

JULIEN PENON

**RÉDUCTION DU BRUIT D'INTENSITÉ DANS LES  
SYSTÈMES SAC-OCDMA INCOHÉRENTS UTILISANT  
DES RÉSEAUX DE BRAGG**

Thèse présentée  
à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval  
dans le cadre du programme de doctorat en Génie Électrique  
pour l'obtention du grade de Philosophiæ Doctor (PhD)

Département de Génie Électrique et de Génie Informatique  
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE  
UNIVERSITÉ LAVAL  
QUÉBEC

2009

© Julien Penon, 2009





*À mes parents, À Solène et Thomas.*



# Résumé

La limitation fondamentale des systèmes optiques utilisant des sources incohérentes est le bruit d'intensité. Notre objectif est de trouver des solutions pour limiter l'effet de ce bruit dans le cas particulier des systèmes utilisant la technique d'accès multiple par répartition de codes dans le domaine spectral (SAC-OCDMA).

Dans ce travail, nous considérons des réseaux de Bragg pour effectuer les opérations d'encodage et de décodage. Puisqu'il est expérimentalement impossible d'obtenir des composants avec des réponses spectrales carrées idéales, nous étudions l'influence de la forme et de la largeur de la réponse spectrale des composants effectuant l'encodage et le décodage sur les performances en termes de taux d'erreur. Il est ainsi démontré que les performances optimales sont obtenues lorsqu'un recouvrement spectral des cases fréquentielles adjacentes est présent. Dans ce contexte, nous analysons l'effet du choix d'une permutation de code sur l'uniformité des performances en terme de taux d'erreur parmi les différents usagers. Nous utilisons ce résultat pour réaliser des réseaux de Bragg incluant une variation linéaire de la période du réseau que nous utiliserons en transmission afin de construire un système fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA. Nous obtenons des performances largement supérieures pour ce type de système comparativement à celles vues dans la littérature.

Nous proposons également une nouvelle structure simplifiée du récepteur balancé classique. En plus de réduire le nombre de composants nécessaires à la réception, cette structure nous a permis de démontrer l'utilisation efficace d'amplificateurs à semiconducteurs pour réduire le bruit d'intensité. Il est également démontré expérimentalement que cette amélioration est surtout présente lorsque le nombre d'utilisateurs est faible. Nous expliquerons cette diminution rapide de l'amélioration par le fait qu'un filtrage optique subsiste pour tous les interférents sur un des bras de la détection balancée, ce qui annule le bénéfice de l'utilisation d'amplificateurs à semiconducteurs.

## Avant-Propos

**D**EUX des chapitres de cette thèse sont basés sur des articles longs. Ces articles n'ont pas été traduits. Le texte est reproduit intégralement. La mise en forme et la typographie ont été modifiées pour respecter le style de la thèse. Cet avant-propos sert à préciser les contributions que j'ai apportées dans la réalisation de ces articles.

## Article 1

J. Penon, Z. A. El-Sahn, L. A. Rusch et S. LaRoche, « Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response, » *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 1256–1263, 2007 [1]

Cet article a été publié en 2007 dans le *Journal of Lightwave Technology*. Il est présenté au chapitre 3.

Dans un premier temps, j'ai réalisé un simulateur de réseaux de Bragg qui me permettait de calculer la réponse spectrale de réseaux de Bragg selon la méthode de [2] qui est également présentée au chapitre 2. Il m'était ainsi possible de calculer les réponses spectrales des encodeurs, décodeurs et décodeurs complémentaires qui allaient être utilisés dans notre système.

J'ai ensuite programmé un simulateur permettant de prédire les performances d'un système SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes lorsque le bruit d'intensité (*intensity noise*) est le bruit dominant. Le simulateur permet d'obtenir des résultats en fonction de la signature spectrale des différents usagers, mais aussi en fonction du nombre d'usagers actifs dans le système.

J'ai effectué une revue de littérature pour déterminer quels codes étaient disponibles pour le SAC-OCDMA. Parmi ceux-ci, les codes BIBD et MQC étaient les meilleurs candidats puisqu'ils avaient une corrélation croisée unitaire ce qui limite le niveau du bruit d'intensité comme le mentionne les travaux de Ayotte et al. [3]. Notre choix s'est tourné vers le code BIBD de longueur sept qui contient sept codes différents. Un travail sur le choix d'une permutation particulière d'un code BIBD de longueur sept a été effectué afin d'obtenir des niveaux de performances homogènes pour tous les usagers. L'article mentionne brièvement ce point mais le lecteur trouvera plus de détails à la Section 1.3 et dans l'Annexe C.

En combinant le simulateur de réseaux de Bragg et le simulateur de performances pour le SAC-OCDMA, j'ai ainsi pu faire varier la réponse spectrale des encodeurs<sup>1</sup> et des décodeurs complémentaires par l'intermédiaire du profil d'apodisation pour trouver le point d'opération qui donnerait les meilleures performances. Le but ici était de considérer des réponses spectrales réalistes, c'est-à-dire « non carrées » et donc de voir où se situe l'optimum dans ce cas.

---

1. Dans notre simulateur, les encodeurs et décodeurs avaient une réponse spectrale identique.



Une fois la forme du profil d'apodisation optimum trouvée, j'ai fabriqué ces encodeurs, décodeurs et décodeurs complémentaires dans notre laboratoire d'inscription. J'ai également fabriqué des filtres passe-bande qui permettaient de filtrer l'émission spontanée amplifiée (ASE) en dehors de la bande d'encodage afin de réduire le bruit. Pour résumer, j'ai fabriqué :

- 37 encodeurs/décodeurs
- 18 décodeurs complémentaires
- 27 filtres passe bande

Évidemment, tous ces composants n'étaient pas utilisables (pertes trop élevées, décalage en longueur d'onde, ...), mais l'idée était de fabriquer tous les composants nécessaires en double ou en triple afin d'anticiper le bris de réseaux.

Ensuite, j'ai effectué le choix des meilleurs composants et j'ai entièrement mis en place le montage présenté au chapitre 3. Puis, j'ai effectué tout le processus d'optimisation des performances pour faire les premières mesures expérimentales de taux d'erreur (Bit Error Rate) qui m'ont permis de soumettre avec succès un article à la conférence CLEO'2006 [4]. Les mesures expérimentales présentées en [1] ont été faites en collaboration avec Ziad El-Sahn ce qui lui a permis de se familiariser avec les techniques de mesures de taux d'erreur et le montage SAC-OCDMA incohérent.

Finalement, j'ai effectué l'analyse des résultats et rédigé l'article en collaboration avec Ziad El-Sahn. Ma directrice de thèse, Leslie A. Rusch et ma codirectrice, Sophie LaRochelle, ont corrigé l'article et modifié certaines parties du texte.

## Article 2

J. Penon, W. Mathlouthi, L. A. Rusch et S. LaRochelle, « An Innovative Receiver for Incoherent SAC OCDMA Enabling SOA-based Noise Cleaning : Experimental Validation, » *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, pp. 108–116, 2009 [5]

Cet article a été publié en 2009 au *Journal of Lightwave Technology*. Cet article est présenté au chapitre 5.

Pour cet article, j'ai effectué tout le travail expérimental de la construction du montage aux mesures finales de taux d'erreur. L'idée de la structure du récepteur simplifiée revient à Walid Mathlouthi et a été brevetée. J'ai effectué la rédaction de cet article et ma directrice de thèse, Leslie A. Rusch ainsi que ma codirectrice Sophie LaRochelle ont changé et corrigé certaines parties du texte.

# Remerciements

Cette thèse a commencé en septembre 2003 alors que je venais de finir ma maîtrise en France avec une spécialisation en optique photonique. Durant cette dernière année d'étude, j'ai rencontré deux étudiants Québécois qui sont rapidement devenus mes amis : Jean-Philippe Moreau et Jean-Sébastien Tassé. Je leur ai parlé de mon envie de venir faire un doctorat au Québec et ils m'ont informé des diverses possibilités offertes à l'Université Laval. Après l'envoi de quelques courriels restés sans réponses, Jean-Philippe est passé au « plan B » et a contacté directement son ami Simon Ayotte en lui parlant de mon projet. Simon a parlé de moi à Leslie sachant qu'elle cherchait un étudiant gradué pour continuer le projet de maîtrise de Julien Magné. Quelques jours plus tard, j'ai reçu une réponse positive de la part de Leslie en me disant qu'elle m'acceptait au sein de son équipe pour y faire un doctorat. Il ne me restait plus qu'à obtenir le fameux CAQ ainsi qu'un permis d'études pour finalement commencer ce travail de thèse.

Je tiens en premier lieu à te remercier Leslie car tu as été une excellente guide durant ces années. Tu as su à plusieurs reprises me donner de judicieux conseils qui, je m'en rends compte maintenant, m'ont été utiles.

Je te remercie également Sophie car en temps que co-directrice, tu as su te montrer présente tout au long de ce long chemin.

Je souhaite aussi saluer les autres membres du jury — Martin Rochette, Denis Zaccarin et Paul Fortier — pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture et l'évaluation de cette thèse.

Je remercie Simon qui a été mon « *lab buddy* » au départ et qui, au fil des mois, est également devenu un excellent ami. Merci à toi pour ton aide et ton soutien autant professionnel que personnel.

Parmi mes tuteurs de la première heure, je me dois de mentionner Julien Magné qui m'a lui aussi guidé dès le début et particulièrement lors de mes premières séances d'inscription de réseaux de Bragg, le tout sous la supervision du grand maître Jedi des lieux, Serge.



Je continuerai cette liste en mentionnant mes collègues de travail et partenaires de pause-café, Francesco et Walid qui par leur bonne humeur et leurs débats interminables me permettaient de recharger les batteries pour finir la matinée et/ou l'après-midi.

Je tiens également à saluer mes fidèles partenaires de lunch : Pierre, Erik, Jérôme ainsi que Phillippe Giaccari, avec une mention spéciale pour ce dernier, pour ses conseils au laboratoire et sa rigueur scientifique suisse. Il a également accepté de traverser les États Unis avec moi pour se rendre jusqu'en Californie en auto. 6500 km de « road trip » avec de merveilleux souvenirs plein la tête. Encore merci à toi pour tout ce que tu as fait.

Merci à François pour les nombreuses séances de squash partagées et ses innombrables histoires malchanceuses qui me feront toujours autant sourire.

Je tiens à saluer mes techniciens préférés, Philippe Chrétien et Patrick LaRochelle, toujours disponibles pour faire un montage à la dernière minute ainsi que tous mes autres collègues de bureau et de laboratoire : Ziad, Pegah, Amir, Mohammad A., Mohammad P., Medhi, Mehrdad, Amine, Habib, Jeffrey, Yousra, Martin, Guillaume, Nezh, Marco, . . .

Pour conclure, je souhaite remercier ma famille. Tout d'abord, Solène et Thomas pour leur amour, le bonheur et le support qu'ils me procurent chaque jour. Louise, Sylvie, Gilles et Pierre pour nous avoir accueillis aussi généreusement dans leurs familles respectives. Enfin, mille merci à mes parents qui m'ont permis de me rendre jusqu'ici grâce à leur amour, leur soutien moral (et financier . . .) indéfectible. Je vous aime et j'espère être aussi talentueux que vous en ce qui concerne l'éducation de mes enfants.

# Table des matières

Résumé	v
Avant-Propos	vi
Remerciements	x
Table des matières	xii
Liste des figures	xv
Liste des tableaux	xviii
Liste des abréviations	xix
Liste des symboles	xxi
Introduction	1
<b>1 SAC-OCDMA</b>	<b>10</b>
1.1 Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA . . . . .	11
1.2 Bruit en SAC-OCDMA incohérent . . . . .	16
1.3 Les codes SAC-OCDMA . . . . .	24
1.4 Impact du choix de la technologie utilisée . . . . .	34
1.5 Conclusion . . . . .	42
<b>2 Les réseaux de Bragg</b>	<b>43</b>
2.1 Principe physique d'un réseau de Bragg . . . . .	44
2.2 Technique d'inscription d'un réseau de Bragg . . . . .	45
2.3 Calcul de la réponse spectrale . . . . .	47
2.4 Exemples de réponses spectrales . . . . .	53
2.5 Les réseaux de Bragg en SAC-OCDMA . . . . .	57

2.6	Conclusion . . . . .	63
<b>3</b>	<b>Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response</b>	<b>65</b>
3.1	Résumé . . . . .	66
3.2	Abstract . . . . .	67
3.3	Introduction . . . . .	67
3.4	SAC-OCDMA system . . . . .	69
3.5	Simulation of system performance . . . . .	71
3.6	Code optimization for realistic FBG . . . . .	74
3.7	Experimental setup and results . . . . .	79
3.8	Conclusion . . . . .	82
<b>4</b>	<b>Introduction au <i>noise cleaning</i></b>	<b>86</b>
4.1	Le <i>noise cleaning</i> avec les SOAs : principe . . . . .	87
4.2	Adaptation des récepteurs standards pour permettre le <i>noise cleaning</i> . . . . .	89
4.3	Conclusion . . . . .	92
<b>5</b>	<b>An Innovative Receiver for Incoherent SAC-OCDMA Enabling SOA-based Noise Cleaning : Experimental Validation</b>	<b>94</b>
5.1	Résumé . . . . .	95
5.2	Abstract . . . . .	96
5.3	Introduction . . . . .	96
5.4	Low complexity receiver for incoherent SAC-OCDMA . . . . .	100
5.5	Limits of the low complexity receiver for incoherent SAC-OCDMA using SOAs . . . . .	107
5.6	Noise cleaning experimental setup and results . . . . .	109
5.7	Conclusion . . . . .	112
5.8	Acknowledgment . . . . .	113
	<b>Conclusion</b>	<b>114</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>118</b>
<b>A</b>	<b>Simulateur pour systèmes SAC-OCDMA</b>	<b>126</b>
A.1	Objectif du simulateur . . . . .	127
A.2	Hypothèses sur le système . . . . .	127
A.3	Le système SAC-OCDMA à simuler . . . . .	128

A.4	Entrées et sorties du simulateur . . . . .	129
A.5	Le fonctionnement du simulateur étape par étape . . . . .	130
A.6	Conclusion . . . . .	132
<b>B</b>	<b>Génération de code BIBD</b> . . . . .	<b>134</b>
B.1	Champs de Galois : définition et arithmétique de base . . . . .	135
B.2	Algorithme de génération des codes <i>BIBD</i> . . . . .	138
B.3	Exemple de code <i>BIBD</i> . . . . .	140
B.4	Code Matlab pour la génération de code <i>BIBD</i> . . . . .	143
<b>C</b>	<b>Optimisation des codes</b> . . . . .	<b>149</b>
C.1	Mise en contexte . . . . .	150
C.2	Optimisation d'une famille de code . . . . .	151
C.3	Conclusion . . . . .	156



# Liste des figures

1.1	Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA . . . . .	12
1.2	Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code #i . . . . .	13
1.3	Fonctionnement du système de décodage de l'utilisateur #i pour un signal émis avec le code #i . . . . .	13
1.4	Système de décodage de l'utilisateur #i recevant un signal émis avec le code #j . . . . .	14
1.5	Fonctionnement du système de décodage dans un cas général lorsque les valeurs de $L, w$ et $\mathcal{L}$ sont constantes pour tous les codes des différents usagers . . . . .	15
1.6	Schéma de principe de la conversion d'une puissance optique $P$ vers une tension $V$ à l'aide d'un photodétecteur intégrant un amplificateur transimpédance . . . . .	17
1.7	Fonction $f(V)$ pour différentes valeurs de $\gamma$ avec $\bar{V} = 1$ . . . . .	20
1.8	a) Tranche spectrale carrée de largeur $\Delta\nu$ et b) densité spectrale de puissance du bruit d'intensité ( $PSD_{IN}(f)$ ) résultante . . . . .	21
1.9	Calcul de la puissance du bruit d'intensité pour un spectre et une fonction $ H(f) ^2$ carrés . . . . .	23
1.10	Spectres d'un code utilisant des réponses spectrales carrées . . . . .	32
1.11	Spectres d'un code utilisant des réponses spectrales réelles . . . . .	32
1.12	Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude d'après [6] . . . . .	35
1.13	Encodage SAC-OCDMA à base d'AWGs . . . . .	36
1.14	Encodage SAC-OCDMA utilisant un interféromètre de Mach-Zehnder . . . . .	38
1.15	Cavité de type Fabry-Perot . . . . .	39
2.1	Principe d'un réseau de Bragg dans une fibre optique . . . . .	44
2.2	Profil d'indice de $n_{eff}(z)$ selon l'axe $z$ dans un réseau de Bragg . . . . .	45
2.3	Technique d'inscription par masque de phase d'un réseau de Bragg . . . . .	46
2.4	Champs électriques à l'entrée et à la sortie de la $k^{ème}$ couche . . . . .	49
2.5	Matrice de transfert globale $C(\lambda)$ d'un réseau de Bragg . . . . .	50
2.6	Réseau de Bragg uniforme. Longueur $L = 4.4$ mm et constante de couplage $\kappa(z) = 200 \text{ m}^{-1}$ . . . . .	53

2.7	Réseau de Bragg apodisé. Longueur $L = 25$ mm et de constante de couplage $\kappa_{\max} = 200 \text{ m}^{-1}$ . . . . .	55
2.8	Réseau de Bragg <i>chirpé</i> . Longueur $L = 11.9$ mm et constante de couplage $\kappa = 200 \text{ m}^{-1}$ et variation de $\nu_{\text{Bragg}}$ selon l'axe $z$ . . . . .	56
2.9	Réseau de Bragg apodisé et <i>chirpé</i> pour effectuer de l'encodage SAC-OCDMA. Longueur $L = 18.5$ mm et constante de couplage $\kappa$ variable selon l'axe $z$ ( $\kappa_{\max} = 200 \text{ m}^{-1}$ ) . . . . .	57
2.10	Cascade de 2 réseaux pour encodage SAC-OCDMA . . . . .	58
2.11	Réseaux de Bragg superposés pour encodage SAC-OCDMA . . . . .	59
2.12	Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA . . . . .	60
2.13	Réseau de bragg <i>chirpé</i> utilisé en transmission . . . . .	62
3.1	SAC-OCDMA network . . . . .	70
3.2	Balanced detection in SAC-OCMA network . . . . .	71
3.3	Spectral response of a bin with a 3 dB bandwidth value . . . . .	75
3.4	Apodization profile $A^1(z)$ of ENC#1 . . . . .	78
3.5	Spectral response of ENC#1 in transmission . . . . .	79
3.6	BER floor versus 3 dB bin bandwidth for four to seven users . . . . .	80
3.7	Experimental setup for SAC-OCDMA system . . . . .	81
3.8	PSD at the receiver side . . . . .	84
3.9	BER versus power of the desired user . . . . .	85
4.1	Distribution du $RIN$ d'une source large bande . . . . .	88
4.2	Structure d'un récepteur $WDM$ standard . . . . .	89
4.3	Structure d'un récepteur $WDM$ adaptée au <i>noise cleaning</i> proposée par Math-louthi et al. [7] . . . . .	90
4.4	Structure d'un récepteur classique pour un signal SAC-OCDMA . . . . .	91
4.5	Structure proposée comme récepteur pour un signal SAC-OCDMA . . . . .	92
5.1	SS-WDM receiver suitable with SOA-based noise cleaning . . . . .	98
5.2	SAC-OCDMA 1-D encoding process. . . . .	100
5.3	SAC-OCDMA channel decoding process using standard balanced receiver. . . . .	101
5.4	SAC-OCDMA channel decoding process using low complexity balanced receiver. . . . .	102

5.5	Principle of IN cancellation in the low complexity receiver Graphs show : a) spectrum of interferer (User#3); b) low complexity receiver matched with User#2 code; c) spectrum striking PDs; d) IN of common spectral parts is zeroed out and e) effective spectrum for IN calculation . . . . .	104
5.6	a) SAC-OCDMA experimental setup for channel encoding and data modu- lation; b) configuration of reflective encoder; c) spectrum after RENCs. . . . .	105
5.7	Experimental BER measurements at 2.5 Gb/s with a) standard (—) and b) low complexity receiver (—) . . . . .	106
5.8	Eye diagram of interferer (user#4) with noise cleaning arriving at user#2 re- ceiver on a) all-pass photodiode arm; b) CDEC photodiode arm and c) global balanced detector output . . . . .	108
5.9	Setup for SAC-OCDMA channel encoding, noise cleaning module and data modulation. . . . .	109
5.10	BER for low complexity receiver with SOA (—) and without SOA (—) for one (○), two (+) and three (△) users at a) 2.5 Gb/s; b) 5 Gb/s and c) 10 Gb/s	111
A.1	Système SAC-OCDMA considéré dans notre simulateur . . . . .	128
A.2	Schéma de procédé ( <i>Flow chart</i> ) du simulateur de système SAC-OCDMA . . .	133
C.1	Code BIBD $L = 21$ à la sortie de notre générateur de code BIBD . . . . .	151
C.2	Code BIBD $L = 21$ pour $\mathcal{P} = [2, 1, 3, 4, \dots, 19, 20, 21]$ . . . . .	153
C.3	Code BIBD $L = 21$ après optimisation tel que $E_{\text{objectif}} \leq 10$ . . . . .	154
C.4	Code BIBD $L = 21$ après optimisation tel que $E_{\text{objectif}} = 2$ . . . . .	155



# Liste des tableaux

1.1	BIBD de longueur $L = 7$ . . . . .	25
1.2	Code $m$ -sequence pour $p = 4$ ( $L = 15, w = 8, \mathcal{L} = 4, \zeta = 15$ ) . . . . .	27
1.3	Caractéristiques des codes $m$ -sequence . . . . .	27
1.4	Code MQC pour $p = 3$ ( $L = 12, w = 5, \mathcal{L} = 1, \zeta = 9$ ) . . . . .	28
1.5	Caractéristiques des codes MQC . . . . .	28
1.6	Code MFH pour $q = 3$ ( $L = 12, w = 4, \mathcal{L} = 1, \zeta = 9$ ) . . . . .	29
1.7	Caractéristiques des codes MFH . . . . .	29
1.8	Code BIBD ( $L = 13, w = 4, \mathcal{L} = 1, \zeta = 13$ ) . . . . .	30
1.9	Caractéristiques des codes BIBD . . . . .	30
1.10	Code BIBD ( $L = 7, w = 3, \mathcal{L} = 1, \zeta = 7$ ) . . . . .	34
1.11	Code BIBD ( $L = 7, w = 3, \mathcal{L} = 1, \zeta = 7$ ) après un choix judicieux d'un permutation . . . . .	34
3.1	BIBD codes used ( $L=7, w=3, \mathcal{L}=1$ ) . . . . .	76
5.1	BIBD set of code ( $L=7, w=3, \mathcal{L}=1$ ) . . . . .	103
B.1	Représentation des éléments du $GF(2^3)$ . . . . .	135



# Liste des abréviations

- AWG : *Arrayed Waveguide Grating*
- ASE : *Amplified Spontaneous Emission* (émission spontanée amplifiée)
- BER : *Bit Error Rate* (taux d'erreurs binaires)
- BERT : *Bit Error Rate Tester* (analyseur d'erreurs binaires)
- BIBD : *Balanced Incomplete Block Design*
- BPD : *Balanced Photo Detector* (photodétecteur balancé)
- CDMA : *Code Division Multiple Access* (accès multiple par répartition de codes)
- CW : *Continuous Wave*
- DC : *Direct Current* (courant continu)
- DCF : *Dispersion Compensating Fiber*
- DFB : *Distributed FeedBack laser* (laser à semi-conducteur)
- DSF : *Dispersion Shifted Fiber* (fibre à dispersion décalée)
- EAM : *Electro Absorption Modulator* (modulateur à électroabsorption)
- EDFA : *Erbium Doped Fiber Amplifier* (amplificateur fibré dopé à l'erbium)
- ER : *Extinction Ratio* (rapport d'extinction)
- FBG : *Fiber Bragg Grating* (réseau de Bragg écrit dans la fibre optique)
- FEC : *Forward Error Correction* (code correcteur d'erreurs)
- FE : *Frequency Encoding*
- FSR : *Free Spectral Range*
- IN : *Intensity Noise*
- ISL : *Interval Spectral Libre*
- MAI : *Multiple Access Interference* (interférence à accès multiple)
- MQC : *Modified Quadratic Congruence*
- MZ : *Mach-Zehnder*
- NRZ : *Non Return to Zero* (non-retour-à-zéro)
- OCDMA : *Optical Code Division Multiple Access* (accès multiple par répartition de codes optiques)
- OOC : *Optical Orthogonal Code* (code optique orthogonal)

- OSA : *Optical Spectrum Analyzer* (analyseur de spectre optique)
- PBS : *Polarization Beam Splitter* (cube séparateur de polarisation)
- PC : *Polarization Controller* (contrôleur de polarisation)
- PD : *Photo Detector* (photodétecteur)
- *pdf* : *Probability Density Function* (fonction de densité de probabilité)
- PON : *Passive Optical Network* (réseau optique passif)
- PRBS : *Pseudo Random Bit Sequence* (séquence binaire pseudo aléatoire)
- PSD : *Power Spectral Density* (densité spectrale de puissance)
- RF : *Radio Frequency*
- RZ : *Return to Zero* (retour-à-zéro)
- SAC : *Spectral Amplitude Coding* (encodage spectral d'amplitude)
- SNR : *Signal to Noise Ratio* (rapport signal sur bruit)
- SOA : *Semiconductor Optical Amplifier* (amplificateur à semi-conducteur)
- SSFBG : *Super Structured Fiber Bragg Grating*
- TDM : *Time Division Multiplexing* (multiplexage temporel)
- WDM : *Wavelength Division Multiplexing* (multiplexage par longueur d'onde)

# Liste des symboles

Nous avons trié la liste des symboles utilisés dans cet ouvrage en les classant par chapitre.

## Chapitre 1

- $\alpha$  : atténuation dans le bras du décodeur complémentaire de la détection balancée
- $I$  : courant électrique
- $V$  : tension électrique
- $\nu$  : fréquence optique
- $f$  : fréquence électrique
- $e$  : charge de l'électron
- $h$  : constante de Planck
- $\eta$  : rendement quantique du photodétecteur
- $k_B$  : constante de Boltzmann
- $B_o$  : bande optique
- $B_e$  : bande électrique
- $w$  : poids d'un code
- $\zeta$  : cardinalité de la famille de code
- $L$  : longueur du code
- $q$  : puissance première pour les familles de code
- $p$  : nombre premier pour les familles de code
- $\mathcal{L}$  : corrélation croisée d'un code
- $\mathcal{F}$  : finesse de la cavité Fabry-Perot

## Chapitre 2

- $\lambda$  : longueur d'onde optique
- $\nu$  : fréquence optique

- $\lambda_{\text{Bragg}}$  : longueur d'onde de Bragg
- $\nu_{\text{Bragg}}$  : fréquence de Bragg
- $\Lambda_{\text{Bragg}}$  : période du masque de phase utilisé lors de l'inscription d'un réseau de  $\lambda_{\text{Bragg}}$
- $\phi(z)$  : phase du réseau de bragg selon l'axe de propagation  $z$
- $n_{\text{eff}}$  : modulation d'indice globale selon l'axe  $z$
- $\bar{n}_{\text{eff}}$  : la valeur de l'indice effectif avant inscription
- $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$  : valeur moyenne de la modulation d'indice. i.e composante « DC »
- $\Delta n_{\text{eff}}$  : amplitude de la modulation d'indice, i.e. composante « AC »
- $\kappa$  : coefficient de couplage
- $\rho$  : coefficient de reflectivité complexe

### Chapitre 3

- $S_{\text{ENC}}^k(\nu)$  : réponse spectrale du  $k^{\text{ème}}$  usager
- $S_{\text{DEC}}(\nu)$  : réponse spectrale du décodeur
- $S_{\text{CDEC}}(\nu)$  : réponse spectrale du décodeur complémentaire
- $S_{\text{SOURCE}}(\nu)$  : densité spectrale de la source
- $F_{\text{DEC}}^k(\nu)$  : densité spectrale de puissance du  $k^{\text{ème}}$  usager après le décodeur
- $F_{\text{CDEC}}^k(\nu)$  : densité spectrale de puissance du  $k^{\text{ème}}$  usager après le décodeur complémentaire
- $F_{\text{DEC}}(\nu)$  : densité spectrale de puissance frappant la photodiode du bras du décodeur
- $F_{\text{CDEC}}(\nu)$  : densité spectrale de puissance frappant la photodiode du bras du décodeur complémentaire
- $\underline{d}$  : vecteur de données des usagers
- $g$  : nombre d'interférent
- $K$  : nombre d'utilisateurs maximal du système SAC-OCDMA
- $H(f)$  : filtre électrique passe-bas au récepteur
- $T$  : temps d'intégration du récepteur
- $f_d^{\text{DEC}}(V)$  : densité de probabilité sur la photodiode reliée au bras du décodeur
- $f_d^{\text{CDEC}}(V)$  : densité de probabilité sur la photodiode reliée au bras du décodeur complémentaire
- $\text{pdf}(V, g)_{\underline{d}}$  : densité de probabilité sur la sortie globale du photodétecteur balancée



## Chapitre 5

- $\alpha$  : atténuation dans le bras du décodeur complémentaire de la détection balancée
- $\beta$  : atténuation dans le bras du décodeur de la détection balancée
- $\psi$  : facteur de corrélation entre deux spectres optiques
- $\sigma_{PD1}^2$  variance sur la photodiode#1 du détecteur balancée
- $\sigma_{PD2}^2$  variance sur la photodiode#2 du détecteur balancée
- $\sigma_{Data}^2$  variance sur à la sortie globale du détecteur balancée
- $\mu_{0/1,AP}$  moyenne du niveau zéro/un sur le bras passe-tout (AP arm)
- $\mu_{0/1,CDEC}$  moyenne du niveau zéro/un sur le bras du décodeur complémentaire (CDEC arm)
- $\sigma_{0/1,AP}^2$  variance du niveau zéro/un sur le bras passe-tout (all-pass arm)
- $\sigma_{0/1,CDEC}^2$  variance du niveau zéro/un sur le bras du décodeur complémentaire (CDEC arm)

## Introduction

**M**Algré le ralentissement économique du début des années 2000 dans le secteur des télécommunications, la consommation en bande passante n'a jamais cessé d'augmenter [8,9]. Les fournisseurs d'accès doivent constamment augmenter la bande passante disponible de leur réseau d'accès et tout particulièrement depuis l'arrivée de l'offre combinée télévision-téléphone-internet (*triple play*) [10]. Cette tendance implique une migration inévitable des systèmes vers la technologie de la fibre à la maison (*Fiber-To-The-Home*) ou de la fibre dans le voisinage (*Fiber-To-The-Node*) afin de répondre à ce besoin. Cette évolution se traduit par des investissements massifs de la part des compagnies comme *Verizon* pour connecter 18 millions de clients directement avec de la fibre d'ici 2011 pour un coût de 23 milliards de dollars. De son côté, *AT&T* prévoit de connecter 19 millions de clients pour 5.1 milliards de dollars en utilisant la technique du *Fiber-To-The-Node*.

Il est évident que les contraintes économiques pour ces réseaux d'accès sont fortes. Dans le cas d'une liaison point à point très haut débit, le nombre de composants nécessaires est réduit ce qui autorise l'utilisation de matériel dispendieux puisque les coûts sont partagés par un grand nombre d'utilisateurs. À l'inverse, pour les réseaux d'accès, chaque terminal doit être amorti par un (*FTTH*) ou quelques clients (*FTTN*) ce qui implique d'élaborer des systèmes à faible coût. Dans la section suivante, nous allons examiner les différents choix possibles permettant de répondre aux besoins spécifiques de ces réseaux d'accès.

## Option de travail pour les PON

Le critère financier ayant une importance particulière, nous choisissons d'opter pour des réseaux optiques passifs (*Passive Optical Network*) pour leur simplicité et leur faible coût. Dans la première génération de PON, une seule longueur d'onde et la technique de multiplexage temporel (*Time Division Multiplexing*) permettait de desservir plusieurs clients. Le taux binaire effectif par usager n'était que de 30 à 40 Mb/s. Pour répondre aux besoins croissants de bande passante (video sur demande, télévision haute définition, ...), le taux binaire par usager de la nouvelle génération de PON doit être augmenté. On peut distinguer trois options afin d'implémenter cette nouvelle génération de PON. **OPTION#1** : allocation statique des longueurs d'onde.

Dans cette option, on effectue une allocation statique des longueurs d'onde. On utilise par exemple une longueur d'onde par usager. C'est la technique du *Wavelength Division Multiplexing*. Cette approche est extrêmement efficace lorsque le trafic est constant et régulier comme c'est le cas dans les réseaux SONET ou SDH, ce que l'on appelle aussi les autoroutes de l'information.

Cependant, même si les composants utilisés sont matures, leurs coûts restent élevés pour une utilisation dans un PON. De plus, le trafic circulant sur les PON est sporadique et il serait avantageux de pouvoir récupérer la bande passante non utilisée par certains usagers afin d'obtenir une meilleure utilisation de celle-ci.

**OPTION#2** : allocation dynamique des longueurs d'onde.

Puisque les données dans les PONs circulent de façon sporadique et par paquet, il est envisageable d'effectuer une allocation dynamique des largeurs de bande dans un système WDM afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante.

Pour illustrer notre propos, prenons l'exemple d'un noeud avec en entrée quatre connexions électriques et en sortie quatre transmetteurs optiques. De manière classique l'entrée électrique #i transmettra ses données sur le canal optique #i. Maintenant, si seulement les utilisateurs #2 et #3 transmettent des données, le canal de l'utilisateur #1 pourrait être utilisé par l'utilisateur #2 et le canal de l'utilisateur #4 par celui de l'utilisateur #3. Des paquets provenant du même utilisateur voyageraient



alors en parallèle sur deux canaux optiques différents. Cette allocation dynamique des longueurs d'onde permet :

- d'augmenter le taux binaire effectif par usager pour un même nombre de longueurs d'onde,
- ou de réduire le nombre de longueurs d'onde nécessaires pour un même taux binaire

Ce type de système est en cours de développement par la compagnie Do Network basée à Québec qui offre un système de gestion de bande passante appelé *SD-WAN*<sup>©</sup> (*Software Definable-Wavelength Agile Networking*<sup>©</sup>). Le principe complet de cette solution est présenté en [11]. L'utilité de cette solution réside dans le fait que les fournisseurs d'accès peuvent prolonger la durée de vie de leur équipement à base de cuivre et ceci afin retarder une migration coûteuse des réseaux vers la solution *FTTH*.

Le coeur de la solution est logiciel et utilise des *FPGAs*, or nous voulons favoriser une approche d'un réseau optique complètement passif afin de conserver une simplicité d'entretien et de faibles coûts. Par conséquent, cette technique est utile pour prolonger le temps de vie de systèmes déjà déployés mais ne constitue pas un solution viable à long terme pour les *PONs* nouvelle génération.

#### **OPTION#3 : partage des longueurs d'onde avec codage.**

Cette option est basée sur le principe du partage de la bande optique à l'aide d'un code. Le moyen le plus prometteur est d'utiliser la technique du *Code Division Multiple Access (CDMA)*. Cette technique a prouvé sa robustesse en particulier dans le domaine des télécommunications cellulaires. En effet, le *CDMA* permet de desservir un nombre important d'usagers en se basant sur le fait que statistiquement tous les usagers ne sont pas actifs au même moment. Avec les systèmes *WDM*, lorsque la limite du système est atteinte, les performances se dégradent très rapidement. En revanche, la technique *CDMA* permet de continuer à accommoder plus d'utilisateurs moyennant une lente dégradation des performances. L'idée sous-jacente est de pouvoir supporter une surcharge passagère du réseau tout en continuant à desservir les usagers, mais avec une qualité de service moindre.

Cette technique est parfaitement adaptée aux *PONs* qui présentent un trafic sporadique avec quelques pics d'utilisation au cours de la journée. Il ne reste qu'à transposer cette technique dans le domaine optique. Nous utiliserons alors l'acronyme



OCDMA pour désigner le terme *Optical Code Division Multiple Access* et ceci constituera la base de notre solution.

#### NOTRE CHOIX : SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes

Comme nous venons de le voir, nous avons choisi la technologie du OCDMA mais il nous reste à choisir le genre de OCDMA que nous allons utiliser. Notre choix se porte vers la technologie de l'encodage en fréquence : *Frequency Encoded-Code Division Multiple Access*. On parle aussi de manière identique d'encodage spectral (*Spectral Amplitude Coded-Optical Division Multiple Access*).

Cette technique effectue son encodage sur une seule dimension : la dimension spectrale. Chaque usager a son propre code spectral qui constitue sa signature, son empreinte. L'avantage de cette technique d'OCDMA est qu'elle permet de réduire l'effet du bruit dû à la présence d'interférent (*Multiple Access Interference*) grâce à l'utilisation d'une détection balancée [12].

Pour réaliser un système SAC-OCDMA, il nous faut utiliser des sources à large bande afin de pouvoir effectuer l'encodage spectral. Une solution serait d'utiliser un laser à synchronisation modale (*mode-locked laser*), mais ce genre de composant est coûteux et ne correspond pas à nos exigences économiques. L'autre option est d'utiliser des sources incohérentes naturellement large bande. Ce type de composant est peu coûteux et correspond parfaitement à nos exigences budgétaires. Nous opterons pour ce type de source pour construire notre système.

Pour finir, nous choisissons de travailler dans la bande des télécommunications (bande C :1530–1565 nm) puisque de nombreux composants (coupleurs, isolateurs, amplificateurs optiques ...) sont disponibles au laboratoire pour cette bande. Les résultats seront directement applicables à d'autres bandes au besoin (bande O et L par exemple).

## Objectif de cette thèse

Après avoir vu les différentes options possibles pour développer la nouvelle génération de *PON*, nous sommes arrivés à la constatation que la technique du SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes est une option qui présente plusieurs avantages et qui mérite d'être étudiée en détail. Cette technique répond aux critères que nous nous sommes fixés au départ car elle constitue une solution bas coût et permet une utilisation partagée de la bande optique. Nous pouvons résumer l'objectif de cette thèse par la phrase suivante :

*« Réaliser et optimiser les performances d'un système bas coût pour les réseaux d'accès passifs fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA avec des sources incohérentes. ».*

Nous allons maintenant voir quels seront nos axes de recherche afin d'optimiser les performances du système SAC-OCDMA incohérent tout en gardant à l'esprit la notion de coût.

## Axes de recherche

Avant de poursuivre, il est important de bien comprendre la limitation fondamentale des systèmes utilisant des sources incohérentes. Cette limitation fondamentale est le bruit d'intensité. Les sources incohérentes se composent d'une multitude de composantes fréquentielles avec des phases et des amplitudes aléatoires. Lors du processus de photodétection, ces différentes composantes se combinent d'une façon incohérente ce qui donne lieu à des variations temporelles de l'intensité reçue. On désigne ce bruit par le terme de bruit d'intensité ou bruit de battement.

Nous verrons au chapitre 1 que c'est ce bruit qui limitera les performances des systèmes à base de sources incohérentes. Le bruit d'intensité est une limitation physique ultime et ceci peu importe le type de source (cohérente ou incohérente). En revanche, ce type de bruit est beaucoup plus présent lorsque l'on utilise des sources



large bande.

Bien que cette limitation soit fondamentale, une question se pose alors : comment limiter l'effet néfaste de ce bruit sur les performances du système que nous voulons concevoir et réaliser ? Nous allons voir qu'en effectuant des choix judicieux, il est possible de limiter l'effet de ce bruit tout en sachant qu'il est impossible de l'éliminer complètement. Nous allons maintenant détailler les axes de recherche que nous allons suivre pour diminuer le bruit d'intensité afin d'améliorer les performances des systèmes SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes.

#### AXE#1

Nous allons voir quels sont les codes disponibles pour le SAC-OCDMA. Nous savons qu'un code ayant une corrélation croisée unitaire permet de limiter le bruit d'intensité [3]. Trois codes respectent cette condition : MQC, MFH et BIBD. De plus, Rochette et al. ont démontré que ces codes offrent une efficacité spectrale similaires [13]. Parmi ces trois codes, nous choisissons le code BIBD puisque celui-ci offre un ratio nombre de codes sur longueur du code le plus élevé ; égal à 1 en fait. Notre contribution a été de sélectionner la meilleure permutation possible afin de maintenir des niveaux de performances identiques pour tous les usagers. Ce processus d'optimisation peut d'ailleurs s'appliquer à tous les codes SAC-OCDMA (voir Section 1.3 et Annexe C).

#### AXE#2

Sachant qu'il est impossible de fabriquer des composants ayant des réponses spectrales idéales (carrés), nous optimiserons la réponse spectrale des composants effectuant l'encodage et le décodage SAC-OCDMA en prenant des hypothèses expérimentales raisonnables et réalistes. Cette optimisation permettra de minimiser le bruit d'intensité afin d'obtenir le meilleur taux d'erreur.

#### AXE#3

Ce dernier axe de recherche présentera une approche novatrice pour les systèmes SAC-OCDMA incohérents permettant une utilisation plus efficace des SOAs comme composant nettoyeur de bruit. En effet, il a été clairement démontré expérimentalement par McCoy et al. [14] qu'en utilisant un récepteur balancé classique (décodeur+décodeur complémentaire), l'ajout d'un SOA par utilisateur n'amène pas d'amélioration des performances, sauf pour un usager actif. Notre travail dans cet

axe de recherche consistera à : 1) valider expérimentalement (sans SOA) l'efficacité d'un nouveau schéma de récepteur balancé et 2) d'associer ce nouveau schéma de récepteur à l'utilisation d'un SOA par utilisateur pour évaluer le potentiel de cette solution à conserver la réduction du bruit d'intensité pour plus qu'un usager actif.

Ces trois axes de recherche vont permettre d'obtenir un système SAC-OCDMA incohérent présentant des performances optimales. Nous voyons que les deux premiers axes sont des techniques que nous pouvons qualifier de passives (ne nécessitant pas de source d'énergie) mais que le dernier axe se classe dans la catégorie des solutions actives. Dans la section suivante, nous présenterons l'organisation de ce manuscrit.

## Organisation du document

Au chapitre 1, nous allons présenter le fonctionnement de la technique SAC-OCDMA. Nous nous pencherons sur les différentes sources de bruits que nous observons dans ce type de système et tout particulièrement sur le bruit d'intensité. Les trois axes de recherche ayant pour but de réduire l'effet néfaste de ce bruit sur les performances, il est donc important de bien modéliser ce dernier afin d'optimiser le système. Nous poursuivrons par une brève présentation des différents codes disponibles pour le SAC-OCDMA dans la littérature avant d'analyser l'influence du choix d'une permutation de codes sur l'uniformité des performances pour les différents usagers. Cette analyse du choix judicieux d'une permutation constitue l'effort de recherche de l'AXE#1. Une fois le principe du bruit d'intensité détaillé et le code choisi, nous nous pencherons sur les différentes technologies disponibles pour effectuer l'encodage et tout particulièrement celle des réseaux de Bragg puisque nous avons sélectionné cette technologie comme étant le meilleur choix d'implémentation.

Le chapitre 2 sera d'ailleurs dédié aux réseaux de Bragg : principe physique, fabrication, calcul de la réponse fréquentielle. Quelques exemples simples s'ajouteront pour illustrer l'influence de deux paramètres que nous utiliserons durant le processus d'optimisation : le taux de variation de la période et le profil d'apodisation de la modulation d'indice. Ce chapitre se poursuivra par une revue de littérature des techniques utilisant des réseaux de Bragg en SAC-OCDMA et une présentation dé-



taillée de notre solution sera faite. Cette solution est basée sur des réseaux de Bragg à pas variable travaillant en transmission puisque dans ce cas le profil d'apodisation contrôle aisément la réponse spectrale pour un encodage large bande.

Nous poursuivrons avec le chapitre 3 qui est issu d'un article déjà publié dans le *Journal of Lightwave Technology* de l'IEEE. Un outil de diagnostic y est présenté. Cet outil est un simulateur de taux d'erreur qui permet de visualiser l'effet sur le taux d'erreur du choix de la famille de codes (AXE#1) ainsi que la réponse spectrale des composants (AXE#2). Il contient également une démonstration expérimentale afin de valider les choix faits durant le processus d'optimisation. Un système SAC-OCDMA incohérent utilisant des réseaux de Bragg travaillant en transmission et incluant un *chirp* est construit. Il permet d'accommoder sept usagers à un taux binaire de 622 Mbit/s. Ce niveau de performances constitue le meilleur résultat à ce jour pour la technique du SAC-OCDMA incohérent utilisant des réseaux de Bragg. Ces résultats sont une des contributions majeures de ce travail.

La dernière partie de cette thèse se décompose en deux chapitres. Ces chapitres constituent l'AXE 3. Le chapitre 4 reprend rapidement les explications fournies dans la littérature pour expliquer le phénomène de *noise cleaning* sur une source incohérente lorsqu'un SOA est utilisé. Nous verrons également que l'utilisation de filtre optique après le SOA peut considérablement réduire l'effet de *noise cleaning*. Dans la littérature, ce problème est désigné par le terme de *post filtering issue*. Nous ne détaillerons pas tous les phénomènes physiques expliquant ces comportements car cela constitue une domaine de recherche à part entière. Nous nous attarderons sur la méthode proposée pour contourner ce problème dans les systèmes SS-WDM avant d'introduire la solution proposée pour les systèmes SAC-OCDMA incohérent.

Le chapitre 5 est issu d'un article publié au *Journal of Lightwave Technology* de l'IEEE [5]. Ce chapitre est le résultat des études sur les performances du nouveau récepteur SAC-OCDMA proposé. Dans un premier temps, nous ne considérons pas l'utilisation de SOAs. Dans ce cas, il est démontré que ce nouveau récepteur est aussi efficace face au bruit d'intensité que le récepteur classique utilisé. Dans un deuxième temps, nous utilisons le nouveau récepteur proposé et nous ajoutons un SOA par usager au transmetteur pour obtenir un effet de *noise cleaning*. Comparativement à l'approche standard, notre système permet une utilisation efficace du phénomène de *noise cleaning* et une amélioration des performances de plusieurs ordres de gran-

deur est démontrée. Cependant, cette amélioration est partiellement réduite dès que le nombre d'interférents présents dans le système augmente. Malgré tout, l'implémentation de ce nouveau récepteur ainsi que la validation expérimentale de son fonctionnement, y compris en présence de SOAs, constitue une autre contribution majeure de ce travail.

Nous concluons cette thèse en présentant une synthèse des contributions scientifiques qui ont été faites et de différentes possibilités d'utiliser ces résultats dans le futur.

# Chapitre 1

## SAC-OCDMA

**D**ans ce chapitre, nous parlerons dans un premier temps des principes de base de la technique SAC-OCDMA : l'encodage et le décodage du signal. Ensuite, nous analyserons les différents types de bruit présents dans ce genre de système en insistant tout particulièrement sur le bruit d'intensité. Ceci nous permettra d'évaluer l'impact qu'aura le choix d'une permutation de codes sur l'uniformité des performances pour les différents usagers, mais aussi celui de la technologie utilisée pour l'encodage et le décodage.



## 1.1 Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA

Dans cette section, nous allons voir comment l'on procède pour effectuer l'encodage d'un canal avec la technique du SAC-OCDMA. Ce processus d'encodage assigne une empreinte ou une signature spectrale unique aux données de l'utilisateur. Il faut savoir que dans les systèmes fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA, l'utilisation de la bande optique est partagée. Les différentes signatures spectrales ne sont donc pas orthogonales entre elles, c'est-à-dire que deux signatures spectrales distinctes ont des fréquences en commun. Il en découle une chose fondamentale : il est impossible d'extraire les données contenues dans un canal par un simple filtrage optique en SAC-OCDMA, contrairement aux systèmes WDM. Le but du décodage consiste en l'extraction du signal parmi tous les signaux en utilisant la signature spectrale comme discriminateur.

### 1.1.1. Encodage

Une source large bande (cohérente ou incohérente) émet un spectre ayant une densité spectrale de puissance  $F(\nu)$  que nous pouvons subdiviser en  $L$  cases fréquentielles (*frequency bins*).  $L$  désigne la longueur du code. C'est sur ces  $L$  tranches spectrales que nous allons réaliser l'encodage spectral par le biais d'un encodeur (ENC). L'ENC assigne une signature spectrale unique à chaque usager en occupant  $w$  cases fréquentielles parmi les  $L$  disponibles.  $w$  désigne le poids du code. Puisque l'utilisation de la technique du SAC-OCDMA implique un partage d'un certain nombre de cases fréquentielles entre deux codes distincts, nous utiliserons le symbole  $\mathcal{L}$  pour indiquer le nombre de cases communes.  $\mathcal{L}$  désigne donc la corrélation croisée. A la figure 1.1 (a), le code spectral choisi est « 0010110 » pour l'ENC de l'utilisateur  $\#i$ . Nous désignerons l'utilisateur  $\#i$  comme l'utilisateur désiré. Nous présentons aussi à la figure 1.1 (b), le code de l'utilisateur  $\#j$  « 0101100 » qui correspond à la signature d'un interférent. Pour cette section nous garderons toujours la nomenclature suivante :

- vert  $\Rightarrow$  usager  $\#i \Rightarrow$  usager désiré  $\Rightarrow$  « 0010110 »,
- orange  $\Rightarrow$  usager  $\#j \Rightarrow$  interférent  $\Rightarrow$  « 0101100 ».

Comme nous pouvons le voir sur ces figures, nous avons choisi le cas particulier d'un code de longueur  $L = 7$ , de poids  $w = 3$  et  $\mathcal{L} = 1$  pour illustrer le principe de fonctionnement. Évidemment, la valeur de  $L$ ,  $w$  et de  $\mathcal{L}$  varie selon la famille de code



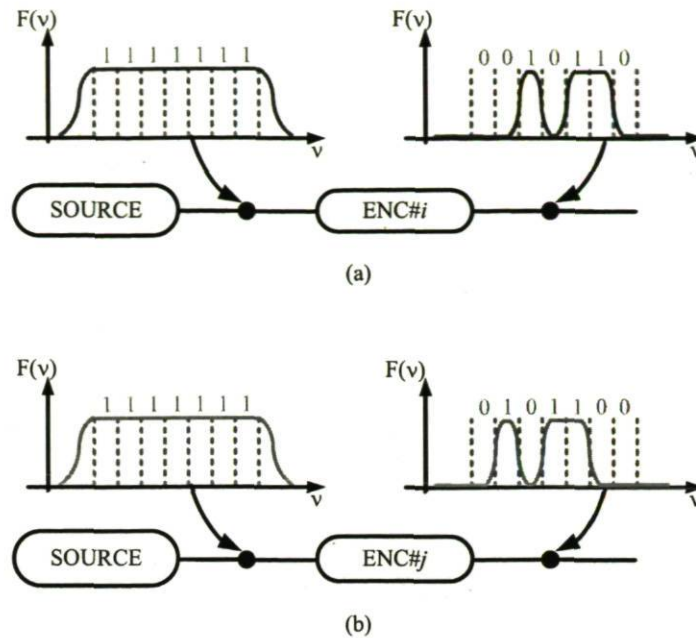


FIGURE 1.1 – Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA  
 (a) pour usager désiré avec code # $i$ ; (b) pour un interférent avec le code # $j$

choisie, mais le principe d'encodage reste le même. Une fois le principe d'encodage vu, nous allons dans la partie suivante expliquer en détail comment fonctionne le décodage.

### 1.1.2. Décodage

Le but d'un système de décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est double. Premièrement, il faut qu'il détecte les données qui lui sont destinées. Deuxièmement, il faut que le système de détection rejette les signaux des interférents ce qui implique qu'un signal électrique de moyenne nulle doit être produit lorsque seuls les interférents sont actifs et ce peu importe leur nombre.

Nous présentons à la figure 1.2 la structure d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal de l'utilisateur ayant le code # $i$ . Cette structure est composée d'un coupleur  $1 \times 2$  non sélectif en fréquence. Dans le bras supérieur, un décodeur (DEC # $i$ ) est inséré. DEC # $i$  a une réponse spectrale identique à ENC # $i$ . Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire (CDEC # $i$ ) est inséré. Le composant CDEC # $i$  a une réponse spectrale complémentaire à DEC # $i$ . Cela signifie simplement que son code spectral sera le complément binaire de celui du DEC # $i$ , soit « 1101001 ».

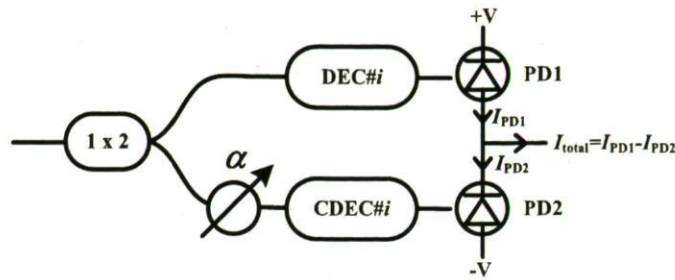


FIGURE 1.2 – Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code #i

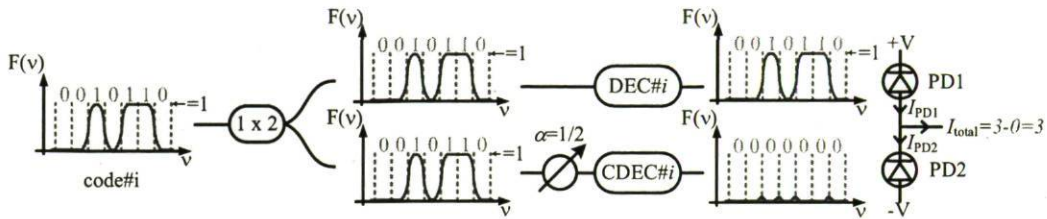


FIGURE 1.3 – Fonctionnement du système de décodage de l'utilisateur #i pour un signal émis avec le code #i

Un atténuateur  $\alpha$  est également inséré pour ajuster la détection balancée avec précision. Une photodiode balancée (ou détection équilibrée) est utilisée. Cela permet de faire la soustraction des photocourants générés sur chacune des photodiodes tel que :

$$I_{total} = I_{PD1} - I_{PD2} \tag{1.1}$$

L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction des photocourants issus des deux photodiodes distinctes. Dans les deux paragraphes suivants, nous présenterons le fonctionnement de ce système pour les codes présentés plus haut ainsi que le fonctionnement du récepteur dans un cas plus général. Nous verrons que dans les deux cas, il sera possible de produire un signal de moyenne nulle lorsque les interférents seront actifs et ce quel que soit leur nombre.

### Illustration avec un cas particulier

Pour illustrer le principe de fonctionnement de ce système, nous considérons à la figure 1.3 que l'utilisateur désiré (code #i) arrive sur le récepteur de la figure 1.2. Comme le montre la figure 1.3, la totalité du signal est détecté sur la photodiode PD<sub>1</sub> puisque DEC #i est spectralement identique à ENC #i. En revanche, aucun signal n'est détecté sur la photodiode PD<sub>2</sub> puisque CDEC #i a une réponse spectrale complémen-



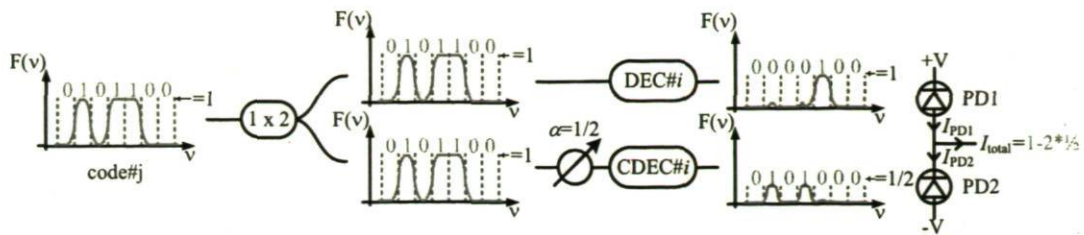


FIGURE 1.4 – Système de décodage de l'utilisateur #i recevant un signal émis avec le code #j

taire à ENC #i. En réalité,  $I_{PD2}$  n'est pas nul puisqu'un recouvrement spectral existe, c'est-à-dire que les spectres ne sont pas parfaitement orthogonaux. Cependant, cette puissance est faible voire nulle dans le cas idéal. Toute la puissance du signal désiré est détectée sur PD<sub>1</sub>. La détection du signal de l'utilisateur #i est effectuée.

Regardons maintenant comment ce type de récepteur permet d'annuler le signal de l'interférent #j. À la figure 1.4, l'interférent avec le code #j arrive sur le récepteur permettant de décoder le signal de l'utilisateur avec le code #i. Dans ce cas ci, seulement une case fréquentielle frappe PD<sub>1</sub> puisqu'il n'y a qu'une fréquence en commun ( $\mathcal{L} = 1$ ) entre le code #i et #j. Dans le bras inférieur, le résultat du filtrage revient à effectuer l'opération logique AND entre le code de l'ENC #j et le code de CDEC #i :

$$\underbrace{0101100}_{ENC\#j} \otimes \underbrace{1101001}_{CDEC\#i} = 0101000$$

À la suite de cette opération, il ne reste que deux tranches fréquentielles ( $w - \mathcal{L}$ ) qui frappent PD<sub>2</sub>. Afin d'obtenir un signal de moyenne nulle, il faut donc atténuer le signal de moitié, i.e.  $\alpha = 1/2$ . Nous voyons qu'il est possible de supprimer le signal de l'interférent #j avec l'utilisation d'un récepteur balancé. Notons que l'interférence entre les cases fréquentielles dans les spectres détectés par PD<sub>1</sub> et PD<sub>2</sub> sont dues à la réponse des encodeurs/décodeurs qui diffère de la réponse carré idéale. La puissance de ces interférences est faible par rapport au signal et peut être négligée. Dans un montage expérimental, un léger ajustement de la valeur de  $\alpha$  permet de compenser ces légères imperfections afin de minimiser le bruit à la réception.

### Cas général

Nous venons de voir que dans le cas particulier ci-dessus, il est possible d'obtenir un signal de moyenne nulle lorsque des interférents sont actifs, et ce, peu importe leur nombre. Dans ce paragraphe, nous allons étudier un cas plus général pour mon-



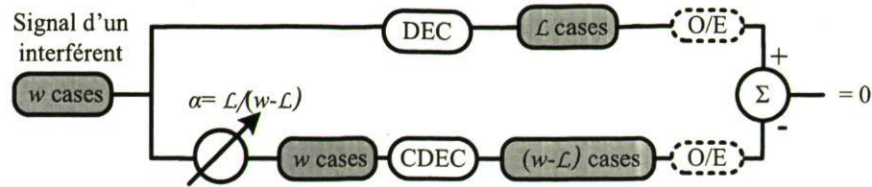


FIGURE 1.5 – Fonctionnement du système de décodage dans un cas général lorsque les valeurs de  $L, w$  et  $\mathcal{L}$  sont constantes pour tous les codes des différents usagers

trier que la structure présentée à la figure 1.2 fonctionne également.

Nous présentons à la figure 1.5 une structure identique à celle présentée à la figure 1.2, mais pour le cas général. Les boîtes grises correspondent au nombre de cases fréquentielles résiduelles dues au signal de l'interférent à différents points du système de détection. La valeur de l'atténuateur  $\alpha$  est fixée selon (1.3). On voit que dans le bras du DEC, il ne reste que  $\mathcal{L}$  cases fréquentielles puisque nous avons une corrélation croisée fixe et égale à  $\mathcal{L}$ . Dans le bras du CDEC, le nombre de cases restantes après le filtrage optique dû au CDEC est égale à  $w - \mathcal{L}$ . En effet, les cases fréquentielles apparaissant dans le bras du DEC après filtrage de celui-ci n'apparaissent pas dans le bras du CDEC après filtrage et vice-versa. Ceci est bien évidemment relié au fait que les réponses spectrales du DEC et du CDEC sont orthogonales. En mettant cela en équation, nous avons :

$$\begin{aligned}
 \text{Signal photodiode balancée} &= \mathcal{L} - \alpha \times (w - \mathcal{L}) \\
 &= \mathcal{L} - \frac{\mathcal{L}}{w - \mathcal{L}} \times (w - \mathcal{L}) \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

Cependant, il est impératif de respecter les conditions suivantes :

- la longueur du code  $L$  est constante pour tous les usagers,
- le poids du code  $w$  est constant pour tous les usagers,
- la corrélation croisée  $\mathcal{L}$  est constante pour tous les usagers.

En respectant ces conditions, la valeur de  $\alpha$  est fixée à :

$$\alpha = \frac{\mathcal{L}}{w - \mathcal{L}}. \tag{1.3}$$

En appliquant (1.3) à l'exemple précédent, nous voyons que nous retrouvons bien une valeur de  $\alpha$  qui est égale à  $1/2$  lorsque  $\mathcal{L} = 7$  et  $w = 3$ .

On voit ainsi clairement que si l'on respecte ces trois conditions, une structure basée sur une photodiode balancée permet de détecter un signal SAC-OCDMA. Après

avoir présenté le principe de fonctionnement général de l'encodage et du décodage d'un signal SAC-OCDMA, nous allons présenter les différents types de bruits qui affectent les performances d'un système optique utilisant des sources à large bande.

## 1.2 Bruit en SAC-OCDMA incohérent

Cette section se consacre à l'explication des bruits que l'on observe lors de la détection d'un signal incohérent. Nous allons décrire les trois bruits principalement observés dans les systèmes utilisant des sources incohérentes soit :

- le bruit thermique,
- le bruit de grenaille,
- le bruit d'intensité.

Nous allons voir que c'est le bruit d'intensité qui limite ultimement les performances des systèmes.

On rappelle ici la formule donnant le photocourant  $I$  généré par un signal optique de puissance  $P$  après photodétection :

$$I = \frac{\eta e}{h\nu} P = \mathcal{R}P, \quad (1.4)$$

avec  $\eta$  le rendement quantique,  $e$  la charge de l'électron en [C],  $h$  la constante de Planck [J.S] et  $\nu$  la fréquence optique du signal en [Hz]. On définit  $\mathcal{R}$  en [A/W] la responsivité du photodétecteur. La photodiode intègre souvent un amplificateur transimpédance dont le but est de convertir le photocourant  $I$  généré en une tension  $V$  telle que :

$$V = G_{PD} \times I, \quad (1.5)$$

avec  $G_{PD}$  le gain de l'amplificateur transimpédance en [V/A].

Le processus de transformation d'une puissance lumineuse en une tension est décrit graphiquement à la figure 1.6. Il est important de noter que dans notre analyse nous considérons toutes ces transformations comme linéaires. Cela implique que toutes les variations de la puissance optique  $P$  seront repercutées linéairement sur le photocourant  $I$  et la tension  $V$ . Nous utiliserons une barre supérieure ( $\bar{V}$  par exemple) lorsque l'on voudra désigner la valeur moyenne de la tension. Dans le cas contraire, cela désignera la variable aléatoire.



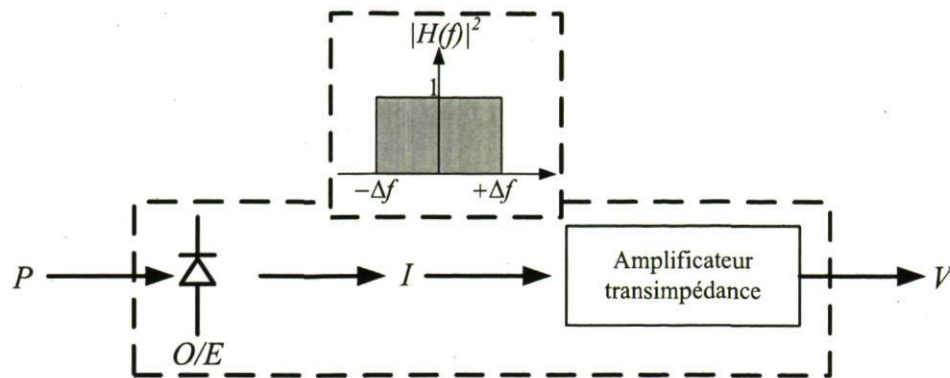


FIGURE 1.6 – Schéma de principe de la conversion d'une puissance optique  $P$  vers une tension  $V$  à l'aide d'un photodétecteur intégrant un amplificateur transimpédance

$P$  : puissance optique,  $O/E$  conversion optique électrique à l'aide d'une photodiode,  $I$  : photocourant généré par la photodiode,  $V$  : tension à la sortie de la photodiode,  $|H(f)|^2$  est la réponse en fréquence normalisée du détecteur

Dans le reste de cette section, nous donnerons les expressions du bruit en terme de tension puisque c'est ce que nous mesurons concrètement au laboratoire sur un oscilloscope. Nous considérons, sauf indication contraire, également un système de détection idéal avec une réponse en fréquence  $|H(f)|^2$  carrée et normalisée de largeur  $\Delta f$  comme nous pouvons le voir sur la figure 1.6

### 1.2.1. Bruit thermique

Ce bruit est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode. Il suit une statistique gaussienne [15]. Ce bruit introduit une variance  $\sigma_{TH}^2$  sur la tension à la sortie du photodétecteur :

$$\sigma_{TH}^2 = 4k_B T \frac{\Delta f}{R} \times G_{PD}^2, \quad (1.6)$$

avec  $k_B$  la constante de Boltzmann en  $[J.K^{-1}]$ ,  $T$  la température en  $[^\circ K]$ ,  $\Delta f$  la bande passante du récepteur en  $[Hz]$  et  $R$  la résistance de charge du système de photodétection en  $[\Omega]$ . La puissance de ce bruit ne varie pas avec la tension moyenne  $\bar{V}$ . Il est donc le bruit dominant à basse tension et donc à basse puissance optique.

### 1.2.2. Bruit de grenaille (*shot noise*)

Ce bruit est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il obéit à une statistique de Poisson [15]. La variance  $\sigma_{SN}^2$  de ce bruit



poissonien est définie par :

$$\sigma_{\text{SN}}^2 = e \cdot \Delta f \cdot \bar{V} \times G_{\text{PD}}. \quad (1.7)$$

La puissance de ce bruit est proportionnelle à la tension moyenne  $\bar{V}$  et augmente donc de manière linéaire en fonction de la puissance optique reçue.

### 1.2.3. Bruit d'intensité

Ce bruit est dû à la nature quadratique de la détection. En effet, un photodétecteur fait la somme globale de tous les champs électriques présents et met le résultat de cette somme au carré. Or, le signal émis par une source thermique large bande est la sommation d'une infinité de champs électriques dont l'amplitude et la phase sont aléatoires. Cela engendre des fluctuations aléatoires sur la valeur de  $V$  puisque des termes de battement entre les différentes composantes fréquentielles sont créés.

Puisque ce phénomène est de nature quadratique, il est important de noter que la puissance de ce bruit est proportionnelle au carré de la tension  $\bar{V}$ . Il sera donc le bruit dominant à haute puissance optique c'est-à-dire lorsque la tension  $\bar{V}$  sera élevée.

Ici, il est important de faire un point sur les sources de bruits que nous avons vues :

- le bruit thermique dont la puissance est constante par rapport à  $\bar{V}$ ,
- le bruit de grenaille dont la puissance varie linéairement par rapport à  $\bar{V}$ ,
- le bruit d'intensité dont la puissance varie linéairement par rapport à  $\bar{V}^2$ .

On voit clairement que dès que la puissance optique moyenne  $\bar{P}$  (et donc  $\bar{V}$ ) augmentera le bruit d'intensité sera le bruit dominant.

On remarque également que le bruit d'intensité, puisqu'il est proportionnel à  $\bar{V}^2$ , augmentera aussi rapidement que la puissance du signal utile. Il en résulte une saturation des performances puisque même en augmentant la puissance optique reçue les performances ne s'amélioreront pas. Cette saturation des performances se traduit par l'apparition d'un plancher dans les courbes de taux d'erreur (*BER floor*).

Sachant que nous cherchons la limite supérieure des performances, nous négligerons l'effet du bruit thermique et du bruit de grenaille dans la suite de ce manuscrit. Notre objectif sera de prédire la valeur de ce plancher de taux d'erreur afin de

connaître où se situe cette limite et quels sont les paramètres qui permettent de la repousser afin d'obtenir un système plus performant.

La *pdf* permettant de décrire les statistiques de la variable aléatoire  $V$  se réduit alors à [16] :

$$f(V) = \begin{cases} 0, & \text{si } V \leq 0 \\ \left(\frac{\gamma}{\bar{V}}\right)^\gamma \cdot \frac{V^{\gamma-1} \exp(-V\gamma/\bar{V})}{\Gamma(\gamma)}, & \text{si } V \geq 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

où  $\Gamma$  est la fonction *gamma* classique,  $\bar{V}$  la tension moyenne. La valeur de  $\gamma$  est définie par :

$$\gamma = m \cdot \mathcal{M} \quad (1.9)$$

où  $\mathcal{M}$  est sans unité et est égale au rapport signal sur bruit d'intensité et  $m$  vaut 1 si le signal est polarisé et 2 s'il ne l'est pas. En effet, si les polarisations sont alignées ( $m = 1$ ), l'efficacité du processus de battement est maximale et par conséquent le niveau du bruit d'intensité est également maximal. À l'inverse, si l'état de polarisation est aléatoire ( $m = 2$ ), la probabilité que deux polarisations soient alignées est plus faible. L'efficacité du processus de battement est donc réduite, ce qui diminue le bruit d'intensité. Dans notre cas, puisque l'on néglige les autres sources de bruits (thermique et grenaille), le facteur  $\gamma$  est tout simplement le rapport signal à bruit.

Nous présentons à la figure 1.7 quelques exemples de  $f(V)$  pour différentes valeurs de  $\gamma$  tout en conservant la valeur de  $\bar{V}$  constante et égale à 1. On voit que plus la valeur de  $\gamma$  est élevée, plus la variance de  $f(V)$  est faible. Puisque la valeur de  $\gamma$  est le rapport signal, une augmentation de celle-ci entraîne une diminution du bruit.

Nous allons voir maintenant comment calculer la valeur de  $\gamma$ . Nous détaillerons deux cas. Le premier sera le cas où le spectre a une forme carré et la réponse en fréquence  $|H(f)|^2$  du détecteur est carrée. Puis, nous verrons comment effectuer ce calcul lorsque le spectre et  $|H(f)|^2$  sont quelconques. Ces deux exemples nous permettront de mieux comprendre les paramètres qui influencent la valeur de  $\gamma$ .

Il est à noter que pour la suite de notre analyse, nous fixons la valeur de  $\eta$  et de  $G_{PD}$  égale à 1 pour ne pas alourdir les expressions mathématiques. Ceci n'a aucune influence sur la validité du résultat car les processus permettant de passer de la puissance optique  $P$  à une tension  $V$  sont linéaires. De plus, la valeur du facteur



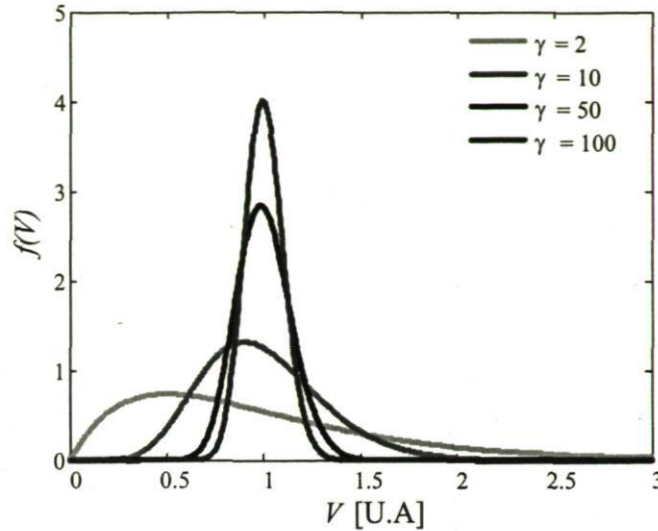


FIGURE 1.7 – Fonction  $f(V)$  pour différentes valeurs de  $\gamma$  avec  $\bar{V} = 1$

$\gamma$  est un rapport de puissance et est sans unité, ce qui implique que les coefficients apparaissent de manière identique au numérateur et au dénominateur. Ils s'annulent ainsi deux à deux.

### Spectre et $|H(f)|^2$ carrés

Nous considérons un spectre ayant une densité spectrale telle que :

$$F(\nu) = \begin{cases} A, & \text{si } \nu \in \left[ \nu_{\text{centre}} - \frac{\Delta\nu}{2}, \nu_{\text{centre}} + \frac{\Delta\nu}{2} \right] \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.10)$$

La représentation graphique de  $F(\nu)$  est présentée à la figure 1.8 (a). La puissance optique  $\bar{P}$  de ce signal est égale à  $A\Delta\nu$ . Donc la tension  $\bar{V}$  est aussi égale à  $A\Delta\nu$  ( $\eta = 1$  et  $G_{\text{PD}} = 1$ ). On en conclut que la puissance électrique de ce signal est proportionnelle à  $A^2\Delta\nu^2$ .

La forme de la densité spectrale du bruit d'intensité  $PSD_{\text{IN}}(f)$  est donnée par l'autocorrélation de la densité de puissance du spectre  $F(\nu)$  [17]. Puisque que  $F(\nu)$  a une forme carrée, nous avons  $PSD_{\text{IN}}(f)$  qui est de forme triangulaire comme nous pouvons le voir sur la figure 1.8 (b). Ce triangle a une base de largeur égale à  $2\Delta\nu$ . La hauteur du pic d'autocorrélation vaut  $A^2\Delta\nu$ . Une représentation graphique de  $PSD_{\text{IN}}(f)$  est donnée à la figure 1.8 (b). Sachant que nous avons une réponse en fréquence  $|H(f)|^2$  carrée de largeur  $\Delta f$ , une partie du bruit d'intensité est hors de



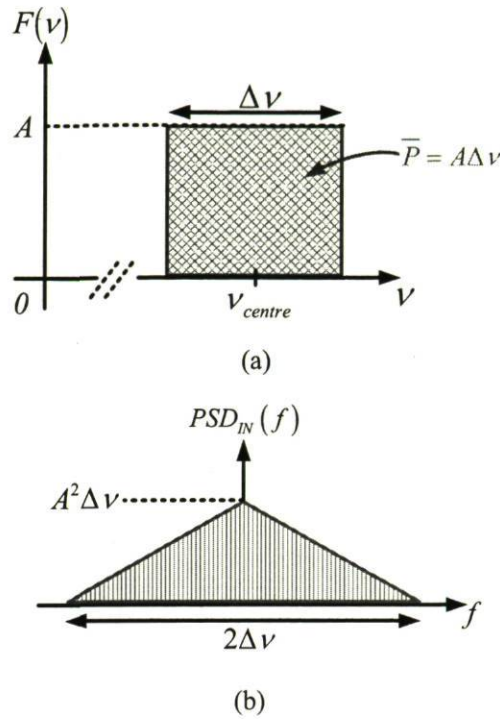


FIGURE 1.8 – a) Tranche spectrale carrée de largeur  $\Delta\nu$  et b) densité spectrale de puissance du bruit d'intensité ( $PSD_{IN}(f)$ ) résultante

la bande passante du détecteur comme nous pouvons le voir sur la figure 1.9. On peut alors en déduire par un simple calcul trigonométrique la valeur de  $\gamma$  qui est le rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit :

$$\gamma = m \cdot \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit}}$$

$$\gamma = m \cdot \frac{A^2\Delta\nu^2}{A^2\Delta\nu^2 - (\Delta\nu - \Delta f) A^2\Delta\nu \frac{(\Delta\nu - \Delta f)}{\Delta\nu}}$$

$$\gamma = m \cdot \frac{\Delta\nu^2}{\Delta\nu^2 - (\Delta\nu - \Delta f)^2} \tag{1.11}$$

$$\gamma = m \cdot \frac{\Delta\nu^2}{2\Delta\nu\Delta f - \Delta f^2}$$

$$\gamma = m \cdot \frac{\Delta\nu^2}{\Delta f (2\Delta\nu - \Delta f)}$$

De plus si  $\Delta\nu \gg \Delta f$ , on obtient :

$$\gamma = m \cdot \frac{\Delta\nu}{2\Delta f} \quad (1.12)$$

Les équations (1.11) et (1.12) correspondent bien aux résultats donnés en [18].

On peut déjà remarquer quelque chose d'intéressant. Plus la valeur de  $\Delta\nu$  sera élevée, plus la valeur de  $\gamma$  augmentera ce qui entraînera une amélioration des performances. À l'inverse, plus la valeur de  $\Delta f$  sera élevée, plus la valeur de  $\gamma$  diminuera ce qui entraînera une dégradation des performances. On peut également voir que l'utilisation de signal non polarisé ( $m = 2$ ) entraîne une amélioration de 3 dB sur le facteur  $\gamma$ . On privilégiera donc l'utilisation de composants ne nécessitant pas de contrôle de la polarisation pour bénéficier de cette amélioration. Après avoir vu ce cas simple, voyons maintenant comment effectuer le calcul de  $\gamma$  dans un cas plus général.

### Spectre et $|H(f)|^2$ quelconques

Ici nous considérons des formes de spectres et de réponses en fréquences quelconques. La technique de calcul du facteur  $\gamma$  est donné par [3] :

$$\gamma = \frac{\overbrace{\left( \int_{-\infty}^{+\infty} F(\nu) d\nu \right)^2}^{\text{puissance du signal}}}{\underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} F(\nu) F(\nu + f) d\nu \right) \cdot |H(f)|^2 df}_{\text{opération équivalente à celle de la figure 1.9}}} \quad (1.13)$$

Le principe de calcul pour un spectre avec une densité spectrale quelconque reste le même. La valeur de la puissance du signal est obtenue en effectuant l'intégrale de la densité spectrale  $F(\nu)$  sur tout le spectre. On calcule la densité spectrale de bruit  $PSD_{IN}$  en effectuant l'autocorrélation du spectre comme dans le cas précédent. On multiplie le résultat de cette opération par la fonction de transfert normalisée du filtre électrique  $|H(f)|^2$  afin d'obtenir la puissance du bruit. On peut alors en déduire la valeur de  $\gamma$ .

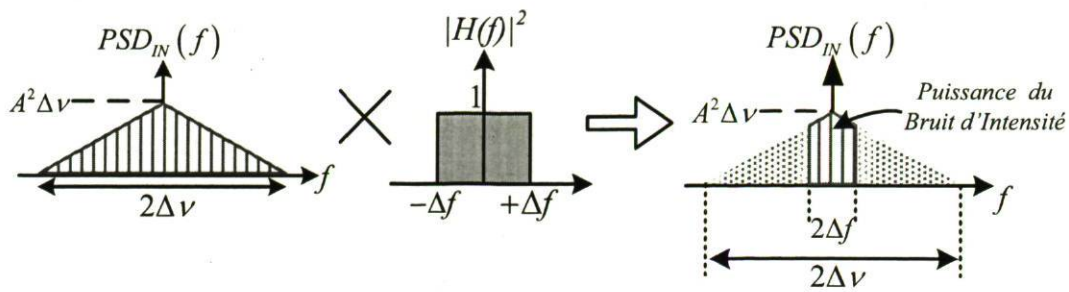


FIGURE 1.9 – Calcul de la puissance du bruit d'intensité pour un spectre et une fonction  $|H(f)|^2$  carrés

Malheureusement, contrairement à ce que nous venons de présenter dans la sous section précédente, il n'existe pas de solution analytique générale pour le calcul de la valeur de  $\gamma$  pour une densité spectrale quelconque et une réponse en fréquence du détecteur quelconque. Il faudra donc effectuer le calcul de la valeur  $\gamma$  de manière numérique avec (1.13).

#### 1.2.4. Conclusion

Nous venons de décrire les différentes sources de bruits qui peuvent être observées lorsque l'on utilise des sources incohérentes.

Le bruit d'intensité est LA limitation fondamentale des systèmes utilisant des sources incohérentes. Comme nous venons de le voir, une saturation du rapport signal à bruit apparaît et ce même si on augmente la puissance optique reçue. La technique du SAC-OCDMA incohérent sera elle aussi bien évidemment limitée par le bruit d'intensité. On ne peut pas s'en affranchir, mais certains choix et techniques permettent de réduire son effet. L'évaluation de ces choix et de ces techniques ainsi que leurs validations expérimentales sont les objectifs de cette thèse. Nous allons voir dans la suite de ce document que nous avons évalué et testé expérimentalement l'influence sur le bruit d'intensité de plusieurs points :

- les caractéristiques de la famille code choisie (voir section 1.3 et chapitre 3),
- le choix de la technologie utilisée pour l'encodage/décodage (voir section 1.4 et chapitre 3),
- la forme de la réponse spectrale des ENC, DEC et CDEC en se fixant des limites expérimentales raisonnables (voir chapitre 2 et chapitre 3),
- l'utilisation d'amplificateur optique à base de semiconducteur (chapitre 4 et



chapitre 5).

Dans un premier temps, nous allons nous pencher sur les différents codes possibles pour le SAC-OCDMA et sur les propriétés à prendre en considération pour limiter au maximum le bruit d'intensité. Puis nous continuerons avec la présentation des différentes technologies possibles pour effectuer l'encodage afin de faire le meilleur choix. Notre choix concernant la technologie envisagée sera exposée à la fin du chapitre puis développée plus en détail au chapitre 2.

## 1.3 Les codes SAC-OCDMA

Nous débuterons avec la présentation des différents paramètres nécessaires pour définir un code. Nous poursuivrons avec la présentation de différents codes utilisables pour le SAC-OCDMA avant d'indiquer notre choix d'une famille de code. Pour conclure, nous optimiserons le choix d'une permutation du code afin de maintenir des niveaux de performances identiques pour tous les usagers.

### 1.3.1. Paramètres utilisés dans les codes

Cette section est utile pour définir quelques paramètres utilisés fréquemment lorsque l'on parle d'un code. Les paramètres que nous allons présenter sont les suivants :

- la longueur du code ( $L$ )
- le poids du code ( $w$ )
- la corrélation croisée ( $\mathcal{L}$ )
- la cardinalité ( $\zeta$ )

Nous ferons souvent référence à une famille de codes en la désignant par son nom et l'ensemble  $(L, w, \mathcal{L})$  ou de manière plus précise  $(L, w, \mathcal{L}, \zeta)$ .

#### **Longueur ( $L$ )**

La longueur du code dans ce manuscrit est notée  $L$ . Il s'agit du nombre de « 1 » et de « 0 » qui se retrouve dans un code. Pour la famille de codes de la table 1.1, la longueur  $L$  a la valeur 7. Dans ce manuscrit, nous ne considérons que des familles de codes ayant une longueur constante.

	1	2	3	4	5	6	7
Code #1	0	1	0	1	0	1	0
Code #2	1	0	0	1	1	0	0
Code #3	0	0	1	1	0	0	1
Code #4	1	1	1	0	0	0	0
Code #5	0	1	0	0	1	0	1
Code #6	1	0	0	0	0	1	1
Code #7	0	0	1	0	1	1	0

TABLE 1.1 – BIBD de longueur  $L = 7$ **Poids ( $w$ )**

Le poids du code noté  $w$  dans ce manuscrit, est simplement le nombre de « 1 » contenu dans le code. Dans l'exemple de la table 1.1  $w$  vaut 3 et est constant pour n'importe quel code.

**Correlation croisée ( $\mathcal{L}$ )**

La corrélation croisée désignée par  $\mathcal{L}$  dans ce manuscrit, est la somme du résultat d'une opération logique AND entre deux codes différents pris parmi une famille de codes. De façon plus explicite, on peut dire que c'est le nombre de « 1 » en commun à la même position entre deux codes différents. Une définition plus mathématique serait ainsi faite en posant  $x_{i,j}$  la valeur du  $j^{\text{ème}}$  bit dans le  $i^{\text{ème}}$  code.  $x_{i,j}$  vaut soit 1 ou 0. Le résultat de la corrélation croisée entre le  $i^{\text{ème}}$  et le  $k^{\text{ème}}$  code sera calculé de la façon suivante :

$$\mathcal{L}_{i,k} = \sum_{j=1}^L x_{i,j} \cdot x_{k,j} \quad i \neq k \quad \text{avec} \quad x_{i,j} \quad \text{et} \quad x_{k,j} \in [0,1] \quad (1.14)$$

L'équation (1.14) peut aussi se voir comme un produit scalaire de deux vecteurs représentant les deux codes différents tel que :

$$\mathcal{L}_{i,k} = \left( x_{i,1} \quad x_{i,2} \quad \cdots \quad x_{i,j-1} \quad x_{i,j} \right) \times \begin{pmatrix} x_{k,1} \\ x_{k,2} \\ \vdots \\ x_{k,j-1} \\ x_{k,j} \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

Par exemple, à la table 1.1, si nous calculons le produit scalaire de n'importe quelle

combinaison de deux codes différents parmi la famille, nous observons qu'il n'y a qu'un seul bit « 1 » en commun. Donc  $\mathcal{L} = 1; \forall j \neq k$  pour la famille de codes de la table 1.1. Comme nous l'avons mentionné à la section 1.1.2, nous ne considérons que les familles de codes ayant une corrélation croisée  $\mathcal{L}$  constante pour qu'elles soient compatibles avec l'utilisation d'une détection balancée.

### Cardinalité ( $\zeta$ )

La cardinalité  $\zeta$  est tout simplement le nombre d'utilisateurs maximum qu'un code peut supporter. En reprenant encore une fois l'exemple de la table 1.1, on voit que la cardinalité  $\zeta$  est égale à sept puisque nous avons sept codes disponibles. Ce paramètre est important, car lors du choix d'une famille de code, il faut s'assurer que  $\zeta$  soit la plus élevée possible et, autant que faire ce peut, égale ou supérieure à la longueur  $L$  du code.

### Conclusion

Comme nous l'avons vu à la section 1.1, il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SAC-OCDMA :

- avoir une longueur  $L$  constante pour tous les codes de la famille,
- avoir un poids  $w$  constant pour tous les codes de la famille,
- avoir une corrélation croisée  $\mathcal{L}$  constante pour tous les codes de la famille.

Tous les codes présentés dans la section suivante respectent ces trois conditions essentielles.

### 1.3.2. Les différents codes disponibles en SAC-OCDMA

Nous présenterons les codes SAC-OCDMA proposés dans la littérature. Nous précisons pour chaque code la longueur  $L$ , le poids  $w$ , la corrélation croisée  $\mathcal{L}$ , la cardinalité  $\zeta$  ainsi que la plage d'existence. Nous rappelons que tous les codes présentés dans cette section ont une longueur  $L$ , un poids  $w$  et une corrélation croisée  $\mathcal{L}$  constants pour tous les codes de la famille.

#### *m*-sequence ( $2^p - 1, 2p, p, 2^p - 1$ )

Les *m*-sequences existent pour tout nombre  $p$  entier. La technique utilisée pour



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

TABLE 1.2 – Code  $m$ -sequence pour  $p = 4$  ( $L = 15, w = 8, \mathcal{L} = 4, \zeta = 15$ )

$L$	$w$	$\mathcal{L}$	$\zeta$
$2^p - 1$	$2p$	$p$	$2^p - 1$

TABLE 1.3 – Caractéristiques des codes  $m$ -sequence

générer les codes  $m$ -sequence est présentée entre autres en [19]. Nous présentons à la table 1.2 un exemple de code  $m$ -sequence supportant 15 usagers ( $p = 4$ ). La table 1.3 présente les propriétés des codes  $m$ -sequence. La famille de code  $m$ -sequence est générée par la rotation cyclique d'un code de base. C'est-à-dire que le code  $i + 1$  sera le code  $i$  décalé par rotation circulaire vers la droite d'un bit. Un aspect intéressant de ce code est que la longueur du code  $L$  est égale à la cardinalité  $\zeta$ , c'est-à-dire que la matrice est carrée.

On observe via la table 1.2 une propriété particulière qui est que la transposée de la colonne  $i$  correspond à la rangée  $L + 1 - i$  mais prise de droite à gauche. Il en découle que la transposée de chaque colonne est un code que l'on retrouve sur une ligne, mais en partant de la droite pour aller vers la gauche (voir colonne #2 avec code #14) et donc que chaque colonne contient le même nombre de « 1 ».

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Code #1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
Code #2	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0
Code #3	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
Code #4	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0
Code #5	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
Code #6	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
Code #7	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
Code #8	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
Code #9	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1

TABLE 1.4 – Code MQC pour  $p = 3$  ( $L = 12, w = 5, \mathcal{L} = 1, \zeta = 9$ )

$L$	$w$	$\mathcal{L}$	$\zeta$
$p^2 + p$	$p + 1$	1	$p^2$

TABLE 1.5 – Caractéristiques des codes MQC

### Modified Quadratique Congruence ( $p^2 + p, p + 1, 1, p^2$ )

Les codes MQC existent pour tout nombre premier  $p$ . La technique utilisée pour générer les codes MQC est présentée dans [20]. Nous présentons à la table 1.4 un exemple de code MQC supportant neuf usagers ( $p = 3$ ). La table 1.5 présente les propriétés des codes MQC. On remarque ici que le nombre de « 1 » contenu dans une colonne de la table 1.4 est constant et égal à 3, c'est-à-dire la valeur de  $p$ . On note également que dans cette famille de code, la cardinalité  $\zeta$  est inférieure à la longueur  $L$  (i.e. la matrice n'est pas carrée). Sachant que  $p$  est un nombre premier et que  $\zeta = p^2$ , on note que premier code utilisable<sup>1</sup> est celui présenté à la table 1.4. Le suivant ( $p = 5$ ) donnerait une longueur  $L = 30$  pour 25 usagers. Bref, la plage de choix de longueur de code est faible.

### Modified Frequency-Hopping code ( $q^2 + q, q + 1, 1, q^2$ )

La technique utilisée pour générer les codes Modified Frequency-Hopping (MFH) est présentée dans [21]. Les codes MFH existent pour  $q$  tel que  $q$  soit une puissance première. C'est-à-dire que  $q = p^n$ , avec  $p$  nombre premier et  $n$  nombre entier supé-

1.  $p = 1$  n'est pas viable comme solution pour un système

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Code #1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
Code #2	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0
Code #3	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
Code #4	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
Code #5	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
Code #6	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
Code #7	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
Code #8	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
Code #9	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1

TABLE 1.6 – Code MFH pour  $q = 3$  ( $L = 12, w = 4, \mathcal{L} = 1, \zeta = 9$ )

$L$	$w$	$\mathcal{L}$	$\zeta$
$q^2 + q$	$q + 1$	1	$q^2$

TABLE 1.7 – Caractéristiques des codes MFH

rieur à 0. Nous présentons à la table 1.6 un exemple de code MFH supportant neuf usagers ( $q = 3$ ). La table 1.7 présente les propriétés des codes MFH. On remarque que la cardinalité, le poids, la corrélation croisée et la longueur sont identiques à la famille de codes MQC. En fait, les codes MFH sont une extension des codes MQC mais pour n'importe quelle puissance première  $q = p^n$ . Cela permet un plus large choix quant à la longueur du code (et donc du nombre d'utilisateurs).

### Balanced Incomplete Block Diagram ( $q^2 + q + 1, q + 1, 1, q^2 + q + 1$ )

La technique utilisée pour générer les codes BIBD est présentée dans [21]. Les BIBD existent si  $q$  est une puissance première. Ceci signifie que  $q = p^n$ , avec  $p$  nombre premier et  $n$  nombre entier supérieur à 0. Nous présentons à la table 1.8 un exemple de code BIBD supportant 13 codes ( $q = 3$ ). La table 1.9 présente les propriétés des codes BIBD. Cette famille de code regroupe deux avantages qui sont :

- une plage d'existence étendue (comme les codes MFH)
- une cardinalité  $\zeta$  égale à la longueur  $L$

Après avoir vu les différentes caractéristiques propres à chacun des codes et en s'appuyant sur les résultats connus dans la littérature, nous allons sélectionner une



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

TABLE 1.8 – Code BIBD ( $L = 13, w = 4, \mathcal{L} = 1, \zeta = 13$ )

$L$	$w$	$\mathcal{L}$	$\zeta$
$q^2 + q + 1$	$q + 1$	1	$q^2 + q + 1$

TABLE 1.9 – Caractéristiques des codes BIBD

famille de code permettant de minimiser le bruit d'intensité.

### 1.3.3. Performance des codes face au bruit d'intensité

Le premier montage SAC-OCDMA du laboratoire utilisait des codes  $m$ -sequence de longueur  $L = 15$  [22, 23]. Ce montage, bien que fonctionnel, présentait des performances limitées par le bruit d'intensité dès que deux usagers étaient actifs dans le système pour un taux de transmission de 155 Mbps. En effet, pour les codes  $m$ -sequence, la valeur de la corrélation croisée  $\mathcal{L}$  vaut la moitié du poids  $w$  et il a été clairement établi en [3], que plus la valeur de  $\mathcal{L}$  est élevée et plus le bruit d'intensité limitera les performances. En ce sens, le meilleur choix pour un code est d'avoir comme propriété  $\mathcal{L} = 1$ .<sup>2</sup>

2. La solution  $\mathcal{L} = 0$  n'est pas possible car ce n'est plus un système basé sur le SAC-OCDMA mais simplement un système WDM où les canaux sont orthogonaux entre eux.

Il est aussi important d'avoir une bonne souplesse quant au choix de la longueur  $L$  du code. Une vaste plage d'existence est essentielle pour pouvoir adapter le système aux besoins changeants d'un réseau. Une autre propriété attirante serait d'avoir des valeurs de  $L$  qui soient des puissances de 2 pour permettre une bonne compatibilité avec les réseaux existants.

La ratio  $\zeta/L$  doit être le plus élevé possible puisque l'intérêt du OCDMA est de permettre potentiellement d'accommoder plus d'utilisateurs que le nombre de tranches spectrales afin de se démarquer des systèmes WDM où l'on a toujours une longueur d'onde par canal ( $\zeta/L=1$ ). En réalité, ce critère n'est pas le seul à prendre en compte et il doit être examiné en parallèle avec l'efficacité spectrale  $\mathcal{E}$  qui est définie par :

$$\mathcal{E} = \frac{\zeta \cdot T_{\text{transmission}}}{\Delta\nu}, \quad (1.16)$$

avec  $\zeta$  le nombre d'utilisateurs,  $T_{\text{transmission}}$  le taux de transmission en [bit/s] et  $\Delta\nu$  la bande optique totale utilisée pour l'encodage en [Hz]. La valeur de  $\mathcal{E}$  en [bit/s/Hz] permet de comparer l'efficacité d'occupation de la bande optique suivant les types de codes pour un BER donné. Des simulations pour différents types de codes SAC-OCDMA sont présentées en [13] par Rochette et al. . La famille de code MFH n'est pas considérée, mais puisque ceux-ci ont les mêmes caractéristiques que les MQC (longueur, poids, corrélation croisée et cardinalité), ils auront la même efficacité spectrale. Les auteurs montrent que l'efficacité spectrale  $\mathcal{E}$  des codes  $m$ -sequence est nettement plus faible que celle des codes BIBD et MQC. Cela s'explique logiquement par la forte valeur de la corrélation croisée des codes  $m$ -sequence, ce qui engendre un fort bruit d'intensité (voir section 1.3). Rochette et al. concluent également que l'efficacité spectrale des codes BIBD est plus faible que celle des MQC. Pour illustrer ce point, prenons l'exemple de codes MQC de longueur  $p^2 + p$  (voir section 1.3.2.2) et de codes BIBD de longueur  $q^2 + q + 1$  (voir section 1.3.2.4). On examine le cas où  $p = q$ , ce qui implique que le poids  $w$  ( $p + 1$  ou  $q + 1$ ) et la corrélation croisée  $\mathcal{L}$  (1 dans les deux cas) soient égaux dans les deux cas. En revanche, les codes BIBD permettent d'accommoder  $q^2 + q + 1$  usagers et  $p^2$  seulement pour les MQC. L'avantage va donc aux codes BIBD sur ce point. Cependant le nombre de « 1 » contenu dans chaque colonne est de  $q + 1$  pour les BIBD et de  $p$  pour les MQC. Cela implique que pour un même nombre d'utilisateurs actifs, il y aura statistiquement plus de probabilité d'avoir un plus grand nombre de tranches fréquentielles en commun dans le cas des codes BIBD, ce qui générera en moyenne plus de bruit d'intensité.



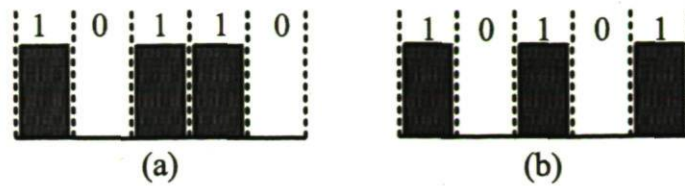


FIGURE 1.10 – Spectres d'un code utilisant des réponses spectrales carrées  
a) pour le code « 10110 » et b) pour le code « 10110 »

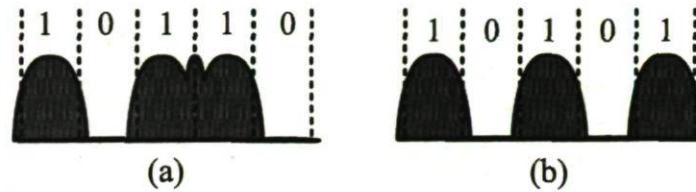


FIGURE 1.11 – Spectres d'un code utilisant des réponses spectrales réelles  
a) pour le code « 10110 » et b) pour le code « 10110 »

Malgré tout, les deux familles de codes offrent des efficacités spectrales similaires puisque la différence d'efficacité spectrale n'est que de 15% environ en faveur des MQC. La plage d'existence devient alors un paramètre décisif. En effet, la famille de codes choisie devra avoir une cardinalité aussi proche que possible d'un multiple de 2 pour pouvoir s'intégrer de manière efficace dans les systèmes déjà déployés. Les codes MFH sont ceux qui respectent le mieux ce critère. Cependant, notre choix s'est porté vers les BIBD malgré une efficacité spectrale légèrement plus faible puisque ce code permet d'accommoder autant d'utilisateurs que de tranches fréquentielles, ce qui rend les résultats obtenus plus facilement comparables aux systèmes *WDM*.

### 1.3.4. Choix judicieux d'une permutation du code

Cette section constitue les efforts de recherche entrepris dans l'AXE 1. Comme nous l'avons vu auparavant, la valeur de la bande optique a une influence immédiate sur les performances (section 1.2.3–page 18). Pour expliquer notre propos, nous prenons deux codes qui ont la même longueur et le même poids mais une distribution des « 1 » différente. Le premier code « 10110 » contient un « 1 » isolé et deux « 1 » successifs. Le deuxième code « 10101 » contient trois « 1 » tous isolés.

Si nous supposons des réponses spectrales idéales et carrées comme sur la figure 1.10, nous voyons facilement que la bande optique utilisée par les deux codes



est identique. Les niveaux de bruit d'intensité et de *MAI* sont alors identiques, ce qui entraîne des performances identiques.

Maintenant, nous prenons les mêmes codes, mais nous nous plaçons dans la situation où les réponses spectrales ne sont pas carrées comme le montre la figure 1.11. Dans ces conditions, la bande optique utilisée par chaque code est différente, ce qui entraîne des niveaux de bruit d'intensité différents et donc des niveaux de performances différents selon le code de l'utilisateur. Nous avons développé un simulateur de taux d'erreur qui permet de quantifier cet effet. Le lecteur pourra trouver des explications détaillées sur le fonctionnement du simulateur à l'Annexe A. Notre but est de trouver une solution afin d'avoir des niveaux de performances identiques pour tous les usagers. Il faudra alors prêter une attention particulière au choix de la permutation de codes que l'on va sélectionner. Pour des longueurs de code faible, ce processus sera assez aisé mais l'opération deviendra complexe dès que la longueur du code augmente. Pour ne pas alourdir le texte, nous avons détaillé dans l'Annexe C la procédure permettant de travailler sur le choix d'une permutation de code.

Pour illustrer ce processus, nous présentons ici un exemple simple. Nous considérons notre code de départ avant optimisation comme celui de la table 1.10. Nous voyons que le code#1 a trois « 1 » successifs, les codes#2, #3, #5 et #6 ont un « 1 » isolé et deux « 1 » successifs et que les codes#4 et #7 n'ont que des « 1 » isolés. D'après ce que nous venons de voir, si nous choisissons cette permutation de code, les niveaux de performance entre les usagers seront différents. Maintenant, si nous permutons simplement la colonne#3 avec la colonne#4, nous ne changeons pas les propriétés du code, mais nous voyons que tous les codes ont un « 1 » isolé et deux « 1 » successifs sauf le code#7. Cette permutation permettra d'avoir des niveaux de performance identiques entre les différents usagers excepté pour l'utilisateur#7 qui aura des performances légèrement inférieures. Dans ce cas, il faut noter qu'aucune permutations ne permet d'avoir un « 1 » isolé et deux « 1 » successifs pour tous les codes.

Nous venons de voir avec un exemple simple qu'une simple permutation de colonne permet d'avoir une distribution identique des « 1 » pour la quasi totalité des codes. Ceci permet de s'assurer que les différents codes présenteront des performances identiques. Nous pouvons également utiliser ce processus d'optimisation d'une manière différente en choisissant volontairement une permutation permettant d'offrir des qualités de service différentes suivant les usagers et ainsi moduler le prix

	1	2	3	4	5	6	7
Code #1	1	1	1	0	0	0	0
Code #2	0	1	0	1	1	0	0
Code #3	0	0	1	1	0	1	0
Code #4	0	0	1	0	1	0	1
Code #5	1	0	0	0	1	1	0
Code #6	0	1	0	0	0	1	1
Code #7	1	0	0	1	0	0	1

TABLE 1.10 – Code BIBD ( $L = 7, w = 3, \mathcal{L} = 1, \zeta = 7$ )

	1	2	3	4	5	6	7
Code #1	1	1	0	1	0	0	0
Code #2	0	1	1	0	1	0	0
Code #3	0	0	1	1	0	1	0
Code #4	0	0	0	1	1	0	1
Code #5	1	0	0	0	1	1	0
Code #6	0	1	0	0	0	1	1
Code #7	1	0	1	0	0	0	1

TABLE 1.11 – Code BIBD ( $L = 7, w = 3, \mathcal{L} = 1, \zeta = 7$ ) après un choix judicieux d'un permutation

en fonction de la qualité de service fournie.

## 1.4 Impact du choix de la technologie utilisée

Dans cette section nous allons voir les différentes technologies qui ont déjà été utilisées pour réaliser des montages SAC-OCDMA incohérents. Cette section va permettre de bien comprendre notre choix en ce qui concerne la technologie utilisée.

### 1.4.1. Encodage avec masque d'amplitude

L'utilisation d'un masque d'amplitude pour effectuer un encodage SAC-OCDMA a été proposée par Zaccarin et al. en 1993. Cependant, comme l'auteur le mentionne



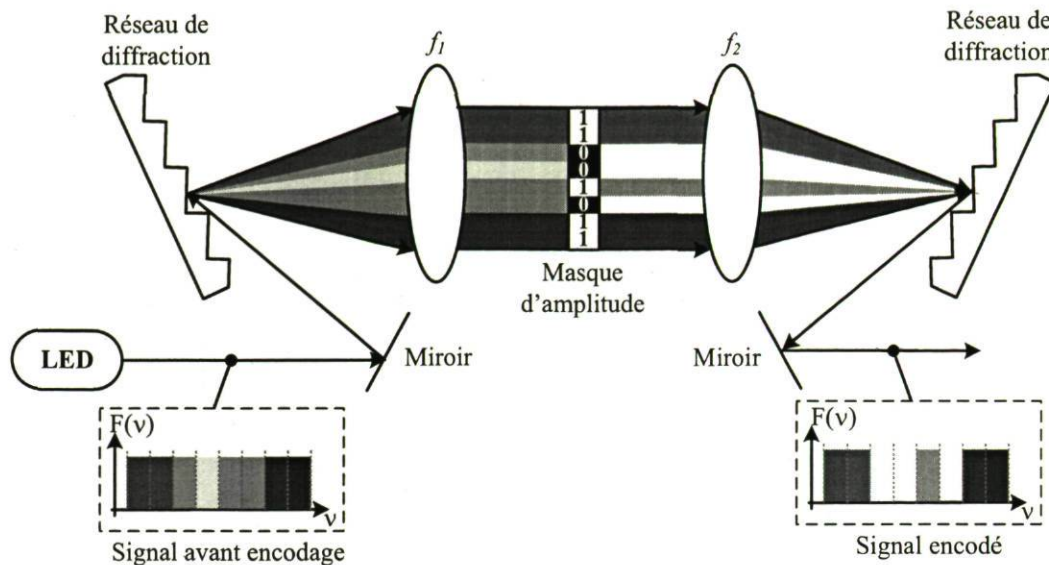


FIGURE 1.12 – Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d’amplitude d’après [6]

dans son article, il s’agit d’une variante de la solution proposée par Salehi et al. en 1990 [6] en utilisant une modulation d’amplitude plutôt qu’une modulation en phase qui elle nécessite une source cohérente. Nous présentons le principe de fonctionnement de cette méthode à la figure 1.12. Le rôle du premier réseau de diffraction est de séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles<sup>3</sup>. Ce réseau est placé au point focal d’une lentille  $f_1$  afin de rejeter le point image à l’infini. Un masque d’amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l’axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulues. Une autre lentille  $f_2$  associée au deuxième réseau de diffraction recombine les composantes spectrales restantes dans la fibre.

Les avantages de cette technique est qu’elle utilise les masques d’amplitude qui permettent une bonne résolution spectrale. En effet, ils permettent de découper le spectre en plusieurs centaines de tranches. Il est alors possible d’implémenter des codes d’une grande longueur. Un autre avantage indéniable est le fait que l’on puisse syntoniser le code spectral. Cette syntonisation se fait par le biais du signal électronique de contrôle du masque d’amplitude.

Les désavantages de cette technique sont :

- la propagation en air libre ce qui implique des alignements optiques précis

3. On peut aussi penser par analogie à l’effet de diffraction obtenu avec un prisme.



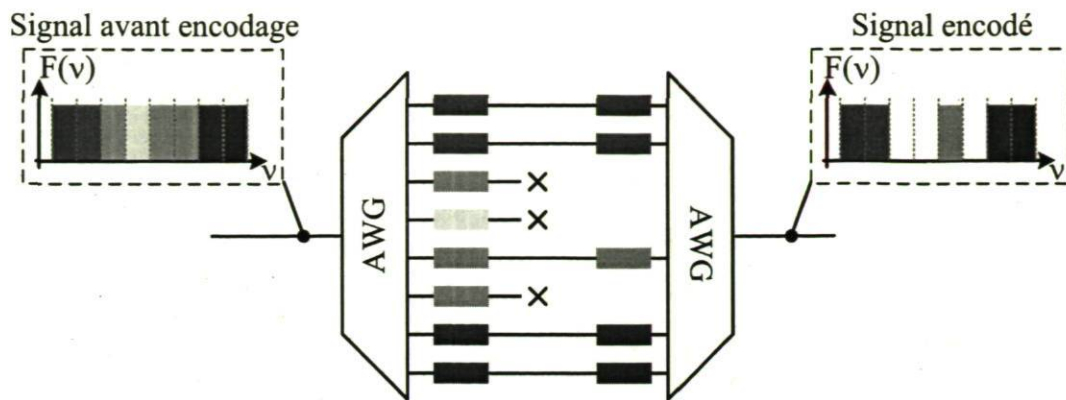


FIGURE 1.13 – Encodage SAC-OCDMA à base d'AWGs

(sensible aux vibrations, aux fluctuations de température, ...)

- l'utilisation des réseaux de diffraction  $\Rightarrow$  coûteux et fragile
- les pertes non négligeables (11 dB selon [24])
- l'encombrement  $\Rightarrow$  miniaturisation difficile

Cette technique est réservée selon nous à un usage plus académique (encombrement, coût, ...). Une démonstration expérimentale de cette technique a été faite par Nguyen et al. [25], mais aucune mesure de taux d'erreur n'a été réalisée. De plus les auteurs indiquent que les réglages et alignement sont délicats avec ce type de montage. Le but du OCDMA étant de réduire les coûts pour les réseaux d'accès, cette technique est extrêmement élégante technologiquement, mais trop complexe pour des réseaux d'accès. Une alternative plus viable est l'utilisation d'AWG, généralement en phosphate d'indium (InP), pour réaliser l'encodage comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

### 1.4.2. Utilisation d'AWG

Le principe est d'utiliser une cascade de deux AWGs  $1 \times N$  comme le montre la figure 1.13. À la sortie de chaque branche du premier AWG, nous retrouvons une tranche spectrale déterminée. En branchant uniquement certaines fibres aux  $N$  entrées du deuxième AWG, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral. Pour obtenir un code ajustable dynamiquement, on peut choisir de connecter les  $N$  sorties du premier AWG avec les  $N$  entrées du second AWG mais en insérant dans chaque branche un atténuateur variable contrôlable électroniquement ou bien encore en intégrant directement ces atténuateurs. Ce type de composants est disponible commercialement

comme par exemple les *ROADM* de la compagnie *NTT* [26] ou ceux de Neophotonics [27]. Ces composants contiennent un *AWG*  $1 \times N$  (démultiplexeur) suivi de  $N$  interrupteurs optique ( $1 \times 2$ ) qui peuvent jouer le rôle d'atténuateurs pour effectuer l'encodage en amplitude et enfin d'un dernier *AWG*  $N \times 1$  (multiplexeur) pour recombinaison des différentes composantes spectrales sur un seul guide d'onde.

Cette technique est intéressante, car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain dans les systèmes *WDM* mais nécessite tout de même deux *AWGs* à l'encodage, des atténuateurs et quatre *AWGs* à la réception. Un autre inconvénient est qu'il est pour le moment difficile d'avoir des *AWGs* avec un interval spectral libre (*ISL*) supérieur à une centaine de gigahertz et que la forme de la réponse spectrale de chaque tranche est optimisée pour les systèmes *WDM*. Cependant, ce problème n'est que purement technologique et peut être résolu par un design optimal pour le SAC-OCDMA.

Une variante de cette technique a été proposée par Yang et al. [28]. Elle consiste à utiliser un routeur *AWG*  $N \times N$  pour profiter des propriétés cycliques de ce genre de composant. Ainsi en ne branchant que certaines des  $N$  sorties à un coupleur  $N \times 1$ , nous obtenons les différents codes sur une seule fibre. Cette technique permet d'encoder  $N$  utilisateurs avec un seul routeur *AWG*  $N \times N$  mais nécessite l'utilisation de codes cycliques. Par exemple, les codes *m*-sequence sont cycliques (voir section 1.3.2.1) et ont été utilisés en [28]. Malheureusement, il a été prouvé en [3] que ces codes de par leur corrélation croisée élevée souffrent de performances rapidement limitées par le bruit d'intensité.

### 1.4.3. Encodage avec Mach-Zehnder et Fabry-Perot

Dans cette sous-section, nous allons voir comment il est possible d'utiliser des composants de types Mach-Zehnder et Fabry-Perot pour réaliser les opérations d'encodage et de décodage nécessaires au fonctionnement d'un système SAC-OCDMA. Cette technique a été proposée par Moller et al. en 1995 [29]<sup>4</sup>. Le principe est assez simple puisqu'il utilise le fait qu'un composant de type Mach-Zehnder ou Fabry-Perot a une réponse spectrale périodique. Cette périodicité constitue le code SAC-

---

4. Le principe de l'encodage utilisant la réponse spectrale des Mach-Zehnder n'est pas récent puisque cette technique était utilisée dans les techniques de capteurs à fibre [30, 31] au début des années 80.



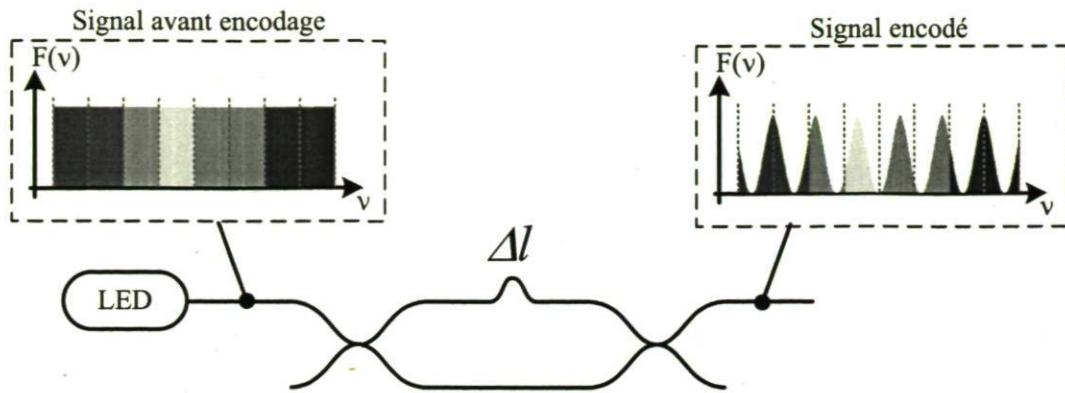


FIGURE 1.14 – Encodage SAC-OCDMA utilisant un interféromètre de Mach-Zehnder

OCDMA, même si celui-ci n'est pas à proprement parlé binaire. Nous allons voir à l'aide de quelques équations comment cette périodicité spectrale apparaît et comment la faire varier.

### Les équations régissant le Mach-Zehnder

Le schéma d'un interféromètre de ce type de composant est présenté à la figure 1.14. On voit qu'une différence de chemin optique  $\Delta l$  est introduite dans un des bras. C'est cette différence de chemin optique qui va déterminer l'intervalle spectral libre (ISL). La transmissivité en fréquence d'un Mach-Zehnder est donnée par :

$$T(v) = \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( 2\pi v \frac{\Delta l \cdot n}{c} \right) \right), \quad (1.17)$$

avec  $n_g$  l'indice de groupe et  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide. On en déduit la valeur de l'ISL :

$$ISL = \frac{c}{\Delta l n_g}. \quad (1.18)$$

Il est possible de faire varier l'ISL simplement en changeant la valeur de la différence de chemin optique  $\Delta l$ .

### Les équations du Fabry-Perot

Comme le montre la figure 1.15, un filtre Fabry-Perot est une cavité de longueur  $l_{cavité}$  ayant deux surfaces réfléchissantes de réflectivité respectives  $r_1$  et  $r_2$ . Ce type de filtre a une réponse périodique spectralement (ISL). L'ISL est égal à :

$$ISL = \frac{c}{2n l_{cavité}} \quad (1.19)$$



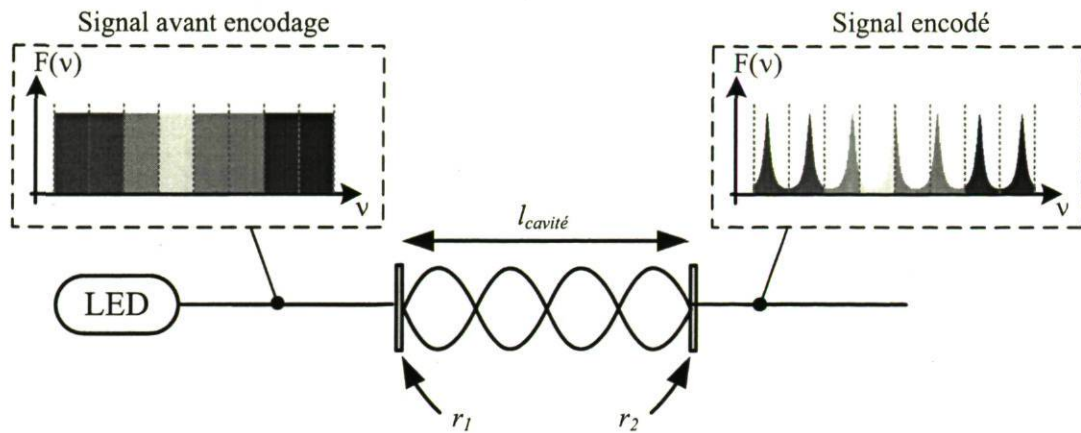


FIGURE 1.15 – Cavité de type Fabry-Perot

La réponse en fréquence de ce type de filtre est donnée par :

$$T = \frac{1}{1 + \mathcal{F} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\nu nl}{c}\right)^2} \quad (1.20)$$

avec

$$\mathcal{F} = \frac{4R}{(1 - R)^2}$$

et

$$R = r_1 \cdot r_2.$$

Dans le cas du filtre Fabry-Perot, on peut faire varier la forme de la réponse spectrale en faisant varier le produit  $r_1 \cdot r_2$  c'est-à-dire la finesse  $\mathcal{F}$ .

Comme nous venons de le voir, ces deux types de composants ont une fonction de transfert périodique en fréquence. C'est dans cette périodicité que réside le codage SAC-OCDMA. Si le récepteur n'est pas ajusté pour avoir la même périodicité spectrale, il ne détectera qu'un signal assimilable à du bruit. Ce genre de composant est facilement intégrable sur un composant planaire pour réduire l'encombrement et le coût. D'après [32], un contrôle actif sur les filtres pour maintenir l' $ISL$  constant ne semble pas nécessaire si on tolère une variation de 0.27% du rapport  $\Delta ISL/ISL$  pour système avec huit usagers actifs transmettant à 155 Mbit/s puisque la courbe de taux d'erreur ne présente pas de plancher de bruit. Si cette condition est respectée une vaste plage de fonctionnement couvrant des températures allant de  $-40^\circ\text{C}$  à  $+80^\circ\text{C}$  est possible. Cette conclusion n'est seulement valide que dans ce cas particulier où l'on utilise des Mach-Zehnder à base de coupleur 3 dB fibrés et de cavités Fabry-Perot en espace libre (*free space*). L'important ici est donc que la variation induite sur

$\Delta l$  ou  $l_{cavité}$  par un changement de température entraîne une faible variation de la valeur de l'ISL. Il aurait été intéressant en [32] de prendre comme référence un système idéal où les ISLs sont identiques, mais avec des performances déjà limitées par le bruit d'intensité (présence de plancher de taux d'erreur). Ceci aurait pu être obtenu simplement en augmentant le taux de transmission ou bien le nombre d'utilisateurs. Il aurait été ainsi plus facile de valider la réelle robustesse du système par rapport à une dérive de l'ILS puisque les performances sont limitées par le bruit d'intensité qui engendre des planchers de taux d'erreur.

Malgré tout, cette technique d'encodage amène des performances rapidement limitées par le bruit d'intensité puisque la bande optique effective est faible de par la forme de la réponse spectrale du Mach-Zehnder et du Fabry-Perot. La portion du spectre en commun entre deux utilisateurs distincts est importante, ce qui amène une forte corrélation croisée et donc une dégradation rapide des performances. Rochette et al. ont confirmé que cette technique donne une efficacité spectrale 5 à 6 fois plus faible que l'utilisation de code MQC ou BIBD.

#### 1.4.4. Utilisation de réseaux de Bragg

Le principe physique d'un réseau de Bragg consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction (du cœur de la fibre dans notre cas) afin de créer des phénomènes d'interférences et ainsi d'obtenir un composant sélectif spectralement. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de réseaux de Bragg comme en [22, 33].

L'avantage de la technologie des réseaux de Bragg fibrés est qu'elle permet de faire des composants :

- avec des réponses spectrales complexes,
- avec des pertes d'insertion réduites,
- compacts puisque inscrits directement dans la fibre,
- accordables (contrainte mécanique ou thermique).

Plus de détails sur les réseaux de Bragg seront présentés au chapitre 2 où nous introduirons le principe physique de ce type de composants, la technique de calcul de la réponse fréquentielle, mais aussi les paramètres permettant de modifier cette



réponse.

### 1.4.5. Conclusion

Après cette revue des différentes techniques déjà étudiées et testées dans la littérature pour effectuer un encodage SAC-OCDMA, nous présenterons ici le choix de la technologie que nous utiliserons.

Nous avons présenté dans un premier temps la méthode à base de réseaux de diffraction, miroirs et lentilles proposée par Salehi et al. pour le SAC-OCDMA [6]. Cette méthode a un inconvénient majeur puisqu'elle introduit de la propagation en air libre et utilise des composants de type *bulk* qui entraînent des pertes d'insertion de l'ordre de 11 à 13 dB et cela sans compter les pertes dues à l'encodage lui-même. Cette solution complexe et coûteuse ne correspond pas aux contraintes des réseaux de type *PON* (robustesse, coût, fiabilité, ...).

Dans un deuxième temps, une autre méthode utilisant des *AWGs* a été décrite et nécessite deux *AWGs* à l'encodage et quatre *AWGs* pour le décodage de chaque code. Cette solution n'est pas raisonnable avec les processus de fabrication actuellement disponibles au niveau complexité pour un réseau de type *PON* où le prix par usager doit être le plus bas possible. En revanche, le rapide développement de la technologie des composants intégrés en silicium pourrait dans un avenir proche supprimer cette limitation. Malgré tout, cette solution offre l'avantage d'être reconfigurable puisqu'il serait facile de changer dynamiquement le code des usagers.

Puis, nous avons vu qu'il est possible d'utiliser la réponse spectrale périodique des composants de type Fabry-Perot ou Mach-Zehnder comme code. Cette option utilise une large bande optique et des démonstrations expérimentales ont été faites pour des taux binaires modestes (155 Mbit/s) avec 8 utilisateurs maximum. En effet, l'encodage se faisant sur toute la largeur du spectre d'émission d'une *LED* ( $\Delta\mathcal{L} \geq 50$  nm), une augmentation du taux binaire compliquerait la gestion de la dispersion chromatique. De plus, Rochette et al. en [13] ont montré que l'efficacité spectrale  $\mathcal{E}$  de ce type de montage est nettement inférieure comparativement à l'utilisation de codes binaires (BIBD, MQC, MFH).

Finalement, notre choix se portera sur la technologie des réseaux de Bragg puisque



ce type de composant offre les avantages suivant :

- faibles pertes d'insertion (<1 dB)
- faible coût
- production de masse possible
- faible sensibilité aux vibrations (après stabilisation mécanique)
- faible sensibilité face aux variations de température (1 pm/°C)
- compacité (inscrits directement dans la fibre)

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différentes familles de codes disponibles pour le SAC-OCDMA dans la littérature. Nous savions que l'utilisation d'un code ayant une corrélation croisée  $\mathcal{L}$  unitaire permet de réduire au maximum le bruit d'intensité. Deux codes présentaient cette caractéristique : les MFH et les BIBD. Nous avons choisi les codes BIBD car ils correspondaient mieux à nos besoins et nos contraintes matérielles. Nous avons également abordé l'importance de faire un choix judicieux d'une permutation de codes afin de maintenir des niveaux de performance homogène entre les différents utilisateurs.

Nous avons aussi justifié notre choix de la technologie des réseaux de Bragg puisque celle-ci permet d'obtenir des composants compacts avec de faibles pertes d'insertion et des réponses spectrales complexes pour un coût modeste, ce qui correspond bien aux contraintes d'un *PON* où l'on souhaite utiliser des technologies robustes, peu encombrantes et bas coût.

Le chapitre suivant va nous permettre de présenter comment fonctionne un réseau de Bragg, comment calculer sa réponse fréquentielle et surtout quels sont les paramètres qui influencent l'amplitude, la largeur et la forme de la réponse spectrale. Ensuite, les différentes configurations d'encodeurs à base de réseaux de Bragg pour effectuer un encodage SAC-OCDMA seront présentées avant de conclure avec l'énoncé de notre proposition.

## Chapitre 2

### Les réseaux de Bragg

**C**E chapitre contient une brève introduction aux principes physiques des réseaux de Bragg dans les fibres optiques et à la technique d'inscription par masque de phase. Ensuite, nous aborderons la technique employée pour le calcul de la réponse spectrale d'un réseau de Bragg. Nous introduirons également la notion d'apodisation de la modulation d'indice ainsi que celle de variation linéaire du pas du réseau qui seront utiles pour comprendre la suite du manuscrit. Enfin, nous présenterons les différentes possibilités d'utiliser un réseau de Bragg pour effectuer un encodage SAC-OCDMA avant de conclure avec la présentation de notre solution.

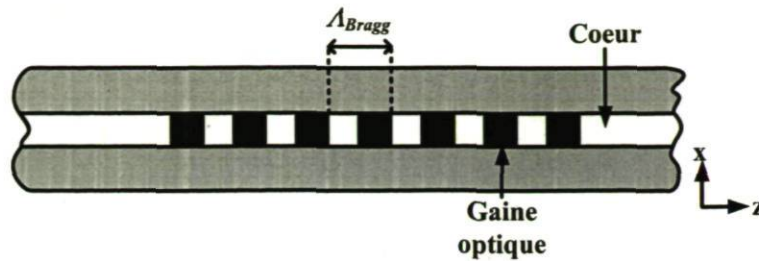


FIGURE 2.1 – Principe d'un réseau de Bragg dans une fibre optique

## 2.1 Principe physique d'un réseau de Bragg

Un réseau de Bragg inscrit dans la fibre optique consiste en une modulation périodique de l'indice de réfraction de celle-ci comme le montre la figure 2.1,  $\Lambda_{\text{Bragg}}$  étant le pas physique de la modulation d'indice dans la fibre optique. Cette modulation d'indice est possible uniquement si une partie de la fibre est photosensible. Cette photosensibilité permettra après exposition laser de modifier l'indice de la fibre. On peut distinguer trois cas :

- le coeur est photosensible,
- la gaine est photosensible,
- le coeur et la gaine sont photosensibles.

Dans le cas de la figure 2.1, la modulation d'indice est limitée au coeur uniquement. Au laboratoire, nous utilisons de la fibre photosensible dans le coeur et la gaine.

Avant de poursuivre, nous devons parler de la notion d'indice effectif ( $n_{\text{eff}}$ ) qui sera utilisée par la suite. Il réfère à la variation de la phase du mode avec la distance de propagation le long du guide d'onde suivant :

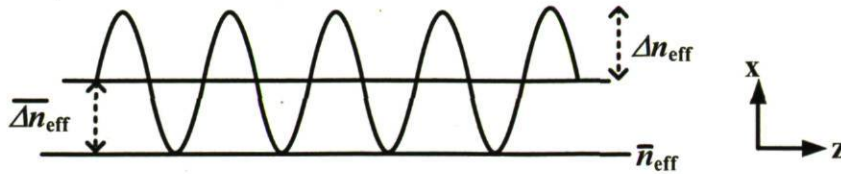
$$\phi = 2\pi n_{\text{eff}} \frac{z}{\lambda}$$

On vérifiera toujours la condition suivante :

$$n_{\text{gaine}} < n_{\text{eff}} < n_{\text{coeur}}$$

Le lecteur pourra se reporter à la référence [34] pour plus de détails à propos de cette notion.



FIGURE 2.2 – Profil d'indice de  $n_{\text{eff}}(z)$  selon l'axe  $z$  dans un réseau de Bragg

En présence d'un réseau de Bragg, l'indice effectif de la fibre  $n_{\text{eff}}(z)$  varie selon l'axe  $z$  et est défini tel que :

$$n_{\text{eff}}(z) = \bar{n}_{\text{eff}} + \overline{\Delta n}_{\text{eff}} + \Delta n_{\text{eff}} \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda_{\text{Bragg}}} \cdot z\right) \quad (2.1)$$

avec  $\bar{n}_{\text{eff}}$  la valeur de l'indice effectif avant inscription. Le paramètre  $\overline{\Delta n}_{\text{eff}}$  correspond à la valeur moyenne de la modulation d'indice et est communément appelée composante « DC ». Le paramètre  $\Delta n_{\text{eff}}$  quant à lui désigne l'amplitude de la modulation d'indice et est communément appelée composante « AC ».  $\Lambda_{\text{Bragg}}$  est le pas physique du réseau dans le coeur de la fibre. Pour illustrer (2.1), nous présentons à la figure 2.2 le profil d'indice de la fibre selon l'axe  $z$ . Cette modulation périodique de l'indice de la fibre permet un couplage entre les différents modes optiques qui se propagent dans la fibre. Nous faisons l'hypothèse que la modulation induite dans la fibre est parfaitement perpendiculaire à l'axe  $z$  de propagation de l'onde et que cette fibre est monomode. Un couplage peut alors se produire entre le mode se propageant suivant  $+\hat{i}_z$  et le mode se propageant dans le sens contraire suivant  $-\hat{i}_z$ . Ce phénomène de couplage est maximal à la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_{\text{Bragg}}$  lorsque :

$$\lambda_{\text{Bragg}} = 2 \cdot (\bar{n}_{\text{eff}} + \overline{\Delta n}_{\text{eff}}) \cdot \Lambda_{\text{Bragg}} \quad (2.2)$$

## 2.2 Technique d'inscription d'un réseau de Bragg

Nous présentons à la figure 2.3 la technique d'inscription à l'aide d'un masque de phase. C'est cette technique que nous utiliserons au laboratoire pour fabriquer les réseaux de Bragg dont nous aurons besoin dans cette thèse. Cette technique nécessite :

- un laser émettant à une fréquence où la fibre est photosensible
- un masque de phase

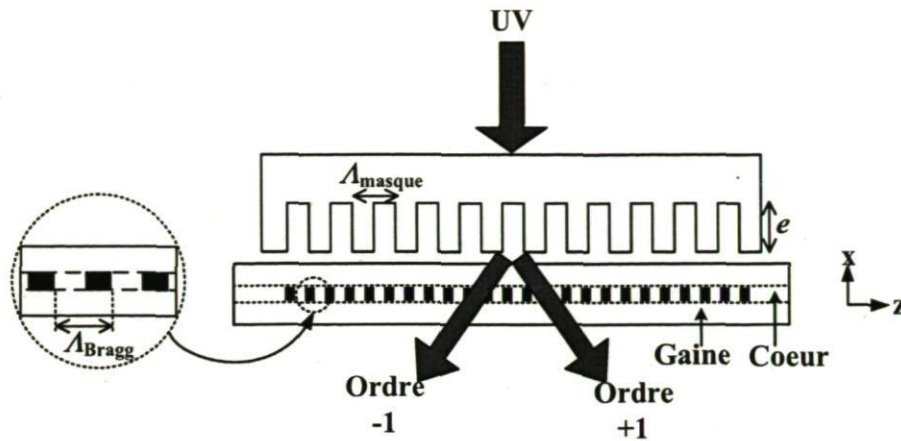


FIGURE 2.3 – Technique d’inscription par masque de phase d’un réseau de Bragg

Dans notre cas, le laser utilisé émet une puissance continue à la longueur d’onde de 244 nm. La largeur du faisceau d’inscription est réduite à  $100 \mu\text{m}$  à l’aide d’un télescope composé d’une lentille de 30 cm de distance focale suivie d’une autre de 5 cm de distance focale. Ceci augmente la densité de puissance frappant la fibre ce qui permet d’obtenir une plus forte modulation d’indice  $\Delta n_{\text{eff}}$ . La réduction de la taille du faisceau permet également d’augmenter la résolution spatiale sur le profil d’apodisation comme nous le verrons à la section 2.4.2. Le masque de phase a un pas  $\Lambda_{\text{masque}}$ . Sa profondeur de motif  $e$  est optimisée pour maximiser la fraction de puissance se retrouvant dans les ordres de diffractions +1 et -1 pour la longueur d’onde d’émission du laser. Pour réaliser l’inscription d’un réseau de Bragg plus large que la taille du faisceau, il suffit d’effectuer un balayage du faisceau laser sur la longueur du masque. La vignette représente un zoom de la fibre avec la modulation d’indice inscrite dans celle-ci. Ce type de technique d’inscription permet une excellente reproductibilité et une forte efficacité d’inscription. La limitation majeure de cette technique d’inscription est que le pas de la modulation d’indice est fixé par le pas du masque de phase tel que :

$$\Lambda_{\text{Bragg}} = \Lambda_{\text{masque}}/2 \quad (2.3)$$

Cela rend nécessaire l’utilisation d’un masque de phase différent pour chaque longueur d’onde. Il est également possible d’utiliser des masques de phase à pas variable (aussi communément appelé masque *chirpé*, où  $\Lambda_{\text{masque}}$  varie selon  $z$ ) afin de couvrir une bande spectrale plus large.



## 2.3 Calcul de la réponse spectrale

Nous présentons d'abord dans cette section l'approximation de Born qui permet d'estimer la réponse spectrale de réseaux ayant une faible réflectivité [35]. Puis, nous donnons les relations analytiques permettant de calculer la réponse spectrale d'un réseau ayant une modulation d'indice uniforme. Ensuite, nous poursuivrons avec le cas des réseaux non uniformes et deux méthodes de calcul : la première matricielle et la seconde récursive. Enfin, nous présenterons différents types de réseaux ainsi que leurs réponses spectrales associées afin de bien comprendre quels paramètres nous pourrions ajuster pour créer des encodeurs et des décodeurs efficaces pour le SAC-OCDMA. Dans cette section, nous utiliserons le formalisme des équations des modes couplés qui permet de décrire le couplage d'énergie qui se produit entre deux modes se propageant en sens opposé lorsque une perturbation périodique lentement variable est présente dans le milieu de propagation. Pour plus de détails, le lecteur pourra se reporter aux travaux de Yariv [36] et de Yamada and Sakuda [37].

### 2.3.1. Approximation de Born

Cette approximation est très utile pour se faire une idée de la réponse spectrale d'un réseau de Bragg. Elle nous dit tout simplement que la forme de la réponse spectrale d'un réseau de Bragg ayant un pas  $\Lambda_{\text{Bragg}}$  constant ainsi qu'une faible réflectivité ( $\leq 5\%$ ) peut être obtenue en effectuant une simple transformée de Fourier de l'enveloppe de la modulation d'indice ( $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$ ) [35]. Concrètement, si l'enveloppe de la modulation d'indice est carrée, nous obtiendrons une réponse spectrale de forme sinus cardinal au carrée centrée sur la valeur de  $\lambda_{\text{Bragg}}$ . Si au contraire l'enveloppe de la modulation d'indice est gaussienne, nous obtiendrons une réponse spectrale de type gaussienne. Cette relation a un domaine de validité restreint, mais permet de prédire l'effet qu'aura un changement de l'enveloppe de la modulation d'indice sur la réponse spectrale.

### 2.3.2. Relation analytique pour réseau uniforme

On utilise l'expression réseau uniforme pour désigner un réseau dont les paramètres suivants :  $\bar{n}_{\text{eff}}$ ,  $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$ ,  $\Delta n_{\text{eff}}$  et  $\Lambda_{\text{Bragg}}$  sont des constantes (voir (2.1)). Le réseau de Bragg se réduit alors en une simple modulation d'indice périodique d'amplitude constante. Dans ce cas particulier, il existe des relations analytiques permettant de



décrire la réponse spectrale de celui-ci [38]. La valeur de la réflectivité maximale  $R_{\max}$  est obtenue à  $\lambda_{\text{Bragg}}$ . Pour un réseau uniforme, la valeur  $R_{\max}$  est donnée par :

$$R_{\max} = \tanh^2(\kappa L) \quad (2.4)$$

où  $\kappa$  est la constante de couplage en  $[\text{m}^{-1}]$  et  $L$  la longueur en  $[\text{m}]$  du réseau. La valeur de  $\kappa$  est égale à :

$$\kappa = \frac{\pi}{\lambda} \Delta n_{\text{eff}} \quad (2.5)$$

On voit clairement que la valeur du produit  $\kappa \times L$  détermine la réflectivité maximale. Il est courant d'atteindre des valeurs de  $R_{\max}$  proches de 100% de réflectivité. La largeur  $\Delta\lambda$  en  $[\text{m}]$  entre les deux premiers zéros vaut [38] :

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{(\bar{n}_{\text{eff}} + \overline{\Delta n_{\text{eff}}}) L} \sqrt{\left(\frac{\kappa L}{\pi}\right)^2 + 1} \quad (2.6)$$

On voit que l'augmentation du produit  $\kappa \times L$  résulte en une réponse spectrale plus large et vice versa.

Il est simple de déduire la réponse en transmission  $T$  du réseau. En effet, puisque l'on a conservation de l'énergie la relation entre l'énergie transmise et réfléchi est donnée par :

$$1 = R + T \Leftrightarrow T = 1 - R \quad (2.7)$$

L'équation (2.7) est d'ailleurs toujours valide quelque soit le type de réseau mais cette équation ne nous permet pas de connaître la réponse en phase du réseau. Après avoir présenté la solution analytique d'un FBG uniforme, nous allons voir comment calculer la réponse spectrale de réseaux ayant des profils d'indice non uniformes.

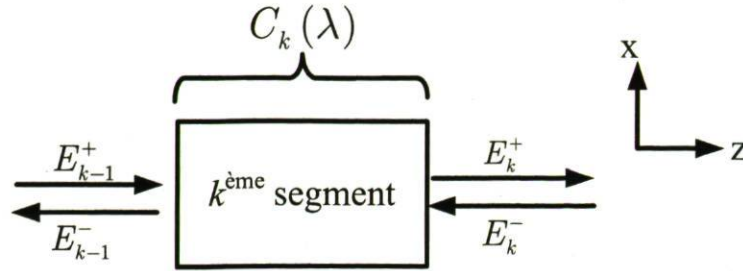
### 2.3.3. Réseau non uniforme

Lorsque l'on parle de réseaux non uniformes, cela peut impliquer :

- une variation selon l'axe  $z$  de  $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$ ,
- une variation selon l'axe  $z$  de  $\Delta n_{\text{eff}}$ ,
- une variation selon l'axe  $z$  de  $\Lambda_{\text{Bragg}}$ ,
- des sauts de phase discrets dans la modulation d'indice.

De manière plus générale, on définit la modulation d'indice globale incluant ces différentes variations :

$$n_{\text{eff}}(z) = \bar{n}_{\text{eff}} + \overline{\Delta n_{\text{eff}}}(z) + \Delta n_{\text{eff}}(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda_{\text{design}}} \cdot z + \phi(z)\right) \quad (2.8)$$

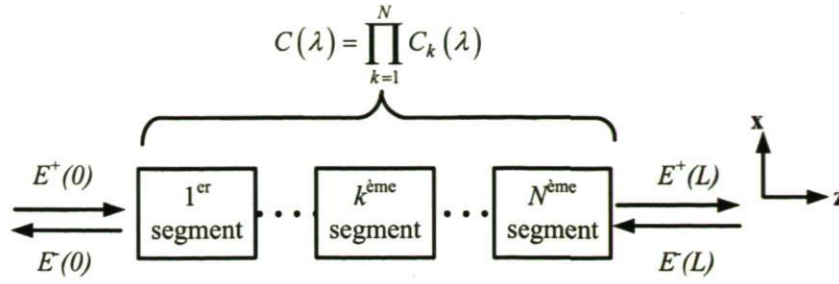
FIGURE 2.4 – Champs électriques à l'entrée et à la sortie de la  $k^{\text{ème}}$  couche

$\Lambda_{\text{design}}$  est le pas du réseau que l'on définit de manière arbitraire. La fonction  $\phi(z)$  permet d'introduire une variation de la période locale du réseau par rapport à  $\Lambda_{\text{design}}$ . Cette variation est communément appelée *chirp*. La paramètre  $\phi(z)$  peut aussi contenir des sauts de phase discrets (*phase shift*). En combinant tous ces paramètres, il est possible d'ajuster la réponse spectrale du réseau de Bragg.

Malheureusement, il n'existe pas de solution analytique pour obtenir la réponse spectrale de réseaux de Bragg quelconques. Il faut faire appel à une méthode matricielle comme nous allons le voir. Cette méthode est décrite en détail par Erdogan [38]. Celle-ci consiste à découper le réseau en  $N$  segments sur lesquels celui-ci est supposé uniforme. La solution des équations des modes couplés pour ce segment est alors représentée par une matrice de transfert permettant de relier les champs électriques à l'entrée et à la sortie du segment. Comme le montre la figure 2.4, on note par  $E_{k-1}^+$  et  $E_k^+$  le champ électrique se propageant selon l'axe  $z$  respectivement à l'entrée et à la sortie du  $k^{\text{ème}}$  segment. Les coefficients  $E_{k-1}^-$  et  $E_k^-$ , quant à eux, désignent le champ électrique se propageant dans le sens opposé. La matrice de transfert  $C^k(\lambda)$  du  $k^{\text{ème}}$  segment est donnée par :

$$\begin{bmatrix} E_{k-1}^+(\lambda) \\ E_{k-1}^-(\lambda) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} C_{11}^k(\lambda) & C_{12}^k(\lambda) \\ C_{21}^k(\lambda) & C_{22}^k(\lambda) \end{bmatrix}}^{C^k(\lambda)} \cdot \begin{bmatrix} E_k^+(\lambda) \\ E_k^-(\lambda) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

L'expression des coefficients de  $C^k(\lambda)$  est donnée en [38] mais nous les rappelons ici

FIGURE 2.5 – Matrice de transfert globale  $C(\lambda)$  d'un réseau de Bragg

pour plus de clarté.

$$\begin{aligned}
 C_{11}^k(\lambda) &= \cosh(\gamma_k \Delta_k) - i \frac{\delta}{\gamma_k} \sinh(\gamma_k \Delta_k) \\
 C_{12}^k(\lambda) &= -\frac{\kappa_k}{\gamma_k} \sinh(\gamma_k \Delta_k) \\
 C_{21}^k(\lambda) &= -\frac{\kappa_k^*}{\gamma_k} \sinh(\gamma_k \Delta_k) \\
 C_{22}^k(\lambda) &= \cosh(\gamma_k \Delta_k) + i \frac{\delta}{\gamma_k} \sinh(\gamma_k \Delta_k)
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

avec

$$\begin{aligned}
 \Delta_k &= \frac{L}{N} = \text{épaisseur du } k^{\text{ème}} \text{ segment} \\
 q_k &= \text{coefficient de couplage complexe du } k^{\text{ème}} \text{ segment}
 \end{aligned}$$

$$\gamma_k^2 = |q_k|^2 - \delta^2 \tag{2.11}$$

$$|q_k| = \kappa_k = \frac{\pi \cdot \Delta n_{\text{eff}}(z)}{\lambda}$$

$$\arg(q(z)) = \frac{\pi}{2} + \phi(z) - 2k \int_0^z \overline{\Delta n_{\text{eff}}(z)} dz$$

$$\delta = \beta - \frac{\pi}{\lambda_{\text{design}}} = 2\pi \cdot (\bar{n}_{\text{eff}} + \overline{\Delta n_{\text{eff}}}) \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_{\text{design}}} \right)$$

avec  $\beta$  étant la constante de propagation. La matrice de transfert globale  $C(\lambda)$  est obtenue en multipliant les  $N$  matrices de transfert comme le montre la figure 2.5. Les champs électriques à l'entrée et à la sortie du réseau sont donc reliés par la relation



matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} E^+(0, \lambda) \\ E^-(0, \lambda) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} C_{11}(\lambda) & C_{12}(\lambda) \\ C_{21}(\lambda) & C_{22}(\lambda) \end{bmatrix}}^{C(\lambda)} \times \begin{bmatrix} E^+(L, \lambda) \\ E^-(L, \lambda) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

On fixe comme condition initiale :

$$E^-(L, \lambda) = 0 \quad (2.13)$$

Ceci revient à dire qu'il n'y a pas d'onde incidente au côté opposé à celui où la lumière est injectée. On peut ainsi en déduire les coefficients complexes de transmission  $t$  et de réflexion  $r$  pour les champs électriques :

$$\begin{aligned} t(\lambda) &= \frac{E^+(L, \lambda)}{E^+(0, \lambda)} = \frac{1}{C_{11}(\lambda)} \\ r(\lambda) &= \frac{E^-(0, \lambda)}{E^+(0, \lambda)} = \frac{C_{21}(\lambda)}{C_{11}(\lambda)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Les coefficients  $t$  et  $r$  contiennent de l'information sur l'amplitude et la phase alors que les fonctions de transfert en puissance sont données par les coefficients  $T$  et  $R$  qui donne la réponse spectrale de la transmission ou de la réflexion :

$$T(\lambda) = \left| \frac{1}{C_{11}(\lambda)} \right|^2 = |t(\lambda)|^2 \quad (2.15)$$

$$R(\lambda) = \left| \frac{C_{21}(\lambda)}{C_{11}(\lambda)} \right|^2 = |r(\lambda)|^2 \quad (2.16)$$

On exprime alors séparément le déphasage subi par l'onde en transmission et en réflexion :

$$\begin{aligned} \theta_t(\lambda) &= \arg(t(\lambda)) \\ \theta_r(\lambda) &= \arg(r(\lambda)) \end{aligned} \quad (2.17)$$

On obtient le délai  $\tau_r(\lambda)$  en réflexion ( $\tau_t(\lambda)$  en transmission) sachant que ce délai est défini par :

$$\tau_r(\lambda) = \frac{-\lambda^2}{2\pi c} \frac{\partial \theta_r(\lambda)}{\partial \lambda} \quad (2.18)$$

où  $\theta_r(\lambda)$  est la phase du champ électrique en [radians] et  $c$  en  $[\text{m} \cdot \text{s}^{-1}]$  est la vitesse de la lumière dans le vide.

Pour résumer, si on veut calculer la réponse totale d'un réseau de Bragg, il faut d'abord subdiviser le réseau en  $N$  segments, ensuite calculer la matrice  $C_k(\lambda)$  de

chacun de ces  $N$  segments et multiplier les  $N$  matrices  $C_k(\lambda)$  pour obtenir la matrice de transfert globale  $C(\lambda)$  à la longueur d'onde  $\lambda$  considérée. Il faut recommencer pour chaque longueur d'onde  $\lambda$  pour laquelle on souhaite connaître la réponse du réseau. En utilisant cette méthode matricielle, il est ainsi possible d'obtenir numériquement la réponse spectrale ainsi que la réponse impulsionnelle de n'importe quel type de réseaux de Bragg non uniformes.

Une autre méthode qui a été utilisée durant cette thèse est basée sur une approximation par réflecteurs complexes et une formulation récursive. Cette approche est présentée dans [2,39] et nous en ferons ici un bref résumé. Pour une largeur spectrale compatible avec la discrétisation spatiale ( $\delta \leq \pi/2\Delta$ ), on peut remplacer chaque section du réseau de Bragg par un simple miroir complexe.

Chaque segment  $k$  est vu comme un réflecteur complexe  $\rho_k$  défini comme suit :

$$\rho_k = -\tanh(|q_k| \cdot \Delta_k) \cdot \frac{q_k^*}{|q_k|} \quad (2.19)$$

On peut alors définir une matrice de transfert  $C_k(\lambda)$  pour le  $k^{\text{ème}}$  segment :

$$\begin{bmatrix} E_{k+1}^+ \\ E_{k+1}^- \end{bmatrix} = [C_k(\lambda)] \begin{bmatrix} E_k^+ \\ E_k^- \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

ou  $C_k(\lambda)$  s'exprime comme le produit de deux matrices :

$$C_k(\lambda) = C_{\text{propagation},k} \cdot C_{\text{amplitude},k} \quad (2.21)$$

$$C_k(\lambda) = \underbrace{\begin{bmatrix} e^{i\delta\Delta_k} & 0 \\ 0 & e^{-i\delta\Delta_k} \end{bmatrix}}_{C_{\text{propagation},k}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-|\rho_k|^2}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\rho_k^* \\ -\rho_k & 1 \end{bmatrix}}_{C_{\text{amplitude},k}}$$

En utilisant (2.20) et (2.21), on obtient par récursion la réflectivité complexe :

$$r_{k+1}(\delta) = \frac{r_k(\delta) - \rho_k}{1 - \rho_k^* \cdot r_k(\delta)} \cdot e^{-i\delta \cdot 2\Delta_k} \quad (2.22)$$

Il faut donc dans un premier temps calculer le coefficient de réflectivité  $\rho_k$  pour les  $N$  segments à l'aide de (2.19). Ensuite, avec (2.22) on peut en déduire le coefficient de réflectivité complexe totale du réseau en fonction du désaccord de phase  $\delta$  et donc en déduire la réflectivité en longueur d'onde.

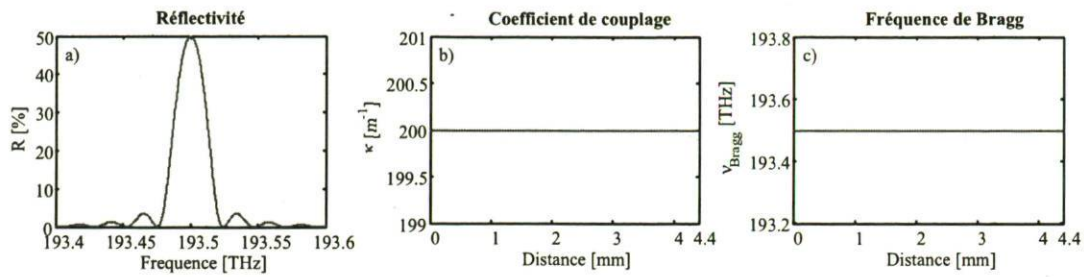


FIGURE 2.6 – Réseau de Bragg uniforme. Longueur  $L = 4.4$  mm et constante de couplage  $\kappa(z) = 200 \text{ m}^{-1}$

a) réflectivité ( $R(\nu)$ ), b) coefficient de couplage ( $\kappa(z)$ ) et c) fréquence de Bragg ( $\nu_{\text{Bragg}}(z)$ )

## 2.4 Exemples de réponses spectrales

Le but de cette section n'est pas de faire une démonstration du simulateur de réseaux de Bragg, mais bien de faire comprendre au lecteur non familier avec le domaine quels seront les paramètres importants à prendre en compte lors du design des réseaux qui effectueront l'encodage SAC-OCDMA.

Pour tous les réseaux de Bragg présentés dans cette section, nous garderons la réflectivité maximale égale à 50%. La valeur maximale de la constante de couplage ( $\kappa_{\text{max}}$ ) est quant à elle maintenue égale à  $200 \text{ m}^{-1}$ . Afin de maintenir la réflectivité maximale constante, nous ajusterons la longueur  $L$  du réseau de Bragg si nécessaire.

### 2.4.1. Un réseau uniforme

Pour illustrer brièvement comment se comporte un réseau de Bragg, nous simulons un réseau ayant :

- une longueur de 4.4 mm,
- une fréquence de Bragg ( $\nu_{\text{Bragg}}$ ) constante et égale à 193.5 THz,
- un coefficient de couplage  $\kappa$  constant égal à  $200 \text{ m}^{-1}$ .

On parle dans ce cas de réseau uniforme puisque la constante de couplage ainsi que la fréquence de Bragg sont maintenues constante. Nous présentons les résultats des simulations de ce réseau à la figure 2.6. On observe que la réflectivité maximale est de 49.9% (figure 2.6(a)) ce qui correspond bien au résultat obtenu en utilisant (2.4) avec  $\kappa=200 \text{ m}^{-1}$  et  $L=4.4$  mm. Dans ce cas, on observe également des lobes secondaires ( $\approx 3.5\%$ ) qui sont généralement indésirables.



Pour limiter l'apparition de ces lobes secondaires, la méthode standard est d'utiliser un profil d'apodisation comme nous allons le voir dans la section suivante. Il est à noter que dans les figures suivantes, nous reproduirons la réflectivité  $R(\nu)$  de la figure 2.6 en gris pointillé pour mieux visualiser l'effet des changements apportés au réseau.

### 2.4.2. Réseau avec profil d'apodisation

Lorsque l'on parle de profil d'apodisation, cela signifie simplement que l'on fait varier :

- soit la valeur moyenne de la modulation d'indice  $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$ ,
- soit la valeur locale  $\kappa(z)$

selon la position sur l'axe  $z$ . Dans notre cas nous garderons  $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$  constant et nous ferons varier la constante de couplage  $\kappa$ . On rappelle que la valeur de  $\kappa$  est directement liée à la valeur de  $n_{\text{eff}}(z)$  (voir (2.11)). Cela sera obtenu en utilisant la technique d'inscription introduite par Cole et al. [40] qui consiste à appliquer une oscillation sinusoidale périodique du masque de phase par rapport à la fibre via un élément piezo-électrique. C'est cette technique qui est utilisée au laboratoire d'inscription. Elle n'entraîne pas de distortions (cavités Fabry-Perot) puisque la valeur de  $\overline{\Delta n_{\text{eff}}}$  reste constante. Évidemment, la résolution spatiale sur le profil d'apodisation doit être inférieure à la taille du faisceau. Dans notre cas, lors de l'inscription des réseaux, la taille du faisceau était réduite à  $100 \mu\text{m}$  à l'aide d'un télescope – une lentille de  $30 \text{ cm}$  de distance focale suivie d'une autre de  $5 \text{ cm}$  de distance focale – et la résolution sur le profil d'apodisation était de  $200 \mu\text{m}$ . Le but du profil d'apodisation est de supprimer les discontinuités dans le profil d'indice de  $n_{\text{eff}}(z)$  (donc  $\kappa(z)$ ) ce qui permettra de limiter l'apparition de lobes secondaires.

Pour valider ceci, on applique un profil d'apodisation gaussien à  $\kappa(z)$  comme le montre la figure 2.7(b). On voit alors que les lobes secondaires ne sont plus présents sur la figure 2.7(a) (courbe rouge) en comparaison à la réponse du réseau uniforme (courbe grise — issue de la figure 2.6(a)). En revanche, lorsque l'on utilise le profil d'apodisation présenté à la figure 2.7(b), la longueur du réseau passe de  $4.4 \text{ mm}$  à  $25 \text{ mm}$  pour maintenir la réflectivité égale à  $50\%$ . En effet, pour conserver une réflectivité maximale constante (voir (2.4)), il faut respecter la condition suivante :

$$\int_0^L \kappa(z) dz = \text{constante} = 4.4 \text{ mm} \times 200 \text{ m}^{-1} \quad (2.23)$$

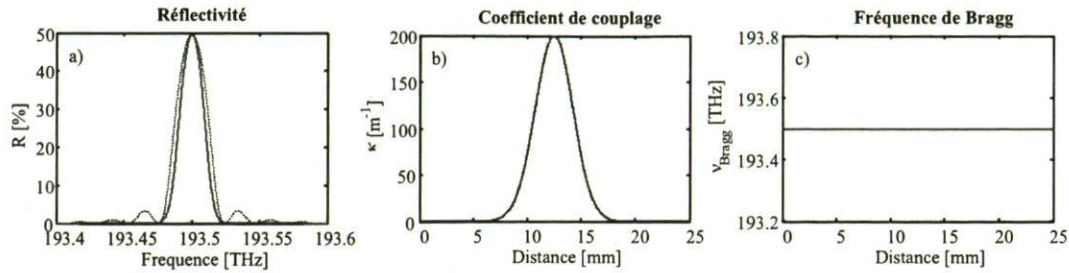


FIGURE 2.7 – Réseau de Bragg apodisé. Longueur  $L = 25$  mm et de constante de couplage  $\kappa_{\text{max}} = 200 \text{ m}^{-1}$

a) réflectivité ( $R(\nu)$ ), b) coefficient de couplage ( $\kappa(z)$ ) et c) fréquence de Bragg ( $\nu_{\text{Bragg}}(z)$ )

Pour respecter cette condition, il faut nécessairement augmenter dans ce cas-ci la longueur  $L$  du réseau. Il est à noter que (2.23) est seulement valide si  $\nu_{\text{Bragg}}$  est constante.

En utilisant un profil d'apodisation adéquat, on peut diminuer l'importance des lobes secondaires tout en maintenant une largeur spectrale à mi-hauteur quasiment identique. Nous allons maintenant examiner comment il est possible d'élargir la réponse spectrale en incluant un *chirp*.

### 2.4.3. Réseau incluant un *chirp*

Le terme *chirp* s'utilise pour désigner une variation de la fréquence de Bragg  $\nu_{\text{Bragg}}$  le long de l'axe  $z$ . En introduisant un *chirp* dans un réseau, il est ainsi possible d'élargir sa réponse spectrale. Pour illustrer ceci, nous prenons un réseau incluant une variation linéaire de sa fréquence de Bragg  $\nu_{\text{Bragg}}$  de  $\pm 50$  GHz par rapport à la fréquence centrale (193.5 THz) en maintenant constant le coefficient de couplage  $\kappa$ . Pour maintenir la réflectivité maximale, nous ajustons numériquement par la méthode essai/erreur la longueur  $L$  du réseau car (2.4) et (2.23) ne sont plus valables ( $\nu_{\text{Bragg}} \neq$  constante). Nous présentons les résultats à la figure 2.8. On peut remarquer que  $\nu_{\text{Bragg}}$  (figure 2.8(c)) est une droite en fonction de la valeur de  $z$ . Cela signifie que chaque section du réseau de Bragg réfléchit une longueur de Bragg distincte. La réflectivité est distribuée selon l'axe  $z$  ce qui implique qu'un délai entre les différentes fréquences est introduit [38]. Comme prévu, la largeur spectrale est augmentée sur la figure 2.8(a) (courbe rouge) en comparaison à la réponse du réseau uniforme (courbe grise — issue de la figure 2.6(a)). Les oscillations observées sur  $R(\nu)$  sont dues au fait qu'aucun profil d'apodisation ( $\kappa(z) =$  constante) n'a été utilisé.



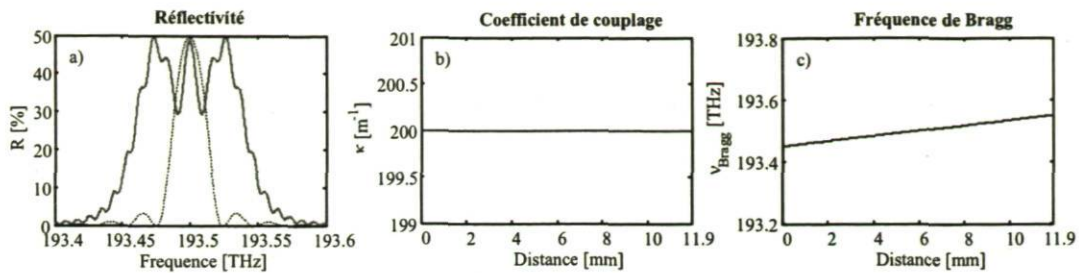


FIGURE 2.8 – Réseau de Bragg *chirpé*. Longueur  $L = 11.9$  mm et constante de couplage  $\kappa = 200$   $m^{-1}$  et variation de  $\nu_{Bragg}$  selon l'axe  $z$

a) réflectivité ( $R(\nu)$ ), b) coefficient de couplage ( $\kappa(z)$ ) et c) fréquence de Bragg ( $\nu_{Bragg}(z)$ )

Après avoir vu en quoi consiste un profil d'apodisation et le *chirp*, nous allons dans la section suivante combiner ces deux notions afin de créer un composant permettant d'effectuer de l'encodage de type SAC-OCDMA.

#### 2.4.4. Réseau apodisé et *chirpé* pour réaliser un code SAC-OCDMA

Nous allons maintenant présenter dans cette section comment il est possible de réaliser un réseau de Bragg permettant d'effectuer de l'encodage SAC-OCDMA. Nous allons chercher à reproduire le code vu à la section 1.1.1 pour l'utilisateur désiré #i. Le code spectral que nous voulons réaliser est donc « 0010110 ». Le *chirp* va nous permettre d'élargir la largeur de la réponse alors que le profil d'apodisation va nous permettre de sculpter cette réponse large bande.

Nous utilisons un profil d'apodisation comportant trois pics de forme gaussienne pour réaliser les « 1 » du code (voir figure 2.9(b)). Le *chirp* est de  $\pm 300$  GHz autour de la fréquence centrale voir (figure 2.9(c)). Pour maintenir la réflectivité maximale égale à 50%, il faut prendre un réseau de 114.7 mm de longueur. Ce résultat est comme dans l'exemple précédent obtenu par la méthode essai/erreur.

On voit qu'il y a une translation quasi directe entre le profil d'apodisation et la réponse spectrale (voir figure 2.9(a)) puisque dans les deux cas nous retrouvons trois pics qui permettront de transcrire le code spectral voulu.

#### 2.4.5. Conclusion

Nous venons de voir qu'il est possible d'ajuster, sous certaines conditions et avec



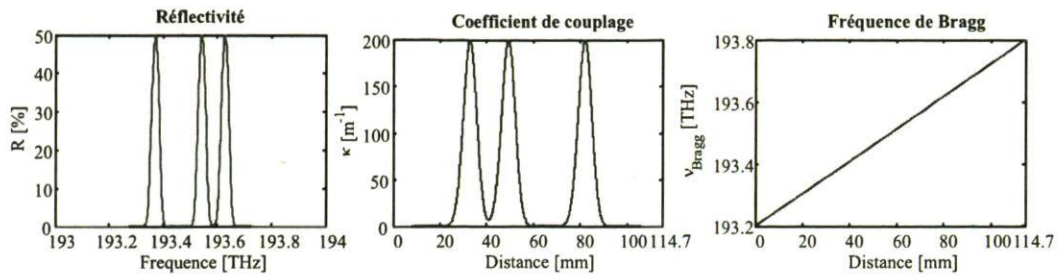


FIGURE 2.9 – Réseau de Bragg apodisé et *chirpé* pour effectuer de l’encodage SAC-OCDMA. Longueur  $L = 18.5$  mm et constante de couplage  $\kappa$  variable selon l’axe  $z$  ( $\kappa_{\max} = 200 \text{ m}^{-1}$ )  
 a) réflectivité ( $R(\nu)$ ), b) coefficient de couplage ( $\kappa(z)$ ) et c) fréquence de Bragg ( $\nu_{\text{Bragg}}$ )

certaines limites, l’amplitude de la réponse d’un réseau de Bragg avec le profil d’apodisation. Nous venons également de voir qu’il est possible d’élargir la réponse spectrale d’un réseau de Bragg en incluant un *chirp*. Dans un dernier point, nous avons vu que la combinaison d’un *chirp* et d’un profil d’apodisation permettait d’élargir la réponse spectrale d’un réseau et de sculpter la forme de cette réponse spectrale afin de réaliser des réseaux de Bragg permettant de transcrire un code spectral. La combinaison d’un *chirp* et d’un profil d’apodisation est aussi utilisé pour sculpter la réponse temporelle du réseau de Bragg [41] afin de modifier la forme temporelle d’un pulse laser par exemple (*pulse shaping*). Une autre application possible est l’égalisation du gain d’un *EDFA* afin d’obtenir des niveaux de gain identiques pour tous les canaux d’un système *WDM* par exemple [42, 43].

Après avoir vu l’effet sur la réponse spectrale du *chirp*, du profil d’apodisation et de la combinaison de ces deux effets, nous allons présenter dans la section suivante les différentes techniques de SAC-OCDMA utilisant des réseaux de Bragg dans diverses configurations. Nous concluons en présentant quels types de réseaux de Bragg nous allons utiliser et surtout quelles caractéristiques spectrales ceux-ci devront avoir afin de minimiser le bruit d’intensité.

## 2.5 Les réseaux de Bragg en SAC-OCDMA

Comme nous l’avons indiqué à la section 1.4 (page 34), notre choix s’est porté sur les réseaux de Bragg pour les nombreux avantages que comporte cette techno-

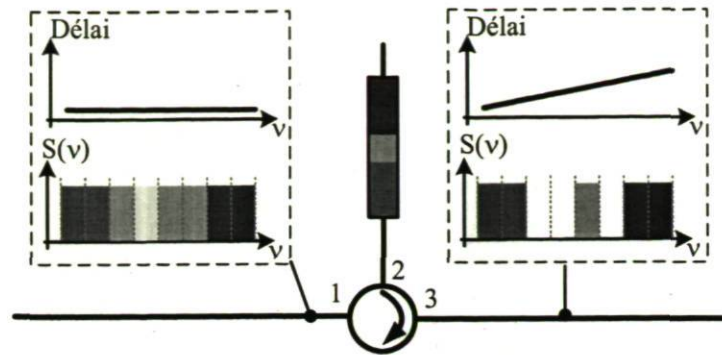


FIGURE 2.10 – Cascade de 2 réseaux pour encodage SAC-OCDMA

logie. Cependant, il nous reste à choisir quel type de réseaux de Bragg nous allons implémenter. Nous examinons ici les différentes possibilités avant de détailler notre solution.

### 2.5.1. Réseau de Bragg utilisés en réflexion

Une propriété importante de la technique du SAC-OCDMA est qu'elle ne doit pas introduire de délai entre les fréquences puisqu'il s'agit d'un encodage à une dimension. Ceci rend l'utilisation de réseaux de Bragg *chirpés* en réflexion délicate puisqu'un délai est introduit entre les différentes fréquences [38]. Pour contrer cette limitation, une solution assez simple a été proposée par Huang et al. [44] et consiste à utiliser un réseau de Bragg *chirpé* à l'encodage qui introduit, par exemple, un délai avec une pente positive comme le montre la figure 2.10. Au décodage, dans le bras du décodeur on utilisera le même type de montage que celui de la figure 2.10 mais en inversant la position du réseau afin d'obtenir un délai avec une pente négative pour remettre en phase toutes les longueurs d'onde. Le bras du décodeur complémentaire fonctionnera sur le même principe mais utilisera un réseau de Bragg *chirpé* ayant une réponse complémentaire au décodeur et introduisant un délai avec une pente négative. Il est important de noter que cette solution fonctionnera uniquement si la modulation des données s'effectue avant l'encodage afin que les délais se compensent deux à deux puisque nous ne voulons aucun délai résiduel — le délai introduit à l'encodage doit être compensé au décodage — entre les différentes longueur d'onde.

En réalité, cette solution ne respecte pas notre critère de système bas coût pour l'application dans des *PONs* puisque 1) il faut avoir exactement des composants ayant la même courbe de délai pour que le système fonctionne et 2) elle nécessite



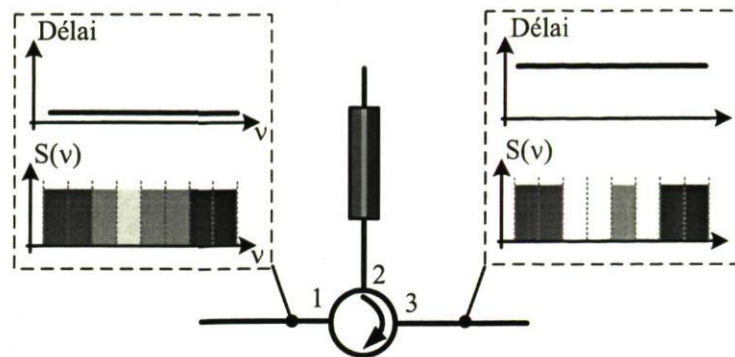


FIGURE 2.11 – Réseaux de Bragg superposés pour encodage SAC-OCDMA

trois circulateurs (un à l'encodage et deux au décodage). D'ailleurs, cette solution n'a jamais été testée expérimentalement pour un système SAC-OCDMA. L'utilisation de réseaux de Bragg en réflexion apporte cependant un avantage puisque cela permet de rejeter toute la puissance d'ASE hors de la bande d'encodage. Cette propriété sera d'ailleurs utilisée au chapitre 5.

### 2.5.2. Réseaux superposés

Une autre solution consiste à superposer spatialement dans la fibre plusieurs réseaux de Bragg réfléchissant à des fréquences différentes pour créer un code SAC-OCDMA. Contrairement aux réseaux *chirpés*, la réflectivité n'est plus spatialement distribuée et s'effectue au même endroit dans la fibre, ce qui élimine tout délai entre les fréquences. Nous présentons le principe de ce genre de réseau à la figure 2.11. Cette solution est élégante et élimine la contrainte de la gestion du délai lorsque les réseaux de Bragg sont utilisés en réflexion (voir 2.5.1) puisque ceux-ci sont inscrits spatialement au même endroit dans la fibre.

Cependant, cette technique entraîne une complexification de l'inscription de ces réseaux. En effet, il faut anticiper le fait que l'inscription du réseau  $\#i$  va effacer partiellement les réseaux  $\#1$  à  $\#i - 1$ . Pour réduire la complexité du processus d'inscription, on peut envisager de faire le design d'un masque de phase numérique reflétant cette somme de modulation d'indice [45], mais il faudra concevoir un masque par utilisateur. L'avantage de cette solution est qu'elle permet d'éliminer naturellement toute la puissance d'ASE qui se trouve en dehors de la bande d'encodage puisque les réseaux sont utilisés en réflexion.



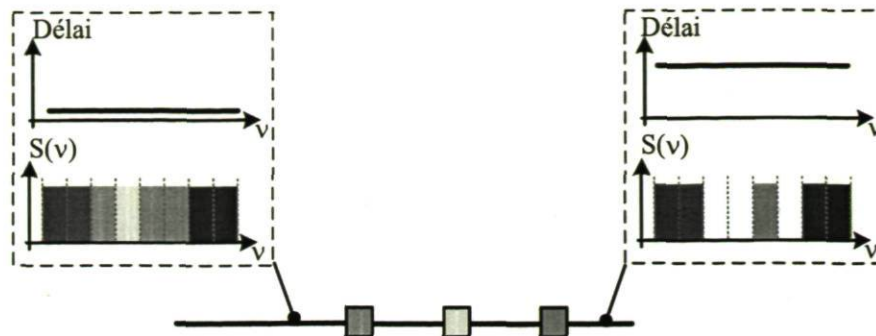


FIGURE 2.12 – Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA

Malgré tout, la réalisation expérimentale faite en [22, 23] montre que les performances des systèmes SAC-OCDMA utilisant ce principe est limitée par la largeur des bandes de réflexions que l'on peut atteindre (12.5 GHz - 0.1 nm). De plus, cette technique nécessite l'utilisation de trois circulateurs (un pour l'encodage et deux pour le décodage) ce qui ne respecte pas notre critère de système bas coût.

### 2.5.3. Réseaux de Bragg utilisés en transmission

Contrairement aux solutions précédentes, l'utilisation de plusieurs réseaux de Bragg en transmission est simple à réaliser. Une illustration de cette méthode est présentée à la figure 2.12. Chacun des réseaux de Bragg permet de supprimer une bande de fréquences qui n'est pas contenue dans le code SAC-OCDMA. En utilisant cette configuration, on s'affranchit des difficultés d'inscription de la méthode précédente. La gestion du délai est éliminée puisque les fréquences transmises ne sont pas affectées par le réseau puisque celui-ci est transparent pour ces fréquences. De plus, l'usage d'un circulateur optique n'est plus nécessaire. Il faudra cependant penser à utiliser un filtre passe-bande pour éliminer la puissance d'ASE hors de la bande d'encodage.

Cette solution a été testée par Magel et al. [33]. Les performances obtenues permettaient d'accommoder huit usagers, avec un taux binaire individuel de 622 Mb/s ou de 15 usagers à un taux binaire individuel de 155 Mb/s moyennant l'utilisation d'un code correcteurs d'erreur. Ce résultat constitue, dans l'absolu, la meilleure performance de SAC-CODMA démontré jusqu'à présent. Cependant, ces résultats sont difficilement comparables avec d'autres travaux du fait de l'utilisation de codes correcteurs d'erreur. Il est certain que sans ces codes correcteurs d'erreur, les performances aurait été rapidement limitées en vitesse de transmission ou en nombre

d'utilisateurs. Il faut également noter que cette expérience utilise des codes de type Hadamard-Walsh modifiés ayant une longueur et une cardinalité égale ( $L = \zeta = 15$ ) et une corrélation élevée croisée  $\mathcal{L}$  égale à 3. Or nous avons vu à la section 1.3 (page 24) qu'une corrélation élevée entraîne une apparition rapide de plancher de taux d'erreur. Cet article ne contient pas de courbes de taux d'erreur en fonction de la puissance mais des mesures de facteur de qualité (*Q factor*) qui ne reflète pas bien la nature du bruit d'intensité qui n'est pas gaussien ((1.8) et figure 1.7 page 19). Les performances du système étaient très certainement limitées par le bruit d'intensité.

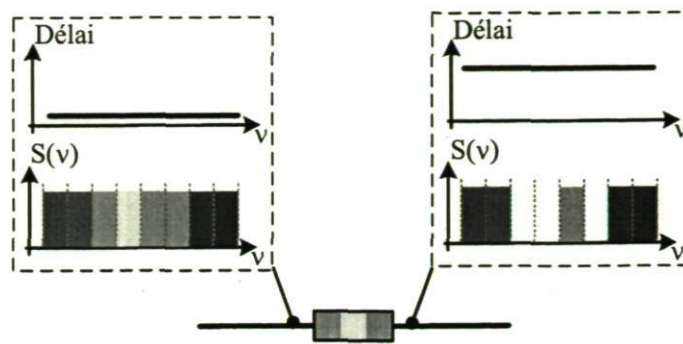
Un autre point que les auteurs ont omis de préciser est le bruit généré par la présence d'ASE hors de la bande d'encodage puisqu'aucun filtre passe-bande n'a été mentionné. En effet, les réseaux étant espacés de 200 GHz et le code ayant une longueur  $L = 15$ , la bande optique utilisée pour l'encodage s'étale sur 3 THz, soit 24 nm. En revanche, le spectre d'émission d'un EDFA est beaucoup plus large. Malgré tout, l'influence de ce phénomène a été minimisée (peut-être sans en avoir conscience ?) par le fait que la corrélation croisée  $\mathcal{L}$  était pratiquement égal à la moitié du poids  $w$ . Le balancement était obtenu quasi naturellement avec un coupleur 3 dB (voir section 1.1.2—page 12). Ainsi l'ASE hors de la bande d'encodage se retrouvait de manière quasi identique dans chaque bras. Ceci implique que le bruit d'intensité généré sur chacune des photodiodes du photodétecteur balancé était corrélé et s'annulait entièrement par le biais de la détection balancée (voir [46,47] pour une explication détaillée sur ce phénomène et ses limites). Il n'en reste pas moins que le surplus de puissance reçue entraînait une augmentation du bruit de grenaille qui lui était décorrélé.

Le concept de cette technique est intéressant puisqu'il réduit la complexité et donc le coût du processus d'encodage. Cependant, beaucoup de paramètres en [33] n'étaient pas optimaux comme nous allons le voir dans la section suivante où nous allons présenter notre proposition.

#### 2.5.4. Notre proposition

Après cette revue des différentes techniques à base de réseaux de Bragg déjà présentées dans la littérature, nous examinerons ici la solution que nous nous proposons de mettre en place dans cette thèse. Notre choix se portera sur l'utilisation de réseaux de Bragg utilisés en transmission comme Magel et al. l'ont proposés [33]. En effet, nous avons vu que cette technique cumule différents avantages (gestion du



FIGURE 2.13 – Réseau de bragg *chirpé* utilisé en transmission

délai simplifiée, grande bande optique atteignable, grande longueur de codes,...). Malgré tout, de nombreux paramètres peuvent être améliorés comparativement à cette dernière expérience et nous allons présenter en deux points les améliorations que nous proposons de mettre en oeuvre.

### Proposition - Partie 1

La première partie de notre proposition est d'utiliser des réseaux de Bragg incluant un *chirp*. Une illustration de cette méthode est présentée à la figure 2.13. Cela ne permettra pas d'augmenter les performances comparativement à [33], les encodeurs/décodeurs seront beaucoup plus compacts puisqu'ils sont faits à partir d'un seul composant et ceci quelle que soit la taille du code. Cet aspect est important pour les applications *PON* où l'on souhaite réduire l'encombrement. De plus, cela réduit le coût de *packaging* ce qui est un autre point positif pour des applications de type *PON*.

### Proposition - Partie 2

La deuxième partie de notre solution est celle qui va permettre d'augmenter de manière considérable les performances. Il est important de noter qu'en [33], chaque réseau de Bragg avait une largeur à mi-hauteur de 0.6 nm soit 75 GHz mais que l'espacement entre deux réseaux était de 200 GHz. Cela implique la présence de bandes de garde optiques importantes. Ces bandes de garde permettent de minimiser le recouvrement spectral (*overlap*) entre les tranches spectrales adjacentes. Cette manière de procéder est nécessaire lorsque l'on considère un système *WDM* utilisant des lasers, mais ne constitue pas un optimum lorsque l'on considère un système *SAC-OCDMA* incohérent (voir [1,3]). Comme nous l'avons vu dans la section 1.2.3



(page 18), le bruit d'intensité est la limitation majeure des performances des systèmes SAC-OCDMA. Hors, ce bruit est d'autant plus fort que la bande optique  $\Delta\nu$  utilisée pour l'encodage est faible. Alors, la présence de bandes de garde optiques aussi prononcées ne constitue pas une configuration optimale et c'est ce que nous allons prouver au chapitre 3 en étudiant l'influence du recouvrement spectral entre deux tranches fréquentielles adjacentes.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe physique des réseaux de Bragg ainsi que la technique d'inscription utilisée au laboratoire pour réaliser ce type de composants. Ensuite, deux méthodes (une matricielle et une récursive) pour calculer la réponse spectrale d'un réseau de Bragg ont été introduites. Nous avons poursuivi avec la présentation de réponse d'un réseau de Bragg uniforme et introduit deux paramètres essentiels à la bonne compréhension de la suite du document qui sont :

- le profil d'apodisation (voir section 2.4.2–page 54)
- et le *chirp* (voir section 2.4.3–page 55).

Nous avons vu à l'aide de quelques exemples simples comment ces deux paramètres influencent la réponse en fréquence des réseaux de Bragg. Puis, nous avons poursuivi ce chapitre en présentant les différentes options possibles pour utiliser des réseaux de Bragg en SAC-OCDMA pour finir avec l'énoncé de notre proposition qui est l'utilisation de réseaux de Bragg *chirpés* ayant un profil d'apodisation optimisé pour le SAC-OCDMA et utilisés en transmission.

Nous savons que le bruit d'intensité est la limitation majeure des systèmes SAC-OCDMA mais aussi que le niveau de ce bruit est directement lié à l'utilisation de la bande optique (voir section 1.2.3–page 18). Dans le chapitre 3, nous étudions l'influence de la forme de la réponse spectrale des encodeurs et décodeurs sur les performances d'un système SAC-OCDMA incohérent. Pour cela, nous avons développé un simulateur de taux d'erreur pour les systèmes SAC-OCDMA incohérent qui nous permet d'observer directement l'effet sur le taux d'erreur de la forme des réponses spectrales des composants. Le principe de ce simulateur est présenté dans la section 3.5 (page 71) mais le lecteur trouvera plus de détails sur le fonctionnement de ce simulateur dans l'annexe A. À l'aide de cet outil de diagnostic, nous verrons com-

ment il est possible d'optimiser la combinaison *chirp*-profil d'apodisation afin de diminuer le niveau du bruit d'intensité. Ce même chapitre contiendra d'ailleurs une démonstration expérimentale issue de ce processus d'optimisation avec des réseaux de Bragg *chirpés* utilisés en transmission. Nous verrons qu'un recouvrement spectral entre les cases fréquentielles adjacentes est bénéfique et permet une utilisation optimale de la bande optique afin de réduire le bruit d'intensité. Pour finir, des mesures de taux d'erreur seront présentées pour appuyer cette conclusion.

## Chapitre 3

# Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response

<sup>1</sup> Julien Penon, *Student Member, IEEE*, Ziad A. El-Sahn, *Student Member, IEEE*, Leslie A. Rusch, *Senior Member, IEEE*, and Sophie LaRochelle, *Member, IEEE*. [1].

---

1. ©[2007] IEEE. Reprinted with permission from IEEE Journal of Lightwave Technology.



### 3.1 Résumé

La majorité des simulations faites pour des réseaux fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA incohérent considèrent que les composants effectuant l'encodage et le décodage sont « idéaux ». Ceci revient à dire qu'ils ont des réponses spectrales carrées, ce qui est impossible physiquement. Dans cet article, nous étudions ce qu'il est possible d'obtenir raisonnablement comme forme spectrale pour des réseaux de Bragg travaillant en transmission effectuant l'encodage et le décodage. La présence de bandes de garde optique permet de supprimer tout recouvrement spectral. Le niveau de MAI est négligeable mais cela réduit la bande optique utile entraînant un fort bruit d'intensité. À l'inverse, un fort recouvrement spectral permet de réduire le bruit d'intensité mais le niveau de MAI explose. Il existe donc un optimum afin de minimiser le bruit global. Celui-ci nous indique qu'il est avantageux d'autoriser un certain recouvrement spectral afin de maximiser les performances. En utilisant ces résultats, des réseaux de Bragg travaillant en transmission sont réalisés et un montage SAC-OCDMA incohérent accommodant sept usagers est construit. Nous effectuons des mesures de taux d'erreur à 622 Mb/s avec et sans fibre optique (20 km) pour valider l'amélioration des performances par rapport aux systèmes SAC-OCDMA incohérent utilisant des codes de corrélation corisée non-unitaire et des réponses spectrales non-optimisées.

## 3.2 Abstract

We develop a methodology for numerical optimization of fiber Bragg grating frequency response to maximize the achievable capacity of a spectral-amplitude-coded optical code-division multiple-access (SAC-OCDMA) system. The optimal encoders are realized, and we experimentally demonstrate an incoherent SAC-OCDMA system with seven simultaneous users. We report a bit error rate (BER) of  $2.7 \times 10^{-8}$  at 622 Mb/s for a fully loaded network (seven users) using a 9.6 nm optical band. We achieve error-free transmission ( $\text{BER} < 1 \times 10^{-9}$ ) for up to five simultaneous users.

*Index Terms*—Fiber Bragg gratings (FBGs), frequency encoded (FE) optical code-division multiple access (OCDMA), frequency encoding, intensity noise, spectral-amplitude-coded (SAC) OCDMA.

## 3.3 Introduction

A variety of technologies and architectures are currently under study for optical code-division multiple-access (OCDMA), targeting different applications, bit rates, and throughputs. In this paper, we focus on spectral amplitude coding for access networks due to the potential for low-cost client premises equipment. Access networks deliver services such as video on demand, multichannel high-definition television (HDTV), ultrahigh-speed Internet, etc., to residential customers. This type of traffic is known to be bursty, and code-division multiple-access (CDMA) in the electrical domain has been demonstrated to be very efficient in this scenario as compared to carrier-sense multiple-access networks (Ethernet, ALOHA, etc.) [48]. The main challenge that faces researchers is the efficient transfer of this advantage to the optical domain, with many methods under investigation [6, 12, 33, 49, 50]. Some OCDMA systems achieve high bit rate but are quite complex and expensive because they use mode-locked lasers, nonlinear thresholders, etc. [51]. These components are of high cost and not easily available commercially. Achieving spectral amplitude-coded (SAC) encoding/decoding by means of bulk optics (diffraction gratings, mirrors, amplitude masks, etc.) has high losses (11–13 dB), and such setups are difficult to adjust and to stabilize [24]. This paper focuses on low-cost architectures offering



moderate bit rates (622 Mb/s to gigabit Ethernet rates) that are suitable, for example, for passive optical networks (PONs) [52]. A variety of technologies have been proposed for SAC-OCDMA encoders; however, we focus our attention on the use of fiber Bragg gratings (FBGs) as an ideal component to achieve our system goals of stable, low-cost, and low-loss encoders.

An incoherent SAC-OCDMA system using superimposed FBGs in reflection as encoders/decoders was tested in [3] for a system that uses m-sequence codes. The authors identified many points where the capacity of SAC systems could be improved and their cost could be reduced :

- use of codes with fixed minimal cross correlation instead of m-sequences,
- use of FBGs in transmission,
- minimal frequency guard bands.

In this paper, we adopt their suggestions and demonstrate an improved system. In [3], a system with an optical bandwidth of 6 nm operating at 622 Mb/s showed a  $10^{-4}$  bit error rate (BER) floor with only three active users. At an optical bandwidth of 9.6 nm, we achieve seven active users with a BER floor of  $2.7 \times 10^{-8}$  at 622 Mb/s. In order to get this improved performance, we needed to optimize the shape of the achievable FBG spectral response (spectral shape) to best achieve the suggestion of « minimal frequency guard bands ». In [3], a simulation tool was described to predict the performance of SAC-OCDMA systems as a function of the encoder/decoder spectral response using theory derived from Goodman [16]. Their encoders/decoders were written with significant frequency guard bands between frequency bins (with these bins being a partition of the available bandwidth into uniform segments for coding). The original intent of the guard bands was to reduce multiple-access interference (MAI) by assuring that when two codes do not have a given bin in common, no energy would « leak through » one bin to the other. Unfortunately, MAI was not the principal source of system impairment, and this actually reduced the system capacity. The principal source of impairment was interferometric beat noise, which leads to intensity noise, which is also known as phase induced intensity noise.

Ultimately, all SAC-OCDMA systems are intensity noise limited, even if they use coherent multifrequencies sources having the same center frequencies [53]. In this paper, as in [3], we focus on the use of broadband sources due to their low cost and large emission bandwidth compared to coherent sources. The intensity noise in an



incoherent system is inversely proportional to the effective optical bandwidth (the occupied bandwidth and not the spanned bandwidth) and proportional to the electrical bandwidth. For a given bit rate, systems with greater optical bandwidth would offer better performance in terms of BER or, for fixed BER, could accommodate more users for greater capacity.

Since intensity noise is the principal noise source, frequency guard bands reduce the occupied bandwidth; hence, they reduce the effective optical bandwidth and, therefore, the capacity. If ideal rectangular filters could be achieved, the encoders would carve out truly orthogonal frequency bins while exploiting all available bandwidth. Realistic FBGs that can be written in a cost-effective manner will have finite rolloff, leading to a tradeoff between MAI and intensity noise. In this paper, we use the simulator proposed in [3] as a design tool to numerically trade off the MAI versus intensity noise. This tradeoff requires the identification of further constraints on the code family to achieve optimization, as will be described later. We simulate achievable FBG spectral responses with various levels of overlap between bins. These spectral responses are then used to predict the BER floor in a SAC-OCDMA system. The optimum spectral response is determined, and a set of encoders/decoders is realized. These components are then tested in a system configuration similar to that in [4].

The remainder of this paper is organized as follows: In Section 3.4, we describe SAC-OCDMA networks and their principles of operation, explaining the role of each component. Section 3.5 discusses the computation of the BER floor in intensity-noise-limited SAC-OCDMA networks. In Section 3.6, we describe our encoder optimization, including the issues of code choice and the apodization profile used for writing FBGs. In Section 3.7, we present our experimental setup and BER measurements for the optimized system. Finally, we conclude with suggestions for further optimizations that might be attained.

### 3.4 SAC-OCDMA system

Tree architectures are efficient for fiber-to-the-home or the so-called « last mile » market. A network of this type that employs only passive optical components (cou-

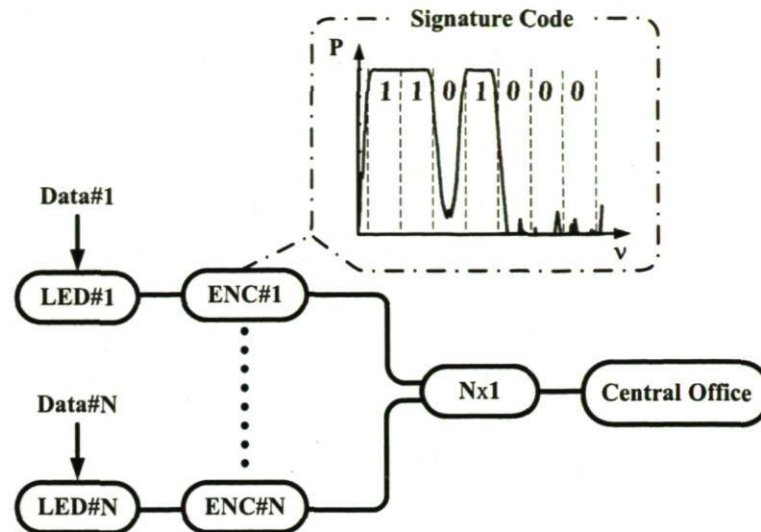


FIGURE 3.1 – SAC-OCDMA network

plers, splitters, circulators, etc.) is referred to as PON and has low installation and management costs, as compared with active networks. The standards for today's PON have bit rates per household in the range of 20 to 30 Mb/s, which are inadequate to meet growing consumer demand (multichannel HDTV, ultrahigh-speed Internet, video on demand, etc.). Future PONs will exploit OCDMA or wavelength-division multiplexing to increase per client rates up to 1.25 Gb/s, with 16 or 32 simultaneous clients per network. We propose a network using SAC-OCDMA at the physical layer. Such a network assigns a unique spectral code to each user, as shown in figure 3.1. SAC-OCDMA takes a data-modulated optical signal with wide spectral content, e.g., multiple lasers, multifrequencies source, or a broadband source, and encodes each bit in the spectral domain. In this example, a low-cost light-emitting diode (LED) is directly modulated, followed by a passive encoder ENC. The encoder is an FBG working in transmission that takes a broadband source and filters out all spectral content, except those frequencies included in the user's unique spectral code. All the users in the system share the same optical bandwidth and contain frequency elements from the same band; they access the channel asynchronously and without coordination. An  $N \times 1$  coupler is used to combine all signals onto one fiber to the central office (CO). The receiver for SAC-OCDMA systems is the balanced detector illustrated in figure 3.2 and would be the same at the CO or client premises.

Balanced detection [12] eliminates MAI for codes with fixed cross correlation, leaving only intensity noise. The upper arm contains an FBG with the decoder DEC



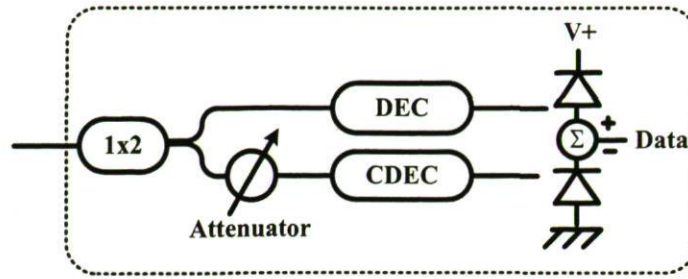


FIGURE 3.2 – Balanced detection in SAC-OCDMA network

identical to the ENC for the data to be received. In the lower arm, the complementary decoder CDEC is orthogonal to the ENC spectral response, i.e., it contains only the frequency bins that are not present in the ENC. An optical attenuator is inserted to achieve balanced detection and is adjusted according to the used codes.

### 3.5 Simulation of system performance

The main limiting noise at high received power is the intensity noise generated by the incoherent broadband source. The intensity noise goes as the square of the photocurrent, unlike shot noise, which varies linearly, and thermal noise, which does not depend on the photocurrent [54]. In [22], intensity noise led to a BER floor, even with only one interferer. In [3], the simulation results were presented to fit the BER floor, which was ultimately attributed to the low ratio of optical bandwidth to electrical bandwidth and high cross correlation of the used codes. In this section, the methodology of [3] is used to predict the BER floor as a function of all components' spectral responses.

Let  $S_{ENC}^k(\nu)$ ,  $S_{DEC}(\nu)$ , and  $S_{CDEC}(\nu)$  represent the spectral response of the  $k$ th user's ENC, the DEC, and the CDEC, respectively, where  $\nu$  is the optical frequency. To avoid burdensome notation, the last two expressions have no superscript as they refer to a unique detection device for the desired user, which we refer to as user#1.  $S_{SOURCE}(\nu)$  represents the spectrum of the broadband source, which is taken to be identical for all users. Let  $F_{DEC}^k(\nu)$  and  $F_{CDEC}^k(\nu)$  represent the spectrum after DEC and CDEC, respectively, when only the  $k^{\text{th}}$  user is active. They are given by

$$F_{DEC}^k(\nu) = S_{SOURCE}(\nu) \cdot S_{ENC}^k(\nu) \cdot S_{DEC}(\nu) \quad (3.1)$$



$$F_{\text{CDEC}}^k(\nu) = S_{\text{SOURCE}}(\nu) \cdot S_{\text{ENC}}^k(\nu) \cdot S_{\text{CDEC}}(\nu) \quad (3.2)$$

The spectral responses of components other than the source and the encoders are considered ideal, i.e., flat. Let  $ER$  be the extinction ratio of the modulated broadband signal at the receiver and  $K$  be the total number of users in the system; the number of active interferers is  $g \in \{0, 1, \dots, K - 1\}$ . Let  $\underline{d}$  be a row vector of length  $K$ , where each element  $d_k$  takes one of three values  $(0, 1, 1/ER)$ . The  $k^{\text{th}}$  element of  $\underline{d}$  is 0 if the  $k^{\text{th}}$  user is inactive, 1 if the  $k^{\text{th}}$  user is active and transmitting a logical « 1 », and  $1/ER$  if the  $k^{\text{th}}$  user is active and transmitting a logical « 0 ». Finally, let  $F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d})$  and  $F_{\text{CDEC}}(\nu, \underline{d})$  be the spectrum striking the photodiodes at the decoder and the complementary decoder arms, respectively. These spectra are the sum of all active users' spectra and, thus, a function of data vector  $\underline{d}$  and are given by

$$F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d}) = \underline{d} \cdot \begin{bmatrix} F_{\text{DEC}}^1(\nu) \\ \vdots \\ F_{\text{DEC}}^k(\nu) \\ \vdots \\ F_{\text{DEC}}^K(\nu) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^K d_k \cdot F_{\text{DEC}}^k(\nu) \quad (3.3)$$

A similar equation holds for  $F_{\text{CDEC}}(\nu, \underline{d})$ . Having determined  $F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d})$  and  $F_{\text{CDEC}}(\nu, \underline{d})$ ,  $\gamma_{\underline{d}}$ , which is the signal-to-noise ratio (SNR) as a function of  $\underline{d}$ , can be found for each photodiode. The analysis used by Goodman [16] gives the following expression for  $\gamma_{\underline{d}}$ :

$$\gamma_{\underline{d}} = \frac{m \cdot |H(0)|^2 \cdot \left( \int_{-\infty}^{+\infty} F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d}) d\nu \right)^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d}) F_{\text{DEC}}(\nu + f, \underline{d}) d\nu \right) |H(f)|^2 df} \quad (3.4)$$

A similar equation holds for the SNR of the CDEC. The polarization is accounted for by  $m$  ( $m = 2$  for a nonpolarized broadband source and  $m = 1$  for a polarized signal);  $H(f)$  is the normalized frequency response of the photoreceiver including the photodiode, electrical amplifiers and filters, where  $f$  is the baseband electrical frequency. For an electrical response with  $T$  time constant, the voltage  $V$  at the output of the photodetector can be expressed as follows :

$$V = \int_{t-T}^t P(\varepsilon) \cdot d\varepsilon \quad (3.5)$$

where  $P$  is the time-varying optical power. Here, as in section 1.2.3, we consider the transformation from an optical power ( $P$ ) to a voltage ( $V$ ) as a linear operation with a unitary gain to avoid burdensome notation and also because it does not affect BER precision. Considering the spectrum hitting the photodiode in the DEC arm, the average integrated voltage  $\overline{V}_{\underline{d}}$ , depending on data vector  $\underline{d}$ , can be calculated from the following equation :

$$\overline{V}_{\underline{d}} = \int_{-\infty}^{+\infty} F_{\text{DEC}}(v, \underline{d}) dv \quad (3.6)$$

According to Goodman [16], the probability density function (PDF) of the integrated voltage is approximated as a gamma density parameterized by the SNR  $\gamma_{\underline{d}}$  and mean  $\overline{V}_{\underline{d}}$ . On the DEC arm, the PDF of  $V$  is given by

$$f_{\underline{d}}^{\text{DEC}}(V) = \left( \frac{\gamma_{\underline{d}}}{\overline{V}_{\underline{d}}} \right)^{\gamma_{\underline{d}}} \frac{V^{\gamma_{\underline{d}}-1} \exp(-V \gamma_{\underline{d}} / \overline{V}_{\underline{d}})}{\Gamma(\gamma_{\underline{d}})} \quad (3.7)$$

where  $\Gamma$  is the standard gamma function. A similar expression applies for the PDF  $f_{\underline{d}}^{\text{CDEC}}(V)$  on the CDEC arm. As in [3], the spectra are assumed to be orthogonal, i.e., independent on the two arms of the balanced photodetector. We wish to calculate the BER as a function of the number of active interferers  $g$ . Recall that there are at most  $g$  nonzero elements of  $\underline{d}$ . The PDF  $pdf(V, g)_{\underline{d}}$  at the output of the balanced detector is calculated by convolving together the PDFs at each arm [55], i.e.,

$$pdf(V, g)_{\underline{d}} = f_{\underline{d}}^{\text{DEC}}(-V) \otimes f_{\underline{d}}^{\text{CDEC}}(V) \quad (3.8)$$

Since weak overlap between bins exists in realistic systems, the arms are not truly independent, and other considerations in calculating  $pdf(V, g)_{\underline{d}}$  will be discussed in Section 3.7.2. In order to derive the BER floor for a certain number of active interferers  $g$ , the PDF is averaged over all possible data vectors  $\underline{d}$ ; note that all possible sets of  $g$  active interferers must be found. For a given code cardinality  $K$ , there are  $\frac{(K-1)!}{(K-1-g)!}$  possible sets of  $g$  active interferers and  $2^g$  distinct data vectors for each set. Suppose that user#1, which is the desired user, is transmitting a logical « 0 », the corresponding averaged PDF  $pdf(V, g)_{d_1=1/ER}$  is given as follows :

$$pdf(V, g)_{d_1=1/ER} = \frac{(K-1-g)!}{(K-1)!} \frac{1}{2^g} \sum_{\substack{\text{comb. of} \\ g \text{ interf.}}} \sum_{\substack{\text{all data vectors} \\ d_1=1/ER}} pdf(V, g)_{\underline{d}} \quad (3.9)$$

The outer summation covers all sets of  $g$  interferers (the amount of interference could vary with which particular interferers are active), and the inner summation covers



all data vectors with the desired user transmitting logical « 0 ». A similar expression applies for the PDF  $pdf(V, g)_{d_1=1}$  when user#1 transmits a logical « 1 ». Finally, assuming equally probable data bits, the BER floor for user#1 can be calculated from the previously obtained results using the following expression :

$$BER_{\text{user\#1}}(g) = \frac{1}{2} \int_{\eta}^{+\infty} pdf(V, g)_{d_1=1/ER} \cdot dV + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\eta} pdf(V, g)_{d_1=1} \cdot dV \quad (3.10)$$

where  $\nu$  is the decision threshold at the receiver. The optimal threshold can be found numerically. Calculation of the BER floor is used in the next section to optimize the encoder/decoder spectral responses and minimize the BER.

### 3.6 Code optimization for realistic FBG

In this section, we describe the methodology for the numerical optimization of the FBG spectral response. Our goal is to maximize the achievable capacity of SAC-OCDMA systems by proper selection of the code family, as well as the design of the FBG apodization profile, thus achieving minimal frequency guard bands [3]. The BER floor is then predicted by inserting the FBG spectral responses in the equations of Section 3.5.

When an encoder design strategy leads to unequal quality of service (QoS) between users, it is difficult to find an unambiguous optimization strategy—overall network throughput, BER of a favored (higher paying) client, average BER over all clients, etc. When allowing overlapping frequency bins, we can have unequal QoS among users if the number of successive ones varies from code to code. Note that for ideal rectangular bins or widely spaced frequency bins (large guard bands) [3], the number of successive ones does not impact QoS. In order to assure roughly equal QoS among all users, we consider cyclic code families, where all but one code have the same run length of successive ones. Successive ones are attractive for overlapping, as the effective optical bandwidth is increased since adjacent overlapping bins become essentially one wide bin.

We consider the two principal noise sources in incoherent SAC-OCDMA : the intensity noise, which is inversely proportional to the effective optical bandwidth



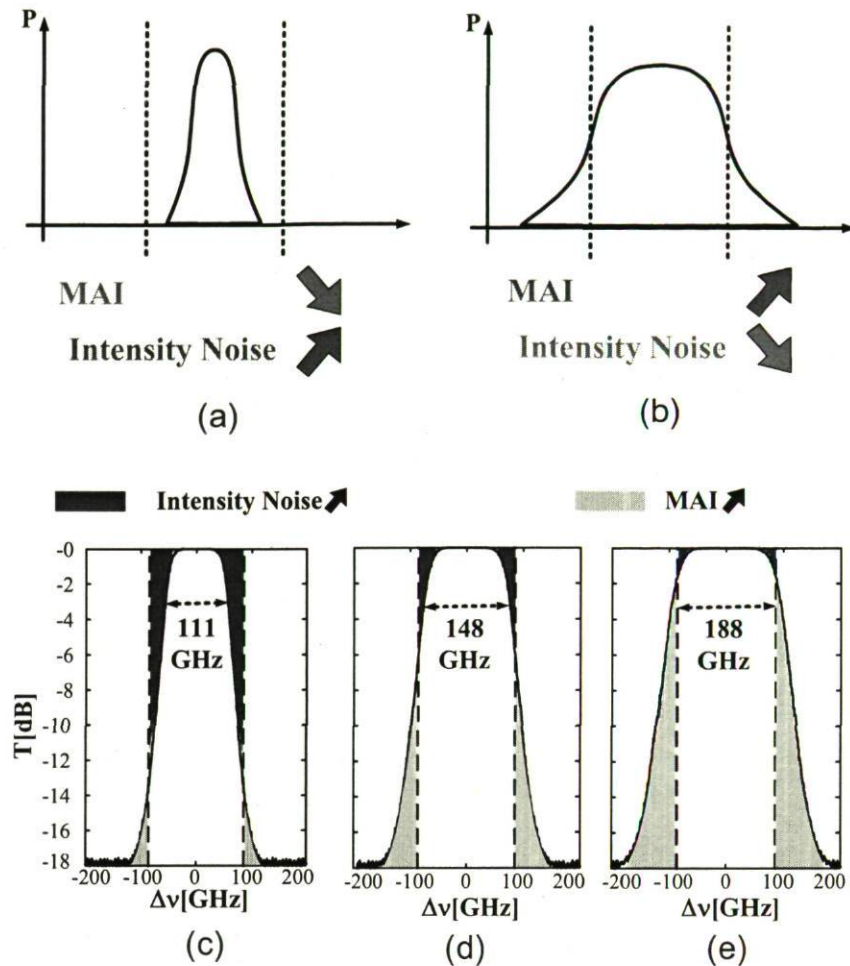


FIGURE 3.3 – Spectral response of a bin with a 3 dB bandwidth value  
 (a) narrow, (b) broad, (c) 102 GHz, (d) 139 GHz, and (e) 172 GHz

and the MAI. Previous systems [3] used significant guard bands, as in figure 3.3(a), that led to greater intensity noise. As shown in figure 3.3(b), allowing overlap between adjacent frequency bins increases the effective optical bandwidth and thus reduces the intensity noise. However, the orthogonality of the two adjacent bins is lost, leading to higher MAI. Clearly, a tradeoff exists between MAI and intensity noise. Different overlap configurations must be tested in order to obtain optimum performance.

### 3.6.1. Code constraints

Code choice is a major issue in SAC-OCDMA systems due to the significant im-

User	ENC or DEC	CDEC
#1	1101000	0010111
#2	0110100	1001011
#3	0011010	1100101
#4	0001101	1110010
#5	1000110	0111001
#6	0100011	1011100
#7	1010001	0101110

TABLE 3.1 – BIBD codes used ( $L=7, w=3, \mathcal{L}=1$ )

impact on global performance. Many codes were proposed by several research groups [21, 56–58], but they usually consider long code length (hundreds of frequency bins) and a square frequency response, which is impossible to achieve experimentally. This last assumption leads to the zeroing out of MAI after balanced detection when using constant crosscorrelation codes. In [3], Ayotte *et al.* used m-sequence codes, leading to severe intensity noise that limited system performance. They reported that the high cross correlation between codes was the major reason for BER floors, even with only two active users in their system. To solve this issue, they recommended the use of unity cross-correlation codes such as modified quadratic congruence (MQC) codes [20].

In this paper, balanced incomplete block design (BIBD) codes [59] are proposed because of their unity cross correlation and their cyclic property. The cardinality of BIBD codes, which equals the code length, is also higher than that of MQC codes. BIBD codes exist for any prime power, so that more code length choices are possible than with MQC codes. Codes having length  $L = 7$ , weight  $w = 3$ , and cross correlation  $\mathcal{L} = 1$  were selected to match equipment availability. This choice allows a proof of concept, but systems supporting more users are just as easily achievable with proper equipment. The codes used are illustrated in Table 3.1. The ENCs and DECs have identical codes, whereas the CDECs consist of the complementary code of their corresponding ENCs. Note that all codes contain one run of two consecutive ones, except for user#7, in order to achieve roughly equal QoS. While cyclic codes are not required, they have the property of preserving the length and number of runs of logical ones, except when the runs are split by a cyclic shift from end of line to front



of line.

### 3.6.2. FBG encoders optimization

In the experimental setup, encoding/decoding process is achieved by FBGs that are working in transmission. The apodization profile  $A(z)$  of an FBG is the modulation index envelope that will be written in the fiber. The spectral response of a highly chirped FBG is simply an inverse translation of the grating apodization profile along the  $z$ -axis of the fiber [41]. Basically, no modulation index ( $A = 0$ ) leads to a transmission bin, whereas a modulation index ( $A = 1$ ) leads to a non-transmission bin, i.e., a reflective bin. An apodization profile based on super-gaussian lobes is used in order to minimize the ripples in spectral response that cause MAI. Therefore, the apodization profile used for the  $i^{th}$  encoder along the  $z$ -axis of the fiber is given by

$$A^i(z) = 1 - \sum_{j=1}^{L=7} C_{ij} \cdot \exp\left(-0.5 \left(\frac{z - z_j}{l}\right)^{2s}\right) \quad (3.11)$$

where  $C_{ij} = 1$  (occupied bin) if the code of the  $i^{th}$  user contains frequency  $j$ , and  $C_{ij} = 0$  (unoccupied bin) elsewhere.  $s$  is the super-gaussian lobe order, and  $l$  is the super-gaussian lobe width. A linear chirped phase mask of 0.498 nm/cm and with a length of 140 mm was used. Phase-mask properties impose a total optical bandwidth of 9.6 nm or 1200 GHz. The distance between two apodization bins is  $\Delta z$ , as illustrated in figure 3.4. We set  $\Delta z$  to 17.5 mm, and  $s$  is fixed at 2.  $l$  is the free parameter to be optimized. Figure 3.4 shows an example of an apodization profile with  $l=8.5$  mm. The simulated resulting transmission spectral response (dotted line) is shown in figure 3.5. This spectral response corresponds to the first encoder (ENC#1). The experimental spectral response (solid line) is also plotted. The correspondence between the two curves is excellent. In this particular case, bin #1 and bin #2 are merged to form a unique transmission bin, whereas bin #4 corresponds to the isolated transmission bin of ENC#1.

The next step is to analyze the effect of 3 dB bin bandwidth on BER performance by varying  $l$ . A bit rate of 622 Mb/s is considered. For the optimization, the  $ER$  is assumed to be infinite. In the simulations, all ENCs and DECs are identical. The computed BER versus 3 dB bin bandwidth is shown in figure 3.6 for different numbers of active users. As the 3 dB bin bandwidth goes from very narrow (73 GHz corresponding to  $l=4.5$  mm) to wider, the BER decreases, reaches a minimum, and then increases. Best performance occurs at a 3 dB bin bandwidth of 148 GHz correspon-



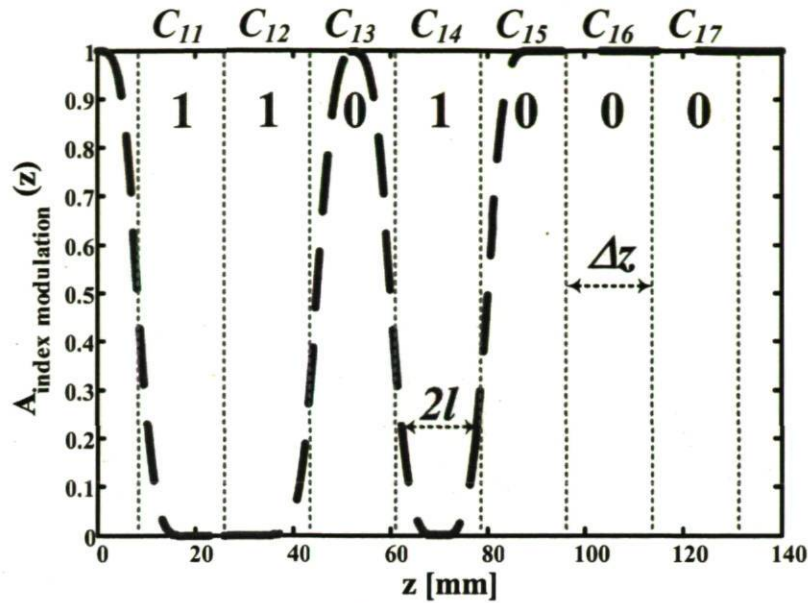


FIGURE 3.4 – Apodization profile  $A^1(z)$  of ENC#1 with  $l=8.5$  mm,  $\Delta z=17.5$  mm, and  $s = 2$

ding to  $l=8.5$  mm for any number of active users. We note that optimal performance occurs for  $\Delta z/l \approx 2$ . The reason for the BER increasing after the minimum is that the SNR improvement due to the use of wider optical bandwidth is counteracted by an increased crosstalk/overlapping between adjacent frequency bins that yield MAI. Figure 3.3 presents the computed spectral responses of a single bin for different 3 dB bandwidth values (figure 3.3(c) to (e) are for 111, 148, and 188 GHz, respectively). The configuration of figure 3.3(c) leads to high intensity noise level and low MAI, whereas the configuration of figure 3.3(e) gives a lower intensity noise level but higher MAI due to strong overlapping. The configuration of figure 3.3(d) leads to the best BER and corresponds to the tradeoff value that was found in figure 3.6.

The optimal FBG apodization profile (148 GHz for  $l=8.5$  mm) for ENC#1 is presented in figure 3.4. The measured spectral response of ENC#1 (solid line) is presented in figure 3.5. Isolated bin #4 and bin #1 and bin #2, which were merged, have a 3 dB bandwidth of 156 and 314 GHz, respectively. Seven encoders (one per user) were written. A set of decoders and complementary decoders was written to build a balanced detection receiver. The sidelobe rejection ratio is greater than 25 dB for out-of-band frequencies. Normalized insertion losses over transmission bins are 0.25 dB.

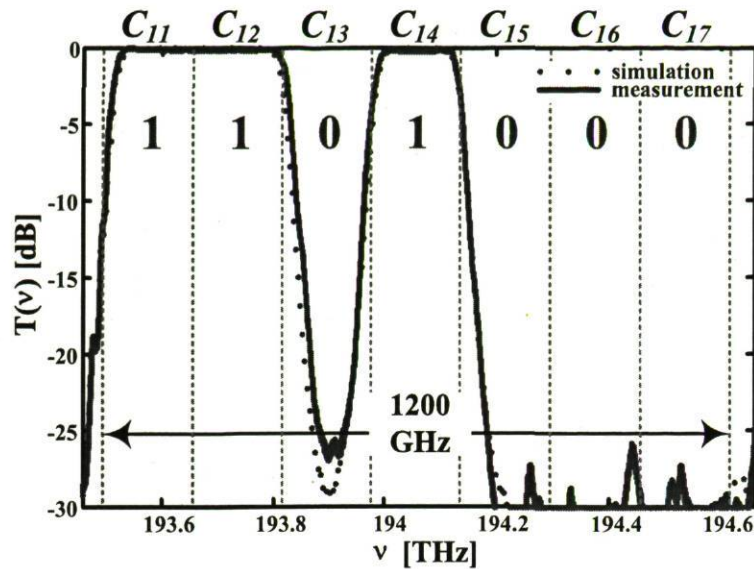


FIGURE 3.5 – Spectral response of ENC#1 in transmission with the apodization profile of figure 3.4

All components were written according to these specifications.

## 3.7 Experimental setup and results

### 3.7.1. Experimental setup

The experimental setup is illustrated in figure 3.7. A filtered (1200 GHz or 9.6 nm) broadband source (AFC BBS 1550) is used. This filtered source is modulated by a polarization independent electroabsorption modulator (CyOptics EAM10-10Gb/s) at a bit rate of 622 Mb/s using a  $2^{23} - 1$  nonreturn-to-zero pseudorandom binary sequence. The clock signals at both transmitter and receiver sides are obtained using an HP 8657B signal generator. The data stream is provided by an HP 70841B pattern generator. An erbium-doped fiber amplifier (EDFA) associated with a gain flattening filter (Teraxion) is used to compensate for the modulator losses and the  $1 \times 8$  coupler that follows. Seven of the coupler branches are connected to the FBG encoders corresponding to the codes listed in Table I. Data streams are decorrelated using fiber delay lines  $\Delta\tau$  of various lengths (0, 3, 6, 9, 12, 15, and 18 m) on each arm during the encoding process. Three meters of fiber corresponds approxi-



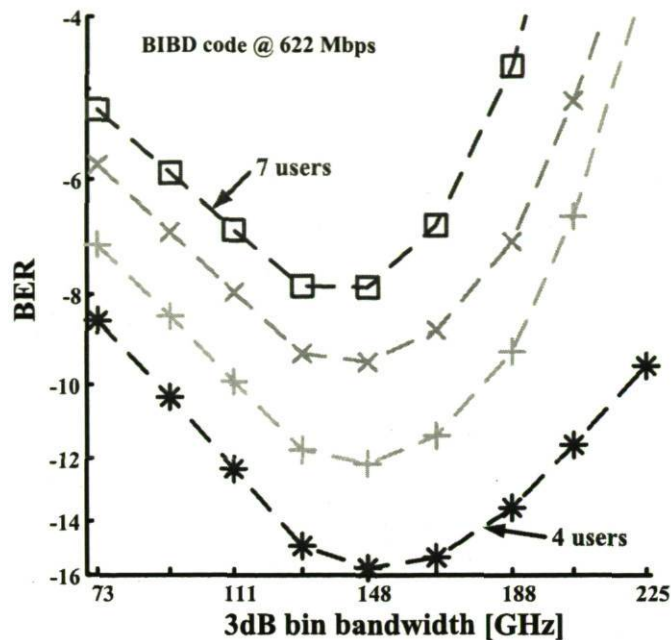


FIGURE 3.6 – BER floor versus 3 dB bin bandwidth for four to seven users

mately to a delay of 9.33 bits with the bit rate used. The signals from different users are then combined onto the same fiber using an  $8 \times 1$  coupler. The second EDFA, which is also associated with a gain-flattening filter (Teraxion), compensates for encoding and combining losses. A bandpass filter (1200 GHz or 9.6 nm of bandwidth) suppresses the out-of-band amplified spontaneous emission. An optical variable attenuator (Exfo IQ-3100) is inserted to adjust the power at the receiver and to compensate for the variations of EDFA gain when changing the number of active users. A fiber link can be included to examine the propagation over a network link. A balanced detection scheme [12] matched to user#1 is used. The upper arm contains DEC#1 matched to ENC#1. An optical delay line is also inserted to achieve equal optical lengths between the two arms, which is necessary to ensure MAI cancellation. The lower arm contains CDEC#1, which is the complementary of DEC#1, and a 3 dB attenuator. The 3 dB attenuator assures that the MAI is correctly suppressed during detection for the selected codes. This 3 dB value is theoretical because it is based on the assumption that components have ideal square spectral responses. In practice, a variable optical attenuator is adjusted to a fixed value in order to eliminate the MAI when the six interferers are present. Each arm goes into one of the two separate inputs of an 800 MHz balanced photodiode (New Focus 1617). The electrical signal is amplified (MITEQ Inc. 0.01–500 MHz) and then low-pass filtered by



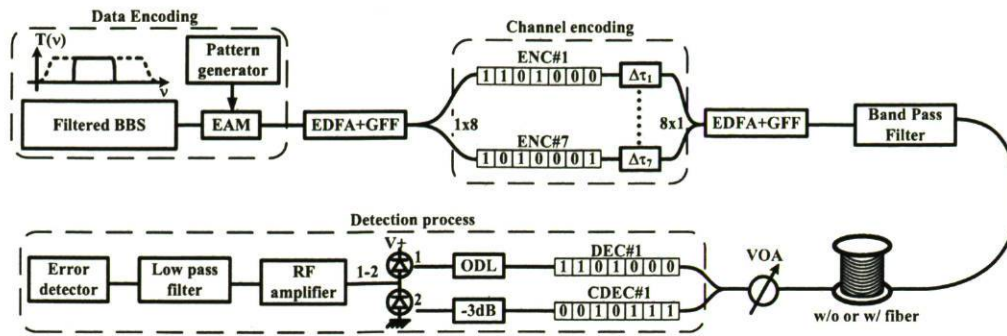


FIGURE 3.7 – Experimental setup for SAC-OCDMA system

BBS : broadband source, EAM : electroabsorption modulator, EDFA : erbium-doped fiber amplifier, GFF : gain flattening filter, VOA : variable optical attenuator, ODL : optical delay line

a 4<sup>th</sup> order Bessel-Thomson filter (Picosecond 467 MHz) to remove the out-of-band high-frequency electrical noise. Finally, the electrical signal is launched into an error detector (HP 70842B) to perform the BER measurements.

In contrast to the system in [3], the FBGs are working in transmission, thereby reducing system cost by obviating circulators. Furthermore, this approach streamlines the FBG writing process so that :

- the FBGs no longer need to be superimposed as in [22], and
- longer codes can be achieved by writing additional FBGs sequentially.

Figure 3.8 shows the power spectral density (PSD) corresponding to different situations. When only the desired user is active, the PSDs after the DEC and the CDEC are illustrated in figure 3.8(a). The cross correlation (CDEC arm) is not equal to zero because of overlapping between frequency bins and it is very low compared to the autocorrelation (DEC arm). When only user#6 is active, the corresponding PSDs are shown in figure 3.8(b). Only one frequency bin is present in the DEC arm with a  $0.9 \times 10^{-12}$  W/Hz level, but two bins are present in the CDEC arm with a  $0.45 \times 10^{-12}$  W/Hz level. In that case, the integrated power is identical at both arms ; therefore, the interferer's signal (MAI) is suppressed. In the CDEC arm, a low-level peak ( $< 0.2 \times 10^{-12}$  W/Hz) is also present because of overlapping. The irregularities that can be seen in the occupied bins in figure 3.8 are due to the nonflat frequency response of components such as EDFAs, broadband source, and all FBGs.

### 3.7.2. BER measurements

Two configurations for BER measurements are examined :

1. without fiber and
2. with 20.522 km of standard SMF-28 fiber paired with a dispersion compensating fiber (DCF) of appropriate length.

All measurements are performed starting from the desired user (user#1) to a fully loaded system (seven active users). The BER curves with no fiber (solid) and with 20.522 km of compensated SMF-28 (dash-dotted) are presented in figure 3.9. Error-free transmission ( $BER < 1 \times 10^{-9}$ ) can be achieved for up to five active users in the network in both configurations. Without fiber, the BER floors are reported for five to seven active users at  $2.4 \times 10^{-11}$ ,  $9.5 \times 10^{-10}$ , and  $2.7 \times 10^{-8}$ , respectively. When SMF-28+DCF fiber is used, BER floors change to  $3.2 \times 10^{-11}$ ,  $1.9 \times 10^{-9}$ , and  $4.5 \times 10^{-8}$ , respectively. BER performances are similar for both cases, showing that no significant penalty results when propagating through a 20 km link. This proves that the chromatic dispersion can be adequately compensated at 622 Mb/s, even for a wide-bandwidth signal. These results confirm that a significant improvement is obtained for a SAC-OCDMA system by using optimized codes with low cross correlation, higher optical bandwidth, and optimized FBGs spectral responses with low guard band, as recommended in [3].

We note that our experimental performance actually improved compared to that predicted via simulation (figure 3.6); in our analysis, we assumed that the signals from the two branches of the balanced photodetector were statistically independent, despite overlapping spectra. In fact, (3.7) and (3.8) are only valid if the spectra on the DEC and CDEC arms are orthogonal. For the proposed spectral responses, this condition is not achieved as overlapping occurs. The common part of the spectral responses sends identical PSD to each photodiode. The intensity noise generated by that common part is canceled out by means of a perfectly matched balanced photodetector.

### 3.8 Conclusion

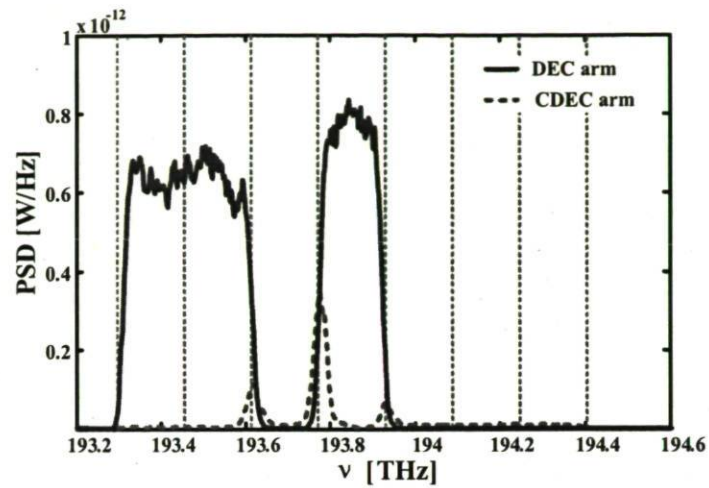
In this paper, we examined the optimization of FBG encoders for a SAC-OCDMA system. This optimization began by identifying the tradeoff between MAI and intensity noise when allowing overlap of realistic nonrectangular frequency bins. Over-



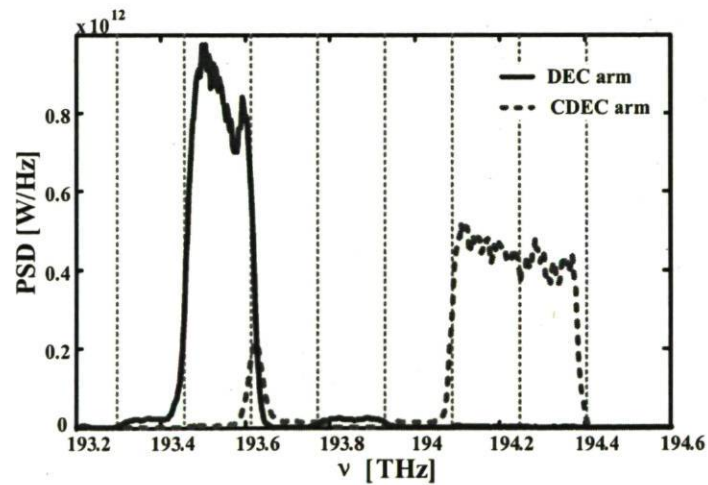
lapping can lead to excessively unequal QoS among users unless care is taken in the selection of the code family. We selected a code family with unity cross correlation and cyclic codes that gave roughly equal QoS among users. The degree of overlap of adjacent bins was varied via simulation, and a numerical optimization of the apodization profile was performed numerically to minimize the BER.

Once the optimal apodization was found, gratings were written for a code family whose length could be accommodated with phase masks that are readily available in our laboratory. We measured BER for a fully populated system (all seven codes in the code family) over a 9.6 nm optical bandwidth and a bit rate of 622 Mb/s for both back-to-back operation and 20 km single-mode fiber (SMF) with DCF. Error-free performance ( $\text{BER} < 1 \times 10^{-9}$ ) was achieved for six users back to back and five users over a 20 km fiber link. Error floors were in a range ( $< 10^{-6}$ ) that could be easily lowered by the use of forward-error correction [60]. Compared to previous SAC-OCDMA experimentation, we have achieved much improved performance (many orders of magnitude) and increased capacity with reduced cost encoders, i.e., chirped (not superimposed) FBG working in transmission. Future work will focus on increasing the number of users to be in the range of 16-32 to match PON requirements and examination of low-cost components for that market.





( a )



( b )

FIGURE 3.8 – PSD at the receiver side  
 for a)  $F_{DEC}^1(\nu)_{d=1}$  and  $F_{CDEC}^1(\nu)_{d=1}$ , (b)  $F_{DEC}^6(\nu)_{d=1}$  and  $F_{CDEC}^6(\nu)_{d=1}$

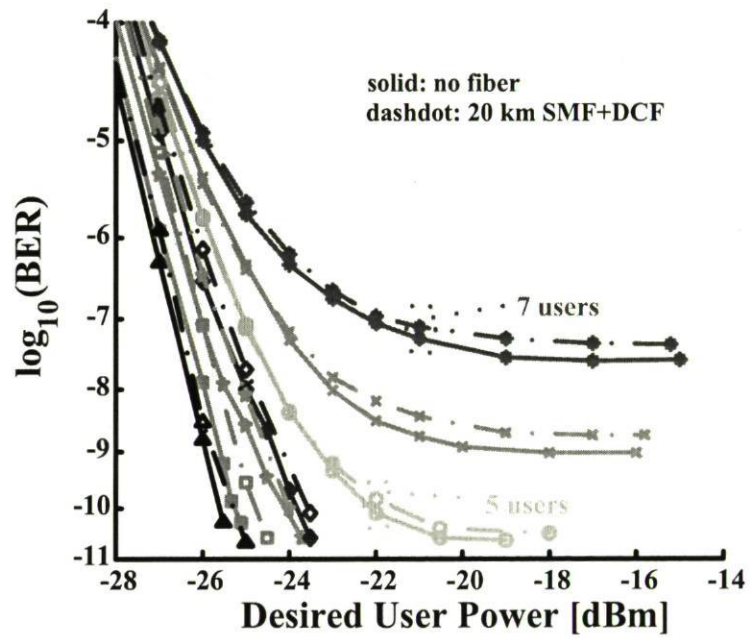


FIGURE 3.9 – BER versus power of the desired user without fiber (—) and with 20 km (—) of SMF+DCF

# Chapitre 4

## Introduction au *noise cleaning*

L'utilisation d'amplificateur à semi-conducteurs optique (*semiconducteur amplif*ier ou *SOA*) pour réduire le bruit d'intensité des sources incohérentes dans les systèmes *SS-WDM* a été démontrée expérimentalement de nombreuses fois [7, 61–70]. La littérature désigne ce phénomène par le terme de *noise cleaning*. Les travaux de McCoy et al. [65, 71] ont également démontrés qu'un filtrage optique affectant l'amplitude ou la phase après le *SOA* diminue l'efficacité du processus de nettoyage de bruit. Cette limitation porte le nom de *post-filtering issue*.

Nous allons voir la solution proposée pour les systèmes *SS-WDM* par Mathlouthi et al. [7] utilisant une détection balancée qui permet de contourner le problème du *post-filtering*. Nous proposerons une adaptation de ce schéma pour le *SAC-OCDMA*. La nouveauté de ce travail ne réside pas dans l'utilisation de *SOAs* dans les systèmes *SAC-OCDMA* (voir McCoy et al. [14]) mais plutôt dans l'association d'un nouveau récepteur balancé pour le *SAC-OCDMA* avec l'utilisation de *SOAs*. Le chapitre 5 présentera d'ailleurs les résultats de cette combinaison.



## 4.1 Le *noise cleaning* avec les SOAs : principe

Notre but ici n'est pas de détailler le fonctionnement d'un SOA ainsi que les différents paramètres internes permettant d'obtenir la meilleure efficacité de *noise cleaning* possible. Il s'agit plutôt de regarder les résultats déjà présents dans la littérature et de comprendre les conditions favorisant le phénomène de *noise cleaning*.

Une explication simple du phénomène de *noise cleaning* est obtenue en effectuant la mesure du *relative intensity noise* (*RIN*) d'une source à larges bandes avant et après passage dans un SOA. Nous présentons à la Figure 4.1 une illustration de ces mesures de *RIN* dans ces deux conditions. Comme le montre la Figure 4.1 b), nous avons une diminution du bruit d'intensité autour de la composante continue du signal. Nous pouvons facilement voir qu'en appliquant un filtrage électrique, la puissance de bruit à la détection après passage dans le SOA est diminuée. Ce type de comportement a été démontré expérimentalement dans les travaux de McCoy et al. et Zhao et al. [63, 68, 69]. La largeur de ce trou est inversement proportionnelle au temps de réponse du SOA ; typiquement quelques gigahertz. La profondeur, quant à elle, dépend des paramètres internes du SOA.

### 4.1.1. Démonstration expérimentale et limitations

Dans les systèmes *WDM* incohérents, une tranche spectrale (typiquement 50 à 100 GHz) est assignée à un canal. Les performances de ce genre de système se trouvent rapidement limitées par la faible valeur de la bande optique. En effet, en utilisant (1.12) (page 22), on voit que le facteur  $\mathcal{M}$  (voir equations (1.9)-(1.13) - pages 19-22), et donc de manière similaire le *SNR*, tend vers une faible valeur dès que le taux de transmission atteint quelques gigahertz. Il en résulte l'apparition d'un plateau dans la courbe de taux d'erreur [7, 62-67, 69, 71-77]. L'utilisation de la technique du *noise cleaning* réalisée à l'aide de SOAs a un fort potentiel dans ces conditions.

La première démonstration expérimentale de cette technique a été faite par Kim et al. en 1999 [61]. Dans cet article, la transmission à 10 Gb/s sur 100 km de fibre optique d'un signal occupant 2.6 nm de bande optique est réalisée. Le taux d'erreur résultant est inférieur à  $1 \times 10^{-10}$ . Ce niveau de performance n'aurait pas été possible sans l'utilisation de SOA. Cette amélioration est due à la création d'un trou dans la

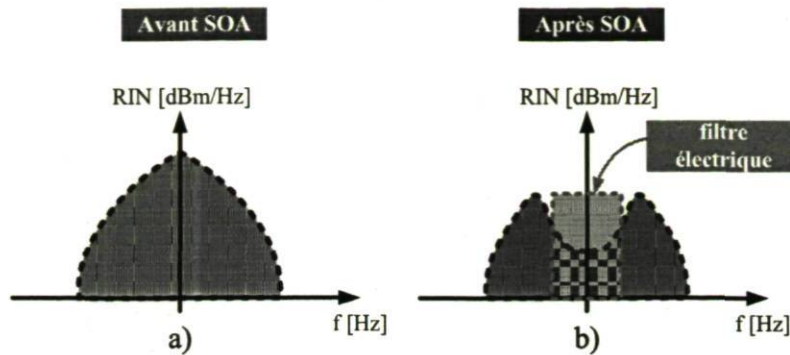


FIGURE 4.1 – Distribution du  $RIN$  d'une source large bande  
a) avant passage dans un SOA et b) après passage dans un SOA

courbe du  $RIN$  comme nous l'avons vu à la Figure 4.1b).

D'après les résultats présents dans la littérature, nous avons noté trois conditions à respecter pour obtenir la meilleure amélioration du taux d'erreur lorsque l'on utilise un SOA.

Premièrement, il faut s'assurer que le courant d'injection est assez élevé pour travailler dans la zone de saturation du SOA [68]. Deuxièmement, il faut injecter assez de puissance optique pour s'assurer d'être dans une zone de saturation du gain optique [68]. Le troisième point est la position du SOA dans le lien de télécommunications qui a un rôle important. Il a été démontré que les meilleures performances sont obtenues en positionnant le SOA avant le modulateur [71]. Dans cette thèse, tous les travaux présentés consistent à utiliser le SOA afin de minimiser le bruit d'intensité. Nous nous assurerons de respecter ces trois conditions pour maximiser l'effet du *noise cleaning*.

L'amélioration des performances est réduite si un filtrage optique affectant l'amplitude ou la phase du signal est introduit après le SOA. Ceci a été démontré par les travaux de McCoy et al. [63]. Le terme généralement utilisé dans la littérature pour désigner ce problème est le *post-filtering issue*. Dans ce contexte, la meilleure solution à ce problème n'est-elle pas tout simplement de n'effectuer aucun filtrage ? Malheureusement, les structures de récepteur classiquement utilisées pour les systèmes *SS-WDM* et *SAC-OCDMA* ne permettent pas d'éviter un filtrage optique puisque celui-ci est nécessaire pour séparer les signaux des usagers.



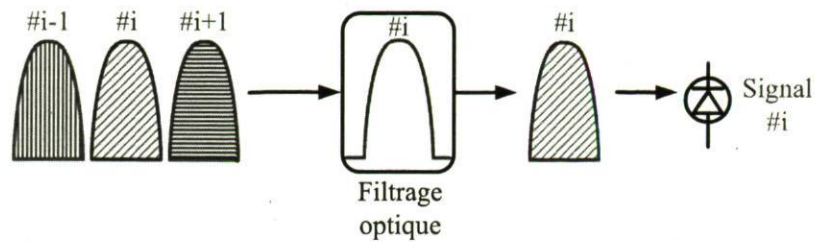


FIGURE 4.2 – Structure d'un récepteur WDM standard

Dans la section suivante, nous allons présenter une nouvelle structure de récepteur proposée par Mathlouthi et al. [7] pour résoudre ce problème pour les systèmes SS-WDM. Nous proposerons une structure de ce récepteur adaptée au SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes.

## 4.2 Adaptation des récepteurs standards pour permettre le *noise cleaning*

Nous venons de voir dans la section précédente que le principe du *noise cleaning* est dû à la modification de la courbe de *RIN*. Cette technique a prouvé son fort potentiel lorsque l'on considère des sources incohérentes puisqu'elle permet de réduire les fluctuations d'intensité du signal. Malgré tout, il reste un problème majeur : le filtrage optique après le SOA est délicat car s'il affecte l'amplitude ou la phase, l'effet bénéfique du *noise cleaning* peut être perdu. Cette section présentera deux structures de récepteurs pour répondre à ce problème. La première pour les systèmes fonctionnant sur le principe du SS-WDM et la seconde pour les systèmes fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA. Les performances de la structure pour le SAC-OCDMA seront étudiées plus en détail au chapitre 5.

### 4.2.1. Structure pour les systèmes WDM

Nous présentons à la Figure 4.2 la manière standard de procéder pour les systèmes WDM. Cette structure dégrade l'efficacité du *noise cleaning* puisque le filtrage utilisé affecte le spectre de l'utilisateur #i et donc l'amplitude et la phase [65].

L'idée proposée par Mathlouthi et al. [7] est de renverser le problème du filtrage.



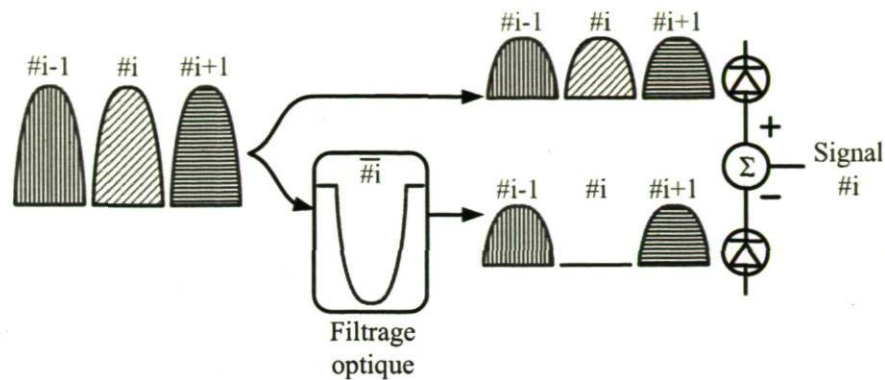


FIGURE 4.3 – Structure d’un récepteur WDM adaptée au *noise cleaning* proposée par Mathlouthi et al. [7]

Cette structure, présentée à la Figure 4.3 utilise une photodiode balancée et part de l’idée que nous allons conserver tous les signaux SAUF celui qui nous intéresse dans un des bras et garder tous les signaux dans l’autre bras. La différence des signaux entre les deux bras nous donne le signal de l’usager  $\#i$  et cela sans qu’il ait subi de filtrage dans un des bras. On remarque qu’aucun signal ne subit de filtrage dans le bras supérieur ; on parle de bras « passe-tout » ou *all-pass arm*. L’effet de *noise cleaning* est ainsi complètement conservé dans ce bras. Dans le bras inférieur, seul le signal utile est filtré. Les autres signaux ne sont pas modifiés. Il est important de noter que le spectre de l’usager  $\#i-1$  et celui de l’usager  $\#i+1$  apparaissent de manière identique sur chacune des photodiodes. De plus, la longueur optique des bras étant identique, ceci implique que le bruit d’intensité généré par l’usager  $\#i-1$  et l’usager  $\#i+1$  sur chacune des photodiodes est identique et corrélé [46,63]. Grâce à l’utilisation de la photodiode balancée qui effectue la différence des signaux, le bruit d’intensité généré par les interférents est ainsi annulé. Il est à noter que le bruit de grenaille (chapitre 1 section 1.2.2 - page 17) ainsi que le bruit thermique (chapitre 1 section 1.2.1 - page 17) sont quant à eux décorrélés et s’additionnent.

La limitation de cette solution réside dans le fait que les spectres des usagers  $\#i-1$  et  $\#i+1$  ne doivent pas subir de filtrage pour conserver leur effet de *noise cleaning*. Cela implique que le filtre dans le bras inférieur supprimant le signal  $\#i$  ne doit pas affecter les autres usagers.

Même si cette solution est meilleure que la structure classique (voir Figure 4.2), elle reporte tout de même partiellement le problème de filtrage sur les interférents  $\#i-$

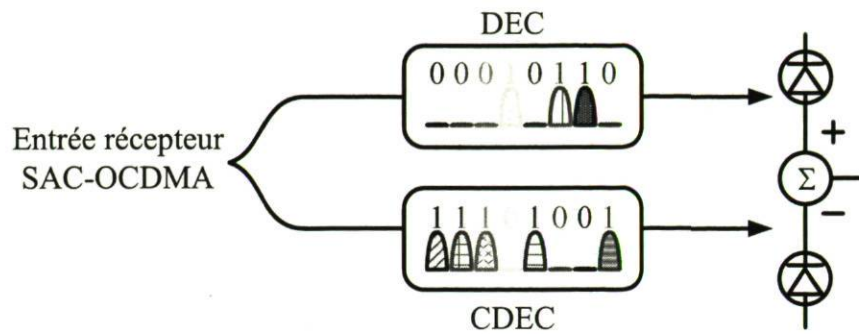


FIGURE 4.4 – Structure d'un récepteur classique pour un signal SAC-OCDMA

1 et  $\#i+1$ . Malgré tout, cette solution apporte une amélioration de plusieurs ordres de grandeur comparativement à l'approche classique [7]. Après avoir vu cette structure pour le *SS-WDM*, nous allons présenter une structure inspirée de celle de Mathlouthi et al. [7] mais adaptée au SAC-OCDMA.

#### 4.2.2. Structure pour les systèmes SAC-OCDMA

Comme nous venons de le voir, il est important de minimiser l'effet de filtrage optique lorsque l'on utilise un SOA comme composant pour effectuer du *noise cleaning*. Si l'on considère le schéma classique de détection balancée présenté à la Figure 4.4, nous voyons clairement que les signaux des interférents et de l'utilisateur désiré passent à travers un filtre optique dans chaque bras du détecteur balancé. Il est donc clair que la phase et l'amplitude des signaux sont affectées. Ce récepteur n'est donc pas adapté lorsque l'on veut utiliser des SOAs, comme l'atteste les résultats obtenus par Mc Coy et al. [14], puisque qu'aucun bénéfice ne subsiste lorsque cette structure de récepteur est utilisée.

Nous nous proposons de revoir le schéma du récepteur balancé classique. Cette structure est inspirée des travaux de Mathlouthi et al. [7] et est présentée à la Figure 4.5. On voit ici que l'idée est de supprimer purement et simplement le décodeur qui apparaissait dans le bras supérieur du détecteur balancé classique. Cette approche, quoiqu'un peu contre-intuitive, élimine le processus de filtrage sur un des bras (voir chapitre 1 - section 1.1.2 - page 12).

Nous pouvons nous poser deux questions. Premièrement, est-ce que ce récepteur sans décodeur fonctionne aussi bien que celui avec décodeur ? Deuxièmement, est-



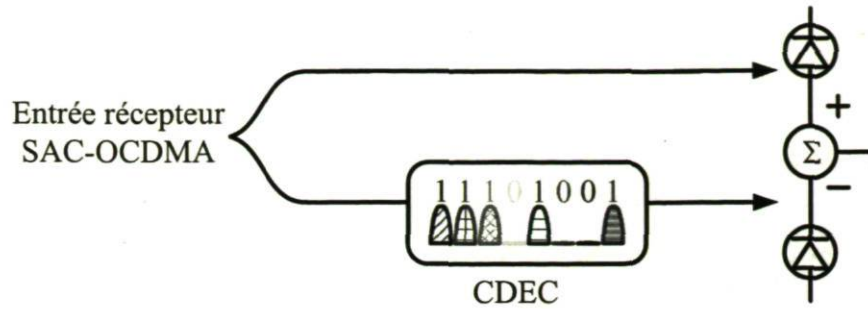


FIGURE 4.5 – Structure proposée comme récepteur pour un signal SAC-OCDMA

ce que l'utilisation de ce récepteur permet de mieux conserver le *noise cleaning* par rapport aux travaux de McCoy et al. [14]? La réponse à ces deux questions se trouve dans le chapitre 5 où l'étude complète de ce nouveau récepteur sera faite.

### 4.3 Conclusion

Dans ce chapitre de transition, nous avons insisté sur plusieurs points essentiels. Pour obtenir et conserver au maximum l'effet de *noise cleaning*, il est NÉCESSAIRE :

1. de faire fonctionner le SOA en régime saturé (fort courant d'injection et forte puissance optique)
2. de ne pas dégrader l'amplitude et la phase du spectre après le SOA pour conserver le phénomène de *noise cleaning*.

Nous avons vu qu'une solution a été trouvée par Mathlouthi et al. pour les systèmes SS-WDM [7]. En nous inspirant de ces travaux, nous avons proposé ici une approche novatrice pour le SAC-OCDMA : l'élimination de tout filtrage dans un des bras de la détection balancée. Le chapitre 5 va nous permettre de sonder le potentiel de cette nouvelle structure lorsqu'elle est associée à l'utilisation de SOAs. Dans un premier temps, nous comparerons, sans utiliser de SOA, les niveaux des planchers de taux d'erreur de la structure classique et de celle que nous proposons. Ceci permettra de valider expérimentalement que la structure que nous proposons est limitée de manière identique par le bruit d'intensité ; même niveau de plancher de taux d'erreur. Puis nous comparerons les performances de notre structure avec ou sans utiliser de SOAs. Nous verrons qu'une amélioration de plusieurs ordres de grandeur est possible. Cependant, cette amélioration se réduit rapidement dès que le nombre



d'interférents augmente puisqu'un filtrage optique affectant l'amplitude et la phase subsiste pour les interférents sur le bras du décodeur complémentaire. Malgré tout, cette nouvelle structure constitue une avancée par rapport aux travaux de McCoy et al. [14] dans le domaine de l'utilisation des SOAs dans les systèmes SAC-OCDMA. Pour la première fois, l'utilisation efficace de SOA dans un système SAC-OCDMA a été démontrée expérimentalement et ce à un taux de transmission de 10 Gb/s.

## Chapitre 5

# An Innovative Receiver for Incoherent SAC-OCDMA Enabling SOA-based Noise Cleaning : Experimental Validation

<sup>1</sup> Julien Penon, *Student Member, IEEE*, Walid Mathlouthi, Leslie A. Rusch, *Senior Member, IEEE*, and Sophie LaRochelle, *Member, IEEE*.

---

1. ©[2009] IEEE. Reprinted with permission from IEEE Journal of Lightwave Technology.

## 5.1 Résumé

Cet article propose une nouvelle structure simplifiée pour les récepteurs SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes. Celle-ci utilise toujours le principe de la détection balancée, mais ne nécessite qu'un décodeur complémentaire comparativement à la structure standard qui elle nécessite un décodeur et un décodeur complémentaire. Il est démontré théoriquement que les deux structures donneront des planchers de taux d'erreur (*BER floor*) identiques. Il est aussi prédit qu'une légère pénalité de puissance sera observée due à la stratégie de détection. Nous validons ces deux hypothèses en fabriquant un montage expérimental accommodant trois usagers et en effectuant des mesures expérimentales de taux d'erreur à 2.5 Gb/s. Après avoir prouvé l'efficacité de notre nouvelle structure de détection, on sonde le potentiel de cette nouvelle structure face au problème du filtrage optique post-SOA (*post filtering issue*) pour les systèmes SAC-OCDMA incohérents. En utilisant la structure proposée, on supprime tout phénomène de filtrage pour l'utilisateur désiré. Ainsi, l'effet de réduction de bruit d'intensité est conservé pour l'utilisateur désiré. Pour les signaux interférents en revanche, l'amélioration est uniquement conservée sur le bras où aucun filtrage optique ne se produit. En effet, sur le bras qui contient le filtre du décodeur complémentaire une partie du spectre est supprimée (une tranche fréquentielle dans notre cas particulier). Le spectre optique est donc modifié ce qui annule le phénomène de réduction du bruit. Les résultats confirment qu'avec un faible nombre d'utilisateurs actifs, les performances sont largement améliorées. Cependant, plus on ajoute d'interférents dans le réseau et plus les performances avec et sans SOA tendent à devenir similaires. Ces deux constatations sont observées à trois taux binaires distincts (2.5, 5 et 10 Gb/s). Notre solution a potentiellement une application dans les PONs puisque dans ce type de réseau, statistiquement peu d'utilisateurs sont actifs au même moment.



## 5.2 Abstract

We propose a new low complexity receiver for spectral amplitude optical coded division multiple access (SAC-OCDMA) that enables intensity noise reduction using semiconductor optical amplifiers (SOAs). Compared to the standard receiver requiring two optical filters at the receiver side, our receiver requires only one optical filter. While a 1.4 dB power penalty incurred, network capacity is unchanged, i.e., BER floors due to intensity noise have the same level. The primary motivation for the low complexity receiver is not reduced component count, but rather modifying the receiver so that promising SOA noise mitigation techniques might be employed to increase system capacity.

SOA noise cleaning suffers from a major limitation : filtering after the SOA can negate most of the signal enhancement, the so-called post-SOA filtering issue. The only solution to date for the post-SOA filtering effect in SAC-OCDMA is prohibitively complex [14], i.e., requiring multiple SOAs per client. We demonstrate that our proposed receiver drastically limits the client side filtering, thus maintaining noise suppression and overcoming the post-SOA filtering effect. We compare BER at up to 10 Gb/s with and without noise cleaning. When a noise cleaning module is used, BER improvement of several orders-of-magnitude is observed when only a few users are active in the network. Examination of the noise properties, however, leads us to conclude that highly populated networks will have diminished improvement.

*Index Terms*—Fiber Bragg gratings, frequency encoding, intensity noise suppression, optical code-division multiple-access (OCDMA), spectral amplitude coded (SAC) OCDMA, frequency encoded (FE) OCDMA, incoherent source, semiconductor optical amplifier, SOA, noise cleaning, balanced detection.

## 5.3 Introduction

Adoption of passive optical networks (PONs) requires a cost effective solution with a clear migration path to greater network capacity, both in terms of bit rate per household and total households served. One technical solution is the use of

inexpensive broadband sources, e.g., light emitting diodes (LEDs) in client equipment, or a high power centralized broadband source distributed to clients via the PON for local modulation. The major impairment in systems using such incoherent sources is the intensity noise (IN) or phase induced intensity noise (PIIN) [54] resulting from square law photodetection of incoherent sources. IN is a signal dependent noise that increases with signal strength, leading to bit error rate (BER) floors. For systems using incoherent sources, this noise is inversely proportional to the effective optical bandwidth ( $\Delta\nu$ ) and proportional to the electrical bandwidth ( $\Delta f$ ) [18].

Several methods have been studied to reduce IN and increase performance when using incoherent sources. Clearly  $\Delta\nu$  can be increased, but at the cost of reduced spectral efficiency; at high bit rate this also leads to chromatic dispersion. Similarly, the bit rate, i.e.  $\Delta f$ , could be reduced, but that would negate a migration path for PONs to increased capacity. More technological solutions to combat IN have been investigated. An electronic solution proposed in [73] uses a feedback loop on the driving voltage of the modulator to compensate for intensity fluctuations in the incoherent source. This technique requires fast electronic circuits (photodiode, amplifier, RF combiner, etc.), making it costly. In [74],  $\Delta\nu$  was increased without decreasing spectral efficiency by placing a nonlinear element just after demultiplexing of an incoherent spectrum-sliced wavelength division multiplexing (SS-WDM) signal. Intra channel four wave mixing resulted in expanded  $\Delta\nu$ , giving rise to a performance enhancement. Unfortunately, this technique cannot be used in SAC-OCDMA systems where channels are not spectrally orthogonal — extraction of only the desired user spectrum is impossible.

The most promising solution to reduce IN in SAC-OCDMA systems with incoherent sources is noise cleaning techniques using semiconductor optical amplifiers (SOAs). A signal with large intensity swings enters a saturated SOA where large intensities see small gain, while small input intensities see large gain; this effect is referred to as gain compression. It was first proposed about a decade ago in [61] for incoherent SS-WDM transmission. When using SOAs, best noise suppression is achieved by :

1. using deeply saturated [68] and fast recovery time gain SOAs [63],
2. placing the SOA before data modulation,
3. and avoiding any optical filtering after the SOA that removes a significant part



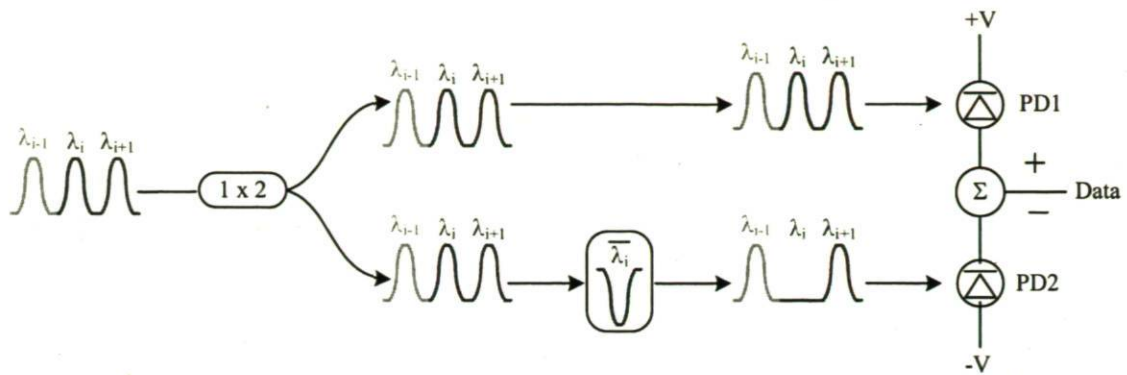


FIGURE 5.1 – SS-WDM receiver suitable with SOA-based noise cleaning

of the spectrum [65].

The first two conditions can be easily satisfied, but the third one is a major issue, often referred to as the post-SOA filtering issue. Unfortunately, in multiple access system, optical filtering is essential to demultiplex the signal.

Two methods have been proposed to counteract the post-SOA filtering effect for incoherent SS-WDM. In the first [64], McCoy et al. varied the filter width at reception and measured the  $Q$  factor improvement as a function of reception filter width. Wider filtering at reception led to better noise cleaning, however the level of noise cleaning was severely curtailed compared to no filtering.

A more effective solution to this problem for incoherent SS-WDM system uses the detection scheme proposed in [7] and presented in figure 5.1. In this solution, a notch filter  $\bar{\lambda}_i$  matched with the signal to be demultiplexed is inserted in the lower arm; all signals except the useful one are detected. Interferers' signals ( $\lambda_{i-1}$  and  $\lambda_{i+1}$  in this example) are not affected by the notch filter, so the noise cleaning effect is not reduced for broadband signals from interferers. In the upper arm, no filter is present. The upper arm is also referred as the all-pass arm. In this arm, all signals are detected without experiencing any optical filtering process, thus the noise cleaning effect is strong for all signals. Note that all interferers appear identically in both arms; these interfering signals (including their associated IN) are completely correlated and cancelled out during balanced photodetection [46]. Finally, the noise cleaning effect for the desired user's signal ( $\lambda_i$ ) is undiminished in the upper arm, while this signal and its associated IN are significantly rejected on the lower arm; the net effect is a



significant performance improvement.

Up to now no cost-effective solution based on SOA noise cleaning has been proposed for SAC-OCDMA systems using incoherent sources. For instance, the suggestion of using one SOA per frequency bin [14] was recognized by the proponents as being prohibitively expensive. While [14] sought to quantify the limits to SOA noise cleaning for SAC-OCDMA, their experimental results are inconclusive. In those experiments only  $Q$  factor, RIN and eye diagram measurements were reported. Given the highly non Gaussian nature of the noise-suppressed IN, only BER measurements truly capture the effectiveness of SOA based noise cleaning. Also, in that experiment  $m$ -sequences were used as SAC-OCDMA codes; these codes were found in [3] to be ineffective due to their unnecessarily high cross correlation. Unitary cross-correlation codes, in particular BIBD codes, were successfully tested in [1] and shown to greatly outperform  $m$ -sequences; we use the same code family for experiments in this article. The  $m$ -sequence code choice limits the bit rate to  $622\text{Mb/s}$ , while use of BIBD codes permits experiments to be run up to  $10\text{Gb/s}$ , as we report here. In fairness, we also use twice the optical bandwidth as experiments in [1], however it is the code that has the greatest impact. In this paper, we demonstrate up to five orders of magnitude improvement in BER using our new low complexity receiver; this receiver enables SAC-OCDMA systems to overcome the post-SOA filtering effect under certain conditions.

Despite the drastic improvements we will report for a SAC-OCDMA system with few (three and less) users, our assessment of the viability of this approach for large capacity networks is very modest. We will see that the performance improvement degrades as the number of users increases. We will argue that the post-SOA filtering effect returns in force as the number of interferers mounts. In Section 5.4, we present experimental validation of the performance of our new low complexity receiver, characterized by only one optical filter, compared to the standard receiver requiring two optical filters at the receiver side. Having established the functionality of the proposed low complexity receiver for incoherent SAC-OCDMA, we examine its efficiency when associated with SOA based noise cleaning modules and anticipate limitations in Section 5.5. Experimental eye diagram measurements are used to illustrate concepts that cannot be measured directly during simultaneous transmission of OCDMA signals. In Section 5.6, the experimental setup of the incoherent SAC-OCDMA system and the SOA based noise cleaning module is described. BER

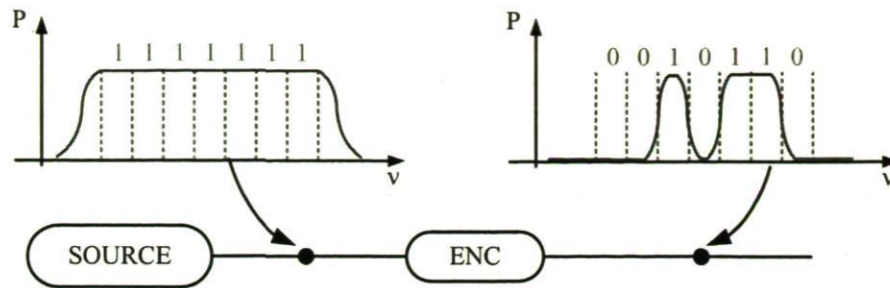


FIGURE 5.2 – SAC-OCDMA 1-D encoding process.

ENC : encoder

measurements are reported and analyzed with and without noise cleaning. Finally, conclusions and suggestions for further optimizations are given.

## 5.4 Low complexity receiver for incoherent SAC-OCDMA

In this section we validated the performance of our low complexity receiver compared to that of the standard receiver. The SAC-OCDMA encoding technique imprints a unique spectral signature via an encoder (ENC) in the 1-D process shown in figure 5.2 where  $P$  stands for the power and  $\nu$  for the optical frequency. In this figure, a broadband source that delivers a wide spectrum is spectrally encoded according to a code, e.g. 0010110. A « 1 » (« 0 ») in the spectral code correspond to an occupied (unoccupied) frequency bin. In the rest of this section, the standard and low complexity receivers are presented, and their BER performance is compared.

### 5.4.1. Standard receiver

The standard receiver for SAC-OCDMA is based on the well-known balanced receiver presented in figure 5.3 [12]. In the upper arm, a decoder (DEC) which is spectrally identical to an ENC is used to extract the information encoded by ENC. The lower arm contains a complementary decoder (CDEC) which is the logical complement of the DEC ; the CDEC spectral signature is orthogonal to that of the ENC (or equivalently, DEC). An optical delay line (ODL) is necessary to assures that the optical length of the two arms is identical. Let  $L$  be the code length (number of available frequency bins),  $w$  the weight (number of occupied frequency bins) and  $\mathcal{L}$  the



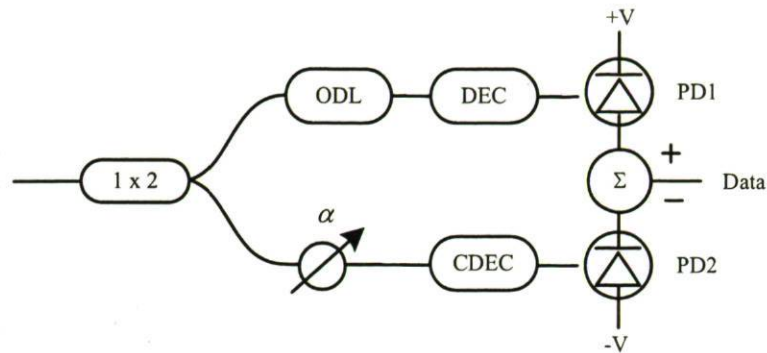


FIGURE 5.3 – SAC-OCDMA channel decoding process using standard balanced receiver.  
 ODL : optical delay line; DEC : decoder; CDEC : complementary decoder

cross-correlation (number of common frequency bins between two different codes of the set). We assume the use of code families where  $\mathcal{L}$  and  $w$  are single valued. Examples of such families include BIBD, MQC, MFH or  $m$ -sequence codes [21]. If a signal with the spectral signature matched with DEC arrives on the standard receiver, zero power units (P.U.) are detected in the lower branch and  $w$  P.U. are detected on the upper branch. Thus the desired signal is retrieved without attenuation. The lower arm is used to cancel-out signals with mismatched signatures, i.e., interferers. An interferer signal generates  $\mathcal{L}$  P.U. in the upper branch, and  $\alpha \times (w - \mathcal{L})$  P.U. in the lower branch. The attenuation factor  $\alpha$  is set to  $\frac{\mathcal{L}}{w - \mathcal{L}}$ ; a zero-mean signal is generated by the interferer at the output of the balanced photoreceiver. The  $\alpha$  factor can be realized via the coupling ratio of the  $1 \times 2$  coupler to get a more cost effective system. Each interferer, due to our code set choice, has the same power ratio between the upper arm and the lower arm, i.e.,  $\mathcal{L}$  and  $w$  are identical for all interferers. In this configuration, the upper arm and lower arms are spectrally orthogonal, i.e., they have no common spectral components. In this case noises at each photodiode are completely independent and thus the output noise of the balanced receiver is the sum of the noise of each photodiode [55]. The output signal variance is given by

$$\sigma_{\text{Data}}^2 = \sigma_{\text{PD1}}^2 + \sigma_{\text{PD2}}^2 \quad (5.1)$$

where  $\sigma_{\text{PD1}}^2$  and  $\sigma_{\text{PD2}}^2$  are the variance of photodiode current on the upper and lower arms, respectively.  $\sigma_{\text{Data}}^2$  is the variance of the global output balanced photoreceiver when both arms are connected.

#### 5.4.2. Low complexity receiver



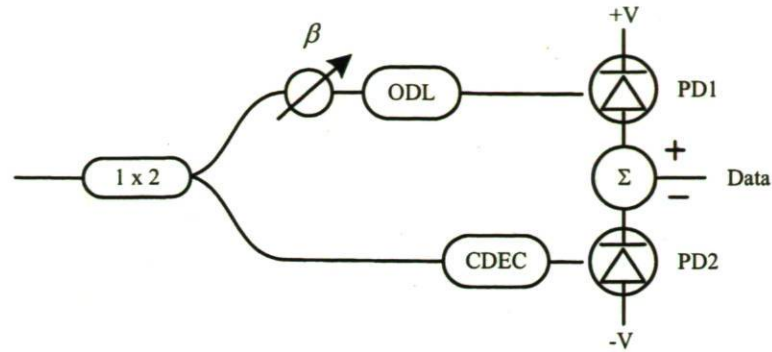


FIGURE 5.4 – SAC-OCDMA channel decoding process using low complexity balanced receiver.

ODL : optical delay line ; CDEC : complementary decoder

The receiver proposed in [7] (see figure 5.1) is adapted to SAC-OCDMA systems per figure 5.4. An optical delay line (ODL) is also necessary to assure that the optical length of the two arms is identical. We observe that as compared to the standard receiver of figure 5.3, the DEC is no longer present, and the attenuation is now placed in the upper arm. We refer to this receiver structure as the low complexity receiver. We will explain how the proper choice of codes yields the following properties to the low complexity receiver :

- interference cancelled in the mean, as in standard receiver
- attenuation of the matched signal (inducing a power penalty compared to standard receiver)
- IN level equal to that of standard receiver

Let us begin by showing that the interference is cancelled in the mean. Consider when one signal (matched or interfering) arrives on this receiver :  $\beta \times w$  P.U. strike the photodiode in the upper arm. For the lower arm, a matched signal generates zero P.U., while an interfering signal generates  $(w - \mathcal{L})$  P.U. per interferer. Code families are selected so that weight  $w$  and cross-correlation  $\mathcal{L}$  are single valued for all users. Setting the attenuation factor to  $\beta = \frac{w - \mathcal{L}}{w}$  gives zero mean interference at the output of the balanced photodetection. By definition, the cross correlation is always smaller than the weight, i.e.,  $\mathcal{L} < w$ . The value of  $\beta$  is thus always less than one, which leads to a power penalty. Without noise cleaning [3] and [21] clearly show that IN is minimized for small  $\mathcal{L}$ , and therefore  $\mathcal{L} = 1$  is optimal. This also mitigates the impact of our attenuation since as  $w$  increases, the power penalty decreases. For our experimental demonstration we use a code with a weight  $w = 3$  and unitary cross-

User	ENC or RENC or DEC	CDEC
#1	0001011	1110100
#2	0010110	1101001
#3	0101100	1010011
#4	1011000	0100111
#5	0110001	1001110
#6	1100010	0011101
#7	1000101	0111010

 TABLE 5.1 – BIBD set of code ( $L=7, w=3, \mathcal{L}=1$ )

correlation ( $\mathcal{L} = 1$ ), leading to a loss of one third of the signal strength, i.e., 1.8 dB power penalty. An important distinction of the low complexity versus standard receiver, is that the upper and lower arms are no longer spectrally orthogonal, i.e., they have some frequency bins in common, leading to correlation of IN of the two photodiodes; thermal noise and shot noise remain uncorrelated. Let  $\psi$  be the correlation factor

$$\psi = \frac{\text{cov}(\text{PD1} - \text{PD2})}{\sigma_{\text{PD1}}^2 \times \sigma_{\text{PD2}}^2} \quad (5.2)$$

We measure  $\sigma_{\text{PD1}}^2$  and  $\sigma_{\text{PD2}}^2$  by connecting only the upper arm or lower arm to the balanced photodiode, respectively; we measure  $\sigma_{\text{Data}}^2$  when both arms are connected and deduce  $\text{cov}(\text{PD1} - \text{PD2})$  from

$$\sigma_{\text{Data}}^2 = \sigma_{\text{PD1}}^2 + \sigma_{\text{PD2}}^2 - 2\text{cov}(\text{PD1} - \text{PD2}) \quad (5.3)$$

More details about this technique can be found in [64] and [46]. Because no DEC is used in the upper arm, at PD1 both the optical power and the optical bandwidth of interferers are increased. It can be shown that while  $\sigma_{\text{PD1}}^2 + \sigma_{\text{PD2}}^2$  is higher with the low complexity receiver, this increase is fully counterbalanced by the term  $\text{cov}(\text{PD1} - \text{PD2})$  that is due to the partial correlation of spectrum hitting PD1 and PD2.

To see that the increased, but correlated, IN leads to no net change in network capacity, we select a specific example. Without loss of generality, we consider codes where  $w$  and  $\mathcal{L}$  are single valued. The BIBD code set ( $L = 7, w = 3$  and  $\mathcal{L} = 1$ ), used in [1] and in experiments reported in this article, is presented in Table 5.1. A « 1 » (« 0 ») represent an occupied (unoccupied) frequency bin. Figure 5.5a shows the spectrum of user#3 with code 0101100; the receiver in figure 5.5b is matched



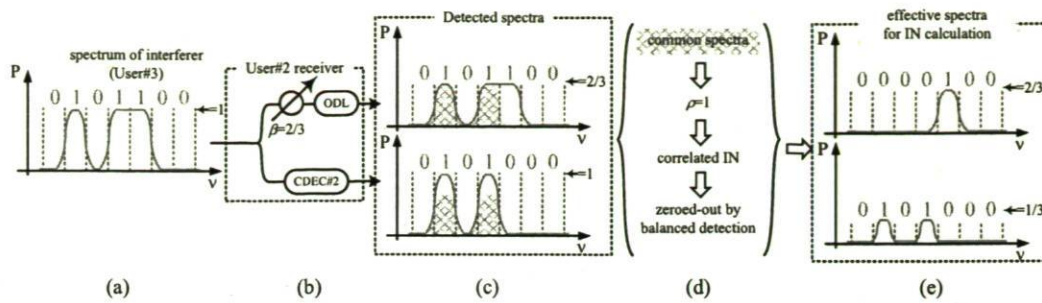


FIGURE 5.5 – Principle of IN cancellation in the low complexity receiver. Graphs show : a) spectrum of interferer (User#3); b) low complexity receiver matched with User#2 code; c) spectrum striking PDs; d) IN of common spectral parts is zeroed out and e) effective spectrum for IN calculation

to the code of user#2. Figure 5.5c shows spectra in the upper and lower branches ; note the upper arm is attenuated by a factor  $\beta$  equal to  $2/3$ . Common spectra parts are highlighted taking into account the attenuation in the upper branch. They are completely correlated, and the IN attributable to these spectra is zeroed-out during balanced detection, as in the picture in figure 5.5d [46]. Equal powers are detected on each branch and a zero mean signal is detected, per the attenuator settings. The remaining spectra contributing the net IN is shown in figure 5.5e ; the common spectra in upper and lower arms from interferers will not impair performance and have been removed from the spectral sketches. Finally, we note that the spectral shape of figure 5.5e would be obtained if a standard receiver is used, so that the IN levels are the same for both receivers. As SAC-OCDMA systems are IN limited, the BER floors when using either receiver are identical.

### 5.4.3. Experimental setup

To validate our conclusions about the low complexity receiver, an experimental setup is built to compare performance of the two receivers. The setup for channel encoding and data modulation is presented in figure 5.6a. A broadband source (AFC 1550) is followed by an 7.2 nm filter that covers the entire encoding optical band. A  $1 \times 4$  coupler is used to split the signal and only three branches of it are used. In each branch, one erbium doped fiber amplifier (EDFA) is inserted to compensate for coupling and filtering losses. The reflective encoders (RENC) have the structure illustrated in figure 5.6b, with codes described in Table 5.1. The RENCs are based on fiber Bragg gratings (FBGs) working in reflection for experimental convenience ; FBGs in transmission work equally well and would be more cost effective in



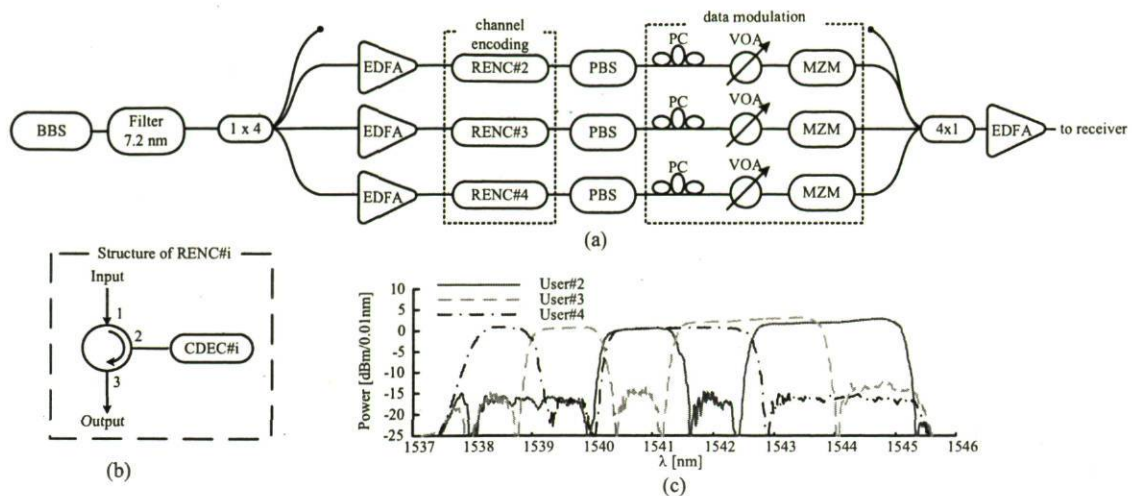


FIGURE 5.6 – a) SAC-OCDMA experimental setup for channel encoding and data modulation ; b) configuration of reflective encoder ; c) spectrum after RENCs.

BBS : broadband source, EDFA : erbium doped fiber amplifier, RENC : reflective encoder, PBS : polarization beam splitter, PC : polarization controller, VOA : variable optical attenuator, MZM : Mach-Zenhder modulator

a deployed system. FBGs appearing in RENCs for this experiment were originally designed as CDECs working in transmission for [1]. As the reflected spectrum is the complement of the transmission spectrum, a DEC in transmission is a CDEC when used in reflection, and vice versa. Note that the use of an FBG in reflection for encoding offers two advantages : lower power levels outside the encoding band, and relaxed inventory requirements as one FBG design could be used in reflection as the ENC at the transmitter and in transmission as a CDEC at the receiver. It is also important to mention that it does not matter that RENCs introduce delay between wavelengths because data modulation occurs after this process.

The optical spectra at the output of the RENCs are measured using an optical spectrum analyser and presented in figure 5.6c. The single and double frequency bins that appear in every spectra have 3 dB bandwidth of 1.2 nm (1.4 nm for 10 dB bandwidth) and 2.4 nm (2.7 nm for 10 dB bandwidth), respectively. The total optical bandwidth occupied by encoding process is equal to 7.2 nm. The rejection of the FBG for a « 0 » (unoccupied bin) is 16 dB. The slight difference in measured power spectral density over all users is due to nonuniform losses experienced in the three encoding arms. The tilt from lower wavelengths to higher wavelengths is caused by the gain slope of the EDFAs.

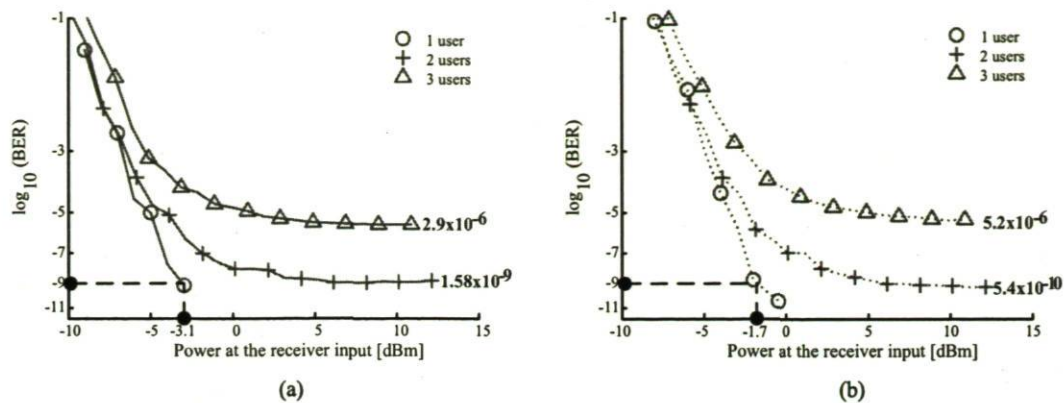


FIGURE 5.7 – Experimental BER measurements at 2.5 Gb/s with a) standard (—) and b) low complexity receiver (—)

A polarization beam splitter (PBS) is inserted to keep only one polarization; a polarization controller (PC) follows to optimize the efficiency of the Mach-Zehnder modulator (MZM). The variable optical attenuators (VOA) are used to adjust the power of each user individually to one common value. Three inputs of a  $4 \times 1$  coupler merge all users' signals on a single fibre. An EDFA compensates for losses of RENC, PBS, PC, MZM and the  $4 \times 1$  coupler. The power of each user is adjusted to -14.3 dBm at the input of this last EDFA.

The standard and low complexity receiver schemes used for comparison are presented in figure 5.3 and figure 5.4, respectively. In both configurations, we use a 10 GHz balanced photodiode (Discovery Semiconductors). The detector does not include a transimpedance amplifier; hence we boost the electrical signal using a 10 GHz modulator driver (JDSU series H301). A fourth order Bessel-Thomson electrical filter (Picosecond) of 1.87 GHz electrical bandwidth removes out-of-band signals. BER is measured at 2.5 Gb/s for both receiver configurations.

#### 5.4.4. Experimental results

Figure 5.7 presents the BER measurements versus the optical power of the desired user before the  $1 \times 2$  coupler of the balanced receiver. Taking the received power before the  $1 \times 2$  coupler permits us to fairly compare the two receivers. A  $2^{31} - 1$  pseudo random bit sequence (PRBS) at 2.5 Gb/s is used. The high power level required at the receiver is due to our lack of a transimpedance amplifier in the balanced photodiode. As mentioned in Section 5.4.3, we use a modulator driver with an 11 dB noise factor as an RF amplifier. This could be resolved with appropriate electronics.



Figure 5.7a reports BER for 1, 2 and 3 users for the standard receiver (solid line) and figure 5.7b for the low complexity receiver structure (dotted line). For one user, no BER floor is reported in both configurations. For two users, performances are very close because BER floors of  $1.58 \times 10^{-9}$  and  $5.40 \times 10^{-10}$  are observed for the standard and the proposed configuration, respectively. The same trend can be seen for three users with measured BER floors of  $2.9 \times 10^{-6}$  and  $5.2 \times 10^{-6}$ . A power penalty of 1.4 dB is observed between the standard and the low complexity configuration at a BER of  $10^{-9}$  for one user. This power penalty is due to the attenuation of the desired user's signal in the upper branch of the proposed decoder, as discussed earlier. Nonetheless, with power margin available to overcome the 1.4 dB penalty, similar system performance would be achieved by both the standard and low complexity receiver.

## 5.5 Limits of the low complexity receiver for incoherent SAC-OCDMA using SOAs

As it has been proven in Section 5.4, this low-complexity receiver gives equivalent BER floors when no noise cleaning process is involved. The goal of this section is to foresee the potential of the new receiver to deal with post-SOA filtering issue. First, it is obvious that the noise cleaning effect is kept for the desired user because no filtering process occurs in the all-pass arm where the entire desired user's power is detected. However, we want to analysis what would happen to a noise cleaned interferer signal. To do so, we use a noise cleaning module based on a saturated SOA-specific parameters of the SOA presented later in this section—to clean the signal of User#4 and we launch this signal on a low complexity receiver structure matched for User#2 signal. Our low complexity receiver is all-pass in one arm, that is, there is no post-SOA filtering issue for all signals, including interferers' signals, on this arm. But an optical filtering process takes place in the CDEC arm for the interfering signal. This filtering process chops a part of the spectrum, one bin in our case. It implies that the noise cleaning will not be conserved in this arm.

Eye diagrams are presented in figure 5.8 to illustrate what occurs in each arm. A noise cleaned signal, running at 5 Gb/s, from an interferer (user#4) is received at



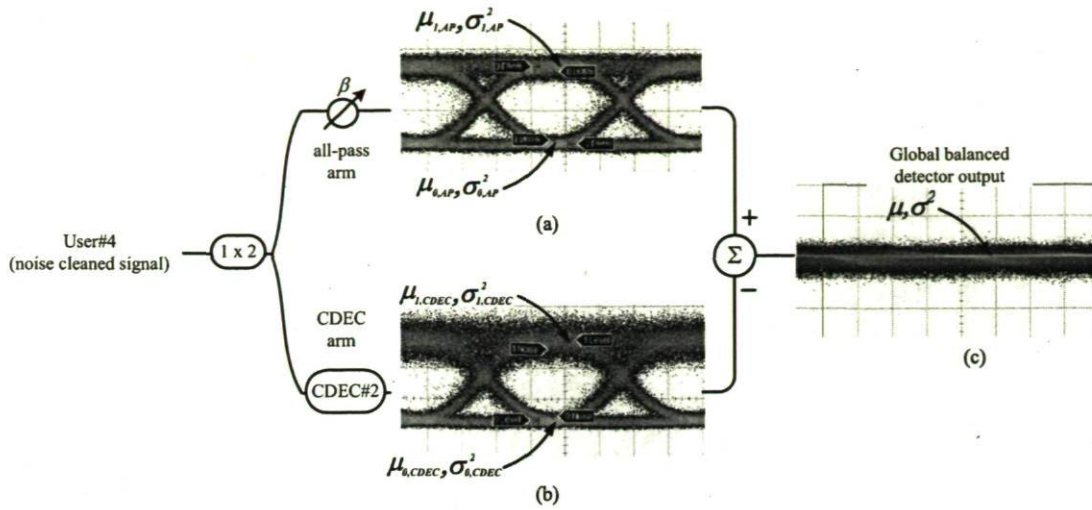


FIGURE 5.8 – Eye diagram of interferer (user#4) with noise cleaning arriving at user#2 receiver on a) all-pass photodiode arm ; b) CDEC photodiode arm and c) global balanced detector output

a detector tuned to user#2. Eye diagram of figure 5.8a is taken on the all-pass arm photodiode, figure 5.8b on the CDEC arm photodiode, and figure 5.8c after at the global output of the photodetector. All traces have the same voltage and time scale. The mean and variance after the global output balanced photodetector on figure 5.8c are  $\mu$  and  $\sigma^2$ . The mean and variance for the all-pass arm photodiode, for logical 0 and 1 are  $\mu_{0/1,AP}$  and  $\sigma_{0/1,AP}^2$ , and for the CDEC arm  $\mu_{0/1,CDEC}$  and  $\sigma_{0/1,CDEC}^2$ . As seen in Fig. 5.8a,  $\sigma_{1,AP}^2$  is slightly higher than  $\sigma_{0,AP}^2$ ; even though the noise cleaning is kept on the all-pass arm, a contribution of intensity noise still remains. In Fig. 5.8b,  $\sigma_{0,CDEC}^2$  and  $\sigma_{1,CDEC}^2$  are not identical;  $\sigma_{1,CDEC}^2$  is dominated by IN since the noise cleaning is not effective, causing the noise on the « 1 » level to be much wider. When a « 1 » is transmitted by an interfering user, the mean  $\mu_1$  is

$$\mu_1 = \mu_{1,AP} - \mu_{1,CDEC} = 0 \quad (5.4)$$

$$\mu_1 = \mu_{1,AP} - \mu_{1,CDEC} = 0 \quad (5.5)$$

and the variance  $\sigma_1^2$  is

$$\sigma_1^2 = \sigma_{1,AP}^2 + \sigma_{1,CDEC}^2 - 2\text{cov}(AP, CDEC) \quad (5.6)$$

The same equations apply for logical 0. Multiple access interference is cancelled in the mean by balanced photodetection, but IN leaks through in the variance. As we can see in figure 5.8c, whether a logical 0 or 1 is transmitted by the interferer, the signal mean is zero and the variance is nonzero. These eye diagrams show that the

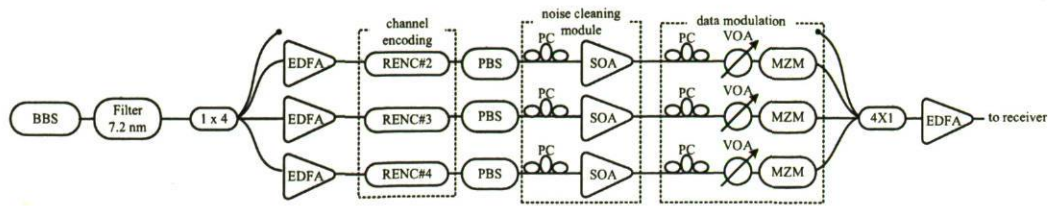


FIGURE 5.9 – Setup for SAC-OCDMA channel encoding, noise cleaning module and data modulation.

noise cleaning effect is maintained for any signal on the all-pass arm. Noise cleaning is, however, greatly reduced in the CDEC arm for interferers' signals due to post-filtering effect : one frequency bin per interferer is completely suppressed.

Two things can be conclude here. First, performance will be greatly improved when few users are active in the network, i.e., the IN reduction of the desired user has a significant impact on the global noise in this condition. Secondly, as the number of active user increases, performance enhancement with noise cleaning modules will be reduced. Almost all the residual noise is due to interferers that are not fully noise cleaned in the CDEC arm. In the next section, an experimental setup is described and BER is reported to verify affirmations made in this section.

## 5.6 Noise cleaning experimental setup and results

In this section, the experimental setup with a noise cleaning module for each user is presented, and BER results from 2.5 Gbit/s to 10 Gbit/s are reported. We use extremely high bit rates for the optical bandwidth used to get highly intensity-noise-limited system with pronounced error floors to probe the limits of BER improvement. All results are obtained by using the proposed low complexity receiver of figure 5.4. Performance with (W/) and without (W/O) SOA-based noise cleaning module are compared. Our low complexity receiver is shown to be an effective solution for exploiting the noise cleaning potential of SOA in incoherent SAC-OCDMA systems.

### 5.6.1. Experimental setup

The experimental setup of the transmitter used is presented in figure 5.9. It is



the same setup as in figure 5.6a but with a noise cleaning module inserted in each branch between the channel encoding module and the data modulation in order to attain greatest noise cleaning efficiency. Each noise cleaning module is composed of one polarization controller (PC) and one nonlinear SOA (SOA-NL-OEC-1550 from CIP) that is deeply saturated ( $P_{in} > 5$  dBm). The injected current is set to 350 mA and the temperature is stabilized at 22°C via a temperature and current controller. The PC is used to match polarization of incoming light to the polarization axis of the SOA for greatest performance. The power for each user at the input of the last EDFA is adjusted to -14.3 dBm via the VOA in each branch. In this section, the balanced detection scheme considered is always the low complexity configuration as presented in figure 5.4. To compare performance of the transmitter presented on figure 5.6a (without noise cleaning) and the one presented in figure 5.9 (with noise cleaning), BER measurements at several bit rates are reported.

### 5.6.2. BER measurements

In this subsection, we compare BER with and without noise cleaning modules for each user. We measure BER at three bit rates, 2.5 Gbit/s, 5 Gbit/s and 10 Gbit/s associated with matched fourth order Bessel-Thomson electrical filters (Picosecond) of 1.87 GHz, 3.5 GHz and 7.47 GHz bandwidth, respectively. BER curves in figure 5.10 are plotted using dashed lines when no noise cleaning modules are present and with solid lines when noise cleaning modules are used.

BER curves at 2.5 Gbit/s are presented in figure 5.10a ; results obtained without noise cleaning modules in figure 5.5b are reproduced here (dashed line) for ease of comparison. The BER floors for two users is no longer present when a noise cleaning module is used, error free transmission is achieved. For three active users in the system, performance is still improved with noise cleaning modules versus without :  $2.8 \times 10^{-7}$  and  $5.2 \times 10^{-6}$ , respectively. However, as predicted in section 5.5, BER improvement decreases as the number of active users increases.

BER at 5 Gbit/s are presented in figure 5.10b. Reported BER floors without noise cleaning modules are  $4.0 \times 10^{-11}$ ,  $1.2 \times 10^{-6}$  and  $3.1 \times 10^{-4}$  for one, two and three users, respectively. When noise cleaning modules are used, BER floors are moved down towards error free,  $1.3 \times 10^{-11}$  and  $9.5 \times 10^{-6}$  for one, two and three users, respectively. Again, as the number of active users increases, the BER improvement



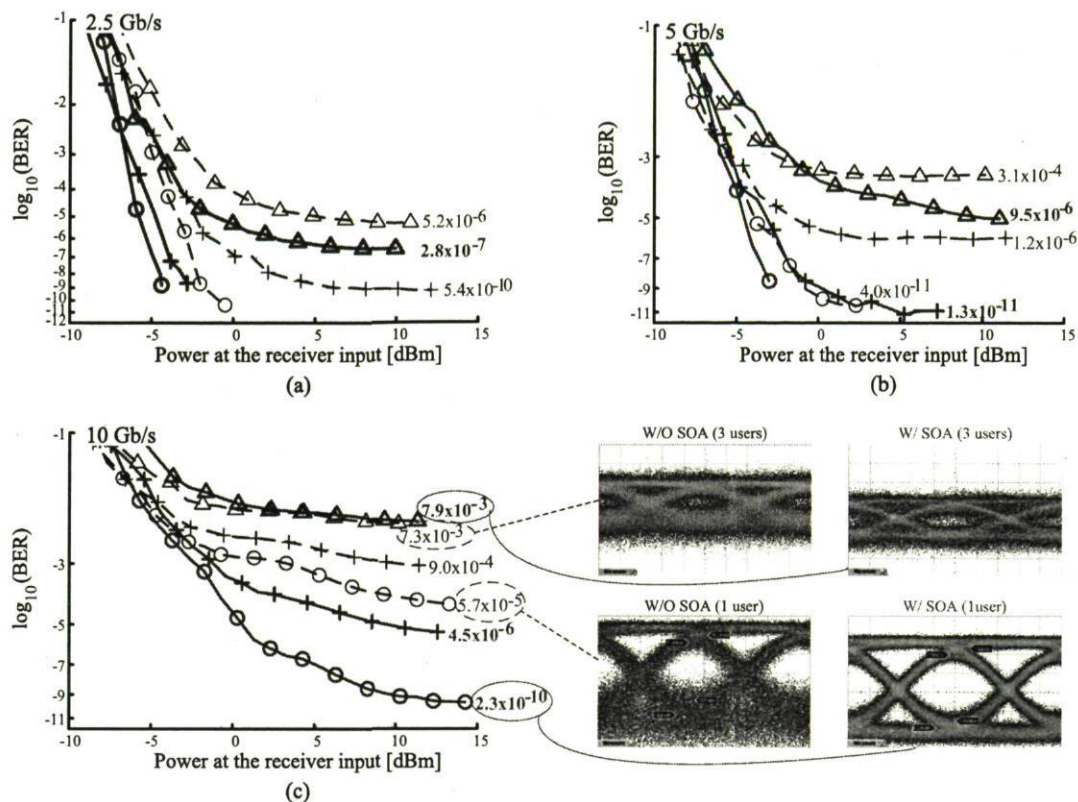


FIGURE 5.10 – BER for low complexity receiver with SOA (—) and without SOA (---) for one (○), two (+) and three (△) users at a) 2.5 Gb/s; b) 5 Gb/s and c) 10 Gb/s

declines. Nonetheless, at 5 Gbit/s, an enhancement of 1.5 orders of magnitude in the BER is reported for three users. Given the non-Gaussian nature of the noise, eye diagrams, or for that matter  $Q$  factor measurements, do not give a good quantitative measure of improvement. To take an extreme example, at 5 Gbit/s and two users the  $Q$  factor measurements predicted BER of  $7.5 \times 10^{-7}$  without noise cleaning and  $1.5 \times 10^{-14}$  with noise cleaning. The actual measured BERs were  $1.2 \times 10^{-6}$  without noise cleaning and  $1.3 \times 10^{-11}$  with noise cleaning. The  $Q$  factor is good measure of qualitative improvement, but BER improvement must be measured directly.

Finally, BER curves are presented at a bit rate of 10 Gb/s in figure 5.10c. BER floors are reported for one, two and three users. Eye diagrams are also provided for one user and three users, with and without SOA noise suppression. The relatively poor performance at 10 Gb/s is explained by the increased IN due to the greater bandwidth of the electrical filter; recall IN is proportional to  $\Delta f$ . With noise cleaning modules and one active user, a BER floor of  $2.3 \times 10^{-10}$  is measured - a BER improvement of more than 5 orders of magnitude. For two active users, the BER floor

measured is at  $4.5 \times 10^{-6}$ , still 2.5 orders of magnitude better than without noise cleaning modules. Finally for three active users, a BER floor of  $7.9 \times 10^{-3}$  is reported in comparison of  $7.3 \times 10^{-3}$  when no noise cleaning modules are used, i.e., no improvement

These BER measurements at three different bit rates prove that :

1. when few users are active in the network, performance is improved up to 5 orders of magnitude and
2. the BER improvement with noise cleaning modules decreases as the numbers of active users in the network increases.

## 5.7 Conclusion

A new detection scheme for incoherent SAC-OCDMA that only needs the complementary decoder, as opposed to both decoder and complementary decoder, is proposed. This new low complexity receiver suffers a small power penalty due to the detection strategy used, 1.4 dB in our particular case. The primary motivation for the low complexity receiver is not reduced component count, but rather modifying the receiver so that promising SOA noise mitigation techniques might be employed to increase system capacity. Our SAC-OCDMA receiver was adapted from the balanced receiver with an all-pass arm proposed for incoherent SS-WDM systems in [7]. To probe the limits of BER improvement, we tested transmission rates that led to highly intensity-noise-limited system with pronounced error floors. When using either the standard or low complexity receiver without noise cleaning modules, identical BER floors are found. With SOA based noise cleaning modules, dramatic improvement in BER was reported in a single user case. We described how the introduction of an all-pass arm in the proposed balanced receiver solves the post-SOA filtering issue that McCoy, et al. experienced for incoherent SAC-OCDMA in [14], at least for the single user case. We also predict that as the number of users increases, BER floors difference between with or without using noise cleaning modules will be reduced. We validated this assessment for the single, two and three user cases at several bit rates. The reduced BER improvement is due to the post-SOA filtering effect in the



CDEC arm of the balanced detector.

LAN traffic is bursty and the channel utilization per user is low, thus silent periods are common and the network is rarely fully loaded. Furthermore, SAC-OCDMA is compatible with asynchronous transmission and supports star ( $N \times N$ ) or tree ( $1 \times N$ ) network architecture, as is useful in PON networks. The proposed low complexity receiver with a SOA-based noise cleaning module has great potential in these networks. Actually, BER improvement of as little as one order of magnitude, e.g.,  $10^{-3}$  compared to  $10^{-4}$ , can be crucial in systems using forward error correction. Future works will focus on merging three noise mitigation solutions for a larger network size (16 users and more) 1) the low complexity receiver, 2) SOA-based noise cleaning and 3) an efficient FEC to boost performance.

## 5.8 Acknowledgment

The authors would like to acknowledge Prof. Lawrence Chen from McGill University for providing an additional SOA for our experiments and F. Vacondio, S. Ayotte and A. Ghazisaeidi for helpful discussions.



# Conclusion

Notre mandat était de réduire le bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA utilisant des réseaux de Bragg comme encodeurs/décodeurs et des sources à larges bandes incohérentes comme sources lumineuses.

Le bruit d'intensité est la limitation fondamentale de ce type de systèmes. Il engendre ce que l'on appelle communément des planchers de taux d'erreur ou *BER floor*. On utilise le terme de plancher pour désigner une saturation des performances. En effet, lorsque le bruit d'intensité est dominant, nous sommes dans un régime où ce bruit augmente aussi rapidement que le signal. Ceci engendre l'apparition de planchers dans les courbes de taux d'erreur en fonction de la puissance et donc une stagnation des performances. Même si cette limitation est fondamentale, il est possible de faire des choix judicieux pour retarder l'apparition de ces planchers de taux d'erreur et c'est ce que nous avons démontré dans cette thèse.

Dans un premier temps, nous avons introduit le lecteur au concept de SAC-OCDMA en ce qui concerne l'encodage et le décodage des données. Ensuite, nous avons présenté les différents bruits qui apparaissent dans un système SAC-OCDMA en insistant particulièrement sur le bruit d'intensité. Cette bonne connaissance du bruit d'intensité nous a permis de bien comprendre les leviers qui pouvaient être utilisés pour réduire l'effet de celui-ci et ainsi proposer des solutions adéquates. Un simulateur de performances a été développé afin de tester et valider nos solutions. Les différentes solutions que nous avons présentées et démontrées se déclinaient en trois axes de recherche.

L'AXE 1, nous a conduit à travailler sur la stratégie à adopter quant au choix d'une permutation particulière d'un code lorsque nous considérons des réponses spectrales réelles c'est-à-dire non-carrées. Nous avons vu qu'il est important de bien sélectionner une permutation des codes si l'on veut maintenir des niveaux de taux d'erreur similaires pour tous les usagers.

L'AXE 2 portait sur l'optimisation de la réponse spectrale des composants utilisés pour effectuer l'encodage et le décodage. Nous savons qu'un système idéal aurait des encodeurs/décodeurs qui présenteraient des réponses spectrales carrées sans aucun recouvrement spectral (*spectral overlap*) entre les différentes bandes spectrales qui constituent le code spectral. Sachant que cela est impossible physiquement, nous avons cherché à trouver un optimum en considérant des réponses spectrales réalistes. Cet optimum se situe entre le cas où les bandes spectrales sont nettement séparées par des bandes de garde (*frequency guard band*) et le cas où le recouvrement spectral entre les bandes est très prononcé. En regardant le problème au niveau du bruit, nous avons cherché à optimiser la somme du bruit des interférents (*MAI*) et du bruit d'intensité (*intensity noise*). Des bandes de garde prononcées impliquent un *MAI* faible, mais une diminution de la bande optique utilisée et donc un fort bruit d'intensité. À l'inverse, un recouvrement spectral prononcé permet d'augmenter la valeur de la bande optique et donc de réduire le bruit d'intensité, mais augmente dans le même temps le *MAI*. Nos résultats ont clairement démontré qu'autoriser un recouvrement spectral est la meilleure option afin d'obtenir les meilleures performances.

Pour notre démonstration expérimentale, nous avons choisi d'utiliser des réseaux de Bragg en transmission incluant un *chirp*. Ce choix technologique facilite le processus d'inscription tout en éliminant le problème de la gestion du délai entre les différentes longueurs d'onde lorsque les réseaux de Bragg sont utilisés en réflexion. De plus, la bande optique accessible avec des réseaux de Bragg en réflexion est de loin supérieure comparée à l'utilisation de réseaux de Bragg n'incluant pas de *chirp*. Ce choix technologique est novateur dans ce genre de système. Nous avons donc entièrement conçu et fabriqué un système permettant d'accueillir sept utilisateurs à un taux de transmission de 622 Mb/s. Les résultats du montage expérimental ont été détaillés au chapitre 3. Les performances obtenues grâce à ce montage sont à ce jour inégalées pour un système *SAC-OCDMA* incohérent et constituent une des contributions majeures de ce travail qui a d'ailleurs fait l'objet d'une publication dans le *Journal of Lighthwave Technology* [1].



L'AXE 3 regroupe nos efforts de recherche pour une meilleure utilisation des SOAs dans les systèmes SAC-OCDMA. De manière concrète, notre travail dans cet axe de recherche a consisté à :

1. proposer une nouvelle structure de récepteur balancée,
2. valider l'efficacité de cette nouvelle structure (sans utiliser de SOA),
3. associer cette nouvelle structure avec l'utilisation de SOAs.

Cette structure innovante, toujours basée sur l'utilisation d'une détection balancée, ne nécessite que le décodeur complémentaire contrairement à la structure classique qui utilise un décodeur complémentaire et un décodeur. Nous avons entièrement réalisé un montage expérimental avec deux objectifs. Premièrement, prouver que la nouvelle structure de récepteur sans l'utilisation de SOAs offre des performances similaires comparativement à celle classiquement utilisée. Ceci est clairement démontré expérimentalement au chapitre 5. Une fois cette validation faite, nous avons mesuré les performances de cette solution lorsque des SOAs sont utilisés. Il a été démontré que cette nouvelle structure simplifiée permet d'accroître les performances de plusieurs ordres de grandeur. Cependant, cette amélioration s'amenuise dès que le nombre d'interférents augmente. Ceci s'explique par le fait que les interférents subissent malgré tout un filtrage optique sur un des deux bras de la détection balancée ce qui élimine le bénéfice de l'utilisation des SOAs pour ces interférents. Malgré cela, l'amélioration des performances est notable et, pour la première fois, l'utilisation efficace des SOAs est démontrée dans un système SAC-OCDMA. Tous les résultats concernant cette expérience ont été détaillés au chapitre 5. Cela constitue une autre contribution majeure de ce travail. Les résultats de ce travail ont été publiés dans le *Journal of Lightwave Technology* [5].

Notre mandat était de fournir des solutions pour réduire l'effet du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA utilisant des réseaux de Bragg. Ce mandat a été complètement rempli. Il était malgré tout important de conserver la notion de coût en arrière-pensée puisque nous désirons proposer des solutions pour les réseaux d'accès. Dans ce contexte, l'utilisation de sources incohérentes de par leur faible coût ainsi que des réseaux de Bragg pour la fabrication de masse possible constituait des choix logiques.

Il est important de mentionner que les solutions qui ont été proposées sont :

- de sélectionner judicieusement une permutation de code



- d'optimiser la réponse spectrale des encodeurs/décodeurs
- de proposer et tester une structure de récepteur adaptée à l'utilisation de SOA pour les systèmes SAC-OCDMA.

Ces solutions s'appliquent au SAC-OCDMA incohérent en général et pas seulement aux systèmes utilisant des réseaux de Bragg ce qui rend le champ d'application de notre travail encore plus large.

Plusieurs développements futurs possibles nous apparaissent à ce stade :

1. réalisation d'un système accommodant 16 ou 32 usagers
2. augmenter le taux binaire à 1.25 ou 2.5 GHz
3. implémentation d'un code correcteur d'erreur (FEC)

La suite du projet s'oriente d'ailleurs vers la réalisation d'un prototype. Ce prototype basé sur le principe du SAC-OCDMA contiendrait un émetteur utilisant une LED directement modulée et un récepteur intégrant une photodiode balancée, un régénérateur d'horloge ainsi qu'un FEC, le tout fonctionnant à 1.25 GHz. L'objectif est de démontrer les capacités de ce genre de système dans un réseau déjà déployé. Ce prototype sera un concentré des connaissances et de l'expertise acquises au fil des années dans notre groupe de recherche.

Rappelons pour conclure que la technologie du CDMA est issue du domaine des radiofréquences où elle a prouvé son immense potentiel, en particulier dans le domaine de la téléphonie cellulaire. Depuis une vingtaine d'années maintenant, des équipes dispersées aux quatre coins du monde essayent d'adapter différentes « saveurs » de CDMA dans le domaine des télécommunications optique<sup>2</sup>. Nous nous sommes intéressés au cas particulier du SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes et nous avons proposé et validé des solutions concrètes pour améliorer les performances de ce genre de système. Nous espérons que ces solutions auront un impact sur le développement des solutions futures. Ainsi, nous pourrions être satisfaits d'avoir participé à l'avancement des connaissances dans ce domaine.

---

2. Rappelons nous des articles fondateurs de Salehi en 1989 [78,79] jusqu'à celui rétrospectif du même auteur en 2007 [80].

# Bibliographie

- [1] J. Penon, Z. A. El-Sahn, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 1256–1263, 2007.
- [2] P. Giaccari, *Fiber bragg grating characterization by optical low coherence reflectometry and sensing applications*. Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale, Lausanne, 2003.
- [3] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magne, L. Rusch et S. LaRochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 724–731, 2005.
- [4] J. Penon, S. Ayotte, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Incoherent SAC OCDMA System at 7x622Mbps," *Conference on Lasers and Electro-Optics*, May 2006.
- [5] J. Penon, W. Mathlouthi, S. LaRochelle et L. A. Rusch, "An Innovative Receiver for Incoherent SAC-OCDMA Enabling SOA-Based Noise Cleaning : Experimental Validation," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, no. 2, pp. 108–116, 2009.
- [6] J. Salehi, A. Weiner et J. Heritage, "Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, pp. 478–491, 1990.
- [7] W. Mathlouthi, F. Vacondio, J. Penon, A. Ghazisaeidi et L. Rusch, "DWDM Achieved with Thermal Sources : a Future-proof PON Solution," *European Conference on Optical Communication*, 2007.
- [8] G. Raybon et P. J. Winzer, "100 Gb/s Challenges and Solutions," *Conference on Optical Fiber Communication*, 2008.
- [9] D. C. Lee, "100G and DWDM : Application Climate, Network and Service Architecture," *European Conference on Optical Communication*, 2008.



- [10] P. Magill, "100 Gigabit Ethernet from a Carrier's Perspective," *Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting*, pp. 360–361, 2007.
- [11] A. C. Houle, L.-P. Boulianne et L. Dupras, "SD-WAN : A Technology for the Efficient Use of Bandwidth in Multi-Wavelength Networks," *National Fiber Optic Engineers Conference*, 2008.
- [12] D. Zaccarin et M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 5, pp. 479–482, 1993.
- [13] M. Rochette, S. Ayotte et L. Rusch, "Analysis of the spectral efficiency of frequency-encoded OCDMA systems with incoherent sources," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 1610–1619, 2005.
- [14] A. McCoy, M. Ibsen, P. Horak, B. Thomsen et D. Richardson, "Feasibility Study of SOA-Based Noise Suppression for Spectral Amplitude Coded OCDMA," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 394–401, 2007.
- [15] B. E. A. Saleh et M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*. Wiley-Interscience, 2 ed., Février 2007.
- [16] J. W. Goodman, *Statistical Optics*. Wiley-Interscience, 1 ed., Juillet 2000.
- [17] D. Guang-Hua et E. Georgiev, "Non-white photodetection noise at the output of an optical amplifier : theory and experiment," *Journal of Quantum Electronics*, vol. 37, pp. 1008–1014, 2001.
- [18] P. C. Becker, N. A. Olsson et J. R. Simpson, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. Academic Press, 1st ed., May 1999.
- [19] R. E. Ziemer, R. L. Peterson et D. E. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice Hall, 1 ed., Mar. 1995.
- [20] Z. Wei, H. Shalaby et H. Ghafouri-Shiraz, "Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, pp. 1274–1281, 2001.
- [21] Z. Wei et H. Ghafouri-Shiraz, "Codes for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, pp. 1284–1291, 2002.
- [22] J. Magne, D.-P. Wei, S. Ayotte, L. Rusch et S. LaRochelle, "Experimental demonstration of frequency-encoded CDMA using superimposed fiber Bragg gratings," *Conference on Bragg Gratings Photosensitivity and Poling in Glass Waveguides*, (USA), pp. 294–6, Optical Soc. of America, 2003.

- [23] J. Magné, "Étude d'un système de communications optique à encodage de fréquence (FE-CDMA) utilisant des réseaux de Bragg superposés.," Mémoire de maîtrise, Université Laval, Janvier 2004.
- [24] R. Scott, W. Cong, K. Li, V. Hernandez, B. Kolner, J. Heritage et S. Yoo, "Demonstration of an error-free 4×10 Gb/s multiuser SPECTS O-CDMA network testbed," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2186–2188, 2004.
- [25] L. Nguyen, T. Dennis, B. Aazhang et J. Young, "Optical spectral amplitude CDMA communication," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 15, no. 9, pp. 1647–1653, 1997.
- [26] NTT corporation, "Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer ROADM," [http://www.nel-world.com/products/photonics/recon\\_roadm.html](http://www.nel-world.com/products/photonics/recon_roadm.html), 2009.
- [27] J. Lam, A. Liu et M. Van, "Multi-function integrated AWG devices," *Optical Fiber Communication Conference, 2005. Technical Digest. OFC/NFOEC*, vol. 2, pp. 69–71, 2005.
- [28] C.-C. Yang, J.-F. Huang et S.-P. Tseng, "Optical CDMA network codecs structured with M-sequence codes over waveguide-grating routers," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 641–643, 2004.
- [29] L. Moller, "An optical CDMA method based on periodic spectrum encoding," *Conference on European Fibre Optic Communications and Networks*, vol. 2 of *Thirteenth Annual Conference on European Fibre Optic Communications and Networks. Proceedings*, (Brighton, UK), pp. 178–81, AKM Messen, 1995.
- [30] T. Giallorenzi, J. Bucaro, A. Dandridge, G. Sigel, J. Cole, S. Rashleigh et R. Priest, "Optical fiber sensor technology," *Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, pp. 626–665, 1982.
- [31] J. Brooks, R. Wentworth, R. Youngquist, M. Tur, B. Kim et H. Shaw, "Coherence multiplexing of fiber-optic interferometric sensors," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 3, pp. 1062–1072, 1985.
- [32] T. Pfeiffer, B. Deppisch, M. Witte et R. Heidemann, "Operational stability of a spectrally encoded optical CDMA system using inexpensive transmitters without spectral control," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 916–918, 1999.



- [33] G. Magel, G. Landry, R. Baca, D. Harper et C. Spillers, "Transmission of eight channels  $\times$  622 Mbit/s and 15 channels  $\times$  155 Mbit/s using spectral encoded optical CDMA," *Electronics Letters*, vol. 37, pp. 1307–1308, 2001.
- [34] L. B. Jeunhomme, *Single-mode Fiber Optics*. CRC, 2 ed., 1989.
- [35] M. Born et E. Wolf, *Principles of Optics : Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. Cambridge University Press, 7 ed., Oct. 1999.
- [36] A. Yariv, "Coupled-mode theory for guided-wave optics," *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 9, no. 9, pp. 919–933, 1973.
- [37] M. Yamada et K. Sakuda, "Analysis of almost-periodic distributed feedback slab waveguides via a fundamental matrix approach," *Applied Optics*, vol. 26, pp. 3474–8, 1987. Copyright 1987, IEE.
- [38] T. Erdogan, "Fiber grating spectra," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 1277–1294, 1997.
- [39] J. Skaar, J. Skaar, L. Wang, L. Wang et T. Erdogan, "On the synthesis of fiber Bragg gratings by layer peeling," *Journal of Quantum Electronics*, vol. 37, pp. 165–173, 2001.
- [40] M. J. Cole, W. H. Loh, R. I. Laming, M. N. Zervas et S. Barcelos, "Moving fibre/phase mask-scanning beam technique for enhanced flexibility in producing fibre gratings with uniform phase mask," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 17, pp. 1488–1490, 1995.
- [41] J. Azana et L. R. Chen, "Synthesis of temporal optical waveforms by fiber Bragg gratings : a new approach based on space-to-frequency-to-time mapping," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 19, pp. 2758–2769, Nov. 2002.
- [42] M. Guy, J. Lauzon, M. Pelletier, P. Ehbets et D. Asselin, "Simple and flexible technique for spectrally designing all-fibre filter and apodizing fibre gratings," *Proc. and 23rd European Conference on Optical Communications (Conf Integrated Optics and Optical Fibre Communications, 11th International Conference on Publ. No. : 448)*, vol. 1, pp. 195–198 vol.1, 1997.
- [43] M. Rochette, M. Guy, S. LaRochelle, J. Lauzon et F. Trepanier, "Gain equalization of EDFA's with Bragg gratings," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 11, no. 5, pp. 536–538, 1999.
- [44] J.-F. Huang, C.-M. Tsai et Y.-L. Lo, "Compensating fiber gratings for source flatness to reduce multiple-access interferences in optical CDMA network coder/decoders," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 739–745, 2004.

- [45] M. Poulin, Y. Vasseur, F. Trepanier, M. Guy, M. Morin, Y. Painchaud et J. Rothernberg, "Apodization of a multichannel dispersion compensator by phase modulation coding of a phase mask," *Proc. Technical Digest Optical Fiber Communication Conference OFC/NFOEC*, vol. 1, p. 3, 2005.
- [46] M. Abtahi, S. Ayotte, J. Penon et L. A. Rusch, "Intensity Noise in Balanced Detection of Correlated Incoherent Signals," *International Conference on Wireless and Optical Communications*, 2007.
- [47] M. Abtahi, S. Ayotte, J. Penon et L. A. Rusch, "Balanced Detection of Correlated Incoherent Signals : A Statistical Analysis of Intensity Noise With Experimental Validation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 1330–1338, May 15, 2008.
- [48] I. Widjaja et A. Leon-Garcia, *Communication Networks : Fundamental Concepts and Key Architectures*. Mcgraw-Hill College, 2002.
- [49] P. Prucnal, M. Santoro et T. Fan, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, pp. 547–554, 1986.
- [50] H. Fathallah, L. Rusch et S. LaRochelle, "Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 397–405, 1999.
- [51] R. Scott, W. Cong, C. Yang, V. Hernandez, N. Fontaine, J. Heritage, B. Kolner et S. Yoo, "Error-free, 12-user, 10 Gbit/s/user O-CDMA network testbed without FEC," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1392–1394, 2005.
- [52] M. Abrams, P. Becker, Y. Fujimoto, V. O'Byrne et D. Piehler, "FTTP deployments in the United States and Japan-equipment choices and service provider imperatives," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 236–246, 2005.
- [53] E. Smith, R. Blaikie et D. Taylor, "Performance enhancement of spectral-amplitude-coding optical CDMA using pulse-position modulation," *Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 1176–1185, 1998.
- [54] E. Smith, P. Gough et D. Taylor, "Noise limits of optical spectral-encoding CDMA systems," *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 1469–1470, 1995.
- [55] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes With Errata Sheet*. Mcgraw Hill Higher Education, 2002.
- [56] J.-G. Zhang, "Design of nonconstant-weight strict optical orthogonal codes," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1238–1240, 2005.



- [57] I. Djordjevic, B. Vasic et J. Rorison, "Multi-weight unipolar codes for multimedia spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Communications Letters*, vol. 8, pp. 259–261, 2004.
- [58] S. Aljunid, M. Ismail, A. Ramli, B. Ali et M. Abdullah, "A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2383–2385, 2004.
- [59] B. Honary, A. Moinian et B. Ammar, "Construction of well-structured quasi-cyclic low-density parity check codes," *Proceedings on Communications, IEE*, vol. 152, pp. 1081–1085, 2005.
- [60] Y. Miyata, W. Matsumoto, H. Yoshida et T. Mizuochi, "Efficient FEC for Optical Communications using Concatenated Codes to Combat Error-floor," *Proc. Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC 2008*, pp. 1–3, 24–28 Feb. 2008.
- [61] S.-J. Kim, J.-H. Han, J.-S. Lee et C.-S. Park, "Suppression of intensity noise in 10 Gbit/s spectrum-sliced incoherent light channel using gain-saturated semiconductor optical amplifiers," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1000–1001, 1999.
- [62] S.-J. Kim, J.-H. Han, J.-S. Lee et C.-S. Park, "Intensity noise suppression in spectrum-sliced incoherent light communication systems using a gain-saturated semiconductor optical amplifier," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 1042–1044, 1999.
- [63] A. McCoy, P. Horak, B. Thomsen, M. Ibsen et D. Richardson, "Noise suppression of incoherent light using a gain-saturated SOA : implications for spectrum-sliced WDM systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 2399–2409, 2005.
- [64] A. McCoy, P. Horak, B. Thomsen, M. Ibsen et D. Richardson, "Intensity noise reduction of incoherent light using semiconductor optical amplifiers," *Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 88–92, 2004.
- [65] A. McCoy, B. Thomsen, M. Ibsen et D. Richardson, "Filtering effects in a spectrum-sliced WDM system using SOA-based noise reduction," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 680–682, 2004.
- [66] F. Koyama, T. Yamatoya et K. Iga, "Highly gain-saturated GaInAsP/InP SOA modulator for incoherent spectrum-sliced light source," *Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 439–442, 2000.

- [67] W. Mathlouthi, P. Lemieux et L. A. Rusch, "Optimal SOA-based Noise Reduction Schemes for Incoherent Spectrum-Sliced PONs," *European Conference on Optical Communication*, 2006.
- [68] M. Zhao, G. Morthier et R. Baets, "Analysis and optimization of intensity noise reduction in spectrum-sliced WDM systems using a saturated semiconductor optical amplifier," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 390–392, 2002.
- [69] M. Zhao, G. Morthier, R. Baets et J. Dekoster, "Investigation of the intensity noise reduction using a saturated semiconductor optical amplifier in spectrum sliced WDM systems," *Conference on Lasers and Electro-Optics*, pp. 383–384, 2001.
- [70] T. Yamatoya et F. Koyama, "Noise suppression of spectrum-sliced light using semiconductor optical amplifiers," *Electronics and Communications in Japan (Part II : Electronics)*, vol. 86, pp. 28–35, 2003.
- [71] A. McCoy, P. Horak, M. Ibsen et D. Richardson, "Performance comparison of spectrum-slicing techniques employing SOA-based noise suppression at the transmitter or receiver," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 1494–1496, 2006.
- [72] A. McCoy, P. Horak, M. Ibsen et D. Richardson, "Comparative study of spectrum-sliced incoherent light systems employing SOA-based noise suppression," *Optical Fiber Communication Conference*, 2006.
- [73] A. Keating, W. Holloway et D. Sampson, "Feedforward noise reduction of incoherent light for spectrum-sliced transmission at 2.5 Gb/s," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 1513–1515, 1995.
- [74] J.-H. Han, J.-W. Ko, J. S. Lee et S.-Y. Shin, "0.1-nm narrow bandwidth transmission of a 2.5-Gb/s spectrum-sliced incoherent light channel using an all-optical bandwidth expansion technique at the receiver," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 1501–1503, 1998.
- [75] J.-H. Han, S.-J. Kim et J.-S. Lee, "Transmission of  $4 \times 2.5$ -Gb/s spectrum-sliced incoherent light channels over 240 km of dispersion-shifted fiber with 200-GHz channel spacing," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 901–903, 1999.
- [76] J.-H. Han, J.-S. Lee, S.-S. Lee, T.-Y. Yun, H.-K. Kim, C.-H. Lee et S.-Y. Shin, "2.5 Gbit/s transmission of spectrum-sliced fibre amplifier light source channels over 200 km of dispersion-shifted fibre," *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 989–991, 1995.



- [77] H. Kim, H. C. Ji et C. H. Kim, "Effects of intraband crosstalk on incoherent light using SOA-based noise suppression technique," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 1542–1544, 2006.
- [78] J. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles," *Transactions on Communications*, vol. 37, no. 8, pp. 824–833, 1989.
- [79] J. Salehi et C. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. II. Systems performance analysis," *Transactions on Communications*, vol. 37, no. 8, pp. 834–842, 1989.
- [80] J. A. Salehi, "Emerging OCDMA communication systems and data networks [Invited]," *Journal of Optical Networking*, vol. 6, pp. 1138–1178, 2007.

## Annexe A

# Simulateur pour systèmes SAC-OCDMA

**L**E but de cette annexe est de présenter le fonctionnement du simulateur utilisé au chapitre 3. Nous détaillerons étape par étape comment en connaissant quelques paramètres (densité spectrale de puissance des sources large bandes, réponses spectrales des encodeurs, décodeurs et décodeurs complémentaires) nous pouvons prédire la capacité maximale d'un système fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA.



## A.1 Objectif du simulateur

Avant tout, il est important de rappeler que le but de ce travail de thèse est de trouver des solutions innovantes pour limiter l'effet du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA. C'est dans cette optique que nous avons développé ce simulateur. Il nous était ainsi possible de tester différentes configurations afin d'évaluer l'efficacité de chacune de ces solutions pour réduire l'impact du bruit d'intensité.

## A.2 Hypothèses sur le système

Le bruit d'intensité est le bruit qui fixe les performances maximales atteignables dans les systèmes SAC-OCDMA. Comme nous l'avons vu au chapitre 1-section 1.2, lorsque le bruit d'intensité est le bruit dominant nous observons une saturation des performances sur la courbe de taux d'erreur (*BER floors*). Le but du simulateur étant de prédire la valeur de ce plancher de taux d'erreur, nous ne prendrons pas en compte dans le simulateur le bruit thermique et le bruit de grenaille puisque ces deux bruits peuvent être négligés lorsque le bruit d'intensité est le bruit dominant (voir chapitre 1-section 1.2.4).

Pour réduire la complexité du simulateur, il a été décidé de considérer que les flux de données des différents utilisateurs arrivaient synchronisés au récepteur. Cette hypothèse ne reflète certes pas la réalité des systèmes réels où les flux de données arrivent aléatoirement au récepteur. Cependant, cela constitue une hypothèse valable dans une première approximation.

Les autres hypothèses sont que :

- la probabilité qu'un usager émette un « 1 » logique ou un « 0 » est égale et vaut  $1/2$ ,
- la puissance émise par chaque usager est identique,
- le ratio d'extinction  $ER$  des modulateurs des différents usagers est fixe.

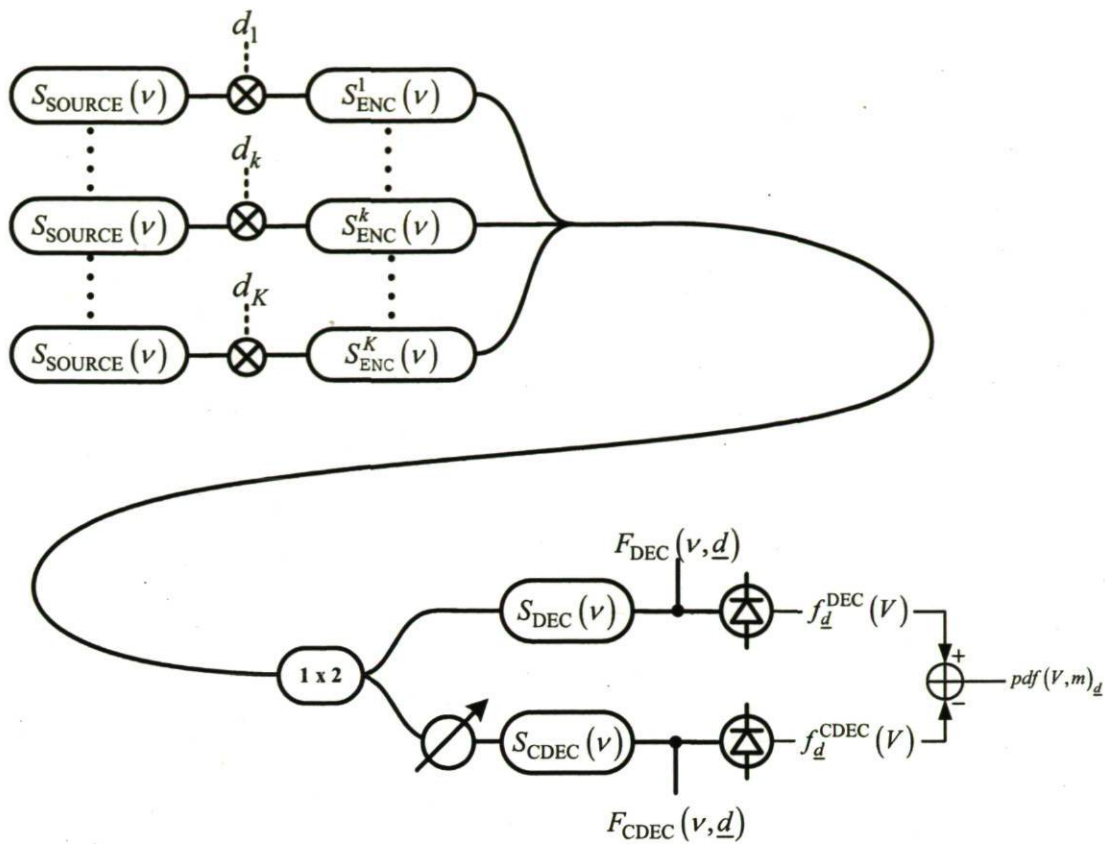


FIGURE A.1 – Système SAC-OCDMA considéré dans notre simulateur

### A.3 Le système SAC-OCDMA à simuler

Nous présentons à la figure A.1 le système que nous voulons simuler : un montage SAC-OCDMA utilisant des sources incohérentes pouvant accommoder  $K$  utilisateurs. La source large bande utilisée par chacun des utilisateurs est identique et a une densité spectrale de puissance  $S_{\text{SOURCE}}(\nu)$ . Nous définissons un vecteur de données  $\underline{d}$  de longueur  $K$ . La valeur du  $k^{\text{ème}}$  élément du vecteur  $\underline{d}$  est désignée par  $d_k$ . La valeur de  $d_k$  est égale à 0 si le  $k^{\text{ème}}$  usager est inactif,  $1/ER$  si il transmet un « 0 » logique et 1 pour un « 1 » logique. L'encodeur du  $k^{\text{ème}}$  usager a une réponse spectrale  $S_{\text{ENC}}^k(\nu)$  qui reflète son code SAC-OCDMA. Ensuite, on recombine les  $K$  signaux modulés et encodés sur une seule fibre à l'aide d'un coupleur large bande  $K \times 1$ . Au niveau du récepteur on utilise un schéma de détection équilibrée classique (voir section 1.1.2). On désigne par  $S_{\text{DEC}}(\nu)$  la réponse spectrale du décodeur et par



$S_{\text{CDEC}}(\nu)$  la réponse spectrale du décodeur complémentaire. Pour ces deux réponses spectrales, nous n'ajoutons pas d'indice pour ne pas surcharger la notation puisque nous ne considérons qu'un seul système de réception correspondant à celui de l'utilisateur désiré. Pour simplifier les notations par la suite, on considérera que l'utilisateur#1 est l'utilisateur désiré. On définit la densité spectrale de puissance frappant la photodiode du bras du DEC par  $F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d})$ . Cette dernière s'exprime comme la somme de  $K$  contributions de chacun des usagers :

$$F_{\text{DEC}}(\nu, \underline{d}) = \sum_{k=1}^K d_k \cdot \underbrace{S_{\text{SOURCE}}(\nu) \cdot S_{\text{ENC}}^k(\nu) \cdot S_{\text{DEC}}(\nu)}_{F_{\text{DEC}}^k(\nu)} = \sum_{k=1}^K d_k \cdot F_{\text{DEC}}^k(\nu), \quad (\text{A.1})$$

avec  $F_{\text{DEC}}^k(\nu)$  la contribution du  $k^{\text{ème}}$  usager. Pour le bras du CDEC, on définit de manière similaire  $F_{\text{CDEC}}(\nu, \underline{d})$  et  $F_{\text{CDEC}}^k(\nu)$ . Connaissant le spectre frappant le photodétecteur sur chacun des bras, on utilise les équations (1.13) à (1.8) du chapitre 1 pour en déduire la fonction de densité de probabilité  $f_{\underline{d}}^{\text{DEC}}(V)$  pour le bras du DEC et  $f_{\underline{d}}^{\text{CDEC}}(V)$  pour le bras du CDEC. Ces deux fonctions décrivent les statistiques de la tension  $V$  aux bornes de la photodiode du bras du DEC et du bras du CDEC respectivement. Le photodétecteur balancé effectuant une opération de soustraction, on peut en déduire la fonction de densité de probabilité résultante  $pdf(V, g)_{\underline{d}}$  qui décrit les variations de la tension  $V$  mesurée à la sortie de celui-ci.

## A.4 Entrées et sorties du simulateur

Les entrées du simulateur sont :

- $S_{\text{SOURCE}}(\nu)$ , la densité spectrale de la source
- $S_{\text{ENC}}^k(\nu)$ , la réponse spectrale de l'ENC du  $k^{\text{ème}}$  usager
- $S_{\text{DEC}}(\nu)$ , la réponse spectrale du DEC et  $S_{\text{CDEC}}(\nu)$ , la réponse spectrale du CDEC pour l'utilisateur désiré (ici usager#1)
- $g$ , le nombre d'interférents
- $|H(f)|^2$ , la réponse en fréquence du système de photodétection (photodiode, amplificateur RF, filtre électrique, ...)

En ayant ces entrées, il nous sera ainsi possible de calculer la valeur du plancher de taux d'erreur (*BER floor*) pour l'utilisateur désiré lorsque  $g$  interférents sont actifs dans le réseau. Comme nous l'avons mentionné plus haut, nous considérons l'utilisateur#1

comme l'utilisateur désiré, i.e.  $k = 1$ . Ce choix arbitraire ne change pas le principe de fonctionnement du simulateur.

## A.5 Le fonctionnement du simulateur étape par étape

Notre approche pour l'explication du fonctionnement du simulateur se fera à l'aide de la figure A.2. Cette figure est un schéma de procédé (*flow chart*) qui va appuyer le texte afin de bien comprendre le mécanisme du simulateur.

Nous allons suivre le déroulement logique de la figure A.2 et nous décomposerons ce processus en différentes étapes.

### ETAPE#1 :

Cette étape permet l'initialisation des différentes variables afin de stocker les valeurs de  $S_{SOURCE}(v)$ ,  $S_{ENC}^k(v)$ ,  $S_{DEC}(v)$ ,  $S_{CDEC}(v)$ ,  $g$  et  $|H(f)|^2$ .

### ETAPE#2 :

L'utilisateur#1 étant considéré comme l'utilisateur désiré dans notre cas, il faut fixer le bit de donnée transmis : un « 1 » ( $d_1 = 1$ ) ou un « 0 » ( $d_1 = 1/ER$ ). Dans tout le simulateur, il est important de noter que nous n'utilisons pas d'approche de type Monte-Carlo. Cela signifie que nous évaluons systématiquement toutes les combinaisons possibles. Cette approche a la désavantage de prendre plus de temps par rapport à une simulation Monte-Carlo, cependant le nombre d'utilisateurs dans notre cas étant faible-sept-, le temps de calcul restait raisonnable. Cette étape nous permet donc de calculer  $pdf(V, g)_{d_1=1}$  (statistique sur le « 1 ») et  $pdf(V, g)_{d_1=1/ER}$  (statistique sur le « 0 »). Nous devons donc faire deux itérations de cette étape.

### ETAPE#3 :

À cette étape, on fixe les  $g$  interférents parmi les  $K - 1$  possibles. Puisque nous utilisons une approche évaluant toutes les possibilités, il nous faudra répéter  $\frac{(K-1)!}{(K-1-g)!}$  fois cette étape.

### ETAPE#4 :

Cette étape consiste à choisir le bit de donnée qui seront transmises par les  $K - 1$  in-



terférents. Premièrement, les  $K - 1 - g$  interférents qui ne sont pas actifs auront une valeur  $d_k = 0$ . Les  $g$  interférents actifs quant à eux transmettrons soit un « 1 » logique ( $d_k = 1$ ) ou un « 0 » logique ( $d_k = 1/ER$ ). Comme précédemment, nous devons répéter  $2^g$  cette étape.

#### ETAPE#5 :

Nous avons complètement déterminé la valeur des  $K$  éléments du vecteur  $\underline{d}$ . Cela nous permet de calculer le spectre frappant le photodétecteur dans le bras contenant le DEC ( $F_{DEC}(\nu, \underline{d})$ ) et celui contenant le CDEC ( $F_{CDEC}(\nu, \underline{d})$ ). Pour réaliser cette étape, on utilisera l'équation (A.1).

#### ETAPE#6 :

Nous calculons les fonctions densité de probabilité  $f_{\underline{d}}^{DEC}(V)$  et  $f_{\underline{d}}^{CDEC}(V)$  en utilisant (3.4) à (3.7). Ces deux fonctions permettent de décrire les fluctuations aléatoires de tension  $V$  aux bornes de la photodiode du bras du DEC et du CDEC respectivement.

#### ETAPE#7 :

Cette étape permet d'effectuer le calcul de la fonction densité de probabilité de la tension  $V$  à la sortie globale du photodétecteur balancé  $pdf(V, g)_{\underline{d}}$  (voir (3.8)). Cette fonction décrit les fluctuations aléatoires de tension  $V$  à la sortie du photodétecteur pour un vecteur  $\underline{d}$  donné.

#### ETAPE#8 :

Comme nous l'avons vu auparavant, notre approche est systématique, ce qui signifie que nous devons évaluer toutes les possibilités. Cette étape est présente car elle va permettre de balayer complètement les :

1.  $2^g$  possibilités de l'ETAPE#4 (choix des interférents)
2.  $\frac{(K-1)!}{(K-g-1)!}$  possibilités de l'ETAPE#3 (choix de  $g$  interférents parmi les  $K - 1$  possibles)

Le lecteur pourra se référer à (3.9) qui donne une expression plus mathématique de cette étape. Si à l'ETAPE#2 on a fixé  $d_1 = 1/ER$  (l'utilisateur émet un « 0 » logique), on obtient la fonction densité de probabilité du « 0 » lorsque  $g$  interférents sont actifs. Nous appellerons cette fonction densité de probabilité  $pdf(V, g)_{d_1=1/ER}$ . On obtiendra de manière équivalente  $pdf(V, g)_{d_1=1}$  si on a fixé  $d_1 = 1$  à l'ETAPE#2.

**ETAPE#9 :**

Le taux d'erreur se calcule simplement avec la formule suivante :

$$BER_{\text{usager\#1}}(g) = \frac{1}{2} \int_{\eta}^{+\infty} pdf_{d_1=1/ER} \cdot dV + \frac{1}{2} \int_{\eta}^{+\infty} pdf_{d_1=1} \cdot dV$$

Le facteur 1/2 est dû au fait que l'on émet de manière équiprobable des « 0 » et des « 1 » comme nous l'avons mentionné dans les hypothèses sur le système. On obtient ainsi la valeur du plancher de taux d'erreur de l'usager#1 avec  $g$  interférents actifs dans le réseau.

## A.6 Conclusion

Le développement de ce simulateur permet de tester différentes configurations et de voir l'impact sur les performances. Dans notre cas, la famille de code étant déjà choisie (voir section 1.3.4), il permet en particulier d'optimiser la forme du profil d'apodisation en considérant des réponses spectrales expérimentalement réalisables, c'est-à-dire les réponses spectrales « non carrées ». Ce dernier point est l'objet de la première partie du chapitre 3. En utilisant les résultats obtenus, nous fabriquons des réseaux de Bragg utilisés en transmission pour effectuer l'encodage et le décodage d'un système SAC-OCDMA. Des mesures de  $BER$  sont faites pour valider l'efficacité de notre solution.



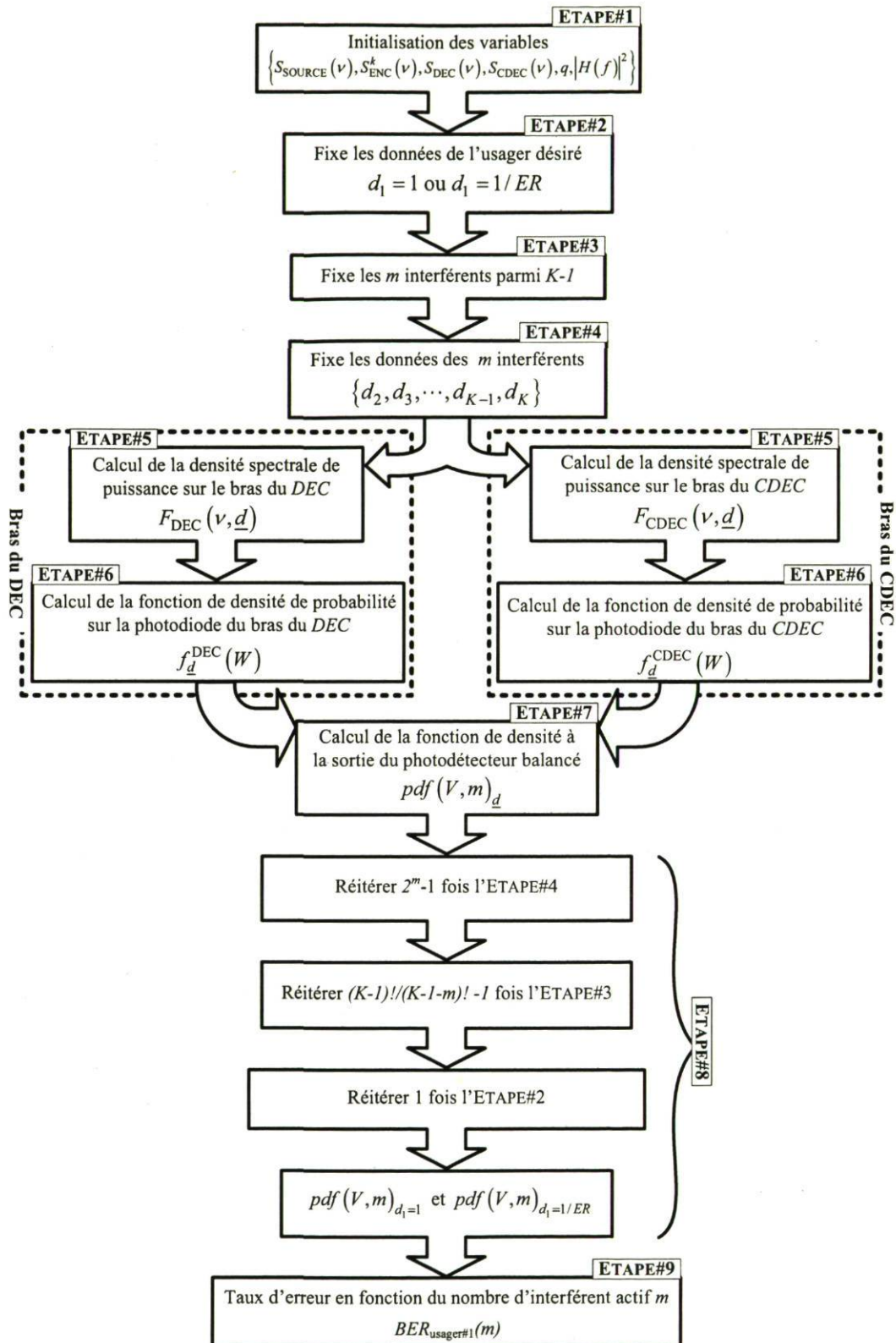


FIGURE A.2 – Schéma de procédé (Flow chart) du simulateur de système SAC-OCDMA

## Annexe B

### Génération de code BIBD

**L**E but de cette annexe est de présenter brièvement la théorie des champs de Galois (*Galois field*) et d'en expliquer les quelques principes de base afin de pouvoir décrire la technique permettant de générer des codes *BIBD*. Nous illustrons l'arithmétique par quelques exemples simples. Pour les calculs plus élaborés, nous utilisons la « Communications Toolbox » de Matlab qui permet de faire des additions, soustractions, multiplications et divisions dans les champs de Galois. Il est à noter que l'aide de Matlab en ce qui concerne le principe de fonctionnement des champs de Galois a été fort utile et a constitué notre base de départ. Une fois cette introduction des champs de Galois faite, nous regardons la méthode de construction des codes *BIBD* [21]. Les articles utilisant des codes *BIBD* sont nombreux mais la présentation de la technique pour générer ceux-ci est soit absente ou peu explicite pour les néophytes. La méthodologie utilisée en [21] ainsi que les exemples m'ont permis de comprendre les mécanismes permettant de générer les codes *BIBD*. Pour finir, nous présentons quelques exemples de code *BIBD* avant de conclure avec la présentation du code Matlab développé pour générer les codes *BIBD*.



Représentation			
Décimale	Exponentielle	Séquence $m$ -aire de $p$ bits	Polynomiale
0	0	000	0
1	$A^0$	001	1
2	$A^1$	010	$A$
3	$A^2$	011	$A + 1$
4	$A^3$	100	$A^2$
5	$A^4$	101	$A^2 + 1$
6	$A^5$	110	$A^2 + A$
7	$A^6$	111	$A^2 + A + 1$

TABLE B.1 – Représentation des éléments du  $GF(2^3)$ 

## B.1 Champs de Galois : définition et arithmétique de base

Un champ de Galois est noté  $GF(p^m)$  avec  $p$  nombre premier et  $m$  entier supérieur ou égal à 1. Il contient  $p^m$  éléments. Chacun de ces éléments peut être représenté soit par :

- un entier  $\in [0, 1, \dots, p^m - 1]$ ,
- une séquence de  $m$  bits où chaque bit est compris entre 0 et  $p - 1$  et correspond à un coefficient du polynôme de degré  $m - 1$ ,
- un polynôme au plus de degré  $m - 1$ ,
- ou de manière exponentielle.

Pour illustrer ce point, nous présentons à la table B.1 les différentes représentations possibles du  $GF(2^3)$ .

Une autre notion utile est la notion de polynôme primitif. On associe à chaque champ de Galois un polynôme primitif de degré  $m$ . Ce polynôme doit être irréductible. La liste de ces polynômes peut-être obtenu à l'aide de Matlab. Dans notre cas, avec  $GF(2^3)$  le polynôme primitif est :

$$A^3 + A + 1$$

Une dernière propriété importante est que les opérations :

- d'addition,
- de soustraction,
- de multiplication,
- et de division

faites dans un champ de Galois donnent un résultat qui est lui même un élément du corps de Galois.

Pour illustrer comment l'arithmétique fonctionne dans les champs de Galois, faisons une addition par exemple de  $A^0$  et de  $A^1$  :

$$A^0 + A^1 = 1 + A = A + 1 = A^2$$

Le résultat est bien comme prévu un élément du corps de Galois. Maintenant effectuons le calcul de  $A^4$  et de  $A^5$  :

$$\begin{aligned} A^4 + A^5 &= A^2 + 1 + A^2 + A \\ &= 2A^2 + A + 1 \\ &= A + 1 \\ &= A^2. \end{aligned}$$

Le terme  $2A^2$  se transforme en 0 puisque les coefficients du polynôme doivent être compris entre 0 et  $p - 1$ . Cela revient à effectuer une opération *modulo*  $p$  sur les coefficients. Dans notre cas  $p = 2$ , donc  $2 \bmod (2) = 0$ . Ainsi le résultat de cette addition est lui aussi un élément du corps de Galois.

Voyons maintenant comment on effectue des multiplications dans les champs de Galois. Si on effectue la multiplication de  $A^0$  avec  $A^1$  on a :

$$A^0 \times A^1 = 1 \times A = A = A^1$$

on voit que le résultat obtenu est là encore un élément du corps de Galois. Maintenant effectuons la multiplication de  $A^4$  avec  $A^5$  :

$$\begin{aligned} A^4 \times A^5 &= (A^2 + 1) \times (A^2 + A) \\ &= A^4 + A^3 + A^2 + A \\ &= A + 1 \\ &= A^2. \end{aligned}$$

Le terme  $A^4 + A^3 + A^2 + A$  se transforme en  $A + 1$  puisque l'on doit faire la division du polynôme obtenu par le polynôme primitif  $(A^2 + A + 1)$  car tout élément de



$GF(p^m)$  doit être un polynôme de degré inférieur à  $m$ . Le résultat de la simplification de  $A^4 + A^3 + A^2 + A$  dans  $GF(2^3)$  est donné par le reste de cette division :

$$\begin{array}{r|l}
 A^4 + A^3 + A^2 + A & A^3 + A + 1 \\
 - \quad A^4 + A^2 + A & A + 1 \\
 \hline
 = \quad \quad \quad A^3 & \\
 - \quad \quad A^3 + A + 1 & \\
 \hline
 = \quad \quad \quad -A - 1 & 
 \end{array}$$

Le terme  $-A - 1$  de part l'opération  $\text{mod}(2)$  ( $p = 2$  dans notre cas) sur les coefficients des polynômes, donne le polynôme  $A + 1$  qui correspond donc à  $A^2$ . Il est à noter que la soustraction et la division marche sur le même principe que ce que nous venons de présenter.

Dans notre cas, nous utilisons les fonctions implémentées dans le « Communications Toolbox » de Matlab pour effectuer des calculs dans les champs de Galois. Pour créer un champ de Galois  $GF(p^m)$ , on utilise la fonction  $\text{gftuple}([-1 : p^m - 2]', m, p)$  qui permet de créer les  $p^m$  différents éléments du champ de Galois. En ce qui concerne les opérations arithmétiques entre un élément  $a$  et un élément  $b$  du champ de Galois  $GF(p^m)$ , nous utilisons les fonctions :

- $\text{gfadd}(a, b, GF(p^m))$  pour l'opération addition
- $\text{gfsub}(a, b, GF(p^m))$  pour l'opération soustraction
- $\text{gfmul}(a, b, GF(p^m))$  pour l'opération multiplication
- $\text{gfdiv}(a, b, GF(p^m))$  pour l'opération division

Il est important de mettre en paramètre  $GF(p^m)$  dans ces fonctions pour que Matlab puisse connaître le champ de Galois dans lequel se font les opérations et ainsi calculer correctement le résultat.

Maintenant que nous venons de présenter la logique de calcul dans les champs de Galois, nous pouvons introduire la technique pour calculer les codes BIBD de longueur  $L = q^2 + q + 1$ , de poids  $w = q + 1$ , de corrélation croisée  $\mathcal{L} = 1$  et de cardinalité  $\zeta = q^2 + q + 1$ .

## B.2 Algorithme de génération des codes BIBD

Notre algorithme est capable de générer un code BIBD de type  $(q^2 + q + 1, q + 1, 1, q^2 + q + 1)$  où  $q$  est une puissance première. On définit un vecteur  $\bar{B}$  de longueur trois tel que :

$$\bar{B} = [B_0, B_1, B_2],$$

où chaque élément  $\bar{B}$  est un entier compris entre 0 et  $p^m - 1$ . Il existe  $q^3$  combinaisons distinctes pour  $\bar{B}$ . Ici et pour le reste du raisonnement, la valeur de  $B_k$  désigne l'indice de l'élément dans le champ de Galois  $GF(p^m)$  correspondant donc à :

$$B = \begin{cases} 0 & \text{si } B = 0, \\ A^{B-1} & \text{si } B \neq 0, \end{cases}$$

Sauf indications contraires, tous les vecteurs et matrices présentés dans ce document suivent cette règle.

On désigne par la matrice  $\mathcal{S}$  l'ensemble de toutes ces combinaisons sauf celle où  $\bar{B} = [0, 0, 0]$ . La matrice  $\mathcal{S}$  est donc de taille  $(q^3 - 1) \times 3$ . Supposons que  $x$  et  $y$  sont deux lignes de la matrice  $\mathcal{S}$ . On cherche à trouver toutes les combinaisons telle que :

$$[x_0, x_1, x_2] = \Psi \times [y_0, y_1, y_2], \quad (\text{B.1})$$

où  $\Psi$  est un élément non nul du champ de Galois  $GF(p^m)$  ( $\Psi \neq GF(0)$ ). Si cette relation est respectée, on dit que  $[x_0, x_1, x_2]$  et  $[y_0, y_1, y_2]$  sont des ensembles équivalents. De par la propriété des champs de Galois, il a toujours  $q - 1$  solutions à l'équation B.1 pour chaque ligne de  $\mathcal{S}$ . On désigne l'ensemble de ces  $q - 1$  solutions par le terme de classe équivalente. Il existe donc  $q^2 + q + 1$  classes équivalentes.

Construisons l'ensemble  $\mathcal{E}$  en prenant un élément dans chacune de ces classes d'équivalence. La taille de la matrice  $\mathcal{E}$  est donc  $(q^2 + q + 1) \times 3$ . Chaque ligne de  $\mathcal{E}$  est donc une ligne de  $\mathcal{S}$  et donc un vecteur de type  $\bar{B}$ .

Pour chaque ligne  $\bar{B}$  de la matrice  $\mathcal{E}$ , on résout l'équation suivante :

$$[B_0, B_1, B_2] \times \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = 0,$$

où le vecteur  $x$  est une ligne de  $\mathcal{E}$ . On obtient  $q + 1$  solutions pour chaque ligne de la matrice  $\mathcal{E}$ .



Nous créons une matrice  $R_n$  de taille  $(q + 1) \times 3$  pour stocker ces racines pour chaque triplet  $[x_0, x_1, x_2]$ . L'indice  $n$  sert à désigner les solutions pour la  $n^{\text{ème}}$  ligne de la matrice  $\mathcal{E}$ . On a donc  $n$  qui est compris entre 1 et  $q^2 + q + 1$ . Chaque matrice  $R_n$  va nous permettre de générer une ligne de la matrice du code BIBD final. On retrouve bien une cardinalité  $\zeta$  égale à  $q^2 + q + 1$  comme prévu puisque  $n$  peut prendre  $q^2 + q + 1$  valeurs distinctes.

À partir de chaque matrice  $R_n$ , on génère un vecteur  $C_n$  de dimension  $(q + 1) \times 1$  tel que :

$$C_n = \begin{bmatrix} R_{n(1,1)} \cdot R_{n(1,2)} \cdot R_{n(1,3)} \\ R_{n((2,1)} \cdot R_{n(2,2)} \cdot R_{n(2,3)} \\ \vdots \\ R_{n(q,1)} \cdot R_{n(q,2)} \cdot R_{n(q,3)} \\ R_{n(q+1,1)} \cdot R_{n(q+1,2)} \cdot R_{n(q+1,3)} \end{bmatrix},$$

où chaque ligne du vecteur  $C_n$  est un produit de trois éléments du champ de Galois  $GF(p^m)$ . Le résultat de la multiplication de ces trois termes donnera également un élément du champ de Galois  $GF(p^m)$ .

Nous convertissons chaque ligne de  $C_n$  en sa représentation décimale (voir table B.1) que nous stockons dans une matrice  $Y_n$  qui aura une dimension  $1 \times (q + 1)$ .  $Y_n$  est constitué d'entiers et non pas d'éléments de  $GF(p^m)$  comme les matrices vues auparavant.

On génère le  $n^{\text{ème}}$  code binaire  $s_n$  en utilisant la relation suivante :

$$s_n(k) = \begin{cases} 1, & \text{si } k \in Y_n \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Cette méthode est simplement un *mapping* de la valeur des éléments de  $Y_n$  vers la position des « 1 » dans un vecteur  $s_n$  de longueur  $q^2 + q + 1$ . Pour illustrer ce *mapping*, nous donnons l'exemple d'un code BIBD pour  $q = 3$  qui aurait donc une longueur  $L = 13$  et un poids  $w = 4$ .

$$Y_n = [2, 8, 10, 12]$$

ce qui donne pour le code correspondant

valeur de $k$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$s_n(k)$	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0

Il est ainsi possible de générer les 13 codes de la famille BIBD ( $L = 13, w = 4, \mathcal{L} = 1, \zeta = 13$ ).

Après avoir présenté la théorie, nous allons présenter un exemple concret de la génération de code *BIBD* pour  $q = 3$ ,  $q = 2$  et  $q = 4$ .

### **B.3 Exemple de code *BIBD***

Comme nous venons de le mentionner nous allons détailler les différentes étapes de la génération d'un code *BIBD* pour  $q = 3$ .



On donne la matrice  $\mathcal{S}$  avec laquelle on peut déduire la matrice  $\mathcal{E}$ .

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & 2 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & 2 \\ 2 & 1 & 0 \\ 2 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 0 \\ 2 & 2 & 1 \\ 2 & 2 & 2 \end{bmatrix} \Rightarrow \mathcal{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 2 & 2 \end{bmatrix}$$

La matrice  $Y$  est ainsi obtenu après *mapping* donne la matrice  $s$  :

$$Y = \begin{bmatrix} 2 & 5 & 8 & 11 \\ 1 & 5 & 6 & 7 \\ 4 & 5 & 10 & 12 \\ 3 & 5 & 9 & 13 \\ 1 & 2 & 3 & 4 \\ 2 & 7 & 10 & 13 \\ 2 & 6 & 9 & 12 \\ 1 & 11 & 12 & 13 \\ 4 & 7 & 9 & 11 \\ 3 & 6 & 10 & 11 \\ 1 & 8 & 9 & 10 \\ 3 & 7 & 8 & 12 \\ 4 & 6 & 8 & 13 \end{bmatrix} \Rightarrow s = \begin{bmatrix} 0100100100100 \\ 1000111000000 \\ 0001100001010 \\ 0010100010001 \\ 1111000000000 \\ 0100001001001 \\ 0100010010010 \\ 1000000000111 \\ 0001001010100 \\ 0010010001100 \\ 1000000111000 \\ 0010001100010 \\ 0001010100001 \end{bmatrix}$$

On présente également le code BIBD pour  $q = 2$  sous la forme d'une matrice  $Y$  indiquant la position des « 1 » ainsi que la matrice  $s$  donnant le code binaire :

$$Y = \begin{bmatrix} 2 & 4 & 6 \\ 1 & 4 & 5 \\ 3 & 4 & 7 \\ 1 & 2 & 3 \\ 2 & 5 & 7 \\ 1 & 6 & 7 \\ 3 & 5 & 6 \end{bmatrix} \Rightarrow s = \begin{bmatrix} 0101010 \\ 1001100 \\ 0011001 \\ 1110000 \\ 0100101 \\ 1000011 \\ 0010110 \end{bmatrix}$$

Nous présentons également les matrices  $Y$ , et  $s$  pour  $q = 4$  :



$$Y = \begin{bmatrix} 2 & 6 & 10 & 14 & 18 \\ 1 & 6 & 7 & 8 & 9 \\ 3 & 6 & 11 & 16 & 21 \\ 5 & 6 & 13 & 15 & 20 \\ 4 & 6 & 12 & 17 & 19 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 2 & 7 & 11 & 15 & 19 \\ 2 & 9 & 13 & 17 & 21 \\ 2 & 8 & 12 & 16 & 20 \\ 1 & 10 & 11 & 12 & 13 \\ 3 & 7 & 10 & 17 & 20 \\ 5 & 9 & 10 & 16 & 19 \\ 4 & 8 & 10 & 15 & 21 \\ 1 & 18 & 19 & 20 & 21 \\ 4 & 7 & 13 & 16 & 18 \\ 3 & 9 & 12 & 15 & 18 \\ 5 & 8 & 11 & 17 & 18 \\ 1 & 14 & 15 & 16 & 17 \\ 5 & 7 & 12 & 14 & 21 \\ 4 & 9 & 11 & 14 & 20 \\ 3 & 8 & 13 & 14 & 19 \end{bmatrix} \implies s = \begin{bmatrix} 010001000100010001000 \\ 100001111000000000000 \\ 001001000010000100001 \\ 000011000000101000010 \\ 000101000001000010100 \\ 111110000000000000000 \\ 010000100010001000100 \\ 010000001000100010001 \\ 010000010001000100010 \\ 100000000111100000000 \\ 001000100100000010010 \\ 000010001100000100100 \\ 000100010100001000001 \\ 10000000000000000001111 \\ 000100100000100101000 \\ 001000001001001001000 \\ 000010010010000011000 \\ 1000000000000011110000 \\ 000010100001010000001 \\ 000100001010010000010 \\ 001000010000110000100 \end{bmatrix}$$

Nous ne présentons pas les autres codes pour des valeurs de  $q$  supérieures à cinq puisque la représentation graphique de ce type de code devient difficile. Le lecteur pourra se référer à la prochaine section pour obtenir le code Matlab permettant de générer des codes pour toutes les valeurs de  $q$ , avec  $q$  puissance première.

## B.4 Code Matlab pour la génération de code BIBD

Nous présentons ici le code Matlab développé pour générer des codes BIBD pour toutes les puissances premières  $q$ . Nous avons suivi l'algorithme donnée par Zou Wei et H. Ghafouri-Shiraz [21]

```

%% function BIBD_code = generation_BIBD(pp,mm)
% Input :
% -pp which is a prime number
% -mm which is an integer >1
% It is possible to generate a prime power  $q = pp.^{(mm)}$ 
% This script enable to generate a BIBD code of
% -length =  $q^2+q+1$ 
% -weight =  $q+1$ 
% -cross correlation = 1
% -cardinality =  $q^2+q+1$ 
%

%% Definition of the function
function BIBD_code = generation_BIBD(pp,mm)

%% Start a timer
tic

%% Load input parameters
% ... Define p (prime number)
p = pp;
% ... Define m
p_power = mm;
% ... Definition of q which is a prime power
q = p^p_power;
% .. factor m in the article. We fix m=2 so  $\lambda = 1$ 
MM = 2;

%% Define the galois field GF( $p^m$ ) where computation are going to be done
gf_field = gftuple([-1 : q-2]', p_power, p);

%% Allocation of the space for the variable
SS = zeros(q^(MM+1), MM+1);

%% ... All the a possible combination of choosing m+1 number among  $p^m$  by

```

```

% considering that the number is still in the pool after each event
for ii = 1 :MM+1
    SS(:,MM+2-ii) = repmat(sort(repmat([0 :q-1],[1,q^(ii-1)]),2),...
        [1 q^(MM-ii+1)]);
end

case where all \alpha are "0"
SS(1, :)= [];

%% ... Assign memory for the variable roots
roots = repmat(0,q^(MM+1)-1,MM+1);
ii=1; %for index of alpha_underline
ii_start_eq_class = 0; % number of equivalent classes
size_SS = size(SS,1);
ii_roots = [];

%% ... Construction 1 step 1 where we have to solve  $xx = \lambda yy$ 
% where  $xx$  and  $yy$  are a vector of  $MM+1$  value that belong to the
%  $GF(p^p\_power)$ .  $\lambda$  belong to  $GF(p^p\_power)$ 
while size_SS>0
    ii_start_eq_class = ii_start_eq_class + 1;
    for kk =0 :q-2
        % ... create the variable  $xx$ 
        xx = repmat(SS(1, :)-1,size_SS,1);
        % .. Search for point with a value ==-1 and replace this value by
        % -Inf
        xx(find(xx==-1)) = -Inf;
        % ... create the variable  $\lambda$ 
        lambda = repmat(kk,size_SS,MM+1);
        % ... create the variable  $xx$ 
        yy = SS(:, :)-1;
        % .. Search for point with a value ==-1 and replace this value by
        % -Inf
        yy(find(yy==-1)) = -Inf;
        % Find the index of the roots for each value of  $kk$  and store it.

```



```

ii_roots = [ii_roots,...
find(prod( (xx==gfmul(lambda,yy,gf_field))...
+0,2)==1)];
end

% ... Save the q roots that have been found via the index ii_roots
roots(ii_start_eq_class :ii_start_eq_class+q-2, :)= SS(ii_roots, :);
% ... Supress the roots already found in the set S
SS(ii_roots, :)=[];
% % ... Update the size of the set SS
size_SS = size(SS,1);
% ... Make empty the vector where...
% the index of the roots are stored
ii_roots = [];
% ... Increment the index to store the roots
ii_start_eq_class = ii_start_eq_class+q-2;
end

%% % ... Create a set EE by choosing a roots of each equivalent classes

EE = roots(1 :q-1 :size(roots,1), :);
%% % ... Size of the set (nb of line)
size_EE = size(EE,1);
%% % ... Clear the variable xx that will be used after
clear xx;
%% % ... Reset the value of ii_roots
ii_roots = [];
%% % ... Definition of the matrice where position of "1"s will be stored

yy =zeros((q^(MM+1)-1)/(q-1),(q^MM-1)/(q-1));
%% % Initialisation of the value of n_seq...
% which design a line (or a code)
n_seq = 1;

%% % ... Construction 1 step2 where we have to solve alpha *xx = 0

```

where xx

each value

```

% and yy are a vector of MM+1 value taken from the set EE and
% belong to the field GF(p^p_power).
while n_seq<=size_EE
    % ... Creation of alpha based on the set EE
    alpha_underline = repmat(EE(n_seq, :)-1,size_EE,1);
    % .. Search for point with a value ==-1 ...
    % and replace this value by -Inf
    alpha_underline(find(alpha_underline==-1)) = -Inf;
    % ... Creation of alpha based on the set EE
    xx = EE( :, :)-1;
    % .. Search for point with a value ==-1...
    % and replace this value by -Inf
    xx(find(xx==-1)) = -Inf;
    % ... Generate the operation of alpha*xx'
    res = gfmul(alpha_underline,xx,gf_field);
    % ... but we have to do the summation over the MM+1...
    % element of each line in the GF(p^p_power)
    res_sum = repmat(-Inf,(q^(MM+1)-1)/(q-1),1);
    for ii =1 :MM+1
        res_sum = gfadd(res_sum,res( :,ii),gf_field);
    end
    res = res_sum';

    ii_roots =[ii_roots,find(res==-Inf)];
    % ... Save the index of the roots in the sequence yy
    yy(n_seq, :) = ii_roots;
    % ... increment n_seq to get the next code
    n_seq = n_seq+1;
    % ... Make empty the vector where the index of the roots
are stored

    ii_roots = [];
end

%% ... Mapping of index to binary code

```

```

BIBD_code = index2binarycode(yy);

%% ... Check if the correlation is equal to one
cross_corr_check = fast_cross_corr_check(BIBD_code,(q^(MM-
1)-1)/(q-1));

%% Display result of cross-correlation calculation
if cross_corr_check==1
    fprintf('\n%%%%%%%%')
    fprintf('\nGeneration of a BIBD code with :');
    fprintf(['\n\tLenght =\t',num2str((q^(MM+1)-1)/(q-
1))]);

    fprintf(['\n\tWeight =\t',num2str((q^(MM)-1)/(q-1))]);
    fprintf(['\n\t-lambda =\t',num2str((q^(MM-1)-1)/(q-1))]);
    fprintf('\n%%%%%%%%')
    fprintf('\n')
end

toc

```



## Annexe C

### Optimisation des codes

**L**E but de cette annexe est de présenter un algorithme basique qui permet d'égaliser le niveau du *BER* en fonction de l'utilisateur en travaillant sur les différentes permutations des codes. En d'autres termes, nous allons travailler sur la répartition des « 1 » dans les codes afin que ceux-ci aient des caractéristiques les plus similaires possibles — par exemple que tous les codes ne comportent que des « 1 » isolés dans le code. Cette égalisation est nécessaire lorsque l'on considère des réponses spectrales réalistes (non « carrées ») des encodeurs, décodeurs et décodeurs complémentaires particulièrement lorsqu'il y a un recouvrement spectral entre les cases fréquentielles adjacentes. Cette annexe utilise les codes BIBD pour illustrer cette technique mais celle-ci peut être appliquée à tous les codes.

## C.1 Mise en contexte

Dans ce manuscrit, les différentes familles de codes sont présentées soit sous la forme d'un tableau ou d'une matrice. La  $n^{\text{ème}}$  ligne de ce tableau ou de cette matrice correspond au code du  $n^{\text{ème}}$  usager. Il est facile de comprendre que pour toutes les familles de codes, si on intervertit la  $n^{\text{ème}}$  ligne avec la  $m^{\text{ème}}$  ligne, cela ne change pas les propriétés du code soit (voir chapitre 1-section 1.3.1) :

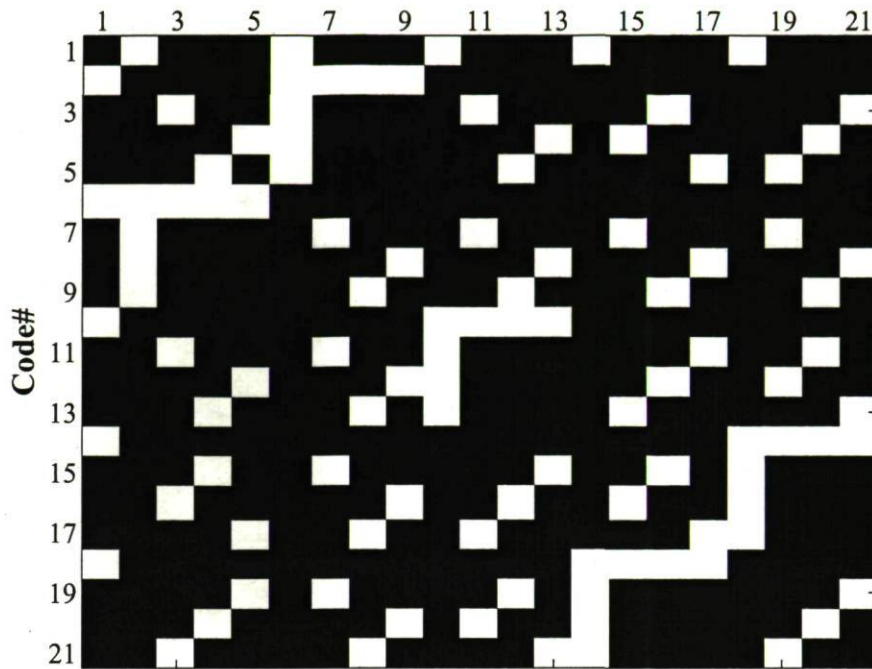
- la longueur  $L$
- le poids  $w$
- la corrélation croisée  $\mathcal{L}$
- la cardinalité  $\zeta$

En réalité, le fait d'intervertir deux lignes de la matrice revient tout simplement à intervertir le code assigné aux deux usagers. Cette opération est donc transparente pour les propriétés de la famille de codes.

Il est également possible d'intervertir la  $n^{\text{ème}}$  colonne et la  $m^{\text{ème}}$  colonne sans affecter les propriétés du code. Dans un système idéal (réponse spectrale carrée) ou lorsque des bandes de garde optique sont prononcées, cette permutation n'amène aucun changement car il n'y a pas de recouvrement spectral. En revanche, si on considère des réponses spectrales réalistes, une optimisation nous montre que les meilleures performances sont atteintes lorsque l'on autorise un recouvrement spectral (voir chapitre 3). L'utilisation de cet optimum implique que :

1. plusieurs « 1 » successifs dans le code d'un usager donné ne forme plus qu'une seule « grosse » tranche fréquentielle augmentant ainsi la bande optique d'encodage  $\Delta\nu$  ;
2. un usager ayant un code ne comprenant que des « 1 » isolés sera pénalisé puisque la bande optique totale  $\Delta\nu$  utilisée pour l'encodage sera plus faible.

Ainsi il est important de contrôler la distribution des « 1 » dans la matrice de code pour avoir un niveau de BER uniforme pour tous les utilisateurs du réseau. Une fois cette mise en contexte faite, nous allons définir quelques paramètres qui nous seront utiles pour décrire le processus d'optimisation d'une famille de code avant de terminer par un exemple d'optimisation.

FIGURE C.1 – Code BIBD  $L = 21$  à la sortie de notre générateur de code BIBD

## C.2 Optimisation d'une famille de code

Pour illustrer ce processus d'optimisation nous prendrons le cas d'un code BIBD ( $L = 21, w = 5, \mathcal{L} = 1, \zeta = 21$ ) comme exemple. Nous présentons ce code à la figure C.1 sous la forme d'une carte en code binaire (case noire  $\Rightarrow$  « 0 », case blanche  $\Rightarrow$  « 1 »). L'avantage de présenter la famille de code sous la forme d'une carte contrairement à un tableau est que cela permet une meilleure visualisation. Il nous faut maintenant introduire quelques paramètres pour mieux décrire les différentes opérations et l'analyse de ce processus d'optimisation.

### C.2.1. Définition des paramètres d'optimisation

Comme nous l'avons vu, il est important de contrôler la distributions des « 1 » dans notre code pour maintenir un niveau de BER constant pour tous les usagers. Nous utiliserons le vecteur  $X$  de longueur  $w$  pour décrire cette distribution des « 1 » sur chaque ligne. En regardant la ligne#1 de la figure C.1, on définit la valeur de  $X(1)$  telle que :

$$X(1) = [1, 1, 1, 1, 1]$$



puisque tous les « 1 » contenus dans ce code sont isolés. Pour la ligne#2, on a :

$$X(2) = [4, 1, 0, 0, 0]$$

puisque l'on a un paquet de quatre « 1 » et un « 1 » isolé. Notre notation ordonne les chiffres en ordre décroissant, i.e. même si le « 1 » isolé apparaît avant le paquet de quatre « 1 », nous mettons ce dernier en premier dans  $X(2)$ .

Nous pouvons également définir un paramètre  $X_{\text{objectif}}$  qui serait par exemple dans notre cas :

$$X_{\text{objectif}} = [2, 1, 1, 1, 0].$$

Cela signifie simplement que notre objectif d'optimisation est que chaque ligne de la matrice donne un vecteur  $X$  identique à  $X_{\text{objectif}}$ . On peut remarquer sur la figure C.1 que  $X(4)$ ,  $X(12)$ ,  $X(17)$  et  $X(21)$  sont déjà égaux à  $X_{\text{objectif}}$  sans aucune autres transformations. Ainsi, en faisant de nombreuses permutations de colonnes, on peut probablement trouver une matrice où toutes les lignes vont respecter ce critère.

Cependant, si la longueur  $L$  du code devient trop grande, on ne peut pas nécessairement tester toutes les solutions. On introduit alors un facteur d'erreur  $\epsilon$ . Dans notre exemple, si on considère la 21<sup>ème</sup> ligne, on a  $X(21) = [2, 1, 1, 1, 0]$ , ce qui conduit à :

$$\epsilon(21) = 0$$

puisque  $X(21) = X_{\text{objectif}}$ . En revanche, si on considère la 18<sup>ème</sup> ligne, on a  $X(18) = [4, 1, 0, 0, 0]$ . Ceci implique que :

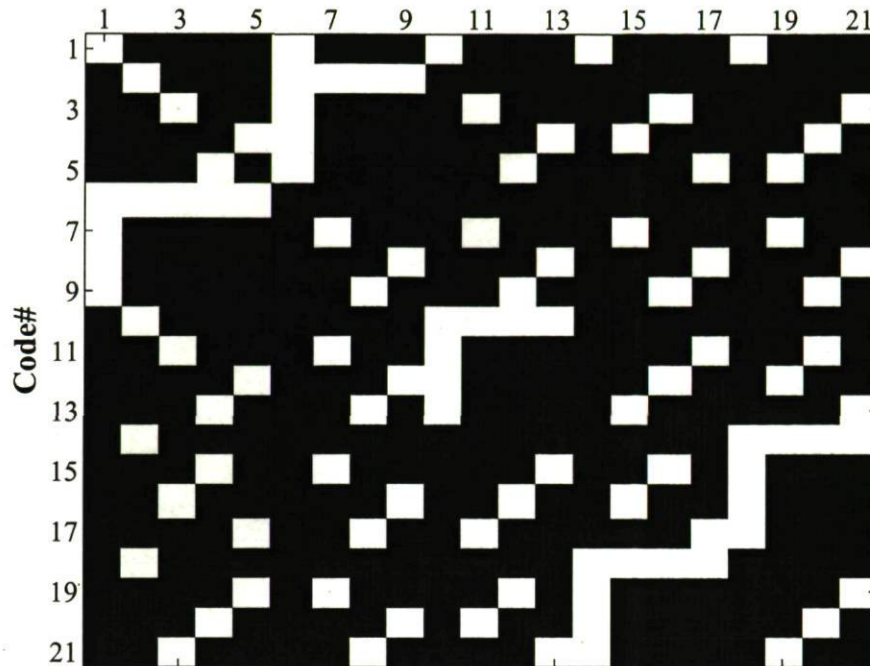
$$\epsilon(18) = 3$$

puisque'il y a trois valeurs qui différent entre  $X_{18}$  et  $X_{\text{objectif}}$ . On effectue cette opération pour toutes les lignes de la matrice et on en déduit la valeur de  $E$  (nombre entier positif) telle que :

$$E = \sum_n^{\zeta} \epsilon(n).$$

Lorsqu'il ne sera pas possible de tester toutes les combinaisons de permutations possibles, nous chercherons soit à trouver la combinaison de permutations qui nous donnera une valeur de  $E$  la plus basse possible ou soit nous nous fixerons un objectif tel que  $E \leq E_{\text{objectif}}$  en ayant choisi une valeur  $E_{\text{objectif}}$  auparavant.

Il nous reste à définir un dernier paramètre qui va décrire les permutations que nous effectuerons lors de ce processus d'optimisation. On définit le vecteur  $\mathcal{P}$  de

FIGURE C.2 – Code BIBD  $L = 21$  pour  $\mathcal{P} = [2, 1, 3, 4, \dots, 19, 20, 21]$ 

longueur  $L$  (nombre de colonnes). La  $k^{\text{ème}}$  colonne est échangée avec la colonne dont l'indice est donné par la valeur de  $\mathcal{P}(k)$ . Pour l'exemple de la figure C.1, on peut définir  $\mathcal{P}$  tel que

$$\mathcal{P} = [2, 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21].$$

Cela signifie que nous allons interchanger les colonnes 2 et 1. On obtient alors la représentation du code résultant sur la figure C.2. On note que la valeur de  $\mathcal{P}(k)$  est toujours comprise entre 1 et  $L$  et que cette valeur est unique dans le vecteur  $\mathcal{P}$ .

Dans la section suivante nous allons montrer plusieurs exemples d'optimisation du code présenté à la figure C.1 pour un vecteur  $X_{\text{objectif}}$  et deux valeurs de  $E_{\text{objectif}}$ .

### C.2.2. Optimisation du code BIBD de la figure C.1

Notre simulateur prend la matrice d'un code et effectue les permutations définies par le vecteur  $\mathcal{P}$ . Dans notre cas, nous utilisons la fonction *randperm* de Matlab pour définir le vecteur  $\mathcal{P}$ . Notre technique de calcul est aléatoire car il n'est pas possible de tester toutes les solutions de permutations possibles. Nous définissons également un nombre maximal d'itérations possibles (1 millions dans notre cas) pour garder le temps de calcul raisonnable. À chaque itération, nous calculons toutes les valeurs

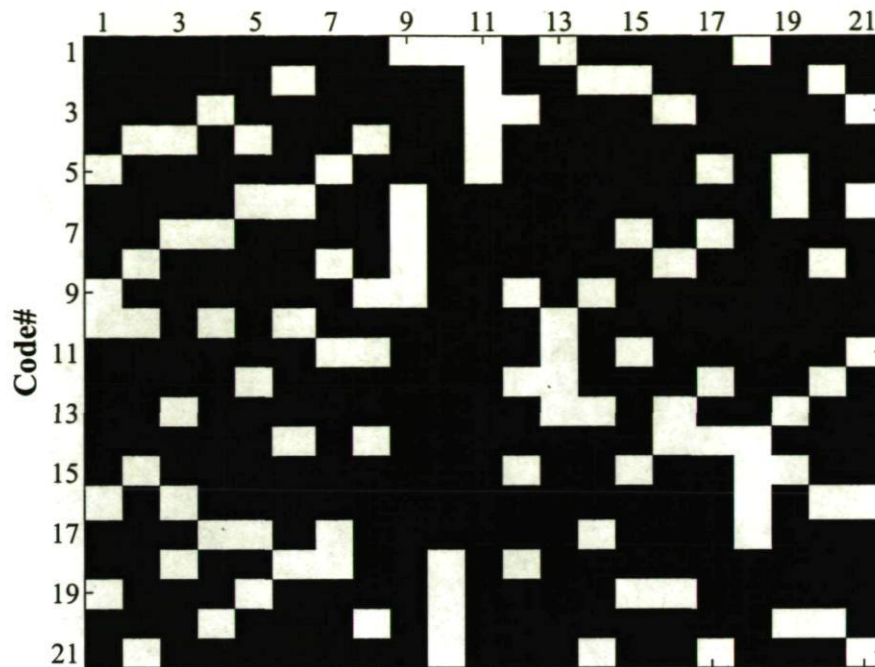


FIGURE C.3 – Code BIBD  $L = 21$  après optimisation tel que  $E_{\text{objectif}} \leq 10$

$X(n)$  puis toutes les valeurs  $\epsilon(n)$  pour finir en calculant la valeur de  $E$  pour vérifier si elle est inférieure ou égale à  $E_{\text{objectif}}$ . Si  $E \leq E_{\text{objectif}}$ , on arrête la boucle.

Posons comme objectif :

$$X_{\text{objectif}} = [2, 1, 1, 1, 0] \text{ et } E_{\text{objectif}} \leq 10$$

Le simulateur renvoie de manière aléatoire – fonction *randperm* – après la première itération une solution pour le vecteur  $\mathcal{P}$  :

$$\mathcal{P} = [12, 13, 15, 11, 5, 1, 17, 20, 2, 14, 6, 16, 10, 8, 7, 21, 19, 18, 4, 9, 3]$$

ce qui après modification de la matrice originale (voir figure C.1) donne le code présenté à la figure C.3. On peut vérifier que ces 10 erreurs sont dues à :

- la ligne #1 avec 2 erreurs ( $\epsilon(1) = 2$ )
- la ligne #5 avec 2 erreurs ( $\epsilon(5) = 2$ )
- la ligne #8 avec 2 erreurs ( $\epsilon(8) = 2$ )
- la ligne #14 avec 2 erreurs ( $\epsilon(14) = 2$ )
- la ligne #21 avec 2 erreurs ( $\epsilon(21) = 2$ )

Il est important de noter que cette solution n'est pas unique et que d'autres valeurs de  $\mathcal{P}$  existent et respectent la condition  $E \leq E_{\text{objectif}}$ .



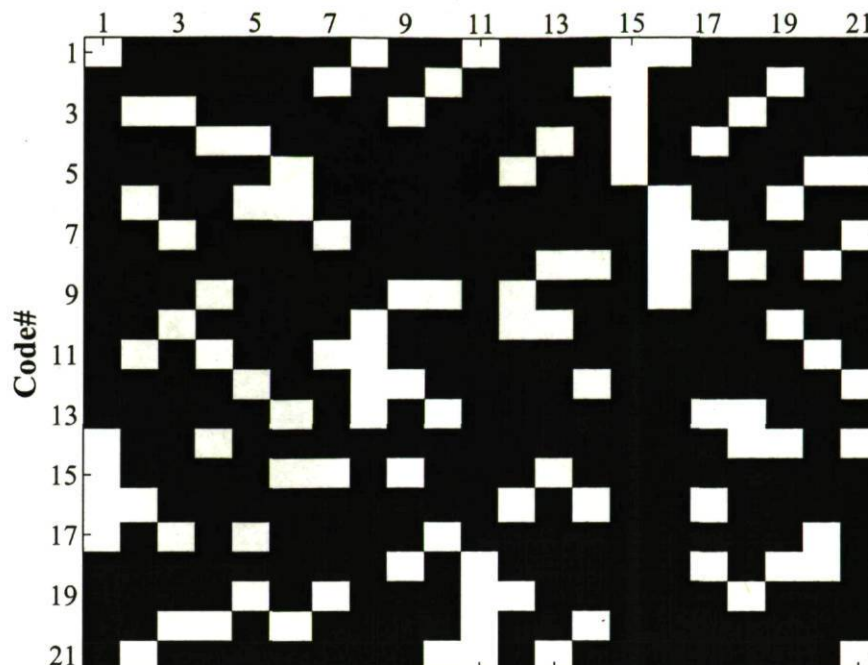


FIGURE C.4 – Code BIBD  $L = 21$  après optimisation tel que  $E_{\text{objectif}} = 2$

Après avoir présenté cet exemple d'optimisation où la contrainte sur le nombre d'erreurs est faible, nous cherchons maintenant à avoir la valeur de  $E$  la plus faible possible tout en gardant le même vecteur  $X_{\text{objectif}} = [2, 1, 1, 1, 0]$ . L'idéal serait évidemment de ne pas avoir d'erreurs par rapport à notre objectif ( $E = E_{\text{objectif}} = 0$ ), mais le meilleur résultat obtenu après dix millions d'itérations est  $E = 2$ . Ce nombre d'erreur est obtenu en utilisant le vecteur  $\mathcal{P}$  suivant :

$$\mathcal{P} = [18, 3, 11, 20, 5, 4, 7, 10, 16, 8, 14, 12, 13, 9, 6, 2, 15, 21, 1, 17, 19]$$

ce qui aboutit au résultat de la figure C.4 après modification du code original (voir figure C.1). Nous voyons ici que seule la 17<sup>ème</sup> ligne ne respecte pas  $X_{\text{objectif}}$  puisque l'on a :

$$X(17) = \{1, 1, 1, 1, 1\} (\neq X_{\text{objectif}})$$

Nous pouvons bien sûr choisir d'autres valeurs pour  $X_{\text{objectif}}$  et  $E_{\text{objectif}}$ . Il est à noter que pour  $X_{\text{objectif}} = [2, 1, 1, 1, 0]$ , il n'est pas possible d'obtenir une valeur  $E_{\text{objectif}}$  inférieure à 2. Pour les autres choix de  $X_{\text{objectif}}$  (par exemple  $X_{\text{objectif}} = [2, 2, 1, 0, 0]$ ), après 10 millions d'itérations nous obtenons au mieux  $E_{\text{objectif}} \approx 40$ . Il a comme toujours un compromis entre ce qu'il est raisonnable d'avoir comme vecteur  $X_{\text{objectif}}$  et nombre d'erreur  $E_{\text{objectif}}$  que l'on souhaite atteindre.

### C.3 Conclusion

Avec cette annexe nous avons vu qu'il est possible de modifier la répartition des « 1 » dans la matrice de code afin que cette répartition soit la plus homogène possible. Cette opération se révèle nécessaire pour assurer un niveau de *BER* égal pour tous les usagers du réseau.

