analysis of hybrid SCM/OSCDM system using the khazani-syed (KS) code," *Journal WSEAS Transactions of Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 1066-1074, 2008.
- [84] T. H. ABD, S. A. ALJUNID, H. A. FADHIL and al., "Performance improvement of hybrid SCM SAC-OCDMA networks using multi-diagonal ccode," *Scientific Research and Essays*, vol. 7, no. 11, pp. 1262-1272, 2012.
- [85] T. H. ABD, S. A. ALJUNID, H. A. FADHIL and al., "Enhancement of performance of a hybrid SAC–OCDMA system using dynamic cyclic shift code," *Ukrainian journal of physical optics*, vol. 13, no. 1, pp. 12-27, 2012.
- [86] J. M. NORDIN, S. A. ALJUNID, A. M. SAFAR and al., "Performance of Hybrid Subcarrier Multiplexing Over Optical CDMA Network Based on Zero Cross Correlation Code," *Journal of Communications and Information Sciences*, vol. 2, no. 1, pp. 37-46, 2012.
- [87] A. MAMOUN KABBOUR, H. A. FADHIL, A. AMPHAWAN and al., "Comparison of single mode fiber and multimode fiber in deployment of SCM-OCDMA in local area network," *Trans Tech Publications*, Vols. 594-595, pp. 1037-1040, 2014.
- [88] M. N. JUNITA, R. A. RAHIM, N. A. A. AHMAD and al., "Performance of hybrid subcarrier multiplexed—optical CDMA system based on different detection methods," in *In : Electronic Design (ICED), 2016 3rd International Conference on. IEEE*, Phuket, Thailand, 2016.

- [89] A. Garadi and A. DJEBBARI, "New technique for construction of a zero cross correlation code," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, no. 15, pp. 1382-1384, 2012.
- [90] S. DRIZ and A. DJEBBARI, "Performance Evaluation of Sub-carrier Multiplexed SAC-OCDMA System Using Optimal Modulation Index," *J. Opt. Commun.*, DOI : 10.1515/joc-2017-0044, 2017.
- [91] R. J. WESTCOTT, "Investigation of multiple FM/FDM carriers through a satellite TWT operating near to saturation," In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. IET Digital Library*, vol. 114, no. 6, pp. 726-740, 1967.
- [92] B. J. KOSHY and P. M. SHANKER, "Efficient modeling and evaluation of fiber-fed microcellular networks in a land mobile channel using a GMSK modem scheme," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 15, no. 4, pp. 694-706, 1997.
- [93] A. GARADI, A. DJEBBARI and T.-A. ABDELMALIK, "Exact analysis of signal-to-noise ratio for SAC-OCDMA system with direct detection," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 145, pp. 89-94, 2017.
- [94] O. KHARRAZ and D. FORSYTH, "PIN and APD photodetector efficiencies in the longer wavelength range 1300–1550nm," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 16, pp. 2574-2576, 2013.
- [95] « ITU-T Manual,» Optical fibres, cables and systems, 2009.
- [96] N. J. GOMES, P. P. MONTEIRO and A. GAMEIRO, Next generation wireless communications using radio over fiber, John Wiley & Sons, 2012.
- [97] S. GHAFOR, "Radio over fiber systems," Phd thesis, University of Southampton, 2012.
- [98] M. Tayyab, "Optical Signal Processing Based Radio over Fiber Systems for Increased Coverage and Capacity," Masters of Science in Electrical Engineering, Pakistan, 2016.
- [99] F. HAQUE, S. J. CHOWDHURY, S. S. AHSAN et al., «Fiber to the Antenna: a closer look at benefits and issues in integrated optical and wireless networks,» Thesis report for the degree of Bachelor of Science in Electrical and Electronic Engineering, BRAC University, 2014.
- [100] G. KEISER, FTTX concepts and applications, John Wiley & Sons, 2006.
- [101] J. PRAT and al., Next-generation FTTH passive optical networks, Springer Science+ Business Media B.V., 2008.
- [102] C. LIN, Broadband optical access networks and fiber-to-the-home: systems technologies and deployment strategies, John Wiley & Sons, 2006.
- [103] J. GUILLORY, "Radio over Fiber (RoF) for the future home area networks," Phd thesis. University of Paris-Est, 2012.
- [104] M. AZADEH, Fiber optics engineering, Berlin: Springer, 2009.
- [105] C. F. LAM, Passive optical networks: principles and practice, Academic Press, 2007.

- [106] OptiSystem Component Library, Optical Communication System Design Software Version 9.0.0.623, Copyright © 2010 Optiwave.
- [107] M. CVETKOVIĆ, P. MATAVULJ, J. RADUNOVIĆ and al., "An InGaAs PiN Photodiode Model: Description and Implementations in the Analysis of the 1.55 μm Lightwave System," *Journal of optical communications*, vol. 22, no. 1, pp. 24-31, 2001.
- [108] A. ROGALSKI, Infrared detectors, CRC Press, 2011.
- [109] ITU-TG.957, Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy, 2006.
- [110] OptiSystem Getting Started, Optical Communication System Design Software, Version 9.0.0.623, Copyright © 2010 Optiwave.
- [111] C. Francis, Traitement des signaux et acquisition de données. Cours et exercices corrigés, Paris: Dunod, 2009.
- [112] C. KANDOUKI, «Contribution à l'étude des codes optiques 2D et 3D : Application au SAC-OCMDA,» Thèse de doctorat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès, 2017.
- [113] S. BOTTACCHI, Noise and signal interference in optical fiber transmission systems: an optimum design approach, John Wiley & Sons, 2008.
- [114] ITU-TG.983.1, Systèmes d'accès optique à large bande basés sur les réseaux optiques passifs, 2005.
- [115] S.-U. LEE and S.-Y. SHIN, "Intermodulation distortion characteristics of a semiconductor laser amplifier in subcarrier multiplexing," *Optics communications*, vol. 90, no. 4-6, pp. 255-258, 1992.
- [116] D. Didier et H. Joseph, Optoelectronic Sensors, John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [117] W. T. TSANG, Semiconductors and semimetals, ACADEMIC PRESS, INC.: Volume 22 : Lightwave Communications Technology ; Part D : Photodetectors, 1985.
- [118] Y. ILGU, Photodiodes - from fundamentals to applications, Croatia: In Tech, 2012.
- [119] R. C. LASKY, U. L. OSTERBERG et D. P. STIGLIANI, Optoelectronics for data communication, Academic Press, 1995.
- [120] O. KHARRAZ and D. FORSYTH, "Performance comparisons between PIN and APD photodetectors Performance comparisons between PIN and APD photodetectors for use in optical communication systems," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 13, pp. 1493-1498, 2013.
- [121] M. TEICH, K. MATSUO and B. SALEH, "Excess noise factors for conventional and superlattice avalanche photodiodes and photomultiplier tubes," *IEEE journal of quantum electronics*, vol. 22, no. 8, pp. 1184-1193, 1986.