

# THESE

POUR OBTENIR LE GRADE DE  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE STRASBOURG

DISCIPLINE : IMAGE, SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION

ECOLE DOCTORALE : MATHÉMATIQUES, SCIENCES DE L'INFORMATION ET DE L'INGÉNIEUR

THESE CIFRE : ENTREPRISE PARTENAIRE: D-LIGHTSYS

UNITE DE RECHERCHE : LABORATOIRE DES SYSTEMES PHOTONIQUES LSP

PRESENTE PUBLIQUEMENT PAR :

VINCENT FOUCAL

CONCEPTION D'INTERCONNEXIONS OPTIQUES HAUT DEBIT COURTE  
DISTANCE EN ESPACE LIBRE. PROTOTYPAGE DE MODULES DE  
COMMUNICATION POUR APPLICATIONS EMBARQUEES

Directeur de thèse : Prof. Patrick Meyrueis

Soutenue le 29 septembre 2010 devant le jury composé de:

M. Philippe Gallion	Professeur à TELECOM ParisTech, Paris	Rapporteur
M. Alain Brun	Professeur à l'Institut d'Optique	Rapporteur
M. Patrice Twardowski	Maître de conférences au LSP, Strasbourg	Examineur
M. Pierre Pfeiffer	Maître de conférences au LSP, Strasbourg	Examineur
M. Patrick Meyrueis	Professeur au LSP, Strasbourg	Examineur
M. Mathias Pez	Directeur général de D-Lightsys	Examineur

# Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier toute l'équipe de D-Lightsys pour son implication et son aide au cours de ces cinq longues années de labeur. Les défis sont très nombreux pour une start-up qui se lance dans le domaine industriel : développer un outil industriel, améliorer la technologie existante, démarcher les clients potentiels, suivre le marché pour analyser les besoins des clients, développer de nouveaux produits,... Dans ce contexte, il est difficile de dégager du temps pour encadrer un doctorant. Chaque personne dans l'équipe s'est pourtant investie dans la mesure de ses possibilités pour m'aider dans ce travail de thèse.

Je remercie particulièrement Mathias Pez pour sa confiance, sa patience et son éclairage avisé sur le CDMA optique ainsi que François Quentel pour son appui et son soutien dans les moments difficiles.

Je remercie également Christian Claudepierre et Daniel Mousseaux pour leur aide au cours des phases de prototypage, Gaële Barbary pour son travail sur le CDMA optique qui m'a permis d'avancer plus rapidement sur le sujet ainsi qu'Alexandre Bacou pour sa relecture sans concession de mon mémoire et son aide sur les VCSEL.

Mention spéciale pour Catherine Hartmann qui m'a épaulé psychologiquement durant toute la durée de ma thèse et bien au-delà ! Je la remercie vivement pour ses conseils et sa bonne humeur communicative.

Je remercie Patrick Meyrueis et Patrice Twardowski du LSP pour m'avoir soutenu et encouragé à aller jusqu'au bout du périple.

Je remercie également mes amis pour leur soutien indéfectible lors de cette période : Grégory, Emilie, Christophe, Delphine, Vincent, et tous les autres.

Je remercie chaleureusement ma famille qui a fait le déplacement en nombre pour assister à ma soutenance.

# Résumé

Les interconnexions optiques en espace libre proposent aujourd'hui de surmonter les limites rencontrées par les technologies d'interconnexion électronique. Les données sont transmises sans support de communication à travers l'air généralement. Ce type d'interconnexions est limité à des communications très courtes distances (entre quelques millimètres et quelques dizaines de centimètres). Cette thèse présente mon travail de conception d'une interconnexion optique point à point à haut débit en espace libre. Les simulations optiques ont permis d'optimiser la liaison afin d'obtenir des tolérances de positionnement des modules compatibles d'une application carte à carte dans un fond de panier. Un démonstrateur fonctionnel a été mis au point au terme de cette étude.

Par ailleurs, ce mémoire présente une technique de multiplexage originale, le CDMA optique pour la réalisation de réseaux optiques passifs entièrement reconfigurables à très faible temps de latence. Cette technique implique que tous les émetteurs utilisent la même longueur d'onde et partagent le même médium de communication (en espace libre ou sur fibres optiques). Le CDMA optique est une méthode d'implémentation du CDMA électrique à un réseau optique. Le principe de fonctionnement du CDMA optique est démontré expérimentalement et une estimation des capacités de multiplexage est proposée pour conclure.

# Abstract

Today free space optical interconnects (FSOI) provide an alternative to the electronic interconnection limits. Data are transmitted without any physical support through the air. This kind of interconnect is limited to very short range communication (between a few millimetres to a few centimetres). This thesis presents my conception of a point-to-point free space optical interconnect at high bit data rate. Optical simulations have optimized the link in order to get the positioning tolerance of the optoelectronic modules required for a board-to-board communication within a rack. A working demonstrator has been set up to conclude this part.

Moreover, this thesis present an original multiplexing technique, the optical CDMA, to achieve a reconfigurable and multi-user optical communication network with a low latency time. For this technique all the transmitters use the same wavelength and share the same medium of communication (free space or optical fiber). The optical CDMA is a method to implement the electronic CDMA into an optical network. The optical CDMA principle is shown experimentally and an estimation of multiplexing capacity is proposed at the end.

# Table des matières

<b>INTRODUCTION</b>	<b>11</b>
<b>CHAPITRE 1 : LE CONTEXTE DE LA RECHERCHE</b>	<b>13</b>
<b>1.1 Les interconnexions optiques</b>	<b>13</b>
1.1.1 Définition	13
1.1.2 Applications	13
1.1.3 Comparaison entre les communications de type télécom et datacom	14
1.1.4 Comparaison entre les liaisons datacom optiques et électroniques	17
<b>1.2 Architecture d'une interconnexion optique</b>	<b>21</b>
1.2.1 Module émetteur dans une interconnexion optique	22
1.2.2 Médium de communication dans une interconnexion optique	23
1.2.3 Module récepteur dans une interconnexion optique	24
<b>1.3 Les interconnexions optiques en espace libre</b>	<b>24</b>
1.3.1 Analyse de l'état de l'art : les systèmes d'interconnexions optiques en espace libre	26
1.3.2 Les systèmes d'interconnexions radiofréquences en espace libre	32
1.3.3 Etat de l'art des interconnexions optiques en espace libre sur de courtes distances	34
<b>1.4 Description des objectifs</b>	<b>48</b>
1.4.1 Problématique	48
1.4.2 Propositions d'architecture de liaisons optiques en espace libre	49
1.4.3 Spécifications techniques	52
<b>CHAPITRE 2 : PROPOSITION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION OPTIQUE EN ESPACE LIBRE POINT A POINT</b>	<b>58</b>
<b>2.1 Les VCSEL : des lasers incontournables dans les interconnexions optiques</b>	<b>58</b>
2.1.1 Structure des VCSEL	58
2.1.2 Principe des miroirs de Bragg	59
2.1.3 Description de la zone active d'un VCSEL	61
2.1.4 Différents types de VCSEL disponibles à 850nm	62
2.1.5 VCSEL à grande longueur d'onde	63
2.1.6 Mode longitudinal du VCSEL	65
2.1.7 Modes transverses d'un VCSEL	66
2.1.8 Comparaison entre les VCSEL et les diodes laser DFB	68
<b>2.2 Méthode de caractérisation d'un VCSEL</b>	<b>68</b>
<b>2.3 Choix de conception du système optique</b>	<b>72</b>
2.3.1 La sécurité oculaire	72
2.3.2 Les lentilles	73
2.3.3 Le photodétecteur	74
2.3.4 Evaluation de la sensibilité du module de réception	75
<b>2.4 Modélisation et simulations numériques du système optique</b>	<b>79</b>
2.4.1 Modélisation du profil de faisceau	79



2.4.2	Présentation du système optique	80
2.4.3	Evaluation du taux de couplage du système	81
2.4.4	Optimisation des tolérances de positionnement des modules	82
<b>2.5</b>	<b>Validation expérimentale des simulations</b>	<b>93</b>
2.5.1	Présentation du montage de test	93
2.5.2	Etalonnage du potentiomètre numérique	95
2.5.3	Evaluation de la sensibilité du module de réception	98
2.5.4	Comparaison entre résultats expérimentaux et simulations	99
2.5.5	Acquisitions de diagrammes de l'œil	103
2.5.6	Conclusion	109
<b>2.6</b>	<b>Réalisation de prototypes et d'un démonstrateur de validation</b>	<b>110</b>
2.6.1	Réalisation des modules optoélectroniques	110
2.6.2	Réalisation d'un démonstrateur	115
2.6.3	Réalisation d'un démonstrateur très courte distance de communication	115
<b>2.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>118</b>
<b>CHAPITRE 3 : MULTIPLEXAGE DES DONNEES OPTIQUES</b>		<b>120</b>
<b>3.1</b>	<b>Les techniques de multiplexage</b>	<b>120</b>
3.1.1	Le TDMA (Time Division Multiple Access)	120
3.1.2	Le FDMA (Frequency Division Multiple Acces)	123
<b>3.2</b>	<b>Le CDMA</b>	<b>126</b>
3.2.1	Intérêt de l'étalement de spectre	126
3.2.2	Principe du CDMA	126
3.2.3	Étalement par séquence directe (DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum)	129
3.2.4	Les codes bipolaires	131
<b>3.3</b>	<b>Etat de l'art des systèmes de multiplexages OCDMA</b>	<b>138</b>
3.3.1	Intérêt de l'OCDMA	138
3.3.2	Mise en œuvre de l'OCDMA	139
3.3.3	Les codes unipolaires	139
3.3.4	Le codage temporel DS-OCDMA	140
<b>3.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>143</b>
<b>CHAPITRE 4 : TECHNIQUE DE MULTIPLEXAGE ELECTRIQUE DS-OCDMA PAR MODULATION DE PUISSANCE</b>		<b>145</b>
<b>4.1</b>	<b>Objectif de cette étude</b>	<b>145</b>
<b>4.2</b>	<b>Principe de fonctionnement</b>	<b>147</b>
<b>4.3</b>	<b>Conception d'un réseau CDMA optique</b>	<b>149</b>
4.3.1	Description d'un réseau en CDMA optique	149
4.3.2	Réalisation des émetteurs/récepteurs	150
4.3.3	Signal optique multi-niveaux	151
4.3.4	Temps de latence	152
<b>4.4</b>	<b>Intérêt du CDMA optique pour les réseaux optiques reconfigurables</b>	<b>153</b>
<b>4.5</b>	<b>Architecture du banc de test</b>	<b>155</b>
<b>4.6</b>	<b>Premiers résultats expérimentaux</b>	<b>156</b>
4.6.1	Paramètres du banc expérimental	156
4.6.2	Multiplexage de deux voies	157

4.6.3	Multiplexage de trois voies	159
<b>4.7</b>	<b>Mesures expérimentales des performances d'un multiplexage OCDMA à deux canaux</b>	<b>160</b>
4.7.1	Facteur d'étalement de 31	161
4.7.2	Facteur d'étalement de 31x2	171
4.7.3	Facteur d'étalement de 127	174
4.7.4	Évaluation de l'intercorrélacion	175
<b>4.8</b>	<b>Mesures de bruit</b>	<b>175</b>
<b>4.9</b>	<b>Estimation des capacités de la technique de multiplexage OCDMA</b>	<b>176</b>
4.9.1	Méthode d'estimation expérimentale des capacités du CDMA optique	177
4.9.2	Performances du multiplexage CDMA optique	180
<b>4.10</b>	<b>Conclusion</b>	<b>185</b>
<b>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</b>		<b>186</b>
<b>ANNEXES</b>		<b>189</b>

---

# Tables des figures

Figure 1 : Chaîne de traitement de l'information.....	14
Figure 2 : Fenêtres de transmission des fibres optiques multimodes.....	16
Figure 3 : Comparaison des consommations d'énergie entre une interconnexion optique et une interconnexion électrique pour une ligne non adaptée opérant à 5 GHz, 1 GHz et 200MHz .....	20
Figure 4 : Comparaison coût/performance pour les interconnexions .....	21
Figure 5 : Organigramme hiérarchique des interconnexions optiques .....	22
Figure 6 : Synoptique d'une interconnexion optique [3] .....	22
Figure 7 : Exemple d'architecture d'un émetteur [3] .....	23
Figure 8 : Exemple d'architecture d'un récepteur .....	24
Figure 9 : Diagramme des caractéristiques des principaux systèmes de communication en espace libre.....	25
Figure 10 : Exemple de communication FSO .....	26
Figure 11 : Exemples de réseaux optiques en espace libre.....	26
Figure 12 : Schéma d'un équipement transceiver de LightPointe [15] .....	28
Figure 13 : Exemple de liaison FSOI à base de macrolentilles [42] .....	35
Figure 14 : Configuration à base de microlentilles [49] .....	36
Figure 15 : Schéma d'un démonstrateur [37] .....	37
Figure 16 : Fond de panier optique à base de prismes.....	37
Figure 17 : Communication intra-chip avec un prisme [59] .....	38
Figure 18 : Tolérance de désalignement d'une architecture hybride [44] .....	38
Figure 19 : Exemple d'interconnexion FSOI en optique semi-guidée .....	39
Figure 20 : Exemple d'architecture de fond de panier optique .....	39
Figure 21 : Démonstrateur de communication en espace libre basé sur l'alignement mécanique [67] .....	40
Figure 22 : Exemple d'alignement dynamique à base de SLM [38] .....	42
Figure 23 : Exemple de diagramme de fonctionnement du système d'alignement dynamique [79] .....	42
Figure 24 : Système optique FSOI basé sur un prisme liquide ajustable [75] .....	43
Figure 25 : Prisme liquide ajustable [75] .....	44
Figure 26 : Schéma de principe d'une interconnexion en espace libre à base de MEMS.....	44
Figure 27 : Image du MEMS réalisé pour contrôler l'orientation du faisceau (obtenue par microscopie électronique à balayage) [73] .....	45
Figure 28 : Système FSOI hybride fonctionnant sur la redondance des données [82].....	46
Figure 29 : Principe de la redondance pour augmenter les tolérances d'alignement [82] .....	46
Figure 30 : Illustration de l'intérêt de la redondance [81] .....	46
Figure 31 : Prototypes de module d'émission (a) et de réception (b) d'une liaison FSOI redondante [35].....	47
Figure 32 : Illustration de liaisons espace libre pour l'IFE.....	49
Figure 33 : Positionnement du projet FSOI de D-Lightsys .....	50
Figure 34 : schéma de principe d'une communication point à point .....	51
Figure 35 : Architecture de la liaison espace libre multipoints.....	51
Figure 36: Tolérance de désalignement requis entre les modules FSOI dans le cadre d'une communication carte à carte .....	52
Figure 37 : Schéma de la structure d'un VCSEL [87].....	59
Figure 38 : principe des réflexions multiples et des interférences du miroir de Bragg .....	59
Figure 39 : Diagramme d'énergie de la zone active d'un VCSEL [86] .....	61
Figure 40 : VCSEL à implantation de protons (ou à miroir de Bragg oxydé) [90].....	62
Figure 41 : VCSEL à diaphragme d'oxyde [90] .....	63
Figure 42 : Structure d'un VCSEL à jonction tunnel enterrée conçu par Vertilas [94] .....	64
Figure 43 : Schéma de l'espacement intermodal, de la courbe de gain quantique ainsi que de la réflectivité des miroirs de Bragg .....	65
Figure 44 : Répartition spectrale du faisceau laser créé par la matrice SH85-4U001 [98] .....	66
Figure 45 : Structures de VCSEL à diaphragme d'oxyde monomode (a) et multimode(b) .....	67
Figure 46 : Résistance série en fonction du diamètre du diaphragme d'oxyde .....	67
Figure 47: Photographie et dimensions du VCSEL_ULM .....	69
Figure 48 : Puissance optique du VCSEL_ULM mesurée en fonction du courant d'injection .....	69
Figure 49 : Divergence du faisceau du VCSEL_ULM mesurée en fonction du courant d'injection (angle total) .....	70
Figure 50 : Évolution du courant de polarisation en fonction de la température de fonctionnement du VCSEL_ULM pour P=1,5mW .....	70
Figure 51 : Evolution de la longueur d'onde du faisceau en fonction du courant d'injection et de la température de fonctionnement .....	71
Figure 52 : Acquisitions des profils de faisceau du VCSEL_ULM à température ambiante pour différents courant d'injection.....	71

Figure 53 : Simulation des pertes de couplage optique pour un système sans lentilles .....	73
Figure 54 : Paramètre de la source modélisée .....	79
Figure 55: Profil d'intensité et profil radial normalisés de la source modélisée sous ZEMAX.....	79
Figure 56 : Comparaison entre le profil du faisceau du VCSEL_ULM mesuré et simulé .....	80
Figure 57: Schéma du système optique.....	80
Figure 58 : Simulation du couplage optique en fonction des distances $d_1$ et $d_2$ .....	81
Figure 59 : Schéma des désalignements considérés pour les simulations.....	82
Figure 60 : Représentation du faisceau émis avec $d_1=1,9\text{mm}$ .....	83
Figure 61 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 50mm.....	83
Figure 62 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 160mm.....	84
Figure 63 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 400mm.....	84
Figure 64 : Pertes de couplage liées au désalignement latéral du VCSEL pour plusieurs distances de communication .....	86
Figure 65 : Désalignement latéral du VCSEL .....	86
Figure 66 : Pertes de couplage liées au désalignement latéral de la photodiode pour plusieurs distances de communication .....	87
Figure 67 : Désalignement de la photodiode.....	87
Figure 68 : Pertes de couplage liées au désalignement angulaire du VCSEL pour plusieurs distances de communication .....	88
Figure 69 : Pertes de couplage liées au désalignement angulaire de la photodiode pour plusieurs distances de communication .....	88
Figure 70 :Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 50mm avec un désalignement latéral des puces de 5 $\mu\text{m}$ (a), 10 $\mu\text{m}$ (b), 25 $\mu\text{m}$ (c) et 50 $\mu\text{m}$ (d).....	90
Figure 71 : Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 160mm avec un désalignement latéral des puces de 5 $\mu\text{m}$ (a), 10 $\mu\text{m}$ (b), 25 $\mu\text{m}$ (c) et 50 $\mu\text{m}$ (d) .....	91
Figure 72 :Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 400mm avec un désalignement latéral des puces de 5 $\mu\text{m}$ (a), 10 $\mu\text{m}$ (b).....	92
Figure 73 : Photographies des modules de test Tx et Rx.....	93
Figure 74 : Schéma du dispositif de communication en espace libre.....	94
Figure 75: Photographie du banc de test que nous avons réalisé.....	95
Figure 76 : Schéma du banc d'étalonnage du potentiomètre numérique .....	96
Figure 77 : Ouverture de l'œil accessible en fonction de la puissance optique moyenne ( $T=20^\circ$ ) et du taux d'extinction.....	96
Figure 78 : Mesures des paramètres $R_{\text{mod}}$ et $R_{\text{bias}}$ pour garantir.....	97
Figure 79 : Mesures des paramètres $R_{\text{mod}}$ et $R_{\text{bias}}$ pour garantir le taux d'extinction spécifié à 500Mbps.....	97
Figure 80 : Mesures des paramètres $R_{\text{mod}}$ et $R_{\text{bias}}$ pour garantir.....	98
Figure 81 : Mesure expérimentale de la sensibilité du module de réception.....	99
Figure 82: Schéma des désalignements sur le banc optique .....	99
Figure 83: Tolérances de désalignement simulées avec $d_1=1,6\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	100
Figure 84: Résultat expérimentaux de la tolérance de désalignement sur le banc avec $d_1=1,6\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	101
Figure 85: Résultats des tolérances de désalignement simulées avec $d_1=1,9\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	101
Figure 86: Résultats expérimentaux des tolérances de désalignement sur le banc avec $d_1=1,9\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	102
Figure 87: Résultats des tolérances de désalignement simulées avec $d_1=2,0\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	102
Figure 88: Puissance couplée dans la photodiode (via $I_{\text{avg}}$ ) .....	103
Figure 89: Tolérance de désalignement sur le banc avec $d_1=2,0\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$ .....	103
Figure 90 : Schéma des désalignements introduits sur le banc de test pour la 1 <sup>ère</sup> configuration .....	104
Figure 91 : Diagramme de l'œil dans la 1 <sup>ère</sup> configuration pour un débit de 1,25Gbps .....	104
Figure 92 : Diagramme de l'œil dans la 1 <sup>ère</sup> configuration pour un débit de 2,5Gbps .....	104
Figure 93 : Diagramme de l'œil dans la 1 <sup>ère</sup> configuration pour un débit de 3,3Gbps .....	105
Figure 94 : Schéma des désalignements introduits sur le banc de test pour la 2 <sup>e</sup> configuration.....	105
Figure 95 : Diagramme de l'œil dans la 2 <sup>e</sup> configuration pour un débit de 1,25Gbps.....	105
Figure 96 : Diagramme de l'œil dans la 2 <sup>e</sup> configuration pour un débit de 2,5Gbps.....	106
Figure 97 : Diagramme de l'œil dans la 2 <sup>e</sup> configuration pour un débit de 3,3Gbps.....	106
Figure 98 : Illustration d'un diagramme de l'œil.....	107
Figure 99 : Répartition angulaire des rayons captés par la photodiode dans les configurations 1 (a) et 2 (b) .....	108
Figure 100 : Schéma d'une photodiode PIN et représentation des rayons incidents.....	108
Figure 101: Spectre du VCSEL_ULM [88].....	109
Figure 102 : Design de support de lentille pour le module Tx .....	110
Figure 103 : Design du support de lentille pour le module Rx.....	111
Figure 104 : Cale de positionnement des puces Tx (a) et Rx (b) .....	111
Figure 105 : Photographie du montage lors de la première étape de l'assemblage .....	112
Figure 106 : Photographie du module Tx avant pose du capot.....	112
Figure 107 : Photographie du module Rx avant pose du capot .....	113
Figure 108 : Design des prototypes de communications en espace libre Tx (a) et Rx (b) .....	113
Figure 109 : Photographie du module Tx (a) et Rx (b) (hauteur de capot réduite) .....	114
Figure 110 : Schéma du démonstrateur de communication en espace libre point à point.....	115
Figure 111 : Photographie du module Tx pour l'application très courte distance .....	116
Figure 112 : Photographie du dispositif de communication optique en espace libre très courte distance.....	117

Figure 113 : Photographie du démonstrateur pour l'application très courte distance .....	117
Figure 114 : Principe de l'implémentation du TDMA.....	121
Figure 115 : Principe de l'implémentation du TDMA dans le domaine optique .....	123
Figure 116 : Principe de l'implémentation du FDMA .....	124
Figure 117 : Schéma d'un réseau WDM imaginé pour l'aéronautique .....	125
Figure 118 : Classification des systèmes CDMA .....	127
Figure 119 : Le CDMA rejette les signaux brouilleurs à bande étroite sur une large bande de fréquence .....	128
Figure 120 : Principe d'implémentation de l'étalement de spectre en DS-CDMA .....	129
Figure 121 : Principe du démultiplexage dans le domaine spectral [100].....	130
Figure 122 : Figure d'autocorrélation d'une m-séquence de degré 4.....	132
Figure 123 : Génération de la séquence $u=[100101]$ correspondant au polynôme $1+x^2+x^5$ .....	133
Figure 124 : Figure d'autocorrélation d'une m-séquence de degré 3.....	135
Figure 125 : Figure d'intercorrélation entre m-séquences de degré 5 .....	135
Figure 126 : Liste des polynômes générateurs des m-séquences de degré n [100].....	136
Figure 127 : Exemple de générateur de séquences de Gold.....	137
Figure 128 : Exemple de séquences OOC .....	140
Figure 129 : Illustration du codage d'un bit en DS-OCDMA avec un code unipolaire de longueur 10 et de poids 3 [102] .....	141
Figure 130 : Encodeur DS-OCDMA à lignes à retard [103] .....	141
Figure 131 : Codage DS-OCDMA par réseaux de Bragg [115].....	142
Figure 132 : Exemples d'architectures de liaisons espace libre multipoints.....	146
Figure 133 : Principe d'encodage des données en OCDMA .....	148
Figure 134 : Schéma de principe d'un réseau optique multiplexé en OCDMA .....	149
Figure 135 : Schéma simplifié de l'émetteur .....	150
Figure 136 : Schéma simplifié du récepteur .....	150
Figure 137 : Signal optique multi-niveaux pour deux sources laser couplées dans une fibre multimode en temporel (a) et en mode synchronisé (b).....	151
Figure 138 : Illustration des signaux optiques multi-niveaux en réception.....	152
Figure 139 : Temps de latence lors de la reconfiguration du réseau.....	152
Figure 140 : La reconfiguration optique.....	153
Figure 141 : La reconfiguration électrique.....	154
Figure 142 : La reconfiguration de longueur d'onde (WDM).....	154
Figure 143 : Architecture du banc de test CDMA optique .....	155
Figure 144 : Diagramme de l'œil optique de la voie A à 310Mbps .....	156
Figure 145 : Superposition des signaux optiques synchronisés (a), en opposition (b) ou en quadrature de phase (c) en sortie du coupleur à 310Mbps.....	157
Figure 146 : Acquisitions temporelles des deux signaux optiques multiplexés et des données désétalement avec un facteur d'étalement de 310 .....	158
Figure 147 : Acquisition temporelle du signal après multiplication lorsque le signal multiplexé n'est pas synchronisé avec le code associé .....	158
Figure 148 : Schéma optique du multiplexage de trois voies .....	159
Figure 149 : Acquisitions temporelles des trois signaux multiplexés et du signal désétalement avec un facteur d'étalement de 310.....	160
Figure 150 : Figure d'autocorrélation de la séquence A .....	161
Figure 151 : Figure d'autocorrélation de la séquence A avec la figure simulée pour $F=31$ .....	162
Figure 152 : Figure d'autocorrélation de la séquence codée A et d'une séquence fictive à « 1 ».....	163
Figure 153 : Acquisition temporelle (a) et diagramme de l'œil (b) du signal A décodé au pic d'autocorrélation.....	163
Figure 154 : Figure d'intercorrélation de la voie B pour $F=31$ .....	164
Figure 155 : Ouverture de l'œil du signal A décodé en fonction du retard sur la voie B .....	165
Figure 156 : Fréquence des erreurs en fonction de l'atténuation sur la voie A.....	166
Figure 157 : Retards sur la voie B pour lesquels apparaissent des erreurs lors du décodage de la voie A en fonction de l'atténuation sur A .....	166
Figure 158 : Données A .....	167
Figure 159 : Acquisitions pour $R_B=52,11$ ns avec A et B équilibrés.....	167
Figure 160 : Acquisition pour $R_B=93,97$ ns avec A et B équilibrés .....	168
Figure 161 : Données A .....	168
Figure 162 : Acquisitions pour $R_B=24,65$ ns avec atténuation(A)=-1,7dB .....	168
Figure 163 : Acquisitions pour $R_B=52,11$ ns avec atténuation(A)=-1,7dB .....	169
Figure 164 : Acquisitions pour $R_B=61,77$ ns avec atténuation(A)=-1,7dB .....	169
Figure 165 : Données A .....	169
Figure 166 : Acquisitions pour $R_B=52,11$ ns avec atténuation(A)=-2,8dB .....	170
Figure 167 : Acquisitions pour $R_B=82,7$ ns avec atténuation(A)=-2,8dB .....	170
Figure 168 : Acquisitions pour $R_B=26,26$ ns avec atténuation(A)=-4,1dB .....	170
Figure 169 : Figure d'autocorrélation de la voie A pour $F=2x31$ .....	172
Figure 170 : Figure d'autocorrélation théorique et mesurée de la séquence codée A pour $F=2x31$ .....	172
Figure 171 : Figure d'intercorrélation de la voie B .....	173
Figure 172 : Figure d'autocorrélation de la voie A pour $F=127$ .....	174
Figure 173 : Figure d'intercorrélation de la voie B.....	175
Figure 174 : Mesures du bruit sur le signal décodé en fonction de l'atténuation de la voie A pour un étalement de 31 .....	176

Figure 175 : Mesures du bruit sur le signal décodé en fonction de l'atténuation de la voie A pour un étalement de 127 .....	176
Figure 176 : Illustration de la figure d'autocorrélation .....	177
Figure 177 : Exploitation des résultats de mesures pour deux voies équilibrées multiplexée en OCDMA .....	178
Figure 178 : Exploitation des résultats de mesures pour trois voies équilibrées multiplexées en CDMA optique .....	179
Figure 179 : Figure d'autocorrélation d'une séquence codée avec $F=31$ .....	180
Figure 180 : Figure d'autocorrélation d'une séquence codée avec $F=127$ .....	181
Figure 181 : Mesures du SNR pour un facteur d'étalement de 31 .....	182
Figure 182 : Représentation graphique du nombre d'utilisateurs potentiels du CDMA optique basé sur les codes de Gold .....	184
Figure 183 : Capacité du CDMA optique .....	185
Figure 184 : Sélection des longueurs d'onde codant les données dans le FE-OCDMA [111] .....	189
Figure 185 : Schéma de l'encodeur FE-OCDMA à masque d'amplitude [122] .....	190
Figure 186 : FE-OCDMA avec filtre coupe-bandes (a) ou passe-bandes (b) .....	190
Figure 187 : Codage FE-OCDMA bipolaire par réseaux de Bragg [118] .....	191
Figure 188 : Démultiplexeur optique à coupleur en étoile .....	191
Figure 189 : Encodage FH-OCDMA à base de FBG programmables [132] .....	192
Figure 190 : Exemple de codage d'un bit par étalement temporel et fréquentiel .....	193
Figure 191 : Schéma de communication entre deux réseaux uniformes de transceivers (a) .....	194
Figure 192 : BVP pour une communication multi-canaux [143] .....	195
Figure 193 : Schéma du système expérimental de communication avec 2 canaux OCDMA .....	196

## Liste des tableaux

Tableau 1 : Comparaison des signaux électriques et optiques [7] .....	18
Tableau 2 : Caractéristiques des dispositifs FSO .....	29
Tableau 3 : Caractéristiques des systèmes IrDA [30] .....	31
Tableau 4 : Caractéristiques des systèmes Bluetooth [31, 32] .....	32
Tableau 5 : Caractéristiques des systèmes Wi-Fi [31, 33, 34] .....	33
Tableau 6 : Spécifications de la liaison espace libre point-à-point .....	53
Tableau 7 : Caractéristiques des lentilles choisies .....	73
Tableau 8 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode PIN GaAs .....	76
Tableau 9 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode PIN InGaAs .....	77
Tableau 10 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode à avalanche .....	78
Tableau 11 : Synthèse des tolérances d'alignement pour quelques configurations .....	85
Tableau 12 : Mesures du jitter et du temps de montée des signaux dans les deux configurations .....	107
Tableau 13 : Spécifications des modules de communications en espace libre conçus lors de la thèse .....	114
Tableau 14 : Avantages et inconvénients des méthodes d'implémentation directe du CDMA .....	130
Tableau 15 : Niveaux d'intercorrélation des codes de Gold .....	137
Tableau 16 : Niveaux d'intercorrélation des codes de Gold de degré inférieur ou égal à 11 [100] .....	138
Tableau 17 : Nombre d'utilisateurs potentiels du CDMA optique basé sur les codes de Gold .....	183

# Introduction

Les communications numériques sur fibres optiques sont aujourd'hui omniprésentes dans les réseaux de télécommunication très hauts débits sur longues distances que ce soit dans des réseaux urbains, dans des réseaux régionaux ou nationaux (le long d'infrastructures de transport) ou pour des liaisons sous-marines qui peuvent être intercontinentales.

À la différence des télécommunications, les interconnexions de données concernent les transmissions d'information sur des distances plus courtes, inférieures au kilomètre, et avec des débits moins élevés (de 100Mbps à quelques Gbps) mais dédiés. Le champ d'application est essentiellement le domaine du traitement de données ou de signaux, les réseaux de capteurs ou la mise en réseau d'équipements intra-système. En raison de la concurrence avec les liaisons sur cuivre, les interconnexions optiques ont connu un essor plus tardif que les télécommunications. Cependant, les performances requises pour les liaisons numériques courte distance ont considérablement augmenté ces dernières années avec la demande croissante en débit et en densité d'intégration. Dans ce contexte, les interconnexions sur cuivre sont pénalisées par leurs caractéristiques intrinsèques, induisant des pertes et réflexions sur la transmission du signal. Les précautions de mise en œuvre (adaptation d'impédance, blindage...) inhérentes aux hautes fréquences sont également de plus en plus coûteuses. Les interconnexions optiques sur fibres offrent une alternative très intéressante : une très faible atténuation, une bande passante presque illimitée, une absence de rayonnement électromagnétique, un faible poids, une inviolabilité presque totale... Ces caractéristiques expliquent que les interconnexions optiques remplacent progressivement les liaisons électriques sur un nombre croissant d'applications et ce même sur de courtes distances.

Les interconnexions optiques en espace libre (FSOI pour Free-Space Optical Interconnects) tout comme les interconnexions optiques fibrées proposent aujourd'hui de surmonter les limites rencontrées par les technologies d'interconnexion électronique. Les données sont transmises sans support de communication à travers l'air généralement. Ce type d'interconnexions est limité à des communications très courtes distances (entre quelques millimètres et quelques dizaines de centimètres). Les FSOI constituent des éléments technologiques très prometteurs pour la conception de nouvelles architectures pour la prochaine génération de systèmes de traitement de données. Les FSOI sont en effet une alternative intéressante aux interconnexions fibrées dans un certain nombre d'application : les liaisons entre cartes électroniques dans des racks installées dans des calculateurs ou des liaisons très courte distance entre puces électroniques par exemple. Les FSOI présentent en effet plusieurs avantages face aux interconnexions fibrées tels que la facilité d'intégration, la facilité de remplacement des composants et l'absence de câbles bien évidemment qui constitue une solution optimale au problème de poids.

D-Lightsys est la société partenaire de ma convention CIFRE. Elle propose aujourd'hui une gamme de composants optoélectroniques pour des interconnexions sur fibres optiques : des modules *transceivers* (émetteur+récepteur), des modules parallèles 4x, 8x, 12x voies en émission ou en réception. En parallèle, D-Lightsys s'est engagée sur le développement d'une nouvelle gamme de produits pour des interconnexions en espace libre pour satisfaire certains besoins pour lesquels l'utilisation de fibres optiques n'est pas la plus adaptée. C'est dans ce contexte que s'inscrit mon travail de thèse.

Le premier chapitre présente le contexte global de notre étude. Une description des caractéristiques essentielles des interconnexions optiques permet tout d'abord de définir les notions propres au domaine. Dans un second temps, un état de l'art sur les communications optiques et radiofréquences en espace libre existantes sur le marché ainsi qu'un état de l'art sur les FSOI introduisent la problématique, les contraintes et les objectifs préalables de ce travail de thèse. Deux architectures optiques en espace libre sont visées : une liaison point à point entre un émetteur et un récepteur et une liaison multipoints entre plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs afin de constituer un réseau reconfigurable.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude, la conception ainsi que la réalisation d'une interconnexion optique point à point à haut débit en espace libre. La première partie est consacrée à notre analyse et à notre choix des différents composants disponibles sur le marché. La deuxième partie décrit la modélisation et l'optimisation des tolérances de positionnement du système optique que nous proposons. Le principal obstacle au développement des systèmes FSOI est en effet la faible tolérance de positionnement entre la partie émission et la partie réception. Les simulations numériques du système optique nous ont permis d'optimiser ces tolérances et d'inclure les défauts d'alignements liés à l'assemblage des composants. Dans la dernière partie de ce chapitre nous présentons les modules optoélectroniques fonctionnels réalisés à partir de cette étude pour des applications embarquées.

Le troisième chapitre est entièrement consacré à un état de l'art sur les techniques de multiplexage optique existant. Cette analyse est en effet un préalable au développement d'un réseau optique reconfigurable haut débit en espace libre. Après une description des techniques les plus répandues, une étude plus approfondie sur l'OCDMA (Optical Code Division Multiple Access) est proposée à partir des nombreuses publications sur le sujet. Cette dernière partie introduit le choix de la technique de modulation/codage utilisée pour satisfaire notre besoin et qui est détaillé dans le chapitre suivant.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons une technique de multiplexage originale, le CDMA optique pour la réalisation de réseaux optiques passifs entièrement reconfigurables à très faible temps de latence dans lequel tous les émetteurs utilisent la même longueur d'onde et partagent le même médium de communication (en espace libre ou sur fibres optiques). Cette technique est une méthode d'implémentation du CDMA électrique à un réseau optique. Le principe de fonctionnement du CDMA optique ainsi que l'architecture des modules optoélectroniques à mettre en œuvre sont détaillés. Un banc de test expérimental sur fibres optiques a été conçu pour caractériser un multiplexage de ce type. Nous présentons ensuite les mesures expérimentales du CDMA optique ainsi qu'une méthode d'estimation des capacités du réseau. Si la réalisation d'un système optique de communication multipoints n'a pas pu aboutir pendant le temps imparti à ce travail de thèse, des progrès significatifs ont été réalisés à travers l'étude de cette technique de multiplexage innovante.



# Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

*Ce premier chapitre présente une vue d'ensemble des interconnexions optiques pour situer ce travail de thèse dans son contexte. Après avoir introduit les notions essentielles et décrit l'architecture d'une communication optique, nous analyserons les interconnexions optiques et radiofréquences en espace libre. La dernière partie est consacrée à la présentation des objectifs de ce travail de recherche et des problématiques associées.*

## 1.1 Les interconnexions optiques

### 1.1.1 Définition

On regroupe généralement sous le terme «interconnexions optiques» tous les dispositifs de transmission de données numériques très courtes distances (<300m) par opposition aux communications de type télécom où les distances peuvent atteindre plusieurs milliers de kilomètres. Les interconnexions optiques appartiennent au domaine des «datacom» [1]. Les datacom sont généralement définies comme des communications courtes distances intra ou inter-système.

Les interconnexions optiques regroupent aussi bien les liaisons intra-puces, entre puces électroniques d'une même carte (chip-to-chip), entre cartes (board-to-board) ou bien encore dans les réseaux locaux courtes distances (LAN pour Local Area Network) [2]. Par exemple, un LAN pourra être installé à bord d'un satellite ou d'un avion.

### 1.1.2 Applications

Depuis quelques années, les liaisons optiques prennent une part croissante dans le domaine des interconnexions courtes distances qui étaient précédemment réservées exclusivement aux liaisons électriques.

Les applications les plus courantes des interconnexions optiques concernent le traitement de données ou de signaux dans des systèmes complexes, par exemple pour les communications entre processeurs. L'augmentation des puissances de calculs des processeurs et l'apparition de processeurs de traitement de signaux à large bande passante ont permis d'accroître considérablement les capacités de traitement de donnée du matériel informatique tout en réduisant son volume. Le débit des informations entrantes et sortantes

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

des processeurs s'est ainsi fortement accru. Cette demande d'élévation des bandes passantes a eu pour conséquences le développement des interconnexions optiques au détriment des liaisons électriques [3].

Une chaîne de traitement du signal comporte quatre éléments distincts (voir Figure 1). Tout d'abord le capteur qui permet d'acquérir l'information qui peut être une grandeur physique quelconque. Ce signal est ensuite transmis vers la machine de traitement. Le traitement du signal est généralement scindé en deux étapes : d'abord un traitement du signal qui concerne des calculs propres à la mesure et à l'application, puis intervient un traitement de données qui se charge de la mise en forme des résultats. Les résultats sont ensuite stockés ou affichés. L'interface la plus critique se situe entre l'étape de traitement du signal et le traitement des données où les débits peuvent dépasser un milliard de bits par seconde (1Gpbs) pour des applications de type radar ou bio-médical. Ces débits sont peu compatibles avec les interconnexions électriques de fond de panier ou « backplane » (carte intégrant un bus par lequel transitent toutes les connexions au fond d'un rack) et les besoins en bandes passantes augmentent continuellement.

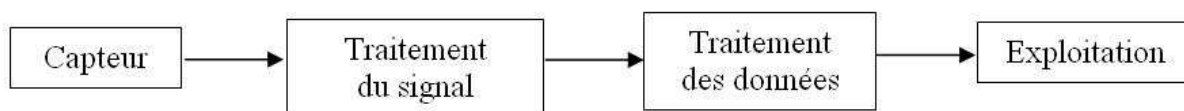


Figure 1 : Chaîne de traitement de l'information

La bande passante n'est pas la seule raison pour laquelle les concepteurs de dispositifs dédiés au traitement du signal font appel aux interconnexions optiques. Dans l'aéronautique, par exemple, la fibre optique s'impose de plus en plus sur les câbles électriques et ce même pour des liaisons faibles débits. Les principales raisons tiennent à son poids réduit qui permet une économie de carburant non négligeable et à son rôle d'isolant galvanique très utile si l'avion, fabriqué avec des matériaux non métalliques, est frappé par la foudre. Les matériaux préconisés dans les standards aéronautiques sont en effet de moins en moins conducteurs.

### 1.1.3 Comparaison entre les communications de type télécom et datacom

À l'origine, le terme de télécommunications concernait uniquement la transmission vocale, mais avec le développement considérable des communications ce terme regroupe désormais les besoins de communications « orientés » vers l'homme. Une liaison télécom regroupe ainsi des transferts de données de type image, son, vidéo, contrairement aux datacom qui se limitent aux communications, essentiellement numériques intra et inter-systèmes. On peut citer par exemple les communications entre routeurs, « switches », ...

Au-delà de la nuance lexicale, de nombreux critères technologiques différencient le domaine des datacom et celui des télécommunications. Nous allons spécifier les plus importants.

#### 1.1.3.1 Types d'applications des liaisons datacom

A la différence des télécommunications, le domaine des transmissions datacom, où se positionne mon travail, concerne des distances relativement courtes avec des débits de

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

communication relativement moins élevés, de quelques Mbps (méga bits par secondes) à plus de 10Gbps (giga bits par secondes).

Généralement, plusieurs utilisateurs utilisent la même liaison télécom. Par conséquent, dans les télécoms le débit total d'informations transmis sur la fibre optique est divisé entre le nombre d'utilisateurs. Le débit individuel de chacun est ainsi bien plus faible que la capacité de la liaison. L'avantage de ce procédé est que le coût total de la structure est réparti entre les utilisateurs. Le choix de mise en œuvre d'une liaison de type télécom repose donc plus sur des critères de distance et de débit que sur son prix global.

Par opposition, les interconnexions optiques concernent le transfert de données sur des distances inférieures à 300m et pour des liaisons essentiellement point à point. Le prix devient alors un élément critique pour évaluer l'intérêt de mise en œuvre d'un tel système.

### 1.1.3.2 Importance de la fiabilité d'un système datacom

Dans certaines applications, comme par exemple les transferts de données en optiques guidées ou en espace libre à l'intérieur des calculateurs, la moindre erreur de transmission peut avoir de graves conséquences sur la qualité du service rendu. Des données critiques telles que des enregistrements médicaux ou des soldes de compte en banque peuvent être faussés et même dans des cas extrêmes, un réseau entier peut être paralysé [4]. C'est pour cette raison que les interconnexions optiques sont généralement soumises à de fortes contraintes en termes d'intégrité du signal transmis.

L'intégrité de la communication est évaluée par le taux d'erreur binaire TEB (ou BER pour Bit Error Rate) qui est le rapport entre le nombre d'erreurs au niveau du récepteur et le nombre total de bits transmis :

$$TEB = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}}. \quad (\text{Éq. 1})$$

Ce taux est extrêmement faible dans les datacom : entre  $10^{-9}$  (soit une erreur sur un milliard de bits transmis) et  $10^{-14}$  (soit une erreur sur cent mille milliards de bits transmis !). C'est un critère moins important pour les télécom où le TEB est compris généralement entre  $10^{-9}$  et  $10^{-12}$  [2]. Cette différence s'explique par la répartition multi-utilisateurs des données en télécom. En effet, si la liaison est partagée entre 1000 utilisateurs et si elle est caractérisée par un TEB de  $10^{-9}$ , le TEB de la ligne ramené à l'utilisateur est de  $10^{-12}$ .

### 1.1.3.3 Types de fibres optiques différenciées pour les datacom et les télécom

Seules les fibres monomodes en silice permettent d'assurer un débit très élevé sur une longue distance. Elles sont donc massivement employées dans les télécom. Elles présentent en effet une atténuation très faible aux longueurs d'onde télécom (1310nm et 1550nm) et une bande passante élevée. Les fibres monomodes ont un petit diamètre de cœur (environ 9 $\mu$ m) n'autorisant la propagation que d'un seul mode optique. Cette caractéristique permet de s'affranchir de la dispersion modale qui réduit la bande passante des fibres multimodes.

Bien que le coût intrinsèque d'une fibre monomode soit faible, un système télécom basé sur ce type de fibre a un prix de revient élevé. Les modules d'émission et de réception sont relativement coûteux en raison des contraintes d'utilisation de la fibre monomode et du coût des matériaux semi-conducteurs nécessaires pour fabriquer les composants. Son faible diamètre de cœur oblige à procéder à des alignements de précision sub-micronique pour

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

coupler correctement la lumière dans la fibre puis, au bout de la liaison, pour coupler la lumière sur le détecteur. L'alignement des éléments et sous-ensembles requiert ainsi des bancs de positionnement dynamique coûteux. Le débit global d'une liaison télécom étant partagé entre plusieurs utilisateurs, le prix est également partagé comme nous l'avons vu précédemment et le coût des composants n'est donc pas rédhibitoire pour le déploiement des réseaux télécom monomode.

Les exigences spécifiques de performance et de coût des liaisons datacom ont généralement orienté leur mise en œuvre vers la fibre multimode. Ce type de fibre permet d'avoir de bonnes performances en termes de bande passante mais pour les courtes distances et pour un coût de mise en œuvre bien moindre que celui de la fibre monomode [2]. La bande passante des fibres multimodes les plus performantes sur le marché est de 4,7GHz.km (standard OM4). Elles permettent typiquement de communiquer sur une distance de 550m avec un débit de 10Gbps en adéquation avec les besoins actuels identifiés pour les datacom [5].

### 1.1.3.4 Longueur d'onde de transmission pour les datacom

Compte tenu de l'atténuation et de la dispersion des fibres optiques mais également des caractéristiques des composants optoélectroniques disponibles, on définit habituellement des fenêtres de transmission qui correspondent à des bandes de longueurs d'onde. Sur les fibres optiques en silice multimodes et monomodes on distingue essentiellement trois fenêtres de transmission. Ces fenêtres correspondent aux longueurs d'onde 850nm, 1310nm et 1550nm dont les atténuations sont de l'ordre de 3dB/km, 1dB/km et 0,2dB respectivement (voir Figure 2).

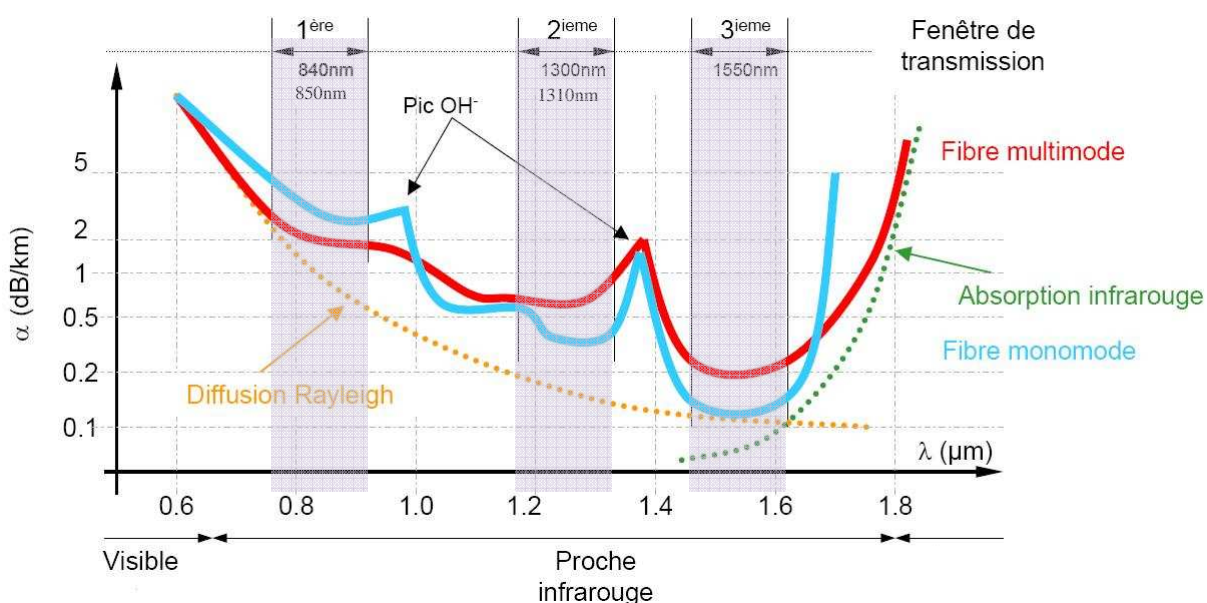


Figure 2 : Fenêtres de transmission des fibres optiques multimodes

Les datacom optiques opèrent généralement dans la première fenêtre centrée sur 850nm en raison des contraintes d'intégration des diodes lasers dans les modules, du coût et de la consommation. Cette fenêtre ne correspond pas à un minimum absolu d'atténuation, ni de dispersion mais permet l'utilisation de substrats semi-conducteurs performants et économiques pour les composants: silicium ou GaAs (arséniure de gallium) pour les récepteurs et GaAs pour les émetteurs. Cette fenêtre permet ainsi des liaisons peu coûteuses à courtes distances avec des fibres multimodes. Notons que les diodes lasers VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) sont très largement répandues en raison de leurs caractéristiques physiques et de leur faible coût.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Afin de limiter l'atténuation sur de longues distances au maximum, les télécom fonctionnent avec des fibres optiques monomodes dans les fenêtres de transmission à 1310nm et 1550nm. La deuxième fenêtre autour de 1310nm constitue un minimum relatif d'atténuation ( $\sim 0,5\text{dB/km}$  pour une fibre monomode) et une dispersion chromatique nulle. Les composants sont plus coûteux qu'à 850nm (matériaux à base de phosphore d'indium InP) mais cette fenêtre est couramment employée pour des transmissions moyennes distances ( $>10\text{km}$ ) avec des fibres monomodes mais également avec des fibres multimodes pour des applications haut débit en réseau local (Fast Ethernet, FDDI). La troisième fenêtre autour de 1550nm coïncide avec le minimum absolu d'atténuation ( $<0,2\text{dB/km}$ ), indispensable pour des liaisons très longues distances. Elle réclame cependant les composants les plus coûteux. Des diodes laser de type DFB (Distributed Feedback Laser) de grande pureté spectrale sont en effet nécessaires pour minimiser les effets de la dispersion chromatique. Cette fenêtre est donc surtout utilisée en télécom sur fibres monomodes (terrestres et sous-marines) avec des portées dépassant 100km sans amplificateur, à des débits de plusieurs Gbps [6].

### 1.1.4 Comparaison entre les liaisons datacom optiques et électroniques

L'intérêt de transmettre des données par une liaison optique plutôt que par une liaison électrique même pour des liaisons très courtes distances a été mis en évidence par J. Goodman et D.A. Miller dans les années 1980 et 1990 [7-10]. Le développement des interconnexions optiques n'a cependant pris son essor que depuis quelques années.

#### 1.1.4.1 *Caractéristiques physiques différenciant les liaisons optiques et les liaisons électroniques*

Les modèles physiques de base décrivant la propagation des signaux électriques et optiques sont très étroitement liés. En effet, ce sont les ondes électromagnétiques qui véhiculent le signal, que celui-ci soit optique ou électrique. Ce ne sont pas les électrons à proprement parler qui transportent le signal dans les câbles mais bien les ondes électromagnétiques. Nous pouvons faire remarquer à cette occasion que le signal électrique se propage à la vitesse de la lumière et non à la vitesse de l'électron ( $\sim 10^6\text{m/s}$ ). C'est donc une erreur de dire que les signaux se propagent plus vite en optique parce que les photons se déplacent à la vitesse de la lumière ( $3.10^8\text{m/s}$ ). Les signaux se propagent d'ailleurs à une vitesse légèrement inférieure dans les fibres optiques par rapport aux signaux électriques dans un câble coaxial qui possède une constante diélectrique plus faible que le verre [7].

La différence fondamentale entre l'optique et l'électronique pour transmettre un signal est liée à la fréquence de l'onde. La fréquence des ondes lumineuses est en effet beaucoup plus élevée que la fréquence des ondes électriques. Nous pouvons mentionner également la longueur d'onde plus courte de l'onde lumineuse ou l'énergie des photons très supérieure à celle des électrons.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Ces trois grandeurs sont liées par les relations suivantes [7] :

$$\lambda = \frac{c}{\nu} \quad (\text{Éq. 2})$$

$$E = \frac{h\nu}{e} \quad (\text{Éq. 3})$$

$\lambda$  étant la longueur d'onde dans le vide,  $c$  la célérité de la lumière dans le vide,  $\nu$  la fréquence de l'onde,  $E$  l'énergie du photon en eV,  $h$  la constante de Planck ( $6,63 \cdot 10^{-34}$  J.s) et  $e$  la charge de l'électron ( $1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

Le tableau suivant permet de mettre en évidence quelques différences entre une communication électrique non guidée et une communication optique sur fibre optique.

	Electrique	Optique
Longueur d'onde	3cm – 30m	850nm – 1550nm
Fréquence	10GHz - 10MHz	353THz - 194THz
Energie	41neV – 41 $\mu$ eV	0,8eV – 1,5eV

**Tableau 1 : Comparaison des signaux électriques et optiques [7]**

### 1.1.4.2 Avantages et inconvénients des interconnexions optiques et électriques

Les avantages apportés par les fibres optiques par rapport aux câbles coaxiaux concernent aussi bien la bande passante, l'atténuation en ligne, les ruptures d'impédance, le poids ou la sécurité contre les Interférences Electromagnétiques (EMI). Le critère du coût et de la consommation de l'équipement global est cependant plus partagé.

#### ➤ Rupture d'impédance

La réalisation d'une liaison électrique à très haut débit implique la mise en œuvre de techniques de circuit imprimé hyperfréquence : contrôle des impédances et minimisation des réflexions. Ces techniques ont pour conséquence une sensibilité accrue du système aux ruptures d'impédances. En raison des inconvénients liés à l'utilisation des circuits hyperfréquences, on préfère généralement un dispositif optoélectronique muni d'un circuit de sérialisation [3].

Contrairement aux liaisons électriques, les interconnexions optiques sont peu sensibles aux ruptures d'impédances. Ces ruptures d'impédance dans les fibres optiques sont caractérisées par des imperfections sur les lignes de transmission avec des variations d'indice, des impuretés ou des connexions (interfaces induisant des réflexions et des atténuations).

#### ➤ Bande passante sur courte distance

La bande passante est de l'ordre de 10 à 100MHz.km pour les fibres multimodes à saut d'indice et de 100 à 1000MHz.km pour les fibres multimodes à gradient d'indice. Certaines fibres récentes, optimisées pour le Gigabit Ethernet atteignent 4,7GHz.km (standard OM4) [6].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Les interconnexions sur cuivre sont pénalisées par leurs résistances et leurs capacités qui limitent leur fonctionnement à quelques gigabits par secondes (Gbps) sur quelques mètres. Leur utilisation à hautes fréquences nécessite des précautions coûteuses concernant l'adaptation d'impédance ou le blindage. La bande passante des câbles coaxiaux est de l'ordre de 100MHz.km.

### ➤ Atténuation sur de courtes distances

La faible atténuation est également un point fort des fibres optiques. L'atténuation des fibres optiques multimodes est typiquement inférieure à 5dB/km à 850nm contre une atténuation minimale de l'ordre de 70dB/km pour un câble coaxial à un débit de 2,5Gbps. À noter que l'atténuation de la fibre est indépendante de la fréquence de fonctionnement contrairement aux liaisons électriques.

### ➤ Poids

Pour une capacité en bande passante donnée, le poids des câbles électriques par unité de longueur est très supérieur à celui des fibres optiques. Cette caractéristique est une donnée essentielle dans le secteur de l'aéronautique par exemple où chaque gramme représente un coût en terme de consommation de carburant. À titre d'exemple, dans l'aéronautique, on considère généralement que le rapport entre le poids d'un câble électrique et optique est environ de 10.

### ➤ Interférences Electromagnétiques (EMI)

L'un des principaux avantages de la fibre optique est sa très faible sensibilité aux perturbations électromagnétiques. On entend par perturbation électromagnétique l'ensemble des phénomènes de rayonnement électromagnétique générés par le dispositif ou ceux auxquels le dispositif est soumis. Parmi ces phénomènes, nous nous intéresserons plus particulièrement à l'immunité électromagnétique et aux diaphonies.

Dans le cas des transmissions sur fibres optiques, le support de transmission est un diélectrique parfait, il n'existe donc pas de rayonnement électromagnétique perturbateur ou de sensibilité du support à ce dernier. Les fibres optiques présentent ainsi une bonne isolation. Les fibres peuvent être disposées les une contre les autres sans risquer de diaphonie entre les voies. Ceci permet une très haute densité d'intégration.

Dans le domaine des transmissions sur cuivre, il existe un rayonnement parasite d'une voie sur l'autre qui est d'autant plus important que la fréquence de fonctionnement est plus élevée et que les voies sont proches l'une de l'autre. C'est en partie pour cela que la plupart des supports de transmission sur cuivre sont blindés, c'est-à-dire que les voies de transmissions sont entourées d'une feuille métallique reliée à la masse (blindage). Ceci a pour effet d'introduire une capacité parasite limitant la bande passante. Une autre solution consiste à utiliser deux signaux différentiels : l'un transmettant les données et l'autre les données inversées. Ainsi la différence de ces signaux, réalisée à la réception, permet de s'affranchir des bruits éventuels survenus sur l'une et l'autre des voies. Il est toutefois très complexe de mettre en œuvre un dispositif électrique ayant une diaphonie nulle. D'une manière générale les interconnexions électriques souffrent d'une plus grande sensibilité aux rayonnements électromagnétiques extérieurs.

### ➤ Consommation énergétique

Afin de comparer la consommation d'énergie d'une liaison électrique et d'une liaison optique, il faut prendre en compte les paramètres intrinsèques de la communication: la fréquence de fonctionnement et la longueur d'interconnexion entre l'émetteur et le récepteur.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

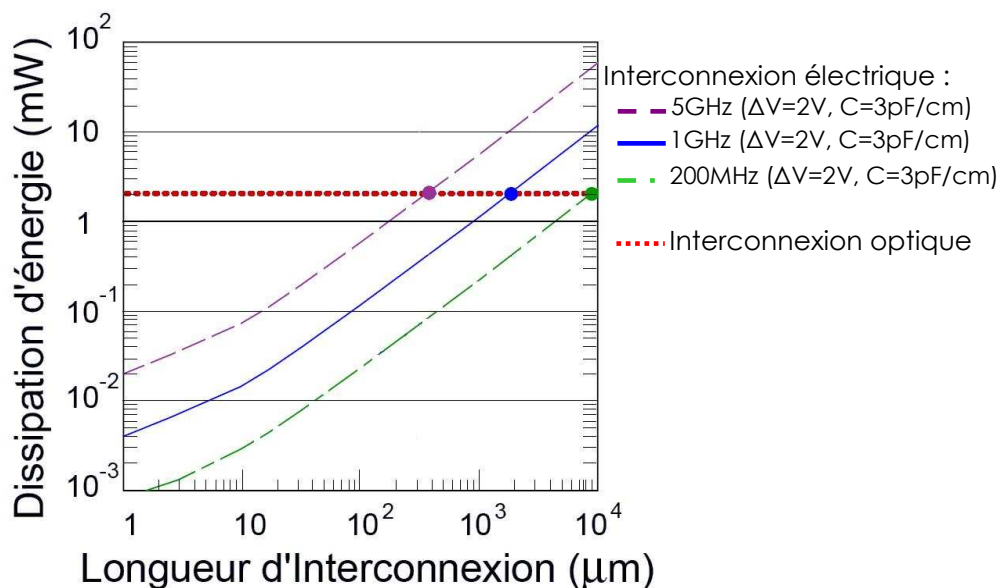
L'atténuation de la fibre optique étant négligeable, la puissance nécessaire à la transmission optique est pratiquement indépendante de la distance de communication. La consommation de l'électronique de commande d'une liaison fibre optique ne dépend que de la tension de polarisation des émetteurs et des récepteurs optoélectroniques et de la fréquence de fonctionnement. Cette dépendance est faible en comparaison de la puissance à fournir à la source optique. La puissance nécessaire à une liaison optique est donc effectivement indépendante de la longueur de transmission quelle que soit la fréquence de fonctionnement.

Par contre, la puissance dissipée par une liaison électrique peut être considérée comme proportionnelle à la distance de propagation  $l$  et à la fréquence de fonctionnement  $f$  dans un fil de cuivre lorsque la ligne n'est pas adaptée. La puissance dissipée dans une ligne sans perte peut s'exprimer sous la forme [11]:

$$P_{diss} = \Delta V^2 \cdot C \cdot l \cdot f \quad (\text{Éq. 4})$$

Où  $\Delta V$  est la tension différentielle aux bornes de la ligne,  $C$  sa capacité linéique à la fréquence de fonctionnement,  $l$  distance de propagation et  $f$  la fréquence de fonctionnement.

La figure suivante montre l'allure générale de la consommation d'une liaison optique et électrique en fonction de la distance d'interconnexion [12].



**Figure 3 : Comparaison des consommations d'énergie entre une interconnexion optique et une interconnexion électrique pour une ligne non adaptée opérant à 5 GHz, 1 GHz et 200 MHz**

L'information essentielle à extraire de cette figure est que la consommation d'une liaison électrique augmente très rapidement avec la distance de communication contrairement à une consommation quasi-constante dans le cas d'une liaison optique.

### ➤ Coût de mise en œuvre d'interconnexions optiques et électroniques

Malgré les nombreux avantages des interconnexions optiques, elles ne peuvent rivaliser avec les interconnexions électriques que si leur coût de mise en œuvre est compétitif.



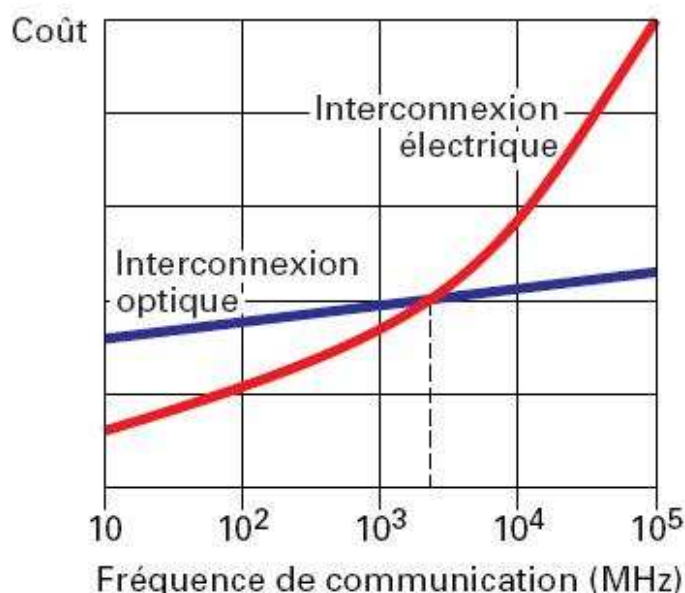
## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Pour comparer ces deux types d'interconnexion il est donc primordial de prendre en compte le facteur économique du système global.

En première approximation, nous pouvons estimer le coût de mise en œuvre d'une liaison par l'expression suivante [11]:

$$\text{Coût} = \text{Consommation} \times \text{Fréquence} + \text{Réalisation}$$

Dans le cas d'une interconnexion électrique, le coût de mise en œuvre croît de façon quadratique avec la fréquence de fonctionnement en raison de la dépendance « linéaire » de la consommation avec la fréquence comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent. Dans le cas d'une interconnexion optique, la consommation étant pratiquement indépendante de la fréquence de fonctionnement, son coût est une fonction linéaire de la fréquence. À partir de ces remarques, un schéma de comparaison des coûts de mise en œuvre approximatifs des interconnexions optiques et électriques peut être formalisé (voir Figure 4).



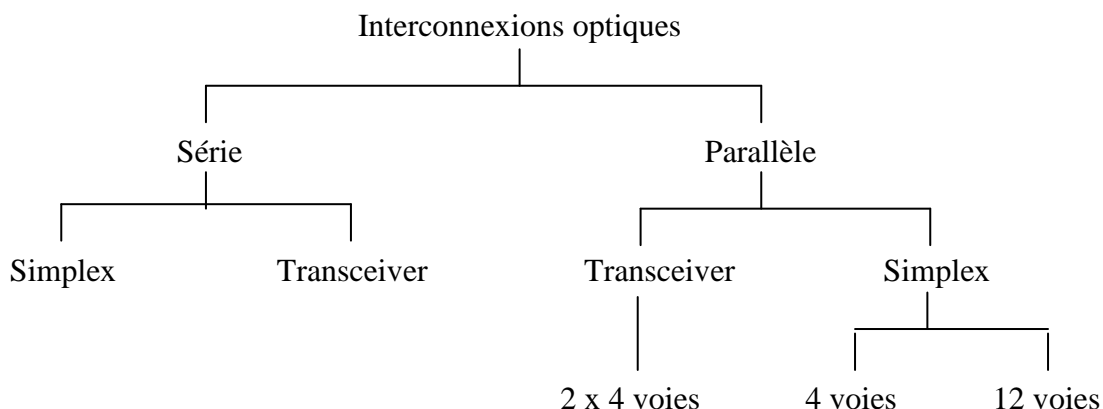
**Figure 4 : Comparaison coût/performance pour les interconnexions électriques et optiques [11]**

Ce graphique met en évidence l'intérêt économique des interconnexions optiques pour les communications à haut débit. Les interconnexions à bas débit sont encore aujourd'hui presque exclusivement électriques, pour des questions de coût essentiellement.

## 1.2 Architecture d'une interconnexion optique

Les architectures des liaisons optiques sont hiérarchisées. Elles sont scindées en deux familles : les liaisons séries d'une part et les liaisons parallèles d'autre part. Les liaisons séries concernent les liaisons basées sur des modules optoélectroniques comprenant une seule voie d'émission et/ou une seule voie de réception par opposition aux liaisons parallèles. La figure suivante présente cette hiérarchie.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

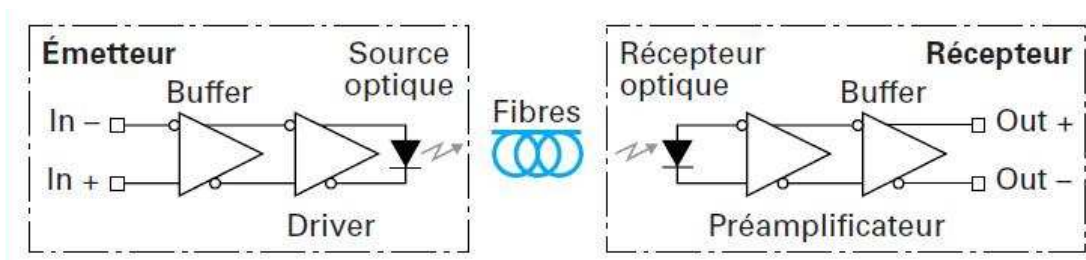


**Figure 5 : Organigramme hiérarchique des interconnexions optiques**

Les architectures dites « transceiver » intègrent une fonction émission et une fonction réception contrairement aux architectures « simplex » qui intègrent seulement l'une de ces fonctions.

Des dispositifs d'interconnexions optiques sont disponibles pour des applications de type LAN depuis plusieurs années. Ils utilisaient des sources optiques multimodes DEL (Diode Electroluminescente) avant l'introduction de nouvelles diodes laser, les VCSEL, peu coûteux et aux performances bien supérieures aux DEL. Plus de 70% des modules d'interconnexions séries du marché sont basés sur ces composants à 850nm [1].

Les dispositifs d'interconnexions optiques comprennent trois parties : un module d'émission, un médium de communication et enfin un module de réception. Ces parties sont représentées schématiquement sur la Figure 6.



**Figure 6 : Synoptique d'une interconnexion optique [3]**

Les différents éléments composant ces parties sont décrit plus précisément dans les paragraphes suivants.

### 1.2.1 Module émetteur dans une interconnexion optique

Le module émetteur, généralement noté Tx, a pour rôle de transformer le signal électrique en signal optique. Il est constitué d'un driver et d'une source laser ou d'une DEL.

Le driver est un circuit électronique de contrôle et de modulation de la source optique. Il reçoit en entrée les signaux électriques et il ajuste les niveaux de courant pour

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

piloter efficacement la source optique en sortie. Il intègre donc un étage d'entrée numérique ou buffer chargé d'adapter les niveaux d'entrée à l'étage analogique de commande.

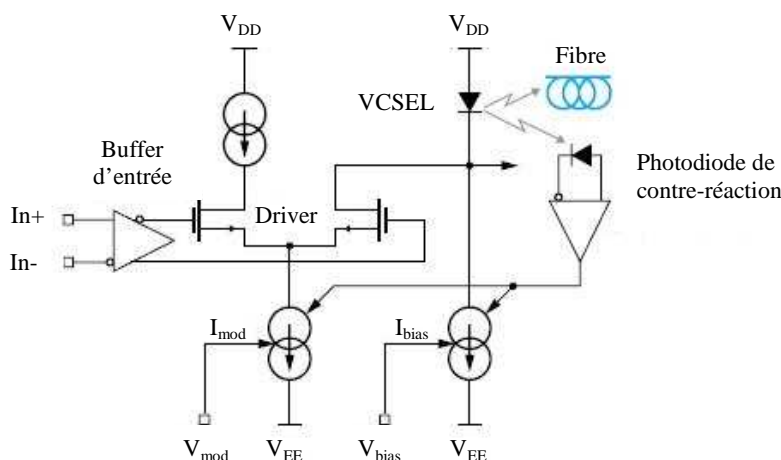


Figure 7 : Exemple d'architecture d'un émetteur [3]

Afin de compenser les variations de puissance optique dues aux variations de température de fonctionnement et au vieillissement de la source, il est nécessaire d'intégrer un système de contrôle permettant d'assurer une puissance constante en sortie du module d'émission. Ce système peut prendre la forme d'un dispositif de contre-réaction qui prélève une portion de la puissance du signal optique, puis mesure les variations de puissance et effectue une correction appropriée. En connaissant le comportement de la source face aux variations de température et au vieillissement, il est également possible d'implanter un dispositif qui modifie le courant injecté dans la source laser en fonction de la température mesurée et du vieillissement.

En communication optique, la modulation de l'information est portée par une modulation de l'intensité lumineuse. En d'autres termes, le niveau logique « 0 » correspond à une faible intensité lumineuse (contrairement aux interconnexions électriques dont le niveau « 0 » correspond généralement à une absence de signal) et le niveau logique « 1 » à une intensité plus élevée.

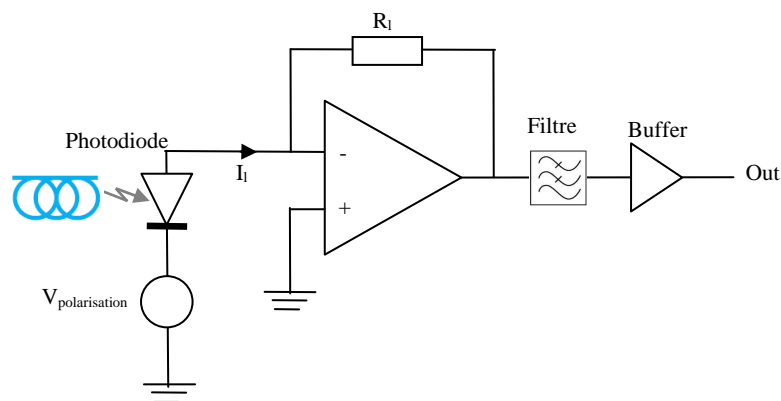
Un convertisseur parallèle-série (multiplexeur) précède parfois le module d'émission ou il est même parfois intégré dans le module lui-même. Son rôle est de sérialiser plusieurs signaux parallèles de faibles débits, pouvant provenir d'un processeur par exemple, vers un canal pour une liaison série ou plusieurs canaux pour une liaison parallèle à haut débit. Les multiplexeurs permettent ainsi d'optimiser l'utilisation de la bande passante optique.

### 1.2.2 Médium de communication dans une interconnexion optique

On désigne par médium de communication le support physique de propagation du signal sur la distance d'interconnexion. Ce médium est soit une fibre optique ou un guide d'onde lorsque la propagation est guidée, soit l'espace libre (free space) lorsque le signal n'est pas guidé. Les communications en espace libre concernent des interconnexions courtes distances entre cartes électroniques dans des unités de calculs par exemple ou bien encore pour des communications inter-bâtiments pour des motifs de coût et de facilité de mise en œuvre.

### 1.2.3 Module récepteur dans une interconnexion optique

Le module récepteur, généralement noté Rx, convertit le signal optique reçu en signal électrique. Il est constitué d'une photodiode qui convertit l'intensité lumineuse en modulation de courant et d'un montage transimpédance pour rehausser le niveau de sortie du récepteur optique et convertir le signal en modulation numérique de tension électrique (Figure 8). Si l'information a été précédemment sérialisée avant l'émission, un démultiplexeur permet ensuite de séparer à nouveau un grand nombre de canaux parallèles à faibles débits.



**Figure 8 : Exemple d'architecture d'un récepteur**

Cette première partie nous a permis de mettre en évidence les caractéristiques majeures des interconnexions optiques qui expliquent l'essor de ce type de communications au détriment des transmissions électriques. La section suivante se concentre plus particulièrement sur les interconnexions optiques en espace libre et sur les technologies concurrentes.

## 1.3 Les interconnexions optiques en espace libre

La demande croissante en matière de transfert de données avec l'avènement de la téléphonie mobile, d'internet et de l'informatique, a entraîné l'éclosion de nouvelles technologies de communication. Outre la multiplication des liaisons par fibres optiques, un intérêt croissant est apparu ces dernières années pour la transmission de signaux numériques en espace libre, c'est-à-dire se servant de l'atmosphère (ou du vide entre satellites) comme support de transmission des ondes électromagnétiques.

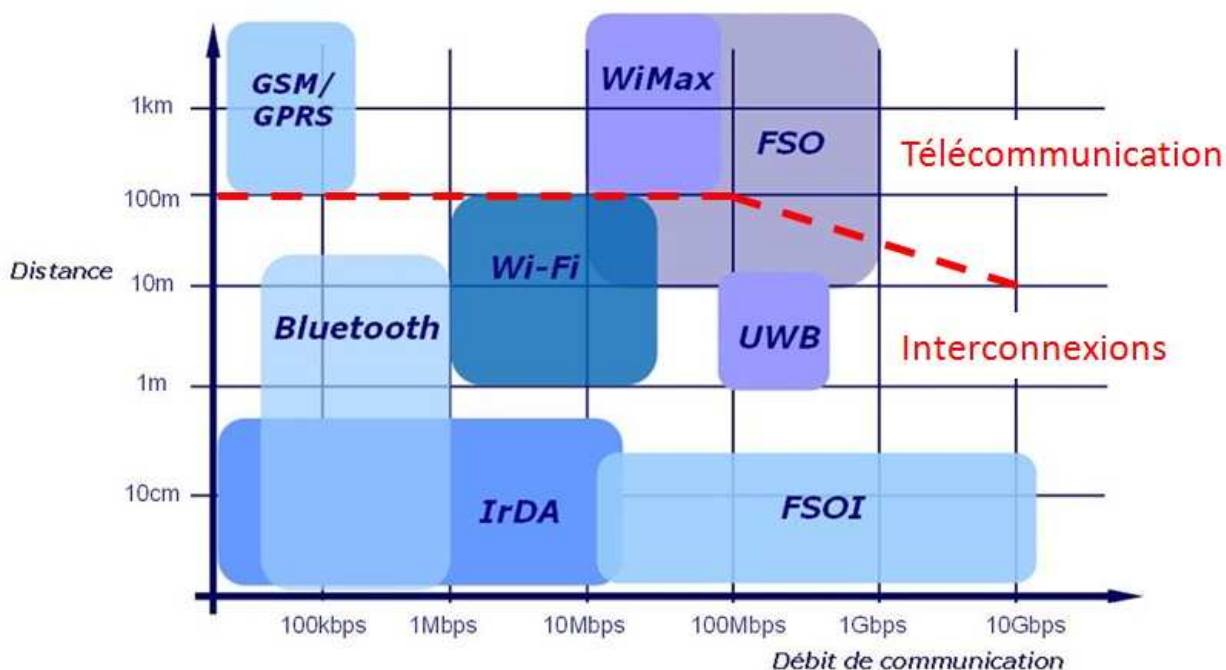
La plupart de ces technologies sont largement connues. On peut citer le GSM pour les communications entre téléphones mobiles, le Bluetooth pour échanger des informations entre téléphones portables ou pour interconnecter des périphériques ou bien encore le Wi-Fi pour se connecter à internet. Ces systèmes sont basés sur des signaux radiofréquences.

Les communications en espace libre en optique sont également en plein essor. Si les systèmes à base d'émission par une diode infrarouge IrDA (Infrared Data Association) qui étaient très répandus à la fin des années 1990 ont été rendus relativement obsolètes avec

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

L'arrivée du Bluetooth, les communications optiques en espace libre pour transférer des informations à très hauts débits sont aujourd'hui de plus en plus utilisées. Les FSO (Free Space Optics) désignent les communications en espace libre longue distance (de quelques mètres à quelques kilomètres) alors que les FSOI (Free Space Optical Interconnects) désignent les communications très courtes distances (<1m).

Le graphique suivant permet de lister les principales technologies de communication optique et électrique en espace libre en fonction de leurs performances. Si les systèmes optiques offrent des débits potentiels bien supérieurs aux technologies radiofréquences, la nécessité d'aligner l'émetteur et le récepteur (technologie « line-of-sight ») est une contrainte majeure pour certaines applications. Nous verrons dans la suite de ce chapitre que ces deux familles de systèmes sont généralement complémentaires.



**Figure 9 : Diagramme des caractéristiques des principaux systèmes de communication en espace libre**

Le paragraphe suivant présente les dispositifs de communications optiques en espace libre existants sur le marché pour les longues distances avec les liaisons FSO d'une part ainsi que pour les courtes distances avec l'IrDA d'autre part. Nous reviendrons ensuite sur les dispositifs de communication RF tel que le Bluetooth et le Wi-Fi. À l'issue de cette étude sur les systèmes existants, nous présenterons un état de l'art sur les liaisons FSOI avant de proposer notre propre projet de communication en espace libre qui est l'objet de cette thèse.

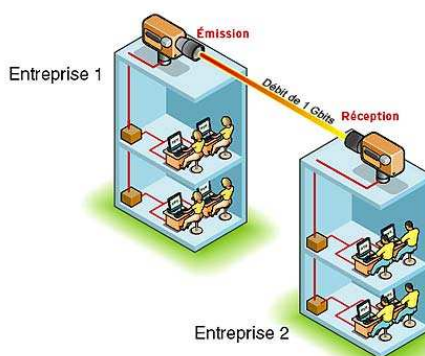
### 1.3.1 Analyse de l'état de l'art : les systèmes d'interconnexions optiques en espace libre

#### 1.3.1.1 Les communications optiques en espace libre longue distance

##### 1.3.1.1.1 Applications

À l'heure où le nombre de liens se multiplie entre sites avec des quantités d'informations à transmettre de plus en plus élevées, la liaison optique en espace libre constitue un mode de transmission haut débit à courte et moyenne portée de plus en plus développé. Les FSO (Free Space Optics) permettent de transmettre tout type de données avec des débits allant de 10Mbps jusqu'à 1Gbps sur des distances de quelques dizaines de mètres à quelques kilomètres. Une liaison FSO exploite en général une paire de dispositifs FSO transceivers, montés sur des toits, derrière des fenêtres ou bien encore fixés sur des poteaux, chacun orienté vers l'autre.

C'est une interconnexion sans fil de type point à point (un seul émetteur vers un seul récepteur) qui permet de faire communiquer entre eux des réseaux numériques, téléphoniques, informatiques ou vidéo (Figure 10). Chaque élément est constitué d'un émetteur et d'un récepteur qui communiquent généralement en « full-duplex » (la communication est bidirectionnelle et simultanée).



**Figure 10 : Exemple de communication FSO**

Ce type de communications permet de créer un réseau flexible dont la topologie peut être diverse : point à point, point-multipoints, anneau, maillage... (Figure 11)



**Figure 11 : Exemples de réseaux optiques en espace libre**

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Les FSO sont utilisées dans plusieurs types d'applications :

- Interconnecter des réseaux LAN (Local Area Network, en français Réseau Local) dans des villes ou des campus universitaires en économisant le coût très élevé de l'installation de fibres optiques
- Interconnecter deux bâtiments
- Etablir une connexion haut débit rapidement suite à une catastrophe naturelle ou sur une zone de conflit
- Assurer une redondance des données transférées par fibres optiques pour sécuriser la liaison...

### 1.3.1.1.2 Exemple de systèmes existant pour les liaisons optiques en espace libre

Le principe de fonctionnement d'une liaison optique en espace libre est basé sur la transmission d'un faisceau faiblement divergent en vue directe. Ce faisceau est légèrement divergent afin de s'affranchir d'une partie des problèmes de pointage entre les deux équipements constituant la liaison. La modulation d'un faisceau permet d'échanger des informations binaires en full-duplex par l'intermédiaire d'un couple émetteur/récepteur positionné à chaque extrémité.

De nombreux systèmes sont transparents au débit et au protocole et ceci pour une gamme de débit souvent relativement importante. Les applications dépendent alors du débit maximal que peut véhiculer le système. Un système transparent jusqu'à 200Mbps pourra transmettre par exemple de signaux STM-1, ATM, FDDI, Fast Ethernet. D'autres produits sont spécifiés pour un débit, une interface et donc un usage donné comme par exemple un transfert de données de type Ethernet (10Mbps) [13].

La fonction d'émission comporte plusieurs éléments :

- l'interface de connexion : optique ou électrique pour recevoir les données à transmettre
- le module de conversion électrique/optique (si l'interface est optique)
- le filtrage et l'amplification du signal numérique électrique
- le module optique d'émission comprenant la source : généralement une diode laser mais des dispositifs existent avec des LED.

La fonction de réception comporte plusieurs éléments :

- Le module optique de réception contenant la photodiode
- le filtrage et l'amplification du signal numérique électrique
- le module de conversion électrique/optique (si l'interface est optique)
- l'interface de connexion : optique ou électrique pour envoyer les données numériques

La figure suivante présente un transceiver de la société *LightPointe*. À l'intérieur du dispositif, le faisceau incident est focalisé sur un détecteur qui convertit le signal optique en signal électrique pour remettre en forme le signal avant de transmettre les données reçues sur une fibre optique. Côté émetteur, le signal est transmis par une fibre optique jusqu'à l'optique de sortie qui ajuste la divergence du faisceau [14].



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

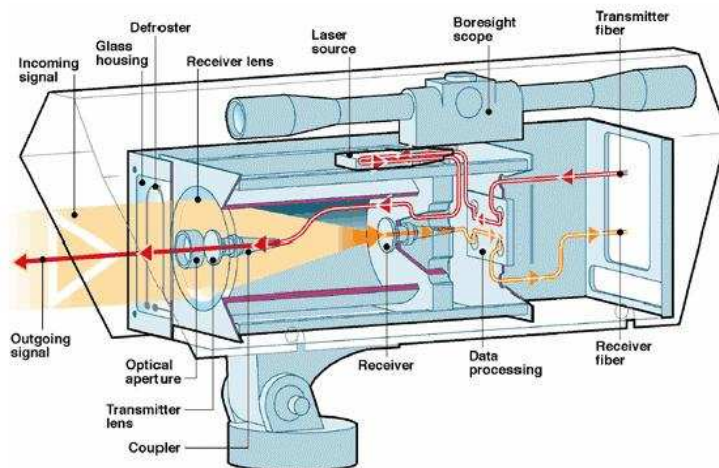


Figure 12 : Schéma d'un équipement transceiver de LightPointe [15]

Plusieurs paramètres sont à considérer pour caractériser le récepteur dans un système FSO. Ceux-ci incluent le type, la sensibilité, la taille et le design du détecteur ainsi que la longueur d'onde utilisée.

Les détecteurs qui équipent les systèmes FSO sont de deux types : les photodiodes PIN (diode constituée d'une zone non-dopée, dite intrinsèque I, intercalée entre deux zones dopées P et N) et les photodiodes à avalanche (APD : « avalanche photodiode »). Les photodiodes PIN sont moins coûteuses mais les APD possèdent une meilleure sensibilité grâce à un gain interne élevé dont la valeur est fonction de la tension de polarisation appliquée. Ces photodiodes nécessitent cependant de disposer d'une tension d'alimentation importante au niveau du récepteur. À titre indicatif, le gain des APD en silicium peut atteindre 30dB pour une tension de 2000V [16]. Bien que les détecteurs APD aient un avantage en termes de performance, il faut donc prendre en considération la consommation d'énergie de l'équipement.

Pour évaluer entièrement la liaison, il faut également prendre en compte la puissance optique de l'émetteur. Ainsi un détecteur PIN associé à un émetteur ayant une puissance optique très élevée, possède des performances comparables aux systèmes basés sur des détecteurs APD. Le choix du détecteur est généralement lié à la longueur d'onde de transmission [17].

La longueur d'onde à laquelle fonctionne un dispositif FSO est un paramètre à considérer en premier lieu. La sensibilité des photodiodes PIN en InGaAs à 1550nm ( $\sim 0,9A/W$ ) est bien meilleure que les photodiodes en GaAs à 850nm ( $\sim 0,6A/W$ ). De plus, les faisceaux laser présentent davantage de risques pour la sécurité oculaire à 850nm qu'à 1550nm. La lumière à 1550nm est en effet absorbée par la cornée et le cristallin et ne focalise pas sur la rétine contrairement aux faisceaux laser dans le proche infrarouge qui peuvent engendrer des dommages irréversibles sur la rétine. C'est un facteur à ne pas négliger pour une transmission optique en espace libre où la puissance optique est élevée et où le faisceau est accessible à l'utilisateur. Le simple fait de choisir des lasers à 1550nm permet d'assurer que le système est sans danger d'exploitation (Classe 1M) même si la puissance du faisceau laser est cinquante fois supérieure à celle permise à 850nm [17]. C'est pour cette raison que les dispositifs à 850nm, moins puissants, privilégient les détecteurs APD, plus sensibles.

Le Tableau 2 présente les caractéristiques moyennes des systèmes FSO commercialisés. Ce tableau n'est pas exhaustif mais permet d'identifier les ordres de grandeurs des caractéristiques de ce type de système. Plus d'une centaine de systèmes commerciaux ont été recensés d'où la difficulté de représenter ces produits commerciaux de façon exhaustive [18-26].



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

	MIN	MAX	Unité	Remarques
<b>PERFORMANCE</b>				
Débit	1,5	1 600	Mbps	Jusqu'à 10Gbps avec correction des turbulences atmosphériques
Portée	10	7700	m	Temps clair (Atténuation ~3dB/km)
Température de fonctionnement	-40	+70	°C	
Consommation typique	5	55	W	
<b>PARAMETRES OPTIQUES</b>				
Longueur d'onde	780	1550	nm	
Puissance d'émission	+6,0	+28,0	dBm	Récepteur PIN (1550nm)
	+6,0	+19,0	dBm	Récepteur APD (780nm)
Divergence	0,5	8,0	mrاد	
Ouverture du récepteur	8	20	cm	
Sécurité oculaire	Class 1M			[27]

**Tableau 2 : Caractéristiques des dispositifs FSO**

### 1.3.1.1.3 Avantages et inconvénients des liaisons en espace libre par rapport aux interconnexions fibrées

#### Les avantages des FSO:

##### ➤ Le coût

Les FSO sont une alternative très intéressante en comparaison du coût très élevé d'installation des fibres optiques. Dans la plupart des cas, le FSO est attractif face au coût prohibitif lié à l'enfouissement des fibres optiques. Par exemple, le déploiement de 1 kilomètre de fibre dans une zone urbaine coûte entre 300.000\$ et 700.000\$ en prenant en compte l'enfouissement des fibres et les droits de passage. Une solution RF sans fil coûte approximativement 30.000\$ et une liaison FSO seulement 18.000\$ [28].

##### ➤ L'installation

Les FSO ne requièrent pas comme les fibres optiques de creuser des tranchées sur la voie publique et de demander l'autorisation des autorités ou des propriétaires. Ces dispositifs ont seulement besoin d'un emplacement sur un toit ou derrière une fenêtre et l'installation peut être effectuée en une seule journée.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

### ➤ La portabilité

Les terminaux peuvent être facilement transportés et déployés dans des situations d'urgence (catastrophe climatique, théâtre d'opération militaire,...) pour restaurer rapidement un réseau local.

### ➤ Licence d'utilisation

Contrairement aux systèmes RF, les dispositifs FSO ne requièrent pas de licence d'utilisation du spectre. La principale contrainte concerne la puissance optique émise qui doit respecter le standard IEC60825-1 pour éviter les lésions oculaires en cas d'interception du faisceau par une personne.

### ➤ La sécurité fonctionnelle

La taille réduite du faisceau rend la détection, l'interception ou le brouillage très difficile. Les systèmes FSO sont généralement installés aussi haut que possible. En cas d'interruption de la liaison, le problème est immédiatement signalé à l'utilisateur et l'envoi du signal est stoppé pour ne pas permettre à un intrus de récupérer des données. La sécurité intrinsèque des dispositifs FSO, plus élevée que celle des liaisons RF, permet de transférer des données sensibles sans codage.

## Les inconvénients des FSO:

Les FSO ont leurs propres limitations. Comme cette technologie nécessite une visée directe entre l'émetteur et le récepteur, la liaison est vulnérable à un certain nombre de facteurs :

### ➤ Les conditions météorologiques

La plus forte limitation au développement des FSO est son niveau de robustesse face aux conditions météorologiques. Cette contrainte limite la portée des systèmes FSO. Les fines particules d'eau présentes dans le brouillard constituent le risque le plus important compte tenu de leurs petites tailles et de leur forte densité qui diffuse la lumière aux fréquences utilisées. Les conditions environnementales comme le vent peuvent également perturber l'alignement des dispositifs [29].

### ➤ L'obstruction physique

Les systèmes FSO fonctionnent sur le principe de la visée directe entre les dispositifs. Une évaluation doit donc être menée sur le site d'installation pour s'assurer que le trajet est dégagé entre les éléments à connecter en tenant compte de la croissance des arbres ou de la construction de bâtiments par exemples. De plus si un oiseau croise le faisceau, la transmission est interrompue momentanément.

### ➤ Les effets de scintillations

La scintillation est une conséquence des perturbations atmosphériques (turbulences) qui engendrent des variations de l'indice optique de l'air de façon localisée et temporaire. Lorsque le signal se propage dans l'air, la puissance reçue sur le détecteur varie en raison de ce phénomène. Le récepteur peut ainsi engendrer des séquences d'erreurs liées à la brusque augmentation ou diminution de l'intensité lumineuse captée. Pour améliorer la qualité du signal en réception, les fabricants de dispositifs FSO ont opté pour une plus grande ouverture du récepteur. L'ouverture étant large par rapport à l'échelle des perturbations d'indices, un effet de lissage permet de limiter l'impact des variations de puissance optique

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

reçue et le taux d'erreur est ainsi amélioré. Une autre manière de réduire les effets de la scintillation est d'utiliser des émetteurs multiples, chacun empruntant un trajet légèrement différent à travers l'atmosphère ce qui contribue également à lisser les perturbations [17].

### 1.3.1.2 L'IrDA dans les datacom

L'IrDA (Infrared Data Association) est l'une des technologies de transmissions de données en infrarouge les plus répandues. Cette technologie a vu le jour en 1993 notamment pour faire des transferts de fichiers entre des ordinateurs portables, des téléphones mobiles, des assistants personnels ou des périphériques. L'IrDA est aujourd'hui très concurrencée par les technologies par ondes radios telles que le Bluetooth et le Wifi qui permettent de s'affranchir d'une visée directe entre les deux appareils communicants. L'IrDA reste cependant une alternative très intéressante lorsque la distance du lien est faible et en ligne directe. L'IrDA est utilisée dans les environnements où les interférences empêchent les technologies par ondes radios de fonctionner correctement. La connexion est de type point à point en half-duplex (communication bidirectionnelle mais non simultanée).

Paramètres	Symbole	Min	Max	Unité	Remarques	
Débit	SIR	$D_{SIR}$	0,0096	0,1152	Mpbs	SIR : Serial Infrared MIR : Medium Infrared FIR : Fast Infrared VFIR : Very Fast Infrared UFIR : Ultra Fast Infrared
	MIR	$D_{MIR}$	0,576	1,152		
	FIR	$D_{FIR}$	-	4		
	VFIR	$D_{VFIR}$	-	16		
	UFIR	$D_{UFIR}$	-	100		
Portée	d	0	2	m	Variable suivant l'équipement et les conditions d'utilisation	
Longueur d'onde	$\lambda$	850	900	nm		
Puissance émise	$P_e$	100	500	mW/sr	Variable suivant l'équipement	
Nombre d'utilisateurs	N	-	2			
BER		-	$10^{-8}$			

**Tableau 3 : Caractéristiques des systèmes IrDA [30]**

Avantages de l'IrDA :

- Pas de risques d'interférences avec d'autres systèmes de communication optique ou des systèmes RF à proximité.

Inconvénients de l'IrDA :

- Les deux appareils doivent être face à face
- Transmission perturbée si les deux appareils ne sont pas immobiles durant l'échange
- Distance de communication est courte
- Débit de transfert est relativement faible

## 1.3.2 Les systèmes d'interconnexions radiofréquences en espace libre

### 1.3.2.1 Bluetooth

Le Bluetooth (norme IEEE 802.15) est une technologie de communication sans fil fonctionnant sur le principe des ondes RF. Elle est omnidirectionnelle et ne nécessite pas la visibilité directe des appareils connectés. Le Bluetooth équipe de plus en plus d'appareils dans le but de remplacer les câbles entre les ordinateurs et les imprimantes, les scanners, les claviers, les souris, les téléphones portables, les PDA, les autoradios,... La technologie Bluetooth a été élaborée pour remplacer les connexions USB et autres connexions par câble utilisées pour relier les différents appareils numériques de l'utilisateur (Tableau 4).

Les données sont multiplexées en FHSS (Frequency-Hopping Spread Spectrum). Cette technique de multiplexage est présentée ultérieurement. La bande Bluetooth s'étend de 2,402 GHz à 2,480 GHz. Cela représente 79 canaux d'une largeur de 1MHz.

Paramètres	Symbole	Min	Max	Unité	Remarques
Débit	D	-	24	Mpbs	Débit pour la nouvelle norme Bluetooth 3.0
Portée maximale	d	10	100	m	
Fréquence porteuse	f	2,402	2,480	GHz	
Puissance émise	$P_e$	1	100	mW	
Nombre d'utilisateurs	N	2	8		
Consommation	P	20	100	mW	

**Tableau 4 : Caractéristiques des systèmes Bluetooth [31, 32]**

Avantages du Bluetooth :

- Pas besoin de visibilité directe
- Faible consommation
- Faible encombrement: insertion dans de nombreux appareils

Inconvénients du Bluetooth :

- Risques de parasitage avec le Wi-Fi qui utilise également la fréquence 2,4Ghz
- Faible débit

Le Bluetooth offre une plus grande polyvalence d'utilisation mais avec des limitations en terme de débit, tandis que Wi-Fi est mieux adapté au transfert massif de données.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

### 1.3.2.2 Wi-Fi

Le Wi-Fi (pour Wireless Fidelity) permet de créer ou de remplacer un réseau câblé de dizaines de périphériques informatiques. La norme IEEE 802.11 est en réalité la norme initiale offrant des débits de 1 ou 2 Mbps. Des révisions ont été apportées à la norme originale afin d'optimiser le débit (c'est le cas des normes 802.11a, 802.11b et 802.11g, appelées *normes 802.11 physiques*) ou bien de préciser des éléments afin d'assurer une meilleure sécurité ou une meilleure interopérabilité.

Le débit du Wi-Fi est cependant directement divisé par le nombre de machines connectées sur un même point d'accès, car celles-ci partagent la bande passante. Pour élargir la zone géographique ou augmenter le nombre d'accès simultanés, il faut augmenter le nombre de bornes.

Il n'y a pas de règles concernant la portée des appareils utilisant cette technologie. Cela dépend en grande partie de l'environnement. Les bâtiments, les murs atténuent le signal radio. Dans un environnement classique d'appartement ou de bureau, la portée est comprise entre 20 et 50 mètres autour du point d'accès/routeur Wi-Fi. En extérieur la portée peut aller jusqu'à 300 mètres. Une des contraintes de ce système est que le débit varie selon l'endroit où l'on se place. La règle est simple : plus on s'éloigne du point d'accès/routeur Wi-Fi, plus le débit est bas.

Paramètres	Symbole	Min	Max	Unité
Débit	D	1	54	Mpbs
Portée	d	20	100	m
Fréquence porteuse	f	2,4	5	GHz
Puissance émise	$P_e$	30	100	mW
Nombre d'utilisateurs	N	-	~12/20	
Consommation	P	100	350	mW

**Tableau 5 : Caractéristiques des systèmes Wi-Fi [31, 33, 34]**

Avantages du Wi-Fi :

- Pas besoin de visibilité directe
- Facilité et rapidité d'installation
- Portée élevée

Inconvénients :

- Coût élevé.
- Sécurisation.
- Bande passante partagée.
- Sensibles aux interférences. Un signal peut facilement être brouillé par une émission radio ayant une fréquence proche de celle utilisée dans le réseau sans fil.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

En résumé, il apparaît que les liaisons RF et les liaisons optiques en espace libre présentent chacune des caractéristiques d'exploitation très différentes qui en font des systèmes très complémentaires. Les systèmes RF présentent des avantages que ne peuvent concurrencer les liaisons optiques : communications multi-utilisateurs, mobiles, omnidirectionnelles, sans visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur et d'installation très simple. Les systèmes optiques, quant à eux, se démarquent sur d'autres points : communication très haut débit, sécurisée, insensibles aux interférences et n'en générant pas. Le choix du système dépend donc des contraintes de l'application considérée.

À noter que les informations sont transmises en bande de base dans le cas d'un système optique point à point tandis que les informations sont transmises sur une fréquence porteuse dans le cas d'une liaison RF, ce qui limite le débit accessible à ces dispositifs.

Hormis le débit de transmission plus élevé, l'intérêt essentiel des interconnexions optiques face au Wi-Fi pour les applications embarquées est l'absence de génération d'EMI qui est une contrainte forte sur le développement de réseaux Wi-Fi dans l'aéronautique en raison des risques d'interférences entre équipements. La sécurisation du réseau est également un autre point sensible. Une personne mal intentionnée pourrait en effet utiliser le réseau Wi-Fi pour pénétrer dans le réseau central de l'avion ce qui soulève de graves questions de sécurité.

### 1.3.3 Etat de l'art des interconnexions optiques en espace libre sur de courtes distances

#### 1.3.3.1 Introduction aux FSOI

Les FSOI (Free Space Optical Interconnects) ont été étudiées en tant que solution alternative face aux limites des interconnexions électriques pour transférer des données numériques à hauts débits sur de courtes distances de communication. Les FSOI offrent également une alternative aux interconnexions fibrées.

Dans un système en espace libre, les signaux sont transmis de l'émetteur au récepteur par l'intermédiaire de composants discrets (tels que des lentilles) plutôt que par un support continu tel que la fibre optique ou les guides d'onde intégrés. Bien que le terme « espace libre » évoque une communication à travers l'air, nous verrons que certaines recherches sont basées sur un médium de propagation en verre ou en plastique.

Les FSOI suscitent un intérêt pour des applications carte à carte (désignées par « board-to-board »), inter-chip (liaisons entre éléments de la même carte désignées par « chip-to-chip ») ou bien encore des liaisons intra-chip (désignées par « on-chip »). L'une des applications les plus couramment envisagées de nos jours pour intégrer les FSOI est la communication entre cartes électroniques dans un rack comme en témoigne le nombre élevé de publications parues sur le sujet [35-41]. Les liaisons proposées vont des liaisons séries point à point aux liaisons parallèles qui peuvent transmettre jusqu'à 512 canaux simultanément [37]. Les distances de communication visées sont de l'ordre de quelques centimètres à quelques dizaines de centimètres.

Les liaisons entre racks ne sont pas adaptées aux communications FSOI en raison des contraintes d'alignement et des difficultés à transmettre un grand nombre de canaux parallèles sur une distance de plusieurs mètres. Dans ce type d'application, les liaisons basées sur des fibres optiques sur rubans sont généralement retenues [42].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Avant d'examiner les différents systèmes FSOI proposés, il est intéressant de bien cerner les paramètres importants ainsi que les performances exigées par ce type de communication. Ces éléments permettent d'évaluer la pertinence des différents designs et des compromis nécessaires. Une partie des paramètres concerne les capacités de la liaison (nombre de canaux, distance d'interconnexion, débit de transmission...) tandis que les autres paramètres concernent la tolérance de positionnement de l'émetteur par rapport au récepteur, la précision d'assemblage requise ou encore la fiabilité de la liaison. L'obtention d'une bonne tolérance aux désalignements ainsi qu'une installation simplifiée constituent un des défis fondamentaux à relever pour que ce type d'interconnexions se généralise.

Les paragraphes suivant présentent un état de l'art des différents systèmes optiques mis en œuvre pour implémenter une communication en espace libre entre cartes électroniques dans un rack. Au vu du nombre très élevé de publications sur le sujet, cet état de l'art ne saurait être exhaustif mais il positionne l'architecture d'interconnexion optique proposée dans le cadre de cette thèse par rapport à l'existant.

### 1.3.3.2 Architectures d'interconnexions optiques multicanaux : les plus répandues

L'étude d'un système basique, sans aucune lentille, a démontré que la distance d'interconnexion typique doit être inférieure à 5mm pour garantir un taux d'erreur binaire acceptable pour une interconnexion optique ( $<10^{-9}$ ) [43].

#### 1.3.3.2.1 Utilisation de macrolentilles dans un dispositif d'interconnexions optiques

Le système le plus simple pour réaliser une communication FSOI est d'imager directement la matrice d'émission sur la matrice de réception avec des macrolentilles (lentilles sphériques de diamètre supérieur à quelques millimètres) dans le cadre d'une liaison parallèle. Dans cette configuration, une seule lentille en émission et en réception est utilisée pour transmettre tous les canaux par opposition aux systèmes à base de microlentilles (lentilles sphériques de diamètre inférieur à 1mm) que nous verrons dans le paragraphe suivant. Les optiques de relais peuvent être de type réfractives ou diffractives [39].

En raison de la divergence relativement importante des sources optiques, des microlentilles sont généralement exploitées pour collimater les faisceaux en émission, notamment, devant les matrices de VCSEL, et pour les focaliser en réception [44] (Figure 13).

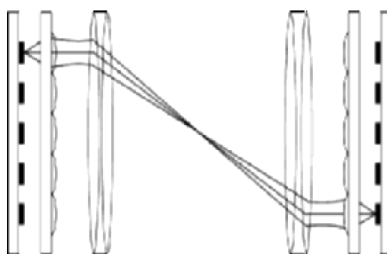


Figure 13 : Exemple de liaison FSOI à base de macrolentilles [42]

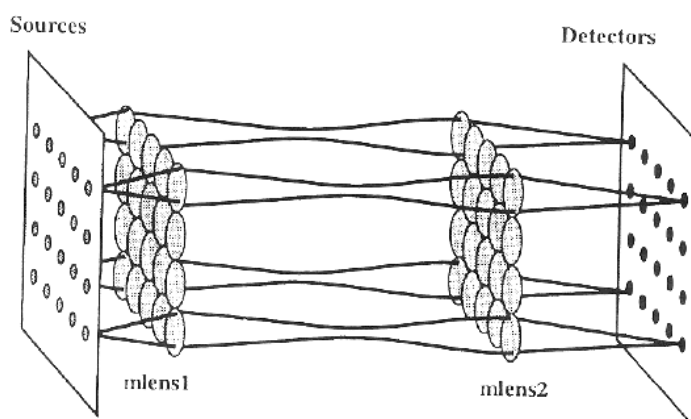
Les macrolentilles augmentent la portée de communication accessible par rapport aux systèmes intégrant uniquement des microlentilles mais il est souvent indispensable d'utiliser plusieurs lentilles pour diminuer les aberrations ce qui a pour conséquence une

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

augmentation du coût, de la taille et de la difficulté d'assemblage et de recyclage. Plusieurs démonstrateurs ont intégré une structure à base de microlentilles [45-48].

### 1.3.3.2 Utilisation de microlentilles dans un dispositif d'interconnexions optiques

La taille très réduite des microlentilles permet d'intégrer une lentille propre à chaque source laser de la matrice d'émission ainsi qu'à chaque photodiode de la matrice de réception [49] (Figure 14). Une liaison est ainsi constituée par deux microlentilles. La distance entre les lentilles est généralement de 125 ou 250 $\mu\text{m}$ .



**Figure 14 : Configuration à base de microlentilles [49]**

L'avantage de cette approche est que chaque lentille opère avec une seule source plutôt qu'avec une matrice entière. On peut ainsi augmenter la capacité en ajoutant des micro canaux individuels sans modification du design général [42, 44]. Ce type d'architecture présente également les avantages suivants :

- un design très compact avec un poids réduit [50, 51]
- un faible coût potentiel pour la production grand volume grâce aux techniques d'emboutissage ou de moulage par injection [52, 53]

Ce système possède néanmoins des inconvénients. Premièrement, la distance d'interconnexion est limitée par la diffraction en raison de la faible ouverture [42, 52, 54, 55]. Deuxièmement, une liaison basée sur des micro canaux offre une faible tolérance de désalignement. Bien que les liaisons parallèles à base de microlentilles soient adaptées pour de très courtes distances de communication (<20mm), elles ne peuvent donc pas convenir aux exigences d'une communication carte à carte en terme de distance de communication et de tolérance [42, 50].

### 1.3.3.2.3 Architecture hybride utilisant des micro et macrolentilles pour un dispositif d'interconnexions optiques

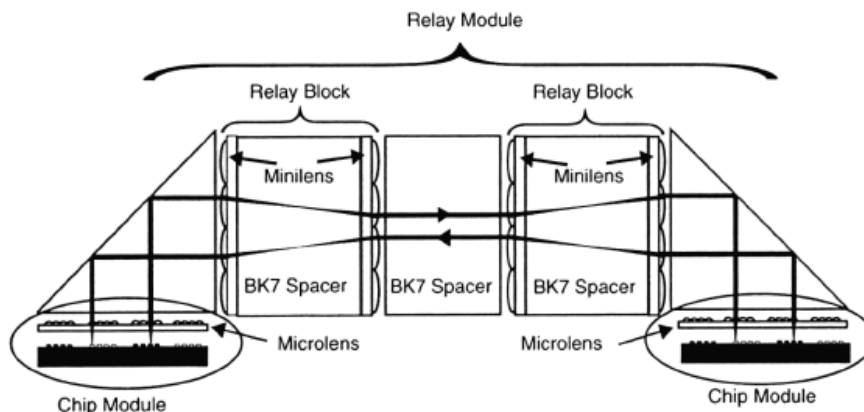
Pour mettre en œuvre une communication en espace libre entre deux cartes, certaines études présentent une architecture qui combine des macro et des microlentilles en les associant à des prismes pour réaliser des renvois d'angles [44, 56-59].

Une expérimentation de liaison FSOI point à point a démontré le principe pour une distance de communication de 83mm avec 512 canaux optiques fonctionnant dans les deux



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

sens à un faible débit (2Mbps) [37]. Le schéma de la Figure 15 présente la structure de la liaison optique.

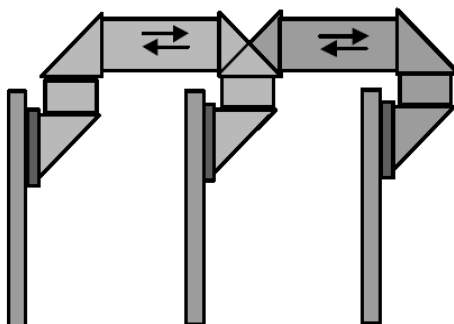


**Figure 15 : Schéma d'un démonstrateur [37]**

Des puces optoélectroniques à très forte intégration en Si-GaAs comportent 256 VCSEL et 256 photodiodes fonctionnant à 850nm. Le système optique est divisé en deux parties qui peuvent être assemblées séparément :

- la puce optoélectronique associée à une matrice de microlentilles qui collimatent les faisceaux en émission ou focalisent les faisceaux en réception
- une optique de relais composée de prismes et de mini lentilles (lentilles de taille intermédiaire entre les micro et les macrolentilles)

M. Châteauneuf a développé une ébauche de fond de panier optique à forte densité basé sur cette structure optique comme le montre la Figure 16 [37, 44].

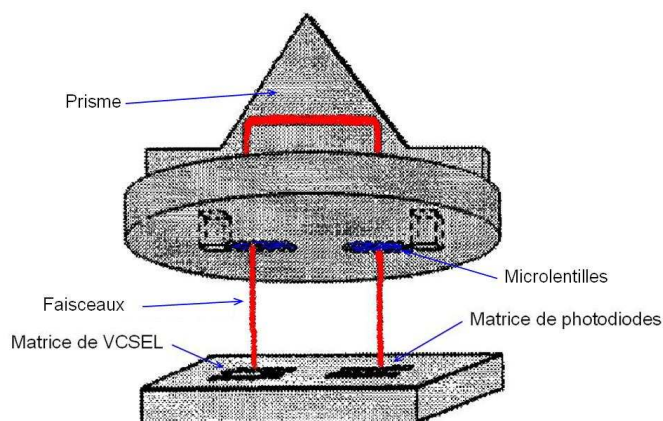


**Figure 16 : Fond de panier optique à base de prismes**

L'optique de relais est variable selon les études. Elle peut être composée de :

- mini lentilles [37, 44]
- lentilles à gradient d'indice [60]
- aucune lentille : pour les communications inter ou intra-chip très courte distance (<1mm), l'optique de relais peut être totalement supprimée (voir Figure 17) [57-59].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



**Figure 17 : Communication intra-chip avec un prisme [59]**

L'évaluation des tolérances d'alignement des différents éléments du dispositif met en évidence la grande précision d'assemblage et d'intégration requise. La limite retenue ici pour définir une communication dite acceptable est une perte maximale du débit de 95% (voir Figure 18).

Misaligned Elements	>95% Tolerance
VCSEL (in x)	$\pm 2.5 \mu\text{m}$
First Microlens (in x)	$\pm 2.5 \mu\text{m}$
First VCSEL-Microlens (in x)	$\pm 25 \mu\text{m}$
First Relay (in x)	$\pm 12.5 \mu\text{m}$
Two Relays (in x)	$\pm 90 \mu\text{m}$
VCSEL (in z)	$\pm 15 \mu\text{m}$
First VCSEL-Microlens (in z)	$\pm 2.0 \text{mm}$

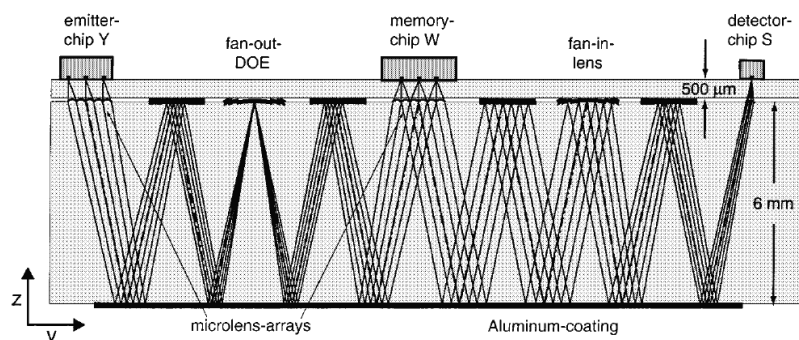
**Figure 18 : Tolérance de désalignement d'une architecture hybride [44]**

Ces valeurs montrent clairement que le système est très peu tolérant aux désalignements et nécessite une précision de fabrication très contraignante. Il est peu envisageable que ces tolérances permettent d'intégrer ce type de système à grande échelle et à des coûts abordables dans des dispositifs d'interconnexions optiques.

### 1.3.3.2.4 Utilisation d'optiques planaires dans un dispositif d'interconnexions optiques

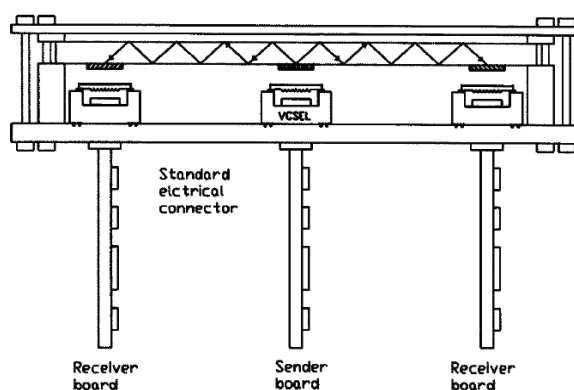
Le concept de l'optique semi-guidée a été proposé et démontré à la fin des années 1980 par J. Jahns [61]. C'est un système optique permettant une intégration monolithique des différents composants optiques (lentilles, réseaux de diffraction, miroirs,...) directement sur la surface d'un substrat transparent (Figure 19). La lithographie garantit une grande précision d'alignement des composants optiques (de l'ordre du micromètre). Le faisceau optique se propage à l'intérieur du substrat transparent avec un trajet suivant des réflexions multiples [62].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



**Figure 19 : Exemple d'interconnexion FSOI en optique semi-guidée**

Différents systèmes optiques planaires ont été développés ces dernières années [62-65] et notamment pour créer un fond de panier optique [66] (Figure 20).



**Figure 20 : Exemple d'architecture de fond de panier optique pour des interconnexions carte à carte [66]**

Le principal avantage résultant de l'utilisation des interconnexions optiques planaires est d'éliminer les problèmes d'alignement des composants optiques grâce à la précision de la lithographie. L'inconvénient de cette approche est la faible distance de communication autorisée par cette géométrie (quelques centimètres) ainsi que les pertes de puissance induites par les multiples réflexions. Cette propagation hors axe introduit également d'importantes aberrations qui rendent le design optique plus complexe [44].

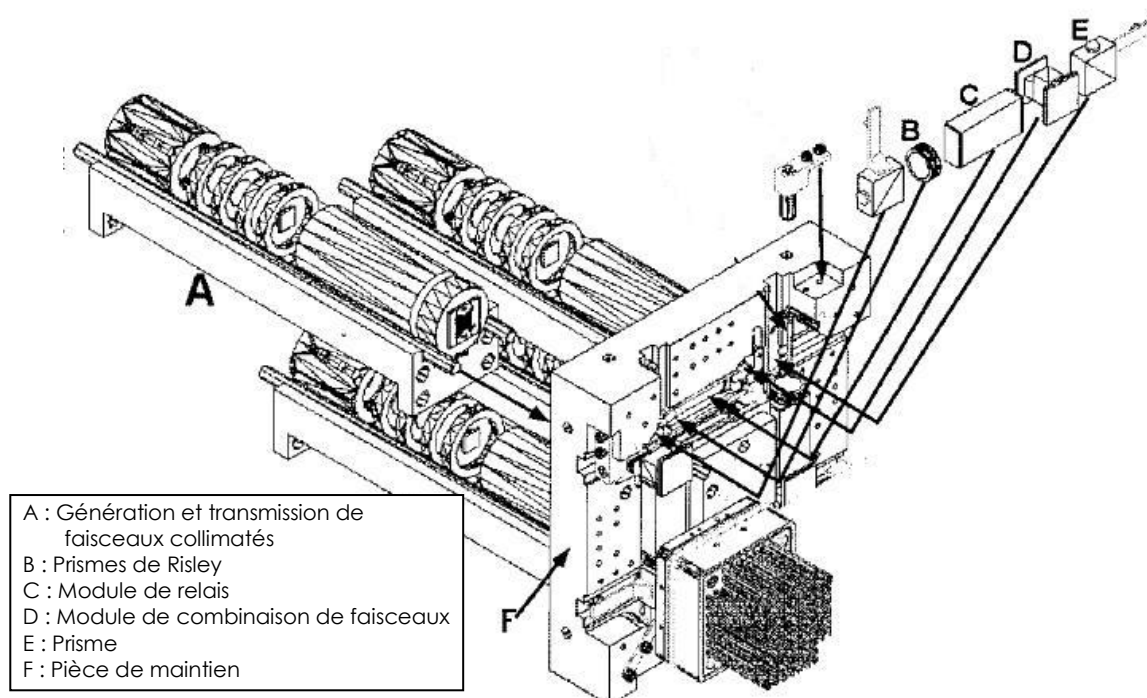
Comme nous le voyons à travers ces architectures, le principal obstacle pour réaliser une communication FSOI est la faible tolérance de positionnement des différents éléments. De nombreuses recherches ont ainsi été menées pour contourner cette difficulté.

### 1.3.3.3 Comment accroître les tolérances aux désalignements dans un dispositif d'interconnexions optiques en espace libre

#### 1.3.3.3.1 Systèmes statiques

##### ➤ Structure mécanique rigide dans une interconnexion optique en espace libre

Une solution possible pour garantir un système parfaitement aligné est de disposer d'une structure mécanique rigide ne laissant pas la possibilité aux faisceaux de s'écarter de l'alignement imposé. Plusieurs démonstrateurs ont été mis en œuvre à partir de cette idée [67]. Ces systèmes comptent sur la rigidité mécanique pour assurer une liaison fiable mais l'alignement reste très sensible aux changements d'environnement (température notamment) et aux chocs. On peut également noter que la mise en œuvre nécessite une grande précision de la part des fabricants ou des utilisateurs pour atteindre les performances souhaitées [68, 69]. La Figure 21 illustre la complexité d'un alignement statique mécanique à travers l'exemple d'un démonstrateur [67].



**Figure 21 : Démonstrateur de communication en espace libre basé sur l'alignement mécanique [67]**

Même avec les techniques les plus récentes, la réalisation d'une interconnexion en espace libre avec un alignement rigide reste très complexe et la difficulté s'accroît avec la distance [70]. Si la fabrication de la partie mécanique de la liaison n'est pas optimale, le système devient très difficile à aligner [67].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

### ➤ **Utilisation de faisceaux étendus dans une interconnexion optique en espace libre**

Un autre type d'interconnexion statique en espace libre est également possible. L'idée est de transmettre un faisceau divergent afin de créer une plus grande tolérance d'alignement. En élargissant le faisceau en sortie de l'émetteur, la taille du faisceau au niveau du récepteur est plus grande que nécessaire et on peut ainsi contourner les principaux inconvénients des autres solutions proposées. Le système optique et sa mise en œuvre sont plus simples que les systèmes dynamiques présentés à la section suivante et ce dispositif n'exige pas les précisions d'alignement d'une structure mécanique rigide.

Les limites des systèmes utilisant des faisceaux étendus pour accroître la tolérance de positionnement sont :

- La perte importante de puissance reçue par le détecteur a pour conséquence une diminution du débit accessible.
- La divergence et la longueur d'interconnexion réduisent fortement la densité de canaux parallèles qui peut être transférée.

Nous pouvons citer un exemple de dispositif FSOI largement répandu qui fonctionne sur ce principe : l'IrDA (voir 1.3.1.2). Les tolérances d'alignement entre émetteur et récepteur sont très larges mais le débit utile est limité à 16Mbps.

#### 1.3.3.3.2 *Systemes dynamiques*

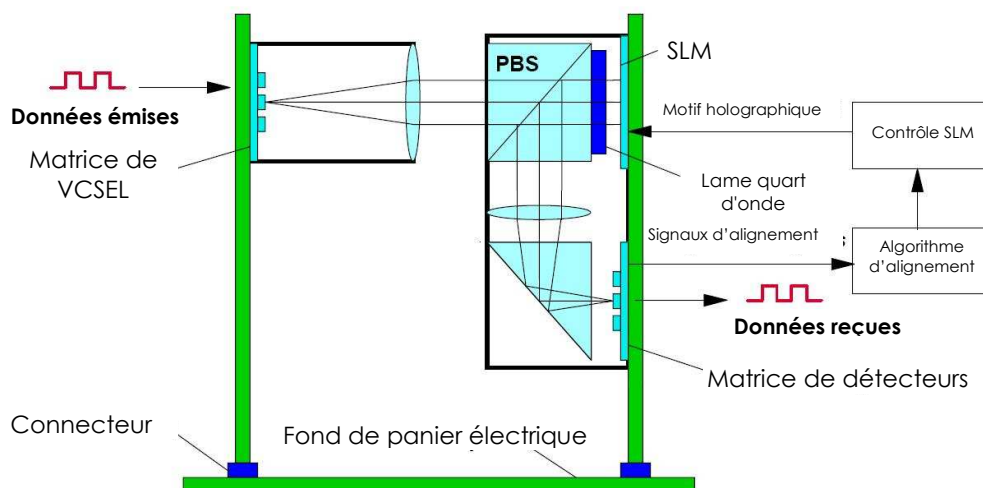
La fonctionnalité des interconnexions optiques adaptatives pour les FSOI a été démontrée par l'utilisation de différentes technologies telles que les prismes de Risley [71], les MEMS (microelectro-mechanical systems) [72-74], les prismes ajustables [75] ou bien encore les SLM (Spatial Light Modulators) à cristaux liquides [41, 76-78].

### ➤ **Utilisation de SLM à cristaux liquides et à fonction holographique dans une interconnexion optique en espace libre**

Les SLM présentent un avantage significatif : aucun élément mécanique n'est mobile. La conséquence est une meilleure fiabilité du système à long terme par rapport à un système mécanique [38]. L'angle de déflexion dépend uniquement de la fonction holographique du SLM et il est identique en tout point du modulateur. C'est pour cette raison que les SLM apparaissent comme les plus adaptés pour réaliser un alignement dynamique du faisceau afin de corriger les désalignements.

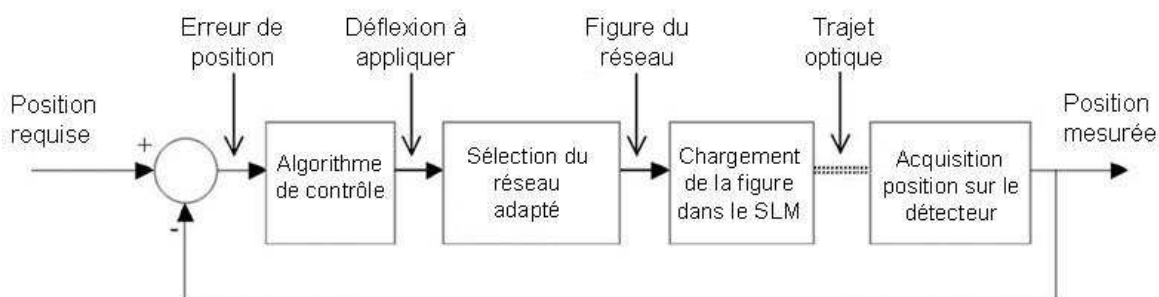
Les FSOI basées sur l'alignement dynamique à l'aide de SLM ont fait l'objet de plusieurs études pour des communications point à point [41] ou des communications parallèles [38, 77, 79]. Le SLM permet de maintenir la liaison optique en dépit des vibrations ou des désalignements relatifs entre les deux cartes sur lesquelles sont insérés les modules. La Figure 22 illustre le montage repris dans les différentes études avec quelques variantes.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



**Figure 22 : Exemple d'alignement dynamique à base de SLM [38]**

Le principe général des démonstrateurs développés à partir des SLM est le suivant. Les signaux envoyés par le module d'émission sont polarisés afin d'être directement transmis par le séparateur de faisceau polarisé. Ils sont ensuite réfléchis par le SLM en fonction du réseau holographique binaire codé en phase (l'adressage de chaque pixel de la matrice se fait électriquement) avant d'être réfléchis à 90° par le séparateur de faisceau grâce à la lame quart d'onde insérée sur le trajet optique [38]. Les signaux sont ensuite focalisés sur le détecteur. Un algorithme de traitement permet d'évaluer les désalignements sur le plan du détecteur en temps réel et de corriger les désalignements qui peuvent intervenir en modifiant l'affichage du SLM pour garantir la fiabilité du lien optique [79]. Les SLM fonctionnent en réflexion et utilisent des cristaux liquides ferroélectriques (FLC) permettant des temps de commutation très brefs (jusqu'à 3000 trames par seconde) [79].



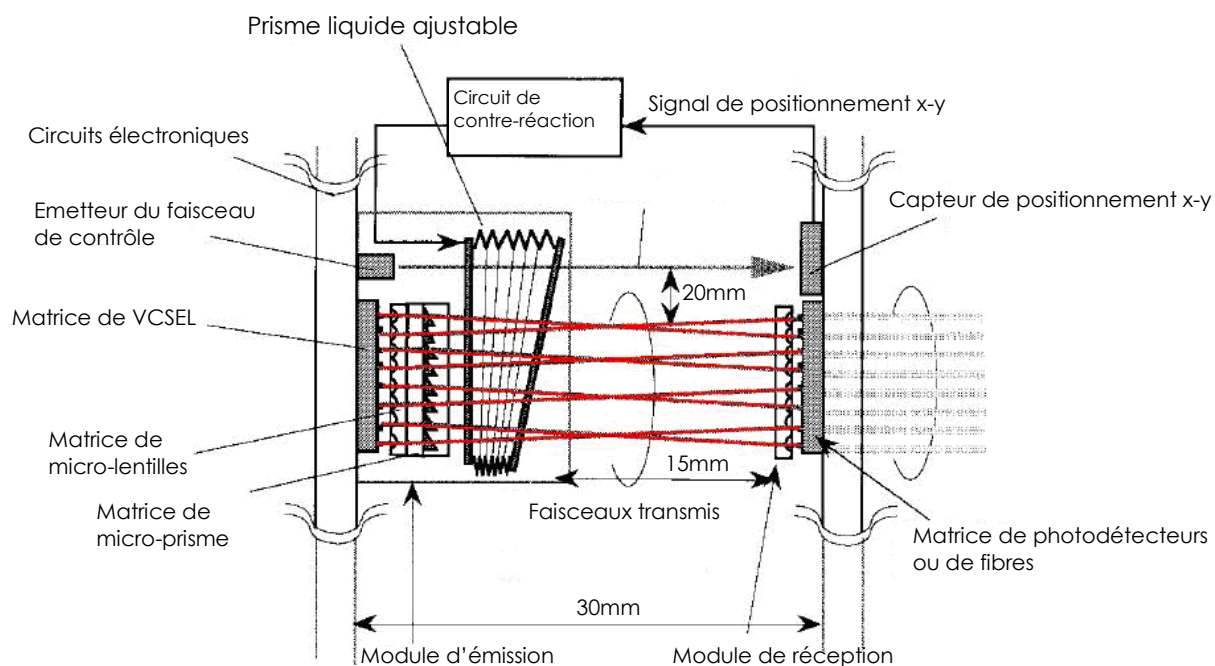
**Figure 23 : Exemple de diagramme de fonctionnement du système d'alignement dynamique [79]**

Le principal inconvénient de cette technologie réside dans le coût de calcul important (voir Figure 23). Pour réaliser l'alignement dynamique, ce système nécessite en effet de générer des motifs holographiques en temps réel. Des simplifications ont été proposées pour réduire la quantité de calcul [38]. Si ce système est efficace pour résoudre les problèmes d'alignements, il nécessite cependant des dispositifs optique et électronique complexes à mettre au point dans la perspective d'un développement pour une production à grande échelle.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

### ➤ Utilisation de prisme liquide ajustable dans une interconnexion optique en espace libre

Une autre possibilité pour aligner de façon dynamique le faisceau dans une connexion optique en espace libre consiste à compenser les désalignements éventuels par l'utilisation d'un détecteur de position et d'un prisme liquide ajustable. Ce système a été mis en œuvre pour réaliser un « switch » ATM (asynchronous transfer mode) entre cartes électroniques dans des fonds de panier [75]. La Figure 24 présente le système proposé par K. Hirabayashi et son équipe.



**Figure 24 : Système optique FSOI basé sur un prisme liquide ajustable [75]**

Une des cartes est équipée de VCSEL associés à des microlentilles, des microprismes à cristaux liquides et d'un prisme liquide ajustable tandis que l'autre carte est équipée de photodiodes précédées de microlentilles. Les microprismes ont pour but d'orienter individuellement les faisceaux issus des VCSEL. Ils réalisent ainsi la fonction de switch optique du montage. Le prisme ajustable remplit quant-à lui la fonction de correction pour assurer un bon alignement entre les cartes.

Le prisme liquide ajustable est constitué de deux plaques de verre séparées par un soufflet flexible qui contient un liquide d'indice de réfraction élevé. Lorsque l'angle des soufflets est modifié, le faisceau change alors de direction en sortie du prisme (Figure 25).



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

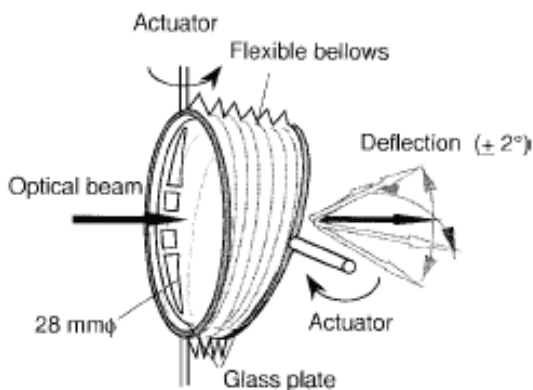


Figure 25 : Prisme liquide ajustable [75]

Une source laser de contrôle émet un signal vers le module de réception. En fonction de la position du faisceau détecté sur le détecteur de position, une boucle de rétroaction transmet la correction à effectuer par le prisme ajustable aux actionneurs. La réponse des actionneurs est de l'ordre de 2ms. Les angles de déflexion en x et y peuvent être modifiés linéairement de  $\pm 2^\circ$  en appliquant une tension de  $\pm 1V$ . Le prototype a démontré une bonne résistance aux chocs mécaniques [75].

### ➤ Utilisation de MEMS dans une interconnexion optique en espace libre

Parmi les différentes approches proposées pour réaliser un alignement dynamique entre l'émetteur et le récepteur, la technologie MEMS (MicroElectroMechanical Systems) propose une solution séduisante. Cette technologie offre en effet des avantages en termes de rapidité, de fiabilité et d'intégration.

De récents travaux ont démontré la possibilité d'associer directement des MEMS à des VCSEL [80]. Ces recherches ouvrent la voie à l'utilisation généralisée de MEMS dans les systèmes d'alignement dynamique pour la communication en espace libre. Un démonstrateur FSOI basé sur une microlentille positionnée dynamiquement par un MEMS électrostatique a été mis en œuvre expérimentalement [73]. Un schéma du dispositif est présenté à la Figure 26.

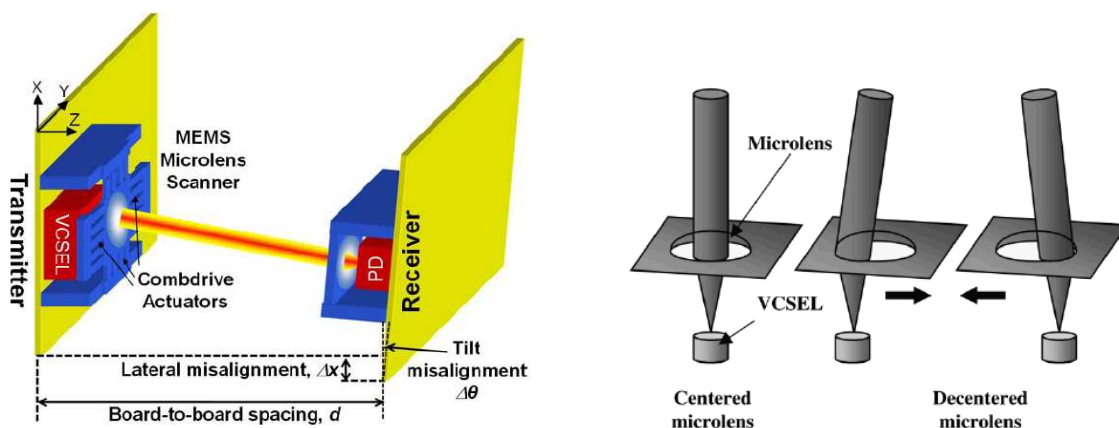


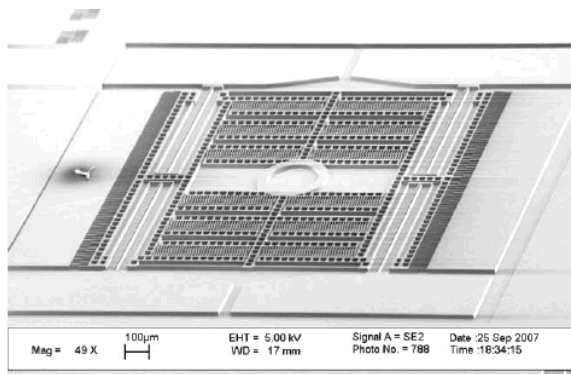
Figure 26 : Schéma de principe d'une interconnexion en espace libre à base de MEMS [73, 74]

Le système mis au point par C. Chou et son équipe corrige les désalignements latéraux et angulaires entre les cartes en orientant le faisceau optique par le déplacement



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

d'une microlentille fixée sur un MEMS positionné au dessus du VCSEL (Figure 27). En tirant parti des propriétés dynamiques des MEMS, ce système a la capacité de fonctionner dans un environnement soumis à de fortes vibrations jusqu'à 700Hz à une distance de communication de 25mm et pour un débit de 1Gbps. Un détecteur de positionnement du côté récepteur associé à une boucle de rétroaction permet d'ajuster l'orientation du faisceau en temps réel. La qualité de la transmission lors de vibrations est fortement améliorée par ce procédé.



**Figure 27 : Image du MEMS réalisé pour contrôler l'orientation du faisceau (obtenue par microscopie électronique à balayage) [73]**

On dispose ainsi d'une solution compacte, faible coût, faible consommation et de faibles pertes de couplage en comparaison des autres technologies (prisme liquide ajustable, SLM,...) développées pour orienter dynamiquement le faisceau [73].

Si l'alignement dynamique du faisceau permet effectivement de compenser les désalignements optiques qui peuvent survenir lors de la transmission des données de façon satisfaisante, la mise en œuvre est relativement complexe et la fiabilité du dispositif n'est pas suffisante [70].

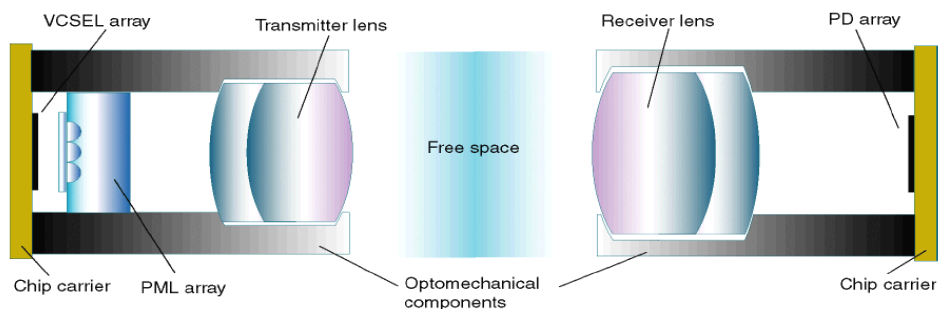
### ➤ **Exploitation de la redondance des données dans les systèmes d'interconnexions optiques en espace libre**

Une autre proposition offre un alignement dynamique moins complexe à mettre en œuvre sans recourir à un dispositif actif pour orienter le faisceau. L'innovation consiste à utiliser des émetteurs et des récepteurs en redondance. Ce concept, présenté dans plusieurs publications [70, 81], est introduit comme une solution viable aux problèmes d'alignement rencontrés par les liaisons espace libre dans un rack.

Plutôt que de travailler sur des systèmes d'interconnexions parallèles avec plusieurs canaux haut débit mais présentant une très faible tolérance de positionnement, le principe de la redondance des données consiste à ne transmettre qu'un seul canal avec une tolérance de positionnement compatible des exigences d'une communication espace libre carte à carte.

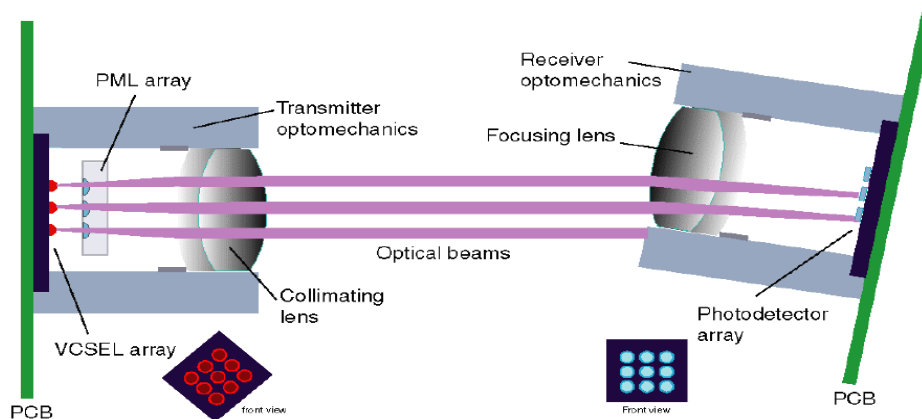
L'équipe du « Department of Electrical and Computer Engineering » de l'université McGill a mis au point un design optique hybride redondant intégrant un réseau de microlentilles associé à une lentille achromatique au niveau du module d'émission et une simple lentille achromatique au niveau du module de réception. La partie active est composée d'une matrice 3x3 de VCSEL en émission et d'une matrice 3x3 de photodiodes en réception (Figure 28). Chaque source laser de la matrice transmet la même information en espace libre [35, 70, 81].

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



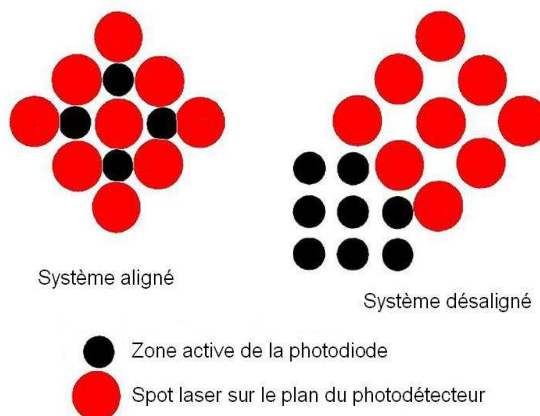
**Figure 28 : Système FSO hybride fonctionnant sur la redondance des données [82]**

La Figure 29 illustre le principe de fonctionnement du démonstrateur proposé par E. Bisailon. Malgré un désalignement angulaire relativement important du module de réception par rapport au module d'émission, la redondance des données assure la continuité de la transmission.



**Figure 29 : Principe de la redondance pour augmenter les tolérances d'alignement [82]**

Le principe de fonctionnement est le suivant : un des VCSEL de la matrice émet un faisceau qui est détecté par l'une des photodiodes de la matrice de réception. Etant donné que le système comprend 9 sources et 9 détecteurs, 81 liaisons peuvent être établies. L'électronique de réception détermine le lien présentant le moins de pertes sur la liaison et sélectionne la photodiode et le VCSEL associés (voir Figure 30) [81].

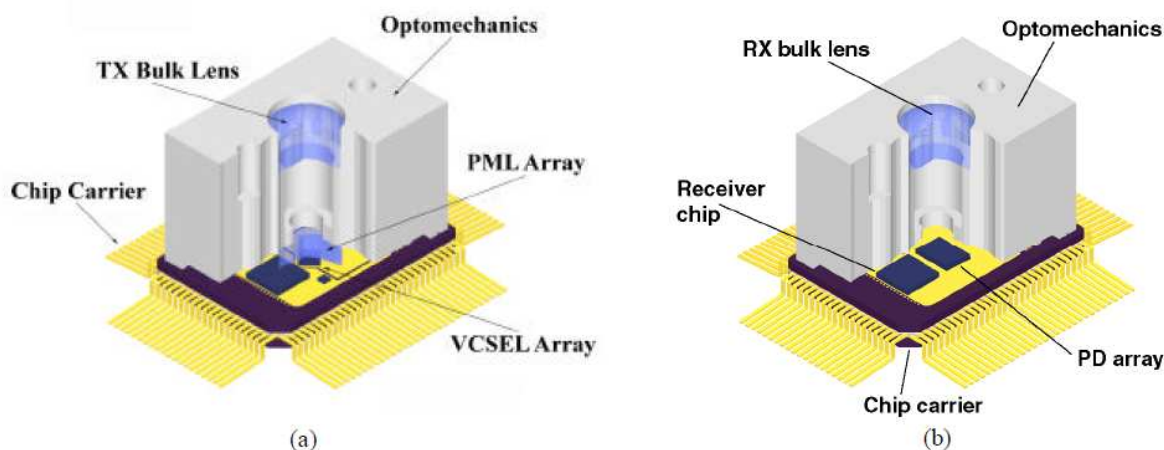


**Figure 30 : Illustration de l'intérêt de la redondance [81]**

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

La conception repose sur le compromis entre le nombre de canaux parallèles mis en œuvre et la tolérance de désalignement requise. En paramétrant précisément la position des optiques, ce système permet d'accroître les tolérances entre les modules par rapport à un système point à point avec une seule source laser pour une seule photodiode.

Un démonstrateur de liaison FSOI à 1.25Gbps a été réalisé pour une distance de communication comprise entre 5 et 20cm pour une tolérance de positionnement latéral de  $\pm 1$ mm et angulaire de  $\pm 1^\circ$  (voir Figure 31) [35].



**Figure 31 : Prototypes de module d'émission (a) et de réception (b) d'une liaison FSOI redondante [35]**

### 1.3.3.4 Conclusion sur l'étude du contexte et de l'état de l'art

Bien que les progrès réalisés sur les composants optoélectroniques aient permis d'imaginer et de réaliser de nombreux systèmes FSOI, il n'existe pas (à notre connaissance) de systèmes d'interconnexions en espace libre actuellement disponibles sur le marché répondant aux besoins et aux exigences spécifiques de l'aéronautique.

En analysant le niveau d'intégration des interconnexions optiques aujourd'hui, avant même de considérer les FSOI, il est intéressant de noter que les interconnexions électriques sont toujours prédominantes pour les applications courtes distances. Les fabricants préfèrent en effet intégrer des interconnexions électriques, jusqu'à la limite de leurs possibilités, plutôt que d'intégrer des solutions optiques afin d'éviter d'importants changements dans la conception globale [83]. Si les interconnexions optiques sont incontournables pour les liaisons moyennes et longues distances, les FSOI sont encore en concurrence directe avec les solutions électriques. C'est principalement pour cette raison que les FSOI que nous avons décrit dans ce chapitre pourraient voir s'écouler une longue période avant de remplacer les liaisons électriques pour les communications carte à carte [42].

Dans le cadre de cette thèse, notre choix de départ s'est porté sur une communication FSOI point à point avec un alignement statique basé sur un faisceau divergent en sortie de l'émetteur. À partir de ces connexions reposant sur des données bibliographiques, notre choix se justifie par plusieurs considérations :

1. La demande actuelle de débit pour les liaisons FSOI n'exige pas de travailler sur des liaisons parallèles à forte densité.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

2. Les systèmes d'alignement statique avec un alignement mécanique rigide sont incompatibles avec les exigences de température et de vibrations liées aux environnements sévères comme l'aéronautique embarquée.
3. Les systèmes d'alignement dynamique sont trop complexes à mettre en œuvre pour imaginer leur intégration à court terme sur le marché. Les dispositifs à base de SLM requièrent en effet de nombreux composants optiques (séparateur de faisceau, lentilles, SLM, lames à retard) ainsi qu'un dispositif de calcul temps réel très lourd à implémenter.

# 1.4 Description des objectifs

## 1.4.1 Problématique

Plusieurs applications sont visées par l'entreprise partenaire pour l'utilisation de communications FSOI à haut débit pouvant résulter de ces travaux. L'application principale concerne les systèmes de traitement des données parallèles en temps réel. Le principe est de partitionner la tâche principale en tâches élémentaires adaptées et de les fractionner entre plusieurs processeurs pour permettre le traitement d'une grande quantité d'information. Ces processeurs fonctionnent simultanément sur des petites portions des données et échangent entre eux des résultats de traitement à hauts débits.

Nous pouvons citer par exemple les systèmes de traitement des données radars. Dans le cas d'un radar hypothétique fonctionnant avec 1024 capteurs et un débit de 1Gbps, le débit global atteint 1,024Tbps dont le traitement est réalisé en temps réel.

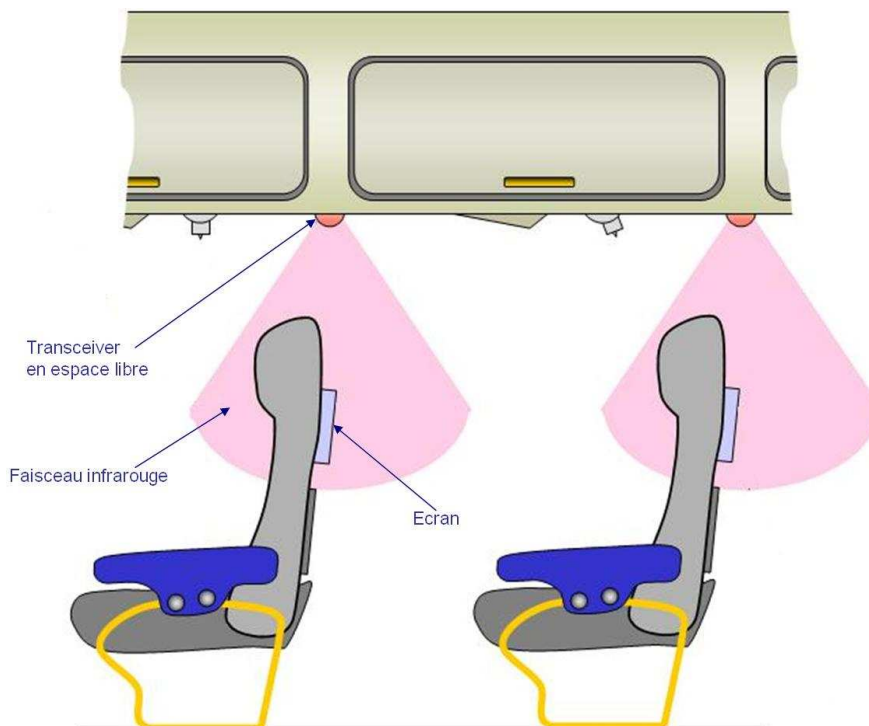
Ce sont ces communications point à point entre processeurs qui peuvent tirer parti des communications FSOI. Au niveau hardware, ces interconnexions sont réalisées entre cartes électroniques installées dans des racks. Dans le cadre de notre étude, nous avons ciblé ce type d'application pour définir les spécifications et les contraintes d'environnement.

Deux raisons essentielles expliquent l'intérêt des liaisons FSOI par rapport aux interconnexions électriques pour des communications carte à carte à courte distance. La première est la forte atténuation du signal électrique à haut débit qui oblige les concepteurs à travailler avec des matériaux plus performants et donc plus coûteux pour développer les cartes électroniques. La seconde est le rayonnement électromagnétique généré par les signaux électriques qui induit une diaphonie sur les voies adjacentes et qui limite ainsi la densité des signaux sur une carte.

Des liaisons FSOI entre des capteurs embarqués dans l'avion et des baies de traitement sont également envisagées. Les avantages par rapport aux liaisons électriques est l'absence de perturbations électromagnétiques, le coût du câblage et la réduction du poids.

L'IFE (In-Flight Entertainment) peut aussi offrir un débouché intéressant aux communications optiques en espace libre pour les mêmes raisons. L'IFE désigne l'ensemble des divertissements accessibles aux passagers d'un vol commercial comme les vidéos ou l'accès à internet. L'idée est d'implanter des transceivers dans le plafonnier et dans les sièges passagers afin de transférer des données en espace libre. Les tolérances de positionnement dans ces applications peuvent être importantes car la liaison doit être robuste pour toutes les positions des sièges (voir Figure 32).

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



**Figure 32 : Illustration de liaisons espace libre pour l'IFE**

Ce système peut être envisagé pour une communication point à point mais il est évident qu'une communication multipoints avec un transceiver (émetteur + récepteur) sur le plafonnier permettant de communiquer avec plusieurs sièges simultanément suscite beaucoup d'intérêt [84].

Si le Wi-Fi propose des caractéristiques intéressantes pour ce type de communication, son utilisation soulève cependant plusieurs inconvénients. Le Wi-Fi génère en effet des rayonnements électromagnétiques à l'intérieur de l'avion qui peuvent perturber les systèmes vitaux de l'appareil. Un second inconvénient concerne la sécurisation du réseau informatique de l'appareil. Le Wi-Fi présente toujours le risque qu'un passager mal intentionné puisse accéder au réseau central et mettre en péril la sécurité de l'avion. Aujourd'hui, les constructeurs misent davantage sur les réseaux par fibres optiques que sur le Wi-Fi pour les liaisons IFE.

### 1.4.2 Propositions d'architecture de liaisons optiques en espace libre

D-Lightsys est la société partenaire de notre convention CIFRE, elle propose aujourd'hui une gamme de composants optoélectroniques pour des interconnexions sur fibres optiques : des modules transceivers, des modules parallèles 4x, 8x, 12x voies en émission ou en réception.

En parallèle, D-Lightsys s'est engagé dans le développement d'une nouvelle gamme de produits pour des interconnexions en espace libre pour satisfaire les besoins de certains clients pour lesquels l'utilisation de fibre optique n'est pas adaptée. Les liaisons optiques visées concernent uniquement des distances de communications courtes allant de quelques centimètres à un mètre et pour des transmissions à hauts débits (Figure 33).

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

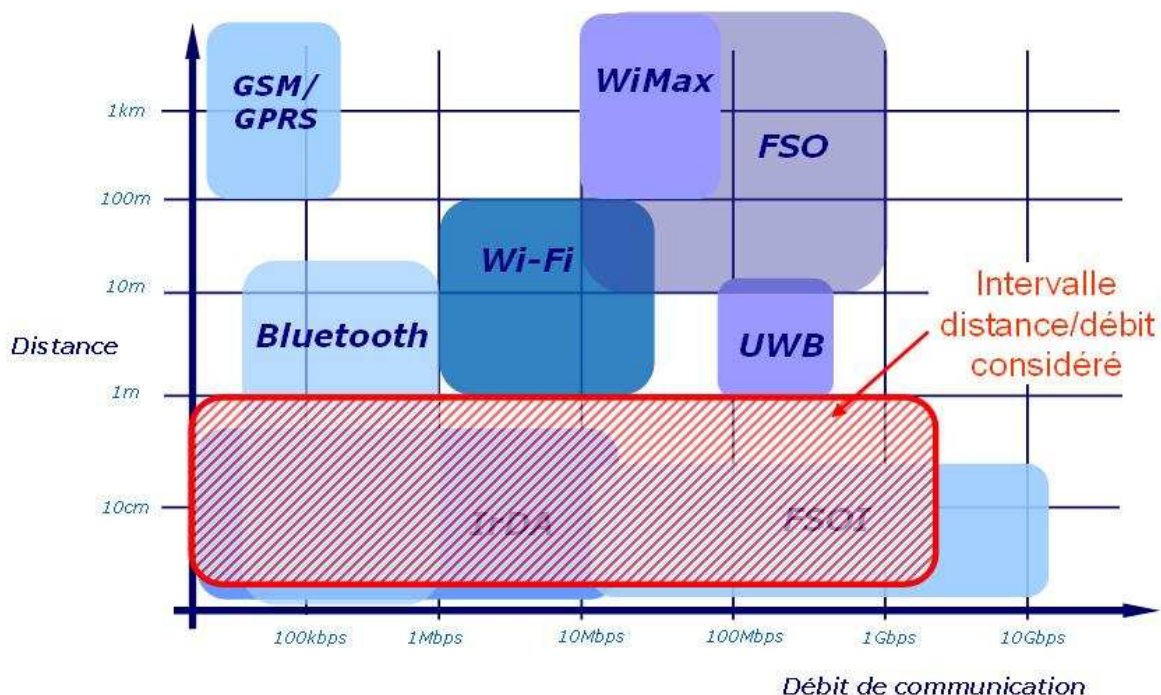


Figure 33 : Positionnement du projet FSOI de D-Lightsys

Les applications ciblées recouvrent :

- les interconnexions entre cartes électroniques dans des calculateurs embarqués
- les liaisons point-à-point pour interconnecter un capteur et un équipement de traitement de l'information dans un environnement perturbé (par exemple à proximité du réacteur d'une centrale nucléaire)
- la diffusion de données de plusieurs émetteurs vers plusieurs récepteurs (données vidéo ou Internet par exemple) à l'intérieur de réseaux multimédia pour l'avionique ou l'automobile.

Comme les analyses précédentes du contexte et de l'état de l'art l'ont montré, les liaisons optiques en espace libre présentent des avantages indéniables par rapport aux liaisons sur fibres optiques mais également aux liaisons RF. Pour les liaisons à courtes distances, l'avantage des interconnexions en espace libre, face aux solutions fibrées, réside dans la réduction de poids et d'encombrement qui présentent un intérêt certain dans les calculateurs ou dans le secteur de l'aéronautique. L'avantage supplémentaire en comparaison des liaisons RF est l'absence d'interférences électromagnétiques (EMI) qui est un élément très important pour des applications sensibles comme dans l'aéronautique. La non-sensibilité aux EMI est également primordiale.

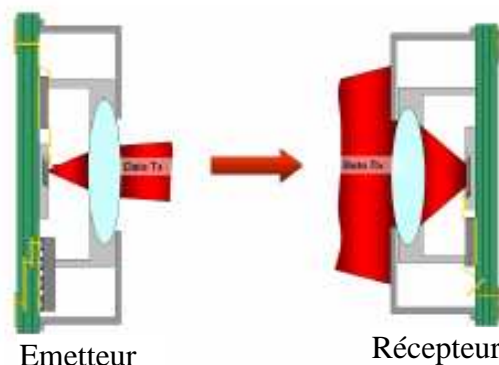
Nous avons considéré deux types de liaison pour la conception de l'architecture proposée :

### ➤ Une liaison point-à-point mono-directionnelle

**Cette liaison doit permettre de communiquer en espace libre entre un simple émetteur et un simple récepteur dans un seul sens de communication (Figure 34).** Le premier objectif de cette thèse est donc l'élaboration d'un dispositif de communication optique courte distance en espace libre à haut débit et d'optimiser les paramètres pour garantir un fonctionnement optimal de la liaison en respectant les contraintes opérationnelles de l'application.



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche



**Figure 34 : schéma de principe d'une communication point à point**

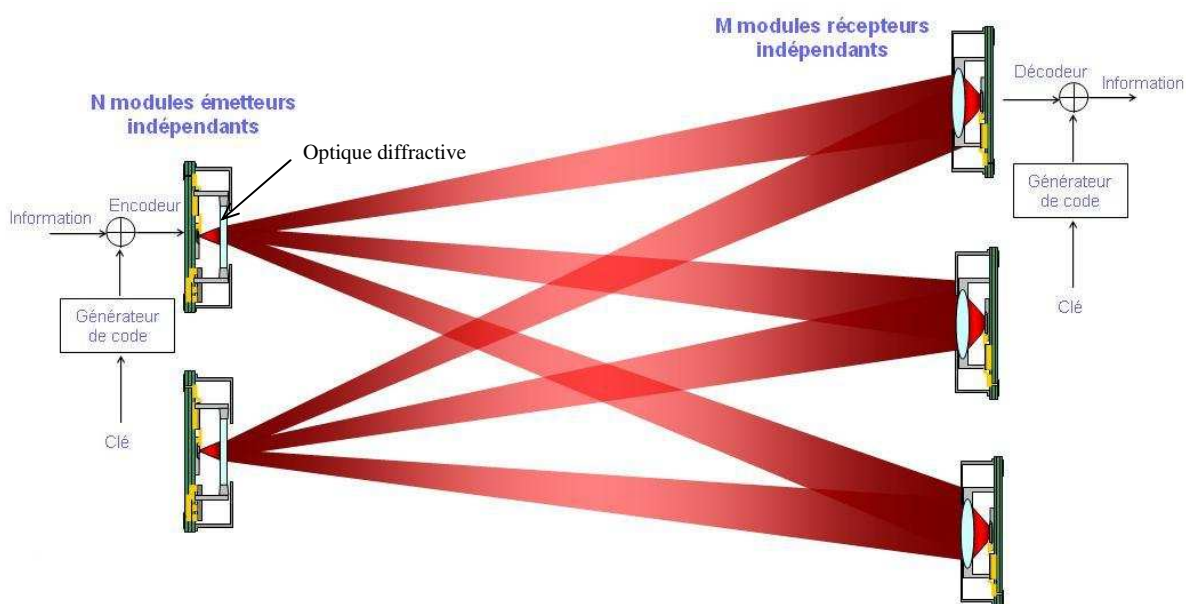
Pour mener à bien ce travail, des composants optoélectronique ont été testés pour évaluer leurs caractéristiques et leurs limites en considérant les spécifications imposées (consommation, débit,...) et des simulations numériques à l'aide du logiciel de simulation ZEMAX qui ont été effectuées pour optimiser les tolérances de positionnement des modules.

### ➤ Une liaison multipoints mono-directionnelle :

Il s'agit de communiquer à partir de plusieurs émetteurs vers plusieurs récepteurs en espace libre. Les contraintes sont plus sévères que pour une liaison point à point. D'une part, la conception de l'émetteur est plus complexe car elle exige de répartir la puissance optique vers plusieurs récepteurs avec une grande précision. D'autre part, cette architecture implique d'utiliser une technique de multiplexage pour que le signal utile puisse être extrait en réception parmi tous les signaux provenant des différents émetteurs.

Le système de multiplexage que nous avons retenu est un concept original basé sur le CDMA (Code Division Multiple Access). Une architecture de communication innovante basée sur le multiplexage par code de plusieurs faisceaux multimodes de même longueur d'onde a été complètement imaginée par l'équipe de D-Lightsys.

La figure suivante illustre un système de communication optique multipoints reconfigurable intégrant une fonction de multiplexage.



**Figure 35 : Architecture de la liaison espace libre multipoints**

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Le dispositif comporte N émetteurs et M récepteurs indépendants. Dans chaque module émetteur, les données sont multiplexées à l'aide d'une clé de codage propre avant d'être transmises vers tous les récepteurs. Le module récepteur possédant la clé de codage associée à l'un des émetteurs peut démultiplexer les données correspondantes.

Nous avons entrepris d'évaluer ce type de multiplexage OCDMA, de caractériser les performances et les limites de ce système et de le mettre en œuvre dans un démonstrateur. Cette technique qui a été brevetée par D-Lightsys, permet la réalisation de réseaux optiques entièrement reconfigurables à faible temps de latence.

### 1.4.3 Spécifications techniques

Le taux de transmission minimal de la liaison proposée est fixé à 1Gbps afin d'être compatible avec le standard Gigabit Ethernet (IEEE 802.3-2005). Pour être compétitif avec la plupart des systèmes sur fibres optiques utilisés actuellement, les débits de communication doivent atteindre 2,5Gbps. Des communications à faibles débits sont également envisageables mais requièrent une électronique de pilotage en émission et de traitement en réception différentes.

Plusieurs problématiques liées aux contraintes imposées sur les systèmes de communication sont à prendre en compte lors des travaux de conception que nous avons mené : la sécurité oculaire, le bilan de liaison, les tolérances de positionnement entre émetteurs et récepteurs, les contraintes d'intégration, la consommation électrique... Par ailleurs, pour les applications que nous ciblons, l'intégration mécanique des modules optoélectroniques émetteurs (Tx) et récepteurs (Rx) est primordiale. En effet, ces modules devront, à terme, être mis en œuvre au niveau de l'application à la manière d'autres composants électroniques.

Ce système devra également être compatible avec les différentes tolérances de positionnement qui pourraient exister dans l'application finale :

- tolérances d'alignement des différents éléments d'un module optoélectronique lors de la fabrication de celui-ci.
- tolérances de positionnement liées au report du module de communication sur une carte électronique.
- tolérances de positionnement relatives à l'insertion d'une carte dans une baie de traitement.

Les tolérances de positionnement globales entre les modules d'émission et les modules de réception qui ont été retenues dans les spécifications correspondent aux tolérances lors de l'insertion d'une carte dans un rack, soit  $\pm 1^\circ$  angulairement et  $\pm 1\text{mm}$  latéralement (Figure 36).

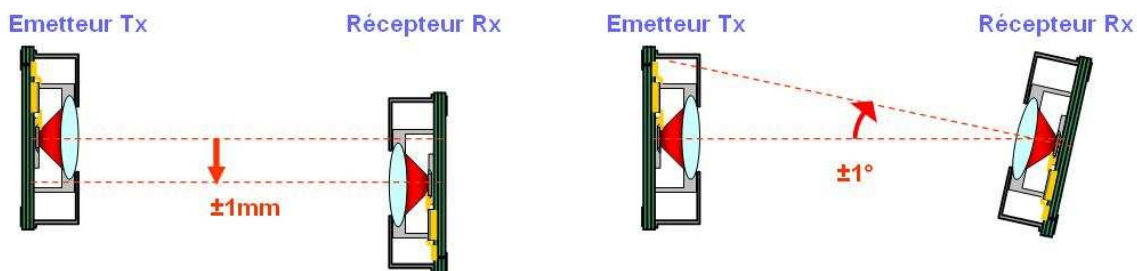


Figure 36: Tolérance de désalignement requis entre les modules FSOI dans le cadre d'une communication carte à carte



## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

Le Tableau 6 liste les spécifications requises pour une application point-à-point compatible des contraintes que nous avons mentionnées :

Paramètres	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Notes	
Spatial							
Distance Tx/Rx	D	50	160	400	mm		
Tolérances de positionnement entre Tx et Rx	en X	$\Delta X$	-	-	1	mm	$X=\pm\Delta X$
	en Y	$\Delta Y$	-	-	1	mm	$Y=\pm\Delta Y$
	en $\theta$	$\Delta\theta$	-	-	1	°	$\theta=\pm\Delta\theta$
Intégration							
Dimensions Tx	$h_{Tx}$	-	-	10x10x10	mm		
Dimensions Rx	$h_{Rx}$	-	-	10x10x10	mm		
Poids des modules	m	-	-		g		
Fonctionnement							
Débit	B	1	1,25	2,5	Gbps		
Longueur d'onde	$\lambda$	-	850	1550	nm		
Consommation	$I_{CC}$	-	-	50	mA	Par module	
Température de fonctionnement	T	-40	-	+90	°C		
Tension	$V_{CC}$	-	3,3	-	V		
Sécurité oculaire			Classe 1M				

**Tableau 6 : Spécifications de la liaison espace libre point-à-point**

En comparaison des autres technologies d'interconnexions optiques en espace libre que nous avons détaillé dans la partie 1.3.3, les spécifications du système FSOI que nous avons listées ici sont beaucoup plus intéressantes en termes de distance de communication, de tolérances de positionnement ainsi que de débit de transmission.

Les spécifications d'une liaison multipoints ne sont pas détaillées ici car l'étude du système s'est focalisée sur l'analyse des techniques de multiplexage. Dans le cadre de cette thèse, aucune conception optique d'un système multipoints n'a donc été réalisée.

### Bibliographie du chapitre 1

- [1] M. Pez, *Les interconnexions optiques : Etat de l'art et perspectives : Les composants optoélectroniques*. Paris: Société de l'Electricité, de l'Electronique et des Technologies de l'Information et de la Communication (SEE), 2002.
- [2] F. Quentel, "Optimisation et fabrication de micro-éléments photoniques passifs pour les interconnexions optiques numériques. Application aux modules d'interconnexions optiques parallèles," Thesis, Strasbourg, 2005.
- [3] M. Pez, "Interconnexions optiques," *Techniques de l'ingénieur*, 2001.
- [4] C. Decusatis, "Optical data communication: fundamentals and future directions," *Optical engineering*, vol. 37, pp. 3082-3099, 1998.
- [5] Draka Communications, "MaxCap-OM4 – 10 Gb/s Multimode Optical Fiber," ed, 2009.
- [6] P. Lecoy, *Télécoms sur fibres optiques*, 3e édition ed.: Hermes science, 2008.
- [7] D. A. B. Miller, "Physical reasons for optical interconnection", Special Issue on Smart Pixels, *Int'l J. Optoelectronics* 11 (3), 155-168, 1997.
- [8] D. A. B. Miller, "Optics for Digital Information Processing," in *Semiconductor Quantum Optoelectronics*, eds. A. Miller, M. Ebrahimzadeh, and D. M. Finlayson, Proceedings of the Fiftieth Scottish Universities Summer School in Physics, St. Andrews, 1998.
- [9] J. W. Goodman, et al., "Optical Imaging Applied to Microelectric Chip-to-Chip Interconnections," *Applied Optics*, vol. 24, pp. 2851-8, 1985.
- [10] J. W. Goodman, "Optical interconnections for VLSI," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, pp. 850-866, 1984.
- [11] M. Pez, "Comparaison des liaisons optiques et électriques," *Techniques de l'ingénieur*, 2003.
- [12] J. H. Collet and D. Litaize, "Quel rôle pour l'optique dans l'ordinateur durant la prochaine décennie?," *Revue de la société française d'Optique*, 2000.
- [13] O. Bouchet, *Optique sans fil*, Hermes Science Publications, 2004.
- [14] F. Levander and P. Sakari, "Design and Analysis of an All-optical Free-space Communication Link," ed: Linköping University, Sweden, 2002.
- [15] H. Willebrand, "Fiber Optics Without Fiber," *IEEE Spectrum*, pp. 40-45, 2001.
- [16] Laser Components GmbH, "Avalanche photodiodes," 2006.
- [17] fSONA. *FSO Comparisons*. Available: [http://fsona.com/technology.php?sec=fso\\_comparisons](http://fsona.com/technology.php?sec=fso_comparisons)
- [18] ClearMesh Networks. (2006). *ClearMesh 300™ Wireless Mesh Node*: <http://www.clearmesh.com/downloads/cm300.pdf>
- [19] Lightpointe. (2006). *FLIGHTLITE 100 / FLIGHTLITE 100E*. Available: [http://www.lightpointe.com/downloads/datasheets/FlightLite100\\_100E.pdf](http://www.lightpointe.com/downloads/datasheets/FlightLite100_100E.pdf)
- [20] CBL GmbH. (2006). *AirLaser*: [http://www.cbl.de/englisch/downloads/pdf/Flyer\\_AirLaser\\_english.pdf](http://www.cbl.de/englisch/downloads/pdf/Flyer_AirLaser_english.pdf)
- [21] I. AIRLINX Communications, .. (2009). *FlightStrata*: <http://www.airlinx.com/files/AIRLINX%20FlightStrata%200904.pdf>
- [22] fSONA. *SONAbeam 52-E/52-M/155-E/155-S/155-M/1250-E/1250-S/1250-M*: [http://www.fsona.com/product.php?sec=models\\_overview](http://www.fsona.com/product.php?sec=models_overview)
- [23] LSA Inc. *SupraConnect™ 155 SR, MR, LR*: <http://lsainc.com/products/FSO/productoverview.htm>
- [24] I. AOptix Technologies, .. (2007). *BROAD CAST Lasercom system*: [http://www.aoptix.com/commercial/AOptix\\_Commercial\\_DS.pdf](http://www.aoptix.com/commercial/AOptix_Commercial_DS.pdf)
- [25] CableFree. *Free Space Optics (FSO)*. <http://www.cablefreesolutions.com/pdf/CF%20Gigabit%20Datasheet.pdf>
- [26] Société Laser 2000 GmbH, "GigaPinto Series."
- [27] AFNOR Association Française de Normalisation, "Norme CEI 60825-1," in *SAFETY OF LASER PRODUCTS - Part 1: Equipment classification, requirements and user's guide*, ed, 2001.
- [28] Merrill Lynch, "Free Space Optics," Merrill Lynch Global Securities and Economics Group2001.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

- [29] M. Steege, "Free-Space Optics: A Viable, Secure Last-Mile Solution?," Sans Institute ed, 2002.
- [30] Infrared Data Association, "Infrared Data Association: Serial Infrared Physical Layer Specification," ed, 2001.
- [31] E. Ferro and F. Potorti, "Bluetooth and Wi-Fi wireless protocols: a survey and a comparison," *IEEE Wireless Communications*, 2005.
- [32] IEEE Standard, "802.15.1," in *Information Technology — Telecommunications and Information Exchange between Systems — Local and Metropolitan Area Networks — Specific Requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*," ed, 2002.
- [33] IEEE Standard, "802.11a," in *Information Technology — Telecommunications and Information Exchange between Systems — Local and Metropolitan Area Networks*, ed, 1999.
- [34] IEEE Standard, "802.11g," (Amendment to IEEE Std 802.11, 1999 Edn. (Reaff 2003) as Amended by IEEE Stds 802.11a-1999, 802.11b-1999, 802.11b 1999/Cor 1- 2001, and 802.11d-2001). 2003.
- [35] E. Bisailon, *et al.*, "Free-Space Optical Link With Spatial Redundancy for Misalignment Tolerance," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, pp. 242-244, 2002.
- [36] E. S. Goh, "Design and Analysis of Free Space Optical Interconnect," Brisbane, 2003.
- [37] M. Châteauneuf, *et al.*, "512-channel vertical-cavity surface-emitting laser based free-space optical link," *Applied Optics*, vol. 41, pp. 5552-5561, 2002.
- [38] W. A. Crossland and T. D. Wilkinson, "Adaptive Optics for System Integration (ADOPSI)," 2003.
- [39] A. G. Kirk, "Free-Space Optical Interconnects," ed, 2006, pp. 343-377.
- [40] F.-C. F. Tsai, "Design and Analysis of Free-Space Optical Interconnect for Optically Augmented Computing," School of Information Technology and Electrical Engineering, The University of Queensland, 2002.
- [41] C. J. Henderson, *et al.*, "Free Space Adaptive Optical Interconnect at 1.25 Gb/s, With Beam Steering Using a Ferroelectric Liquid-Crystal SLM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, 2006.
- [42] L. Pavesi and G. Guillot, *Optical interconnects: the silicon approach*: Birhäuser, 2006.
- [43] R. Wang, *et al.*, "Analysis of lensless free-space optical interconnects based on multi-transverse mode vertical-cavity surface-emitting lasers," *Optics Communications*, vol. 167, pp. 261-271, 1999.
- [44] M. Châteauneuf, "Design and alignment methodologies for two-dimensional free-space optical interconnects," Doctor Of Philosophy, Department of Computer and Electrical Engineering, McGill, Montreal, 2003.
- [45] D. T. Neilson and C. P. Barret, "Performance trade-offs for conventional lenses for free-space digital optics," *Applied Optics*, vol. 35, pp. 1240-1248, 1996.
- [46] C. Berger, *et al.*, "Parallel processing demonstrator with plug-on-top free-space interconnect optics," *Optics in Computing*, vol. 48, 2001.
- [47] H. S. Hinton, *et al.*, "Free-Space Digital Optical-Systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, pp. 1632-1649, 1994.
- [48] A. C. Walker, *et al.*, "Design and construction of an optoelectronic crossbar switch containing a terabit per second free-space optical interconnect," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, pp. 236-249, 1999.
- [49] F. B. McCormick, *et al.*, "Optical interconnections using microlens arrays," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 24, pp. 465-477, 1992.
- [50] G. Boisset, "Optomechanics and Optical Packaging for Free-Space Optical Interconnects," Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering, McGill, Montréal, 1998.
- [51] M. H. Ayliffe, "Alignment and Packaging Techniques for Two-Dimensional Free-Space Optical Interconnects," Doctor of Philosophy, Department of Computer and Electrical Engineering, McGill, Montréal, 2001.
- [52] W. Dascher and S. H. Lee, "Reproducing micro-optics in quantities by semiconductor fabrication techniques," in *Technical Digest ICO Meeting, Optics in Computing*, 1996.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

- [53] P. Tuteleers, *et al.*, "Investigation of the replication quality of plastic micro-optical interconnection components," presented at the Proceedings of the Sixth annual symposium of the IEEE/LEOS Benelux Chapter, Brussels, 2001.
- [54] N.S. Petrovic, *et al.*, "Analysis of the effect of transverse modes on free-space optical interconnect performance," *Smart Materials and Structures*, vol. 15, 2006.
- [55] N. S. F. Ozkan, *et al.*, "Misalignment tolerance analysis of free-space optical interconnects via statistical methods," *Applied Optics*, vol. 41, pp. 2686-2694, 2002.
- [56] D. V. Plant, *et al.*, "256-Channel Bidirectional Optical Interconnect Using VCSELs and Photodiodes on CMOS," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, 2001.
- [57] V. Baukens and H. Thienpont, "Design of free-space microlens-relay optical interconnects: A focus on optical efficiency and scalability," in *Micro- and nano-optics for optical interconnection and information processing*, San Diego, 2001, pp. 209-220.
- [58] L. Desmet, *et al.*, "Increasing the functionality of free-space micro-optical intrachip modules with DOE.s: towards reconfigurable photonic interconnects," in *Symposium IEEE/LEOS Benelux Chapter*, Amsterdam, 2002.
- [59] H. Thienpont, *et al.*, "Plastic microoptical interconnection modules for parallel free-space inter- and intra-MCM data communication," *Proceedings of the IEEE* vol. 88, pp. 769-779, 2000.
- [60] V. Baukens, *et al.*, "Free-space Optical Interconnection Modules for 2D Photonic-VLSI Circuitry based on Microlenses and GRINs," *Proc. SPIE Photonic Devices and Algorithms for Computing II*, vol. 4114, pp. 169-181, 2000.
- [61] J. Jahns and A. Huang, "Planar integration of free-space optical components," *Applied Optics*, vol. 28, pp. 1602-1605, 1989.
- [62] D. Frey, *et al.*, "Optical interconnects for neural and reconfigurable VLSI architectures," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, pp. 838-848, 2000.
- [63] R. Heming, *et al.*, "Efficient Planar-Integrated Free-Space Optical Interconnects Fabricated by a Combination of Binary and Analog Lithography," *Journal of lightwave technology* vol. 26, pp. 2136-2141, 2008.
- [64] M. Hofmann, *et al.*, "Sapphire-GaN-based planar integrated free-space optical system," *Applied Optics*, vol. 47, 2008.
- [65] F. Wippermann, *et al.*, "Integrated free-space optical interconnect fabricated in planar optics using chirped microlens arrays," *Optics Express*, vol. 14, 2006.
- [66] G. Kim, *et al.*, "Crosstalk and Interconnection Distance Considerations for Board-to-Board Optical Interconnects Using 2-D VCSEL and Microlens Array," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, 2000.
- [67] F. Lacroix, *et al.*, "Implementation of a compact, four-stage, scalable optical interconnect for photonic backplane applications," *Applied Optics*, vol. 41, pp. 1541-1555, 2002.
- [68] A. G Kirk, *et al.*, "Design and implementation of a modulator-based free-space optical backplane for multiprocessor applications," *Applied Optics*, vol. 42, pp. 2465-2481, 2003.
- [69] G. C. Boisset, *et al.*, "Optomechanics for a Four-Stage Hybrid-Self Electro-Optic-Device-Based Free-Space Optical Backplane," *Applied Optics*, vol. 36, pp. 7341-7358, 1997.
- [70] E. Bernier, "Transmitter for an Adaptive Redundant Optical Interconnect," Masters of Engineering, Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University, Montréal, 2000.
- [71] G. C. Boisset, *et al.*, "Design and construction of an active alignment demonstrator for a free-space optical interconnect," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 7, pp. 676-678, 1995.
- [72] D. T. Neilson, *et al.*, "256 × 256 port optical cross-connect subsystem," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 1499-1509, 2004.
- [73] J. Chou, *et al.*, "Robust free space board-to-board optical interconnect with closed loop MEMS tracking," *Applied Optics*, vol. 95, pp. 973-982, 2009.
- [74] A. Tuantranont, *et al.*, "Optical beam steering using MEMS-controllable microlens array," presented at the Technical Digest of the 2000 Solid-State Sensors and Actuators Workshop, Hilton Head Island, SC , Etats-Unis, 2001.

## Chapitre 1 : Le contexte de la recherche

- [75] K. Hirabayashi, *et al.*, "Optical Beam Direction Compensating System for Board-to-Board Free Space Optical Interconnection in High-Capacity ATM Switch," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, 1997.
- [76] C. J. Henderson, *et al.*, "Control of a free space adaptive optical interconnect using a liquid crystal spatial light modulator for beam steering," *Optical engineering* vol. 44, 2005.
- [77] D. C. O'Brien, *et al.*, "Design and analysis of an adaptive board-to-board dynamic holographic interconnect," *Applied Optics*, vol. 43, pp. 3297-3305, 2004.
- [78] K. Heggarty, *et al.*, "Silicon backplane ferroelectric liquid crystal spatial light modulator for uses within an optical telecommunications environment," presented at the FLC 2003 International Conference on Ferroelectric Liquid Crystals Dublin 2004.
- [79] C.J. Henderson, *et al.*, "Control of a free space adaptive optical interconnect using a VCSEL array transmitter and FLC SLM for beam steering," *Proceedings of the SPIE*, vol. 5453, pp. 270-279, 2004.
- [80] K. Hedsten, *et al.*, "MEMS-based VCSEL beam steering using replicated polymer diffractive lens," *Sensors and Actuators A Physical* vol. 142, pp. 336-345, 2008.
- [81] M. Mony, *et al.*, "A 1Gb/s, 9x1 optical receiver array, for an adaptive redundant free-space interconnect system," *Optics in Computing*, vol. 4089, pp. 1010-1020, 2000.
- [82] E. Bisailon, *et al.*, "Optical link for an adaptive redundant free-space interconnect," 2000, pp. 999-1009.
- [83] H. Dawei, *et al.*, "Optical interconnects: Out of the box forever?," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, pp. 614-623, 2003.
- [84] N. P. Schmitt, *et al.*, "Diffuse wireless optical link for aircraft intra-cabin passenger communication," presented at the in Proc. 5th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing CSNDSP 2006, Patras, Grèce, 2006.

# **Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point**

*Ce deuxième chapitre détaille la conception et la réalisation de modules optoélectroniques de communication point à point haut débit en espace libre. Cette conception prend en compte l'ensemble des contraintes listées dans le paragraphe 1.4.3 afin d'être compatible des spécifications requises pour l'aéronautique (température, intégration, consommation,...) ainsi que des précisions d'alignement accessibles dans des applications réelles.*

*La première partie de ce chapitre est consacrée à la sélection des différents composants optoélectroniques qui présentent les caractéristiques les plus appropriées pour satisfaire ces contraintes. La seconde partie introduit les simulations numériques permettant d'optimiser les performances du système optique ainsi que la validation expérimentale de ces résultats. La dernière partie détaille la réalisation de modules optoélectroniques et la mise en œuvre du dispositif dans des démonstrateurs.*

## **2.1 Les VCSEL : des lasers incontournables dans les interconnexions optiques**

Les VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) sont de plus en plus utilisés dans l'industrie des interconnexions optiques ainsi que dans le domaine de produits grand public (lecteurs CD, imprimantes, ...)[85]. Les interconnexions optiques se sont tournées vers les diodes laser de type VCSEL car ils offrent de nombreux avantages dans ce domaine en comparaison des diodes laser à émission par la tranche. Ces caractéristiques sont détaillées dans la suite de ce chapitre.

### **2.1.1 Structure des VCSEL**

Un VCSEL se compose comme tout laser d'un résonateur de Fabry-Pérot et d'un milieu amplificateur [86] (voir Figure 37).

Les parties suivantes détaillent plus précisément le principe de fonctionnement et les caractéristiques propres à ce type de diodes laser.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

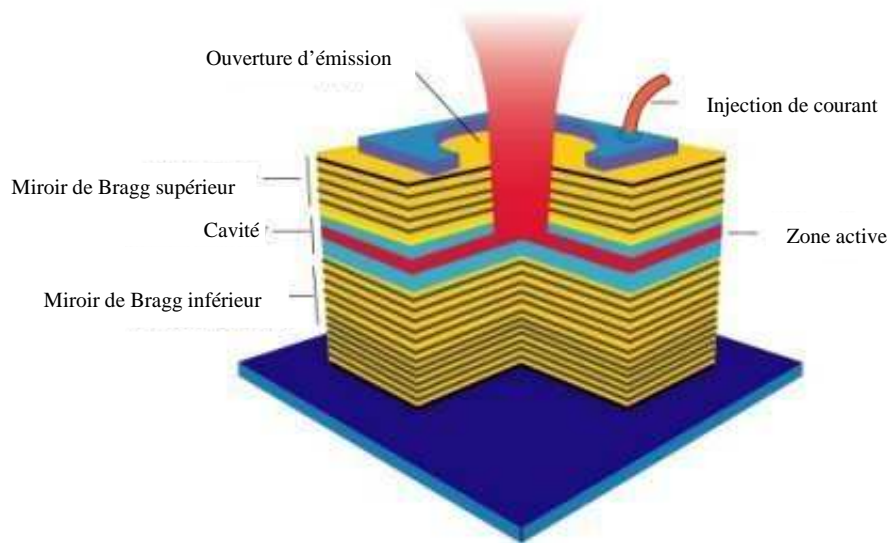


Figure 37 : Schéma de la structure d'un VCSEL [87]

### 2.1.2 Principe des miroirs de Bragg

Le résonateur est constitué de deux miroirs de Bragg. Le miroir inférieur sur le schéma ci-après est celui qui se trouve directement sur le substrat (base semi-conductrice). Le miroir supérieur possède moins de bicouches que le miroir inférieur qui est totalement réfléchissant, il n'est donc que partiellement réfléchissant et c'est par celui-ci que sort la lumière.

Les miroirs de haute réflectivité nécessaire à la fabrication des VCSEL sont des miroirs de Bragg DBR (Distributed Bragg Reflector). Il s'agit d'une structure périodique dont l'élément unitaire est une bicouche alternant des indices de réfraction élevés et faibles. Puisque l'effet recherché est une réflexion maximale, l'onde réfléchie à une interface doit être en phase avec l'onde réfléchie par l'interface précédente. La traversée d'une couche doit introduire un déphasage de  $\pi/2$ , ce qui correspond à une épaisseur de couche égale à  $\frac{1}{4} \lambda$  (longueur d'onde la plus réfléchie par le miroir).

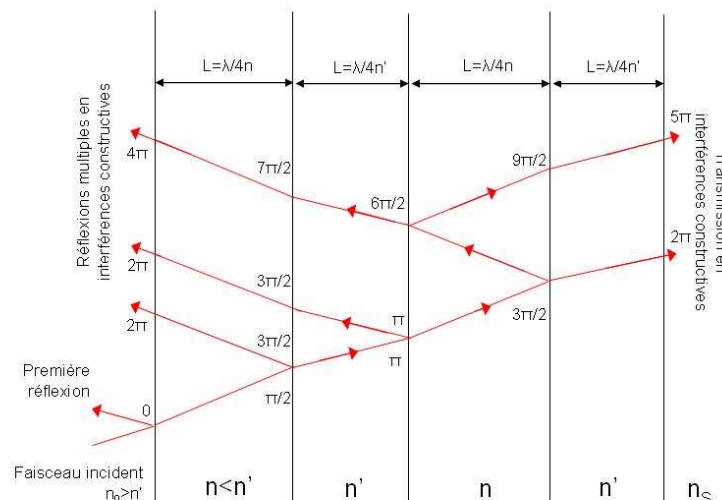


Figure 38 : principe des réflexions multiples et des interférences du miroir de Bragg

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Ces miroirs ont cependant un double emploi. En effet, ils permettent d'assurer les oscillations de photons dans la cavité et guident le courant jusqu'à la zone active. La zone active est très fine et le gain optique d'une telle disposition est inférieur à 1% à chaque passage de la lumière ce qui implique que les miroirs doivent avoir une réflectivité supérieure à 99% pour que le laser fonctionne. De tels miroirs sont difficiles à obtenir car il ne faut pas oublier qu'ils doivent également offrir une faible résistance au courant qui les traverse. Le choix des matériaux les composants est donc primordial.

Les miroirs peuvent être diélectriques, métalliques, semi-conducteurs ou encore une combinaison des cas précédents. Les miroirs semi-conducteurs sont les miroirs que l'on sait fabriquer avec les meilleurs résultats. Leur problème principal réside dans leur résistance au courant. Si une plus grande réflectivité est nécessaire, on peut augmenter le nombre de bicouches mais cela augmente la résistance, la durée de fabrication et le composant est alors plus sensible aux effets thermiques. L'injection électrique à travers les miroirs est un point critique puisqu'elle influe sur le seuil des lasers, si bien que d'autres types de miroirs ou des structures hybrides sont parfois employés pour pallier cet inconvénient. Dans la plupart des types de VCSEL, les miroirs supérieurs et inférieurs sont des matériaux dopés formant une jonction P-N. Le miroir supérieur est dopé P (accepteur d'électrons) et le miroir inférieur est dopé N (donneur d'électrons) pour assurer l'injection électrique. Deux contacts électriques permettent d'amener le courant à travers les miroirs.

Dans certains types de VCSEL plus complexes, les régions P et N peuvent être enterrées entre les miroirs de Bragg ; cela implique un procédé plus complexe pour réaliser le contact électrique avec le milieu amplificateur, mais limite les pertes électriques dans les miroirs de Bragg.

La réflectivité du miroir est maximale à la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_b$ . Pour un nombre entier de bicouches  $m$ , la réflectivité est donnée par la formule suivante :

$$R_{\max} = \left( \frac{1 - \frac{n_s}{n_0} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2m}}{1 + \frac{n_s}{n_0} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2m}} \right)^2 \quad \text{Avec } n_s \text{ indice du substrat} \quad (\text{Éq. 5})$$

$n_0$  indice du milieu incident  
 $n_1$  et  $n_2$  indices des couches du miroir.

On remarque que la valeur de la réflectivité est d'autant plus grande que le nombre de bicouches est grand et que le contraste d'indice  $n_2-n_1$  est grand.

La finesse de la cavité est définie par l'expression :

$$F = \frac{\Delta \nu_{ISL}}{\Delta \nu_{1/2}} = \frac{\pi \cdot (R_1 \cdot R_2)^{1/4}}{1 - \sqrt{R_1 \cdot R_2}} \quad \text{Avec } \Delta \nu_{ISL} \text{ l'intervalle spectral libre} \quad (\text{Éq. 6})$$

$\Delta \nu_{1/2}$  la largeur à mi-hauteur du pic de résonance  
 $R_1$  et  $R_2$  les réflectivités des miroirs en intensité.

Plus  $F$  est élevé plus la cavité est sélective en longueur d'onde. Pour un VCSEL,  $F$  est de l'ordre de 300 alors qu'elle n'est que de 2 ou 3 pour une diode laser à émission latérale. La cavité d'un VCSEL est donc beaucoup plus sélective.



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.1.3 Description de la zone active d'un VCSEL

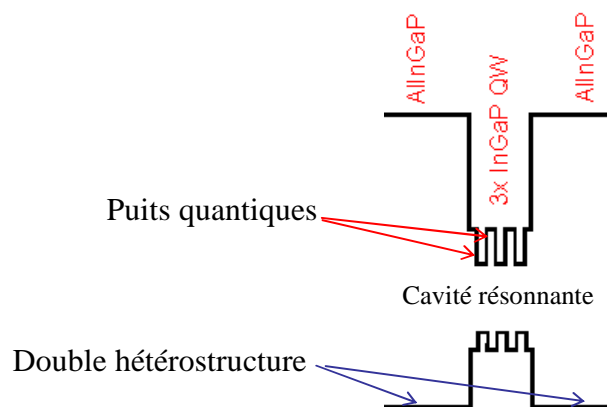
La zone active est constituée d'une cavité contenant un ou plusieurs puits quantiques constituant le milieu amplificateur. Pour obtenir le milieu amplificateur, des puits quantiques sont placés au maximum de l'onde stationnaire dans la cavité. Leur mise en œuvre permet d'obtenir une diminution importante des courants de seuil.

#### ➤ Hétérostructure

Dans une structure à double hétérojonction, la zone active possède une bande interdite plus petite que celle des couches alternantes (dites barrières). Grâce à un indice de réfraction plus élevé dans les barrières, la zone active de la structure à double hétérojonction réalise le guidage des photons (guidage par l'indice) et permet d'augmenter considérablement le confinement optique transverse dans la zone active. Une double hétérostructure permet d'avoir dans un faible volume une forte densité d'électrons dans la bande de conduction ce qui engendre un taux d'émission stimulé élevé [88].

#### ➤ Puits quantiques

Les progrès dans le domaine de l'épitaxie (croissance de matériaux semi-conducteurs) ont permis de réaliser des hétérostructures plus fines (quelques nm) qui confinent les porteurs dans des volumes beaucoup plus réduits. On les appelle puits quantiques en raison de la nature des interactions dues à leurs très faibles dimensions. La densité de porteurs nécessaire à l'établissement du gain au seuil est grandement diminuée. Afin de combiner un facteur de confinement optique élevé et une faible densité de porteurs, plusieurs puits quantiques sont répartis dans une hétérostructure. Pour optimiser l'amplification de la lumière, les puits quantiques sont placés de façon à coïncider avec les ventres de l'onde stationnaire présente dans la cavité [88] (Figure 39).



**Figure 39 : Diagramme d'énergie de la zone active d'un VCSEL [86]**

La cavité est de très faible épaisseur ce qui permet au laser de fonctionner en émission monomode avec un seuil bas. Le courant nécessaire pour obtenir la transparence du milieu actif est inversement proportionnel à son épaisseur. Par conséquent pour diminuer le seuil d'émission, la zone active doit être fine avec peu de puits quantiques. Sur ce point, les VCSEL présentent de ce fait un avantage certain puisque les seuils les plus bas sont obtenus pour des tensions inférieures à 2V et des courants inférieurs à 0,5mA. Le rendement est de l'ordre de 50%, ce qui est supérieur à celui des diodes lasers classiques (30%) pour un fonctionnement à faible puissance (quelques mW) avec toutefois l'inconvénient que la faible épaisseur de la zone active limite la possibilité d'obtenir des puissances d'émissions importantes. Les diodes laser classiques gardent sur ce point un net avantage pour les applications en interconnexions optiques où de la puissance est nécessaire.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Grâce à la faible dimension de la zone active, les VCSEL possèdent une vitesse de commutation importante à faible courant pouvant atteindre 10 GHz et jusqu'à 35 GHz [89].

### 2.1.4 Différents types de VCSEL disponibles à 850nm

À partir de la structure générale présentée dans la section 2.1.1, il existe plusieurs variantes qui permettent d'optimiser certaines caractéristiques telles que le courant de seuil, le rendement ou la puissance optique maximale... Les VCSEL peuvent être à guidage par l'indice ou à guidage par le gain. Dans le premier cas, le saut d'indice élevé entre le matériau et le milieu environnant va assurer le guidage de la lumière. Dans le second cas, l'émission laser est localisée en créant des zones isolantes dans le matériau par implantation ionique ou par oxydation.

#### ➤ VCSEL à implantation de protons

Les zones qui entourent le réflecteur de Bragg sont bombardées de protons et sont donc fortement isolantes, améliorant ainsi le guidage du courant vers la zone active (Figure 40). Du point de vue du confinement optique, ce genre de structure ne présente qu'un simple guidage par le gain. Les propriétés optiques varient très peu et cette structure n'a que peu d'effet sur la formation des modes.

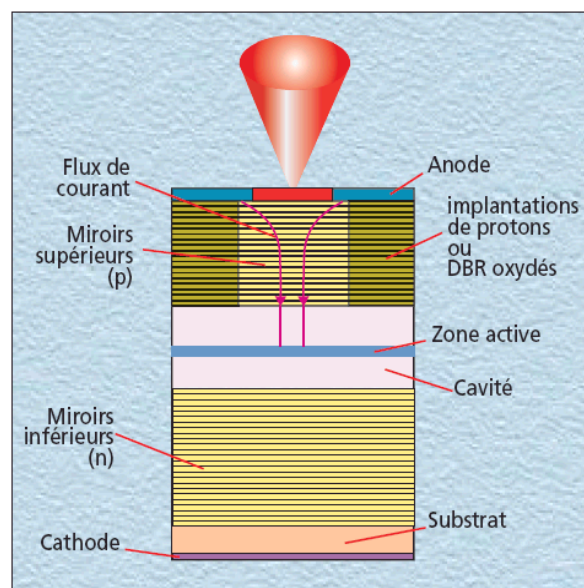


Figure 40 : VCSEL à implantation de protons (ou à miroir de Bragg oxydé) [90]

#### ➤ VCSEL à diaphragme d'oxyde

Le dépôt d'une fine couche d'oxyde ( $\text{AlOx}$ ) au dessus de la zone active avec une ouverture permet un excellent confinement des porteurs et du faisceau laser. Le dépôt d'oxyde est isolant et son indice est inférieur à celui du semi-conducteur. Ce dépôt est obtenu par le processus de croissance monolithique du GaAs. Cette structure est la plus couramment employée pour réaliser des VCSEL dits de puissance en raison de la faible résistivité observée et du bon confinement des porteurs.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

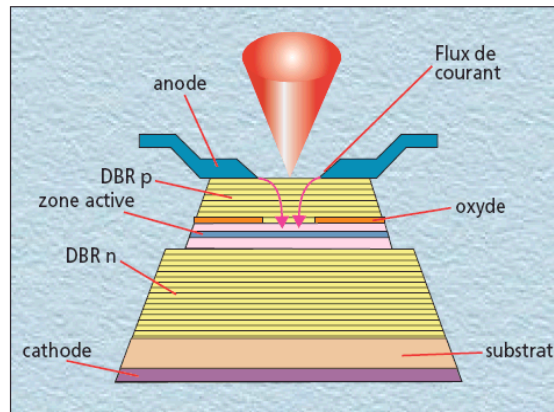


Figure 41 : VCSEL à diaphragme d'oxyde [90]

Le principal obstacle pour la réalisation de VCSEL de puissance est lié à sa petite taille qui limite la dissipation de chaleur. C'est pour contourner ce problème que les VCSEL de puissance sont montés sur des blocs de cuivre qui présentent une faible résistivité thermique. Dans certains cas un diamant de grande conductivité thermique est utilisé pour faire le contact avec la surcouche de cuivre qui joue le rôle de radiateur.

Des VCSEL de puissance à 850nm fonctionnant sur ce principe sont aujourd'hui commercialisés par *ULM Photonics* et atteignent 24mW avec un courant de seuil inférieur à 10mA. Il est notable que le gain en puissance s'accompagne d'une forte augmentation du courant de seuil, étant donné que ces structures présentent une faible efficacité [91].

### 2.1.5 VCSEL à grande longueur d'onde

La maturité de la technologie des VCSEL pour un fonctionnement à 850nm a permis de les implanter massivement dans les interconnexions optiques. Des problèmes technologiques ont cependant freiné l'émergence de VCSEL à grande longueur d'onde à 1310nm et 1550nm qui commencent seulement à être disponibles sur le marché.

La réalisation de VCSEL pour les hautes longueurs d'onde soulève plusieurs difficultés liées à la structure des VCSEL et aux matériaux requis :

- Les propriétés électriques et optiques des alliages dérivés de l'InP, dont la bande interdite favorise l'émission à 1550nm, rendent plus complexe la réalisation de miroirs de Bragg dont la réflectivité et la conductivité soient simultanément suffisantes. En effet, il faut un nombre important de bicouches en InGaAs ou en InGaAlAs pour obtenir des réflectivités de l'ordre de 99% ce qui entraîne une forte augmentation des résistivités thermiques et électriques. Certains laboratoires ont pu réaliser des composants conçus avec des DBR en InAlGaAs sur substrat InP émettant à 1550nm mais avec une faible puissance optique n'excédant pas 0,05mW [92] en émission monomode et 1,5mW en émission multimode [93].
- Les bicouches constituant les miroirs de Bragg sont deux fois plus épaisses à 1550nm qu'à 850nm (voir Figure 38). La croissance de ces couches augmente ainsi la résistivité des miroirs [88].
- La largeur de bande d'énergie interdite  $E_g$  est plus faible à 1550nm qu'à 850nm ce qui entraîne une grande sensibilité du gain à la température. L'émission spontanée et surtout les recombinaisons non-radiatives prennent alors de l'importance aux températures élevées et le gain diminue fortement [88].

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Plusieurs solutions ont été développées pour contourner ces principales difficultés et réaliser des VCSEL à 1310nm et 1550nm dont les performances actuelles sont très encourageantes : une jonction tunnel associée à des miroirs métamorphiques ou des miroirs diélectriques, la fusion de wafer localisée, les miroirs InP-Air, les cristaux photoniques...

Au cours de l'étude sur ces VCSEL à grande longueur d'onde, j'ai testé des VCSEL à jonction tunnel associée à des miroirs diélectriques développés par la société *Vertilas* et des VCSEL basés sur la fusion de wafer de la société *BeamExpress*.

### 2.1.5.1 VCSEL à jonction tunnel associée à des miroirs diélectriques

La jonction tunnel permet de résoudre les problèmes de résistivité et de confinement optique simultanément. Il s'agit de faire transiter les électrons par effet tunnel entre la bande de valence et la bande de conduction d'une jonction P-N très fortement dopée. Dans le cas des VCSEL à grande longueur d'onde, cette jonction sert de générateur de trous. Elle est localisée juste au-dessus de la zone active et elle présente les avantages suivants : un abaissement du courant de seuil grâce à une meilleure mobilité des porteurs dans les zones dopées N et un confinement optique et électrique par l'ajustement de son diamètre.

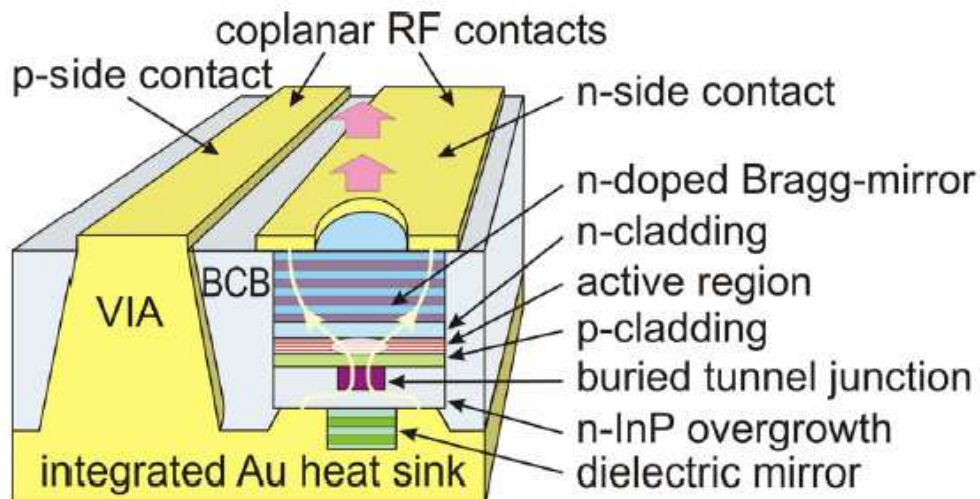


Figure 42 : Structure d'un VCSEL à jonction tunnel enterrée conçu par *Vertilas* [94]

Cette jonction tunnel peut être associée à des miroirs de Bragg diélectriques qui ont l'avantage d'atteindre une réflectivité supérieure à 99% avec seulement quelques bicouches [95]. A 1550nm, le fluorure de calcium associé au silicium amorphe  $\text{CaF}_2/\text{a-Si}$  permet d'obtenir une réflectivité de 99,75% avec seulement 2,5 paires et à 1310nm, le fluorure de calcium associé au sulfure de zinc  $\text{CaF}_2/\text{ZnS}$  pour une réflectivité de 99,35% avec 3,5 paires [96]. La terminaison de ces miroirs est constituée par un dépôt d'or servant de dissipateur thermique. Les VCSEL de *Vertilas* atteignent aujourd'hui des puissances optiques de 4mW.

### 2.1.5.2 Zone active et miroirs de Bragg solidarisés par fusion

L'idée est de combiner des miroirs AlAs/AlGaAs avec une zone active en InP. La croissance monolithique du VCSEL étant exclue dans ce cas, la cavité et les miroirs sont donc solidarisés par fusion à haute température. Ce principe, appelé aussi « wafer fusion », consiste à épitaxier la zone active et les miroirs de Bragg sur deux substrats différents, de les mettre en

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

contact puis d'appliquer une température de recuit élevé (~ 600°) tout en maintenant le contact entre les deux substrats par pression [97].

En raison du nombre de manipulations, cette technique a un coût de fabrication plus élevé qu'un VCSEL réalisé de façon monolithique.

À partir de ce principe, de nombreux laboratoires ont utilisés cette technique de « wafer fusion » mais c'est la société *BeamExpress* qui a conçu et réalisé les VCSEL les plus performants avec une puissance optique de 6,5mW à 1310nm et 4,5mW à 1550nm pour une émission monomode.

### 2.1.6 Mode longitudinal du VCSEL

La longueur totale de la cavité d'un VCSEL,  $L_{EFF}$ , est la somme de l'épaisseur de la zone active et de la profondeur de pénétration de l'onde stationnaire du champ électrique dans la structure de Bragg. Finalement, l'intervalle entre les modes longitudinaux peut être exprimé par [6]:

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2n_{EFF}L_{EFF}} \quad (\text{Éq. 7})$$

où  $n_{EFF}$  est l'indice de réfraction moyen des miroirs de Bragg et  $\lambda$  la longueur d'onde.

La profondeur de pénétration, qui peut être différente entre les miroirs P et N, est calculée à partir des propriétés des miroirs. La faible longueur de la cavité présente un intervalle de fréquences libres important entre chaque mode. L'intervalle spectral entre les modes longitudinaux est typiquement de 30nm pour un VCSEL contre seulement 0,3nm pour un laser émettant par la tranche de type Fabry-Perot (FP) (voir Figure 43).

En prenant en compte la sélectivité des miroirs de Bragg et le gain de la zone active, il apparaît clairement que l'émission laser d'un VCSEL ne pourra se faire que dans un seul mode longitudinal. Au contraire dans une diode à émission latérale, le peigne de modes est tellement serré que la longueur d'onde du laser va être déterminée par le maximum de gain. L'émission monomode est cependant accessible pour un laser à émission par la tranche en utilisant une structure en réseau de Bragg réalisé par lithographie au-dessus de la zone active tel que la diode laser DFB (Distributed FeedBack).

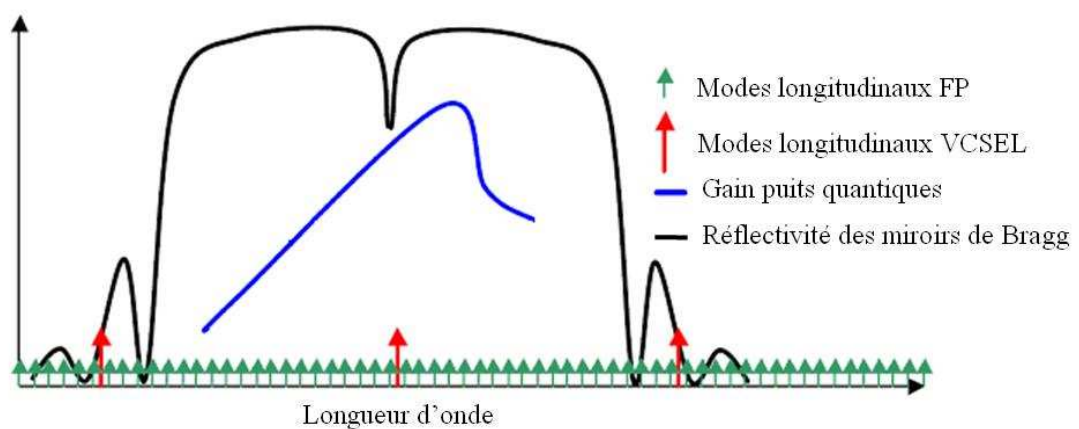


Figure 43 : Schéma de l'espacement intermodal, de la courbe de gain quantique ainsi que de la réflectivité des miroirs de Bragg

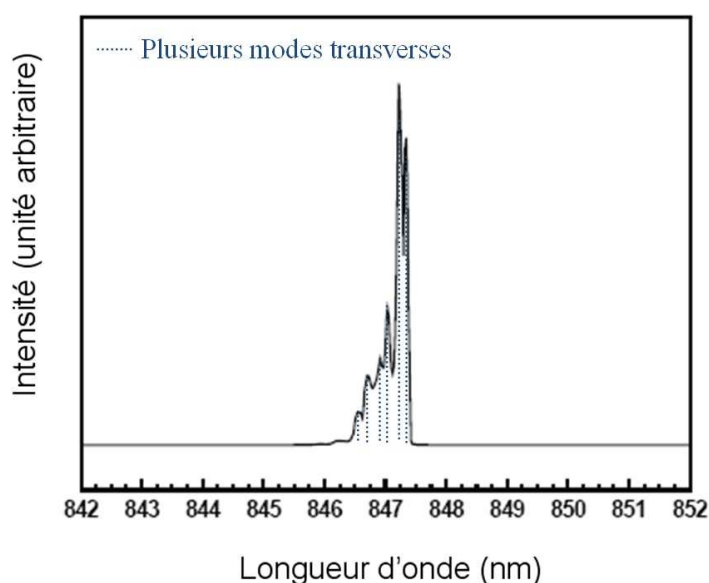
## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Pour notre application, cette caractéristique n'est pas fondamentale à partir du moment où la photodiode est sensible à toutes les longueurs d'onde composant le faisceau.

### 2.1.7 Modes transverses d'un VCSEL

Les VCSEL sont des lasers monomodes longitudinaux par nature. On n'observe pas dans leur spectre de pic d'émission qui soit un multiple de la longueur d'onde. Par contre, autour de celle-ci, il existe parfois un certain nombre de pics très resserrés, dont les amplitudes varient avec l'injection du courant. Ils mettent en évidence la présence de nombreux modes dits transverses. Chaque longueur d'onde est alors reliée à un mode spatial du laser (Figure 44).

Les modes transverses dans un VCSEL sont liés à plusieurs paramètres tels que le diamètre d'oxydation latérale ou les effets thermiques dans la zone active.



**Figure 44 : Répartition spectrale du faisceau laser créé par la matrice SH85-4U001 [98]**

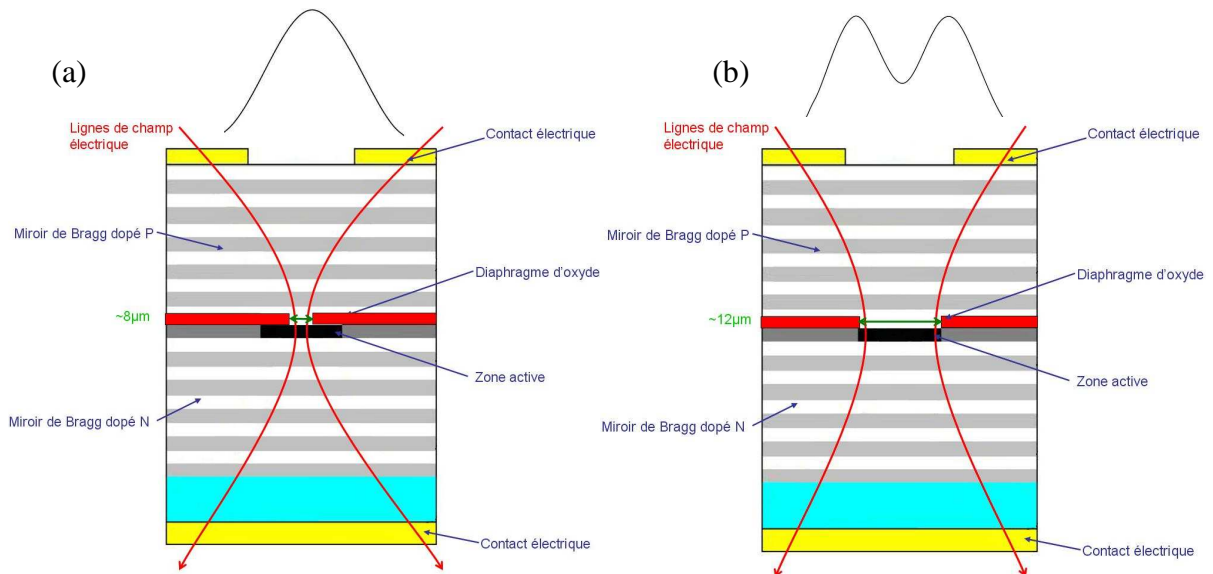
Les modes transverses dans un VCSEL sont liés à plusieurs paramètres tels que le diamètre d'oxydation latérale ou les effets thermiques dans la zone active. Le profil du faisceau émis est une caractéristique très importante pour modéliser la répartition de l'intensité optique en sortie du VCSEL.

Un VCSEL monomode longitudinal et transverse émet un faisceau de profil parfaitement gaussien. La formation d'un diaphragme d'oxyde enterrée est la technique la plus courante pour réaliser des VCSEL monomodes. La sélection du mode fondamental est en effet très sensible au diamètre du diaphragme. L'émission monomode est obtenue par un diaphragme présentant une ouverture très faible au dessus de la zone active ( $\sim 6\mu\text{m}$ ). La forte densité de porteurs électriques sur une surface très réduite garantie alors une émission monomode.

La contrepartie de ces VCSEL monomode est la faible puissance d'émission et surtout une forte résistance interne comparées aux VCSEL multimodes qui eux présentent un diaphragme d'oxyde de diamètre plus élevé (Figure 45).

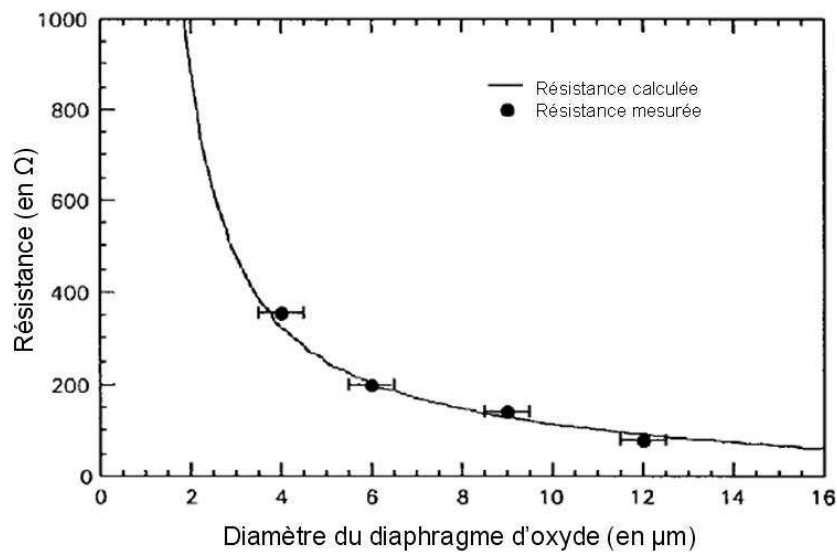


## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 45 : Structures de VCSEL à diaphragme d'oxyde monomode (a) et multimode (b)**

La résistance série différentielle est ainsi de 50Ω pour un VCSEL multimode contre 200Ω pour un VCSEL monomode. L'évolution de la résistance en fonction de l'ouverture du diaphragme d'oxyde est présentée à la Figure 46 [99].



**Figure 46 : Résistance série en fonction du diamètre du diaphragme d'oxyde**

La résistance élevée augmente la puissance électrique nécessaire pour alimenter le VCSEL monomode et engendre également une rupture d'impédance entre la puce et le driver qui est adapté à 50Ω.

Ces raisons ont orienté mon choix vers des VCSEL multimodes malgré leur profil d'intensité annulaire.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.1.8 Comparaison entre les VCSEL et les diodes laser DFB

- Les diodes laser DFB sont aujourd'hui très répandues dans les réseaux télécom principalement en raison de leur maturité aux longueurs d'ondes 1310nm et 1550nm présentant les meilleures caractéristiques pour les communications hauts débits longues distances sur fibres optiques. Si la technologie basique des VCSEL à 850nm est maintenant mature, les obstacles rencontrés pour réaliser des VCSEL à de plus grandes longueurs d'onde sont seulement en train d'être surmontés.
- Grâce à leur symétrie cylindrique, les VCSEL fournissent un faisceau lumineux gaussien (dans le cas des VCSEL monomode), circulaire et moyennement divergent (typiquement 8°), contrairement aux lasers à émission par la tranche dont le faisceau est elliptique, astigmatique et beaucoup plus divergent (typiquement 10°x30°). Le couplage VCSEL/fibre optique est de ce fait nettement plus facile et l'efficacité de couplage est bien meilleure.
- La fabrication des VCSEL est beaucoup plus aisée et moins coûteuse. Le faible coût des VCSEL s'explique en partie par la possibilité de tester le composant directement sur le wafer (substrat silicium) où il est fabriqué avant la découpe grâce à l'émission par la surface. De plus, la taille relativement compacte des VCSEL permet une densité plus élevée par wafer. Pour finir on peut également ajouter que la structure en empilement à une seule dimension des VCSEL permet l'utilisation de l'épitaxie à jet moléculaire (MBE pour Molecular Beam Epitaxy) alors que le réseau de Bragg situé directement dans le milieu amplificateur des DFB nécessite une gravure de l'hétérostructure. Tous ces éléments induisent ainsi un coût de production beaucoup plus bas.
- Le faisceau laser issu des VCSEL est monomode longitudinal par construction.
- En raison de la faible dimension de la zone active, le courant de seuil est nettement plus faible que celui des diodes laser de type FP ou DFB, de l'ordre du mA. Le courant de seuil autorise une consommation d'énergie réduite d'un facteur de plusieurs dizaines par rapport à celle d'un laser DFB.
- La sensibilité du VCSEL à la température est plus faible que celle d'un laser à émission par la tranche.
- L'émission par la surface offre la possibilité d'intégrer les VCSEL sous forme de matrices. La maturité de la technologie monolithique sur GaAs permet de réaliser des barrettes et des matrices de VCSEL.
- La résistance dynamique du VCSEL est proche de 50Ω et permet une adaptation en HF sans circuit d'adaptation.

Cette analyse a conditionné notre choix de source vers une diode laser de type VCSEL.

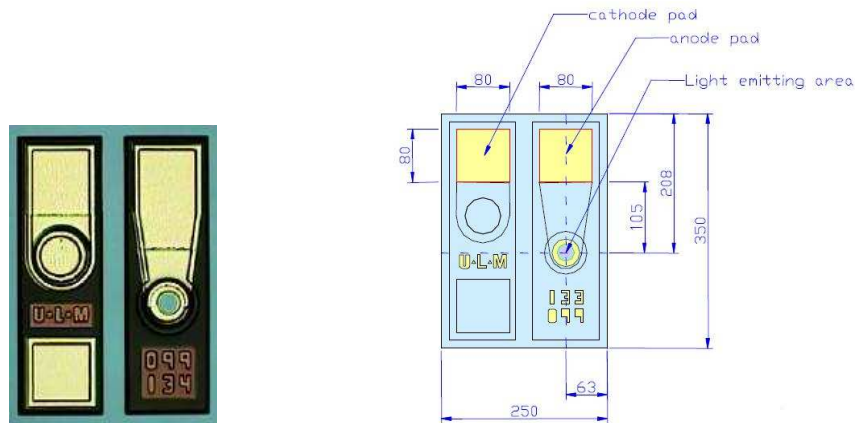
## 2.2 Méthode de caractérisation d'un VCSEL

Le choix s'est porté sur un VCSEL à diaphragme d'oxyde multimode fonctionnant à 850nm. Ce composant a été préféré à un VCSEL monomode afin de disposer d'une puissance optique plus élevée. Le VCSEL de puissance a également été écarté en raison de sa forte consommation et afin de rester compatible de l'électronique de pilotage des VCSEL



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

utilisé par la société *D-Lightsys*. Le VCSEL qui a été choisi est un composant de la société *ULM Photonics* dont la référence est « ULM850-05-TT-C0101U ». Dans la suite du mémoire, il sera désigné par VCSEL\_ULM (voir Figure 47).



La caractérisation du VCSEL a été réalisée par des mesures de divergence, de puissance optique ainsi que de profil de faisceau. Les graphiques suivants présentent ces résultats.

Les Figure 48 et 47 montrent l'évolution de la puissance optique et de la divergence du faisceau en fonction du courant d'injection et de la température de fonctionnement. Dans la partie linéaire de la courbe  $P(I, 30^{\circ}\text{C})$ , la pente est typiquement de  $0,4\text{W/A}$ .

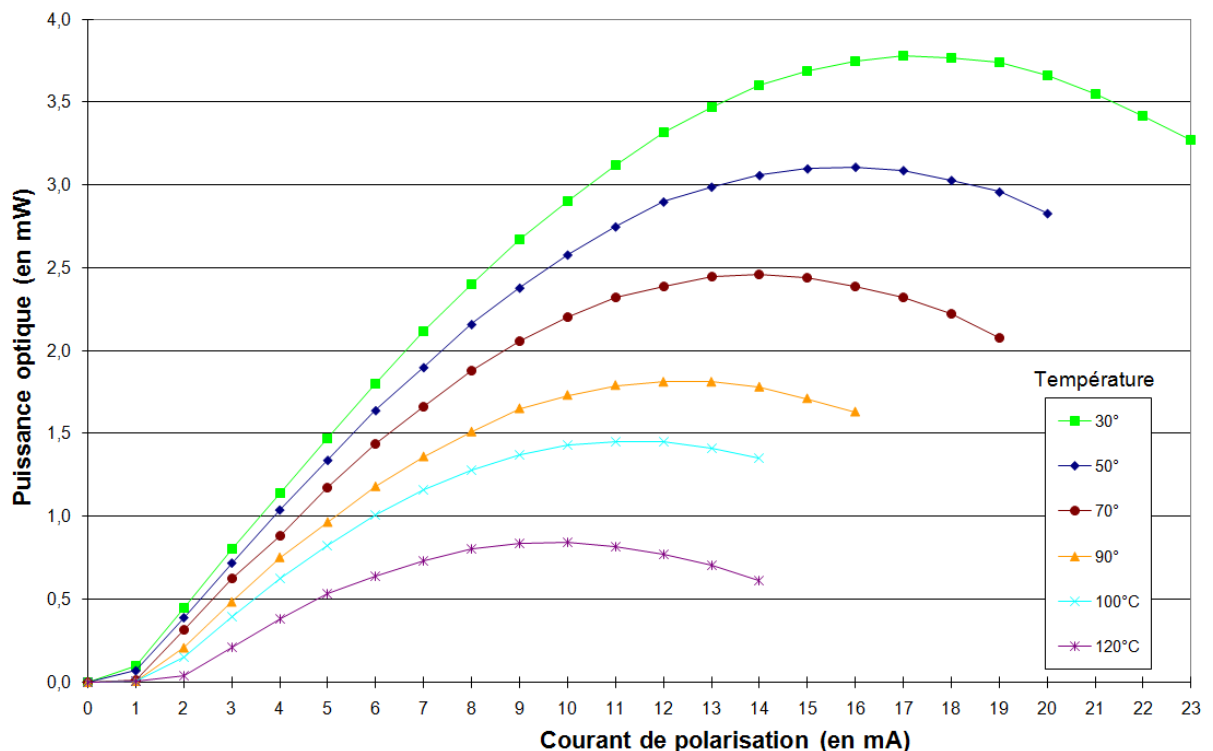
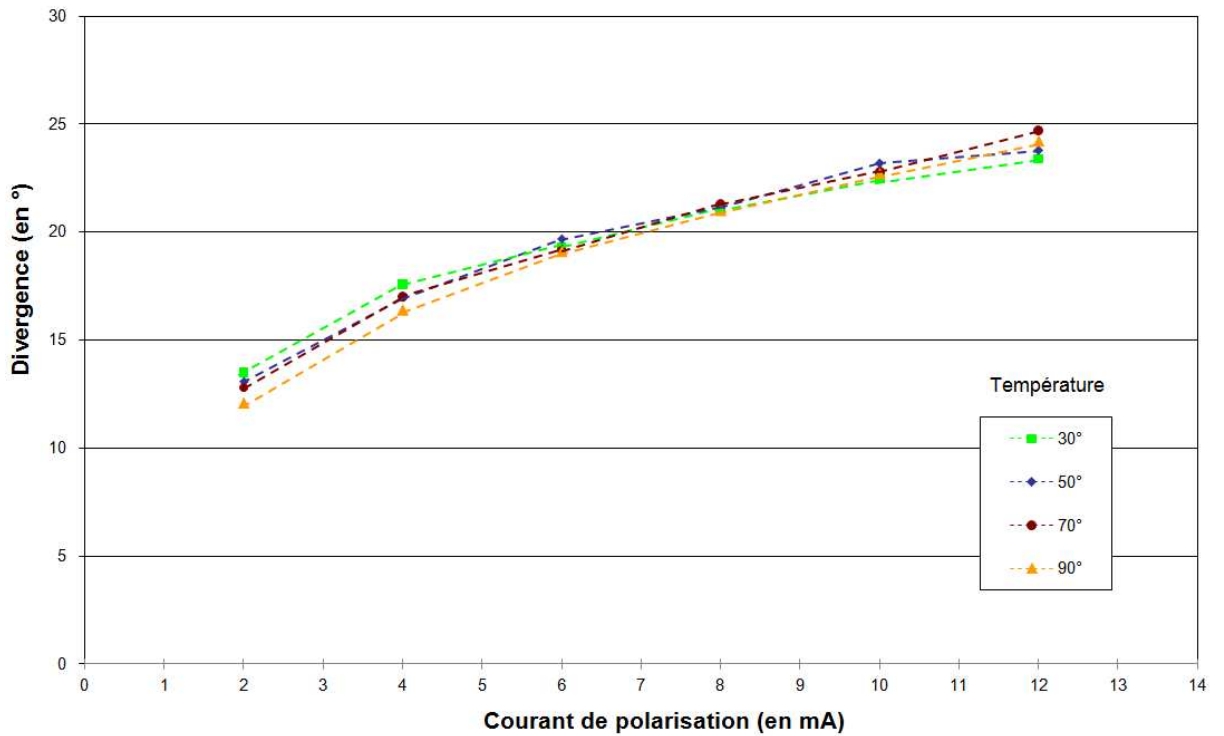


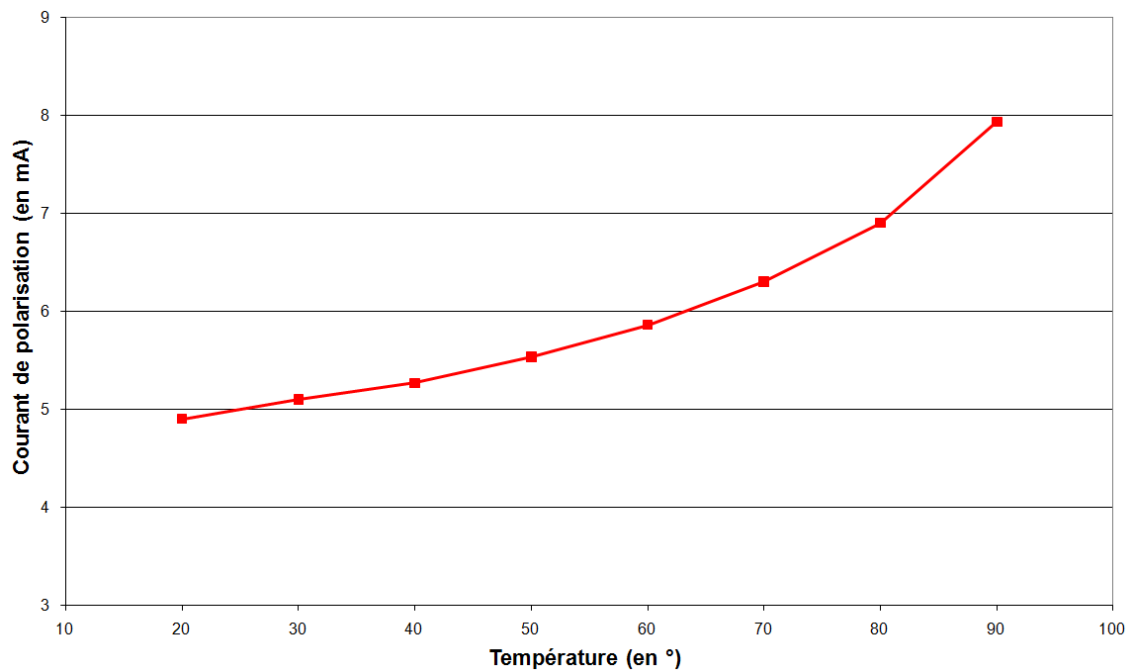
Figure 48 : Puissance optique du VCSEL\_ULM mesurée en fonction du courant d'injection

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 49 : Divergence du faisceau du VCSEL\_ULM mesurée en fonction du courant d'injection (angle total)**

La Figure 50 met en évidence l'évolution du courant nécessaire pour obtenir une puissance fixe de 1,5mW en fonction de la température de fonctionnement. Afin de maintenir la même puissance optique sur toute la plage de température, le courant de polarisation doit être régulé.



**Figure 50 : Évolution du courant de polarisation en fonction de la température de fonctionnement du VCSEL\_ULM pour P=1,5mW**

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Comme le montre la Figure 51, la longueur d'onde du faisceau augmente avec le courant d'injection et la température. La longueur d'onde augmente en moyenne de 0,06nm/°C et varie de 0,2nm/mA.

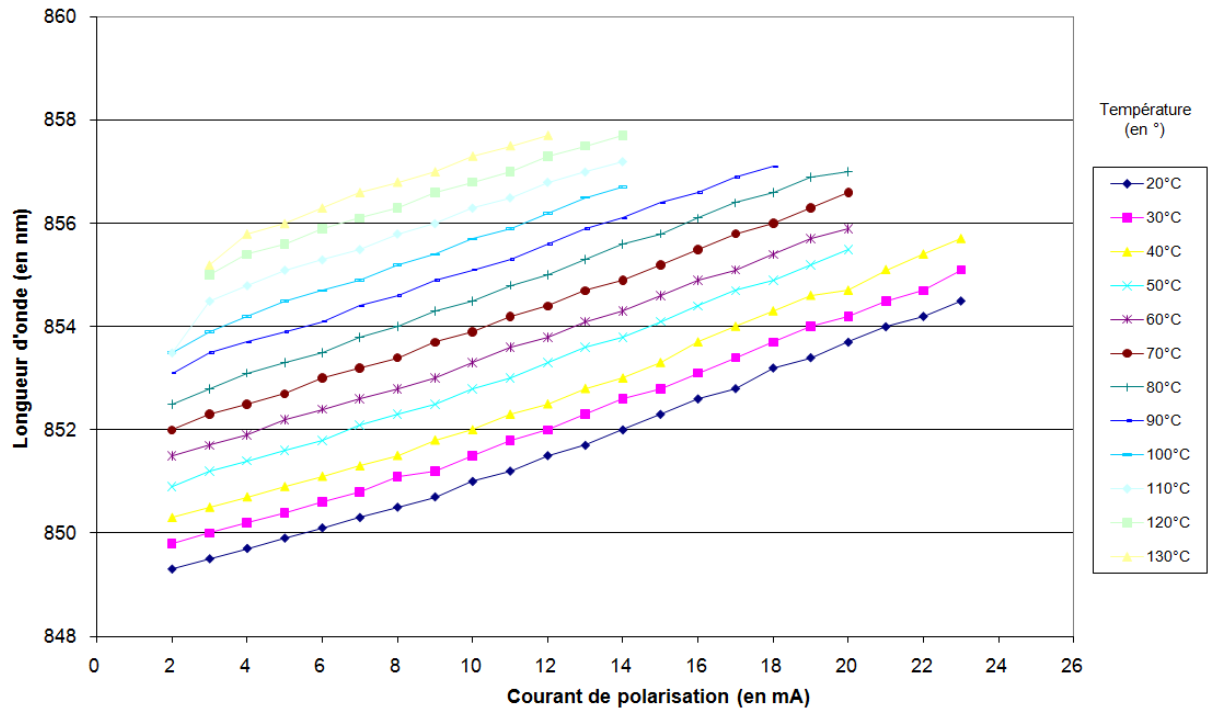


Figure 51 : Evolution de la longueur d'onde du faisceau en fonction du courant d'injection et de la température de fonctionnement

Le profil d'intensité du faisceau constitue un paramètre important à considérer pour notre projet de communication en espace libre. Le profil aura en effet un impact sur le taux de couplage de la puissance sur le récepteur. Les acquisitions suivantes auxquelles nous avons procédé correspondent au profil du faisceau en fonction du courant.

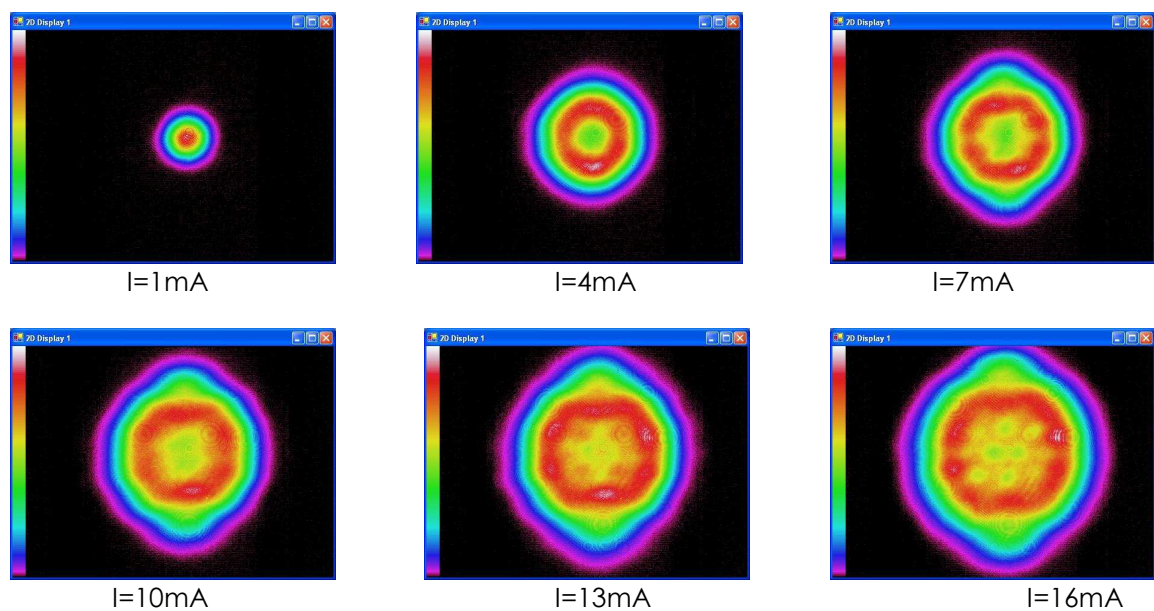


Figure 52 : Acquisitions des profils de faisceau du VCSEL\_ULM à température ambiante pour différents courants d'injection

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

On observe ici le profil multimode du VCSEL qui se distingue par une distribution d'intensité de forme annulaire.

### 2.3 Choix de conception du système optique

La première partie de ce chapitre s'est focalisée sur la sélection puis le test des diodes laser les plus adéquates pour répondre à nos différentes contraintes. Cependant, plusieurs choix sont encore à définir : la longueur d'onde, les éléments optiques et le photodétecteur.

#### 2.3.1 La sécurité oculaire

La question de la sécurité oculaire renvoie directement vers le choix de la longueur d'onde d'émission de la diode laser. Ce paramètre est primordial pour des communications en espace libre où l'utilisateur peut avoir un accès direct au faisceau.

Comme nous l'avons vu précédemment (voir 2.1.5), les VCSEL à 850nm ont de meilleures performances que les VCSEL émergents à 1550nm en termes de puissance optique et de fiabilité. Cependant les faisceaux laser à 850nm présentent un risque de lésions oculaires bien supérieur à un faisceau à 1550nm. En effet, les faisceaux dont la bande spectrale est comprise entre 1,5 et 1,55 $\mu$ m sont dits à sécurité oculaire car le rayonnement est absorbé à 80% par la cornée et préserve ainsi la rétine.

Les mesures de sécurité concernant la manipulation des lasers sont régies par la norme européenne EN 60825-1 et la norme américaine ANSI Z136.1 2000. La norme européenne définit l'Exposition Maximale Permises (EMP) qui correspond au niveau du rayonnement laser auquel des personnes peuvent être exposées dans des conditions normales sans subir d'effets nuisibles, c'est-à-dire, sans subir un dommage consécutif immédiat ou après une longue durée. Elle repose sur les valeurs limites de densité d'énergie ou de puissance surfacique à admettre au niveau de la cornée et de la peau. L'EMP dépend de la longueur d'onde du laser ainsi que de la durée d'exposition [27].

En sortie d'une diode laser, le calcul de l'EMP pour une durée d'exposition supérieure à 10s montre clairement l'intérêt de travailler à 1550nm :

$$EMP(850nm)=10.C_4.C_7 \quad \text{avec } C_4 = 10^{0,002(\lambda - 700)} \text{ et } C_7 = 1 \quad (\text{Éq. 8})$$

$$D'où EMP(850nm)=19,9 \text{ W.m}^{-2}$$

Cette valeur est à comparer avec l'EMP définie à 1550nm :  $EMP(1550nm)=1000\text{W.m}^{-2}$ . Par conséquent, il est beaucoup plus sûr de travailler avec des lasers à 1550nm plutôt qu'à 850nm.

Nous avons cependant opté pour un système fonctionnant avec des VCSEL à 850nm en raison de la maturité de cette technologie. Des VCSEL à 1550nm ont néanmoins été testés durant ce travail de thèse et ces composants pourront rapidement être substitués aux VCSEL à 850nm pour cette application.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.3.2 Les lentilles

Pour réaliser une interconnexion optique sur une distance supérieure à quelques millimètres, il est indispensable de réduire la divergence du faisceau en sortie des VCSEL (voir Figure 49) et de focaliser le faisceau en réception sur la photodiode.

Une simulation simple effectuée avec le logiciel ZEMAX met clairement en évidence la nécessité d'utiliser des lentilles. Le faisceau émis par le VCSEL (la modélisation de la source est détaillée par la suite) est couplée dans une photodiode de 100 $\mu$ m de diamètre qui est progressivement éloigné de la source (voir Figure 53). Pour une perte de couplage acceptable de 20dB, on constate que la distance de communication ne pourrait guère excéder 2mm.

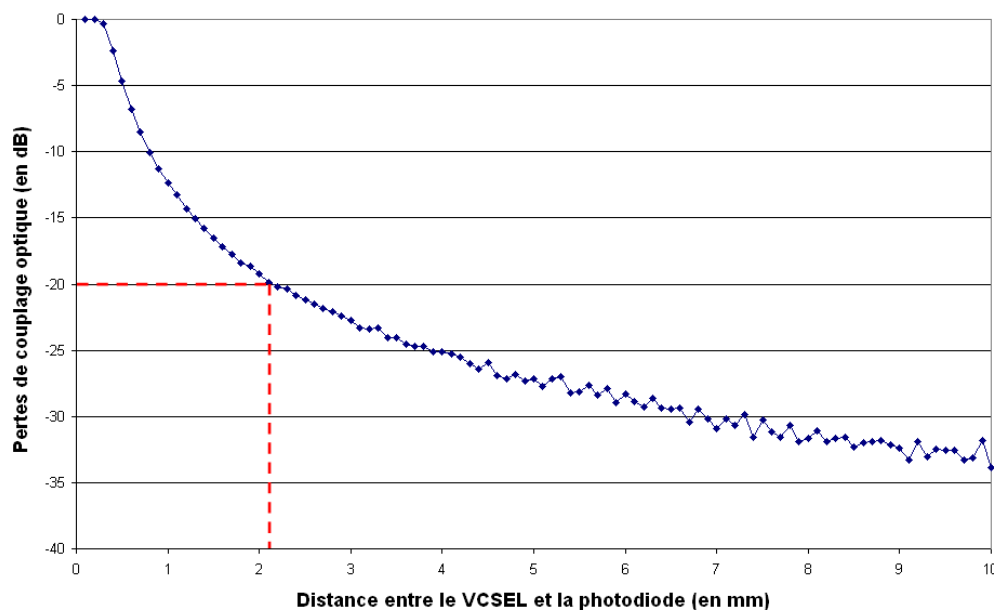


Figure 53 : Simulation des pertes de couplage optique pour un système sans lentilles

Le choix des lentilles a été basé principalement sur un critère d'intégration. Pour satisfaire aux spécifications requises, les lentilles doivent être de taille réduite pour être intégrables sur un module de petite dimension et de focale courte pour assurer une hauteur de module inférieure à 10mm selon les spécifications à satisfaire. C'est pour cette raison que nous avons opté pour des lentilles boules au niveau de l'émetteur et du récepteur en raison de leur courte focale permettant de concevoir des modules dont l'épaisseur est très réduite.

	Références	Type	Diamètre	EFL (Effective Focale Length)	Verre
(L1)	06LMS003 Melles Griot	Boule	3,0mm	1,65mm	LaSFN9
(L2)	06LMS005 Melles Griot	Boule	5,0mm	2,75mm	LaSFN9

Tableau 7 : Caractéristiques des lentilles choisies

La forme sphérique de ces lentilles est également un avantage pour les positionner dans une pièce de maintien.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.3.3 Le photodétecteur

Plusieurs facteurs sont à considérer pour sélectionner un photodétecteur compatible d'une interconnexion optique :

- Longueur d'onde : Le détecteur doit être compatible de la plage de longueur d'onde de la source laser.
- Sensibilité : l'association entre la photodiode et l'électronique de réception doit permettre de fonctionner aux niveaux de puissances optiques requis pour le système.
- Bande passante : le temps nécessaire aux photons pour être convertis en électrons puis d'être transmis hors de la zone active doit être suffisamment court pour être compatible de la bande passante requise.
- Dimension de la zone active : le diamètre de la zone active doit être suffisamment large pour capter suffisamment de puissance optique.
- Température : le détecteur doit fonctionner dans un large intervalle de température tout en conservant des propriétés compatibles des spécifications de l'application.

Notre choix de photodétecteur s'est porté sur une photodiode de type PIN au détriment d'une photodiode de type avalanche (APD). Pour expliquer ce choix, revenons sur les caractéristiques de ces composants.

Une photodiode PIN est constituée d'une zone d'absorption, en GaAs à 850nm, faiblement dopée qui est insérée entre les zones fortement dopées de types p et n. Ces photodiodes peuvent en principe fonctionner sans tension appliquée à leurs bornes (en mode photovoltaïque). Mais on applique généralement une tension de l'ordre de 5V pour garantir une rapidité suffisante et une plus grande responsivité. La plus grande rapidité de réponse de ces photodiodes par rapport aux jonctions de type PN à deux origines. Tout d'abord, la capacité dynamique de la diode PIN est beaucoup plus faible que celle d'une jonction PN ce qui a pour conséquence que la limitation fréquentielle RC est très favorable à la photodiode PIN. Par ailleurs, la zone intrinsèque I est suffisamment grande pour absorber la quasi-totalité de la lumière incidente. L'absorption dans les zones p et n est alors faible et la composante du courant de diffusion est donc réduite, limitant ainsi la durée de vie des porteurs minoritaires du comportement dynamique de la photodiode.

Contrairement à la photodiode PIN, la photodiode APD met à profit la multiplication des paires électron-trou pour amplifier le nombre de porteurs créés et augmenter par conséquent la réponse du photodétecteur. Le nombre de paires électron-trou générées est alors supérieur au nombre de photons absorbés. Ce mécanisme est engendré par l'application d'un fort champ électrique qui crée un phénomène d'ionisation par impact. L'accélération acquise par quelques porteurs, est suffisante pour leur permettre de générer des paires électron-trou par ionisation par choc des atomes du cristal que constitue le semi-conducteur. Ces paires sont à leur tour accélérées et peuvent créer d'autres paires, il en résulte un processus en chaîne, c'est l'effet avalanche. Comparé aux photodiodes PIN, les photodiodes APD peuvent détecter des niveaux de puissances lumineuses bien plus faibles et sont donc couramment utilisées dans les communications sur fibres optiques à longues distances qui requièrent une haute sensibilité.

Si les propriétés de la photodiode APD semblent séduisantes, la contrepartie est la tension d'alimentation stable et élevée qui est nécessaire pour créer un gain constant. Cette contrepartie est incompatible avec les exigences des spécifications fonctionnelles envisagées pour notre système en termes de consommation et de mise en œuvre.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

La photodiode PIN retenue est une photodiode en GaAs de la société LUXNET de référence « MG2D-7010 » dont le diamètre est de 100µm afin d'être compatible avec les débits de données visés.

### 2.3.4 Evaluation de la sensibilité du module de réception

La sensibilité du détecteur est définie comme la puissance moyenne minimale du signal optique détecté par la photodiode pour garantir l'intégrité des informations reçues. Il est nécessaire de définir un critère de fiabilité pour le fonctionnement d'une liaison numérique. Ce critère est le taux d'erreurs binaires TEB qui consiste à comptabiliser le nombre de bits erronés en réception et à le comparer au nombre total de bits transmis. Il a été préalablement défini dans le paragraphe 1.1.3.2

Lors de la conversion optique/électrique, la photodiode délivre un courant électrique proportionnel à la puissance optique du signal lumineux détecté. Ce photocourant est cependant affecté par différents bruits qui dégradent le rapport signal à bruit de détection et qui provoquent l'apparition d'erreur lorsque le signal reçu est de faible puissance. Il est donc impératif de quantifier ces niveaux bruits pour définir la puissance minimale nécessaire en réception de notre liaison pour assurer la qualité de la transmission.

#### 2.3.4.1 Le bruit thermique

L'agitation thermique provoque l'apparition d'un flux de charges qui se déplace à travers la résistance de la photodiode. Il apparaît alors un courant de valeur moyenne nulle mais de variance non nulle aux bornes de la résistance. Sa puissance de bruit peut s'exprimer par :

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4kTB_e}{R_L} \quad (\text{Éq. 9})$$

où T est la température (en K),  $k_B$  la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$ ),  $B_e$  la bande spectrale de l'étage de réception (en Hz) et  $R_L$  la résistance de charge (en  $\Omega$ ).

Le bruit thermique est un bruit blanc et indépendant du signal optique reçu. Il ne dépend que de la température et de la valeur de la résistance de charge. L'augmentation de la résistance de charge diminue la bande passante du récepteur et par conséquent un compromis doit être trouvé pour minimiser la puissance de bruit thermique.

#### 2.3.4.2 Le bruit de photon et le bruit d'obscurité

Le courant généré par le faisceau optique incident sur le détecteur fluctue en raison du caractère aléatoire des temps d'arrivée des photons. Le photocourant subit alors des fluctuations temporelles aléatoires autour d'une valeur moyenne fixée par le niveau de puissance du flux lumineux détecté. Ce bruit est désigné sous le terme « bruit de photon » ou « shot noise ».

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Le processus de génération des photons par la source optique est modélisé par une distribution de Poisson. La puissance de bruit associé au bruit de photon pour une photodiode PIN peut alors être exprimée par :

$$\sigma_{SN}^2 = 2qRPB_e \quad (\text{Éq. 10})$$

où  $q$  désigne la charge de l'électron,  $R$  la responsivité en A/W,  $B_e$  la bande passante de l'étage de réception en Hz et  $P$  la puissance optique moyenne captée en W.

Pour tenir compte du courant généré en l'absence de tout signal lumineux  $I_0$  et qui contribue au photocourant, il faut rajouter un terme correspondant au bruit d'obscurité :

$$\sigma_{SN}^2 = 2q(RP + I_0)B_e \quad (\text{Éq. 11})$$

Les valeurs de courant d'obscurité sont de quelques nanoampères pour les photodiodes Si ou InGaAs.

### 2.3.4.3 Comparaison des sensibilités calculées pour quelques photodiodes

Une rapide comparaison des sensibilités accessibles en fonction de la technologie de photodiodes choisie permet d'évaluer l'intérêt de chacune. Nous allons comparer la sensibilité d'une photodiode PIN en GaAs à 850nm, d'une photodiode PIN en InGaAs à 1550nm et d'une photodiode à avalanche à 850nm.

#### ➤ Photodiode PIN GaAs (pour une transmission à 850nm)

Les valeurs des paramètres sont extraites des spécifications de la photodiode PIN MG2D-7010-x de la société LUXNET.

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Constante de Boltzmann	k	$1,38 \cdot 10^{-23}$	J.K <sup>-1</sup>
Charge de l'électron	q	$1,6 \cdot 10^{-19}$	C
Température	T	300	K
Bande passante	$B_e$	$0,75 \cdot 10^9 / 1,875 \cdot 10^9$	Hz
Résistance de charge	$R_L$	50	$\Omega$
Courant d'obscurité	$I_d$	1,0	nA
Responsivité	R	0,62	A/W
Taux d'extinction	$1/\eta$	8	-
Facteur de qualité	Q	6,0 (pour BER= $10^{-9}$ )	-

**Tableau 8 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode PIN GaAs**

Les expressions du bruit thermique, du bruit de photon et du bruit d'obscurité sont définies dans les équations (Eq.10) et (Eq.12).

Courant moyen de photodétection :

$$I = R \cdot P \quad \text{Avec } R=0,62\text{A/W} \quad (\text{Éq. 12})$$



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Calcul de la sensibilité :

$$Q = \frac{1-\eta}{1+\eta} \cdot \frac{2 \cdot R \cdot \bar{P}}{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_1 + I_d) \cdot B_e} + \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_0 + I_d) \cdot B_e}}$$

Avec  $\eta = \frac{P_0}{P_1}$ ,  $P_0 = \frac{2 \cdot \bar{P} \cdot \eta}{1+\eta}$ ,  $P_1 = \frac{2 \cdot \bar{P}}{1+\eta}$ . (Éq. 13)

En général l'ordre de grandeur de la bande passante minimale  $B_{e \min}$ , pour un format de communication NRZ (Non Retour à Zéro), est donnée par :

$$B_{e \min} = 0,5 \times \text{Débit}. \quad (\text{Éq. 14})$$

Une liaison à 1Gbps et 2,5Gbps requiert ainsi une bande passante  $B_e$  respectivement de 0,5GHz et 1,25GHz. Les sensibilités théoriques de la photodiode à 1Gbps et 2,5Gbps sont donc :

$$\bar{P}(1Gbps) = 6,2 \cdot 10^{-3} mW = -22,9dBm$$

$$\bar{P}(2,5Gbps) = 9,8 \cdot 10^{-3} mW = -20,9dBm.$$

### ➤ Photodiode PIN InGaAs (pour une transmission à 1550nm)

Les valeurs des paramètres sont extraites des spécifications de la photodiode PIN PDCS75T de la société ALBIS.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Constante de Boltzmann	k	$1,38 \cdot 10^{-23}$	J.K <sup>-1</sup>
Charge de l'électron	q	$1,6 \cdot 10^{-19}$	C
Température	T	300	K
Bande passante	$B_e$	$0,75 \cdot 10^9 / 1,875 \cdot 10^9$	Hz
Résistance de charge	$R_L$	50	$\Omega$
Courant d'obscurité	$I_d$	5,0	nA
Responsivité	R	1,0	A/W
Taux d'extinction	$1/\eta$	8	-
Facteur de qualité	Q	6,0 (pour BER=10 <sup>-9</sup> )	-

**Tableau 9 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode PIN InGaAs**

Les expressions du bruit thermique, du bruit de photon et du bruit d'obscurité sont définies dans les équations (Eq.10) et (Eq.12).

Calcul de la sensibilité :

$$Q = \frac{1-\eta}{1+\eta} \cdot \frac{2 \cdot R \cdot \bar{P}}{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_1 + I_d) \cdot B_e} + \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_0 + I_d) \cdot B_e}}$$

Avec  $\eta = \frac{P_0}{P_1}$ ,  $P_0 = \frac{2 \cdot \bar{P} \cdot \eta}{1+\eta}$ ,  $P_1 = \frac{2 \cdot \bar{P}}{1+\eta}$  (Éq. 15)

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Une liaison à 1Gbps et 2,5Gbps requiert ainsi une bande passante  $B_e$  minimale respectivement de 0,5GHz et 1,25GHz. Les sensibilités théoriques de la photodiode à 1Gbps et 2,5Gbps sont donc :

$$\bar{P}(1Gbps) = 4,73 \cdot 10^{-3} mW = -25,0dBm$$

$$\bar{P}(2,5Gbps) = 7,43 \cdot 10^{-3} mW = -23,0dBm.$$

### ➤ Photodiode à avalanche

Les valeurs des paramètres sont extraites des spécifications de la photodiode à avalanche S9717-02K de la société HAMAMATSU.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Constante de Boltzmann	k	$1,38 \cdot 10^{-23}$	J.K <sup>-1</sup>
Charge de l'électron	q	$1,6 \cdot 10^{-19}$	C
Température	T	300	K
Bande passante	$B_e$	$0,5 \cdot 10^9$	Hz
Résistance de charge	$R_L$	50	$\Omega$
Gain	M	90	-
Courant d'obscurité	$I_d$	0,5	nA
Responsivité	R	0,5	A/W
Facteur d'excès de bruit	x	0,3	-
Taux d'extinction	$1/\eta$	8	-
Facteur de qualité	Q	6,0 (pour BER=10 <sup>-9</sup> )	-

**Tableau 10 : Paramètres utilisés pour le calcul de la sensibilité d'une photodiode à avalanche**

Bruit de photon et bruit d'obscurité :

$$\sigma_{SN}^2 = M^{2+x} \cdot 2 \cdot q \cdot (I + I_d) \cdot B_e = M^{2+x} \cdot 2 \cdot q \cdot (R \cdot P + I_d) \cdot B_e. \quad (\text{Éq. 16})$$

Courant moyen de photodétection :

$$I = M \cdot R \cdot P. \quad (\text{Éq. 17})$$

Calcul de la sensibilité :

$$Q = \frac{1-\eta}{1+\eta} \cdot \frac{2 \cdot M \cdot R \cdot \bar{P}}{\sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + M^{2+x} \cdot 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_1 + I_d) \cdot B_e} + \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B_e}{R_L} + M^{2+x} \cdot 2 \cdot q \cdot (R \cdot P_0 + I_d) \cdot B_e}}$$

$$\text{Avec } \eta = \frac{P_0}{P_1}, P_0 = \frac{2 \cdot \bar{P} \cdot \eta}{1+\eta}, P_1 = \frac{2 \cdot \bar{P}}{1+\eta}. \quad (\text{Éq. 18})$$

Par conséquent, une liaison à 1Gbps requiert ainsi une bande passante  $B_e$  de 0,5GHz et la sensibilité théorique de la photodiode à 1Gbps est donc :

$$\bar{P}(1Gbps) = 1,17 \cdot 10^{-4} mW = -39,6dBm.$$

Malgré que la sensibilité des photodiodes APD soit beaucoup plus élevée, les contraintes liées à la forte tension d'alimentation des photodiodes APD est un inconvénient

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

réhibitoire dans le cadre de notre application. La sensibilité et la facilité d'utilisation des photodiodes PIN explique l'utilisation massive de ces photodiodes dans les modules d'interconnexions optiques.

## 2.4 Modélisation et simulations numériques du système optique

Pour simuler notre système optique et optimiser les paramètres optiques afin d'obtenir les tolérances de positionnement requises, j'ai réalisé une modélisation du système sous ZEMAX. Le logiciel de simulation ZEMAX utilise le tracé de rayon pour propager le faisceau à travers le système optique. Par conséquent, il prend en compte l'ensemble des aberrations géométriques: aberrations sphériques, aberration de coma, astigmatisme, distorsion...

### 2.4.1 Modélisation du profil de faisceau

La première étape pour réaliser les simulations numériques est de modéliser le profil du faisceau laser en sortie du VCSEL. Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, la distribution d'intensité ne peut pas être approximée par un faisceau de type gaussien.

À partir des acquisitions de profils du faisceau à l'aide d'une caméra CCD et des mesures de divergence, j'ai créé une source annulaire avec le logiciel ZEMAX pour approximer correctement le faisceau laser. Cette source est caractérisée par l'intensité optique relative en champ lointain en fonction de l'angle d'observation. Les paramètres sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Angle (en °)	0,0	0,6	1,2	1,8	2,4	3,0	3,6	4,2	4,8	5,4	6,0	6,6	7,2	7,8	8,4	9,0	9,6	10,2	10,8
Intensité relative	31,6	40,8	38,2	47,4	52,6	57,2	68,4	76,3	81,5	97,3	100,0	87,5	79,0	70,4	59,9	48,0	26,6	13,5	4,0

Figure 54 : Paramètre de la source modélisée

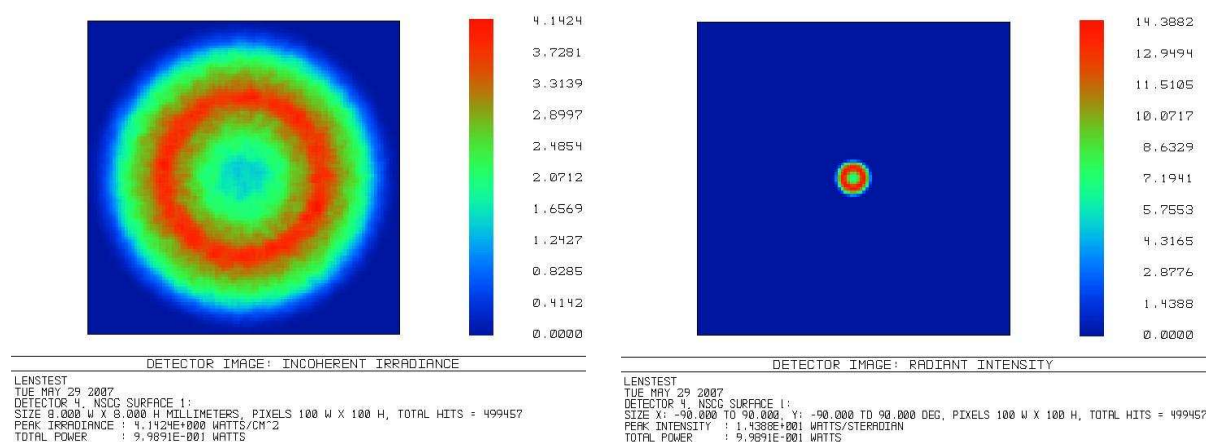


Figure 55: Profil d'intensité et profil radial normalisés de la source modélisée sous ZEMAX

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Le profil d'intensité est simulé à partir de l'acquisition du faisceau par la caméra à température ambiante et pour un courant d'injection de 6mA. À partir de la variation d'intensité relative le long d'un diamètre du spot, le profil global du faisceau est extrapolé en considérant une symétrie circulaire. La Figure 56 compare le profil d'intensité simulé avec la mesure du profil d'intensité sur l'axe perpendiculaire à celui utilisé pour la modélisation.

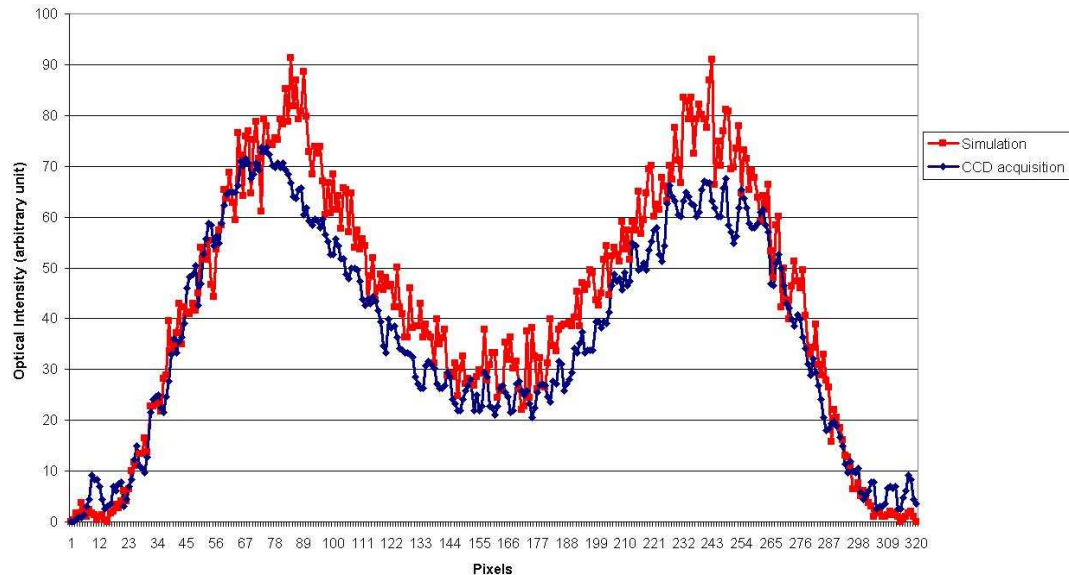


Figure 56 : Comparaison entre le profil du faisceau du VCSEL\_UM mesuré et simulé

Le profil d'intensité du modèle est validé. Ce modèle a été conservé par la suite en considérant que le profil d'intensité au point de fonctionnement du laser (puissance moyenne) est identique pour les puissances optiques correspondantes aux niveaux logiques « 0 » et « 1 ».

### 2.4.2 Présentation du système optique

Le schéma suivant illustre le système optique tel qu'il a été implémenté dans les simulations et par la suite dans un montage expérimental. La partie optique du module émetteur Tx est constitué d'un VCSEL et d'une lentille boule. La partie optique du module de réception Rx est quant-à elle constituée d'une photodiode et d'une lentille boule.

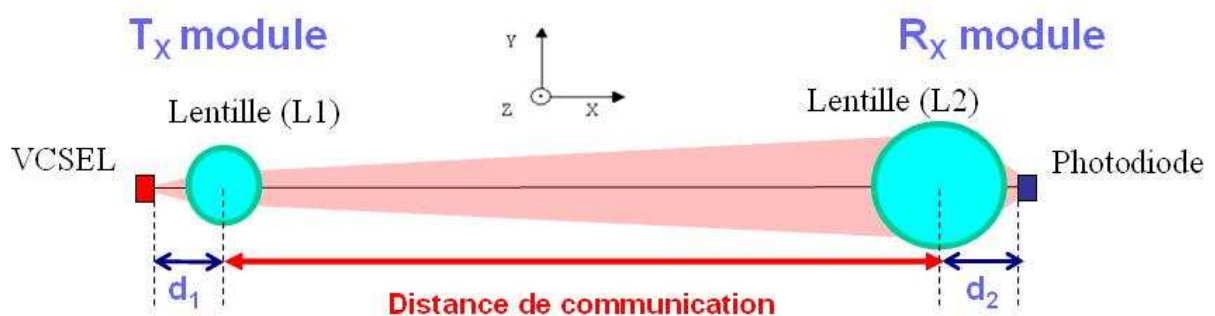


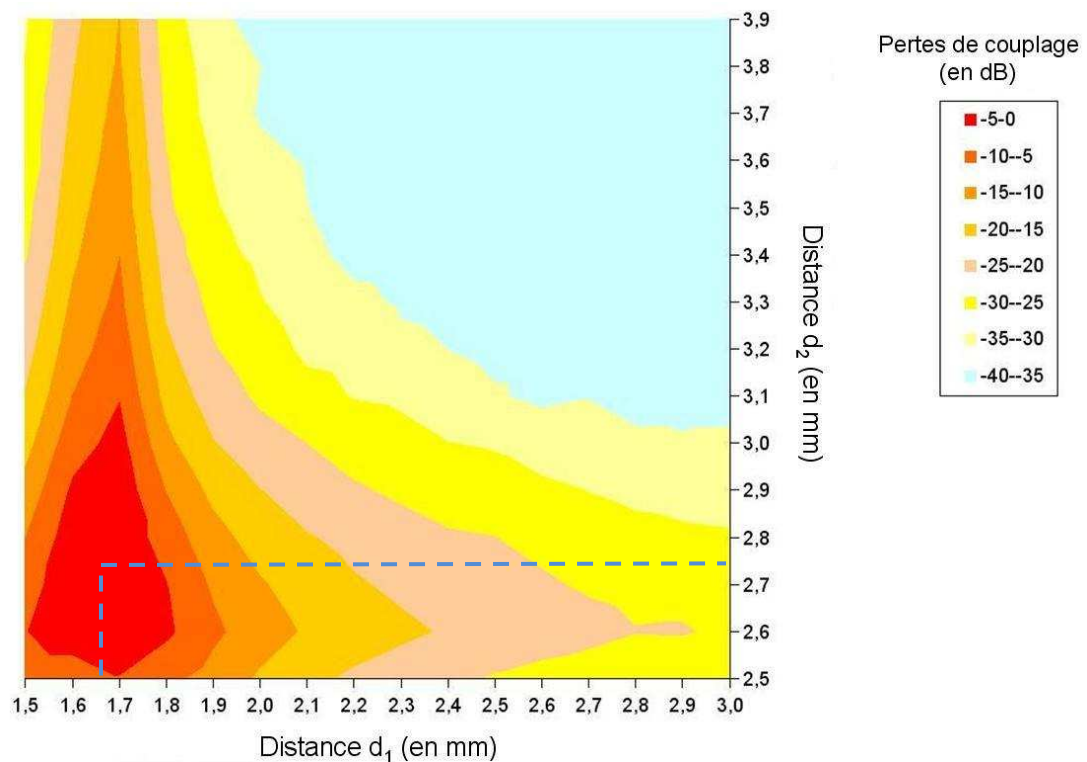
Figure 57: Schéma du système optique

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Afin d'optimiser les tolérances de positionnement des modules l'un par rapport à l'autre, nous avons considéré les variables  $d_1$  et  $d_2$  qui définissent respectivement la distance entre le VCSEL et le centre de la lentille (L1) et la distance entre le centre de la lentille (L2) et la photodiode.

### 2.4.3 Evaluation du taux de couplage du système

La première simulation présentée sur la Figure 58 met en évidence la perte de puissance optique couplée entre l'émetteur et le récepteur en fonction de  $d_1$  et  $d_2$  pour une distance de communication de 160mm.



**Figure 58 : Simulation du couplage optique en fonction des distances  $d_1$  et  $d_2$**

On observe ici que la puissance couplée est très sensible à la position du VCSEL par rapport à la lentille. La perte de puissance est minimale lorsque les puces optoélectroniques sont placées sur le plan focal des deux lentilles pour  $d_1=1,65\text{mm}$  et  $d_2=2,75\text{mm}$ . Cependant, dans cette configuration, la tolérance de positionnement des modules est très faible. Il s'agit donc de trouver un compromis entre une perte de couplage acceptable et des tolérances de positionnement satisfaisantes pour notre application.

## 2.4.4 Optimisation des tolérances de positionnement des modules

### 2.4.4.1 Problématique

Pour sélectionner le meilleur compromis, les tolérances de positionnement latéral ainsi que les désalignements angulaires des modules Tx et Rx ont été simulées pour l'ensemble des couples ( $d_1;d_2$ ).

Les spécifications imposent une tolérance de positionnement de  $\pm 1\text{mm}$  entre les modules et une tolérance angulaire de  $\pm 1^\circ$  pour chaque module. Le système doit également fonctionner sur une distance comprise entre 50 et 400mm (voir Figure 59).

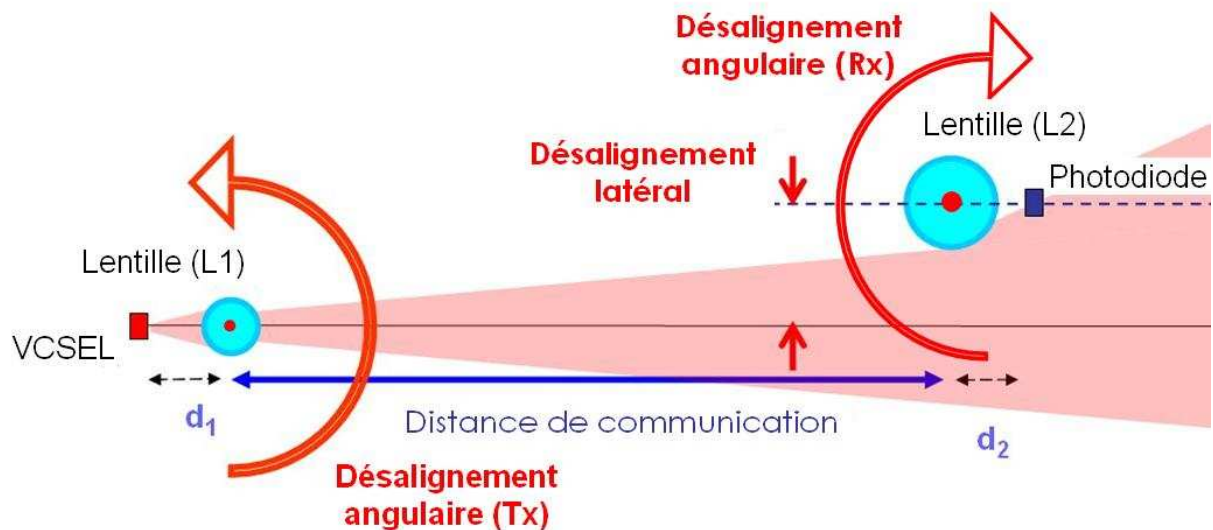


Figure 59 : Schéma des désalignements considérés pour les simulations

En outre, après avoir pris en considération les niveaux de puissance accessibles par le VCSEL\_ULM sur la gamme de température (voir Figure 48) et les calculs de sensibilité théoriques de la photodiode PIN en GaAs pour un débit de 2,5Gbps (voir 2.3.4), la perte de couplage acceptable a été fixée à **-21dB**. Cette donnée prend en compte une puissance moyenne constante de 0,1dBm sur la gamme de température [-40 ; +90°C] en sortie du VCSEL et une sensibilité de l'étage de réception de -20,9dBm.

### 2.4.4.2 Résultats des simulations pour le couple ( $d_1;d_2$ )

Un grand nombre de paramètres sont à prendre en compte pour intégrer l'ensemble des désalignements possibles pour un tel système : le désalignement latéral entre les modules Tx et Rx, le désalignement angulaire du module Tx et du module Rx mais également des désalignements liés à la réalisation pratique de ce montage. Il s'agit par exemple du défaut d'alignement du VCSEL avec la lentille (L1) ainsi que de la photodiode avec la lentille (L2). Nous reviendrons sur ces incertitudes de fabrication dans le paragraphe 2.4.4.4. Dans ce paragraphe nous ne considérons que les désalignements entre modules.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Les tolérances de positionnement des modules requises pour notre application sont :

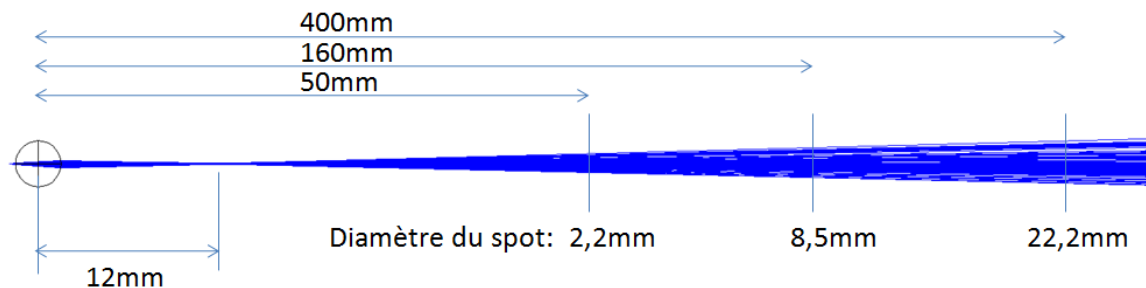
- Désalignement latéral entre les modules Tx et Rx:  $\pm 1$  mm
- Désalignement angulaire du module Tx :  $\pm 1^\circ$
- Désalignement angulaire du module Rx :  $\pm 1^\circ$

Pour synthétiser ces 3 contraintes et visualiser rapidement les tolérances d'alignement pour le couple ( $d_1;d_2$ ) que l'on souhaite évaluer, le désalignement latéral est fixé à +1mm et les paramètres de désalignement angulaire en Tx et en Rx sont les variables de la simulation.

Les tolérances de positionnement ont été simulées pour l'ensemble des couples ( $d_1 ;d_2$ ) avec  $d_1$  compris entre 1,6mm et 2,5mm et  $d_2$  compris entre 2,6mm et 3,2mm. À l'issue de ces simulations, nous avons défini le meilleur compromis en termes de tolérance de positionnement :

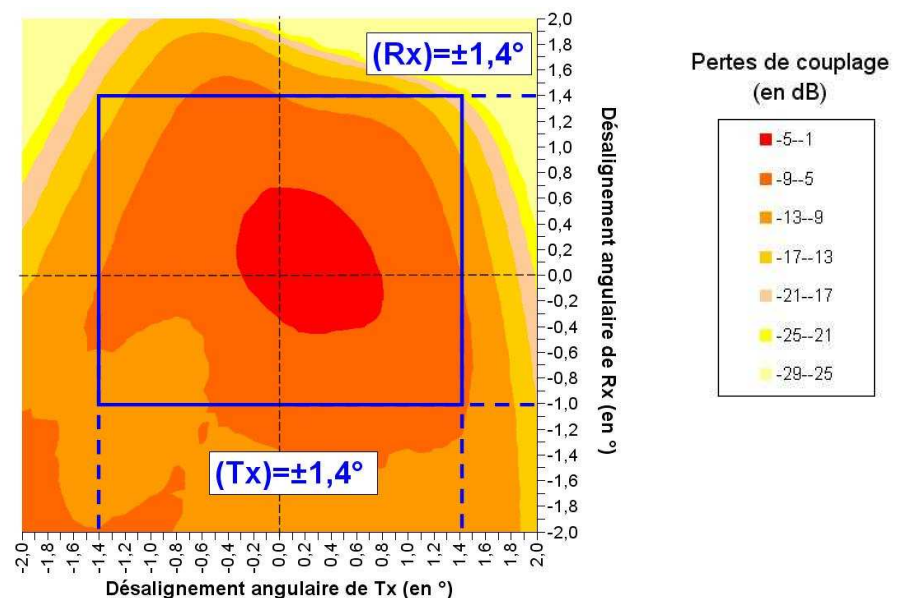
$$d_1=1,9\text{mm et }d_2=2,6\text{mm}$$

Dans la Figure 60, la représentation schématique du faisceau d'émission a été extraite à partir de la valeur de  $d_1$ . La divergence du faisceau est de  $1,64^\circ$  (demi-angle) à  $1/e^2$ .



**Figure 60 : Représentation du faisceau émis avec  $d_1=1,9$ mm**

Les graphiques suivants présentent les résultats obtenus pour le couple ( $d_1=1,9$ mm;  $d_2=2,6$ mm). Les mires (en noir) définissent les axes pour lesquels le désalignement angulaire du module Tx ou du module Rx est nul. Le rectangle en bleu, centré sur l'origine, définit les limites de désalignement angulaire pour lesquels la perte de couplage optique entre l'émetteur et le récepteur est inférieure à 21dB. Les simulations ont été réalisées pour des distances de communication de 50mm, 160mm et 400mm.



**Figure 61 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 50mm**



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

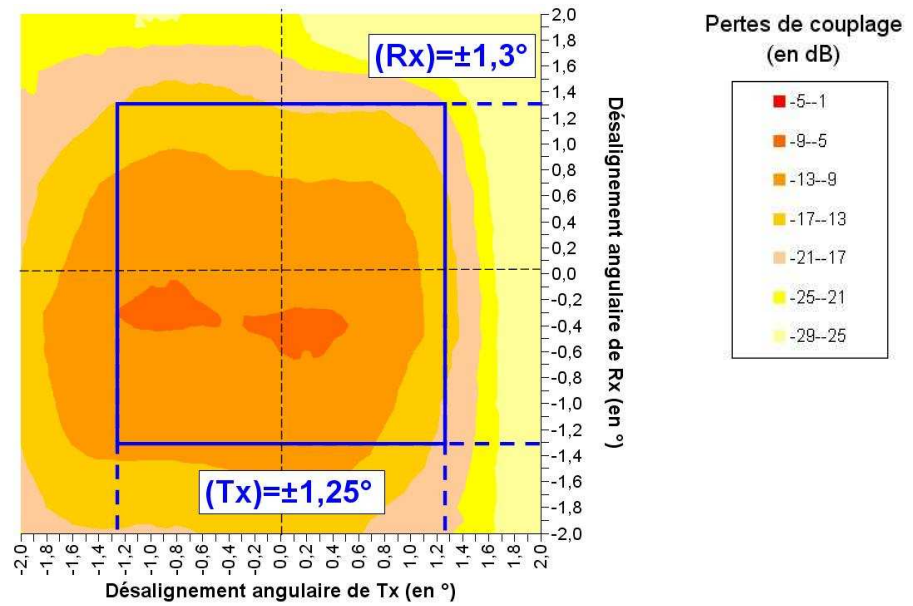


Figure 62 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 160mm

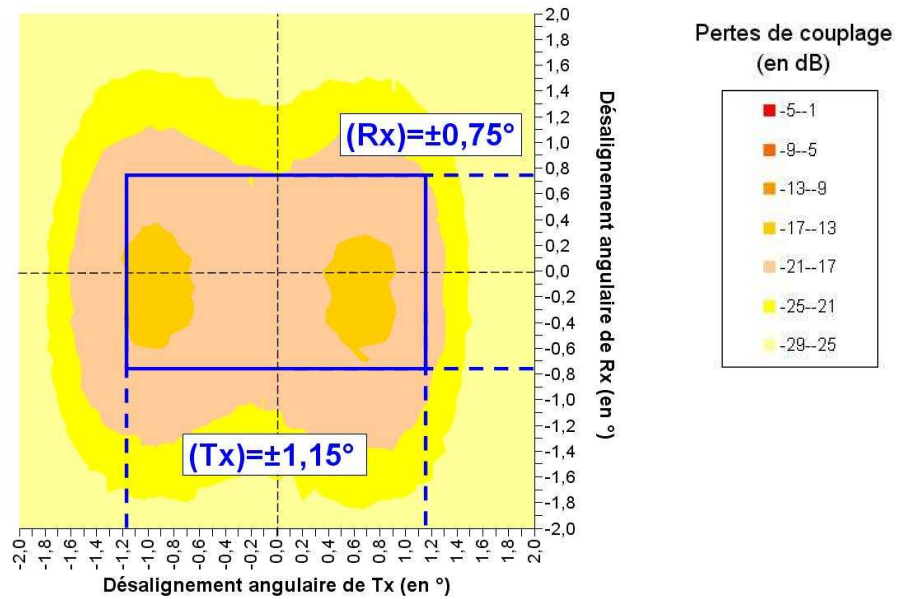


Figure 63 : Pertes de couplage simulées pour un désalignement latéral fixe de +1mm entre les modules pour une distance de communication de 400mm

La difficulté d'extraire des paramètres satisfaisants est liée à la contrainte imposant que la communication soit à la fois fonctionnelle pour une distance courte (50mm) et pour une distance beaucoup plus grande (400mm).

Le compromis choisit ( $d_1=1,9\text{mm}$ ;  $d_2=2,6\text{mm}$ ) garanti une tolérance de positionnement satisfaisante pour une distance de communication en espace libre de 50mm et 160mm mais présente une tolérance angulaire sur le module Rx inférieure aux spécifications à 400mm.



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.4.4.3 Tolérances de positionnement pour quelques configurations

Le Tableau 11 synthétise les tolérances de positionnement simulées des modules d'émission et de réception pour les différentes configurations ( $d_1$  ;  $d_2$ ). Les tolérances -1- et -2- correspondent respectivement aux tolérances de positionnement angulaires des modules pour un désalignement latéral de 1mm et 2mm. Le budget de liaison admissible est de 21dB.

Les simulations pour différentes configurations ont permises de mettre en évidence que les paramètres ( $d_1=1,9\text{mm}$  ;  $d_2=2,6\text{mm}$ ) présentent le meilleur compromis.

Paramètres	$d_1$	$d_2$	1,9mm 2,7mm	2,0mm 2,6mm	2,0mm 2,7mm
Distance 50mm	-1-	Latéral	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 1,4^\circ$	$\pm 1,0^\circ$	$\pm 1,5^\circ$
		Rotation Rx	$\pm 1,4^\circ$	$\pm 0,55^\circ$	$\pm 1,5^\circ$
	-2-	Latéral	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 0,3^\circ$	<b>X</b>	$\pm 0,75^\circ$
		Rotation Rx	$\pm 0,2^\circ$	<b>X</b>	$\pm 0,2^\circ$
Distance 160mm	-1-	Latéral	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 1,25^\circ$	$\pm 1,0^\circ$	$\pm 1,1^\circ$
		Rotation Rx	$\pm 1,3^\circ$	$\pm 0,8^\circ$	$\pm 1,35^\circ$
	-2-	Latéral	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 0,95^\circ$	$\pm 0,9^\circ$	$\pm 1,0^\circ$
		Rotation Rx	$\pm 0,9^\circ$	$\pm 0,3^\circ$	$\pm 0,95^\circ$
Distance 400mm	-1-	Latéral	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$	$\pm 1\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 1,15^\circ$	$\pm 1,15^\circ$	<b>X</b>
		Rotation Rx	$\pm 0,75^\circ$	$\pm 0,35^\circ$	<b>X</b>
	-2-	Latéral	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$	$\pm 2\text{mm}$
		Rotation Tx	$\pm 1,05^\circ$	<b>X</b>	<b>X</b>
		Rotation Rx	$\pm 0,6^\circ$	<b>X</b>	<b>X</b>

**Tableau 11 : Synthèse des tolérances d'alignement pour quelques configurations**

Ces simulations de tolérance de désalignement des modules ne sont pas suffisantes pour évaluer les performances d'un dispositif réel. Il est en effet nécessaire de prendre en compte les tolérances d'alignement des lentilles sur les puces optoélectroniques (VCSEL ou photodiodes) lors de la phase d'assemblage.

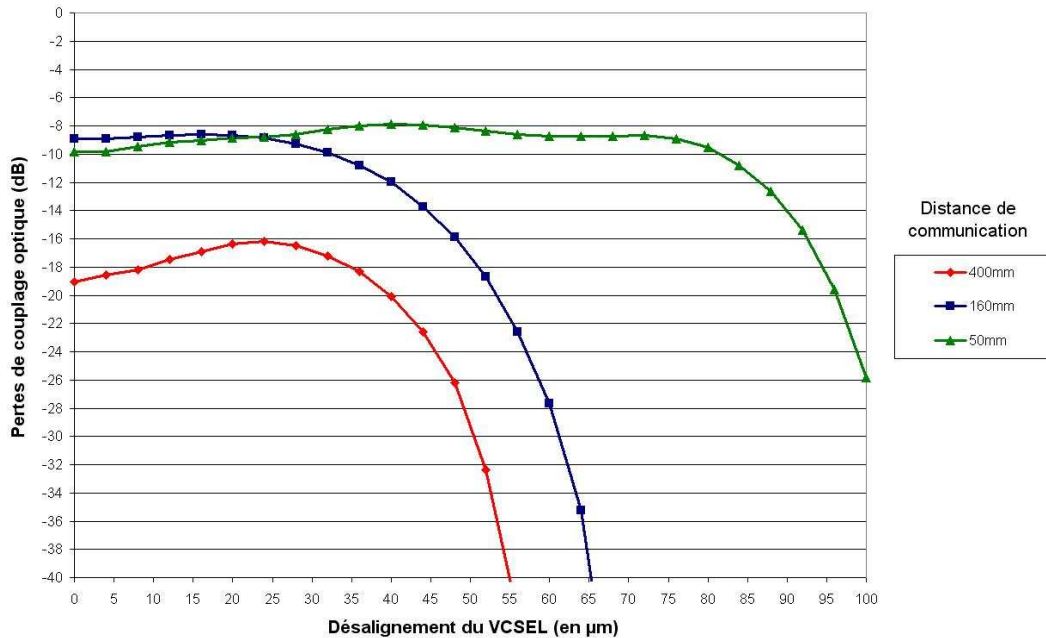
### 2.4.4.4 Tolérances de montage des modules optoélectroniques

Lors de l'assemblage des modules, la précision d'alignement des puces et des lentilles a un impact direct sur les tolérances de positionnement des modules. Les moyens et les outils d'assemblage à mettre en œuvre lors de l'alignement dépendent des tolérances requises. L'objectif de cette partie est d'évaluer les paramètres critiques et de déterminer les tolérances acceptables en fonction des spécifications de l'application visée.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

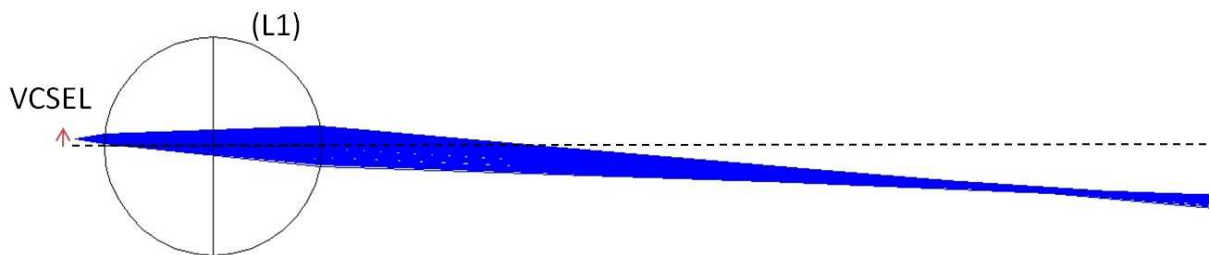
### 2.4.4.4.1 Désalignement latéral du VCSEL et de la photodiode

Les Figure 64 et Figure 66 présentent les pertes de couplage simulées lorsque le VCSEL puis la photodiode sont désalignés par rapport à l'axe optique. Les paramètres ( $d_1=1,9\text{mm}$  ;  $d_2=2,6\text{mm}$ ) sont maintenus et les autres éléments du système optique sont parfaitement alignés.



**Figure 64 : Pertes de couplage liées au désalignement latéral du VCSEL pour plusieurs distances de communication**

Un désalignement latéral du VCSEL modifie l'angle d'émission du faisceau en sortie de la lentille (L1) (Figure 65). Par conséquent, plus la distance de communication est élevée, plus le désalignement du VCSEL engendre une perte de couplage rapide.

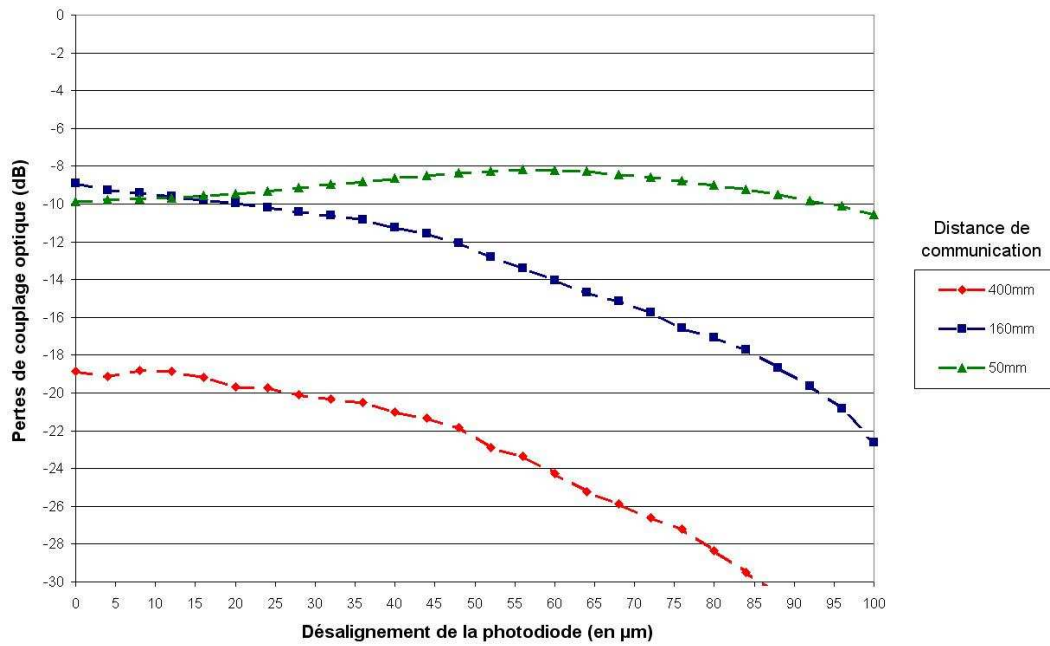


**Figure 65 : Désalignement latéral du VCSEL**

Sur la courbe rouge, correspondant à une distance de communication de 400mm, la perte de couplage atteint un minimum autour de 25µm de désalignement avant d'augmenter brutalement. Ce phénomène s'explique par le profil annulaire du faisceau. A 400mm, le diamètre du faisceau mesure 22,8mm. Lorsque le système est parfaitement aligné, la lentille (L2) de diamètre 5mm intercepte donc le centre du faisceau où la densité de puissance est réduite. La modification de l'angle d'émission entraîne ainsi une augmentation de la puissance couplée lorsque la lentille intercepte l'anneau où la densité de puissance est plus forte.

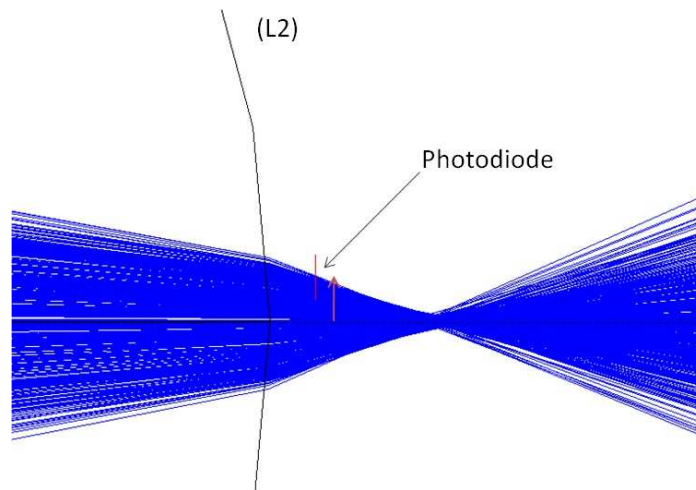
La perte de couplage est beaucoup plus progressive lorsque la photodiode est écartée de l'axe optique (Figure 66).

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 66 : Pertes de couplage liées au désalignement latéral de la photodiode pour plusieurs distances de communication**

L'explication est liée à la large zone active de la photodiode ainsi qu'à son positionnement sous la lentille. Pour optimiser les tolérances, la photodiode est placée devant le plan focal de la lentille. La taille du spot au niveau de la photodiode est donc beaucoup plus large que sa zone active (Figure 67). La puissance couplée est donc moins sensible à un désalignement de la photodiode.



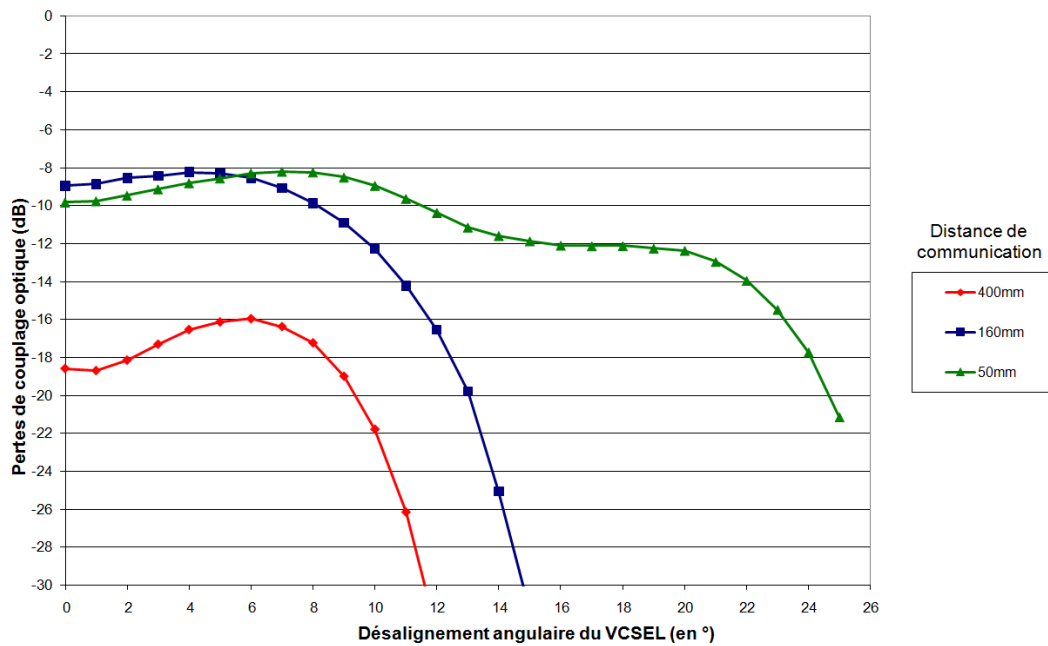
**Figure 67 : Désalignement de la photodiode**

Le positionnement du VCSEL est donc le point le plus critique pour atteindre de bonnes performances en termes de tolérances d'alignement.

### 2.4.4.4.2 Désalignement angulaire du VCSEL et de la photodiode

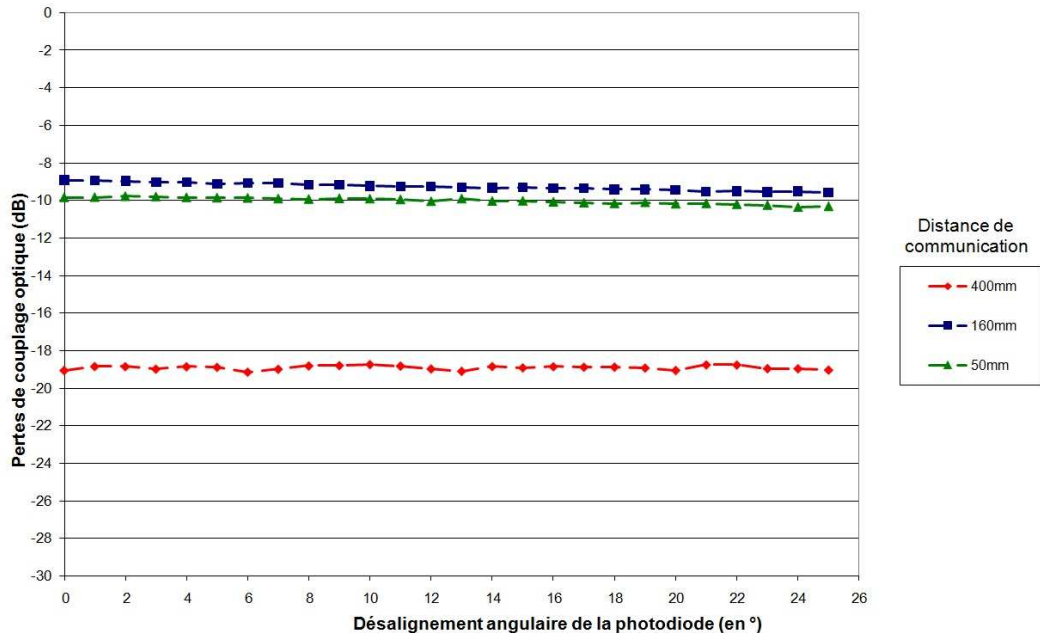
Les Figure 68 et Figure 69 montrent les résultats de simulation obtenus lorsque le positionnement du VCSEL puis de la photodiode présente un désalignement angulaire. Les simulations sont réalisées dans les mêmes conditions.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 68 : Pertes de couplage liées au désalignement angulaire du VCSEL pour plusieurs distances de communication**

L'interprétation de ces courbes reprend les mêmes arguments que lorsque l'on considère un désalignement latéral. Un désalignement angulaire du VCSEL modifie l'angle d'émission du faisceau qui engendre une perte de couplage d'autant plus rapide que la distance entre les modules est importante.



**Figure 69 : Pertes de couplage liées au désalignement angulaire de la photodiode pour plusieurs distances de communication**

La perte de couplage liée à un désalignement angulaire de la photodiode est stable même pour des angles élevés. Cependant, il ne faut pas en conclure que le désalignement angulaire de la photodiode n'a pas d'incidence en termes de performance car nous avons vu précédemment qu'un angle d'incidence non nul du faisceau engendre une baisse de la bande passante de la photodiode.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

### 2.4.4.4.3 Tolérances globales du système optique

L'objectif de ces simulations est de déterminer les tolérances globales des modules optoélectroniques de communications en espace libre en prenant en compte la précision d'alignement des composants lors de l'assemblage ainsi que la tolérance de positionnement des modules lors de l'utilisation réelle.

À partir de ces dernières analyses, nous pouvons reprendre les simulations de tolérances de positionnement des modules optoélectroniques réalisées précédemment et intégrer les tolérances d'alignement du VCSEL et de la photodiode.

Paramètres des simulations :

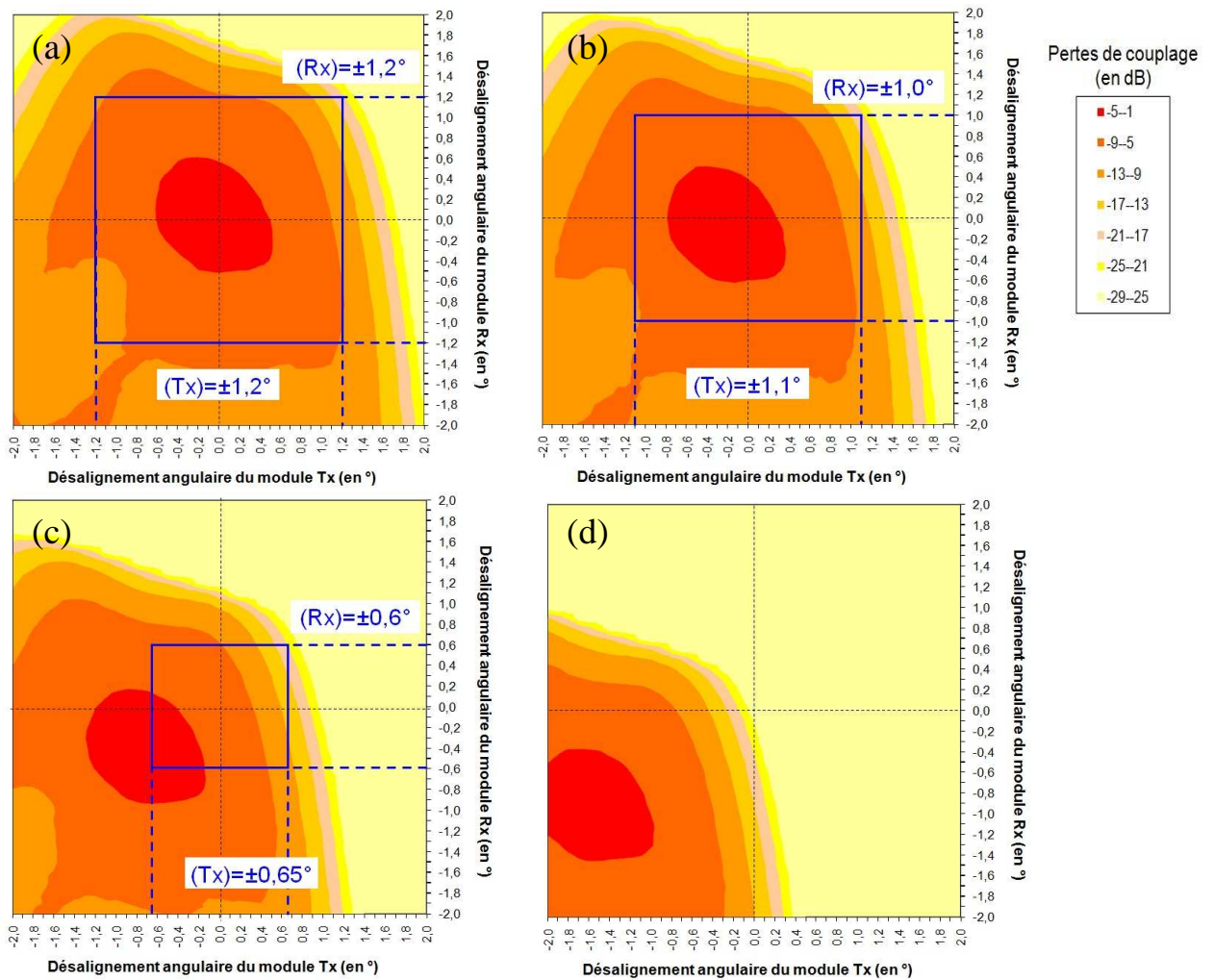
- Plusieurs distances de communication : 50mm, 160mm, 400mm
- Plusieurs valeurs de désalignement latéral des puces : 5 $\mu$ m, 10 $\mu$ m, 25 $\mu$ m et 50 $\mu$ m
- Désalignement angulaire maximal du VCSEL : 1°
- Désalignement latéral maximal entre les modules : 1mm

Le désalignement angulaire choisi pour le VCSEL correspond à la tolérance généralement admise avec la méthode de positionnement des puces à D-Lightsys. Le désalignement angulaire de la photodiode est négligé dans ces simulations.

Les résultats sont présentés sous la même forme que les Figure 61, Figure 62 et Figure 63. Les figures mettent en évidence la perte de couplage optique en fonction des désalignements angulaires des modules Tx et Rx en considérant la distance de communication, le désalignement latéral entre les modules et les désalignements des puces.

La Figure 70 montre la réduction des tolérances angulaires des modules pour une distance de 50mm au fur et à mesure que le désalignement du VCSEL et de la photodiode augmente. Les spécifications de l'application visée imposent une tolérance de  $\pm 1^\circ$  dans le positionnement de chaque module. Par conséquent, les spécifications sont respectées pour une précision d'alignement des puces de  $\pm 10\mu$ m sous les lentilles. Les tolérances se réduisent pour une précision de  $\pm 25\mu$ m et le budget de liaison n'est plus suffisant pour assurer la communication avec une précision de  $\pm 50\mu$ m lorsque les modules ne présentent aucun désalignement angulaire. Les tolérances sont toujours indiquées pour un budget de liaison accessible de 21dB.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



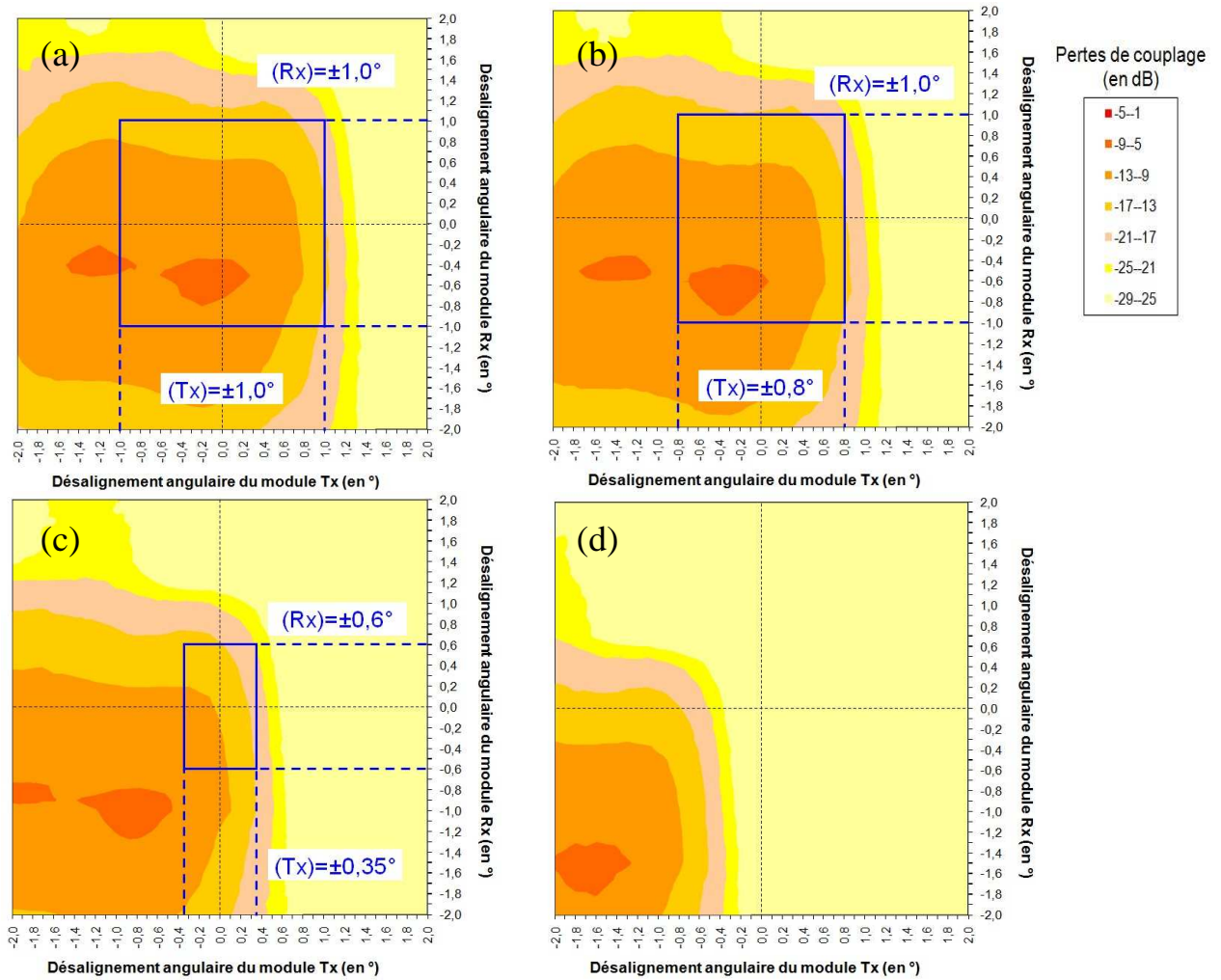
**Figure 70 : Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 50mm avec un désalignement latéral des puces de  $5\mu\text{m}$  (a),  $10\mu\text{m}$  (b),  $25\mu\text{m}$  (c) et  $50\mu\text{m}$  (d)**

La Figure 71 présente les résultats de simulation pour une distance de 160mm. Les effets du désalignement du VCSEL sont atténués par la divergence du faisceau en sortie du module d'émission. La taille du spot est plus large lorsque la distance de communication augmente et compense en partie l'angle d'émission du faisceau induit par le désalignement latéral du VCSEL.

Si les tolérances sont toujours satisfaisantes pour une précision d'alignement des puces de  $\pm 5\mu\text{m}$ , elles sont légèrement inférieures aux spécifications pour une précision de  $\pm 10\mu\text{m}$  et trop faibles lorsque la précision diminue encore.



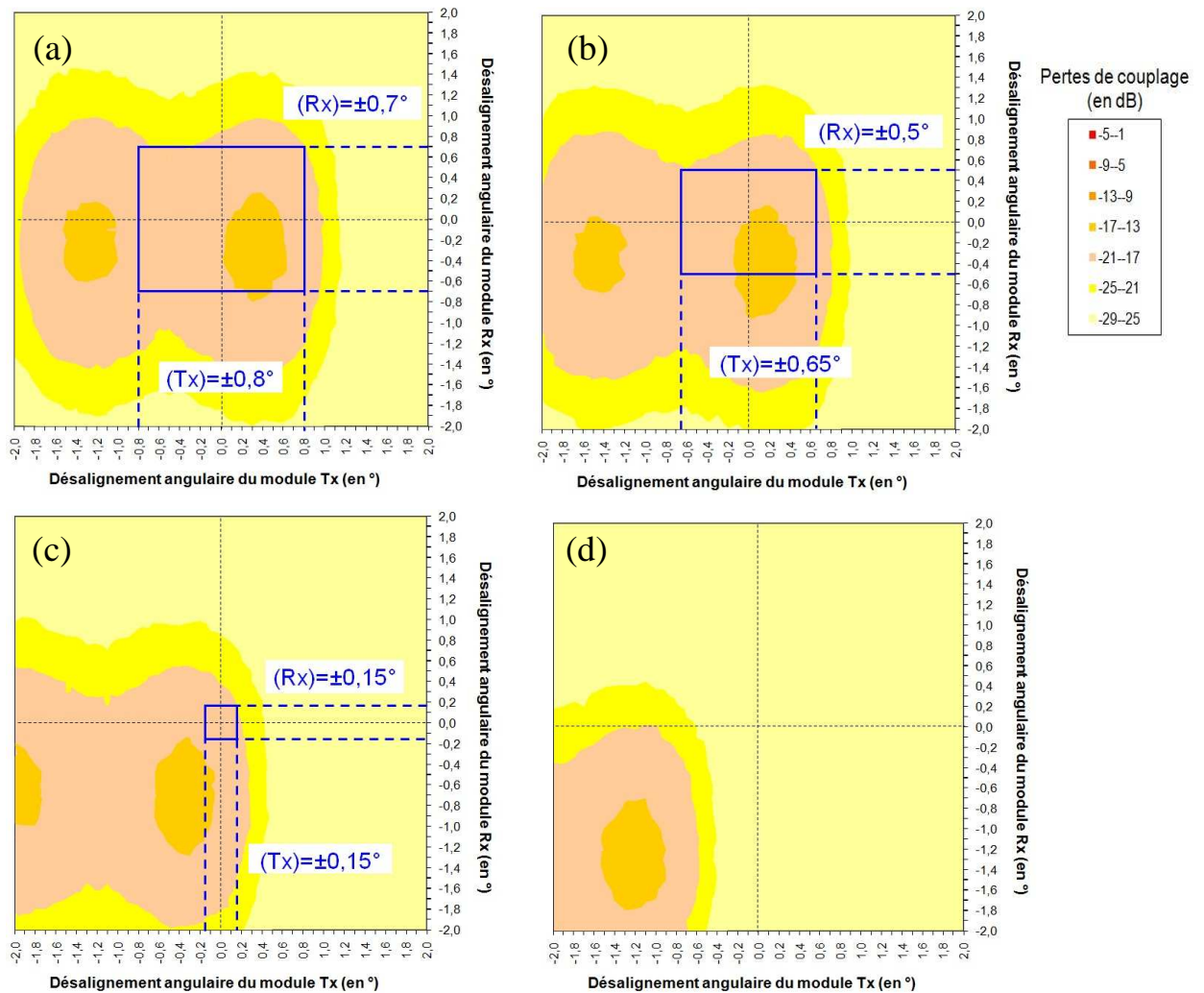
## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 71 : Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 160mm avec un désalignement latéral des puces de  $5\mu\text{m}$  (a),  $10\mu\text{m}$  (b),  $25\mu\text{m}$  (c) et  $50\mu\text{m}$  (d)**

La Figure 72 présente les résultats pour une distance de 400mm. Comme le montrait déjà la Figure 63, les tolérances de positionnement angulaire des modules sont trop faibles par rapport aux spécifications quelque soit la précision d'alignement des puces.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 72 : Simulation des tolérances de positionnement angulaires des modules pour une distance de 400mm avec un désalignement latéral des puces de 5µm (a), 10µm (b), 25µm (c) et 50µm (d)**

Pour répondre aux spécifications de positionnement des modules à cette distance, nous pouvons agir sur plusieurs paramètres :

- Augmenter le bilan de liaison par une puissance plus élevée de la diode laser et/ou une plus grande sensibilité de la photodiode
- Garantir une excellente précision de positionnement des puces
- Utiliser un système optique plus complexe intégrant des matrices de sources laser et/ou de photodiodes

### Conclusion :

Les simulations numériques ont permis de valider la conception que nous avons proposée pour des distances de communications de 50mm et 160mm mais ont révélées des tolérances inférieures aux spécifications à 400mm. Il faut donc réduire la plage de distances de communication accessible ou modifier certains paramètres de conception pour satisfaire ce critère.

L'étude du système optique proposé a permis d'optimiser les paramètres en fonction des tolérances d'assemblage et d'utilisation des modules de communication en espace libre et de déterminer les limites du système.



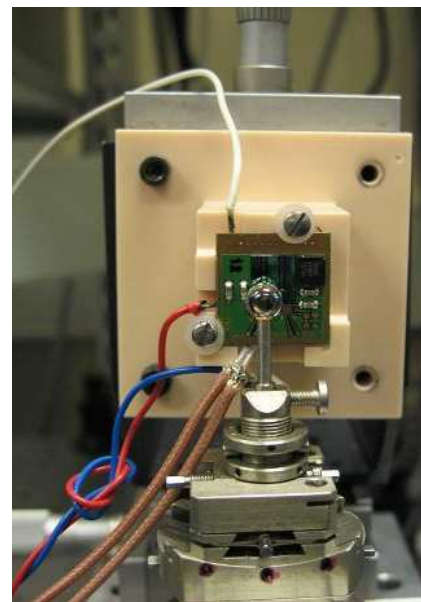
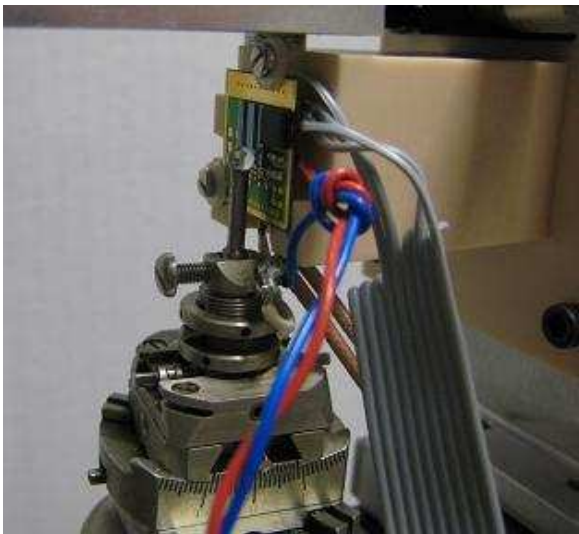
## **2.5 Validation expérimentale des simulations**

Après les simulations que nous avons réalisées pour optimiser les paramètres de réglage de la liaison, une phase de validation expérimentale de ces résultats est primordiale pour le design intégré d'un prototype fonctionnel. L'objectif de cette validation expérimentale n'est pas de reproduire l'ensemble des désalignements testés lors des simulations mais de comparer les simulations et les mesures expérimentales pour des désalignements spécifiques.

### **2.5.1 Présentation du montage de test**

La mise au point de cette validation expérimentale a nécessité le montage de prototypes de test émetteur et récepteur.

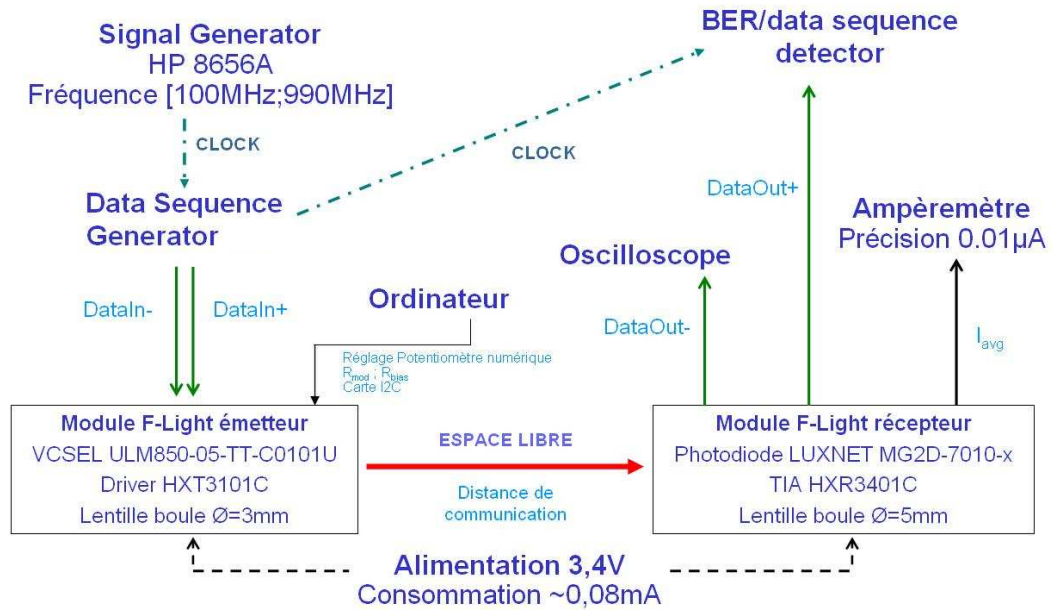
Le module Tx est composé d'un VCSEL, d'un driver de diode laser ainsi que d'un potentiomètre numérique permettant de modifier le courant moyen dans le VCSEL. Le module Rx est composé d'une photodiode de diamètre 100 $\mu$ m et d'un amplificateur transimpédance (TIA). Des lentilles de 3mm et de 5mm de diamètre sont respectivement positionnées devant les modules Tx et Rx.



**Figure 73 : Photographies des modules de test Tx et Rx**

Les 2 modules ont été installés sur un banc optique conçu pour évaluer le comportement du système en dynamique et évaluer les effets des tolérances de positionnement entre les modules. Le schéma suivant présente le montage complet du système :

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 74 : Schéma du dispositif de communication en espace libre**

Un signal d'horloge de fréquence maximale 990MHz est généré par le générateur de signal. Ce signal est ensuite converti en séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS pseudo-random binary sequence) dont la période est  $2^7-1$  bits. Les données sont transmises jusqu'au module d'émission Tx par l'intermédiaire d'une transmission différentielle **DataIn+** et **DataIn-**. Ces signaux sont ensuite convertis en courant par l'intermédiaire du driver puis transmis jusqu'au VCSEL. Les niveaux de courant sont déterminés par les valeurs de résistances programmables dans le potentiomètre numérique.

Le signal est alors transmis optiquement vers le module de réception Rx. La conversion du signal optique en signal électrique s'effectue au niveau de la photodiode. À l'aide d'un ampèremètre, nous avons observé le courant en sortie de la photodiode ce qui est indispensable pour aligner les différents éléments. Le signal reçu est amplifié et mis en forme dans une puce combinant les fonctions de TIA et de limiteur. L'une des sorties différentielles est connectée à l'oscilloscope afin de déterminer l'ouverture de l'œil tandis que la seconde est connectée à un mesureur de taux d'erreurs qui est synchronisé avec le générateur de séquence. Nous pouvons alors évaluer le taux d'erreur binaire correspondant à chaque positionnement des modules.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

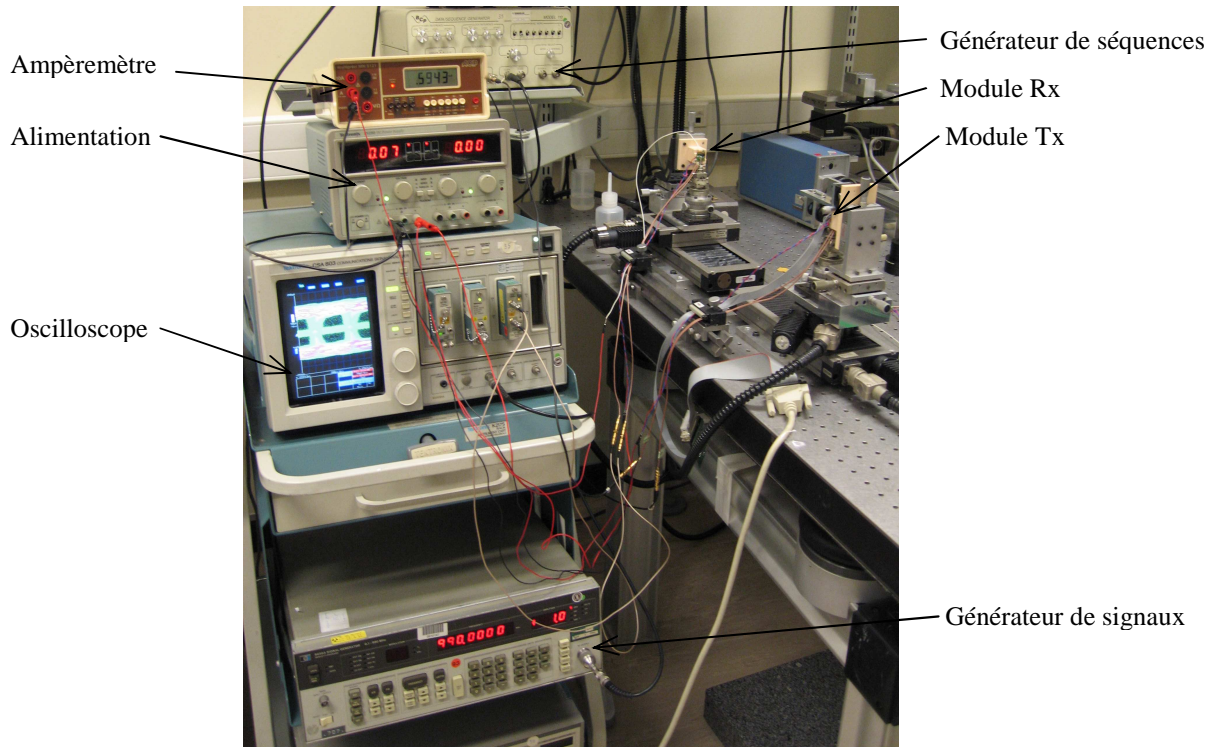


Figure 75: Photographie du banc de test que nous avons réalisé

Le banc test permet d'effectuer deux types de désalignement entre les modules :

- Un désalignement angulaire du module Tx réalisé par une table de rotation motorisée
- Un désalignement latéral entre les modules réalisé par une table de translation motorisée disposée sous le module Rx

### 2.5.2 Etalonnage du potentiomètre numérique

Deux résistances variables ( $R_{\text{bias}}$  et  $R_{\text{mod}}$ ) dans le potentiomètre permettent de modifier respectivement le courant moyen et l'amplitude du courant de modulation du VCSEL. L'étalonnage du potentiomètre a pour objectif d'associer les paramètres ( $R_{\text{bias}}$  et  $R_{\text{mod}}$ ) aux caractéristiques optiques du signal émis. En modifiant les paramètres  $R_{\text{bias}}$  et  $R_{\text{mod}}$  du potentiomètre grâce à un logiciel et une carte I2C, nous modifions respectivement le taux d'extinction (l'ouverture de l'œil) et la puissance moyenne du signal optique. Ces caractéristiques dépendent de la fréquence de modulation du VCSEL ainsi que de la température de fonctionnement.

Les valeurs accessibles par les résistances  $R_{\text{bias}}$  et  $R_{\text{mod}}$  du potentiomètre utilisé sont comprises entre  $450\Omega$  et  $10k\Omega$ .

Les caractéristiques du potentiomètre numérique sont déterminées sur le module Tx en couplant le faisceau laser directement en sortie du VCSEL dans une fibre multimode  $50/125\mu\text{m}$  vers la tête optique de l'oscilloscope. Les mesures effectuées sur le banc ne permettent pas de tester l'influence de la température. Le schéma suivant illustre le montage expérimental qui a été réalisé.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

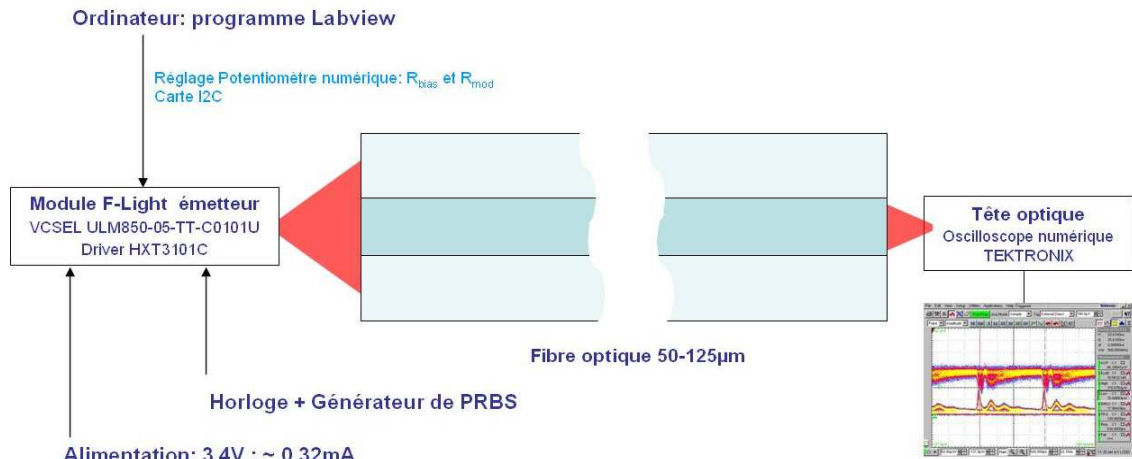


Figure 76 : Schéma du banc d'étalonnage du potentiomètre numérique

Lorsque la valeur de  $R_{bias}$  augmente, l'intensité moyenne du signal électrique transmis au VCSEL diminue et le taux d'extinction augmente avec la valeur de  $R_{mod}$ . Ces commentaires sont toutefois à nuancer. Premièrement il faut tenir compte de la courbe  $P(I,T)$  du VCSEL. Si la puissance moyenne est trop élevée, l'ouverture de l'œil sera forcément limitée (voir Figure 77). Il faut donc trouver un compromis entre la puissance optique moyenne et le taux d'extinction du signal. Deuxièmement, les caractéristiques du driver n'étant pas idéales, les paramètres  $R_{bias}$  et  $R_{mod}$  ne sont pas totalement indépendants. Nous constatons que la modification de  $R_{bias}$ , par exemple, entraîne une légère variation de l'ouverture de l'œil même en restant sur la plage linéaire de la courbe.

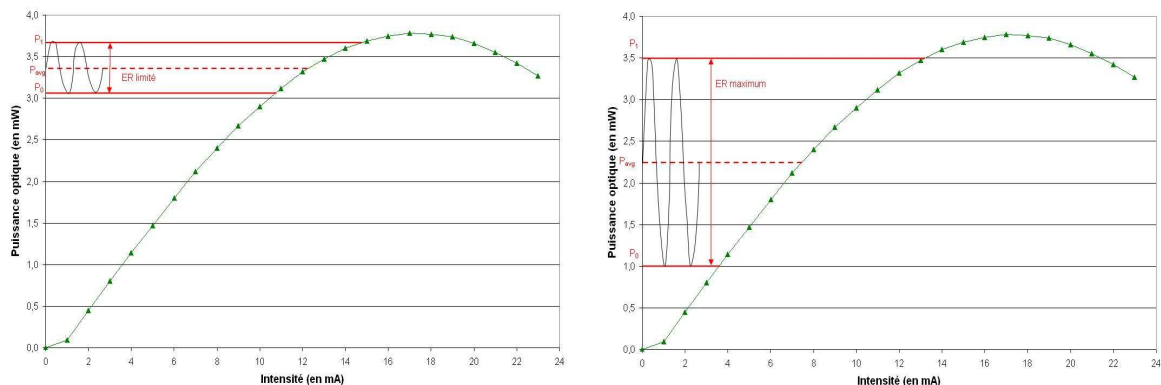


Figure 77 : Ouverture de l'œil accessible en fonction de la puissance optique moyenne ( $T=20^\circ$ ) et du taux d'extinction

Les Figure 78, Figure 79 et Figure 80 présentent les couples  $(R_{mod} ; R_{bias})$  obtenus expérimentalement pour lesquels le taux d'extinction est constant pour un débit de 125Mbps, 500Mbps et 900Mbps. Ces valeurs doivent être ajustées en fonction du débit de données mais surtout en fonction de la température de fonctionnement. Les mesures en température n'ont pas pu être effectuées sur le module d'émission et les résultats obtenus ne sont donc valables qu'à température ambiante ( $30^\circ$ ).

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

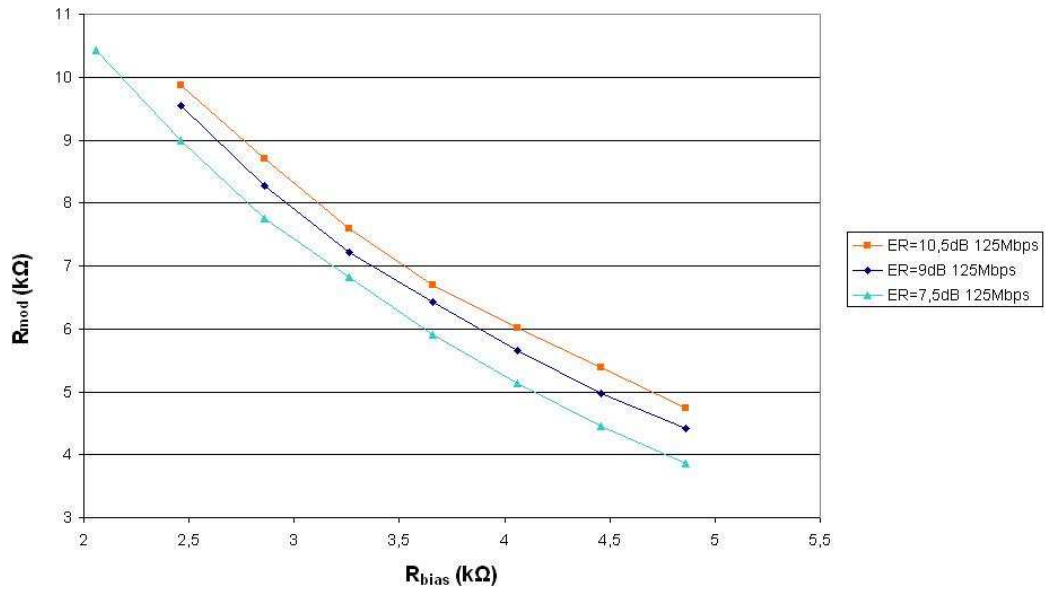


Figure 78 : Mesures des paramètres  $R_{mod}$  et  $R_{bias}$  pour garantir le taux d'extinction spécifié à 125Mbps

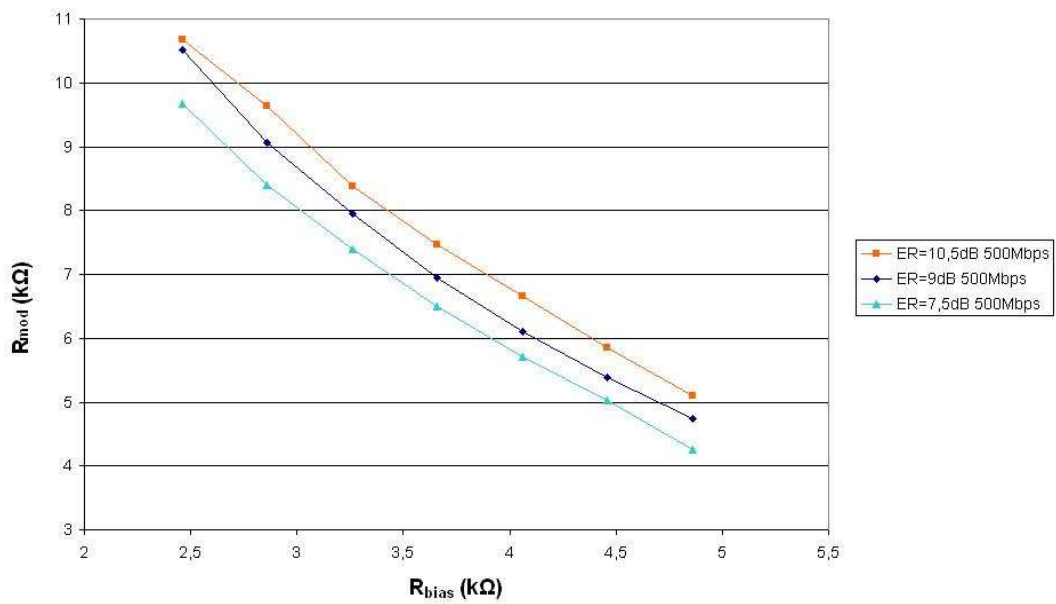


Figure 79 : Mesures des paramètres  $R_{mod}$  et  $R_{bias}$  pour garantir le taux d'extinction spécifié à 500Mbps

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

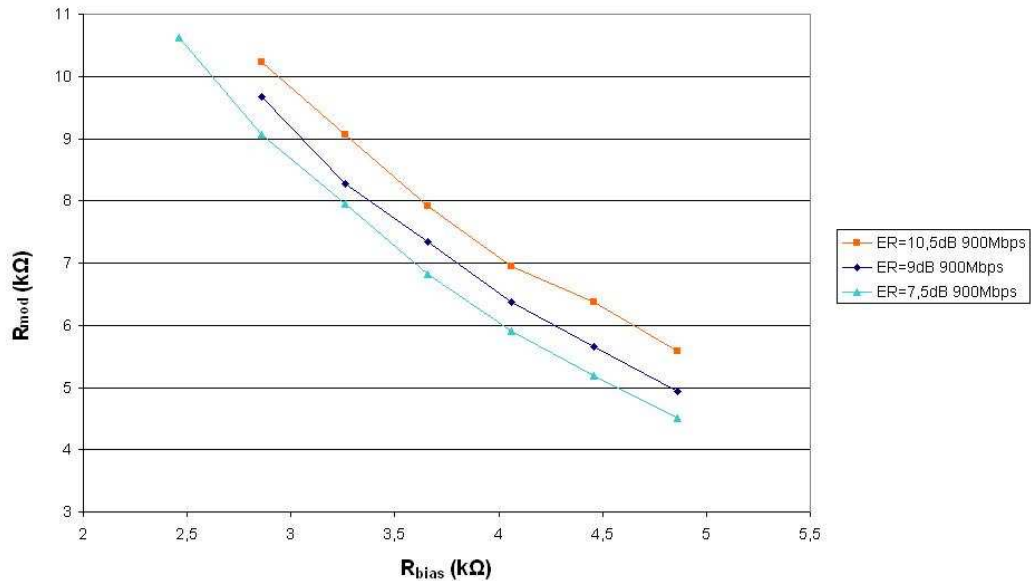


Figure 80 : Mesures des paramètres  $R_{mod}$  et  $R_{bias}$  pour garantir le taux d'extinction spécifié à 900Mbps

L'information à retenir en comparant les résultats que nous avons obtenus pour différents débits est que la valeur de  $R_{mod}$  augmente avec le débit pour un  $R_{bias}$  et un taux d'extinction donnés. Nous expliquons ce phénomène par les oscillations de la puissance optique lors de l'établissement du niveau « 1 » (overshoot et undershoot). Plus le temps bit est court, plus ces oscillations seront importantes dans le calcul du taux d'extinction. Pour obtenir un taux d'extinction identique, il sera donc nécessaire d'augmenter  $R_{mod}$ .

Ces différentes mesures permettent de choisir les paramètres  $R_{bias}$  et  $R_{mod}$  en fonction des configurations que l'on souhaite évaluer : taux d'extinction, puissance moyenne, amélioration de la sensibilité du récepteur...

### 2.5.3 Evaluation de la sensibilité du module de réception

La sensibilité du récepteur Rx est la puissance optique minimale captée par la photodiode telle que le taux d'erreur binaire (BER) reste inférieur à une certaine valeur. On considère ici que la limite du taux d'erreur acceptable est de  $10^{-9}$  pour une longueur de PRBS de  $2^7-1$ . En se basant sur les mesures effectuées précédemment (voir par exemple la Figure 78), la sensibilité de Rx a été déterminée en fonction du taux d'extinction du signal et du débit.

Après avoir aligné les deux modules sur le banc, la puissance optique moyenne d'émission est diminuée progressivement jusqu'à ce que le BER atteigne  $10^{-9}$ . La mesure du courant  $I_{avg}$  sur le module Rx (sortie analogique du module qui fournit un courant proportionnel à la puissance optique moyenne captée par la photodiode) ce qui permet alors de connaître la sensibilité du module. Les résultats sont présentés dans le tableau suivant. La responsivité de la photodiode est de 0,62A/W à 850nm.



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

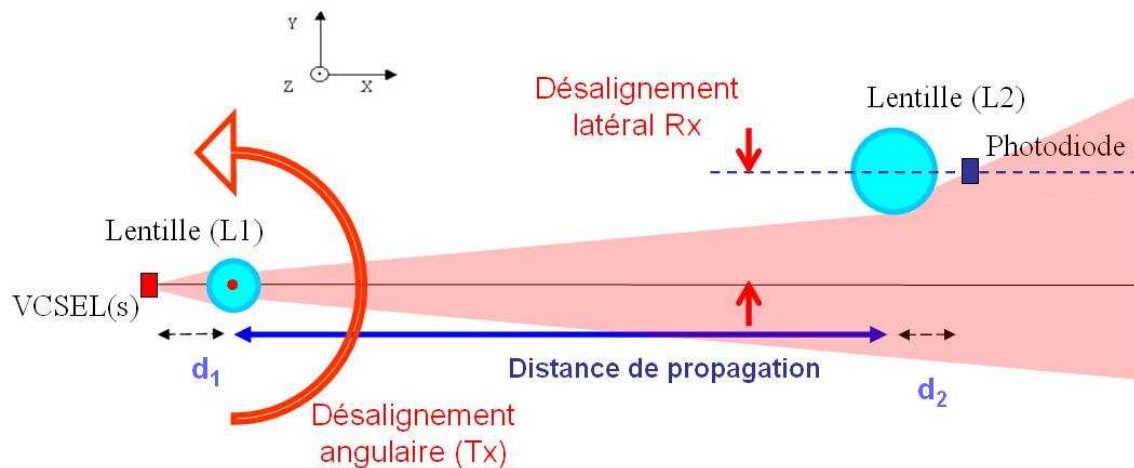
		Débit des données (en Mbps)								
		125			500			900		
Taux d'extinction	dB	7,5	9	10,5	7,5	9	10,5	7,5	9	10,5
Résistance R <sub>mod</sub>	kΩ	4,74	5,26	4,94	5,1	5,26	5,34	6,1	6,22	6,38
Résistance R <sub>bias</sub>	kΩ	4,3	4,3	4,74	4,42	4,54	4,74	3,98	4,14	4,46
Sortie I <sub>avg</sub>	mA	0,00885	0,008	0,0075	0,0082	0,0077	0,0071	0,0089	0,0084	0,0075
Sensibilité du récepteur	dBm	<b>-18,5</b>	<b>-18,9</b>	<b>-19,2</b>	<b>-18,8</b>	<b>-19,1</b>	<b>-19,4</b>	<b>-18,4</b>	<b>-18,7</b>	<b>-19,2</b>

**Figure 81 : Mesure expérimentale de la sensibilité du module de réception**

Les valeurs de sensibilité obtenues lors de cette mesure, de l'ordre de -19dBm, sont supérieures aux valeurs attendues. Les valeurs typiques de sensibilité des modules fibrés de D-Lightsys sont de l'ordre de -20dBm. Cette différence s'explique par les longueurs de câbles coaxiaux et par les soudures effectuées à l'arrière des modules qui ne permettent pas une transmission optimale des données et dégradent de ce fait les mesures de sensibilité. Ces valeurs peuvent être améliorées sur le banc optique en optimisant les circuits électroniques de génération de signaux et de mesures de BER.

### 2.5.4 Comparaison entre résultats expérimentaux et simulations

Nous avons conçu et réalisé un démonstrateur de communication optique sur le banc de test afin de valider les simulations effectuées sous ZEMAX. Le banc permet de désaligner latéralement les 2 modules Tx et Rx et de désaligner angulairement le module Tx. La distance de communication est de 160mm dans cette partie.



**Figure 82: Schéma des désalignements sur le banc optique**

Pour faire coïncider les positions  $d_1$  et  $d_2$  avec les valeurs de simulations, les modules sont alignés pour obtenir le maximum de couplage optique entre Rx et Tx. Nous considérons que la distance VCSEL-(L1) correspond à  $d_1=1,6\text{mm}$  et que la distance (L2)-photodiode correspond à la distance  $d_2=2,6\text{mm}$ . Les tables de translation nous permettent ensuite de déplacer le VCSEL par rapport à (L1) et la photodiode par rapport à (L2) avec une bonne précision afin de correspondre avec les paramètres introduits dans le logiciel ZEMAX.

Nous avons choisi les paramètres  $R_{\text{bias}}$  et  $R_{\text{mod}}$  utilisés lors des mesures précédentes concernant le réglage du potentiomètre numérique:  $R_{\text{bias}}=2,46\text{k}\Omega$  et  $R_{\text{mod}}=10,5\text{k}\Omega$  pour une

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

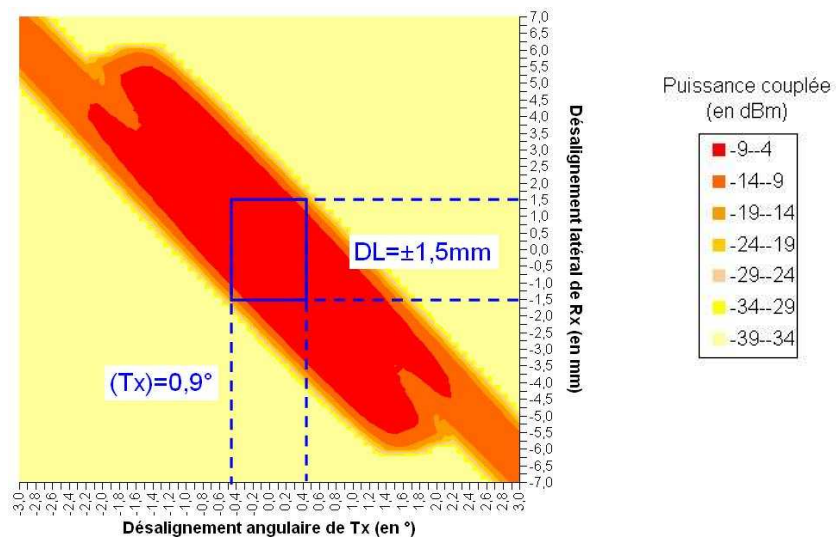
communication fonctionnant à 500Mbps. Ces paramètres correspondent à un taux d'extinction de 9dB, et à une puissance optique moyenne de 1,44mW (soit 1,58dBm).

La liaison est considérée comme fiable pour un  $BER < 10^{-9}$  ( $PRBS = 2^7 - 1$ ). Les valeurs de sensibilité retenues lors des simulations correspondent à une puissance optique couplée minimale de -19dBm qui est la sensibilité du module de réception avec ce débit et ce taux d'extinction (voir Figure 81).

Nous présentons les différents résultats en fonction des distances  $d_1$  et  $d_2$  afin de comparer les simulations et les mesures avec plus de clarté.

### ➤ Configuration $d_1 = 1,6\text{mm}$ et $d_2 = 2,6\text{mm}$

Dans cette position, la distance entre les composants optoélectroniques et les lentilles est de  $100\mu\text{m}$ . C'est la distance minimale entre les lentilles et les composants qui est expérimentalement réalisable pour garantir l'absence de contact entre les lentilles et les fils d'or connectant les puces. Le couplage est maximal pour ces réglages lorsqu'il n'y a pas de désalignements, mais la tolérance de positionnement est faible comme le montre les simulations et les mesures effectuées sur le banc.

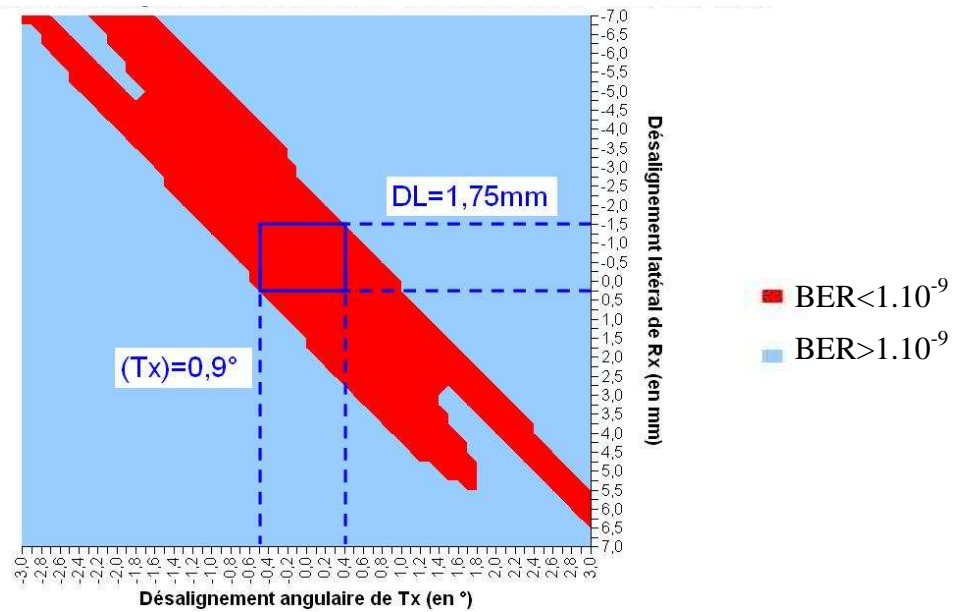


**Figure 83: Tolérances de désalignement simulées avec  $d_1 = 1,6\text{mm}$  et  $d_2 = 2,6\text{mm}$**

Lors des mesures expérimentales, seuls les désalignements pour lesquels le BER est inférieur à  $10^{-9}$ , valeur à partir de laquelle nous avons considéré que la communication était fiable, ont été pris en compte.



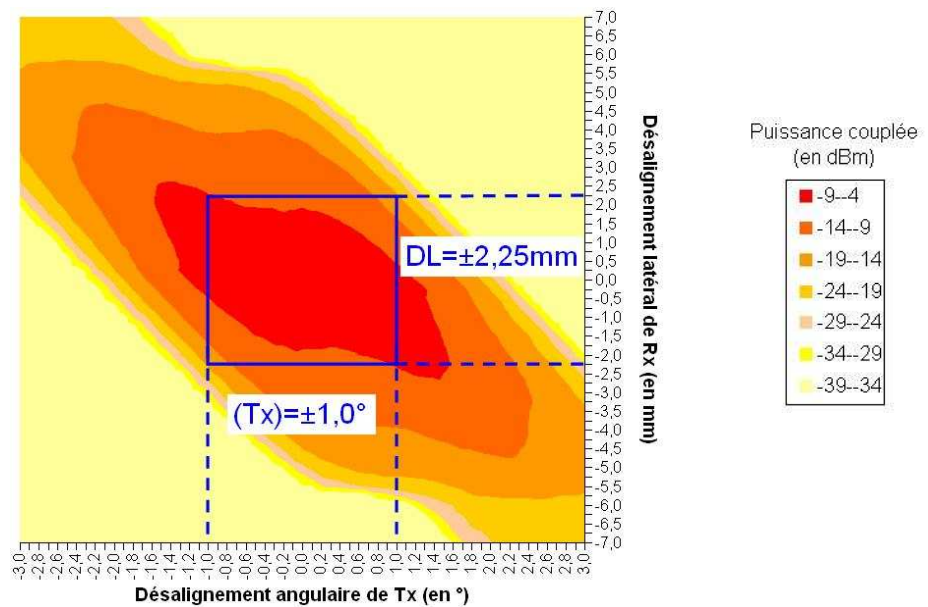
## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 84: Résultat expérimentaux de la tolérance de désalignement sur le banc avec  $d_1=1,6\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$**

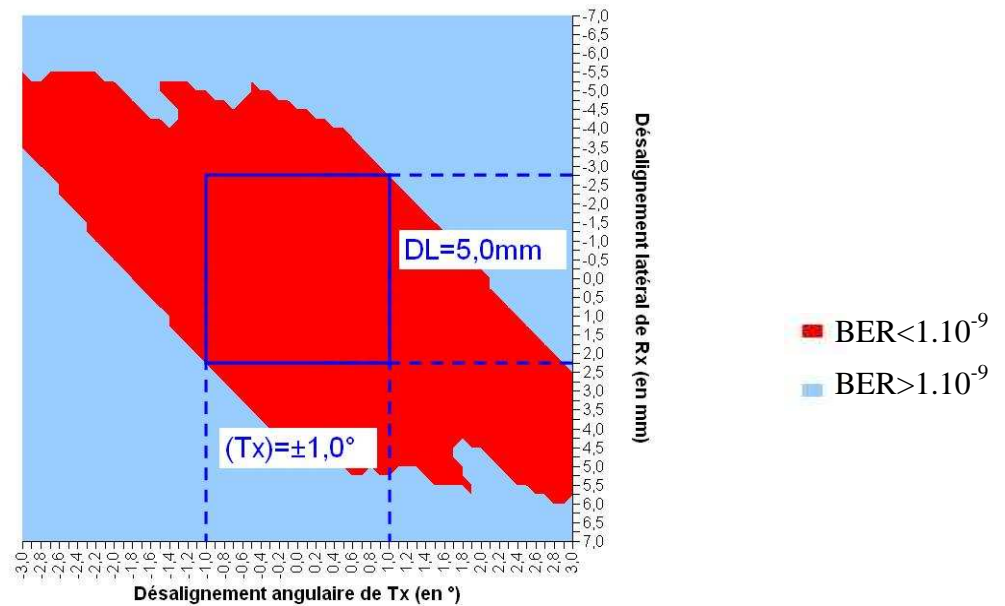
L'aspect général des figures obtenues lors des mesures expérimentales et des simulations est très proche. Par contre les valeurs de sensibilité mesurées divergent ici des valeurs estimées par les simulations numériques. Les tolérances mesurées sont de  $\pm 0,45^\circ$  en rotation pour le module Tx et environ de  $\pm 0,85\text{mm}$  de désalignement latéral entre les modules contre respectivement  $\pm 0,45^\circ$  et  $\pm 1,5\text{mm}$  pour les tolérances simulées.

➤ Configuration  $d_1=1,9\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$



**Figure 85: Résultats des tolérances de désalignement simulées avec  $d_1=1,9\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$**

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

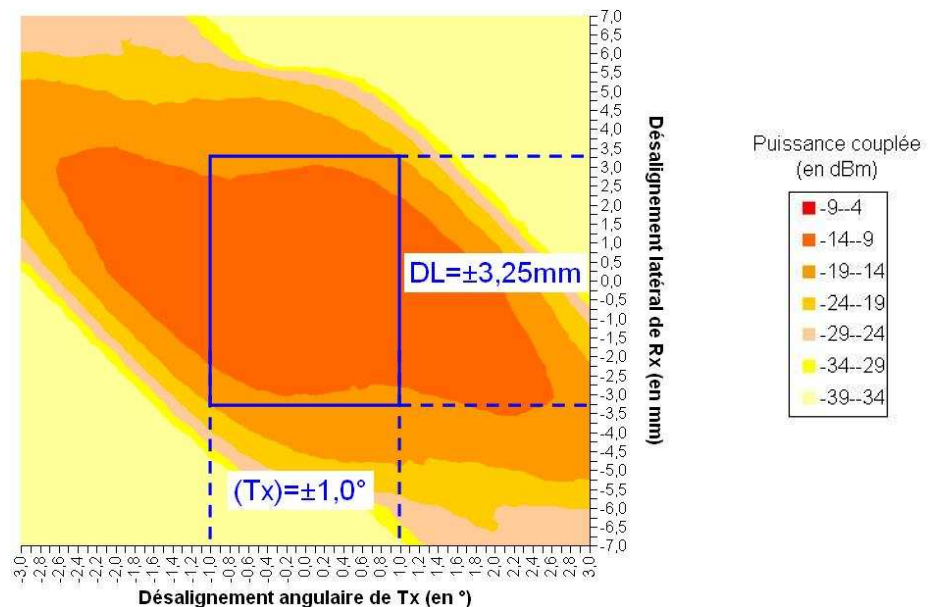


**Figure 86: Résultats expérimentaux des tolérances de désalignement sur le banc avec  $d_1=1,9\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$**

Dans cette configuration, on note que l'aspect des graphiques ainsi que les valeurs de tolérances expérimentales et simulées sont très proches. Les tolérances mesurées sont environ de  $\pm 1,0^\circ$  en rotation pour le module Tx et de  $\pm 2,5\text{mm}$  de désalignement latéral entre les modules contre respectivement  $\pm 1,0^\circ$  et  $\pm 2,25\text{mm}$  pour les tolérances simulées.

Dans cette configuration, les tolérances sont compatibles avec une application carte à carte dans un rack VME où la tolérance acceptable est de  $\pm 1\text{mm}$  et  $\pm 1^\circ$  entre les cartes.

### ➤ Configuration $d_1=2,0\text{mm}$ et $d_2=2,6\text{mm}$



**Figure 87: Résultats des tolérances de désalignement simulées avec  $d_1=2,0\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$**

Des mesures du courant moyen en sortie de la photodiode  $I_{\text{avg}}$  sont effectuées afin de comparer les désalignements acceptables (pour lesquels  $\text{TEB} < 10^{-9}$ ) et la puissance

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

optique captée par la photodiode. Les résultats de ces mesures (Figure 89) correspondent avec une bonne précision aux simulations (Figure 87).

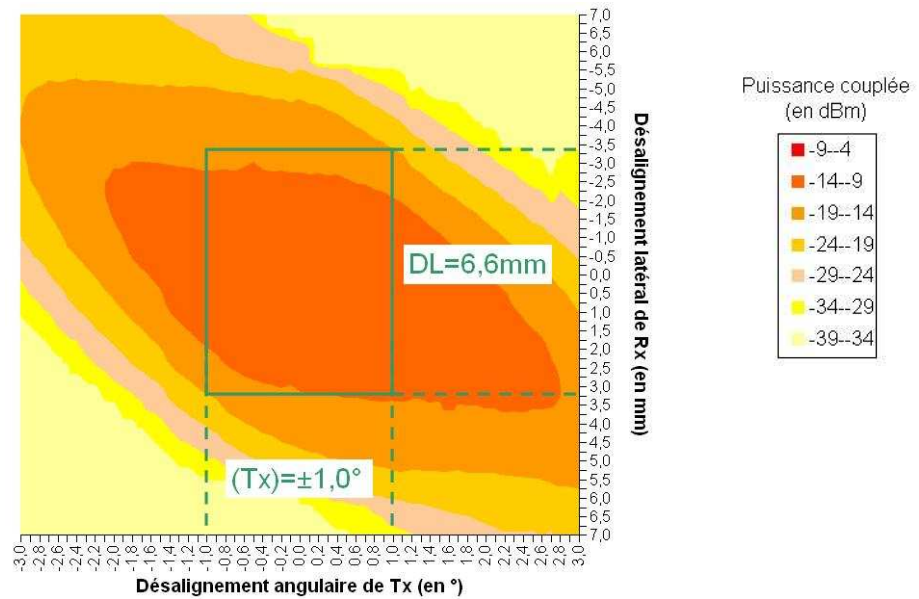


Figure 88: Puissance couplée dans la photodiode (via  $I_{avg}$ )

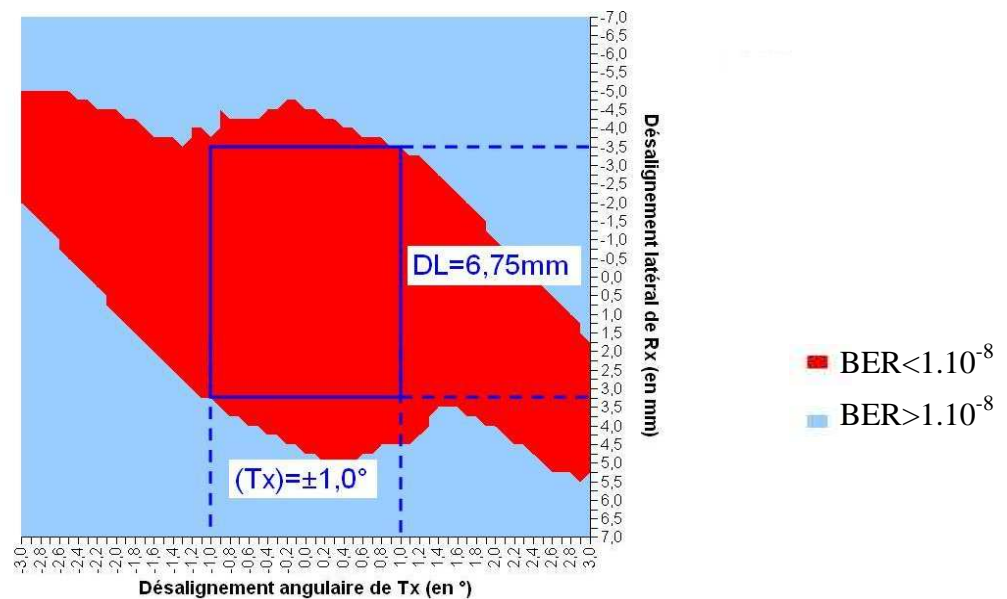


Figure 89: Tolérance de désalignement sur le banc avec  $d_1=2,0\text{mm}$  et  $d_2=2,6\text{mm}$

Nous pouvons conclure que les tolérances que nous avons intégrées sont très satisfaisantes dans le cadre d'une application carte à carte.

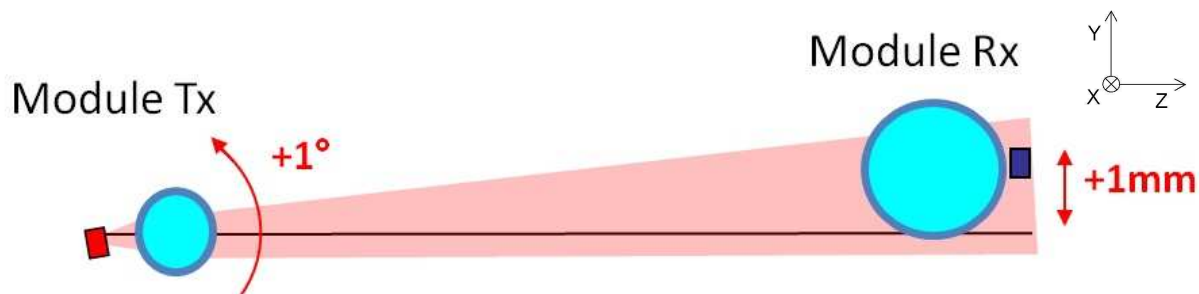
### 2.5.5 Acquisitions de diagrammes de l'œil

Une communication optique haut débit a été testée avec succès sur le banc optique avec les paramètres ( $d_1=1,9\text{mm}$  ;  $d_2=2,6\text{mm}$ ). Les diagrammes de l'œil suivant traduisent la qualité du signal électrique en sortie du module de réception pour une distance de communication de 160mm dans deux configurations aux limites des tolérances requises dans notre application.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

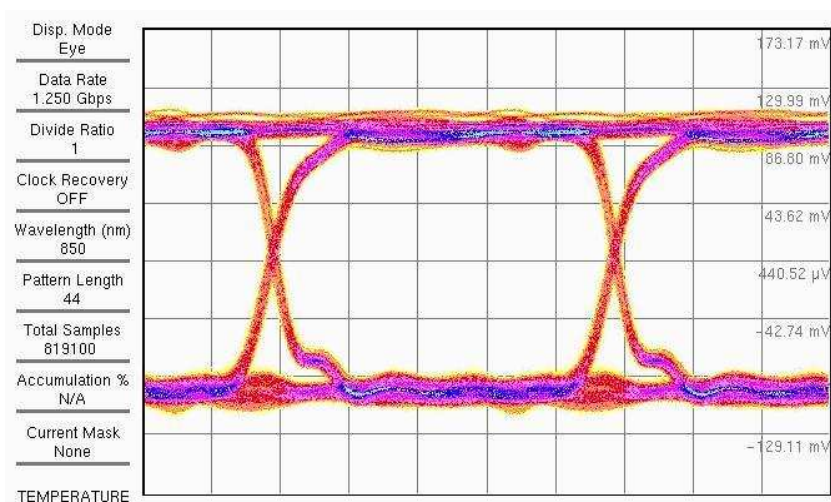
### ➤ 1<sup>ère</sup> configuration : désalignement favorable

Dans cette configuration, le désalignement latéral entre les modules est compensé par un désalignement angulaire du module Rx qui oriente la photodiode vers le module d'émission Tx.

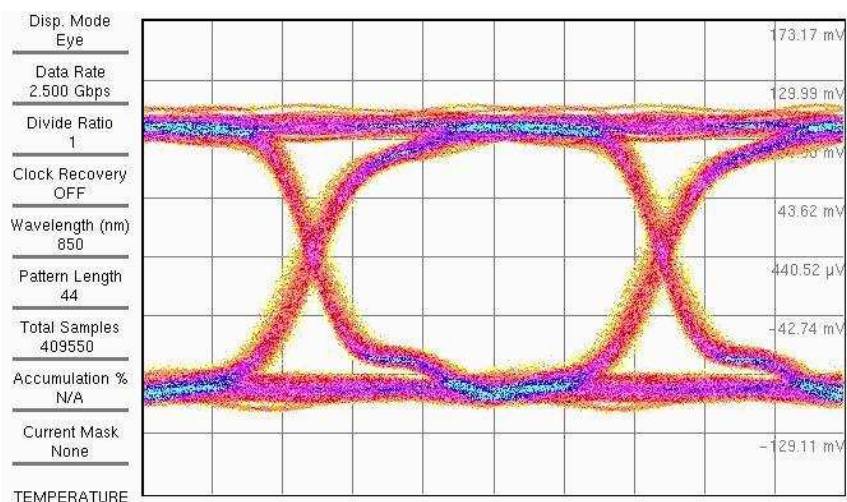


**Figure 90 : Schéma des désalignements introduits sur le banc de test pour la 1<sup>ère</sup> configuration**

Les figures suivantes présentent le diagramme de l'œil électrique en sortie du module de réception pour différents débit de transmission.



**Figure 91 : Diagramme de l'œil dans la 1<sup>ère</sup> configuration pour un débit de 1,25Gbps**



**Figure 92 : Diagramme de l'œil dans la 1<sup>ère</sup> configuration pour un débit de 2,5Gbps**



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

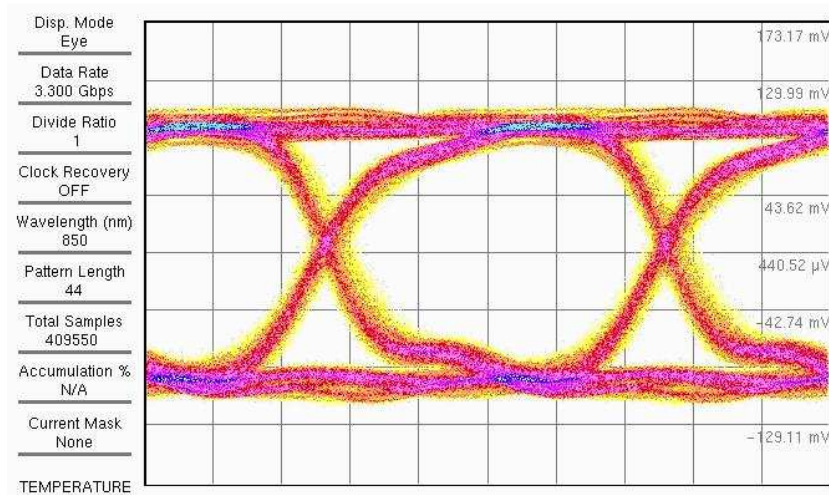


Figure 93 : Diagramme de l'œil dans la 1<sup>ère</sup> configuration pour un débit de 3,3Gbps

### ➤ 2e configuration : désalignement défavorable

Dans cette configuration, l'effet du désalignement latéral entre les modules est aggravé par un désalignement angulaire du module Rx dans le sens opposé à la première configuration.

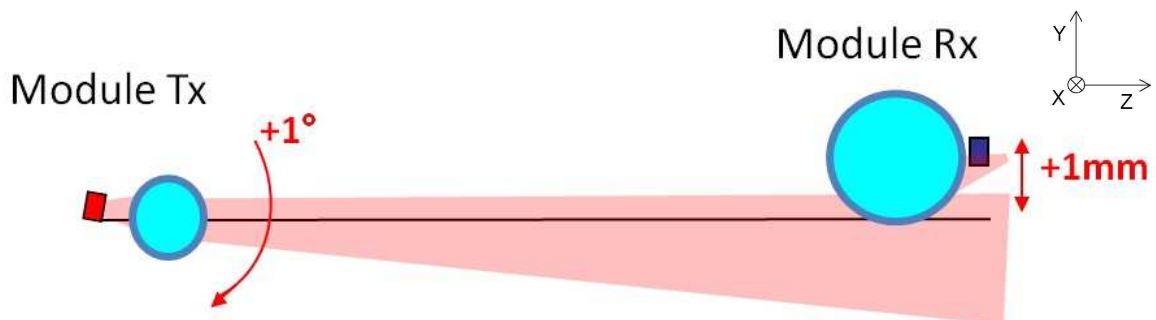


Figure 94 : Schéma des désalignements introduits sur le banc de test pour la 2<sup>e</sup> configuration

Les figures suivantes présentent le diagramme de l'œil électrique en sortie du module de réception pour différents débit de transmission.

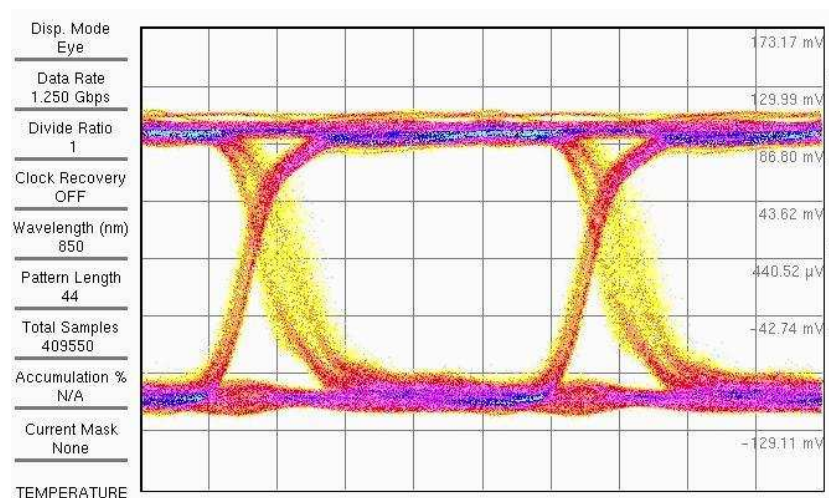


Figure 95 : Diagramme de l'œil dans la 2<sup>e</sup> configuration pour un débit de 1,25Gbps

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

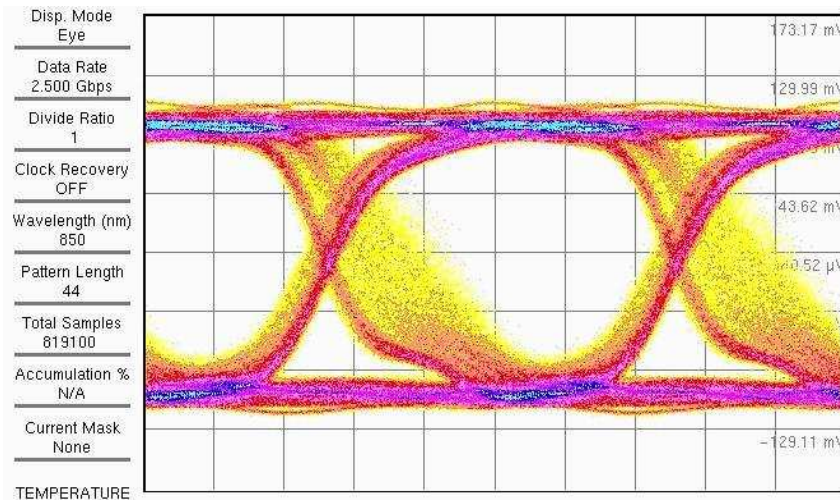


Figure 96 : Diagramme de l'œil dans la 2<sup>e</sup> configuration pour un débit de 2,5Gbps

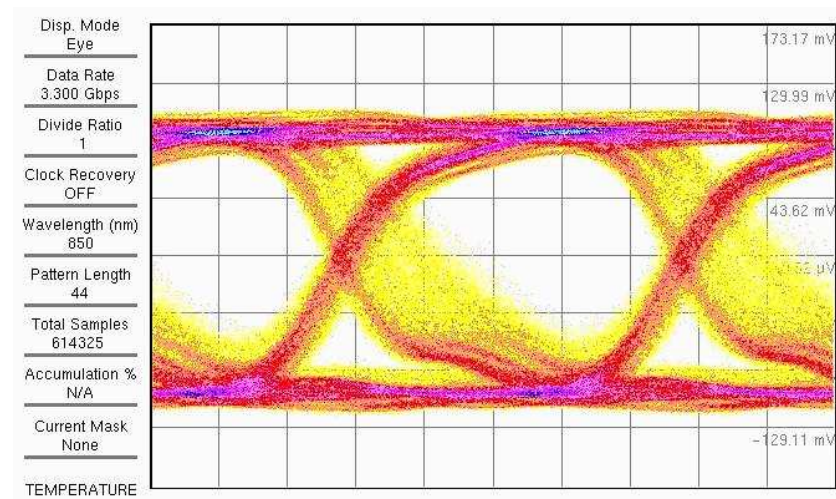
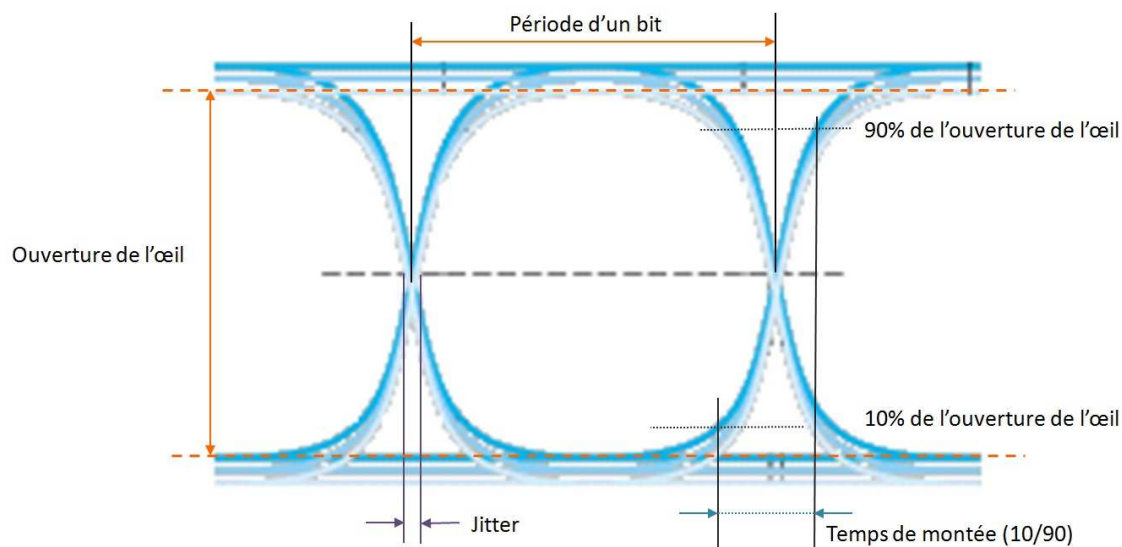


Figure 97 : Diagramme de l'œil dans la 2<sup>e</sup> configuration pour un débit de 3,3Gbps

À partir des diagrammes de l'œil nous pouvons extraire plusieurs informations dont les principales sont représentées à la Figure 98.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 98 : Illustration d'un diagramme de l'œil**

Le tableau suivant compare les valeurs de jitter et de temps de montée relevées sur les diagrammes de l'œil. Le jitter caractérise la dispersion des temps de montée sur chaque bit transmis, c'est-à-dire l'erreur qu'apporte le système sur les temps de montée dans la chaîne de transmission.

		Débit de transmission		
		1,25Gbps	2,5Gbps	3,3Gbps
Jitter Peak to Peak (en ps)	config.1	27	39	41
	config.2	196	165	141
Temps de montée (10/90) (en ps)	config.1	182	183	158
	config.2	196	200	215

**Tableau 12 : Mesures du jitter et du temps de montée des signaux dans les deux configurations**

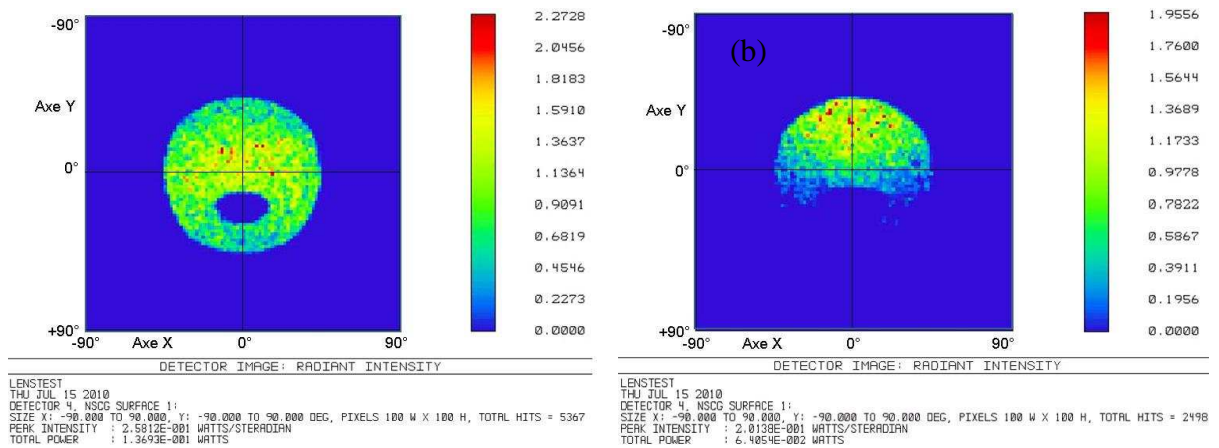
Ces acquisitions mettent en évidence une forte augmentation du jitter dans la seconde configuration.

Deux explications peuvent être proposées pour interpréter ce que l'on observe sur les diagrammes de l'œil :

- L'angle d'incidence du faisceau optique sur la zone active de la photodiode crée une dispersion temporelle du signal

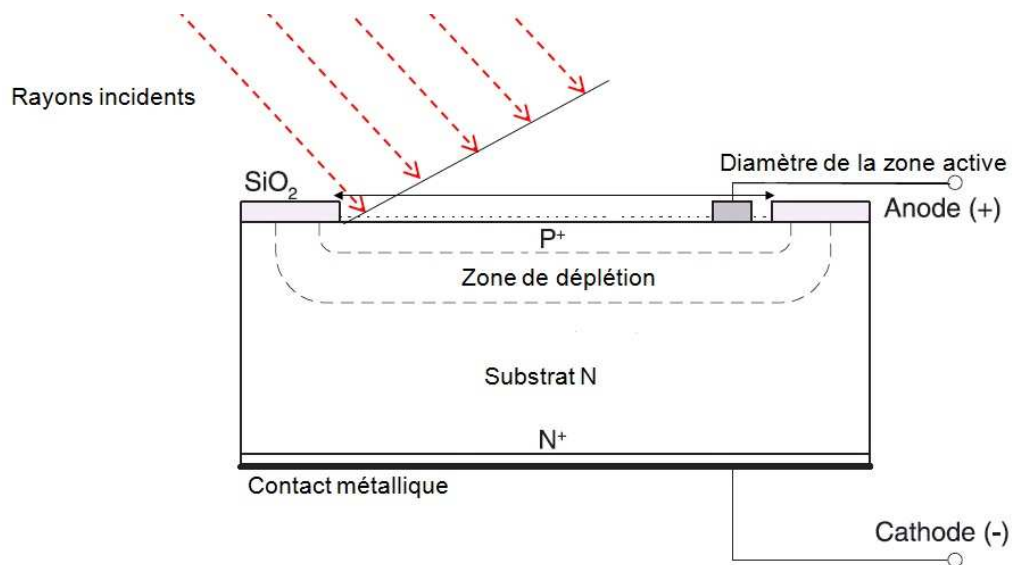
La Figure 99 montre la puissance optique en stéradians couplée dans la photodiode en fonction de l'angle d'incidence des rayons. Dans la configuration 1, l'angle d'incidence moyen des rayons est proche de  $0^\circ$  contre près de  $27^\circ$  dans la configuration 2.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 99 : Répartition angulaire des rayons captés par la photodiode dans les configurations 1 (a) et 2 (b)**

La réponse fréquentielle de la photodiode est modifiée par l'angle d'incidence du faisceau. La figure suivante représente la structure d'une photodiode PIN. L'angle d'incidence du faisceau crée un retard temporel en fonction de la position d'absorption des rayons sur la photodiode et contribue ainsi à créer un élargissement des fronts de montée. C'est ce phénomène qui est observé sur les figures Figure 95 à Figure 97.



**Figure 100 : Schéma d'une photodiode PIN et représentation des rayons incidents**

- Les forts rayons de courbures de la lentille boule créent une dispersion chromatique et entre les modes transverse du VCSEL ce qui entraîne un délai temporel sur la photodiode entre ces modes.

Le VCSEL\_ULM est multimode transverse et son spectre comporte un grand nombre de modes occupant une largeur spectrale d'environ 3nm (Figure 101).

Lorsque les angles d'incidence du faisceau deviennent trop élevés sur la lentille de réception, les modes transverse sont diffractés selon des angles légèrement différents. La vitesse de propagation des modes dans la lentille est également différente pour chaque mode. Par conséquent, les temps d'arrivée des modes sur la photodiode sont décalés et on observe ainsi un fort jitter au niveau du diagramme de l'œil.



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

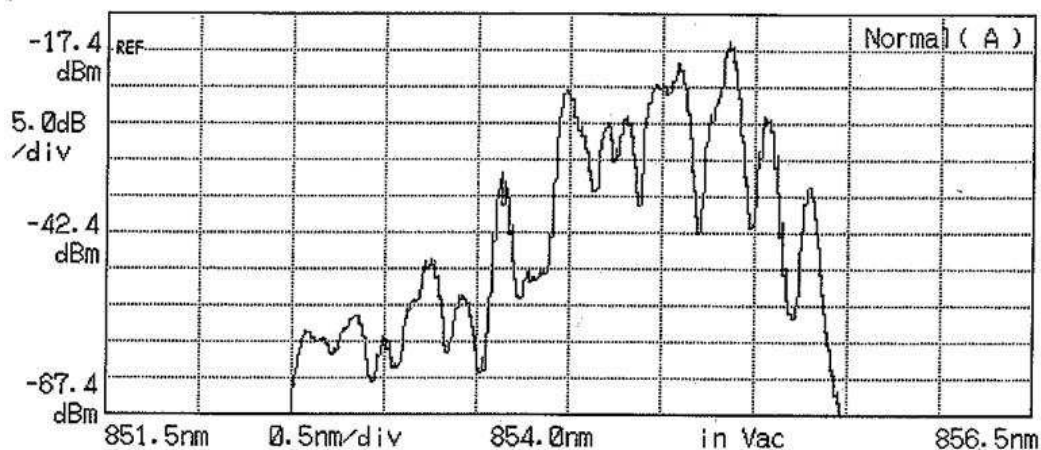


Figure 101: Spectre du VCSEL\_ULM [88]

Pour trancher définitivement sur la nature de ce phénomène, plusieurs mesures expérimentales peuvent être menées. Citons deux expériences possibles :

- Refaire le même montage avec une source laser monomode transverse (VCSEL monomode ou DFB) pour conclure si la présence des modes transverse a un impact sur le jitter.
- Tester la réponse de la photodiode et de l'étage d'amplification à un signal optique collimaté avec un angle d'incidence variable en entrée pour observer les conséquences sur le jitter.

Cette observation nécessite une étude plus approfondie pour quantifier la perte de sensibilité de l'étage de réception du module Rx en fonction de l'angle d'incidence du faisceau. Si l'impact de ce phénomène s'avère suffisamment important, il convient de ne pas définir une valeur fixe de sensibilité, comme nous l'avons fait dans les Figure 61 à Figure 63 et Figure 70 à Figure 72, mais de moduler la valeur de sensibilité du récepteur en chaque point.

Cependant dans les cas où les modules sont positionnés sur le banc expérimental à la limite des tolérances angulaires et latérales que nous visons dans notre application, nous n'avons pas mesuré de baisse significative de la sensibilité du module de réception.

Dans le cadre de ce travail de recherche, l'analyse et la quantification de ce phénomène n'a pas été menée à terme et constitue un axe de réflexion intéressant pour la suite de l'étude.

### 2.5.6 Conclusion

Nous avons validé l'ensemble des simulations réalisées avec le logiciel de conception optique ZEMAX sur le banc optique expérimental avec les premières ébauches de prototypes de modules de communication en espace libre. Les tolérances de positionnement entre les modules sur le banc corroborent en effet les simulations avec une bonne précision.

Les simulations numériques réalisées avec le logiciel de simulation optique ZEMAX nous ont ainsi permis de simuler une série de désalignements qui ne peuvent pas être testés sur notre banc et d'estimer les tolérances globales du système pour l'ensemble des désalignements.

## 2.6 Réalisation de prototypes et d'un démonstrateur de validation

### 2.6.1 Réalisation des modules optoélectroniques

La conception des prototypes fonctionnels de communication en espace libre répond à un certain nombre d'exigences : intégration, contraintes d'environnement, facilité d'assemblage,...

La partie électronique des modules repose sur l'électronique de pilotage existant pour d'autres modules optoélectroniques de D-Lightsys. Le circuit électronique est conçu à l'origine pour transmettre ou recevoir des données sur fibres optiques. Seul le sous ensemble optique est à redéfinir.

Le design de la partie optique constitue la partie essentielle à traiter pour réaliser un prototype. Le support de maintien des lentilles boule est soumis à plusieurs contraintes :

1. L'intégration des éléments optiques doit satisfaire les contraintes imposées en termes de hauteur du module ou de résistance en température et en vibration.
2. Les distances de positionnement des lentilles par rapport aux puces optoélectroniques doivent respecter les paramètres définis lors des simulations.
3. Les contraintes liées à l'assemblage des différents éléments sont prises en compte pour garantir une précision suffisante en termes de planéité et d'alignement sur l'axe optique du VCSEL et de la photodiode...
4. Les distances d'interconnexions entre le VCSEL et le driver d'une part et entre la photodiode et le TIA d'autre part sont réduites au maximum pour limiter la dégradation du signal électrique.

Notre choix de support pour les lentilles boule s'est porté sur un cône afin de tirer profit de la forme sphérique des lentilles. Les dessins des supports sont présentés aux Figure 102 et Figure 103.

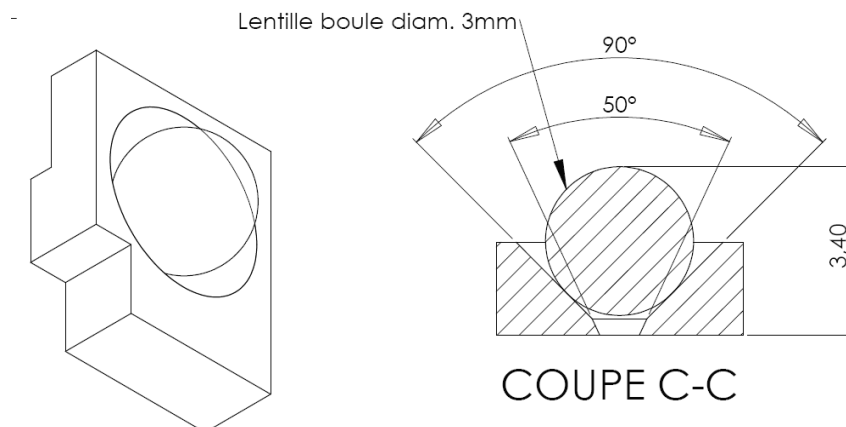
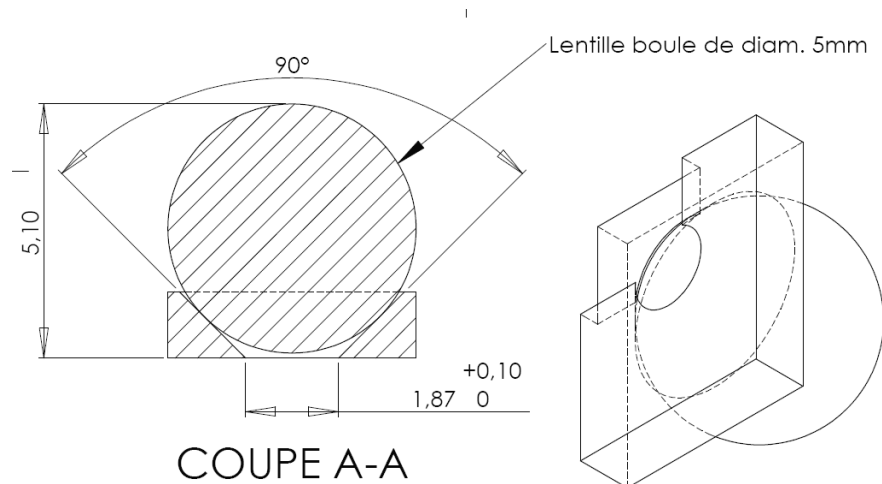


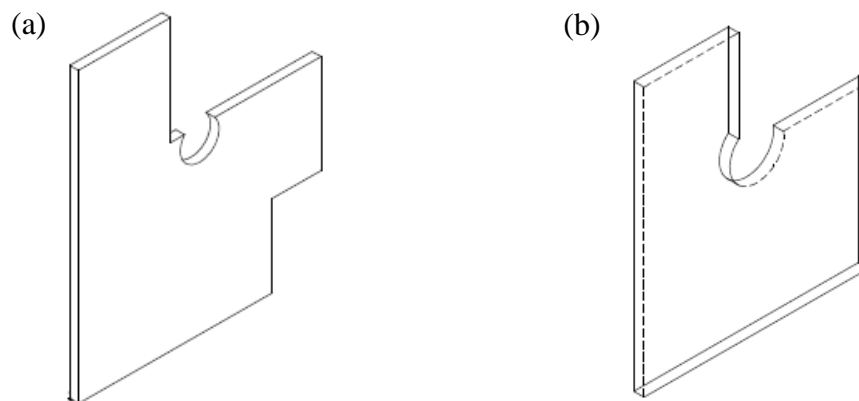
Figure 102 : Design de support de lentille pour le module Tx

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 103 : Design du support de lentille pour le module Rx**

Une autre pièce, appelée cale de positionnement, a été conçue pour assurer la planéité des puces optoélectroniques lors de l'assemblage (voir Figure 104). La cale est collée directement sur le PCB et sert de plan de référence pour positionner les puces. Le support des lentilles est collé par-dessus cette cale après que les puces aient été câblées par *wire-bonding* (câblage par fils d'or de diamètre  $17\mu\text{m}$ ) vers le driver ou le TIA.



**Figure 104 : Cale de positionnement des puces Tx (a) et Rx (b)**

La photographie suivante présente une étape de l'assemblage correspondant au câblage du VCSEL sur le driver par *wire-bonding* après positionnement du VCSEL au centre de la cale.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

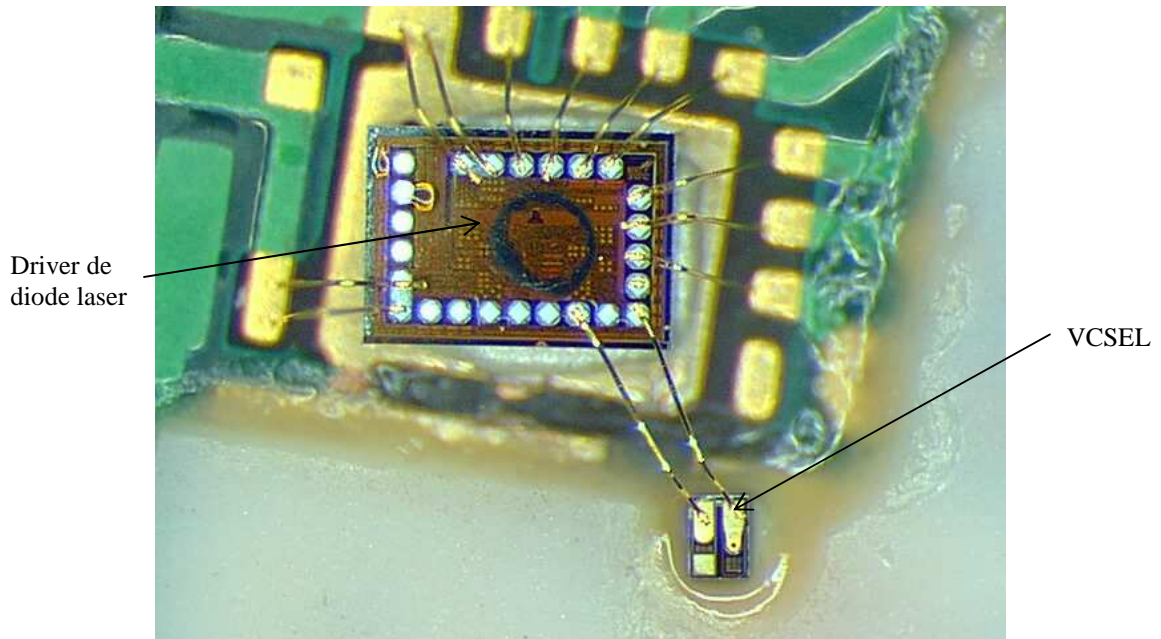


Figure 105 : Photographie du montage lors de la première étape de l'assemblage

L'outil de dépose des puces optoélectroniques utilisé à D-Lightsys permet d'aligner les VCSEL ou la photodiode sous les lentilles avec une précision estimée à 10/15 $\mu$ m. D'après les simulations, les tolérances de positionnement attendues des modules sont compatibles des contraintes spécifiées (1.4.3) pour une distance de communication de 50mm (tolérance latéral :  $\pm 1,0$ mm; rotation module Tx :  $\pm 1,1^\circ$ ; rotation module Rx :  $\pm 1,0^\circ$ ), très légèrement inférieures à 160mm (tolérance latéral :  $\pm 1,0$ mm; rotation module Tx :  $\pm 0,8^\circ$ ; rotation module Rx :  $\pm 1,0^\circ$ ) et nettement inférieures à 400mm (tolérance latéral :  $\pm 1,0$ mm; rotation module Tx :  $\pm 0,65^\circ$ ; rotation module Rx :  $\pm 0,5^\circ$ ). Ces données correspondent aux valeurs obtenues sur les Figure 70 à Figure 72.

L'état final des prototypes, avant la pose du capot, est présenté dans les Figure 106 et Figure 107.

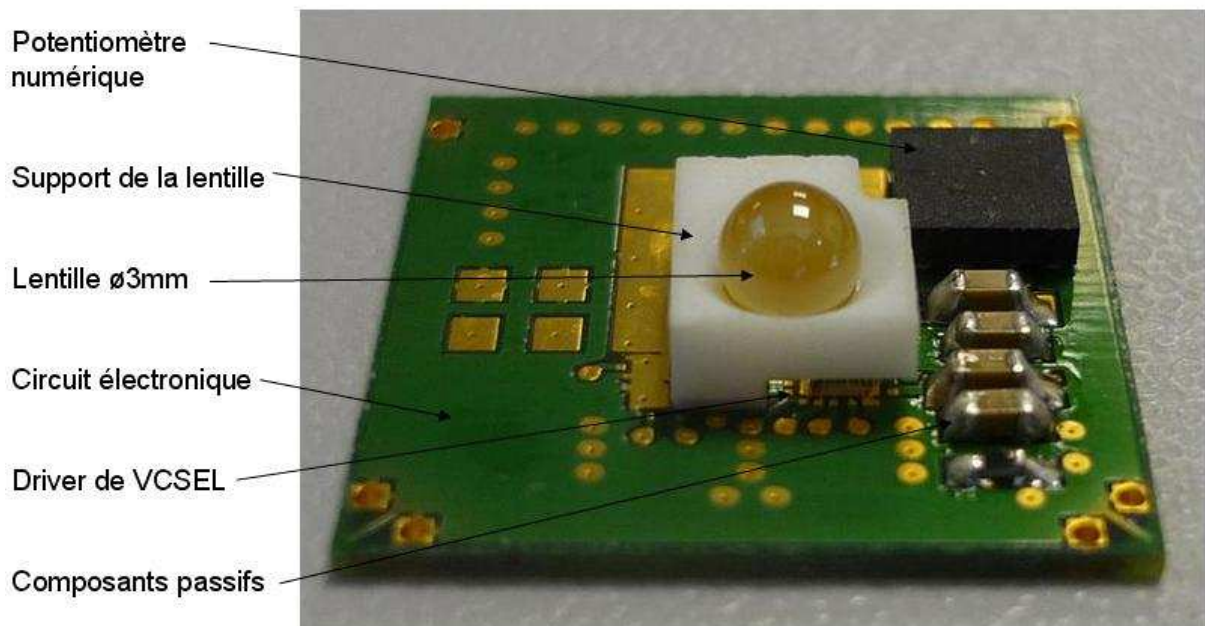
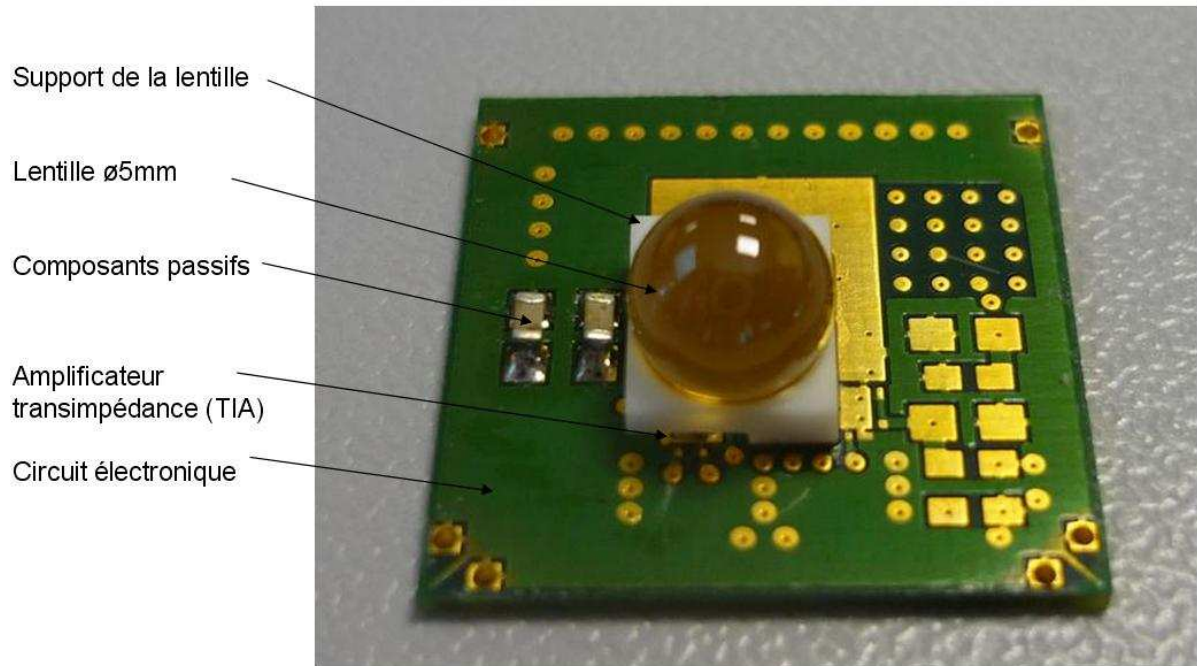


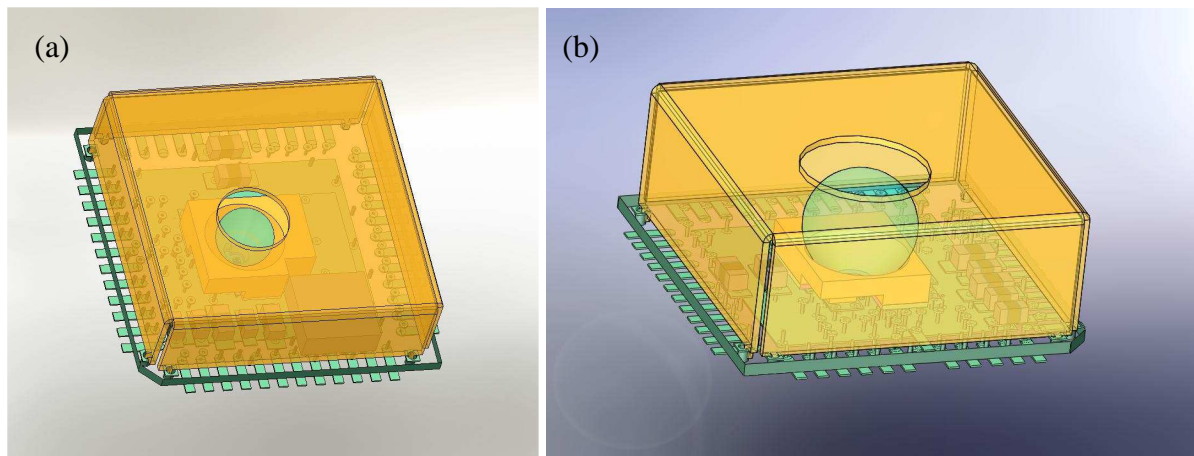
Figure 106 : Photographie du module Tx avant pose du capot

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point



**Figure 107 : Photographie du module Rx avant pose du capot**

L'aspect final des prototypes est illustré par les dessins 3D de la Figure 108. Des photographies des modules réalisés sont également présentées à la Figure 109.



**Figure 108 : Design des prototypes de communications en espace libre Tx (a) et Rx (b)**



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

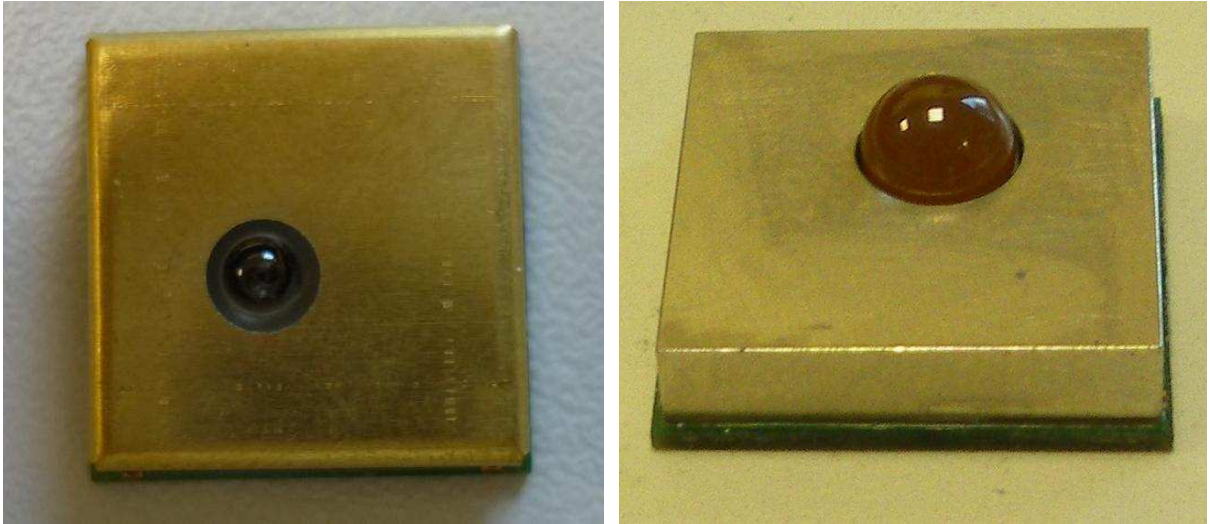


Figure 109 : Photographie du module Tx (a) et Rx (b) (hauteur de capot réduite)

Les spécifications optiques, la consommation et les dimensions attendues de ces modules sont présentées dans le tableau suivant :

Paramètres	Symboles	Min.	Typ.	Max.	Unité	Notes
<b>FLT-250-IQ-XXX émetteur</b>						
Longueur d'onde	$\lambda$	840	850	860	nm	
Débit de transmission	B	0,1	1,25	2,5	Gbps	1
Tension	$V_{CCTx}$	3	3,3	3,6	V	
Courant	$I_{CCTx}$	-	35	45	mA	
Dimensions		-	16x16x4	-	mm <sup>3</sup>	
Puissance optique moyenne	$P_{avg}$	-2	+1	-	dBm	
Taux d'extinction	ER	7,5	9,0	-	dB	
Distance de communication	D	50	-	160	mm	1
<b>FLR-250-IQ-XXX récepteur</b>						
Longueur d'onde	$\lambda$	840	850	860	nm	
Débit de transmission	B	0,1	1,25	2,5	Gbps	1
Tension	$V_{CCRx}$	3	3,3	3,6	V	
Courant	$I_{CCRx}$	--	30	35	mA	
Dimensions		--	16x16x6	--	mm <sup>3</sup>	
Sensibilité	S	--	-20	--	dBm	2
Jitter Peak-to-peak	$J_{pp}$	--	60,0	150	ps	
Temps de montée/descente	$t_R/t_F$	--	80	150	ps	3
Distance de communication	D	50	--	160	mm	1

- Notes :**
- 1 Pour une tolérance de désalignement latéral de  $\pm 1$ mm et angulaire de  $\pm 1^\circ$
  - 2 A 1,25Gbps pour un BER de  $10^{-12}$  et une PRBS de  $2^7-1$
  - 3 Niveaux 10-90%

Tableau 13 : Spécifications des modules de communications en espace libre conçus lors de la thèse

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Les modules sont fonctionnels pour une distance de communication de 400mm mais cette distance n'est pas mentionnée dans ce tableau en raison des tolérances de positionnement plus réduites.

### 2.6.2 Réalisation d'un démonstrateur

Pour valider le fonctionnement de la liaison en espace libre point à point, J'ai conçu et réalisé un démonstrateur permettant de tester les prototypes présentés précédemment. Ce démonstrateur intègre le maintien des cartes d'évaluation et offre la possibilité de tester plusieurs distances de communication.

Les tolérances de réalisation des pièces mécaniques entraînent une tolérance de désalignement entre les modules compatibles d'une application carte à carte.

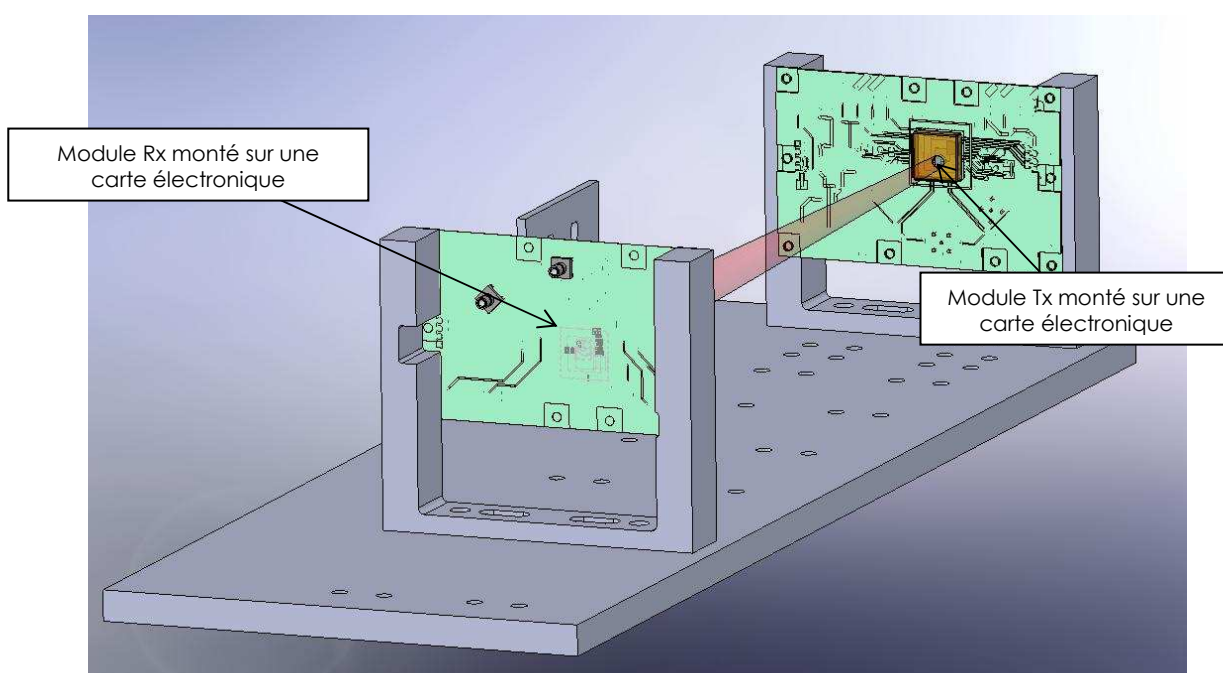


Figure 110 : Schéma du démonstrateur de communication en espace libre point à point

Ce montage a permis de démontrer l'intérêt et la faisabilité de ce système d'interconnexion optique pour des débits de transmission jusqu'à 2,5Gbps.

Malgré les tolérances de positionnement plus faibles pour une distance de communication de 400mm, la liaison a pu être réalisée sans difficulté entre les deux modules.

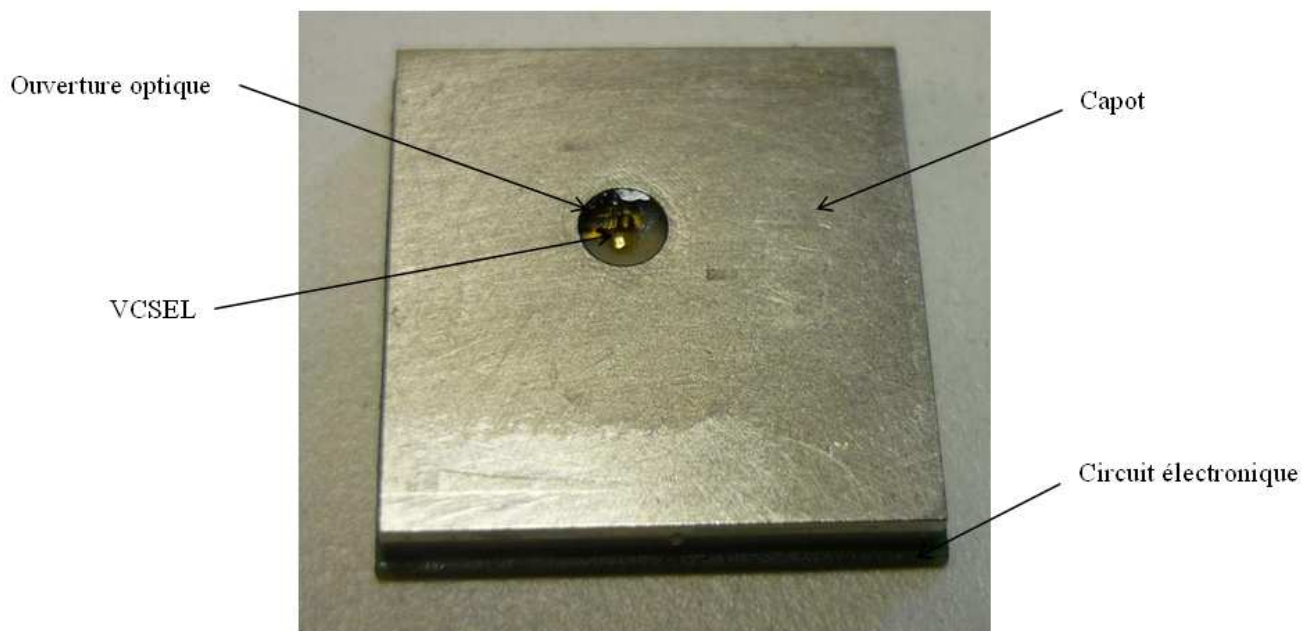
### 2.6.3 Réalisation d'un démonstrateur très courte distance de communication

Suite à cette étude et à l'intérêt suscité auprès d'utilisateurs potentiels, un autre projet de communication en espace libre courte distance a été mené. Les spécifications requises pour cette nouvelle application sont très proches de celles retenues lors du travail de thèse. La seule différence majeure est la distance de communication qui est plus réduite : entre 8 et 16mm entre les modules optoélectroniques.

## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

Après de nouvelles simulations intégrant les contraintes de l'application, j'ai opté pour un module Rx identique à celui réalisé précédemment et un module Tx sans lentille devant le VCSEL. La courte distance permet de s'affranchir d'une fonction de collimation du faisceau et de conserver la divergence du VCSEL en sortie du module.

Le VCSEL a été protégé par un gel optique pour éviter de l'endommager lors des manipulations et éviter que des poussières ne puissent se déposer sur la zone active du composant.



**Figure 111 : Photographie du module Tx pour l'application très courte distance**

La Figure 112 et la Figure 113 présentent le dispositif réalisé pour démontrer la faisabilité du système de communication à haut débit en espace libre à très courte distance. Il s'agit d'un démonstrateur fonctionnel avec une forte tolérance de désalignement entre les modules de communications. Ce système pourrait être intégré dans une application embarquée pour l'aéronautique dans les prochains mois.

La partie réception est fixée sur le socle du démonstrateur tandis que la partie émission peut facilement être positionnée en face ou retirée sans l'utilisation d'un système d'alignement contraignant. L'idée est de pouvoir connecter ou déconnecter deux éléments distincts rapidement et pour des interconnexions à haut débit. Aucune liaison filaire que ce soit électrique ou optique ne pourrait satisfaire ces besoins. Ce démonstrateur a été testé avec succès jusqu'à 3,3Gbps.



## Chapitre 2 : Proposition d'un système de communication optique en espace libre point à point

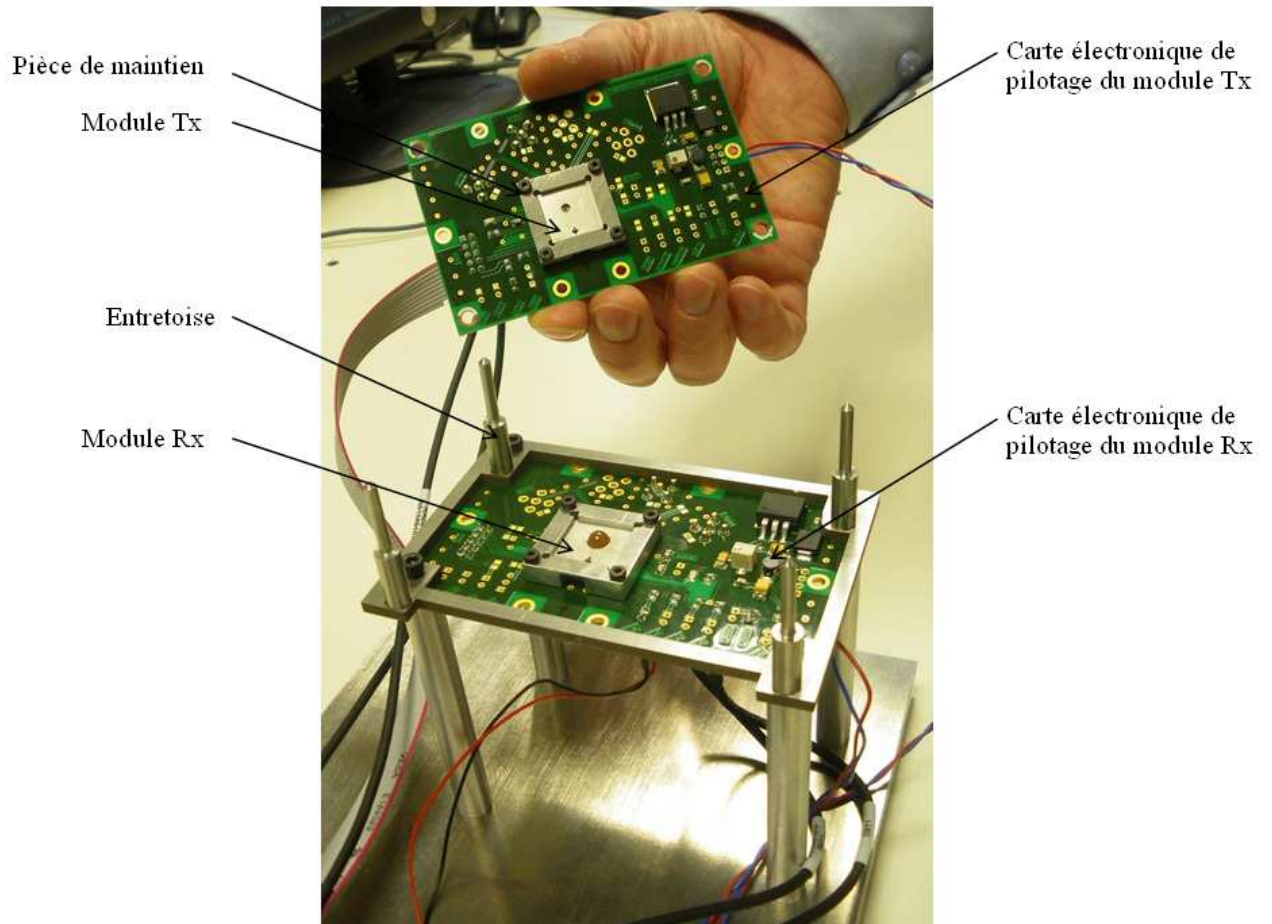


Figure 112 : Photographie du dispositif de communication optique en espace libre très courte distance

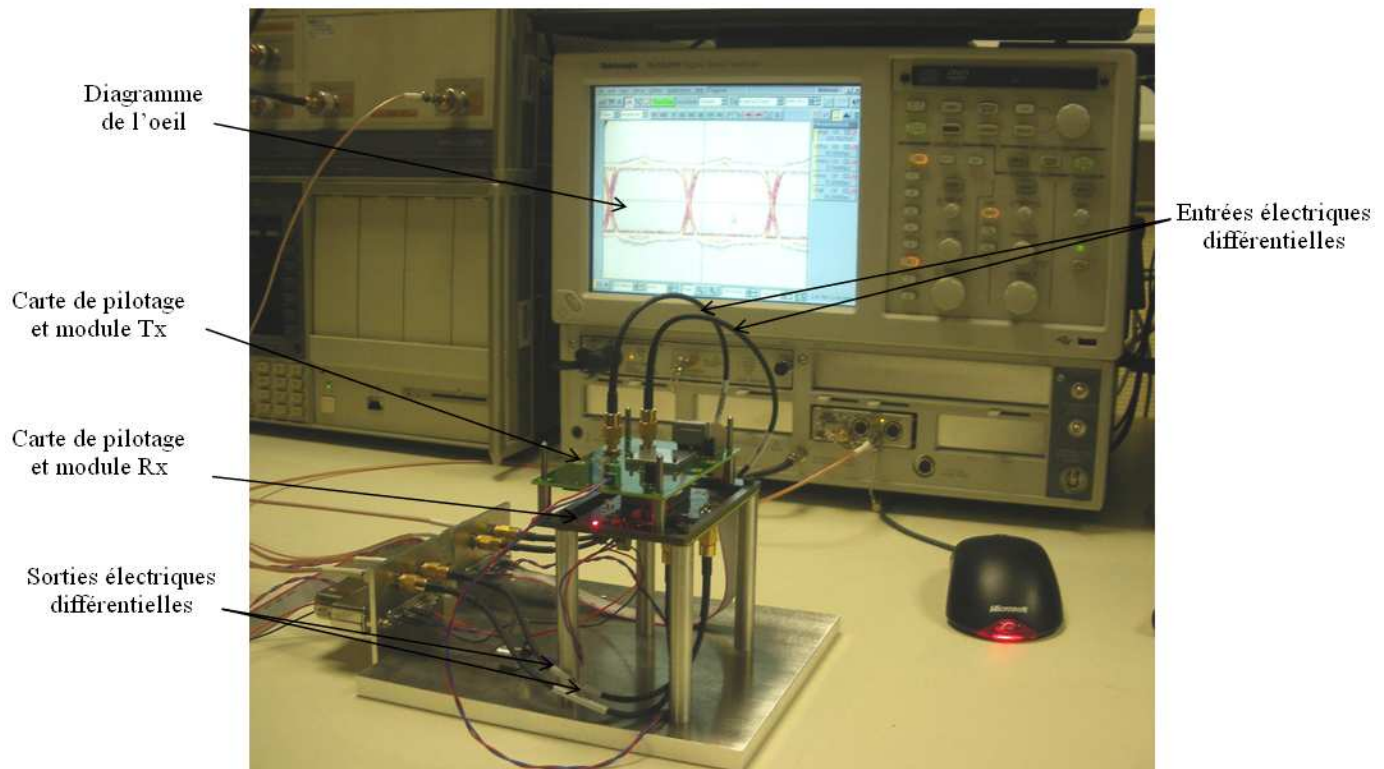


Figure 113 : Photographie du démonstrateur pour l'application très courte distance

## **2.7 Conclusion**

Ce chapitre a permis de valider les différentes étapes intervenant dans la conception d'une communication en espace libre adaptée aux spécifications requises pour notre application :

- des composants optoélectroniques satisfaisants les contraintes de température, d'intégration, de consommation et de performances,
- une modélisation numérique du système optique permettant de simuler les désalignements entre les modules ainsi que les défauts d'alignement lors de la réalisation des modules,
- la réalisation de prototypes fonctionnels et la mise en œuvre des dispositifs dans des démonstrateurs.

L'étude du système optique proposé a permis d'optimiser les paramètres en fonction des tolérances d'assemblage et des tolérances de positionnement des modules de communication en espace libre. Cette analyse a également permis de déterminer les limites du système.

Au-delà des simulations réalisées pour répondre à des spécifications liées à une application précise, cette étude a proposé une démarche à suivre pour simuler d'autres systèmes de communication en espace en intégrant des spécifications différentes : distance de communication, débit, tolérance de désalignement,...

## Bibliographie du chapitre 2

- [6] P. Lecoy, *Télécoms sur fibres optiques*, 3e édition ed.: Hermes science, 2008.
- [27] AFNOR Association Française de Normalisation, "Norme CEI 60825-1," in *SAFETY OF LASER PRODUCTS - Part 1: Equipment classification, requirements and user's guide*, ed, 2001.
- [85] R. Szweda, VCSELS resurgent. *The advanced semiconductor magazine*, 2004.
- [86] T. E. Sale, *Vertical Cavity Surface Emitting Lasers: Research studies press Ltd.*, 1995.
- [87] T. F. Lim, *Design of Ultra High Speed Optical Transmission Systems*, Thesis, 2002.
- [88] J. Perchoux, "Modélisation et caractérisation en bruit de VCSELS (AlGaAs) et de son influence sur le bruit de phase des liaisons opto-hyperfréquences " Thèse de doctorat, ISAE, Groupe MOSE, Toulouse, 2005.
- [89] Y.-C. Chang, *et al.*, "High-efficiency, high-speed VCSELS with 35 Gbit/s error-free operation," *Electronics Letters*, vol. 43, 2007.
- [90] A. Rissons and J.-C. Mollier. (2004) Le VCSEL, émetteur opto-électronique polyvalent: Modélisation et caractérisation. *Revue scientifique et technique de la défense*.
- [91] ULM Photonics GmbH, "Datasheet: ULM850-02-TT-H0101U," ed.
- [92] J.H Shin, *et al.*, "CW Operation and Threshold Characteristics of All-Monolithic InAlGaAs 1.55 $\mu$ m VCSELS Grown by MOCVD," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, pp. p.1031-1033, 2002.
- [93] M. Linnink and A. Christou, "Vertical Cavity Surface Emitting Laser with GaInSbAs/AlInSbAs Bragg Mirrors for Operation at 1.5 $\mu$ m," *2000 IEEE International Symposium on Compound Semiconductor*, pp. p. 383-388, 2000.
- [94] W. Hofmann, *et al.*, "Uncooled High Speed (> 11 GHz) 1.55  $\mu$ m VCSELS for CWDM access networks," in *Optoelectronic devices (physics, fabrication, and application IV)* Boston, USA, 2007.
- [95] A. Bacou, "Caractérisation et modélisation optoélectronique de VCSELS à grande longueur d'onde pour sous-ensemble optiques intégrés," Institut Supérieur de l'Aéronautique, Université de Toulouse, 2008.
- [96] R. Shau, *et al.*, "Long-wavelength InP-based VCSELS with buried tunnel junction: properties and applications," *Proc. SPIE*, vol. 5364, 2004.
- [97] A. Black, *et al.*, "Wafer fusion: materials issues and device results," *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 3, pp. p. 943-951, 1997.
- [98] Optowell CO. Ltd., "850nm High Power VCSEL Chip SH85-4U001."

# Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

*Ce chapitre présente un état de l'art des différents types de multiplexage optique existants afin de déterminer lequel est le plus approprié pour implémenter notre système. L'intérêt du CDMA et son principe de fonctionnement sont détaillés plus particulièrement. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à un état de l'art des systèmes imaginés pour implémenter le CDMA dans les réseaux optiques.*

## 3.1 Les techniques de multiplexage

Le terme « multiplexage » regroupe l'ensemble des techniques qui permettent de transmettre simultanément plusieurs signaux indépendants à travers un seul support de transmission.

De nombreuses techniques de multiplexage, développées à l'origine pour des communications RF ou filaires, ont été adaptées aux transmissions optiques afin de profiter de la large bande passante des fibres optiques. L'objectif est de transférer un maximum de signaux sur un seul médium de communication (sur fibre ou en espace libre). La difficulté étant bien entendu de pouvoir reconstituer correctement chaque signal en réception.

À partir de  $N$  signaux à haut débit  $D$ , le multiplexage permet d'atteindre ainsi une transmission de très haut débit  $NxD$  sur fibre optique qui serait complexe à réaliser directement en raison des limitations fréquentielles des composants optoélectroniques de pilotage.

### 3.1.1 Le TDMA (Time Division Multiple Access)

#### 3.1.1.1 Principe

L'accès multiple par répartition dans le temps, ou TDMA, est présent dans de nombreux systèmes de communications numériques pour la téléphonie numérique de seconde génération tels que le GSM (Global System for Mobiles Communications) en Europe, le PDC (Personal Digital Cellular) au Japon ou encore la norme IS-136 en Amérique du Nord. Cette technique de multiplexage est également mise en œuvre dans les communications satellitaires.

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Le principe du TDMA est de diviser une période de temps en N intervalles, appelé « time slots », correspondant à une durée pendant laquelle un utilisateur peut transmettre ses données. Cette technique consiste donc à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un intervalle du temps et ceci à tour de rôle pour chaque utilisateur. L'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique. La trame est ainsi constituée par la répétition périodique d'une succession d'intervalles.

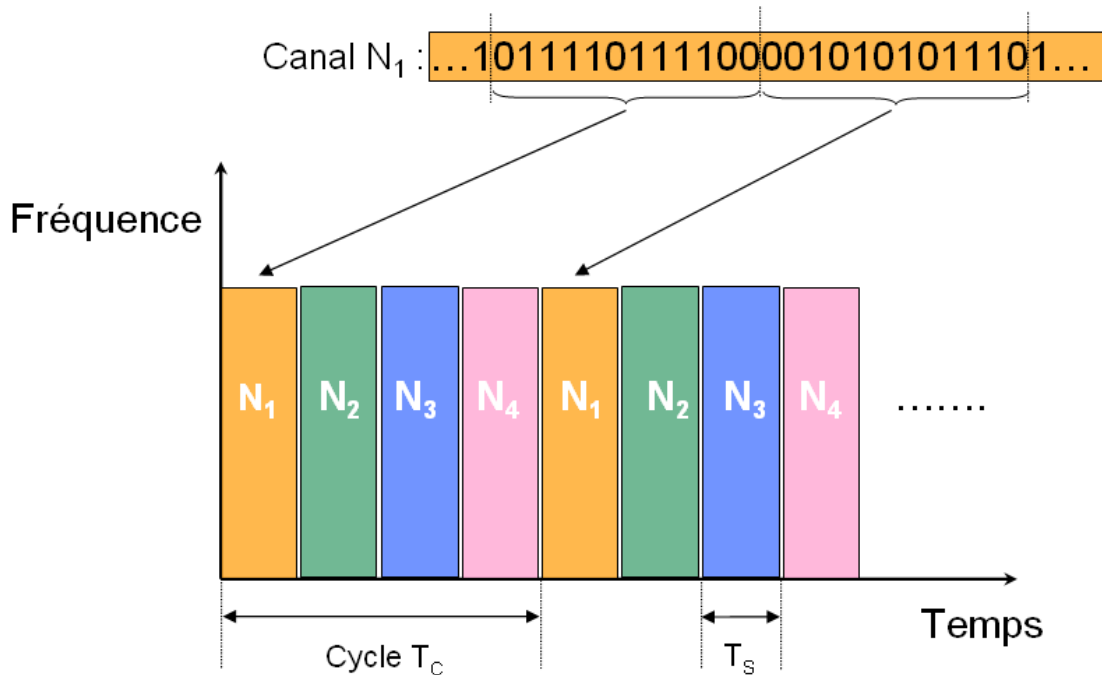


Figure 114 : Principe de l'implémentation du TDMA

Une transmission codée par un multiplexage TDMA est parfaitement caractérisé par trois informations :

- La durée d'un intervalle de temps  $T_s$ ,
- La durée d'un cycle  $T_c$ ,
- Le numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur  $N_u$ .

À partir de ces informations, le récepteur est capable d'effectuer l'opération de démultiplexage pour récupérer les données transmises. Cette technique repose sur la synchronisation des données, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs. Afin de ne pas engendrer d'IAM (Interférences d'Accès Multiples), il est en effet impératif que chaque signal respecte strictement l'intervalle de temps qui lui est accordé pour sa transmission. Les récepteurs doivent aussi respecter les intervalles de temps associés aux séquences d'informations qu'ils doivent reconstituer. Pour ce faire, au début de chaque transmission, une séquence de synchronisation est envoyée afin que l'émetteur et le récepteur puissent identifier le numéro et la durée du *time slot* sur lequel ils pourront échanger leurs informations.

Le multiplexage TDMA permet ainsi de regrouper plusieurs canaux de communications à bas débits sur un seul canal à débit plus élevé. A partir de N canaux de débit D, le multiplexage permet ainsi de transmettre un débit de données  $R=NxD$  sur un seul canal. On peut ainsi concevoir une liaison à 40Gbps à partir de 4 canaux à 10Gbps.

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

### 3.1.1.2 Mise en œuvre du TDMA optique

On peut dénombrer deux implémentations optiques de ce type de multiplexage : L'ETDMA (Electrical Time Division Multiplexing) dans laquelle le multiplexage et le démultiplexage sont réalisés de manière électronique, et l'OTDMA (Optical Time Division Multiplexing) dans laquelle ces deux étapes sont réalisées en optique.

#### ➤ L'ETDMA (Electrical Time Division Multiplexing)

Cette technique est une simple transposition du TDMA pour transmettre les données multiplexées dans le domaine optique. Les signaux provenant de chaque utilisateur sont convertis en RZ (Remise à Zéro) pour éviter le chevauchement des bits et multiplexés électroniquement. Le signal résultant module ensuite un laser qui transmet l'information multiplexée à travers une fibre optique. En réception, les données optiques sont ensuite converties dans le domaine électrique par un photodétecteur. Un démultiplexage synchronisé, comparable au TDMA électrique, permet de décoder les différents canaux. Ce type d'implémentation conserve le multiplexage électrique des canaux.

Fréquence de modulation  $F$  de la source optique pour la technique ETDMA :

$$F = N \times D_U \quad \text{où } N \text{ est le nombre d'utilisateurs et } D_U \text{ le débit des données sur chaque canal.} \quad (\text{Éq. 19})$$

Le débit maximal qui peut être atteint sur une fibre optique est alors limité par les possibilités de l'électronique soit quelques dizaines de Gbps. La génération d'impulsions de plus en plus courtes pour augmenter la capacité de multiplexage crée des effets de dispersions et constitue un problème majeur pour multiplexer des données à très haut débit.

Par conséquent, si le nombre de canaux augmente, le débit autorisé pour chaque canal sera d'autant plus réduit. Cette technique ne permet donc pas de tirer profit de la large bande passante de la fibre optique et limite l'intérêt de l'ETDMA.

#### ➤ L'OTDMA (Optical Time Division Multiple Access)

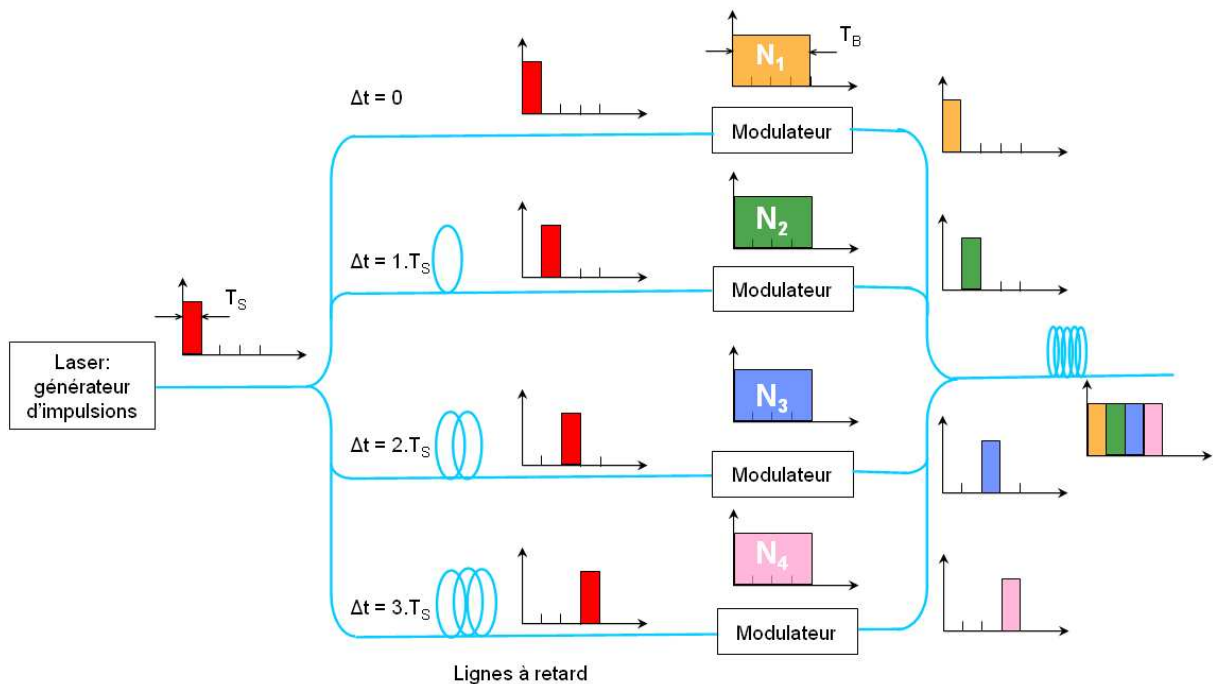
Un système OTDMA consiste à multiplexer optiquement les données en contournant ainsi la limite de bande passante de l'électronique engendré par le multiplexage électrique dans le cas d'un dispositif de type ETDMA. La principale différence avec la technique ETDMA réside dans le fait que la modulation électrique doit fonctionner à la fréquence des données de chaque utilisateur et non plus à la fréquence du signal en sortie du multiplexeur. Les capacités de multiplexage sont alors bien supérieures.

Fréquence de modulation  $F$  de la source optique pour la technique OTDMA :

$$F = D_U \quad \text{où } D_U \text{ est le débit des données sur chaque canal.} \quad (\text{Éq. 20})$$

Pour réaliser ce multiplexage, une source laser émet des impulsions optiques de durée  $T_s$  avec une période  $T_c$ . Ces impulsions sont ensuite séparées par un coupleur optique en  $N$  signaux transmis sur  $N$  fibres équipées de lignes à retard. Ces lignes déterminent par la suite la position du slot de chaque utilisateur dans la trame. Ces impulsions sont appliquées à l'entrée d'un modulateur optique commandé par un signal électrique de durée  $T_b$  qui représente les bits de données d'un utilisateur. Le débit des données est tel que  $d=1/T_b \ll 1/T_c$ . Les signaux optiques, décalés temporellement, sont ensuite multiplexés sur une seule fibre transmettant des informations à un débit de  $D_M=N \cdot D_U$  (voir Figure 115).

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques



**Figure 115 : Principe de l'implémentation du TDMA dans le domaine optique**

Afin de restituer les informations en réception, le système nécessite un signal de synchronisation pour extraire les données dans l'ensemble de la trame. Les données peuvent être restituées par un switch optique qui transmet le signal du  $i^{\text{ème}}$  utilisateur à l'instant  $i.\Delta t + k.T_c$  où  $k$  est un entier et  $T_c$  la période du cycle. Elles peuvent également être extraites dans le domaine électrique par un système comparable à la technique de l'ETDMA ou du TDMA.

La réalisation de composants optiques pour diviser le faisceau en sortie de la source ou des lignes à retard permettant de mettre en œuvre le multiplexage OTDMA est complexe et entraîne un coût non négligeable. La complexité de cette architecture augmente naturellement avec le nombre de canaux à traiter.

En pratique, les très hauts débits atteints par un multiplexage temporel en optique reposent sur l'implémentation hybride ETDMA/OTDMA. Cette technologie hybride est répandue dans les réseaux métropolitains (MAN pour Metropolitan Area Networks) et dans les réseaux locaux (LAN pour Local Area Networks) qui relient de nombreux points d'accès.

### 3.1.2 Le FDMA (Frequency Division Multiple Acces)

#### 3.1.2.1 Principe

L'accès multiple par répartition en fréquence, ou FDMA, est la technique de multiplexage la plus simple et la plus ancienne. Les transmissions hertziennes nécessitant déjà un décalage en fréquence, il est apparu naturel d'utiliser différentes valeurs de décalage pour transmettre plusieurs canaux simultanément.



## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Le procédé de multiplexage consiste à découper la bande de fréquence disponible en portions qui sont alloués à chaque utilisateur. À partir d'une série de signaux  $S_i$  en bande de base à transmettre, un décalage fréquentiel du spectre est effectué au moyen de mélangeurs accordés chacun à des fréquences distinctes. Les signaux issus des  $N$  modulateurs sont superposés et transmis par le canal (voir Figure 116).

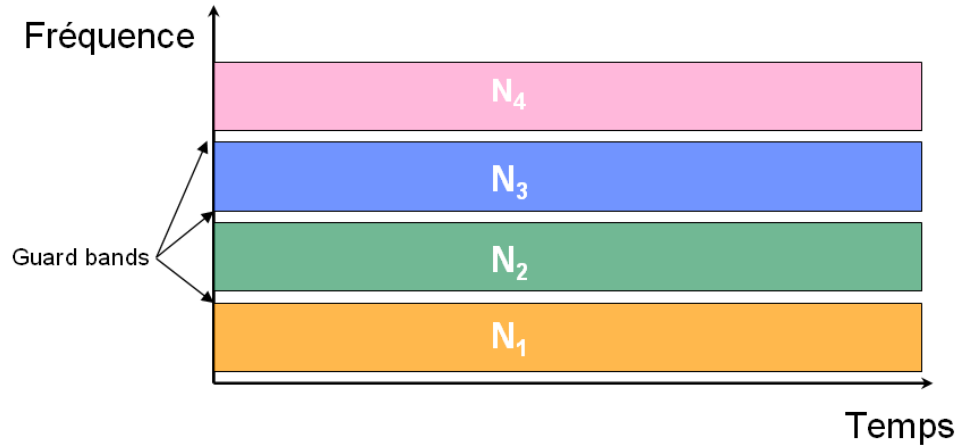


Figure 116 : Principe de l'implémentation du FDMA

En réception, un simple filtre sélectif centré sur la bande de fréquence de l'utilisateur permet de reconstituer les données souhaitées. La suppression des IAM est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et par la présence d'une bande de fréquence libre entre chaque canal (guard band).

L'avantage principal par rapport au TDMA est que cette technique est asynchrone et par conséquent ne requière pas de séquence de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

### 3.1.2.2 Le WDM (Wavelength Division Multiplexing)

L'adaptation optique de cette technique de multiplexage à répartition en fréquence est l'accès multiple par longueur d'onde ou WDM. À chaque utilisateur est attribuée une longueur d'onde propre et les différentes longueurs d'onde sont toutes situées dans une fenêtre fréquentielle de transmission. Les signaux sont ensuite multiplexés à l'aide de coupleurs et transmis sur une même fibre optique.

Le signal optique est ensuite divisé vers les différents récepteurs, par des coupleurs par exemple, puis appliqué à l'entrée d'un filtre optique qui permet alors de sélectionner la longueur d'onde associée au destinataire.

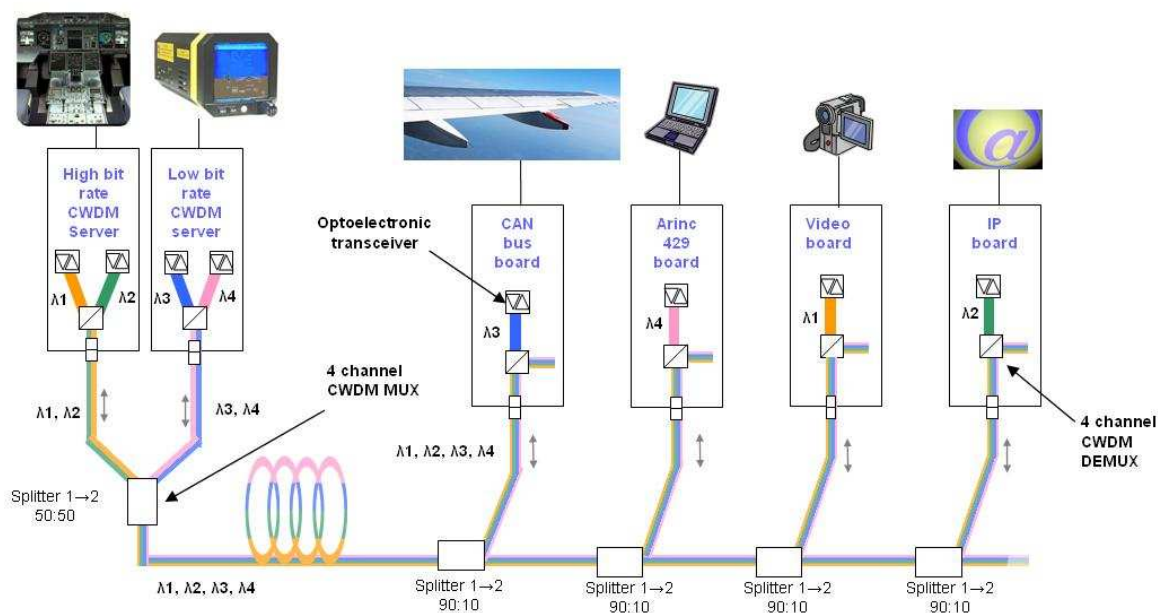
Le WDMA peut porter différentes appellations en fonction de la séparation entre les longueurs d'onde utilisées pour le multiplexage :

- Le CWDM (C pour Coarse) est un standard imposant un espacement entre les longueurs d'onde de 20nm pour une fenêtre comprise entre 1271nm et 1611nm soit 18 canaux (norme ITU-T G.695). L'avantage du CWDM est son coût. En effet, grâce à l'espacement relativement important entre les canaux, la régulation en température des lasers d'émission n'est pas nécessaire.

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

- Le DWDM (D pour Dense) correspond à un espacement plus faible et donc à un plus grand nombre de longueur d'onde accessibles. Les systèmes DWDM commerciaux espacent les longueurs d'onde d'environ 0,8 nm (100 GHz), 0,4 nm (50GHz) voire 0,1 nm (12,5GHz) pour les systèmes dit UDWM (U pour Ultra). Il est ainsi possible de combiner plus de 160 longueurs d'onde optiques. L'inconvénient de cette technologie est qu'il est nécessaire d'avoir un laser régulé en température pour éviter les dérives spectrales. La régulation en température représente un coût non négligeable. Les systèmes WDM / DWDM les plus commercialisés aujourd'hui comportent 8, 16, 32, 80 canaux optiques, ce qui permet d'atteindre des capacités de 80, 160, 320, 800 Gb/s en considérant un débit nominal de 10 Gb/s. On peut atteindre une capacité de 4 000 Gb/s avec 400 canaux optiques à 10 Gb/s, en technologie U-DWDM.

La figure suivante présente un exemple de liaisons CWDM pour une application dans le domaine de l'aéronautique. Grâce au multiplexage en longueur d'onde, on peut transmettre sur une seule fibre optique des informations de protocoles et de débits différents permettant d'interconnecter des systèmes très divers. Chaque système peut envoyer des trames de données sur un unique médium de communication sans se préoccuper des autres systèmes dans la mesure où chacun dispose de longueurs d'onde distinctes. L'avantage du multiplexage en longueur d'onde, par rapport à un système de type TDMA, réside dans la non-synchronisation des transmissions qui serait compliqué pour ce type de réseaux.



**Figure 117 : Schéma d'un réseau WDM imaginé pour l'aéronautique**

Un système WDM est caractérisé par sa capacité exprimée en bit/s.km et défini par :

$$C = (\text{débit total des données}) \times (\text{distance entre les émetteurs et les récepteurs}) \quad (\text{Éq. 21})$$

Le WDM est l'unique technologie utilisée dans le développement des réseaux de transport à longue distance depuis une dizaine d'années parce qu'elle est sans concurrence du point de vue de la capacité pour un coût du bit/s/km transmis toujours plus bas et des portées toujours plus longues. Cela explique l'hégémonie du WDM dans les réseaux dorsaux de l'ensemble des grands opérateurs qui cherchent en parallèle à en tirer parti pour optimiser l'architecture et enrichir leur offre de services.

### 3.2 Le CDMA

Le CDMA (Code Division Multiple Access) est une technique de multiplexage basée sur l'étalement de spectre.

#### 3.2.1 Intérêt de l'étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre ont été développées à partir des années 1940 pour des applications militaires afin de sécuriser la transmission des données. Le principe de base de l'étalement de spectre repose sur le théorème de R. Hartley et C. E. Shannon [99] qui exprime la capacité maximale du canal de communication perturbée par un bruit additif gaussien:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{Éq. 22})$$

où C est la capacité maximale du canal en bit/s, c'est le taux de transfert maximum pour un Taux d'Erreur Binaire (TEB) nul  
B la bande occupée par le signal émis (en Hz)  
S est la puissance du signal émis (en W)  
N est la puissance du bruit (en W).

À partir de cette relation, il apparaît qu'une communication peut être transmise sans erreur avec une capacité C donnée avec une bande fréquentielle B étroite et un fort rapport S/N élevé ou bien sur une large bande mais avec un faible rapport S/N.

L'étalement de spectre repose sur cette dernière idée. Il consiste à d'élargir le support fréquentiel du message à transmettre et donc d'émettre avec un rapport S/N très faible. La bande passante du signal émis est alors largement supérieure à la bande du signal utile.

Le rapport S/N est généralement très faible lors d'une transmission basée sur l'étalement de spectre et dans ce cas la formule précédente peut être approximée par l'expression :

$$C = 1,44 \cdot B \cdot \frac{S}{N} . \quad (\text{Éq. 23})$$

La capacité de transmission sur le canal est alors proportionnelle au rapport S/N. Les autres signaux étalés sur le même support sont considérés comme du bruit.

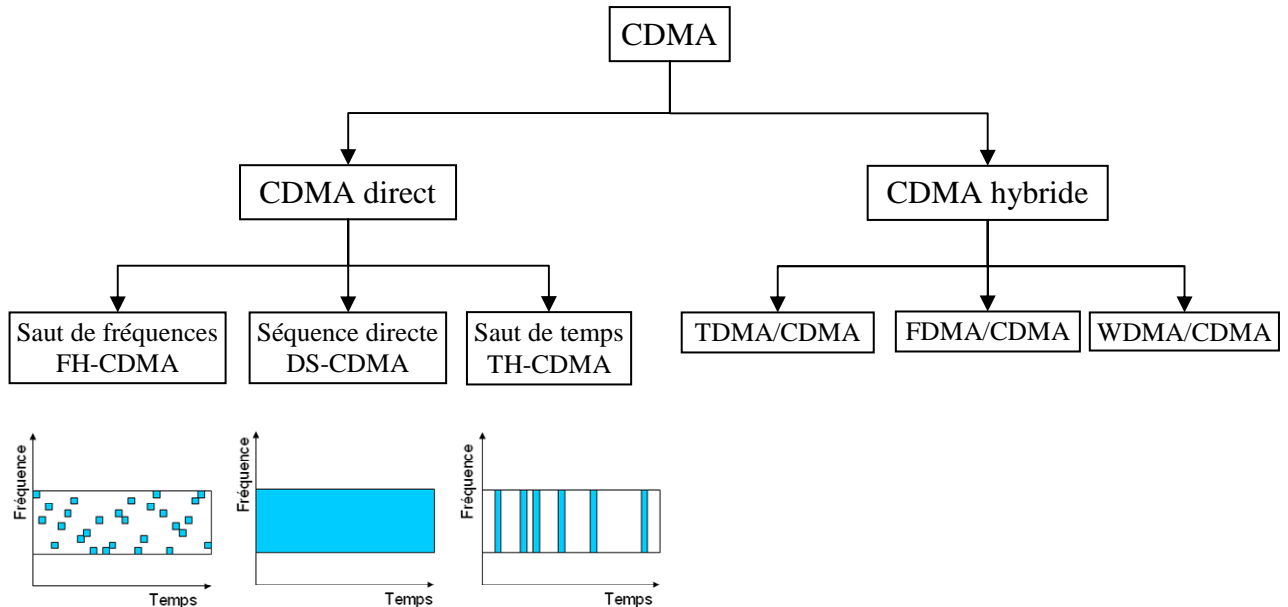
#### 3.2.2 Principe du CDMA

À chaque communication est affectée un code spécifique (ou clé) qui est propre à un émetteur et au récepteur associé. Les données sont alors codées à l'aide de cette clé avant d'être émis. Le récepteur utilise ce même code pour démoduler le signal qu'il reçoit et extraire l'information utile. Le CDMA permet ainsi de transmettre simultanément autant de canaux qu'il est possible de générer de séquences ayant des propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélations satisfaisantes. Ces séquences sont conçues pour minimiser au maximum les interférences avec les autres canaux.

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Contrairement aux systèmes TDMA ou FDMA, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. Chaque utilisateur émet ainsi sur toute la largeur de bande du canal de communication.

Le type de codage diffère selon la méthode choisie. La séquence de codage peut être implémentée soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel ou bien encore dans un mélange de ces deux dimensions. Les différentes méthodes de codage des données sont classées sur la figure suivante.



**Figure 118 : Classification des systèmes CDMA**

Le premier brevet paru sur ce type de multiplexage a été déposé en 1941 et propose la technique du FH-CDMA afin de sécuriser le guidage radiofréquence des torpilles. À partir de cette approche, des déclinaisons sont apparues pour augmenter les capacités des multiplexages et les séquences de code ont fait l'objet de nombreuses études pour réduire les interférences entre utilisateurs.

Les techniques de codage ont été divisées en deux grandes catégories. D'un côté le CDMA direct qui regroupe le CDMA à séquences directes (DS-CDMA), le CDMA à saut de fréquence (FH-CDMA) et à saut de temps (TH-CDMA) et de l'autre le CDMA hybride qui associe le multiplexage par code aux autres techniques tels que le FDMA dans le domaine électrique ou le WDMA dans le domaine optique et le TDMA afin de d'augmenter le nombre de séquences disponibles et donc le nombre d'utilisateurs.

Le DS-CDMA est utilisé par exemple pour l'IS-95 et pour le système par satellite Globalstar. Le système 3G UMTS est également basé sur le DS-CDMA. Un exemple de l'utilisation civile du FH-CDMA est la norme Bluetooth.

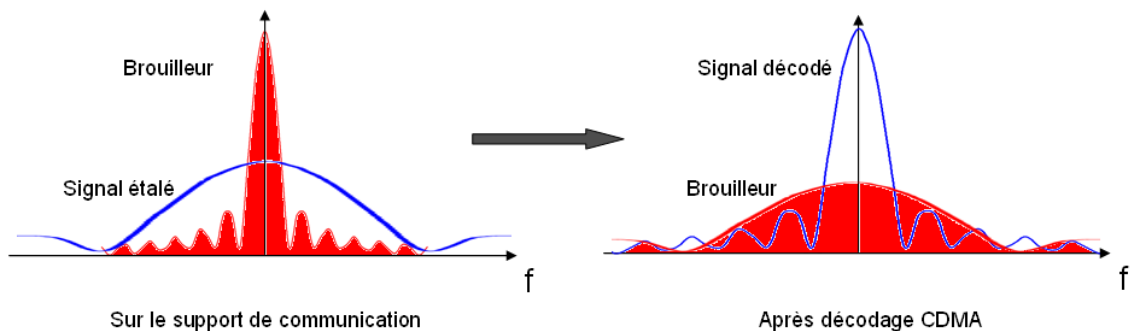
Des systèmes hybrides associant CDMA et FDMA ou TDMA ont vu le jour par la suite. En combinant le CDMA et le FDMA par exemple, la bande passante est séparée en plusieurs bandes de fréquences distinctes véhiculant chacune une communication de type CDMA. Le système est beaucoup plus complexe mais permet de multiplexer beaucoup de signaux. C'est ce principe qui est utilisé dans la technique d'accès multiple sans fil WIFI: la norme 802.11b prévoit de partager la bande de fréquence 2,400GHz-2,4835GHz en 14 canaux de 5MHz et, à l'intérieur de chacun de ces canaux, les signaux des utilisateurs sont encodés par étalement de spectre à séquence directe.

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Le CDMA présente de nombreux avantages qui justifient son utilisation dans de nombreux réseaux de téléphonie mobile ainsi que dans les télécommunications spatiales, militaires et dans les systèmes de navigation par satellites comme le GPS ou Galileo :

➤ *Résistance aux interférences*

La résistance de la transmission face au brouilleur est particulièrement intéressante, notamment pour les applications militaires. Un brouilleur, généralement à bande étroite et de forte puissance, qui interviendrait dans la bande du signal étalé se retrouve, après désétalement du spectre, étalé sur une largeur de fréquence correspondante à la fréquence de la séquence étalement (voir Figure 119). Le CDMA étant une méthode de multiplexage à étalement de spectre, un brouillage efficace devrait se faire sur toute la bande de fréquences utilisées, ce qui n'est pas envisageable car cela consommerait une puissance colossale.



**Figure 119 : Le CDMA rejette les signaux brouilleurs à bande étroite sur une large bande de fréquence**

➤ *Confidentialité (faible probabilité d'interception)*

La transmission est totalement sécurisée par sa faible densité spectrale de puissance (DSP). Le signal est étalé uniformément sur un large spectre: on ne détecte aucun pic en amplitude pour une fréquence donnée. Ceci permet de masquer la présence ou non d'une communication. Quand bien même on détecterait l'existence d'une communication, les utilisateurs ne possédant pas la clé de codage correspondante ne peuvent pas intercepter les données. C'est une des raisons qui font que l'armée, ainsi que les opérateurs téléphoniques utilisent cette méthode.

➤ *Une densité spectrale de puissance plus faible*

La puissance moyenne du signal étalé reste identique à la puissance moyenne du signal d'origine mais elle est étalée sur toute la bande de fréquence. Cette propriété a pour conséquence que la densité spectrale de puissance est plus faible. Ainsi, les autres systèmes de communication seront moins gênés par ce type de communication.

➤ *Immunité aux effets de multi-trajets*

Les retards de propagation engendrés par les trajets multiples d'un même signal sont éliminés lors du décodage par le récepteur.

➤ *Accès au médium aléatoire*

Le système est asynchrone et aucune étape de synchronisation n'est donc nécessaire pour communiquer entre un émetteur et un récepteur. Par conséquent, le CDMA n'a pas besoin d'organe centralisé de contrôle, ni d'horloge pour synchroniser les utilisateurs. Ainsi,

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique, peuvent émettre simultanément.

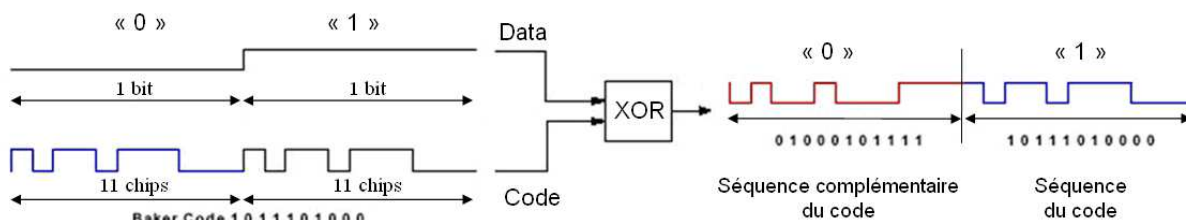
➤ *Un risque de collision plus faible*

Si les codes utilisés sont orthogonaux entre eux (intercorrélation nulles entre les séquences de codes), il ne peut y avoir de collision entre les canaux que dans le cas où deux codes identiques sont identiques et que les transmissions sont effectuées en même temps.

Les deux techniques d'étalement spectral les plus couramment utilisés pour le CDMA sont l'étalement à séquence directe DS-SS et l'étalement à saut de fréquence FH-SS. La partie suivante détaille le codage DS-SS, sur lequel est basé ce travail de thèse, afin de bien comprendre les paramètres et les propriétés de ce système.

### 3.2.3 Étalement par séquence directe (DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum)

L'étalement des données par séquence directe consiste à remplacer chaque bit d'information par une séquence de N bits (que nous appellerons « chips » pour les distinguer des bits de données). Cette séquence définit la clé de codage. La séquence des N chips successifs remplace le bit de valeur « 1 », tandis que la séquence complémentaire remplace le bit de valeur « 0 ». Le principe est illustré dans la Figure 120. Le codage des données s'effectue donc de manière « directe », sans faire intervenir d'autres paramètres comme la fréquence ou le temps.

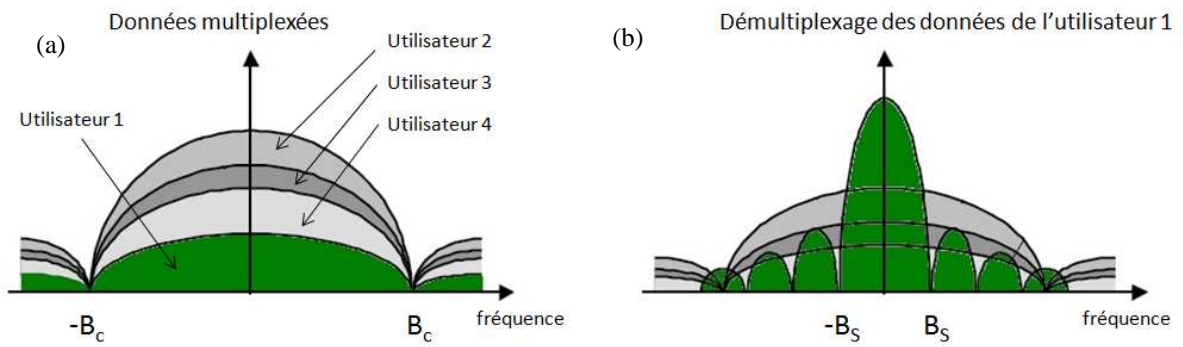


**Figure 120 : Principe d'implémentation de l'étalement de spectre en DS-SS**

Ce codage implique que la modulation de l'information codée ne soit plus équivalente au débit des données mais correspond au débit de la séquence étalante qui est N fois plus élevé. Concrètement, on augmente le débit des transmissions, mais le débit d'information utile est inchangé après décodage.

Ce type de multiplexage permet ainsi de transmettre sur un même médium de transmission plusieurs canaux dont la fréquence porteuse est identique. Lorsque les données sont multiplexées, elles occupent le même espace fréquentiel (Figure 121.a). A la réception, l'opération inverse est effectuée en multipliant le signal reçu avec une réplique locale de la séquence ayant servi à l'étalement de spectre. La multiplication de la séquence par elle-même est égale à l'unité et ainsi les effets de l'étalement disparaissent. Seules les données associées à cette séquence sont extraites (Figure 121.b).

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques



**Figure 121 : Principe du démultiplexage dans le domaine spectral [100]**

Le rapport entre le signal étalé et le débit des données avant étalement est appelé le gain d'étalement  $G$ . C'est une caractéristique essentielle de l'étalement de spectre. Dans un système DS-CDMA, il s'exprime par :

$$G = \frac{B_{code}}{B_s} = \frac{1/T_{code}}{1/T_s} = \frac{T_s}{T_{code}} \quad (\text{Éq. 24})$$

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

Par conséquent le facteur d'étalement dans un système DS-CDMA est égal au nombre de chips utilisés pour étaler un bit de données.

Le tableau suivant compare le DS-CDMA avec les autres méthodes de CDMA à séquence directe.

Méthode d'élargissement de spectre direct	Avantages	Inconvénients
DS-CDMA	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Simple à implémenter</li> <li>• Faible probabilité d'interception</li> <li>• Résiste bien aux IAM</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sensible au phénomène d'éblouissement</li> <li>• Débit utile faible par rapport au débit total</li> </ul>
FH-CDMA	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Moins affecté par le phénomène d'éblouissement *</li> <li>• Meilleur pour éliminer un brouilleur</li> <li>• Moins affecté par les IAM</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• L'acquisition rapide des fréquences est difficile</li> <li>• Synchronisation nécessaire entre émetteurs et récepteurs</li> </ul>
TH-CDMA		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Le débit utile diminue avec le nombre d'utilisateurs</li> <li>• Synchronisation nécessaire entre émetteurs et récepteurs</li> </ul>

**Tableau 14 : Avantages et inconvénients des méthodes d'implémentation directe du CDMA**

(\*) Le phénomène d'éblouissement, appelé également *near-far effect*, intervient lorsque la puissance de l'émetteur le plus proche du récepteur brouille le signal d'un émetteur plus lointain dont la puissance est plus faible.



### 3.2.4 Les codes bipolaires

Les clés sont des codes ou séquences pseudo-aléatoires, séries d'éléments binaires générées par un polynôme de degré  $n$ . Certaines séquences présentent des propriétés d'intercorrélacion et d'autocorrélacion particulières qui permettront notamment de distinguer les différents utilisateurs entre eux.

Plusieurs types de séquences peuvent convenir à cette application. Il est possible d'utiliser par exemple des M-séquences, des séquences de Gold, de Walsh Hadamard qui sont détaillées par la suite ou des séquences de Kasami, de Barker, de Hall... En pratique, elles peuvent être générées de plusieurs manières, comme par exemple avec des registres à décalage.

#### 3.2.4.1 Propriétés mathématiques des codes

Pour mener à bien la phase de décodage, deux propriétés des codes sont primordiales : l'intercorrélacion et l'autocorrélacion.

➤ **Intercorrélacion :**

L'intercorrélacion définit l'orthogonalité entre les séquences de code que l'on peut interpréter comme le degré de ressemblance entre les séquences de codes. Une faible intercorrélacion permet de récupérer les informations propres à chaque utilisateur au milieu des données de tous les utilisateurs. Les signaux codés par d'autres séquences de codes sont en effet considérés comme un bruit. Si les séquences de codes sont trop ressemblantes entre elles, le décodage génère des erreurs.

La fonction d'intercorrélacion discrète  $R_{XY}(j)$  de deux séquences  $X$  et  $Y$ , chacune de longueur  $N$ , est définie par la formule ci-dessous :

$$CC_{x,y}(l) = \sum_{n=1}^N x_n \cdot y_{n+l} \quad \text{avec } x_i \text{ et } y_i \text{ composantes des séquences } X \text{ et } Y. \quad (\text{Éq. 25})$$

Deux séquences  $X$  et  $Y$  sont orthogonales entre elles si et seulement si :

$$CC_{x,y}(l) = \sum_{n=1}^N x_n \cdot y_{n+l} = 0 \quad \text{pour tout entier.} \quad (\text{Éq. 26})$$

L'orthogonalité des séquences entre elles permet de récupérer les informations propres à chaque utilisateur au milieu des données de tous les utilisateurs. La fonction d'intercorrélacion de deux séquences maximales a une valeur moyenne proche de zéro, le bruit dépend de la performance des codes utilisés.

➤ **Autocorrélacion :**

Une seconde caractéristique est nécessaire pour reconstruire correctement les données en réception : l'autocorrélacion. Les séquences de codes doivent présenter un pic d'autocorrélacion qui garantit que chaque séquence est orthogonale à une séquence décalée d'elle-même. Cette propriété permet de synchroniser facilement la séquence ayant servi au codage et celle générée en réception pour effectuer le désétalement dans le cas où les temps de propagation ne sont pas fixes ou que le récepteur ne dispose pas d'une horloge synchrone avec celle de l'émetteur (Figure 122).

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

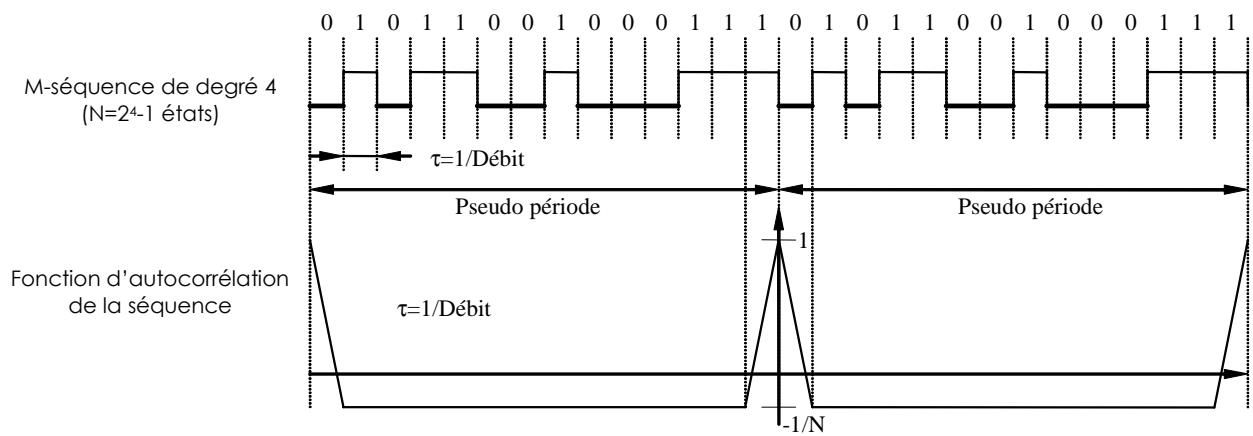
La fonction d'autocorrélation d'une séquence de longueur N est définie par :

$$AC_x(l) = \sum_{n=1}^N x_n \cdot x_{n+l} \quad \text{avec } x_i \text{ composantes de la séquence } X. \quad (\text{Éq. 27})$$

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

$$AC_x(l) = \sum_{n=1}^N x_n \cdot x_{n+l} = \begin{cases} N & \text{si } l=0 \\ 0 & \text{si } l \neq 0 \end{cases} . \quad (\text{Éq. 28})$$

Le pic d'autocorrélation va permettre de synchroniser émetteur et récepteur dans le cas où les temps de propagation ne sont pas fixes ou que le récepteur ne dispose pas d'une horloge synchrone avec celle de l'émetteur.



**Figure 122 : Figure d'autocorrélation d'une m-séquence de degré 4**

Cependant ces propriétés sont idéales et il n'existe pas de famille de séquences possédant une intercorrélacion et une autocorrélation parfaites. De nombreux types de codes ont été développés pour optimiser les propriétés des séquences et donc la qualité d'une liaison CDMA. Les paragraphes suivants présentent les familles de codes bipolaires les plus répandus.

#### 3.2.4.2 Séquences de Walsh-Hadamard

Ces séquences sont parmi les structures orthogonales les plus simples à construire. Une séquence de code est constituée par les lignes de la matrice d'Hadamard.

La matrice est obtenue de façon récursive par :

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{bmatrix} \quad (\text{Éq. 29})$$

où W' est le complément logique de W et  $W(1)=-1$  et  $W(2) = \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$ .

Par exemple, si l'on veut obtenir quatre codes orthogonaux c1, c2, c3, c4, il faudra générer une matrice de Hadamard d'ordre 4. On a donc:

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

$$H4 = \begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{pmatrix} \quad (\text{Éq. 30})$$

où  $c_1 = [+1 +1 +1 +1]$ ,  $c_2 = [+1 -1 +1 -1]$ ,  $c_3 = [+1 +1 -1 -1]$  et  $c_4 = [+1 -1 -1 +1]$ .

Les séquences de Walsh ont l'avantage d'être parfaitement orthogonales et elles permettent donc de s'affranchir des interférences d'accès multiples lorsque la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est parfaite.

Ces séquences présentent cependant plusieurs inconvénients qui limitent son utilisation :

- La fonction d'autocorrélation ne comporte pas un pic unique et étroit ce qui complique la synchronisation.
- L'élargissement spectral ne couvre pas toute la bande passante mais l'énergie est répartie entre un nombre discret de fréquences.
- Bien que l'intercorrélacion de séquences entières soit égale à zéro, ce n'est pas le cas pour des séquences partielles. Par conséquent l'intérêt d'utiliser des codes orthogonaux est perdu lorsque tous les utilisateurs ne sont pas synchronisés sur la même horloge. Il va donc falloir synchroniser les données avec les séquences sur une même base de temps et avoir un nombre entier de séquences pour conserver les propriétés d'orthogonalité des fonctions de Walsh et récupérer toute l'information.
- L'orthogonalité est aussi affectée par des signaux multi-trajets.

Les systèmes CDMA intégrant des codes de Walsh-Hadamard sont le CDMA multi-porteur (MC-CDMA pour Multi-Carrier CDMA) et le système de communication mobile 2G IS-95. Ces deux systèmes intègrent une synchronisation des utilisateurs entre eux qui permet de s'affranchir des problèmes d'intercorrélacions partielles entre les séquences.

#### 3.2.4.3 Séquences Pseudo-Aléatoires

Les séquences d'étalement pseudo-aléatoires (PN pour Pseudo Noise) répondent aux exigences de corrélation et d'orthogonalité que doivent valider les codes dans les systèmes CDMA. Elles peuvent être générées facilement à l'aide de registre à décalage pilotés par une horloge commune et des portes logique XOR (voir figure suivante).

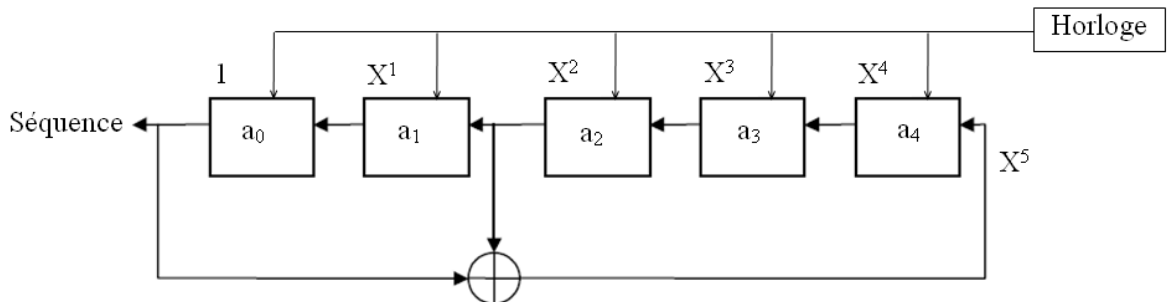


Figure 123 : Génération de la séquence  $u=[100101]$  correspondant au polynôme  $1+x^2+x^5$

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

La génération d'une séquence PN nécessite la définition d'un polynôme générateur de degré  $n$  :

$$h(x) = h_0x^n + h_1x^{n-1} + h_2x^{n-2} + \dots + h_n. \quad (\text{Éq. 31})$$

La période de la séquence ne peut pas excéder  $2^n - 1$  (voir M-séquences) où  $n$  représente le degré du polynôme générateur ainsi que le nombre de cellules dans le registre à décalage utilisé pour la génération. Ce registre, appelé LFSR (Linear Feedback Shift Register), est dit périodique car quelles que soient les valeurs initiales, on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge.

À chaque polynôme générateur correspond une seule séquence dont la phase dépend de l'initialisation des registres à décalage.

La représentation bipolaire à partir de la séquence unipolaire en sortie du registre à décalage consiste à remplacer simplement les valeurs  $[0,1]$  par les valeurs  $[-1,+1]$ .

$$f(u_i) = (-1)^{u_i} \quad \text{où } u_i \in \{0,1\}. \quad (\text{Éq. 32})$$

#### 3.2.4.4 M-séquences

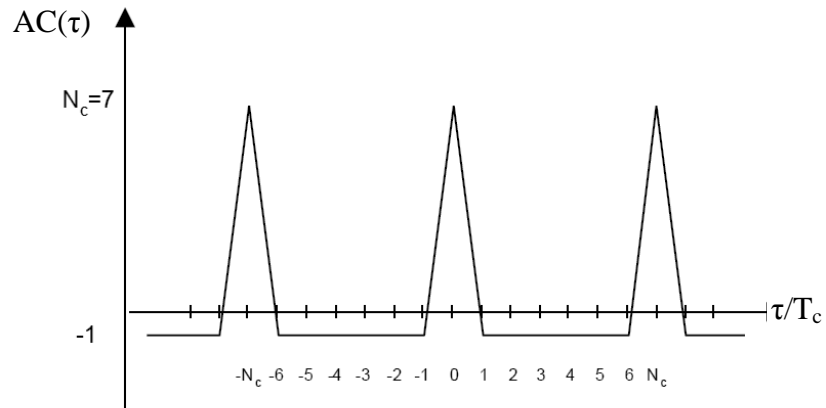
Dans le cas où la période de la séquence PN est maximale, c'est-à-dire égale à  $2^n - 1$ , on dit que c'est une M-séquence. Pour générer ce type de séquence, le polynôme générateur  $h(x)$  est un polynôme primitif de degré  $n$ .

##### Propriétés :

- La période est  $N = 2^n - 1$ .
- L'addition de deux m-séquences est aussi une m-séquence.
- Le poids, représentant le nombre d'occurrence du chiffre «1», est pour une m-séquence :  $w = \frac{1}{2}(N + 1)$ .
- La fonction d'autocorrélation est définie par : 
$$AC(\tau) = \begin{cases} N, & \text{pour } \tau \equiv 0 \pmod{N} \\ -1, & \text{pour } \tau \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases}$$

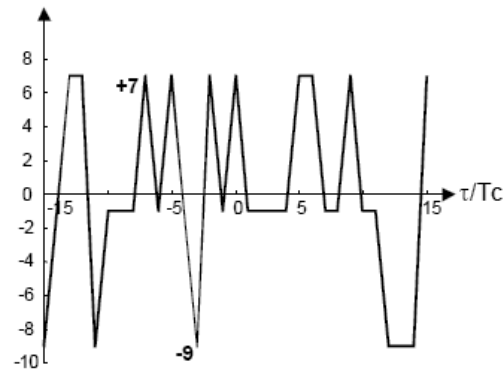
Le pic de la fonction d'autocorrélation d'une m-séquence augmente avec le degré du polynôme et s'apparente à l'autocorrélation d'un bruit blanc. Le pic peut être utilisé pour la synchronisation au niveau de chaque récepteur.

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques



**Figure 124 : Figure d'autocorrélation d'une m-séquence de degré 3**

Les autres codes ne peuvent faire mieux en termes d'autocorrélation. Malheureusement l'intercorrrelation entre m-séquences n'est pas aussi satisfaisante. La figure suivante présente l'intercorrrelation entre les m-séquences générées par les polynômes  $1+x^3+x^5$  noté [5,3] et  $1+x^2+x^3+x^4+x^5$  noté [5,4,3,2].



**Figure 125 : Figure d'intercorrrelation entre m-séquences de degré 5**

Dans le tableau suivant, les polynômes générateurs des m-séquences sont listés en fonction de leur degré. Pour chaque polynôme générateur de type  $[n, a_1, \dots, a_k]$  listé dans la table, il existe un polynôme dit réciproque de type  $[n, n-a_1, \dots, n-a_k]$  qui génère une séquence inversée. Ces polynômes réciproques ne figurent pas dans le tableau.

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

n	N=2 <sup>n</sup> -1	Liste des polynômes générateurs	Nombre
2	3	[2,1]	2
3	7	[3,1]	2
4	15	[4,1]	2
5	31	[5,3] [5,4,3,2] [5,4,2,1]	6
6	63	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]	6
7	127	[7,1] [7,3] [7,3,2,1] [7,4,3,2] [7,6,4,2] [7,6,3,1] [7,6,5,2] [7,6,5,4,2,1] [7,5,4,3,2,1]	18
8	255	[8,4,3,2] [8,6,5,3] [8,6,5,2] [8,5,3,1] [8,6,5,1] [8,7,6,1] [8,7,6,5,2,1] [8,6,4,3,2,1]	16
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,8,5,4] [9,8,4,1] [9,5,3,2] [9,8,6,5] [9,8,7,2] [9,6,5,4,2,1] [9,7,6,4,3,1] [9,8,7,6,5,3]	48
10	1023	[10,3] [10,8,3,2] [10,4,3,1] [10,8,5,1] [10,8,5,4] [10,9,4,1] [10,8,4,3] [10,5,3,2] [10,5,2,1] [10,9,4,2] [10,6,5,3,2,1] [10,9,8,6,3,2] [10,9,7,6,4,1] [10,7,6,4,2,1] [10,9,8,7,6,5,4,3] [10,8,7,6,5,4,3,1]	60
11	2047	[11,2] [11,8,5,2] [11,7,3,2] [11,5,3,2] [11,10,3,2] [11,6,5,1] [11,5,3,1] [11,9,4,1] [11,8,6,2] [11,9,8,3] [11,10,9,8,3,1]	176

**Figure 126 : Liste des polynômes générateurs des m-séquences de degré n [100]**

Le nombre de m-séquences distinctes (sans tenir compte de la phase) est égal au nombre  $N_c(n)$  de polynômes primitifs de degré n :

$$N_c(n) = \frac{2^n - 1}{n} \cdot \prod_{i=1}^l \frac{p_i - 1}{p_i} \quad (\text{Éq. 33})$$

où les  $p_i$  sont les éléments de la décomposition de  $2^n - 1$  en nombres premiers :

$$2^n - 1 = \prod_{i=1}^l p_i^{e_i} \quad (\text{Éq. 34})$$

Par exemple pour un polynôme de degré n=5 :  $N_c(5) = \frac{31}{5} \cdot \frac{30}{31} = 6$ .

Les m-séquences présentent une très bonne fonction d'autocorrélation mais l'intercorrélacion entre les différentes séquences n'est pas optimale du fait que deux séquences de même longueur ne sont pas parfaitement orthogonales. Les codes de Gold présentent un compromis relativement satisfaisant.

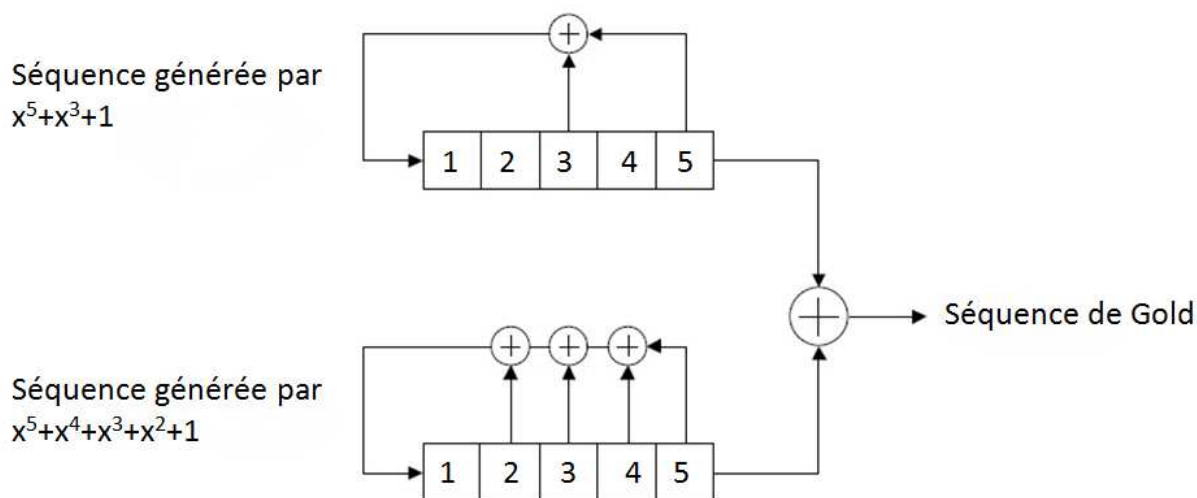
#### 3.2.4.5 Séquences de Gold

Les codes de Gold génèrent un ensemble de séquences ayant de bonnes propriétés d'intercorrélacion. Ces séquences découlent directement des m-séquences.

Les codes de Gold sont obtenus à partir de deux polynômes générateurs appelés paires préférentielles : ce sont deux séquences maximales dont l'intercorrélacion est uniformément faible. Les codes sont des combinaisons linéaires de m-séquences décalées

### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

l'une par rapport à l'autre. On effectue la somme binaire bit à bit de deux m-séquences préférentielles. Chaque code est associé à un état initial des registres différents. À partir de deux m-séquences de degré n de période  $2^n-1$ , on génère  $2^{n+1}$  séquences de période  $2^n-1$  (Figure 127).



**Figure 127 : Exemple de générateur de séquences de Gold**

Sur le plan fréquentiel, son spectre est un sinus cardinal au carré étant donné que le signal est composé d'une somme de portes décalées dans le temps. De plus le spectre est constitué de  $2^{n-1}$  raies dans son lobe principal et s'annule pour les valeurs multiples de  $1/T_c$  où  $T_c$  est le temps bit de la séquence pseudo aléatoire.

Tous les états hormis la séquence ne comportant que des bits à « 0 » étant parcourus, on obtient des séquences composées de  $2^{n-1}$  valeurs « 1 » et  $2^{n-1}-1$  valeurs « 0 ».

Les codes de Gold possèdent trois niveaux d'intercorrélations. Ces trois valeurs interviennent avec des niveaux d'occurrence qui diffèrent suivant que n est pair ou impair. Ainsi, pour n pair (mais non divisible par 4), les codes possèdent plus souvent de faibles valeurs d'intercorrélations. Les calculs permettant de connaître les niveaux d'intercorrélations entre deux séquences de Gold sont présentés dans le Tableau 15.

Degré n	Intercorrélation normalisé	Fréquence d'occurrences
n impair	-1	~0.50
	$-(2^{(n+1)/2} + 1)$	~0.25
	$(2^{(n+1)/2} - 1)$	~0.25
n pair	-1	~0.75
	$-(2^{(n+2)/2} + 1)$	~0.125
	$(2^{(n+2)/2} - 1)$	~0.125

**Tableau 15 : Niveaux d'intercorrélations des codes de Gold**

Ces valeurs permettent d'évaluer la capacité du système à distinguer le pic d'autocorrélation correspondant à la séquence que l'on souhaite décoder en présence des autres séquences présentes sur le médium de communication.



### Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Degré n	Longueur L	Paires préférentielles	Niveaux d'intercorrélations		
5	31	[5,3] [5,4,3,2]	7	-1	-9
6	63	[6,1] [6,5,2,1]	15	-1	-17
7	127	[7,3] [7,3,2,1] [7,3,2,1] [7,5,4,3,2,1]	15	-1	-17
8	255	[8,7,6,5,2,1] [8,7,6,1]	31	-1	-17
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,6,4,3] [9,8,4,1]	31	-1	-33
10	1023	[10,9,8,7,6,5,4,3] [10,9,7,6,4,1] [10,8,7,6,5,4,3,1] [10,9,7,6,4,1] [10,8,5,1] [10,7,6,4,2,1]	63	-1	-65
11	2047	[11,2] [11,8,5,2] [11,8,5,2] [11,10,3,2]	63	-1	-65

**Tableau 16 : Niveaux d'intercorrélations des codes de Gold de degré inférieur ou égal à 11 [100]**

## 3.3 Etat de l'art des systèmes de multiplexages OCDMA

### 3.3.1 Intérêt de l'OCDMA

Les premières recherches pour implémenter le CDMA dans le domaine optique ont commencé dans les années 1980 [101]. Durant ces dernières décennies, le CDMA optique, baptisé OCDMA, a été développé sous de nombreuses formes avec des méthodes de codage et de décodage plus ou moins complexes et plus ou moins efficaces. L'objectif affiché de ces travaux est de bénéficier des avantages offerts par la technique de l'étalement de spectre largement répandu dans les liaisons RF pour une utilisation massive dans les réseaux d'accès notamment [102].

Le multiplexage sur fibres optiques repose aujourd'hui sur le WDMA ou le TDMA pour allouer la bande passante entre les utilisateurs. Ces deux systèmes présentent néanmoins des inconvénients pour les réseaux comportant un grand nombre d'utilisateurs. Le TDMA est en effet désavantagé par la nécessité de communiquer avec une parfaite synchronisation entre émetteurs et récepteurs. De plus, le débit de transmission est partagé entre tous les utilisateurs de la liaison contrairement au WDMA. Par contre, le WDMA requiert un équipement sophistiqué tel que des émetteurs optiques accordables en longueur d'onde sur une large bande et des filtres accordables pour chaque canal ou des réseaux diffractifs associés à des sources large bande.

Le CDMA est envisagé pour s'affranchir des contraintes liées au TDMA et au WDMA :

- Transmission asynchrone : pas d'organe centralisé de contrôle, ni d'horloge de synchronisation
- Sécurité des informations transmises : l'utilisation de codes pseudo-aléatoires longs ne permet pas d'extraire les données sans connaître le code

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

- Possibilité de transmettre simultanément des données avec des débits divers tels que la télévision, internet et le téléphone par exemple
- Possibilité de codage tout optique passif : le temps d'accès au réseau est faible
- Simple d'ajouter ou de retirer des utilisateurs en fonction de la demande
- Possibilité de réaliser des systèmes tout optiques

### 3.3.2 Mise en œuvre de l'OCDMA

Les publications parues sur le sujet révèlent que des techniques très diverses ont été proposées pour implémenter le CDMA en optique. Les systèmes OCDMA sont classés en deux grandes catégories :

- Les systèmes cohérents qui considèrent l'information portée par l'amplitude et la phase du signal optique
- Les systèmes incohérents qui ne tiennent compte que de la puissance optique

À l'intérieur de ces deux ensembles, le codage des données est réalisé dans le domaine temporel, dans le domaine fréquentiel ou encore de façon hybride en combinant ces deux méthodes.

La fonction de codage/décodage peut être réalisée en électronique et dans ce cas la principale limitation pour réaliser le type d'implémentation choisie est la vitesse des circuits électroniques. Cependant comme nous allons le voir dans l'état de l'art, la plupart des recherches portent sur l'implémentation dite « tout optique » en s'affranchissant ainsi des limites de l'électronique. Ces systèmes « tout optique » possèdent une fonction de codage et de décodage entièrement optique qui ne nécessitent pas de piloter un laser à haute fréquence pour générer le code.

Afin de situer le projet OCDMA proposé par D-Lightsys, nous présentons dans cette section les différentes méthodes d'implémentation incohérente du DS-OCDMA proposée dans la littérature. Notre architecture de multiplexage, que nous détaillons dans le chapitre 4, appartient à cette catégorie. Les autres types de codage de l'OCDMA sont décrits en annexe de ce mémoire.

### 3.3.3 Les codes unipolaires

Si les systèmes cohérents offrent des perspectives intéressantes, un inconvénient majeur réside dans la non-conservation de la phase optique par le canal de transmission et l'implémentation de la détection cohérente dans les systèmes bas coût s'avère complexe. Il n'existe pas actuellement de dispositif pour traiter l'amplitude et la phase du signal optique avec autant de souplesse qu'en électronique. Il est difficile de mettre en place une transmission à haut niveau de performances globales qui permettrait la conservation et la régénération de l'information sur la phase [103]. Quelques recherches ont été menées pour développer l'OCDMA cohérent [104-106] mais l'essentiel des publications traite de l'approche incohérente.

Dans un système incohérent, la détection ne considère que l'intensité lumineuse du signal reçue, quantité positive ou nulle et ignore la phase du signal. Contrairement aux systèmes CDMA en RF où l'utilisation des codes bipolaires  $\{-1 ; +1\}$  est largement répandu, des codes unipolaires  $\{0;+1\}$  ont été spécialement développés pour les systèmes OCDMA incohérents. Les séquences unipolaires, construites dans ce but, satisfont à des critères de

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

corrélations croisées permettant de mieux contrôler le niveau des interférences d'accès multiple mais, du fait de leur unipolarité, ces codes ne sont pas strictement orthogonaux entre eux. Par conséquent, le décodage des données issues d'un utilisateur subit des interférences dues aux autres utilisateurs présents. Les performances de la liaison sont dégradées par cette interférence, appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM).

Une famille de code unipolaire est définie par la longueur de la séquence notée  $L$  représentant son nombre de chips (terme désignant les bits utilisés pour le codage par opposition aux bits d'information), par le poids du code  $\omega$  indiquant le nombre de chips de niveau « 1 » dans une séquence de code et par la capacité de multiplexage  $N$  représentant le nombre d'utilisateurs qu'il est possible de multiplexer en utilisant cette famille de séquences.

De nombreuses études se sont intéressées aux codes unipolaires pour optimiser leurs caractéristiques en terme d'intercorrélation et d'autocorrélation [101, 107-109]. On peut citer les familles les plus courantes: les codes optiques orthogonaux ou Optical Orthogonal Codes (OOC) et les codes premiers ou Prime Codes (PC) [103, 110].

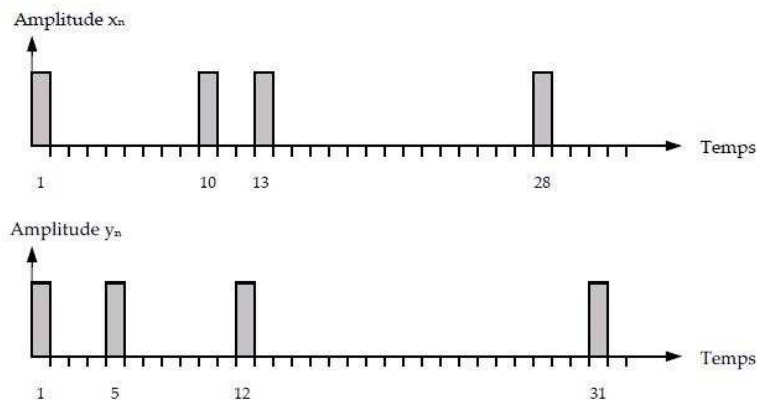


Figure 128 : Exemple de séquences OOC

Pour un système OCDMA à codage et décodage tout optique, le choix d'utiliser des codes bipolaires, dont les propriétés de corrélation et la capacité de multiplexage sont plus intéressantes que celles des codes unipolaires, se heurte aux difficultés liées à l'implémentation de systèmes à détection cohérente dans les réseaux optiques. Pour cette raison, l'OCDMA tout optique à séquence directe et le choix d'un codage à partir de séquences unipolaires est apparu comme le plus approprié et le plus crédible à court terme [110]. Ce choix est évidemment fait au prix d'une réduction de la capacité de multiplexage par rapport à celle qui serait obtenue avec des mots de code bipolaires.

### 3.3.4 Le codage temporel DS-OCDMA

Tout comme l'étalement par séquence directe utilisé pour les communications RF, l'OCDMA par encodage temporel consiste à remplacer chaque bit de données par une séquence de code. Un bit « 1 » est ainsi subdivisé en plusieurs impulsions optiques courtes dont les intervalles de temps entre les impulsions représentent le code.

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques



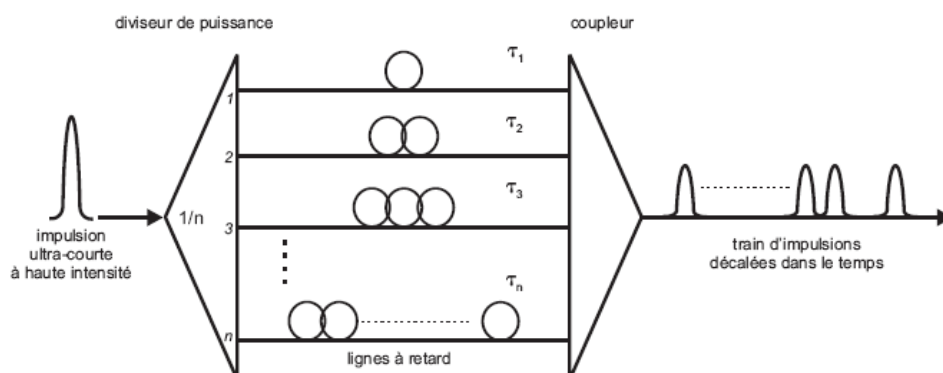
**Figure 129 : Illustration du codage d'un bit en DS-OCDMA avec un code unipolaire de longueur 10 et de poids 3 [102]**

Pour des applications réseaux tels que les futurs réseaux d'accès PON (réseau optique passif), les taux de transmission spécifiés par utilisateur atteignent 155Mbps à quelques Gbps [111]. Dans ce contexte, la génération de plusieurs impulsions par bit de données ne peut se faire dans le domaine électrique avec un niveau de complexité et un coût raisonnables. En effet, si le codage est électrique, les circuits doivent traiter un débit d'information correspondant au débit du code, c'est-à-dire au débit binaire des données à transmettre multiplié par la longueur temporelle du code utilisé. La bande passante de l'électronique ne permet pas d'effectuer les opérations de corrélation nécessaires au décodage à très haut débit. C'est pour cette raison que de nombreux systèmes ont été proposés pour réaliser un encodage de manière tout-optique et contourner ainsi les limitations de l'électronique.

### 3.3.4.1 Coupleurs et lignes de retards

Le premier système OCDMA à encodage temporel [112] pour une application dans les réseaux locaux reposait sur l'utilisation de coupleurs et de lignes à retard pour implémenter le code. Le principe est relativement simple. Une impulsion courte de forte intensité, correspondant à un bit « 1 », est divisée par un coupleur optique  $1 \times N$  en  $N$  impulsions de faible intensité. Sur chacune de ces branches, un retard spécifique est imposé à chaque impulsion par des lignes à retard. Les retards appliqués sur chaque ligne sont caractéristiques du code particulier à un utilisateur et le poids d'un code est égal au nombre de lignes à retard. Les signaux sont ensuite recombinaés à l'aide d'un nouveau coupleur  $N \times 1$ . Les informations codées provenant des différents utilisateurs sont alors multiplexées sur une seule fibre optique.

En réception, un système imposant des retards inverses au codeur permet alors de reconstituer l'information initiale parmi tous les signaux présents. Les impulsions issues du codage des autres utilisateurs sont considérées comme du bruit.



**Figure 130 : Encodeur DS-OCDMA à lignes à retard [103]**

## Chapitre 3 : Multiplexage des données optiques

Le principal inconvénient de cette méthode réside dans les pertes d'insertion introduite par les coupleurs [113]. Plus le code est long, plus le nombre de branches sera important et par conséquent plus les pertes d'insertion seront élevées [103].

Les pertes d'insertion peuvent être réduites par rapport aux systèmes à base de coupleurs en utilisant des modulateurs de Mach Zehnder (MZ) en série et en insérant des délais dans les bras du MZ [113] mais le coût d'un tel système est prohibitif.

### 3.3.4.2 Réseaux de Bragg

Le codage par réseaux de Bragg (généralement désignés par SSFBG : SuperStructured Fiber Bragg Grating pour réseaux de Bragg super structurés) est la technique la plus développée aujourd'hui pour réaliser un système DS-OCDMA tout optique [114]. Un réseau de Bragg est conçu à partir d'une fibre optique dans laquelle une variation périodique de l'indice de réfraction est inscrite sur une longueur de quelques millimètres à quelques centimètres. Un SSFBG consiste en une concaténation de réseaux de Bragg uniformes réfléchissant la même longueur de Bragg  $\lambda_B$ , séparés par des tronçons de fibre [115].

L'amplitude de la modulation d'indice de ces réseaux est généralement faible, de sorte que l'impulsion n'est pas complètement réfléchiée au début du SSFBG. L'impulsion initiale correspondant au bit « 1 » se propage à travers la fibre en étant partiellement réfléchiée par les miroirs de Bragg successifs, créant ainsi une série d'impulsions codant les données. Le code propre à chaque utilisateur est donc associé à la position de chaque miroir le long de la fibre.

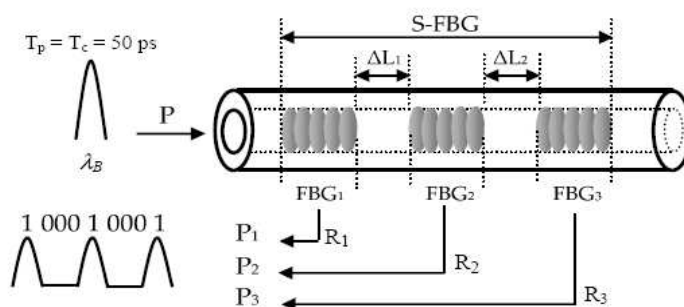


Figure 131 : Codage DS-OCDMA par réseaux de Bragg [115]

Les données codées provenant de tous les utilisateurs sont alors multiplexées sur une seule fibre. En réception, l'ordre successif des miroirs de Bragg est inversé afin de reconstituer la fonction d'autocorrélation. Ces composants sont relativement simples à réaliser, peu coûteux et génèrent des séquences de codes fiables avec des impulsions très courtes.

Les recherches les plus récentes sur le codage DS-OCDMA par SSFBG ont permis d'améliorer la précision de fabrication des réseaux de Bragg et des encodeurs de 511 chips avec un taux de transmission du code de 500Gbps [116] et jusqu'à 640Gbps [117] ont été réalisés.

### 3.4 Conclusion

Le WDM est aujourd'hui le type de multiplexage le plus répandu dans les réseaux optiques à longue distance. Son principal inconvénient est la difficulté à réaliser un réseau reconfigurable. Il faudrait en effet que chaque émetteur et chaque récepteur du réseau puisse adapter sa longueur d'onde de fonctionnement pour chaque reconfiguration possible.

L'OCDMA offre des perspectives intéressantes pour les réseaux futurs en raison de son codage qui permet de sécuriser la transmission des données, de son immunité aux multi-trajets ou bien encore de l'accès aléatoire au médium de communication.

L'implantation de l'OCDMA dans les réseaux optiques suscite beaucoup d'intérêt et de nombreuses recherches ont été réalisées dans ce but. Selon le type de codage, divers systèmes optiques intégrant des technologies récentes telles que les Phasar ou les réseaux de Bragg inscrit dans les fibres optiques sont proposés pour mettre en œuvre l'OCDMA. L'avantage essentiel de ces systèmes est de fonctionner sur un codage dit « tout optique » qui permet de s'affranchir des limites de bandes passantes de l'électronique et de proposer des débits utiles très élevés. Un réseau reconfigurable est cependant difficile à implémenter malgré quelques recherches dans ce sens.

Si les performances obtenues expérimentalement sont prometteuses, les dispositifs de codage et de décodage sont aujourd'hui encore trop complexes et trop coûteux pour être utilisés à grande échelle. A notre connaissance, aucun dispositif OCDMA avec un multiplexage/ démultiplexage tout optique n'a été développé commercialement.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre projet d'implantation de l'OCDMA dans des réseaux d'interconnexions optiques. Nous avons fait le choix de travailler sur un système de multiplexage/démultiplexage électrique qui permet une mise en œuvre beaucoup plus aisée que les dispositifs tout optique que nous avons étudié dans ce chapitre. Notre technologie est donc confrontée aux limitations de l'électronique et ne permet pas d'envisager des débits utiles par utilisateur aussi élevés que ceux envisagés dans une configuration tout optique. L'intérêt essentiel de notre recherche sur le CDMA dans les réseaux optiques est une implémentation moins complexe et moins coûteuse à mettre en œuvre ainsi qu'une reconfiguration rapide du réseau.

## Bibliographie du chapitre 3

- [99] C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise," *Proc. Institute of Radio Engineers*, vol. 37, pp. 10-21, 1949.
- [100] Ir. J. Meel, "Spread spectrum: introduction," De Nayer Institut, 1999.
- [101] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 37, pp. 824-833, 1989.
- [102] C. Goursaud-Brugeaud, "Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optiques," *Télécommunications hautes fréquences et optiques*, Université de Limoges, 2006.
- [103] G. Pille, "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée," Centre d'Électronique et de Micro-optoélectronique de Montpellier, Université Montpellier II, 2005.
- [104] X. Chen, *et al.*, "Performance improvement of bandwidth-limited coherent OCDMA system," *Photonic Network Communications*, vol. 16, 2008.
- [105] M. Brandt-Pearce and B. Aazhang, "Multiuser detection for Optical Code Division Multiple Access Systems," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 42, 1994.
- [106] X. Wang, *et al.*, "Field Trial of 3-WDM×10-OCDMA×10.71 Gbps, Truly-Asynchronous, WDM/DPSK-OCDMA Using Hybrid E/D without FEC and Optical Threshold," presented at the Optical Fiber Communication Conference, Anaheim, California, 2006.
- [107] P. Kamath, *et al.*, "Algorithms for interference sensing in optical CDMA networks," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, 2004.
- [108] C. Goursaud-Brugeaud, *et al.*, "Prime Code Efficiency in DS-OCDMA Systems using Parallel Interference Cancellation," *Journal of Communications*, vol. 2, pp. 51-57, 2007.
- [109] H. A. Fadhil, *et al.*, "Performance of random diagonal code for OCDMA systems using new spectral direct detection technique " *Optical Fiber Technology*, vol. 15, pp. 283-289, 2008.
- [110] M. Lourdiane, "CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques," Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, 2005.
- [111] Y. Zouine, "Contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant la technique CDMA," Thèse, 2005.
- [112] J.Y Hui, "Pattern Code Modulation and Optical Decoding-A Novel Code-Division Multiplexing Technique for Multifiber Networks," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 3, 1985.
- [113] S. Ayotte, "Systèmes optiques à accès multiple par répartition de codes: étude des performances et de l'impact du bruit d'intensité," Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Laval, 2007.
- [114] H. Geiger, *et al.*, "Demonstration of a simple CDMA transmitter and receiver using sampled fibre gratings," *Optical Communication*, vol. 1, 1998.
- [115] I. Fsaifes, *et al.*, "Etude expérimentale d'un système DS-OCDMA cohérent à réseaux de Bragg superstructurés," 2007.
- [116] Y. Dai, *et al.*, "511-Chip, 500Gchip/s OCDMA En/Decoders Based on Equivalent Phase-Shift Method," presented at the Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, California, 2006.



# Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

*Ce chapitre introduit une technique de multiplexage originale, le CDMA optique. Cette technique est une méthode d'implémentation du CDMA électrique à un réseau optique. Elle permet la réalisation de réseaux optiques passifs entièrement reconfigurables à très faible temps de latence dans lequel tous les émetteurs utilisent la même longueur d'onde et partagent le même médium de communication (en espace libre ou sur fibres optiques). Le principe de fonctionnement du CDMA optique ainsi que l'architecture des modules optoélectroniques à mettre en œuvre sont détaillés. Un banc de test expérimental sur fibres optiques a été conçu pour caractériser un multiplexage de ce type. Nous présentons ensuite les mesures expérimentales du CDMA optique ainsi qu'une méthode d'estimation des capacités du réseau.*

## 4.1 Objectif de cette étude

Face à la demande croissante en bande passante, les interconnexions électriques sont aujourd'hui fortement pénalisées par leurs caractéristiques intrinsèques induisant des pertes et réflexions sur la transmission du signal. Les limitations de bande passante des liaisons sur cuivre sont aujourd'hui un véritable goulot d'étranglement à l'intérieur des racks des calculateurs. Pour ce type d'applications, les interconnexions optiques en espace libre constituent une solution alternative très intéressante : une bande passante élevée, une réduction de poids en raison de l'absence de support de communication et un coût plus réduit lié à la suppression des connecteurs.

C'est dans cette perspective que nous proposons de réaliser un réseau optique en espace libre reconfigurable dans lequel tous les utilisateurs partagent le même canal de transmission. Pour des questions de logistique et de facilité de mise en œuvre, il est impératif que tous les émetteurs et tous les récepteurs soient identiques et que les modules ne soient pas synchronisés sur une horloge externe.

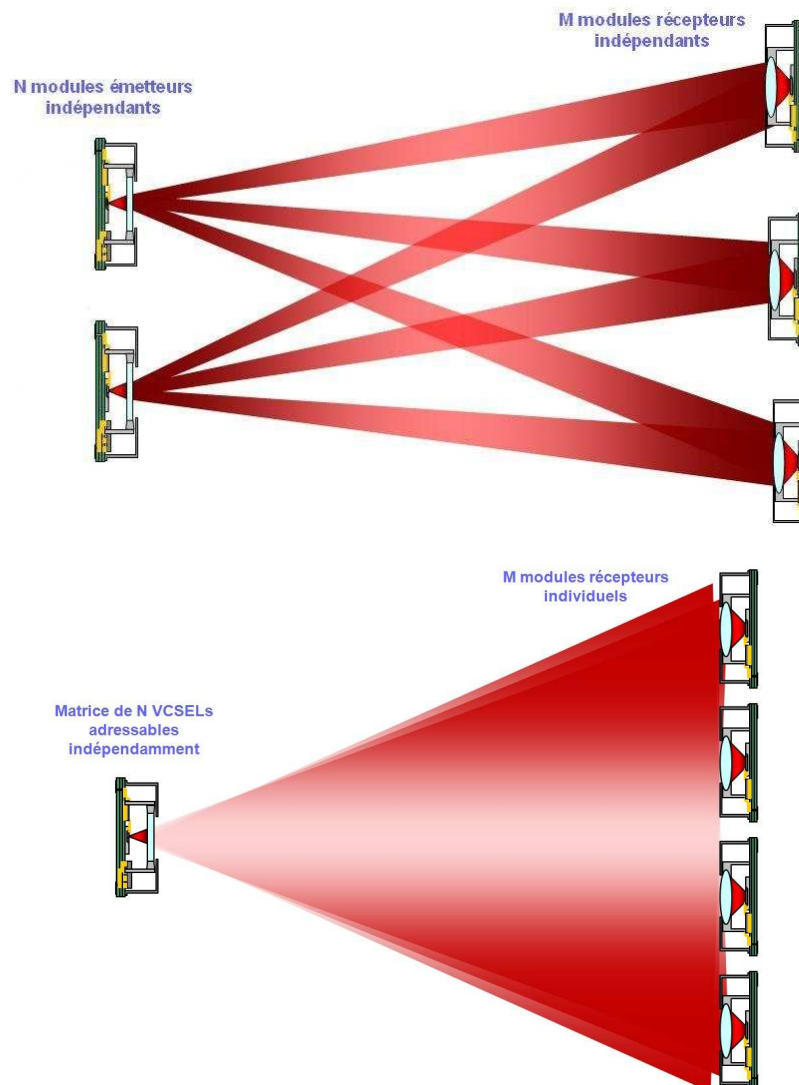
## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

Pour réaliser ce réseau optique en espace libre, deux études distinctes doivent être menées :

- Une étude des architectures de communications optiques en espace libre multipoints

Cette partie comprend les différentes étapes que nous avons détaillées dans le chapitre 2 lors de la conception d'une liaison optique point à point pour développer une architecture multipoints. Il s'agit de proposer un design permettant de connecter  $N$  émetteurs à  $M$  récepteurs indépendants en espace libre. Les modules optoélectroniques doivent être compatibles des contraintes que nous avons listé dans le Tableau 6 en terme de tolérances de positionnement des modules, dimensions mécaniques, température de fonctionnement,...

La Figure 133 illustre deux architectures imaginées pour réaliser un réseau optique multipoints.



**Figure 132 : Exemples d'architectures de liaisons espace libre multipoints**

Cette étude intègre une phase de recherche de composants optoélectroniques et une phase de simulations numériques avec un logiciel de simulations optiques tel que Zemax pour déterminer quel est l'architecture offrant les meilleures performances.

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

Cette étude sur les architecture de communication multipoints en espace libre n'a pu être traitée dans le cadre de cette thèse.

### ➤ Une étude des systèmes de multiplexage

Chaque module de réception capte les signaux provenant de tous les émetteurs. Par conséquent, il est nécessaire d'intégrer une fonction de multiplexage afin de permettre à chaque récepteur d'extraire les données qu'il souhaite récupérer parmi l'ensemble des signaux sur le canal de transmission. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, plusieurs possibilités s'offrent à nous.

Avec un multiplexage TDMA, chaque émetteur transmet ses données dans un intervalle de temps distinct. Cette technique repose sur la synchronisation des données, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs, une séquence de synchronisation des récepteurs pour récupérer les informations nécessaires à l'extraction des données et une horloge externe. Ce sont pour ces raisons que ce type de multiplexage est incompatible avec notre application. Cette solution est trop coûteuse et trop complexe à mettre en œuvre.

Un multiplexage WDM présente des caractéristiques plus intéressantes dans le cadre de notre application. Chaque canal est caractérisé par une longueur d'onde de transmission distincte et cette technologie ne nécessite donc aucun besoin de synchronisation. Cependant, trois inconvénients majeurs sont à prendre en compte. Premièrement, un système de refroidissement (un élément Pelletier par exemple) est nécessaire pour maintenir une température stable et donc une longueur d'onde d'émission stable. Deuxièmement, pour réaliser un réseau reconfigurable avec cette technologie, il faut disposer de lasers accordables pour modifier la longueur d'onde d'émission afin quelle soit compatible du récepteur avec lequel on souhaite communiquer. Troisièmement, cette technologie implique de fabriquer des modules différents pour chaque longueur d'onde. Ces inconvénients ne permettent pas de concevoir aujourd'hui un réseau optique reconfigurable à fait coût et dans des délais raisonnables.

À l'issue de notre étude, nous avons opté pour un système de multiplexage original basé sur le CDMA. C'est une architecture de communication innovante basée sur le multiplexage par code de plusieurs faisceaux multimodes de même longueur d'onde. Dans chaque module émetteur, les données sont multiplexées à l'aide d'une clé de codage propre avant d'être transmises vers tous les récepteurs. Le module récepteur possédant la clé de codage associée à l'un des émetteurs peut démultiplexer les données correspondantes. Les modules émetteurs et récepteurs sont strictement identiques entre eux et un simple changement de la clé utilisé permet de reconfigurer le réseau.

## 4.2 Principe de fonctionnement

Le système de multiplexage optique proposé fait appel aux techniques d'étalement de spectre pour transmettre plusieurs signaux sur un même support de transmission avec la même longueur d'onde en mélangeant aux bits d'information un code propre pour chaque émetteur. Le codage des bits d'informations avec un code aux propriétés spécifiques permet d'étaler le spectre du signal initial sur une bande de fréquence plus importante, ce qui a pour effet de le rendre indépendant du bruit et des perturbateurs sur le médium de transmission. La bonne réception des données est effectuée par l'opération de codage inverse qui va regrouper l'information autour de sa bande spectrale originale (voir 3.2.1, 3.2.2 et 3.2.3).

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

La technique d'implémentation de l'OCDMA retenue, que nous désignerons par CDMA optique, est un codage incohérent en amplitude avec une fonction de multiplexage/démultiplexage électronique. Les fonctions de codage ne sont donc pas assurées par des composants optiques contrairement aux différents systèmes DS-OCDMA que nous avons répertoriés dans l'état de l'art (voir 3.3.4).

Considérons, par exemple, une transmission de données avec un débit  $D$  avant l'opération de codage et une séquence de code de longueur  $N$  et de débit  $C=D \times N$ . Lors de l'opération de codage, chaque bit de valeur « 1 » est remplacé par la séquence de code et chaque bit de valeur « 0 » est remplacé par l'inverse de la séquence de code (Figure 133). Le débit du signal encodé est donc le débit  $C$  de la séquence de code.

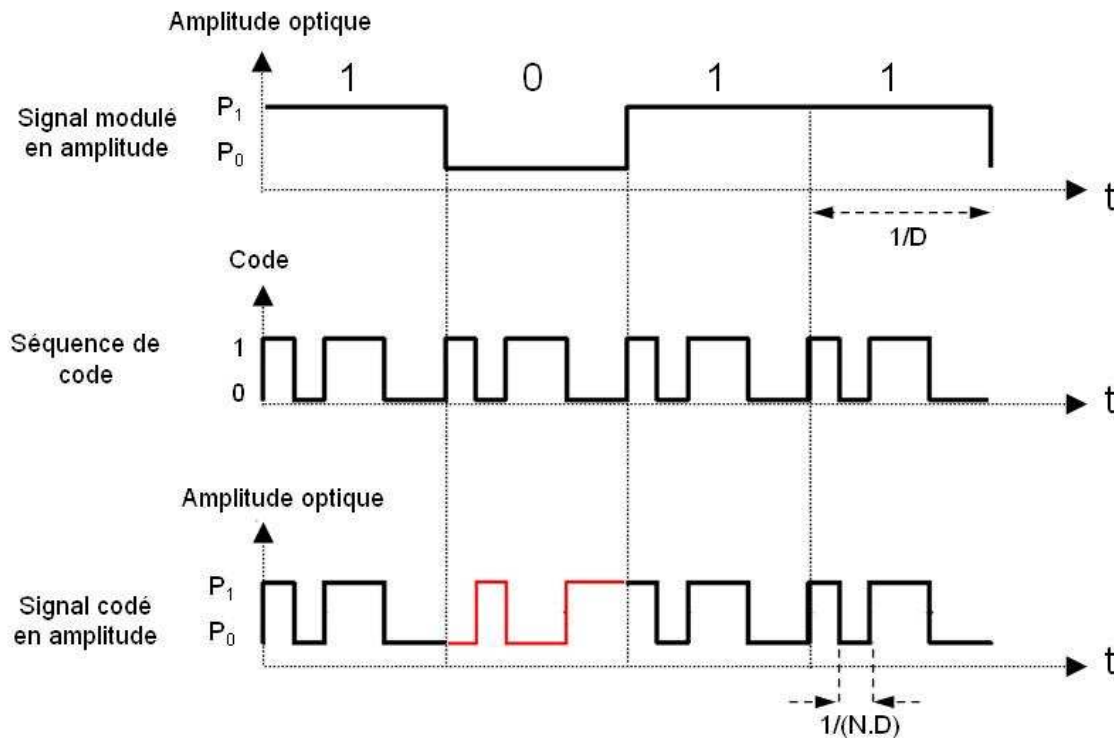


Figure 133 : Principe d'encodage des données en OCDMA

Les codes utilisés lors du codage doivent posséder de bonnes caractéristiques en termes d'autocorrélation, pour que la séquence utilisée au niveau du récepteur pour le décodage puisse être facilement synchronisée avec la séquence de code contenue dans le signal codé, et d'intercorrélation afin que les données puissent être extraites parmi l'ensemble des voies optiques présentes (3.2.4). La fonction de multiplexage/démultiplexage étant électrique dans notre architecture, nous pouvons utiliser des codes bipolaires contrairement aux systèmes basés sur une fonction tout optique qui impose l'utilisation de code unipolaire (3.3.3).

Les codes bipolaires permettent de bénéficier de meilleures caractéristiques d'auto et d'intercorrélation et de multiplexer davantage de canaux pour une longueur de code donnée.

Le facteur d'étalement  $F=C/D$  (rapport entre le débit du code  $C$  et le débit de l'information  $D$ ) est un paramètre déterminant dans la qualité ainsi que dans la capacité de la transmission. Le facteur d'étalement doit être un multiple de la longueur de la séquence choisie afin de garantir les propriétés associées à la famille de séquences ( $M$ -séquences, Gold,...). La valeur minimale de  $F$  est donc égale à la longueur de la séquence et il y a alors une période entière de la séquence contenue dans un bit d'information.

## 4.3 Conception d'un réseau CDMA optique

Cette technique, appliquée aux transmissions par fibre optique, ouvre de nouveaux horizons pour la réalisation de réseaux optiques. Dans cette partie, nous détaillerons les modalités de l'implémentation d'une liaison OCDMA en présentant la réalisation des modules émetteurs et récepteurs. Nous insisterons sur les modifications nécessaires par rapport aux modules disponibles sur le marché. Nous décrirons ensuite plus précisément la particularité des codes utilisés, la manière de les générer et les contraintes qu'ils imposent au système.

### 4.3.1 Description d'un réseau en CDMA optique

Le schéma de la Figure 134 présente le principe de fonctionnement d'un réseau optique multiplexé en CDMA optique. Le paramétrage de chaque émetteur est effectué électroniquement. A chaque émetteur est attribuée une clé différente qui sert à l'établissement de la séquence de code pseudo-aléatoire qui sera combinée aux bits d'information de l'émetteur pour former le signal à transmettre. Ce signal est envoyé sur un convertisseur électrique/optique (E/O). Tous les émetteurs sont identiques et utilisent la même longueur d'onde. Les informations lumineuses sont combinées au moyen d'un coupleur optique dans une seule fibre optique.

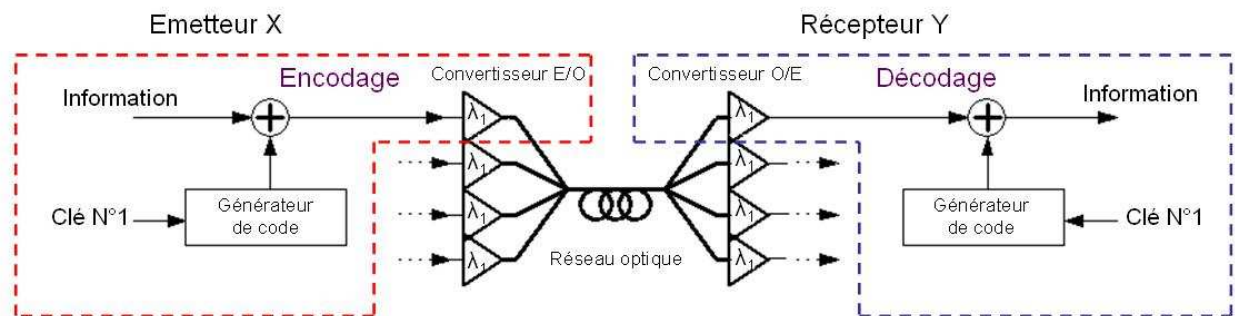


Figure 134 : Schéma de principe d'un réseau optique multiplexé en OCDMA

La réception assure le traitement inverse à celui de l'émetteur. Un coupleur optique envoie le flux total d'informations lumineux sur l'ensemble des récepteurs. En utilisant la clé correspondante à celle de l'émetteur avec lequel on souhaite dialoguer, on régénère localement, au niveau du récepteur, le même code pseudo-aléatoire que celui de l'émetteur. La combinaison de ce code local avec le signal issu du convertisseur O/E permet de récupérer correctement les bits d'informations de l'émetteur.

La seule différence entre modules émetteur et entre modules récepteur réside dans la clé de codage qui leur est associée.

Cette technique de multiplexage permet ainsi de réaliser facilement des fonctions de multicast (diffusion entre un émetteur et plusieurs récepteurs).

### 4.3.2 Réalisation des émetteurs/récepteurs

Au niveau de l'émission, un module optoélectronique du commerce peut être utilisé sans modification pour générer le signal optique. En effet, la particularité du système réside dans le signal électrique en entrée du module : il est constitué des données étalées, c'est à dire de la séquence étalante modulée par les données.

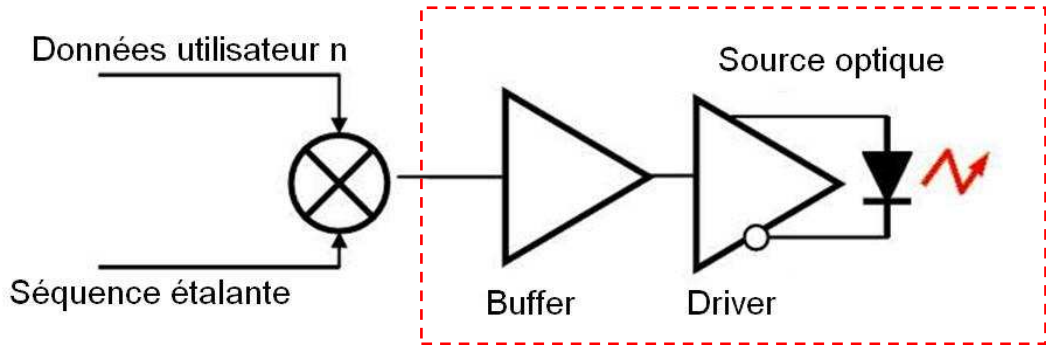


Figure 135 : Schéma simplifié de l'émetteur

La chaîne d'émission peut ainsi être schématisée comme suit : les données utilisateur sont étalées par la séquence de code en entrée d'un simple module émetteur. La partie désignée en rouge correspond en effet à un module du commerce et ne nécessite donc aucune modification spécifique.

Cette phase d'étalement, encore appelée « encodage », peut être réalisée numériquement par un FPGA (un réseau de portes programmables) ou par une simple porte logique XOR (ou-exclusif).

Remarque : le module d'émission simplifiée ne fait pas apparaître l'adaptation des horloges de la séquence et des données en fonction du rapport d'étalement qui offre la possibilité d'adapter le débit utile en fonction du nombre d'utilisateurs.

La réception est plus délicate et nécessite des étapes particulières. La démodulation doit être effectuée dans le domaine analogique avant le circuit de remise en forme pour exploiter le signal optique reçu qui comporte plusieurs niveaux de puissance. Ce traitement spécifique nécessite le développement d'un nouveau récepteur.

La phase de traitements analogiques spécifiques à l'application est intercalée entre l'amplificateur transimpédance et l'organe de décision (comparateur). En effet, si l'on souhaite travailler sur plusieurs niveaux, il faut obligatoirement désétalement avant la numérisation du signal (Figure 136).

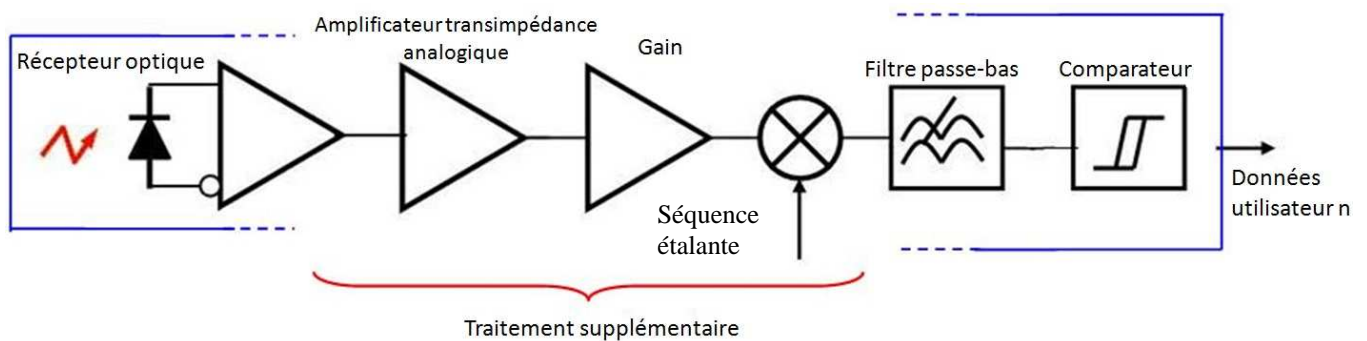


Figure 136 : Schéma simplifié du récepteur



## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

L'étape d'amplification est une partie délicate car le signal a une amplitude très faible et il faut l'extraire du bruit. Cette étape assure la mise en forme du signal issu de la photodiode pour ajuster son amplitude à celle de la séquence utilisée pour le désétalement afin d'optimiser les propriétés mathématiques des séquences.

Le décodeur consiste ici en un multiplieur analogique (car le signal est sur plusieurs niveaux d'amplitude) auquel on applique en entrée le signal reçu ainsi que la séquence étalante. La sortie du multiplieur fournit le signal desétalement, c'est à dire les données de l'utilisateur n qu'il faut remettre en forme. On utilise pour cela un filtre passe-bas, qui doit être réglé selon le débit utilisateur et un comparateur.

### 4.3.3 Signal optique multi-niveaux

Lorsque les données optiques sont couplées à l'intérieur d'une seule fibre optique, les niveaux de puissance de chaque émetteur sont sommés à condition que les signaux soient parfaitement incohérents entre eux. Dans le cas contraire, les signaux peuvent créer des interférences qui ont pour conséquence une perte d'informations.

L'utilisation de sources laser monomodes peut créer des battements de phase entre les modes si la longueur d'onde entre deux sources est identique. Dans ce cas, l'influence des interférences entre les modes se traduit par une augmentation de l'amplitude du bruit sur chaque niveau de l'œil.

C'est pour cette raison que nous avons opté pour un réseau basé sur des fibres optiques exclusivement multimodes avec des sources laser multimodes afin de réduire les risques d'interférences entre signaux. Cette caractéristique limite le déploiement d'un système CDMA optique à des réseaux datacom qui utilisent des fibres multimodes.

Les acquisitions suivantes montrent les signaux optiques multiplexés de deux voies équilibrées dans une fibre optique multimode à l'aide d'un coupleur.

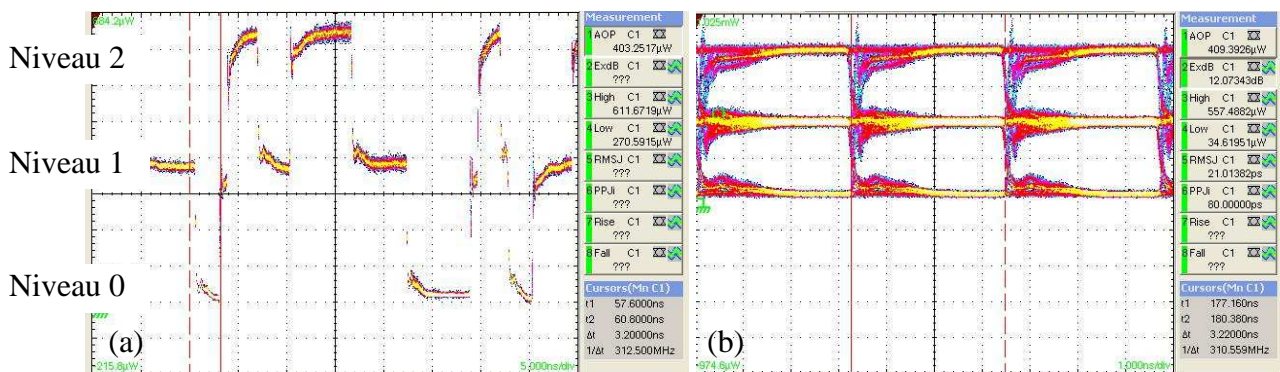


Figure 137 : Signal optique multi-niveaux pour deux sources laser couplées dans une fibre multimode en temporel (a) et en mode synchronisé (b)

Lorsque la puissance optique moyenne et le taux d'extinction de chaque émetteur est identique, le nombre de niveaux de puissance optique sur le canal de transmission est défini par l'expression :

$$\text{nombre de niveaux} = N + 1 \quad \text{où } N \text{ est le nombre d'utilisateurs} \quad (\text{Éq. 35})$$



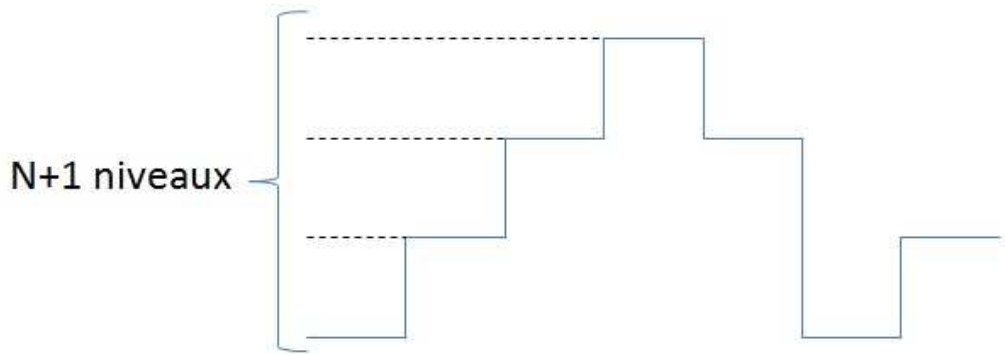


Figure 138 : Illustration des signaux optiques multi-niveaux en réception

Dans le cas où les émetteurs n'ont pas exactement la même puissance optique moyenne et le même taux d'extinction, nous observons l'apparition de sous niveaux (voir par exemple la Figure 146).

### 4.3.4 Temps de latence

La séquence de code générée par le récepteur doit être synchronisée avec la séquence de code contenue dans le signal reçu pour réaliser le décodage. Le récepteur ne connaît pas a priori quand la séquence a été émise. Il existe plusieurs moyens de resynchroniser la séquence du récepteur tels que la méthode de resynchronisation par décalage, ou corrélation glissante, et la resynchronisation par filtrage adaptatif. Ces dispositifs sont largement répandus dans les systèmes utilisant le multiplexage CDMA.

Lors de la reconfiguration du réseau, la clé de codage de l'émetteur et/ou du récepteur est modifiée. Le temps de reconfiguration du réseau peut être fixe ou variable :

- Si les retards de propagation sont fixes, ils peuvent donc être déterminés à l'avance et compensés au niveau des récepteurs. Le temps de latence pour une reconfiguration dépend alors uniquement du temps nécessaire à charger les clés dans les générateurs, il est appelé  $T_{\text{chargement}}$  sur le schéma. Ce temps est fixe et dépend de la structure du système.

La figure suivante nous permettra de mieux visualiser les temps de latence pour chaque cas.  $T_{\text{CLK}}$  est la période de l'horloge de la séquence et  $T_{\text{Données}}$  est la durée d'un bit de données :

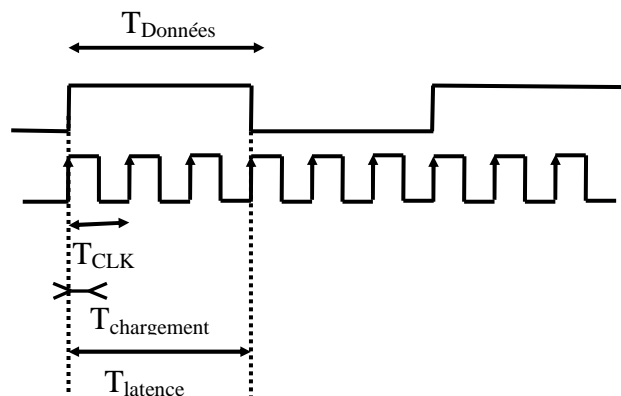


Figure 139 : Temps de latence lors de la reconfiguration du réseau

- Si les retards de propagation sont variables (distance entre les points connectés variable), il est alors nécessaire de synchroniser les séquences de code en émission et en réception. Nous pouvons effectuer la synchronisation en récupérant le signal d'horloge et en détectant le pic de corrélation entre le signal encodé reçu par le décodeur et celui régénéré localement. Le temps de reconfiguration dépend alors uniquement du rapport d'étalement.

La synchronisation a une durée maximale égale à la longueur du code pseudo-aléatoire multipliée par son débit  $D \times N = T$ , soit la pseudo-période du code. Ainsi, pour un rapport d'étalement optimal (égal à la longueur de la séquence), il y aura au maximum un bit de donnée de perdu.

$$T_{latence} = (2^n - 1) \times T_{CLK} = T_{bit} . \quad (\text{Éq. 36})$$

Dans notre cas, on ne s'intéresse qu'à la synchronisation des séquences pour des retards de propagation fixe. Le GPS (Global Positioning System) est une application typique du CDMA pour laquelle les retards de propagation sont variables.

### 4.4 Intérêt du CDMA optique pour les réseaux optiques reconfigurables

L'utilisation d'un réseau optique reconfigurable pose le problème du choix et de la réalisation de l'élément de commutation, qui peut être soit optique soit électrique. Il existe actuellement trois grandes familles de reconfiguration optique que nous allons passer en revue.

- La reconfiguration optique réalise la commutation de faisceaux optiques soit par des éléments de type cristaux liquides soit par déplacement mécanique des fibres (voir Figure 140). L'inconvénient majeur de ces techniques est le temps de reconfiguration relativement élevé (quelques 100µs à plusieurs millisecondes). Ces temps de latence sont souvent incompatibles avec les vitesses de transmission visées pour les applications datacom.

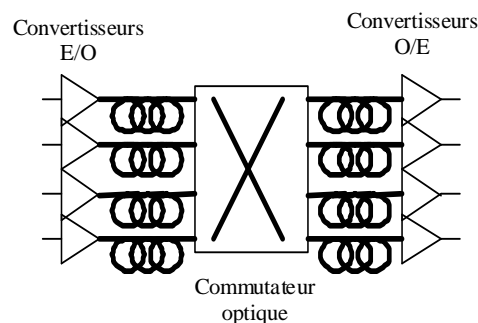


Figure 140 : La reconfiguration optique

- La reconfiguration électrique utilise des composants spécifiques pour le routage des signaux électriques vers les émetteurs optiques configurés dans un réseau statique. Cela implique que chaque routeur dispose d'autant d'émetteurs qu'il y a de combinaison de reconfiguration. Le réseau optique est alors formé de plusieurs liaisons point à point (voir Figure 141).

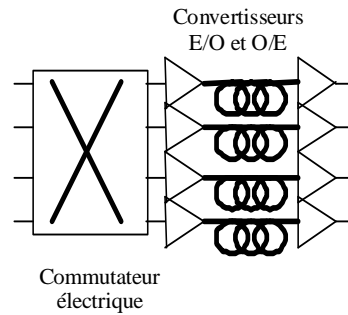


Figure 141 : La reconfiguration électrique

- La reconfiguration de longueur d'onde est basée sur le multiplexage WDM. On attribue une longueur d'onde différente à chaque liaison. On peut alors utiliser le même support de transmission pour connecter tous les points. La reconfiguration est alors assurée par le choix de la longueur d'onde appropriée au chemin souhaité. Le principal inconvénient d'un tel système est que chaque émetteur et chaque récepteur doit disposer de toutes les longueurs d'onde.

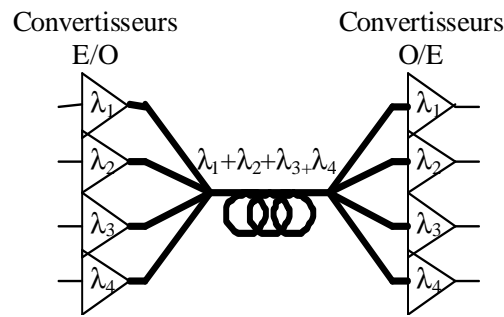


Figure 142 : La reconfiguration de longueur d'onde (WDM)

Face à ces techniques, le CDMA optique offre plusieurs atouts intéressants pour créer un réseau optique reconfigurable :

- La reconfiguration est réalisée par un changement de séquence de code lors du décodage électrique en réception. Le temps de latence est de l'ordre d'un bit de données soit environ  $1\mu s$  pour un débit utile de 1Mbps. Cette reconfiguration est donc plus rapide que dans le cas d'une reconfiguration optique.
- Toutes les données peuvent se propager dans une seule fibre optique. L'encombrement est donc moindre par rapport à une reconfiguration électrique point à point.
- Les signaux sont tous transmis avec la même longueur d'onde. Par conséquent, ce type de réseau ne nécessite pas que les émetteurs possèdent toutes les longueurs d'onde comme c'est le cas pour un réseau WDM.

## 4.5 Architecture du banc de test

Un banc de test a été conçu afin de démontrer le fonctionnement d'un multiplexage de type CDMA optique dans un réseau fibré et de définir ses caractéristiques.

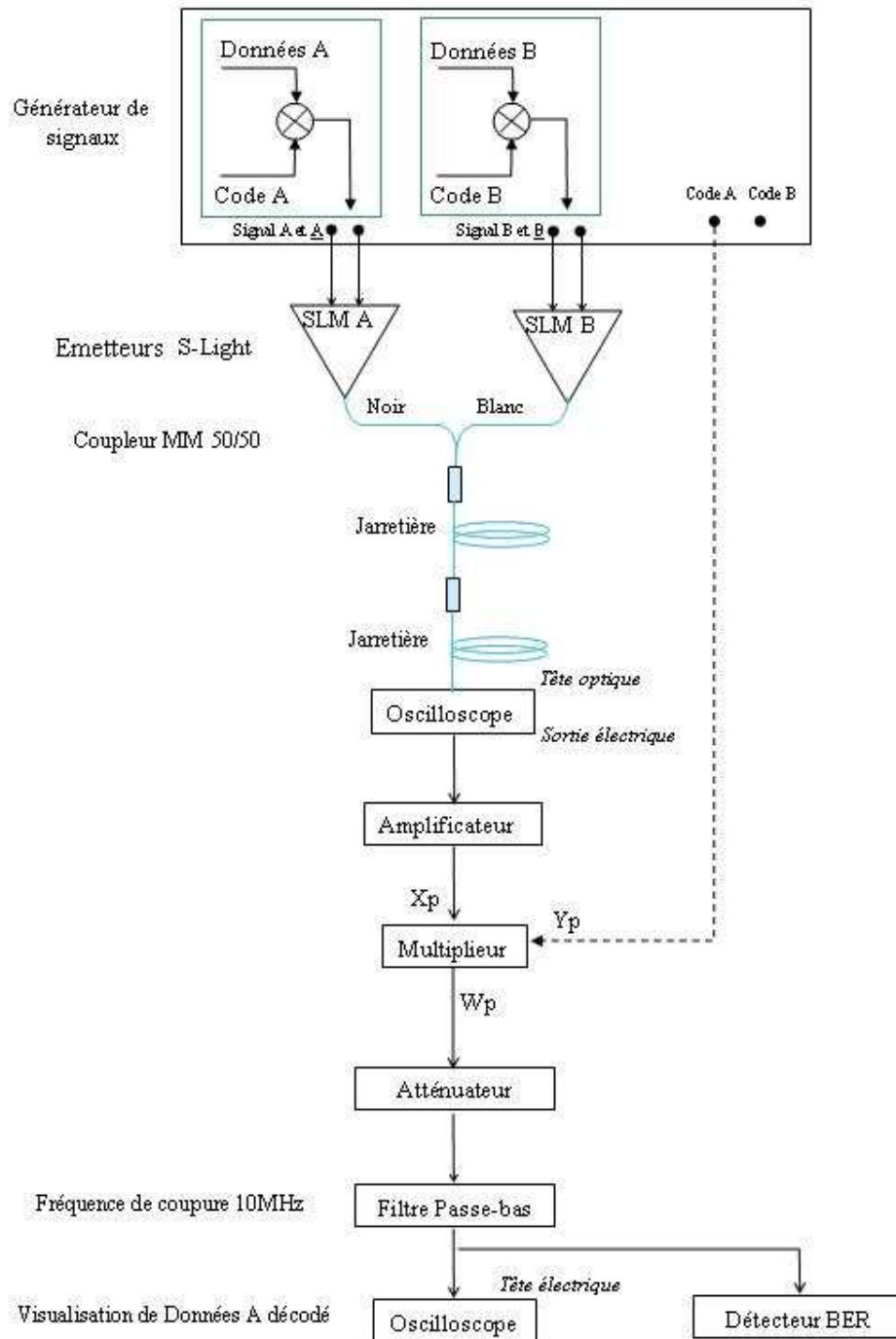


Figure 143 : Architecture du banc de test CDMA optique

Le codage des données a été effectué dans un tableur en utilisant des polynômes d'ordre 5 et 7 pour étaler les données. Dans une application réelle, l'encodage peut être réalisé par une simple porte XOR (voir 4.3.2).

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

Les données codées sont ensuite implémentées dans un générateur de signaux qui module les signaux électriques à des niveaux de tensions compatibles de l'étage d'entrée des modules S-Light de D-Lightsys (LVDS pour Low Voltage Differential Signaling par exemple). Les signaux électriques des différentes voies sont convertis en signaux optiques qui sont ensuite couplés dans une seule fibre optique par l'intermédiaire d'un coupleur. Les séquences codées A et B (puis C par la suite) présentent les mêmes caractéristiques optiques : même longueur d'onde et même débit.

Les signaux ainsi multiplexés sont reconvertis en signal électrique à la sortie d'un oscilloscope avant d'être amplifiés.

Pour extraire les données de l'une des voies, le signal est multiplié par une copie du code utilisé lors du codage des données que l'on souhaite récupérer. Les fréquences parasites sont éliminées par un filtre passe-bas. La fréquence de coupure de ce filtre correspond à la fréquence des données avant étalement pour éliminer le bruit lié aux interférences d'accès multiples (IAM) générées par les autres voies présentes.

Par soucis de clarté, les termes qui seront employés par la suite sont définis ici :

- *données A* correspond à la séquence d'information que l'on veut transmettre sur la voie A.
- *code A* correspond à la séquence de code générée par une séquence de Gold
- *séquence codée A* correspond au signal contenant les *données A* codées par le *code A*.
- *bit* désigne un bit d'information par opposition à *chip* qui désigne un bit de code.

## 4.6 Premiers résultats expérimentaux

### 4.6.1 Paramètres du banc expérimental

#### 4.6.1.1 Paramétrage des potentiomètres des modules

Les modules sont réglés pour avoir le même taux d'extinction et la même puissance moyenne à la sortie du coupleur. Les deux voies optiques A et B sont paramétrées pour une puissance moyenne de  $300\mu\text{W}$  et un taux d'extinction de 9,0dB pour tous les débits de transmission.

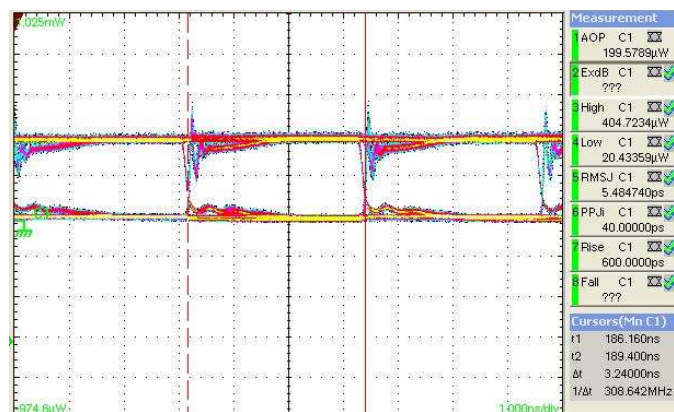


Figure 144 : Diagramme de l'œil optique de la voie A à 310Mbps

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

La superposition des deux signaux équilibrés dans le coupleur engendre un signal à 3 niveaux. Le retard entre les différentes voies est aléatoire. La Figure 145 représente le diagramme de l'œil du signal en sortie du coupleur lorsque les données A et B sont synchrones, en opposition de phase (décalage d'un demi-bit) et en quadrature (1/4 bit).

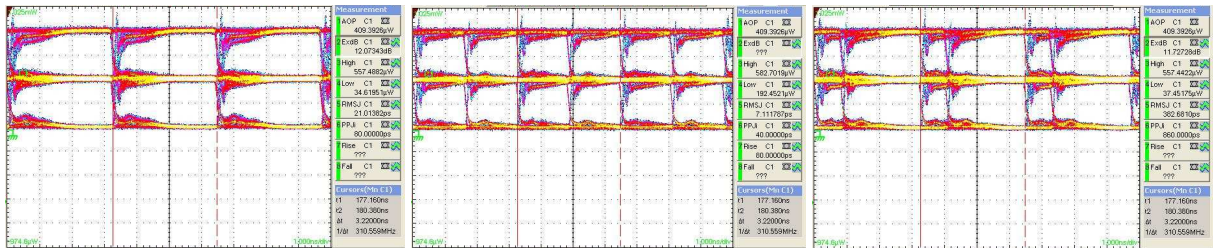


Figure 145 : Superposition des signaux optiques synchronisés (a), en opposition (b) ou en quadrature de phase (c) en sortie du coupleur à 310Mbps

### 4.6.1.2 Les polynômes choisis

Les séquences de données sont générées par des m-séquences de longueur 127 :

- Les données A sont générées par le polynôme :  $x^7+x^6+1$
- Les données B sont générées par le polynôme :  $x^7+x^6+x^4+x^2+1$

Les codes utilisés sont des codes de Gold générés à partir de paires préférentielles suivantes (voir 3.2.4.5) :

- [5,3] et [5,4,3,2] pour générer les codes de degré 5 et de longueur  $2^5-1=31$
- [7,3] et [7,3,2,1] pour générer les codes de degré 7 et de longueur  $2^7-1=127$

### 4.6.2 Multiplexage de deux voies

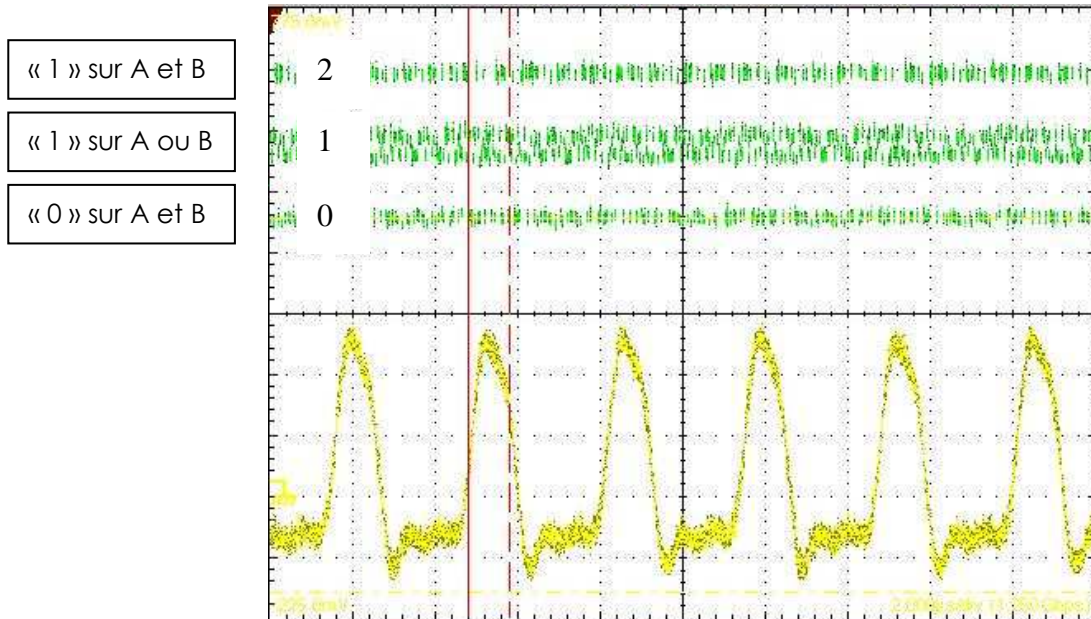
La copie de la séquence de code A est synchronisé avec la séquence de code contenue dans le signal à l'entrée du multiplieur. Les données A sont limitées à une séquence de trois bits : [1 0 0].

Paramètres du test :

Nombre de voies connectées :	2
Débit total :	310Mbps
Degré du code de Gold	5
Répétition du code dans 1 bit	10x
Facteur d'étalement :	310
Débit des données :	1Mbps
Fréquence de coupure du filtre :	1MHz
Puissance optique :	Identique pour les 2 voies
Taux d'extinction optiques :	~9dB

La Figure 146 montre les données optiques multiplexées dans la fibre optique à la sortie du coupleur (en vert). Nous notons trois niveaux de puissance bien distincts correspondant à tous les états observables lors de la sommation des puissances des deux émetteurs. Le niveau médian (1) comporte deux « sous niveaux » indiquant que les deux modules n'ont pas exactement le même taux d'extinction.

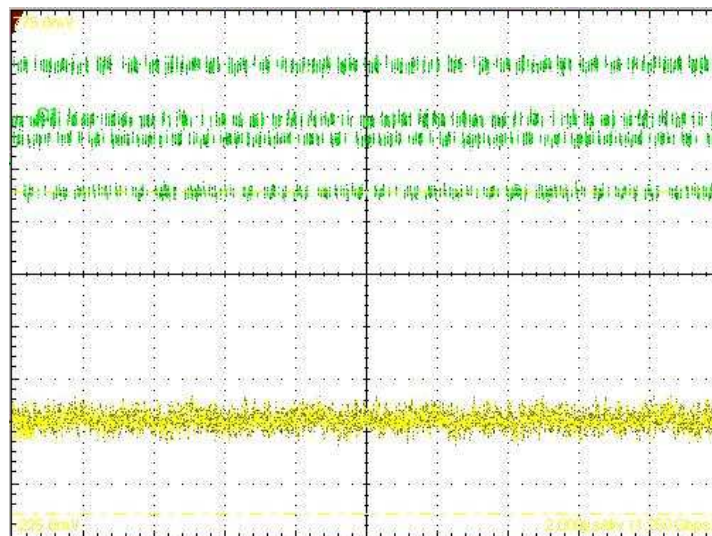




**Figure 146 : Acquisitions temporelles des deux signaux optiques multiplexés et des données désétalé avec un facteur d'étalement de 310**

En jaune, nous observons le signal électrique après multiplication du signal multiplexé par le code A. Le signal est parfaitement désétalé et nous retrouvons bien les données A qui étaient totalement masquées en sortie du coupleur.

Pour parvenir à ce résultat, il faut synchroniser la copie du code A avec le code A contenu dans le signal multiplexé. La Figure 147 montre le résultat de la multiplication en l'absence de synchronisation entre le code contenu dans le signal multiplexé et le code utilisé pour effectuer le désétalement.



**Figure 147 Acquisition temporelle du signal après multiplication lorsque le signal multiplexé n'est pas synchronisé avec le code associé**

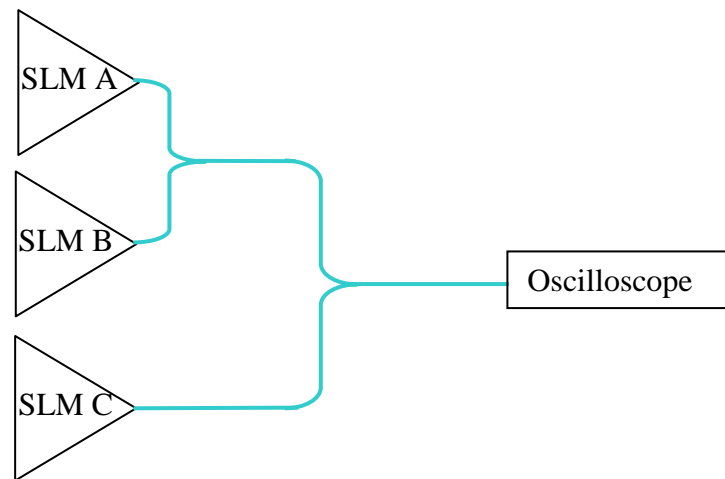
On constate que l'on perd rapidement le signal si le retard de propagation n'est pas bien compensé. C'est la conséquence de l'orthogonalité de la séquence de code avec une version décalé d'elle-même. Pour éviter d'avoir à réajuster le retard, il faudrait utiliser un



corrélateur glissant pour que le système resynchronise les données avec le code en cherchant le pic d'autocorrélation (voir 4.3.4).

### 4.6.3 Multiplexage de trois voies

Pour multiplexer trois voies sur la même fibre optique, nous utilisons deux coupleurs en série comme illustré à la Figure 148. Les paramètres du potentiomètre du module C sont ajustés pour obtenir 4 niveaux d'amplitudes équivalentes en sortie du coupleur.

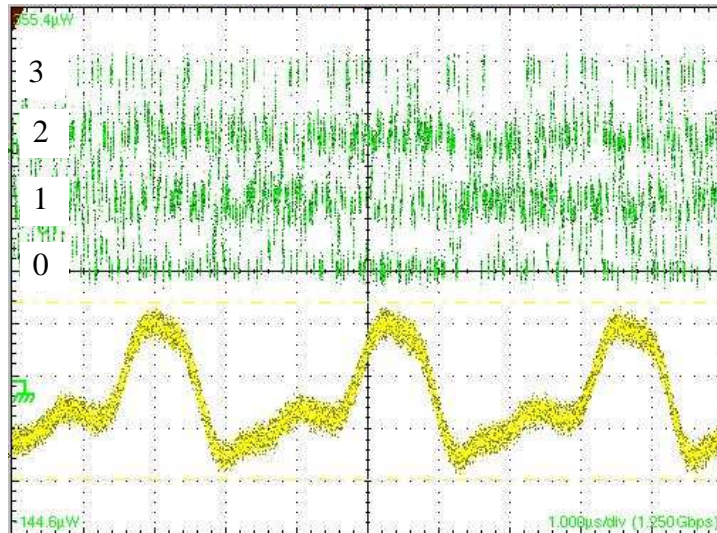


**Figure 148 : Schéma optique du multiplexage de trois voies**

Paramètres du test :

Nombre de voies connectées	3
Débit total	310Mbps
Facteur d'étalement	310
Degré du code de Gold	5
Répétition du code dans 1 bit	10x
Débit des données	1Mbps
Fréquence de coupure du filtre	1MHz
Puissances optiques	Identique pour les 3 voies

La copie de la séquence de code A est synchronisé avec la séquence de code contenue dans le signal à l'entrée du multiplieur.



**Figure 149 : Acquisitions temporelles des trois signaux multiplexés et du signal désétalé avec un facteur d'étalement de 310**

On distingue les 4 niveaux de puissance accessibles en sortie du coupleur. On retrouve bien les données B après multiplication par la séquence étalement et le filtrage même si le signal de sortie est dégradé par rapport au test précédent où il n'y avait que 2 voies.

Pour améliorer la qualité du signal décodé, on introduit un retard sur les séquences B et C afin d'assurer une intercorrélation faible entre ces séquences et le code A utilisé pour le désétalement.

Ces premiers tests illustrent le principe de fonctionnement d'un multiplexage de type CDMA optique. La partie suivante détaille plus précisément les différentes informations qui peuvent être extraites lors de ces mesures afin de les comparer aux valeurs théoriques.

## 4.7 Mesures expérimentales des performances d'un multiplexage OCDMA à deux canaux

Les performances du multiplexage sont liées au facteur d'étalement utilisé pour coder les données. Les caractéristiques du signal décodé sont meilleures avec un facteur d'étalement élevé mais en contrepartie le débit utile par utilisateur est plus faible pour une fréquence de modulation donnée.

## 4.7.1 Facteur d'étalement de 31

### 4.7.1.1 Paramétrage de la liaison

Paramètres du test :

Nombre de voies connectées :	2
Débit total :	310Mbps
Degré du code de Gold	5
Répétition du code dans 1 bit	1x
Facteur d'étalement :	310
Débit des données :	10Mbps
Fréquence de coupure du filtre :	10MHz
Puissance optique :	Identique pour les 2 voies
Taux d'extinction optiques :	~9dB

### 4.7.1.2 Evaluation de l'autocorrélation

Pour évaluer l'autocorrélation, seule la voie A est fonctionnelle. La copie du code A est retardée progressivement en entrée du multiplieur pour décaler le code par rapport à la séquence codée. On mesure alors l'amplitude du signal décodée ainsi que le rapport signal à bruit (SNR) obtenu sur l'oscilloscope à chaque décalage d'un chip (chip=bit de code). La figure suivante présente les résultats obtenus.

Le pic d'autocorrélation est obtenu pour  $R_{codeA}=51,31ns$  avec une amplitude de 485mV.

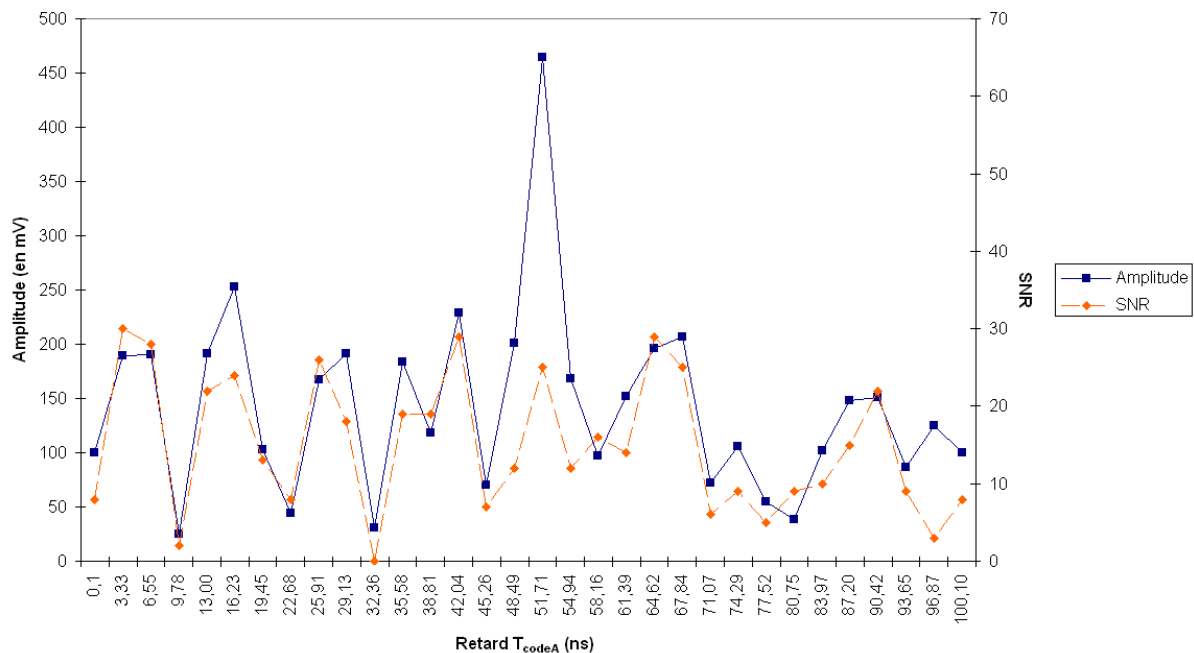


Figure 150 : Figure d'autocorrélation de la séquence A

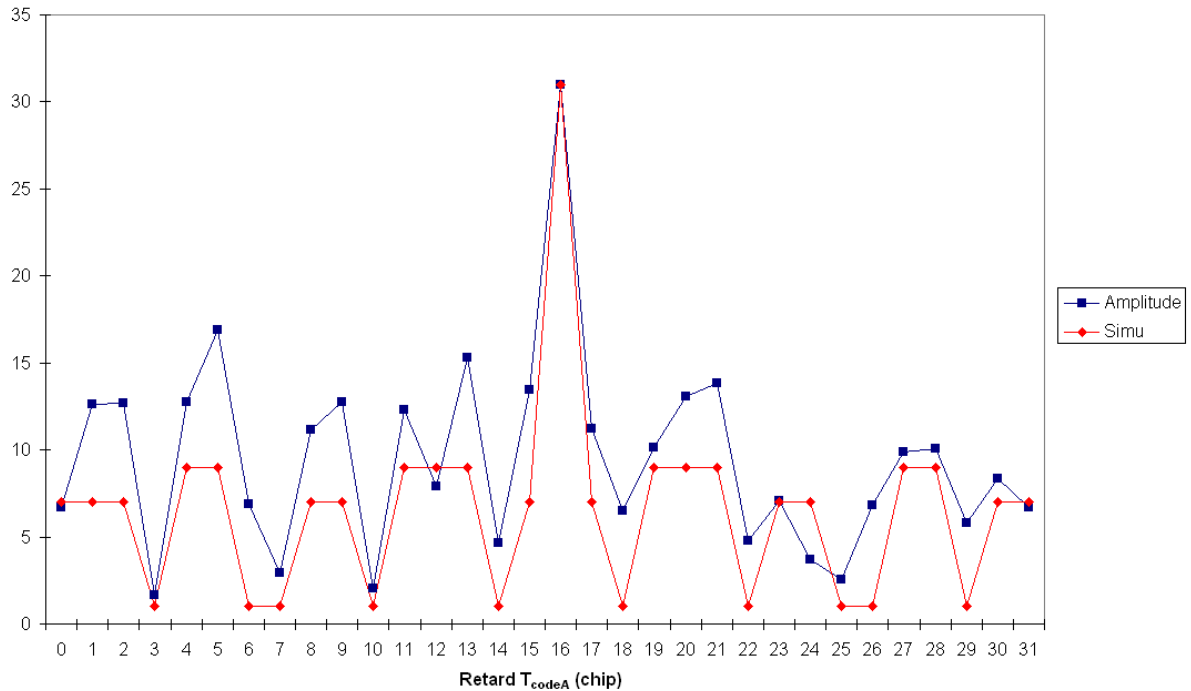
Ce graphique permet d'identifier clairement le pic d'autocorrélation de la séquence de code. La synchronisation entre les données envoyées et la réplique de la séquence de

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

code est donc possible au niveau de la réception. On note également que la variation du rapport signal à bruit SNR est corrélée avec la variation de l'amplitude du signal.

D'après le Tableau 16, les valeurs d'intercorrélations théoriques absolues, lorsque les deux séquences sont synchrones, sont  $\{1 ; 7 ; 9\}$  pour un code de degré 5. Ces niveaux sont similaires sur la figure d'autocorrélation en dehors naturellement du pic.

La figure d'autocorrélation de la séquence de code a été simulée afin de la comparer avec l'amplitude du signal décodé expérimentalement. Le graphique suivant présente la figure d'autocorrélation simulée avec la courbe de la Figure 150. Les résultats théoriques ont été synchronisés et les mesures d'amplitude ont été normalisées à 31 qui est le niveau du pic d'autocorrélation théorique.



**Figure 151 : Figure d'autocorrélation de la séquence A avec la figure simulée pour  $F=31$**

La forme de la figure d'autocorrélation obtenue expérimentalement est relativement proche de la courbe théorique. On note cependant des pics secondaires plus élevés que prévu. Le rapport théorique entre le pic principal et le pic secondaire est de  $31/9=3,44$  alors que le rapport mesuré est de  $485/253=1,91$ .

Cette différence s'explique par les changements de bits successifs dans la séquence de données qui engendrent des inversions dans la séquence de code. Les propriétés d'auto et d'intercorrélations des codes sont ainsi altérées.

Nous pouvons nous affranchir des changements de signes qui interviennent dans les données en remplaçant toute la séquence de données par une séquence où tous les bits sont à « 1 ». Dans ce cas nous comparons réellement la séquence étalante avec elle-même et nous obtenons ainsi la véritable figure d'autocorrélation de la séquence. Evidemment lorsque l'on atteint le pic d'autocorrélation, on n'obtient que des « 1 » en continu alors que cette composante est filtrée en sortie de la carte de test du multiplieur. C'est pour cette raison que lorsque l'on ne voit pas le pic lors de cette mesure (Figure 152).

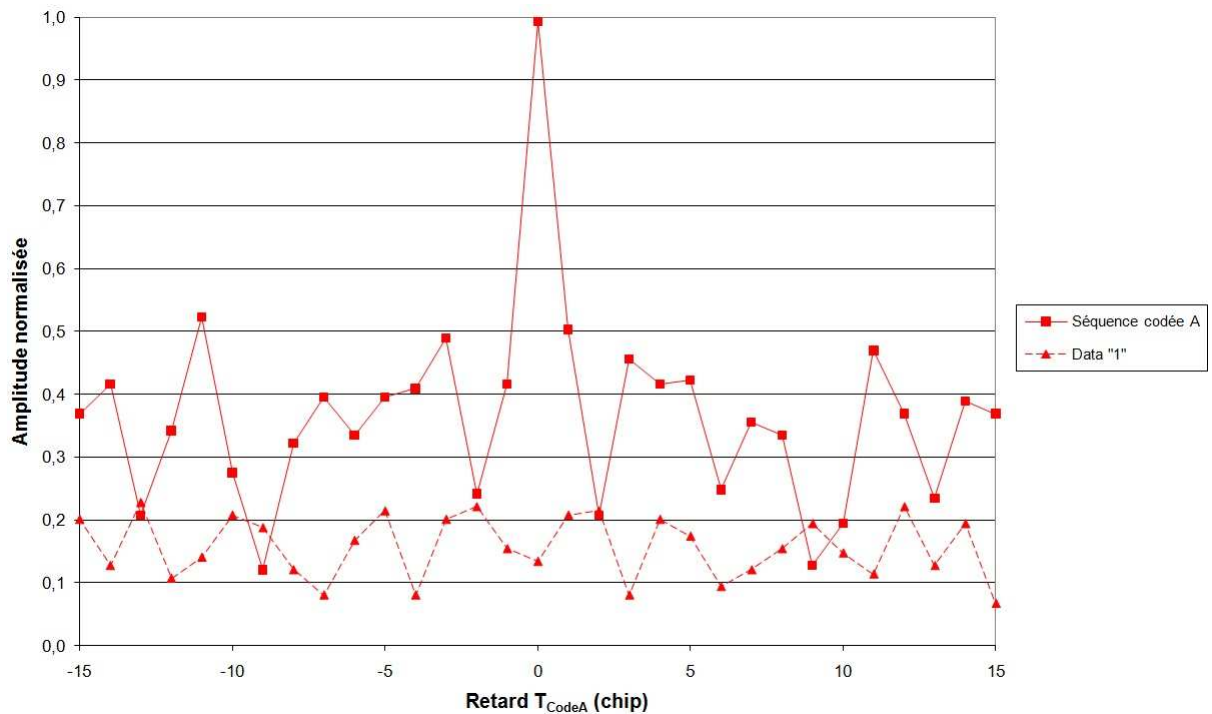


Figure 152 : Figure d'autocorrélation de la séquence codée A et d'une séquence fictive à « 1 »

Cette figure a été normalisée car il n'est pas possible d'extraire les niveaux de corrélation obtenus en imposant tous les bits de données à « 1 ». En effet, nous n'avons pas la valeur du pic d'autocorrélation associé en raison du filtrage passe bas.

Les figures suivantes montrent le résultat du démultiplexage de la voie A lorsque le code est parfaitement synchronisé au pic d'autocorrélation.

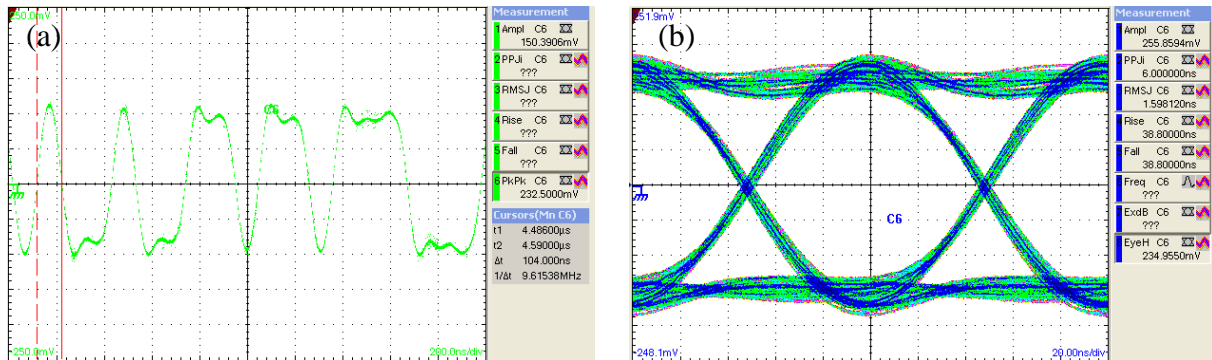


Figure 153 : Acquisition temporelle (a) et diagramme de l'œil (b) du signal A décodé au pic d'autocorrélation

Dans ces conditions, les données A sont extraites sans difficultés à partir du signal codé. Le taux d'erreur de la liaison est inférieur à  $10^{-12}$ .

#### 4.7.1.3 Evaluation de l'intercorrélation

Seule la voie B est fonctionnelle pour évaluer l'intercorrélation entre la séquence codée B et le code A. La figure suivante présente l'amplitude du signal obtenu en sortie de la chaîne de démultiplexage. Il s'agit donc d'un bruit qui gêne le décodage des données A

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

quand la voie A est active. Lors du décodage d'un signal multiplexé, les autres signaux entraînent des interférences d'accès multiples (IAM) dues à l'intercorrrelation non nulle entre les différents codes.

Lorsque l'intercorrrelation est forte, le signal décodé est dégradé par des interférences d'accès multiple qui peut engendrer des erreurs. Dans le cas contraire, si l'intercorrrelation est faible, la présence de la seconde voie est pratiquement transparente lors du décodage du signal. Le système visé est asynchrone et le retard entre les voies est donc aléatoire. Nous devons donc nous concentrer sur les retards pour lesquels l'intercorrrelation est forte pour évaluer la qualité du multiplexage.

Les graphiques suivant présentent l'amplitude du signal électrique décodé en fonction du retard introduit sur la voie B avec le retard fixe sur le code A. L'échelle de la Figure 150 est conservée à titre de comparaison.

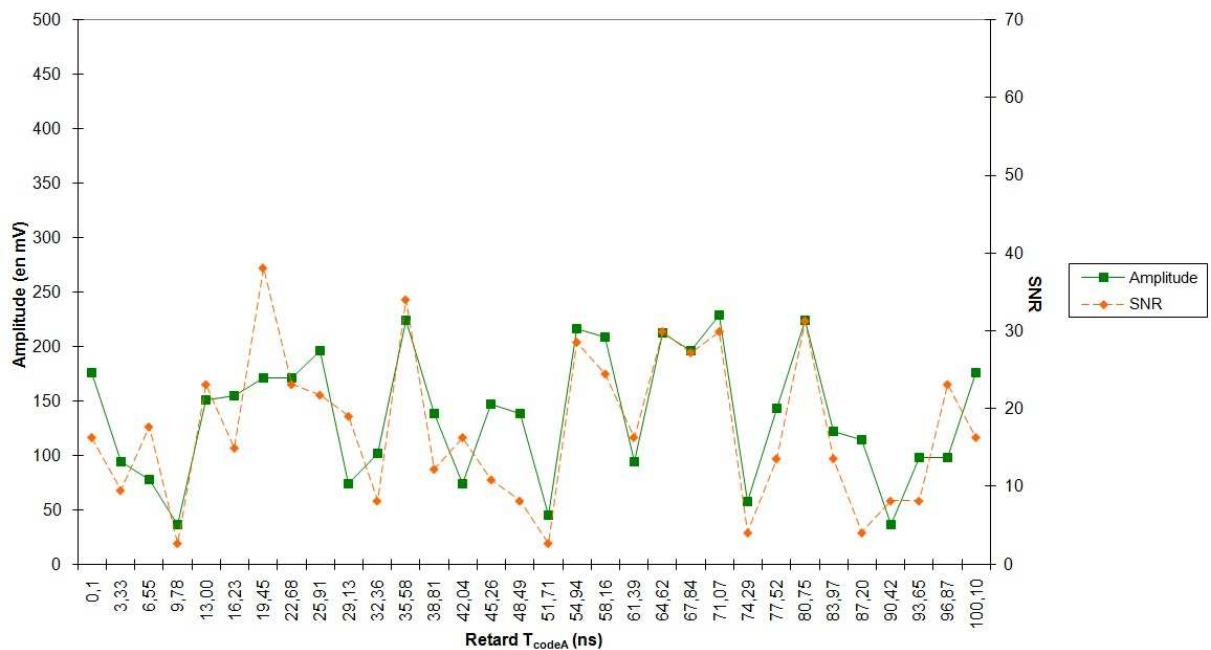
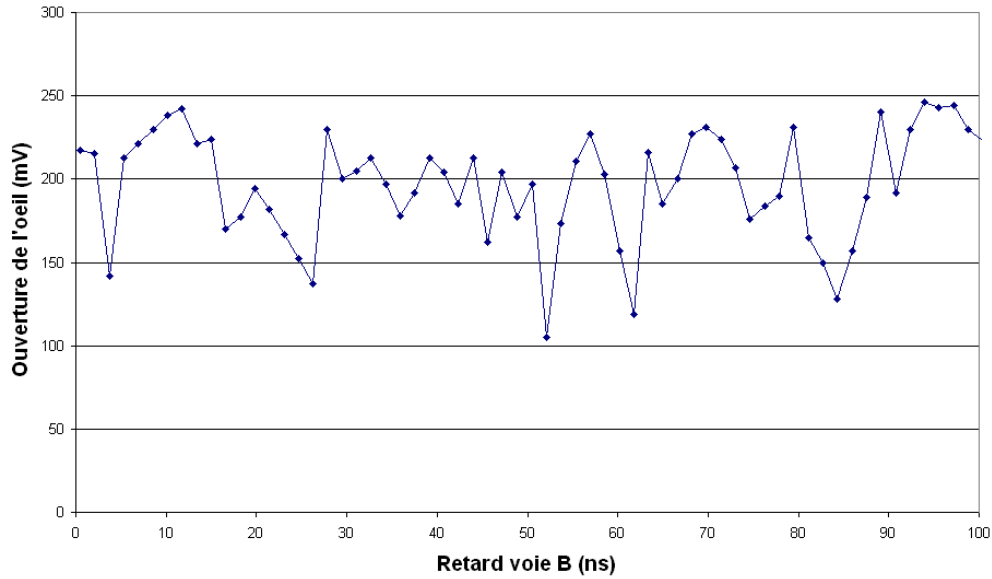


Figure 154 : Figure d'intercorrrelation de la voie B pour  $F=31$

Les valeurs d'amplitude relevées ici sont proches des valeurs mesurées sur la figure d'autocorrrelation en dehors du pic (Figure 150). Ces résultats sont en accord avec les niveaux d'intercorrrelation théoriques.

### 4.7.1.4 Démultiplexage de la voie A en présence de la voie B

Une seconde série de test a été réalisée avec les mêmes paramètres que dans la première partie (le gain de l'amplificateur est différent par rapport aux mesures précédentes). Le graphique suivant présente l'ouverture de l'œil du signal électrique décodé en fonction du retard introduit sur la voie B pour un intervalle de temps d'un bit. Les puissances optiques des voies A et B sont équilibrées.



**Figure 155 : Ouverture de l'œil du signal A décodé en fonction du retard sur la voie B**

Les retards pour lesquels l'ouverture de l'œil mesurée est élevée correspondent à une intercorrélacion faible entre les codes A et B. Nous observons également des ouvertures très faibles correspondant cette fois à une intercorrélacion forte. La fiabilité du procédé de multiplexage est définie par la dégradation de l'ouverture de l'œil du signal décodé A lorsque les séquences des autres voies présentent une intercorrélacion forte avec le code A.

Lors de cette mesure, le TEB est de  $10^{-9}$  quel que soit le retard introduit sur la voie B. Le démultiplexage de la voie A permet donc d'extraire les données en présence de la voie B sans qu'il ne soit nécessaire de contrôler le décalage entre les séquences. Cette conclusion n'est évidemment exacte que si les deux voies ont une puissance optique similaire.

Cependant, dans une application réelle, les puissances optiques ne sont pas forcément identiques pour chaque voie en réception : les séquences codées peuvent en effet parcourir des trajets très différents et être transmises à travers plus ou moins de cordons optiques, plus ou moins de coupleurs, sur des distances plus ou moins longues... La capacité de la technique de multiplexage à extraire un signal de faible puissance parmi un ensemble de signaux est un paramètre important pour appliquer cette technique dans un réseau réel.

Des mesures de taux d'erreurs ont été réalisées en diminuant progressivement la puissance optique de la voie A que l'on souhaite décodé par rapport à la voie B.

La courbe suivante représente le nombre de décalage correspondant à un demi-chip ( $3,22/2=1,61\text{ns}$ ) pour lesquels des erreurs sont enregistrées par le mesureur de taux d'erreur. Il s'agit d'une mesure qualitative.



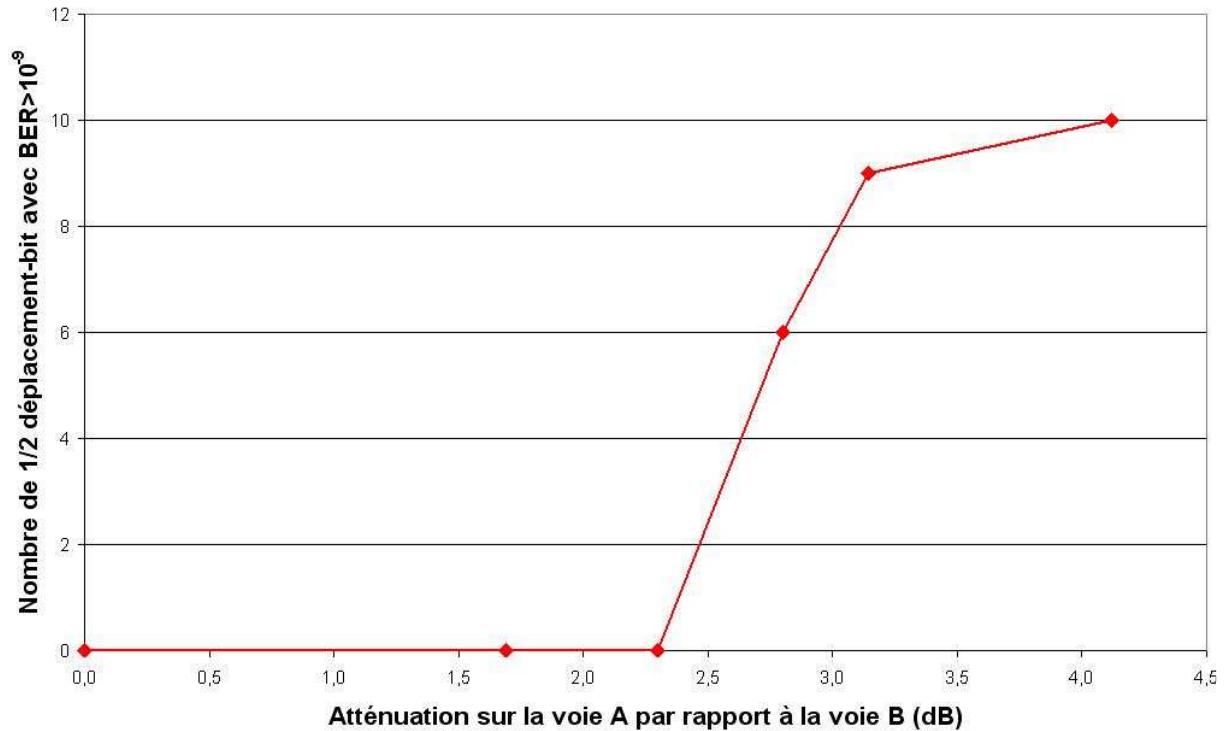


Figure 156 : Fréquence des erreurs en fonction de l'atténuation sur la voie A

Des erreurs commencent à apparaître pour des retards particuliers entre les deux séquences utilisées pour le codage dès que l'atténuation sur la voie A dépasse 1,7dB.

La Figure 157 reprend les résultats de la Figure 155 en indiquant pour quels retards sur la voie B apparaissent les erreurs lorsque le signal de la voie A est atténué.

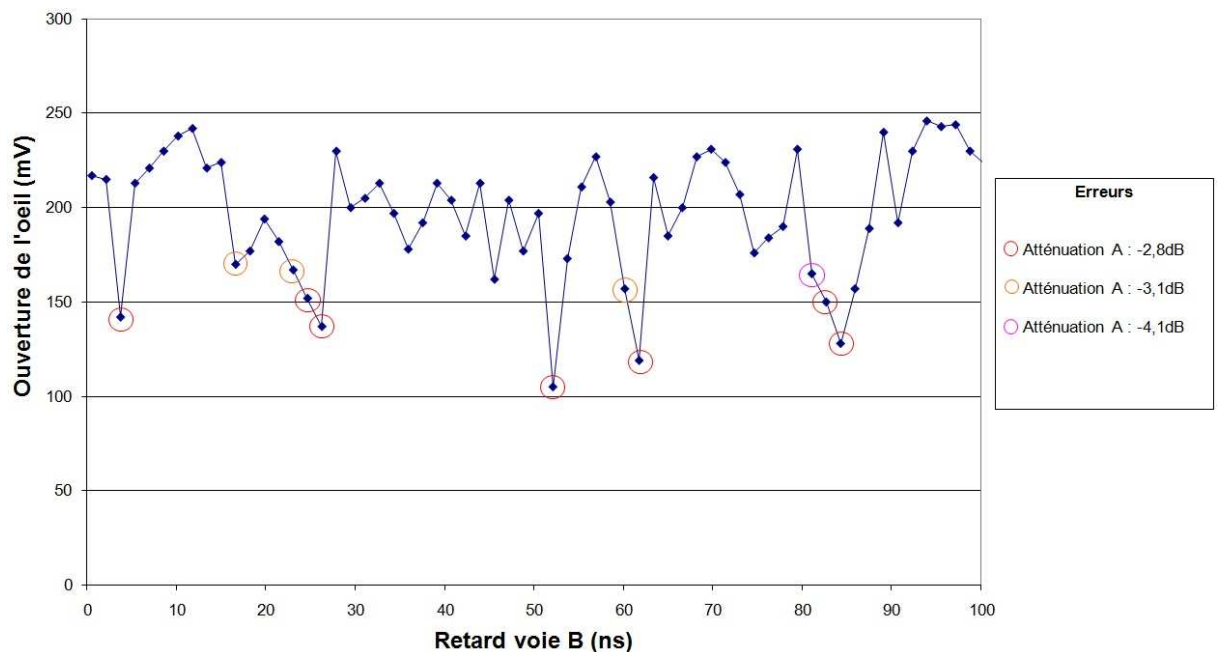


Figure 157 : Retards sur la voie B pour lesquels apparaissent des erreurs lors du décodage de la voie A en fonction de l'atténuation sur A

Les cercles sur le graphique montrent pour quels décalages entre les séquences A et B et pour quelle atténuation sur la voie A apparaissent des erreurs après le démultiplexage.

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

Les erreurs apparaissent tout d'abord lorsque le niveau d'intercorrélation est maximal puis pour des niveaux plus faibles au fur et à mesure que l'atténuation augmente.

À partir de ce type de graphique, il doit donc être possible de définir la fiabilité de la liaison et l'atténuation maximale admissible.

### 4.7.1.5 Acquisitions des signaux décodés en fonction de l'atténuation

Les différentes acquisitions sur l'oscilloscope présentent les signaux décodés ainsi que le diagramme de l'œil pour les décalages temporels les plus critiques entre les deux voies A et B (voir Figure 157).

- Puissances optiques équilibrées

Le but du décodage est d'extraire les données A suivantes après le multiplexage.

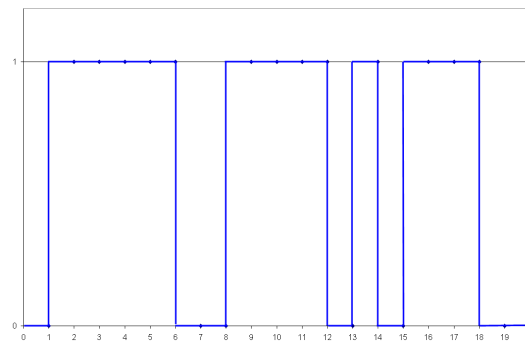


Figure 158 : Données A

La Figure 159 présente le signal décodé A lorsque l'intercorrélation entre les séquences est maximale.

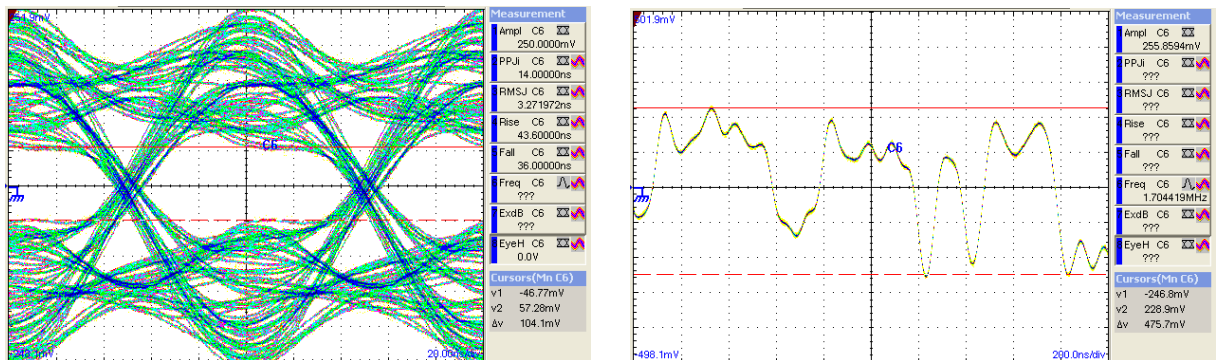


Figure 159 : Acquisitions pour  $R_B=52,11$  ns avec A et B équilibrés

Quel que soit le décalage entre les deux voies, aucune erreur n'est enregistrée malgré que l'œil soit clairement dégradé par l'interférence d'accès multiple. En intégrant une étape de numérisation des données avec un seuil de comparaison à 0V, nous pouvons aisément récupérer les données d'origine (Figure 158).

À titre de comparaison l'acquisition suivante correspond à l'intercorrélation minimale entre les séquences pour un retard  $R_B=93,97$  ns. Le signal décodé est très peu perturbé.

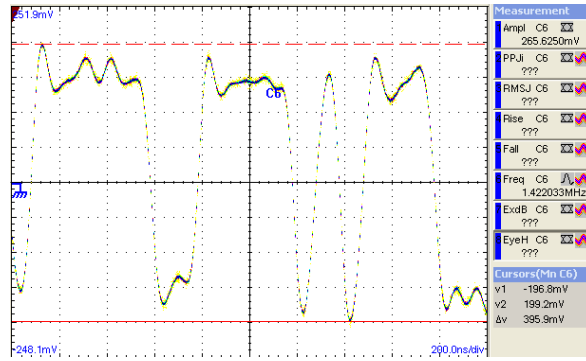


Figure 160 : Acquisition pour  $R_B=93,97ns$  avec A et B équilibrés

- Atténuation de -1,7 dB sur la voie A

Le but du décodage est d'extraire les données A suivantes :

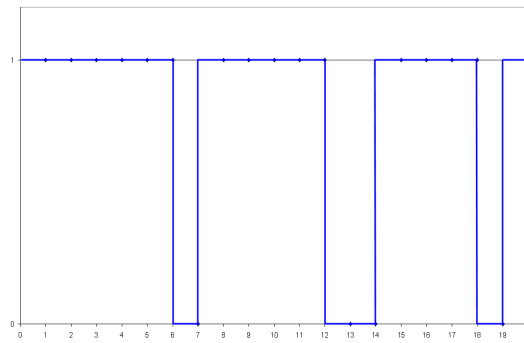


Figure 161 : Données A

Le système ne présente pas d'erreur lors du décodage pour une atténuation sur le canal A de -1,7dB quel que soit le retard entre les voies. Les acquisitions suivantes sont réalisées pour les valeurs de retard enregistrant des erreurs à partir d'une atténuation de -2,8dB. Ce sont les cas limites.

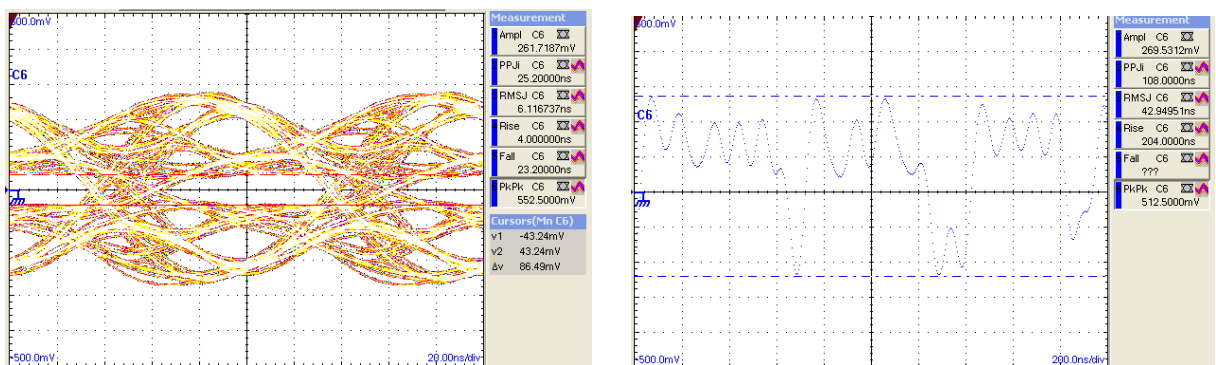


Figure 162 : Acquisitions pour  $R_B=24,65ns$  avec atténuation(A)=-1,7dB

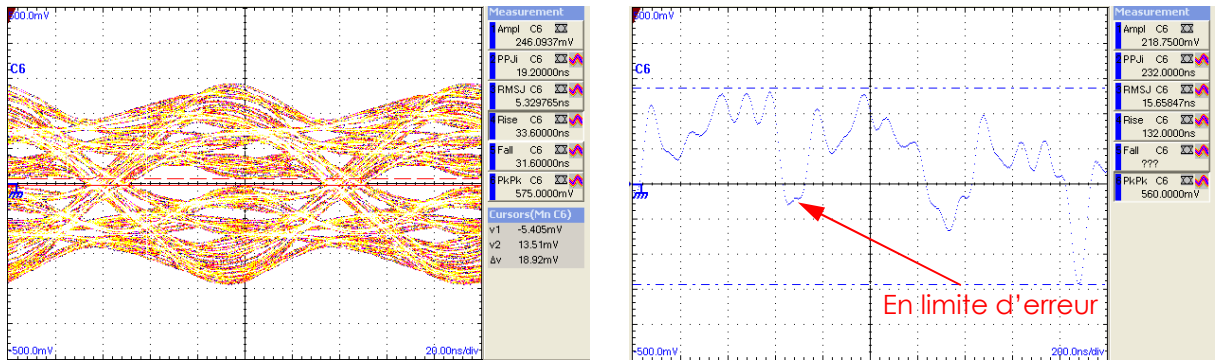


Figure 163 : Acquisitions pour  $R_B=52,11ns$  avec atténuation(A)=-1,7dB

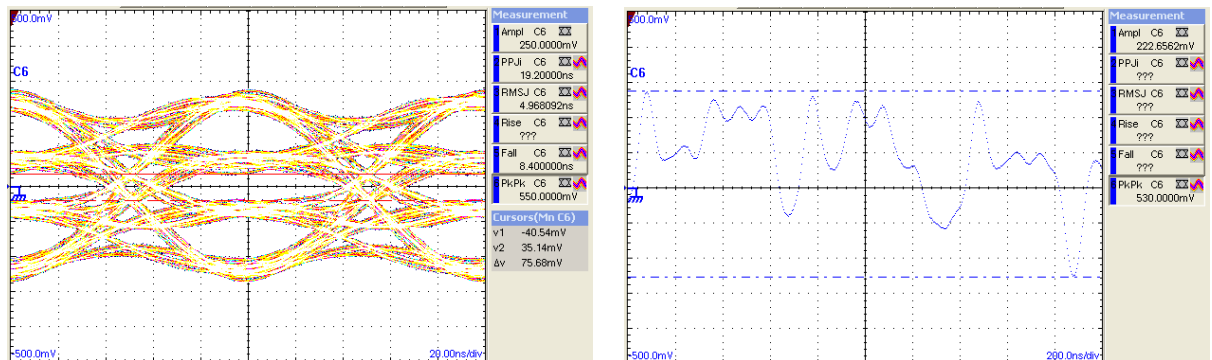


Figure 164 : Acquisitions pour  $R_B=61,77ns$  avec atténuation(A)=-1,7dB

Les diagrammes de l'œil sont extrêmement dégradés mais l'observation des signaux temporels permet de conclure qu'une étape de numérisation des signaux parviendra à extraire les données A sans erreur. L'ouverture de l'œil (mesurée par des curseurs sur les figures) est très faible mais malgré tout suffisante pour récupérer le signal. Nous notons cependant que nous sommes en limite d'erreur à plusieurs reprises (Figure 163).

L'aspect des diagrammes de l'œil est lié à la non-synchronisation entre les chips des deux voies multiplexées (voir la Figure 145).

- Atténuation de -2,8dB sur la voie A

Le but du décodage est de retrouver les données A suivantes après le multiplexage.

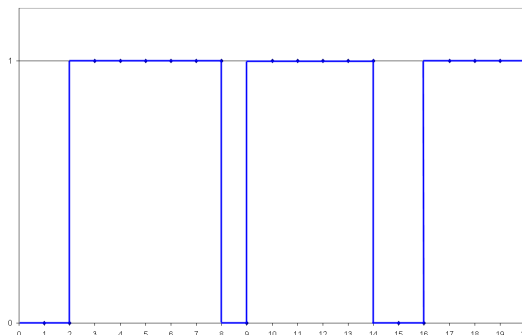


Figure 165 : Données A

Les mesures effectuées avec une atténuation de -2,8dB sur le canal A révèlent des TEB de l'ordre de  $10^{-3}$  pour  $R_B=52,11ns$  et  $R_B=82,7ns$  lorsque l'intercorrélacion entre les

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

séquences est maximale. Les acquisitions suivantes montrent que la numérisation des données engendrera des erreurs.

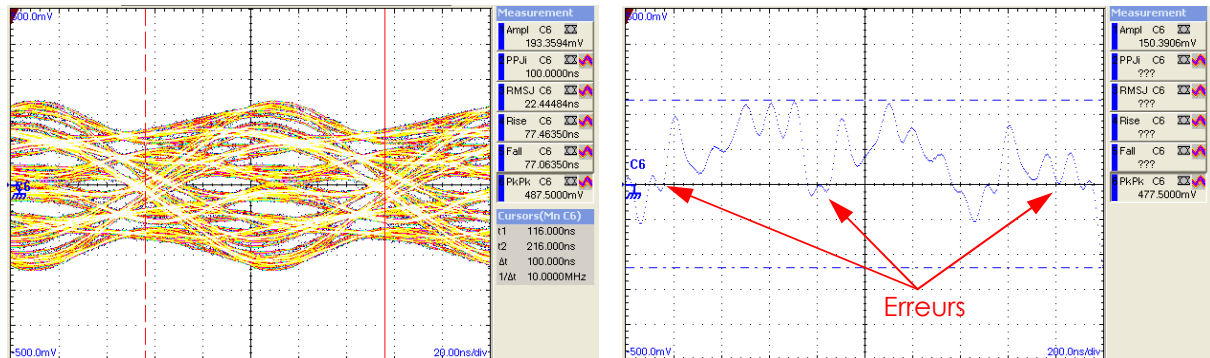


Figure 166 : Acquisitions pour  $R_B=52,11\text{ns}$  avec atténuation(A)=-2,8dB

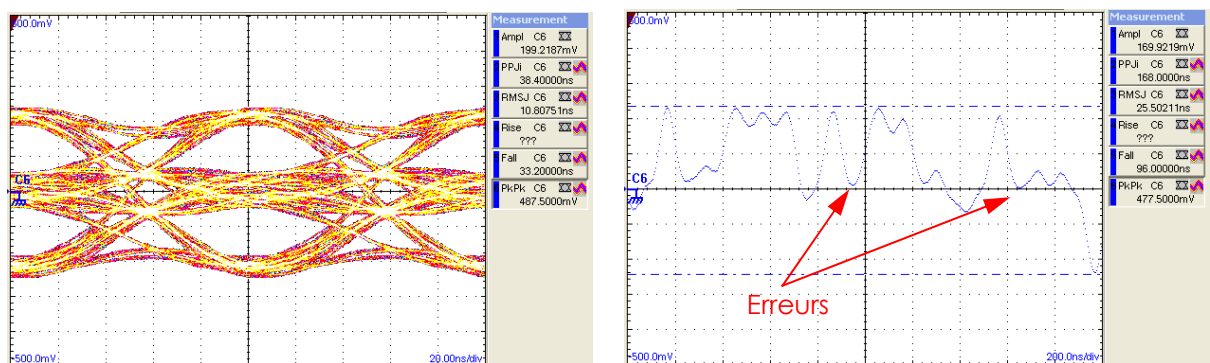


Figure 167 : Acquisitions pour  $R_B=82,7\text{ns}$  avec atténuation(A)=-2,8dB

Les interférences d'accès multiples dégradent le signal et engendrent une perte d'information lors de la phase de démultiplexage. La liaison n'est plus fiable avec ce niveau d'atténuation sur l'une des voies.

- Atténuation de -4,1 dB sur le canal A

Le nombre de décalage pour lesquels apparaissent des erreurs augmente progressivement. L'influence de la voie B ne permet plus de distinguer correctement les données que l'on souhaite extraire du bruit.

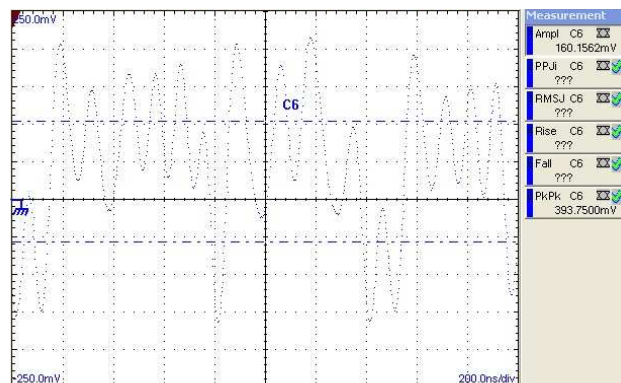


Figure 168 : Acquisitions pour  $R_B=26,26\text{ns}$  avec atténuation(A)=-4,1dB

#### **4.7.1.6 Conclusion :**

Une séquence avec un facteur d'étalement de 31 permet de multiplexer deux voies asynchrones et de récupérer les données souhaitées avec une fidélité satisfaisante ( $BER < 10^{-9}$ ) à condition que les puissances moyennes soient similaires ou que la différence de puissance soit inférieure à 2,8dB environ.

À partir de ces premiers résultats, de nouveaux tests ont été menés en répétant la séquence étalante plusieurs fois dans un bit de données.

### **4.7.2 Facteur d'étalement de 31x2**

#### **4.7.2.1 Paramétrage de la liaison**

Paramètres du test :

Nombre de voies connectées :	2
Débit total :	620Mbps
Degré du code de Gold	5
Répétition du code dans 1 bit	2x
Facteur d'étalement :	62
Débit des données :	10Mbps
Fréquence de coupure du filtre :	10MHz
Puissance optique :	Identique pour les 2 voies
Taux d'extinction optiques :	~9dB

#### **4.7.2.2 Evaluation de l'autocorrélation**

Le pic d'autocorrélation est obtenu pour  $R_{codeA} = 51,76ns$  avec une amplitude du signal de 470mV. On observe très clairement sur le graphique la répétition de la séquence de code sur la durée d'un bit de données. Les mesures sont strictement identiques sur chaque période.

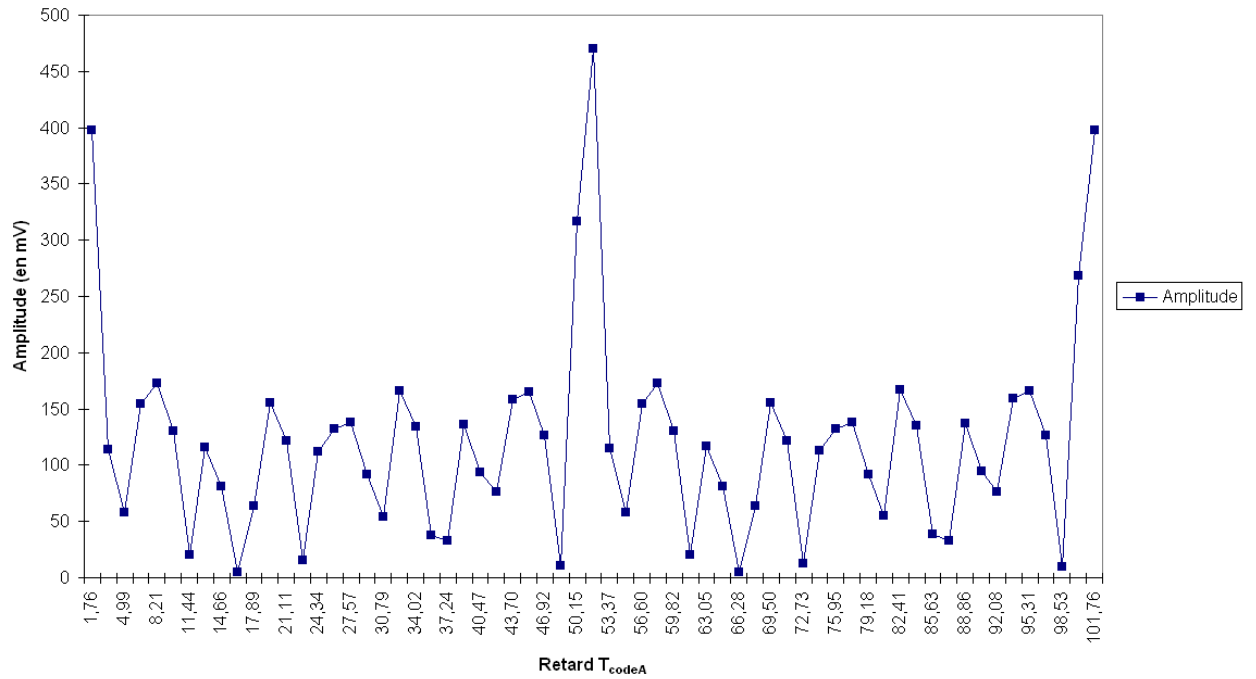


Figure 169 : Figure d'autocorrélation de la voie A pour  $F=2 \times 31$

Une comparaison entre cette figure d'autocorrélation expérimentale et la figure théorique est présentée sur la figure suivante.

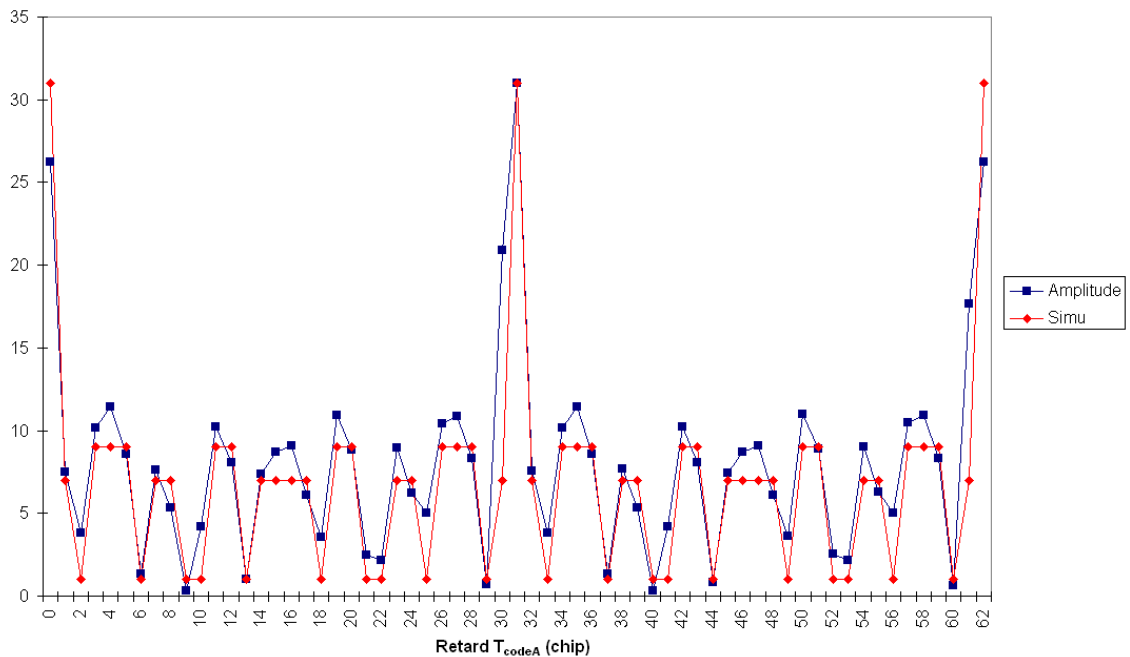


Figure 170 : Figure d'autocorrélation théorique et mesurée de la séquence codée A pour  $F=2 \times 31$

La comparaison entre les valeurs mesurées et les valeurs théoriques révèle également que les valeurs d'amplitude mesurées sur le banc expérimental sont plus élevées que les valeurs attendues. Le rapport entre le pic principal et le pic secondaire est de  $470/173=2,71$  soit un rapport plus proche de la valeur théorique de  $31/9=3,44$  que celui observé pour un facteur d'étalement de 31 pour lequel ce rapport était de 1,91 (voir 4.7.1.2).



## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

La diminution du rapport entre le pic d'autocorrélation et le pic secondaire étant liée à l'inversion de la séquence de code pour chaque changement de bit, il est normal de constater que ce rapport s'améliore lorsque la séquence de code est répétée deux fois pour le codage de chaque bit de données.

### 4.7.2.3 Évaluation de l'intercorrélacion

Seule la voie B est active pour évaluer l'intercorrélacion entre la séquence codée B et le code A. La figure suivante présente l'amplitude du signal obtenu en sortie de la chaîne de démultiplexage. Il s'agit donc d'un bruit d'accès multiple qui gêne le décodage des données A quand la voie A est active.

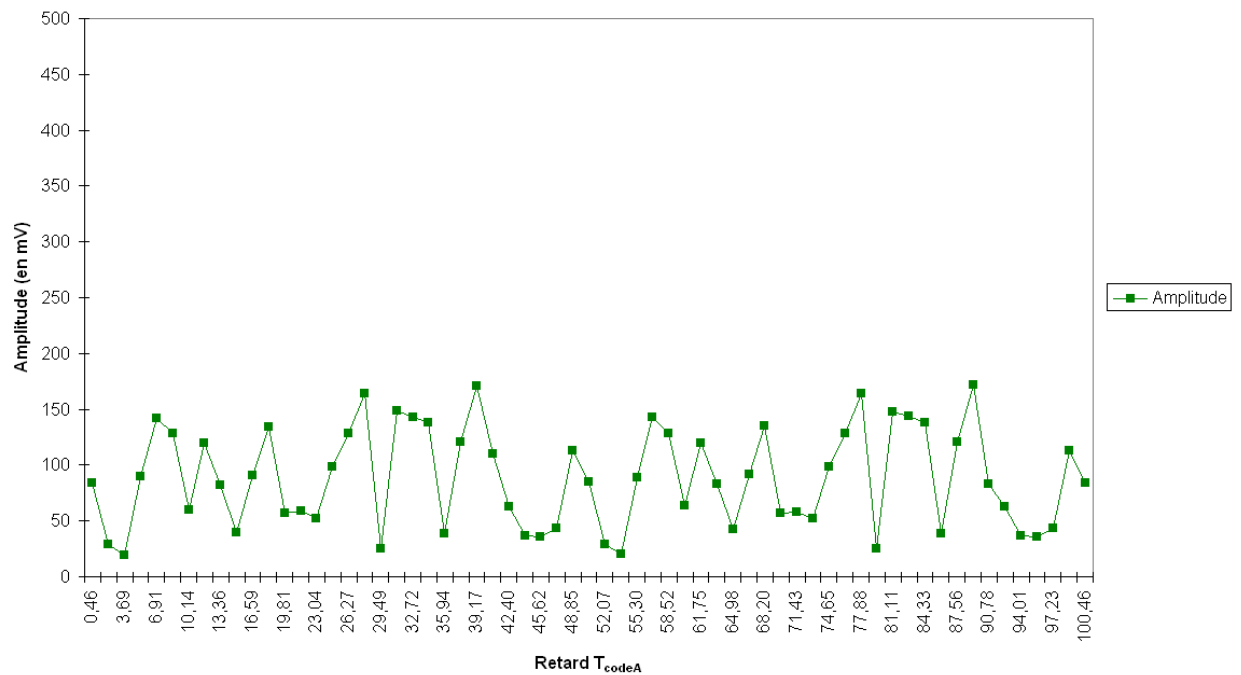


Figure 171 : Figure d'intercorrélacion de la voie B

L'amplitude maximale du signal obtenu en multipliant la voie B par le code A est de 172mV à comparer à l'amplitude du pic d'autocorrélacion de 470mV. Le rapport entre l'amplitude du signal décodé sans la présence d'un utilisateur supplémentaire et l'amplitude du signal parasite est de 2,73 contre 3,44 théoriquement. La valeur est comparable à celle relevée pour l'autocorrélacion.

La répétition de la séquence de code améliore les propriétés d'auto et d'intercorrélacion mais au prix d'un facteur étalement plus élevé.

### 4.7.3 Facteur d'étalement de 127

#### 4.7.3.1 Paramétrage de la liaison

Paramètres du test :

Nombre de voies connectées :	2
Débit total :	1270Mbps
Degré du code de Gold	7
Répétition du code dans 1 bit	1x
Facteur d'étalement :	127
Débit des données :	10Mbps
Fréquence de coupure du filtre :	10MHz
Puissance optique :	Identique pour les 2 voies
Taux d'extinction optiques :	~9dB

#### 4.7.3.2 Evaluation de l'autocorrélation

Le pic d'autocorrélation est obtenu pour  $R_{codeA}=51,1ns$  avec une amplitude du signal de 177mV.

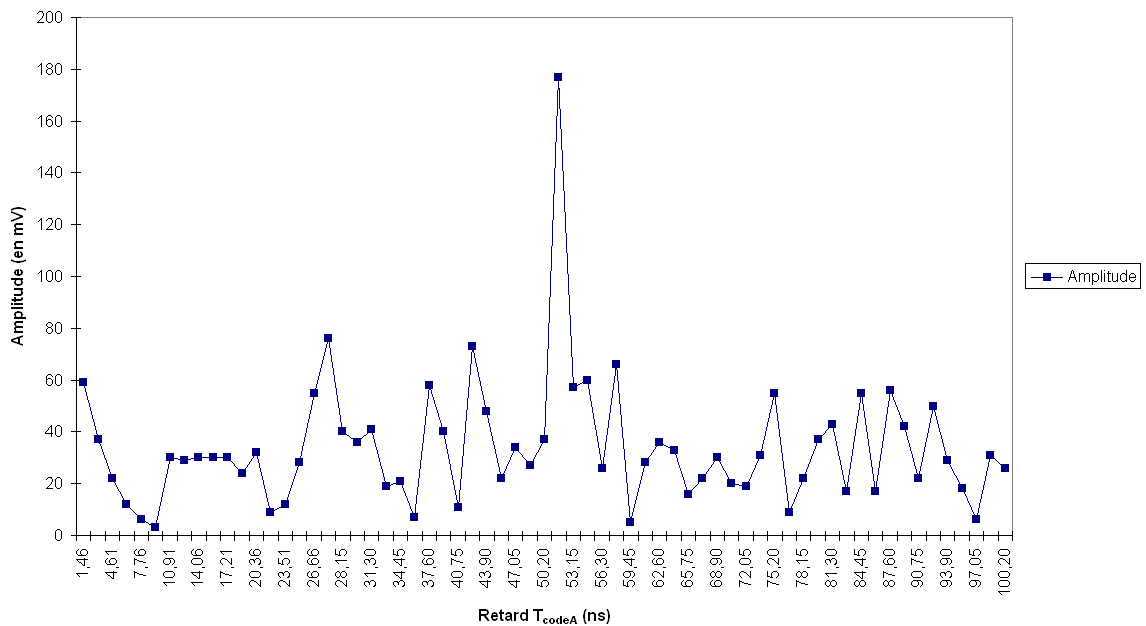


Figure 172 : Figure d'autocorrélation de la voie A pour F=127

Seule une petite partie du temps-bit est représentée ici. Le rapport entre le pic principal et le pic secondaire est de 2,32 soit un rapport inférieur à celui noté pour le facteur d'étalement  $2 \times 31$  (2,71). Le rapport théorique donnerait :  $127/17=7,41$ .

### 4.7.4 Évaluation de l'intercorrélation

Seule la voie B est active pour évaluer l'intercorrélation entre la séquence codée B et le code A. La figure suivante présente l'amplitude du signal obtenu en sortie de la chaîne de démultiplexage.

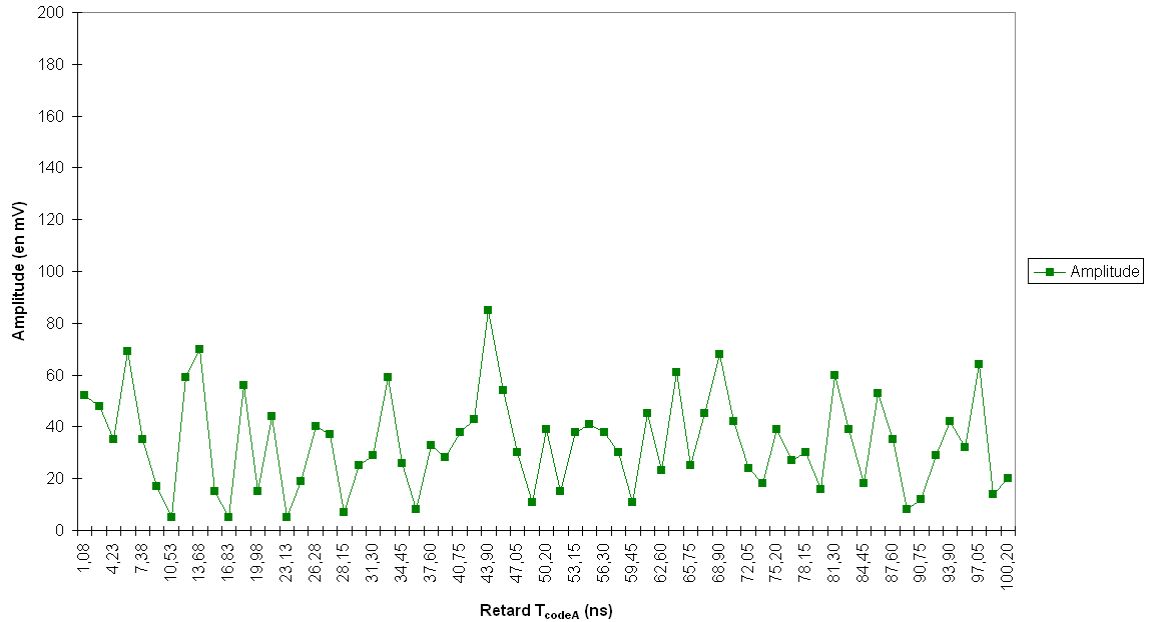


Figure 173 : Figure d'intercorrélation de la voie B

L'amplitude maximale du signal obtenu en multipliant la voie B par le code A est de 85mV à comparer à l'amplitude du pic d'autocorrélation de 177mV. Le rapport entre l'amplitude du signal décodé sans la présence d'un utilisateur supplémentaire et l'amplitude du signal parasite est de 2,08 contre 7,41 théoriquement.

Cette différence s'explique en partie par les changements de bits successifs dans la séquence de données qui engendrent des inversions dans la séquence de code comme nous l'avons évoqué précédemment. Les bruits présents sur la chaîne de traitement contribuent également à cette différence.

## 4.8 Mesures de bruit

Ces mesures correspondent au bruit RMS et Peak-to-Peak du signal décodé après le démultiplexage en fonction de l'atténuation introduite sur la voie A par rapport à la voie B. Ces mesures sont relevées dans les deux cas extrêmes du niveau d'intercorrélation entre les séquences de codes.

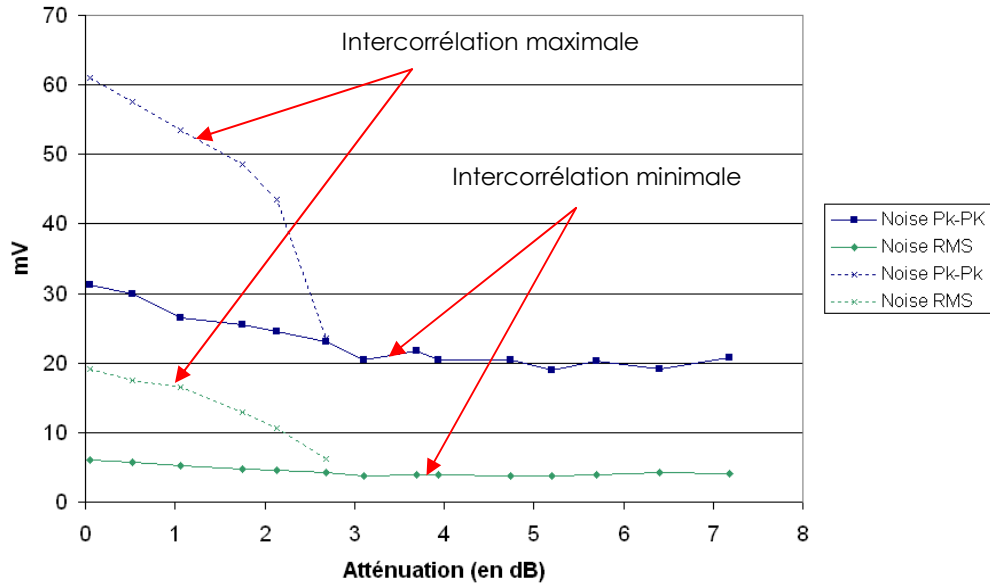


Figure 174 : Mesures du bruit sur le signal décodé en fonction de l'atténuation de la voie A pour un étalement de 31

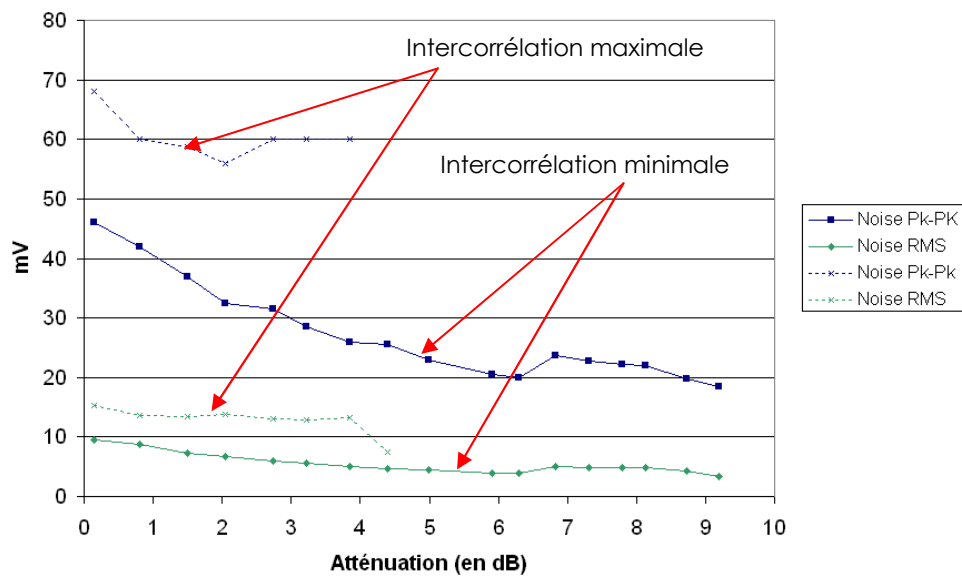


Figure 175 : Mesures du bruit sur le signal décodé en fonction de l'atténuation de la voie A pour un étalement de 127

## 4.9 Estimation des capacités de la technique de multiplexage OCDMA

La capacité de multiplexage se définit comme le nombre d'utilisateurs pouvant être multiplexés simultanément sur une même fibre optique en fonction du facteur d'étalement des données et de l'atténuation acceptable d'une voie par rapport aux autres.

### 4.9.1 Méthode d'estimation expérimentale des capacités du CDMA optique

Nous désignerons les séquences codées par  $[S_1, \dots, S_x]$  et les codes utilisés lors de leur multiplexage par  $[C_1, \dots, C_x]$ . Les différentes voies optiques associées sont désignés par  $[V_1, \dots, V_x]$ . Pour des raisons de clarté, nous considérons dans la suite que la séquence codée que l'on souhaite démultiplexer est la séquence  $S_1$  qui est transmise par la voie  $V_1$ .

#### 4.9.1.1 Figure d'autocorrélation de la voie $V_1$

La figure d'autocorrélation est suffisante pour extraire les informations nécessaires pour déterminer la capacité de multiplexage du CDMA optique. Comme nous l'avons vu précédemment, les niveaux d'intercorrélations sont les mêmes que ceux observés sur la figure d'autocorrélation en dehors du pic.

Pour tracer la figure d'autocorrélation, seule la voie  $V_1$  est active. La puissance du signal décodé (après filtrage des fréquences supérieures au débit des données utiles) est mesurée en fonction du décalage temporel entre le code  $C_1$  et les données codées  $S_1$ .

L'origine temporelle est définie au maximum d'amplitude en sortie de l'étape de décodage et le pas de mesure correspond ensuite à la durée d'un chip. La Figure 176 schématise le résultat obtenu en représentant les amplitudes hors du pic d'autocorrélation par le niveau maximal des pics secondaires.

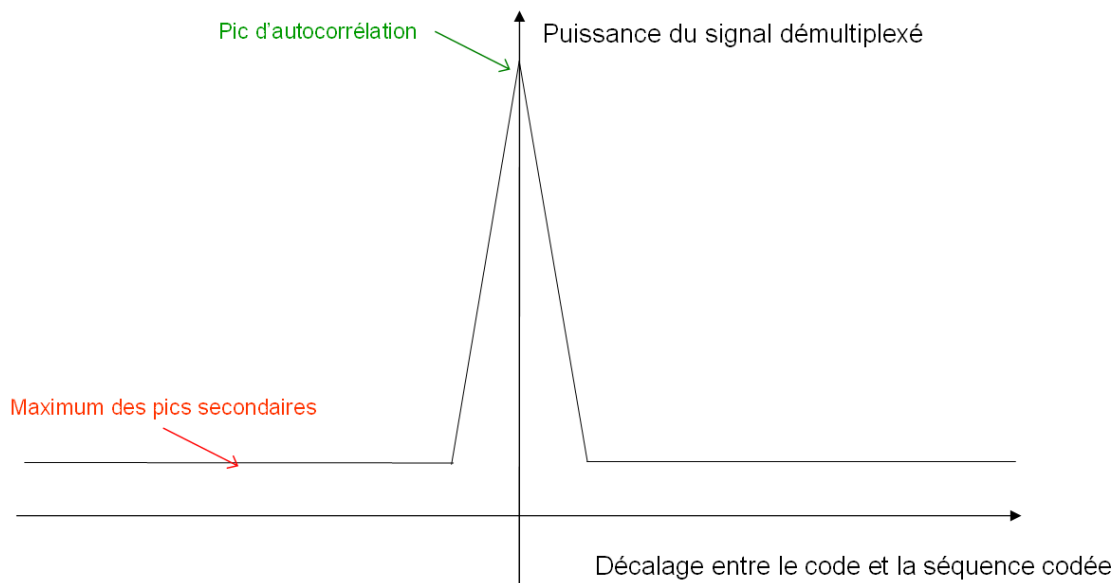


Figure 176 : Illustration de la figure d'autocorrélation

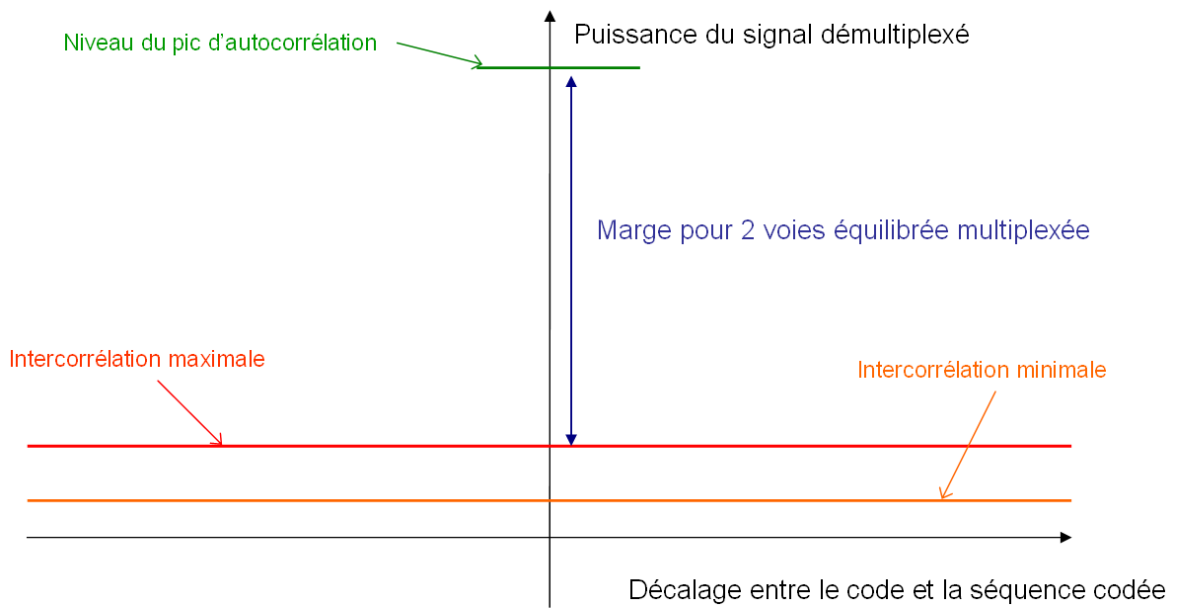
#### 4.9.1.2 Evaluation de l'impact d'une seconde voie

Seule la deuxième voie  $V_2$  est active et la puissance optique de cette voie est identique à la voie  $V_1$ . Cette seconde voie génère un bruit d'interférence d'accès multiples (IAM) lorsque les voies  $V_1$  et  $V_2$  sont actives.

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

La Figure 177 représente la figure d'intercorrélation que l'on obtient en multipliant la séquence codée  $S_2$  avec le code  $C_1$ . La puissance du signal après la chaîne de traitement est mesurée en fonction du retard entre les séquences pour déterminer la puissance de bruit d'accès multiple minimale (intercorrélation faible) et maximale (intercorrélation forte). Nous pouvons alors comparer la différence de puissance entre le pic d'autocorrélation et la puissance d'IAM.

À partir de ces résultats, nous obtenons la marge de puissance disponible pour deux voies équilibrées asynchrones multiplexées en CDMA optique.

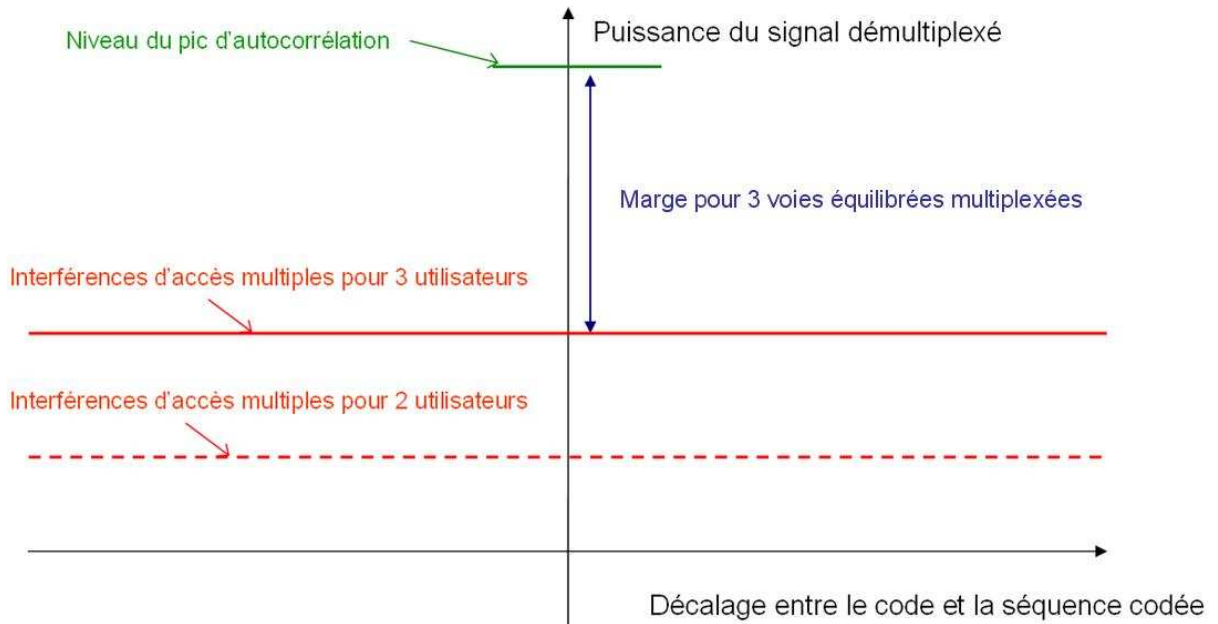


**Figure 177 : Exploitation des résultats de mesures pour deux voies équilibrées multiplexées en OCDMA**

### 4.9.1.3 Evaluation de l'impact d'une troisième voie

La mesure précédente a permis de déterminer les retards entre  $S_2$  et  $C_1$  pour lesquels l'intercorrélation est maximale. Une mesure identique permet de définir les retards entre  $S_3$  et  $C_1$  pour lesquels l'intercorrélation est également maximale. En paramétrant le générateur de signaux avec ces valeurs de retards, nous pouvons ainsi obtenir l'intercorrélation maximale entre  $S_2+S_3$  et  $C_1$ . Les voies  $V_2$  et  $V_3$  sont actives et les puissances optiques sont identiques à la voie  $V_1$ .

À partir de ces résultats, nous pouvons déterminer la marge de puissance disponible pour trois voies équilibrées asynchrones multiplexées en CDMA optique.



**Figure 178 : Exploitation des résultats de mesures pour trois voies équilibrées multiplexées en CDMA optique**

À chaque fois qu'une voie optique supplémentaire est introduite, la marge entre la puissance optique du signal démultiplexé et le bruit généré par les autres voies présentes se réduit. Cette marge permet de définir le taux d'erreur introduit par les IAM des autres utilisateurs partageant le même médium de communication. Lorsque le nombre de voies parasites (c'est-à-dire le nombre de voies auquel on retire la voie que l'on décode) est doublé sur le médium, la marge disponible est réduite de 3dB.

### 4.9.1.4 Calcul de la capacité d'un multiplexage CDMA optique

Le nombre d'utilisateurs potentiels en fonction du facteur d'étalement, de l'atténuation et du taux d'erreurs acceptable peut être donc être évalué à partir de la figure d'autocorrélation.

Pendant d'autres bruits que les interférences d'accès multiples sont à prendre en compte pour modéliser correctement la liaison. Nous pouvons citer par exemple :

- Les bruits intrinsèques au driver dans les modules émetteurs,
- Les bruits intrinsèques à la source optique,
- Les bruits intrinsèques au photodétecteur,
- Les bruits liés à l'amplificateur,
- Le jitter et l'overshoot qui dégradent les signaux optiques,...

Il est difficile de lister l'ensemble des sources de bruit et d'évaluer leur impact sur la qualité de la transmission. De plus, les niveaux de bruits seront différents sur chaque banc de test. Une méthode expérimentale est plus appropriée dans notre cas.

La mesure de l'écart en puissance entre le pic d'autocorrélation et le maximum du pic secondaire obtenue expérimentalement sur le banc permet d'évaluer la pénalité due aux différents bruits par rapport à la valeur théorique qui ne considère que les bruits d'intercorrélation. En intégrant cette pénalité aux résultats théoriques, nous pouvons alors estimer la capacité de la liaison.



La marge de puissance est définie par :

$$M = A - P - Att - 10 \cdot \log(N - 1) \quad (\text{Éq. 37})$$

où A est l'écart théorique entre le pic d'autocorrélation et le pic secondaire

P est le bruit généré par l'ensemble des composants

Att est l'atténuation de la voie que l'on souhaite décoder par rapport aux autres voies

N est le nombre d'utilisateurs.

La marge M entre la puissance du signal (au pic d'autocorrélation) et la puissance du bruit est égale à l'écart théorique entre le pic d'autocorrélation et les pics secondaires auquel il faut retirer le bruit généré au cours des différentes étapes du montage (VCSEL, photodiode, amplificateur, multiplieur,...) ainsi que l'atténuation sur la voie que l'on veut décoder par rapport aux autres voies et le bruit généré par les interférences d'accès multiples IAM.

On en déduit le nombre d'utilisateurs potentiels :

$$N < 1 + 10^{\frac{A - M - P - Att}{10}} \quad (\text{Éq. 38})$$

### 4.9.2 Performances du multiplexage CDMA optique

À partir de cette méthode expérimentale, nous avons estimé les capacités de multiplexage du CDMA optique sur notre banc de test en utilisant toujours les codes de Gold pour coder les séquences de données.

Dans un premier temps, la figure d'autocorrélation en puissance a été réalisée pour des facteurs d'étalement  $F=31$  et  $F=127$  et pour un débit utile de 1Mbps. L'écart entre le pic d'autocorrélation et le maximum des pics secondaires est mesuré à partir de ces graphiques (Figure 179 et Figure 180). Cette valeur est indépendante de la fréquence de fonctionnement.

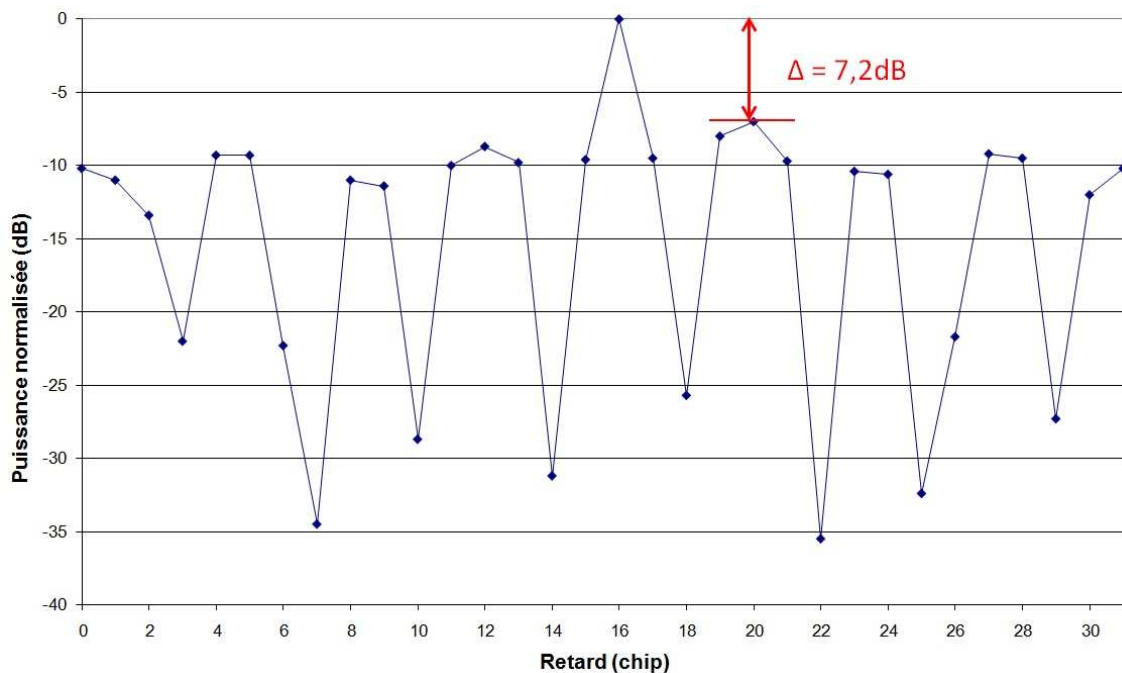


Figure 179 : Figure d'autocorrélation d'une séquence codée avec  $F=31$

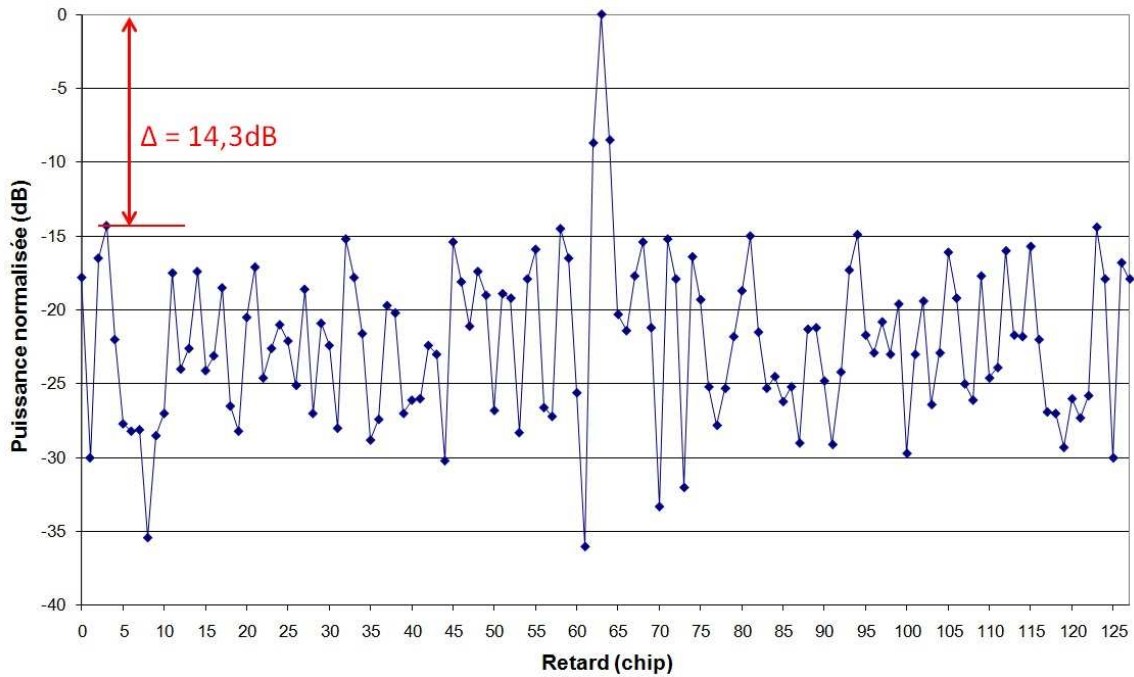


Figure 180 : Figure d'autocorrélation d'une séquence codée avec  $F=127$

Nous en déduisons ainsi que :

$$A_{\text{mesurée}}(F = 31) = 7,2\text{dB}$$

$$A_{\text{mesurée}}(F = 127) = 14,3\text{dB} .$$

L'étape suivante est d'établir l'écart entre les valeurs de  $A$  mesurées et les valeurs théoriques. Pour cela, nous utilisons les niveaux d'intercorrélations spécifiques aux codes de Gold qui figurent dans le Tableau 16.

L'écart théorique de puissance entre le pic d'autocorrélation et les pics secondaires est donné par les expressions suivantes :

$$A_{\text{théorique}}(F = 31) = 20 \cdot \log(31/9) = 10,7\text{dB}$$

$$A_{\text{théorique}}(F = 127) = 20 \cdot \log(127/17) = 17,5\text{dB} .$$

De la même manière, nous pouvons calculer la valeur de  $A$  pour les codes de Gold de degré supérieur.

La différence entre les valeurs théoriques et expérimentales de  $A$  correspond aux différents bruits présents sur la chaîne de multiplexage. On en déduit donc :

$$P(F = 31) = A_{\text{théorique}}(F = 31) - A_{\text{mesurée}}(F = 31) = 3,5\text{dB}$$

$$P(F = 127) = A_{\text{théorique}}(F = 127) - A_{\text{mesurée}}(F = 127) = 3,2\text{dB} .$$

Les bruits générés par les différentes étapes de démultiplexage sont peu dépendant de la fréquence de fonctionnement. Les valeurs obtenues expérimentalement sont effectivement très proches. Nous pouvons approximer la valeur de  $P$  par :

$$P = 3,5\text{dB} \quad \text{quel que soit le facteur d'étalement } F .$$

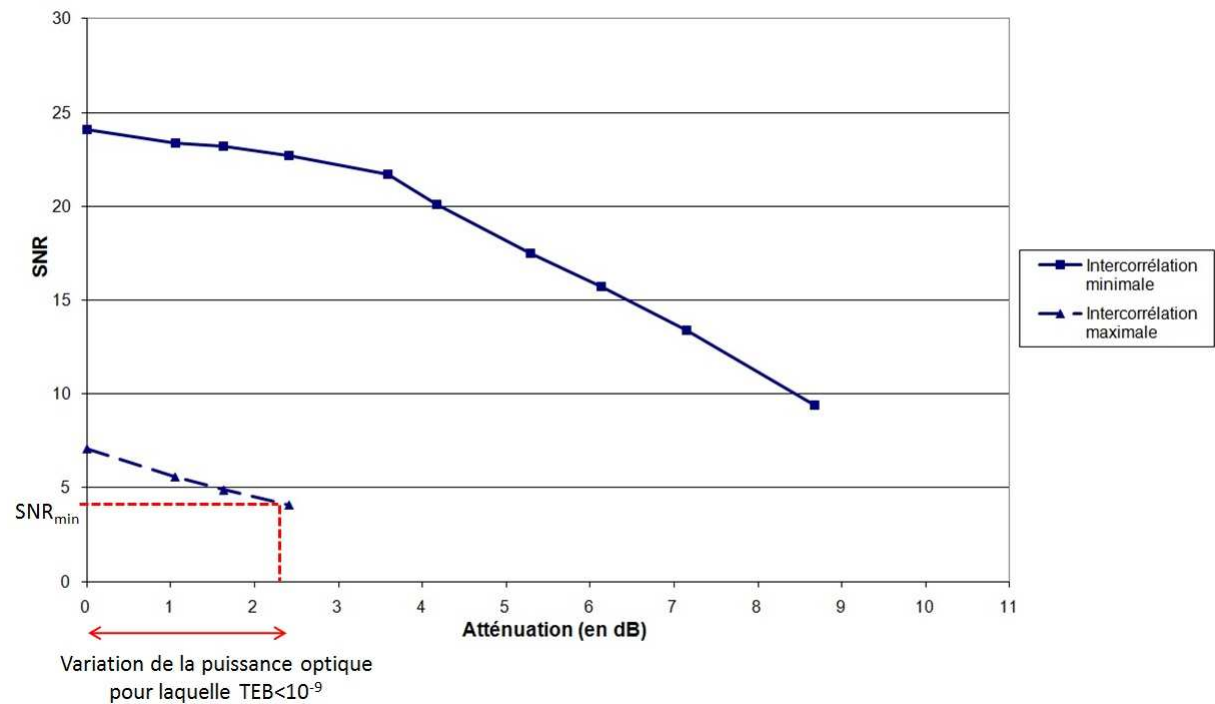
## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

Cette valeur est évidemment dépendante des différents éléments de la chaîne de multiplexage et elle peut donc varier selon le banc de test.

Le dernier paramètre est la marge  $M$  défini comme le rapport signal à bruit SNR minimal pour lequel le taux d'erreur est inférieur à un TEB donné.

Le modèle de calcul théorique du SNR en fonction des niveaux d'intercorrélation des codes, du facteur d'étalement et de l'atténuation entre les voies n'a pas pu aboutir pendant ce travail de thèse. Ce modèle constitue une étape fondamentale pour caractériser les performances du CDMA optique. La mise au point de ce modèle est un axe de recherche prioritaire pour la poursuite de l'étude.

Dans le cadre de notre estimation expérimentale des capacités de la technique de multiplexage, nous avons défini la marge  $M$  à partir des mesures de SNR sur l'oscilloscope, après l'étape de démultiplexage et de filtrage, réalisées lors de l'évaluation d'un multiplexage de deux voies avec un code de Gold de degré 5 et un facteur d'étalement de 31 (voir 4.7.1). Les valeurs de SNR sont représentées sur la Figure 181 en fonction dans les cas où l'intercorrélation était maximale et minimale entre les deux séquences de code.



**Figure 181 : Mesures du SNR pour un facteur d'étalement de 31**

Pour définir le SNR minimal pour un TEB donné, nous considérons naturellement le cas le plus défavorable, c'est-à-dire quand l'intercorrélation est maximale. Nous avons mesuré que le TEB est inférieur à  $10^{-9}$  tant que l'atténuation sur la voie à décoder est inférieure à 2,3dB (Figure 156). A partir de la Figure 181, nous en déduisons donc :

$$SNR_{\min} = 4,1 \quad \text{pour } TEB < 10^{-9}.$$

Par conséquent, nous obtenons :

$$M = 10 \cdot \log(SNR_{\min}) = 6,1 \text{ dB} \quad \text{pour } TEB < 10^{-9}.$$

## Chapitre 4 : Technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance

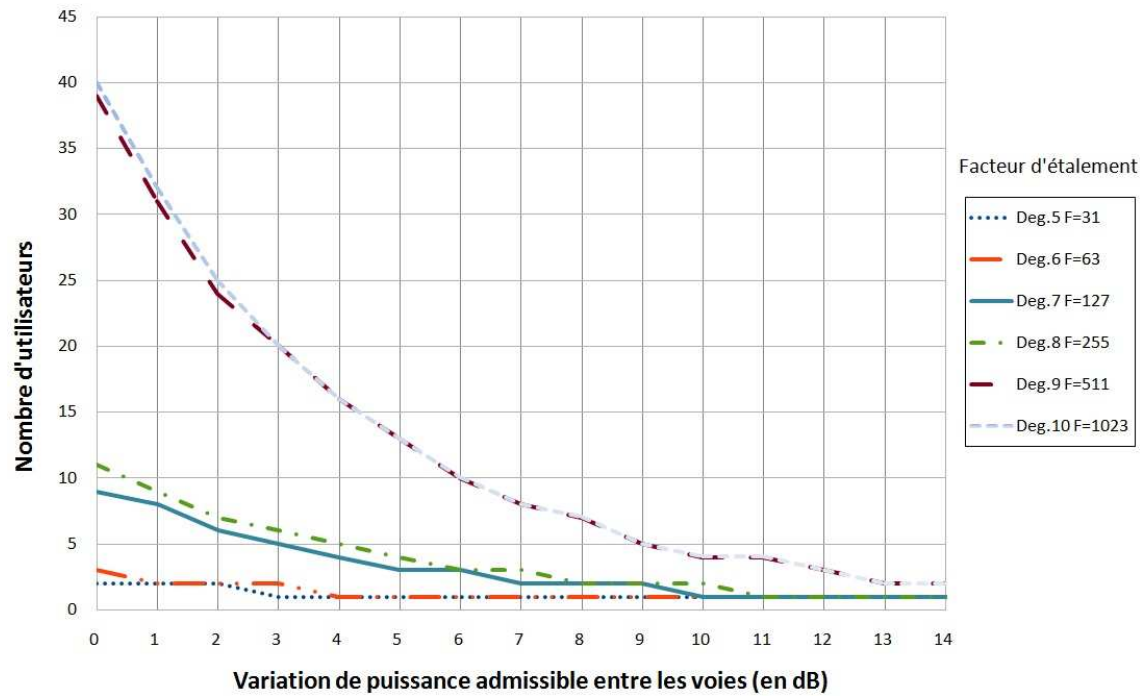
À partir de ces informations, nous pouvons calculer le nombre d'utilisateurs potentiels d'un système de multiplexage de type CDMA optique en fonction de la variation de puissance optique admissible entre les différents utilisateurs et du facteur d'étalement (Tableau 17). Ces résultats ne sont valables que pour un codage basé sur les séquences de Gold. Les facteurs d'étalement correspondent à la longueur  $L=2^n-1$  des séquences de Gold de degré  $n$ .

		Codes de Gold							
		degré 5	degré 6	degré 7	degré 8	degré 9	degré 10	degré 11	degré 13
		F=31	F=63	F=127	F=255	F=511	F=1023	F=2047	F=8191
<b>Variation de puissance admissible (en dB)</b>	<b>0</b>	2	2	7	8	27	28	109	443
	<b>1</b>	2	2	5	6	21	22	87	352
	<b>2</b>	1	1	4	5	17	18	69	279
	<b>3</b>	1	1	4	4	14	14	55	222
	<b>4</b>	1	1	3	3	11	11	44	176
	<b>5</b>	1	1	2	3	9	9	35	140
	<b>6</b>	1	1	2	2	7	7	28	112
	<b>7</b>	1	1	2	2	6	6	22	89
	<b>8</b>	1	1	1	2	5	5	18	71
	<b>9</b>	1	1	1	1	4	4	14	56
	<b>10</b>	1	1	1	1	3	3	11	45
	<b>11</b>	1	1	1	1	3	3	9	36
	<b>12</b>	1	1	1	1	2	2	7	28
	<b>13</b>	1	1	1	1	2	2	6	23
	<b>14</b>	1	1	1	1	2	2	5	18
	<b>15</b>	1	1	1	1	1	1	4	14

**Tableau 17 : Nombre d'utilisateurs potentiels du CDMA optique basé sur les codes de Gold**

Les propriétés d'intercorrélation des séquences de Gold de degré pair ne sont pas aussi intéressantes que celles des séquences de degré impair (voir Tableau 15). Nous notons effectivement que le nombre d'utilisateurs potentiels est très proche pour les codes de degré 5 et 6, 7 et 8 ainsi que 10 et 11 au prix d'un étalement plus élevé et donc d'un débit utile par utilisateur environ deux fois plus faible pour les séquences de degré paire. C'est pour cette raison que nous pouvons écarter les séquences de Gold de degré pair.

Nous remarquons dans ce tableau que nous ne pouvons pas multiplexer deux canaux avec des codes de degré 5 pour un  $TEB < 10^{-9}$  lorsque la variation de puissance optique est supérieure à 1dB. Or, lors de la mesure expérimentale, nous n'avons pas noté d'erreur pour une variation de 2dB (voir Figure 156). Cette différence est liée à la marge d'erreur inévitable lors d'une estimation basée sur des données expérimentales.



**Figure 182 : Représentation graphique du nombre d'utilisateurs potentiels du CDMA optique basé sur les codes de Gold**

Le nombre d'utilisateurs potentiels augmente rapidement avec le facteur d'étalement utilisé mais cette technique est très sensible à la variation de puissance entre les différentes voies optiques. Considérons, par exemple, un réseau passif composé de 3 coupleurs 1x2 50/50. La perte induite par chaque coupleur est environ de 4dB. Dans l'hypothèse où la puissance optique en sortie de chaque module d'émission est identique, la variation de puissance sur un récepteur entre un signal qui transite à travers les 3 coupleurs et un signal qui arrive directement est donc de 12dB. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser un facteur d'étalement supérieur à 2047 pour multiplexer plus de 2 canaux. Un code de longueur 2047 permet ainsi de multiplexer 7 canaux. Pour un débit de modulation de 3,3Gbps, nous pouvons donc multiplexer 7 canaux avec un débit utile de 1,6Mbps.

Il est également intéressant de se pencher sur la capacité d'un système de multiplexage CDMA optique, c'est-à-dire le débit de données total qui peut être multiplexé pour un facteur d'étalement donné. Nous considérons ici que les émetteurs ont une bande passante maximale  $F_m$  de 3,3Gbps. En multipliant le nombre d'utilisateurs potentiels et le débit utile par voie pour un facteur d'étalement donné, on déduit du Tableau 17 la capacité du réseau optique. Le résultat est présenté à la Figure 183 pour les séquences de Gold de degré impair.

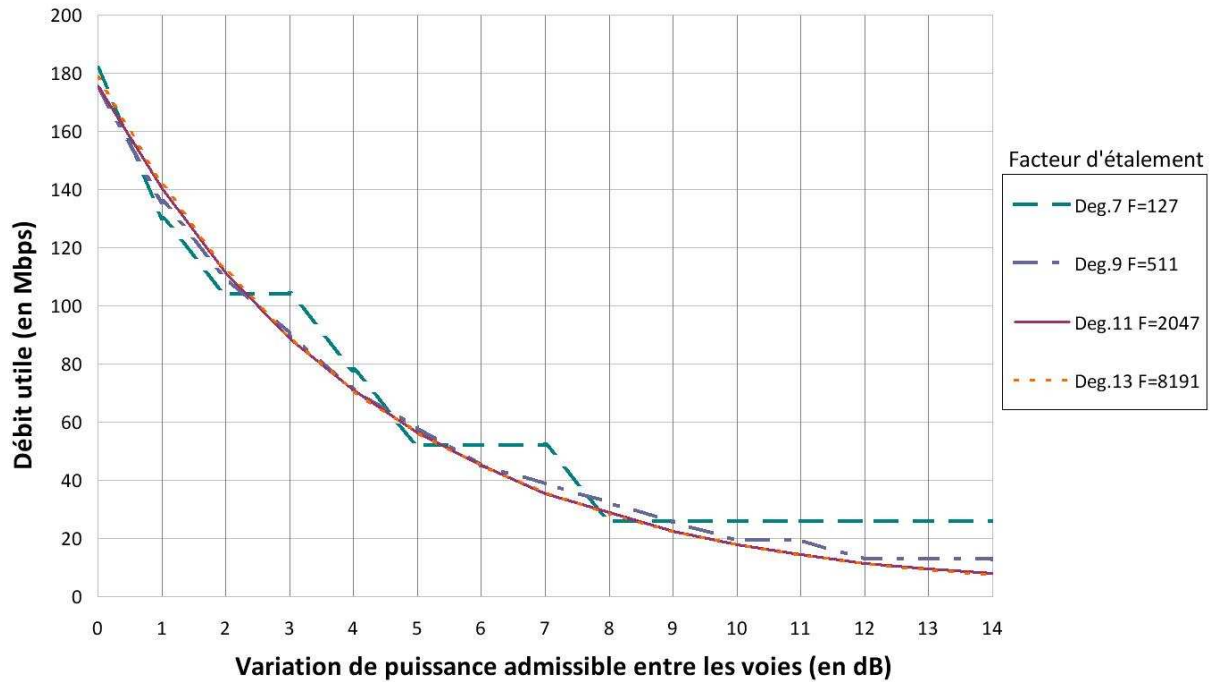


Figure 183 : Capacité du CDMA optique

Le débit utile  $D_t$  accessible en fonction de la variation de puissance  $\Delta P$  tend vers une courbe dont l'équation est :

$$D_t = 0,0042 \cdot \Delta P^4 - 0,2 \cdot \Delta P^3 + 3,9 \cdot \Delta P^2 - 38,9 \cdot \Delta P + 0,053 \cdot F_m . \quad (\text{Éq. 39})$$

Cette équation permet d'estimer le débit utile maximal pouvant être multiplexé avec un TEB inférieur à  $10^{-9}$  en fonction de la bande passante des émetteurs et de la variation de puissance possible entre les canaux dans un réseau optique donné.

## 4.10 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre le principe de fonctionnement du CDMA optique et les modalités d'implémentation dans les réseaux optiques. Cette technique offre plusieurs avantages très intéressants. Le multiplexage électrique permet de reconfigurer très rapidement le réseau ce qui est bien plus compliqué avec une technique de type TDMA ou WDM. En outre, les émetteurs sont identiques entre eux et sont compatibles des émetteurs disponibles dans le commerce et il suffit simplement d'insérer une fonction numérique avant le composant pour réaliser le codage des données. Une seule longueur d'onde est ainsi présente sur le réseau. Le coût est fortement réduit par rapport aux techniques qui nécessitent des émetteurs tous distincts.

Les différentes mesures expérimentales ont permis de mettre en évidence les caractéristiques du CDMA optique. Dans le temps imparti à ce travail, aucune modélisation théorique satisfaisante n'a pu être proposée pour calculer le rapport signal à bruit du signal démultiplexé en fonction des propriétés d'intercorrélation des codes, de la variation de puissance entre les canaux et du nombre d'utilisateurs sur le médium de communication.

L'analyse basée sur les résultats expérimentaux donne une estimation des capacités d'un multiplexage de type CDMA optique.

# Conclusion et perspectives

Le travail réalisé au cours de cette thèse s'inscrit dans la volonté de D-Lightsys de développer de nouvelles architectures d'interconnexions optiques pour les systèmes embarqués. L'objectif poursuivi tout au long de cette étude a été la conception d'interconnexions optiques courte distance en espace libre à haut débit satisfaisants aux spécifications imposées pour un environnement sévère.

Par comparaison avec les liaisons sur cuivre, les FSOI offrent les avantages des interconnexions optiques fibrées : des débits de transmission beaucoup plus élevés, une absence de sensibilité et de génération d'interférences électromagnétiques (EMI) qui permet une forte densité d'intégration et un design moins complexe et moins coûteux à haut débit.

Les FSOI sont également concurrencées par les systèmes de communications radiofréquences. L'état de l'art sur les communications en espace libre a démontré les limitations actuelles des interconnexions radiofréquences. Hormis le débit de transmission plus élevé, l'intérêt essentiel des FSOI face au Wi-Fi pour les applications embarquées est l'absence de génération d'EMI qui est une contrainte forte sur le développement de réseaux Wi-Fi dans l'aéronautique en raison des risques d'interférences entre équipements. La sécurisation du réseau est également un autre point sensible. Une personne mal intentionnée pourrait en effet utiliser le réseau Wi-Fi pour pénétrer dans le réseau central de l'avion ce qui soulève de graves questions de sécurité. Ce n'est évidemment pas le cas pour un réseau optique.

Malgré tous ces avantages, les FSOI sont confrontées aujourd'hui de très faibles tolérances de positionnement entre les émetteurs et les récepteurs. Les tolérances proposées dans les publications ne sont ainsi pas compatibles des spécifications requises pour des applications standards. Cette technologie requiert en outre une visibilité directe qui rend la liaison sensible à d'éventuelles poussières. Par conséquent, l'environnement doit être propre et les éléments optiques doivent être nettoyés régulièrement pour éviter une perte de couplage.

Pour définir des spécifications précises, nous avons centré notre étude sur la conception d'interconnexions optiques en espace libre dans des racks à l'intérieur de calculateurs embarqués. Deux approches distinctes ont été abordées : une interconnexion point à point entre un émetteur et un récepteur ainsi qu'un réseau optique reconfigurable constitué de plusieurs émetteurs et de plusieurs récepteurs.

Dans le cadre de l'étude sur une interconnexion point à point, nous avons opté pour un système optique statique avec un faisceau optique divergent pour améliorer les tolérances de positionnement. Les spécifications ont été définies à partir des contraintes liées à une liaison en espace libre entre cartes électroniques dans un rack. Les différents choix technologiques ont été détaillés. La source choisie est une diode laser de type VCSEL qui propose aujourd'hui des caractéristiques en termes de puissance optique, de profil de faisceau et de consommation qui en font un composant incontournable dans les interconnexions optiques. Les contraintes d'intégration ont orienté notre choix vers un système optique basé sur des lentilles boules tandis que les contraintes de consommation nous ont guidées vers des photodiodes PIN.



## Conclusion et perspectives

À partir du choix des composants, nous avons proposé une modélisation du système optique afin d'optimiser les tolérances de positionnement et de connaître les limitations du dispositif (distance de communication, tolérances d'alignement des composants lors de l'assemblage,...). Les résultats des simulations nous permettent de conclure que notre dispositif de communication en espace libre est compatible des spécifications d'une application carte à carte avec une tolérance de positionnement latérale entre les modules émetteur et récepteur de  $\pm 1\text{mm}$  et une tolérance angulaire de  $\pm 1^\circ$ . Nous avons également pris en considération les défauts d'alignement lors de l'assemblage des composants. Le dispositif respecte ainsi les spécifications pour des distances de communication de 50 et 160mm mais présente des tolérances réduites à 400mm.

Au terme de cette partie, nous avons conçu et réalisé des prototypes de modules optoélectroniques fonctionnels de communication en espace libre à haut débit (jusqu'à 2,5Gbps) pour des distances courtes comprises entre 50 et 400mm.

Le modèle optique a également permis de concevoir rapidement un système optique pour une communication très courte distance pour répondre à un autre besoin. Des modules espace libre pour cette application sont aujourd'hui sur le point d'être commercialisés dans une application aéronautique.

Le second axe de recherche portait sur la conception d'un réseau optique passif en espace libre entièrement reconfigurable à très faible temps de latence. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes concentrés sur l'étude d'une technique de multiplexage originale, le CDMA optique. Il s'agit d'une technique de multiplexage électrique DS-OCDMA par modulation de puissance dans laquelle tous les émetteurs fonctionnent à la même longueur d'onde et sans gestion des temps d'accès. Le multiplexage consiste à attribuer à chaque voie une séquence de code spécifique qui permet de la distinguer parmi l'ensemble des voies présente sur le médium de communication. Les modules optoélectroniques d'émission comme les modules de réception, sont strictement identiques entre eux. De simples modules d'émission du commerce sont compatibles de cette technique sans aucune modification. Les modules de réception nécessitent cependant d'intégrer des étapes de traitement analogique du signal pour le décodage des informations.

Nous avons démontré le fonctionnement du CDMA optique sur un banc de test expérimental pour un système fibré. Les mesures ont permis d'appréhender l'impact des différents paramètres sur les performances du multiplexage : le facteur d'étalement, le nombre d'utilisateurs, la variation de puissances entre les utilisateurs,... À partir des mesures expérimentales, nous avons proposé une estimation des performances de cette technique de multiplexage pour intégrer ces paramètres. Nous avons ainsi pu établir le nombre d'utilisateurs potentiels sur le réseau en fonction du facteur d'étalement ainsi que des marges de puissances accessible entre les différents signaux dans une application réelle. Le nombre d'utilisateurs augmente rapidement avec le facteur d'étalement mais le système est très sensible à la variation de puissance entre les voies.

Les travaux effectués dans cette thèse constituent un point de départ pour plusieurs axes de recherche.

Dans le domaine des interconnexions optique, l'émergence des VCSEL à haute longueur d'onde est un élément intéressant pour la conception de modules de communication en espace libre garantissant une sécurité oculaire satisfaisante. Le modèle optique proposé dans ce mémoire peut être adapté pour intégrer les caractéristiques de ces nouveaux composants. Un autre sujet d'étude, plus complexe celui-ci, est la conception de liaisons optiques multipoints offrant des tolérances de positionnement satisfaisantes pour des applications standards.

L'étude du CDMA optique présentée dans le quatrième chapitre est une première approche vers la mise en œuvre d'un réseau optique basé sur cette technique de

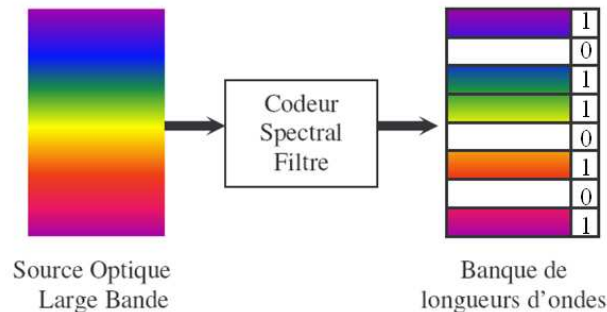
## **Conclusion et perspectives**

multiplexage. De nombreuses investigations sont encore à mener dans ce domaine. Premièrement, la conception de modules de réception, intégrant les différentes étapes de traitements supplémentaires au décodage des signaux codés, permettra d'implémenter cette technique dans un réseau optique réel. Deuxièmement, une modélisation mathématique complète des capacités du CDMA optique est encore à l'étude. Il s'agit d'établir un modèle pour prévoir le nombre d'utilisateurs possibles en fonction la variation de puissance optique maximal entre les voies, du taux d'erreur acceptable, de la famille de code, du facteur d'étalement et du bruit induit par la chaîne de traitement en réception. Par la suite, nous pourrons alors envisager la conception d'un réseau optique sur fibres ou en espace libre basé sur le CDMA optique.

# ANNEXES

## A Le codage fréquentiel FE-OCDMA

L'idée de base de l'encodage spectral non-cohérent est d'attribuer à chaque utilisateur un code correspondant à une combinaison de plusieurs longueurs d'onde. Un utilisateur émet donc un ensemble de plusieurs longueurs d'onde simultanément. Une partie du spectre est ainsi assigné à chaque code. Ce type de codage est désigné dans la littérature par SAC pour encodage spectral d'amplitude ou par FE-CDMA pour encodage fréquentiel.



**Figure 184 : Sélection des longueurs d'onde codant les données dans le FE-OCDMA [111]**

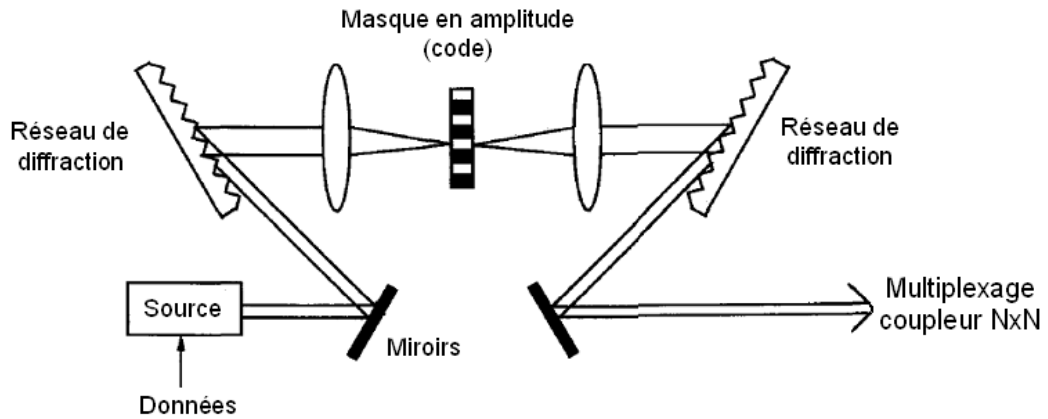
Cette méthode présente deux avantages par rapport à l'encodage temporel. La première est que les propriétés d'autocorrélation des codes, qui sont cruciales pour décoder les données lorsque l'encodage est temporel, n'ont plus d'intérêt ici. En effet, le décodeur n'a plus besoin de se recalibrer temporellement. Un autre avantage est qu'il est possible de coder le bit « 1 » en transmettant une impulsion à chaque longueur d'onde suivant le code associé mais également de coder le bit « 0 » en transmettant les longueurs d'onde complémentaires [103, 118, 119]. L'encodage temporel unipolaire imposait effectivement des chips à zéro pour coder le bit « 0 » (voir Figure 129).

Différentes configurations ont été imaginées pour implémenter ce système : des réseaux de diffraction en combinaison avec un masque d'amplitude, des réseaux de Bragg, des coupleurs à interférences multimodes... [118, 120-127].

### A.1 Source large bande

Les premières propositions de codage en FE-CDMA reposaient sur l'utilisation de réseaux de diffraction combinés avec un masque d'amplitude (Aazhang 1993; Kavehrad 1993; Zaccarin 1995). La source non-cohérente à large bande, une DEL par exemple, est modulée par les données. Les différentes composantes spectrales du faisceau sont ensuite séparées par le réseau de diffraction. Un masque d'amplitude peut ainsi bloquer certaines raies non désirées et transmettre les longueurs d'onde correspondant au code. Le faisceau est recomposé en sortie par un deuxième réseau pour être ensuite couplé dans une fibre. La longueur du code est déterminée par le nombre de bandes de fréquences que le masque peut traiter.

## ANNEXES



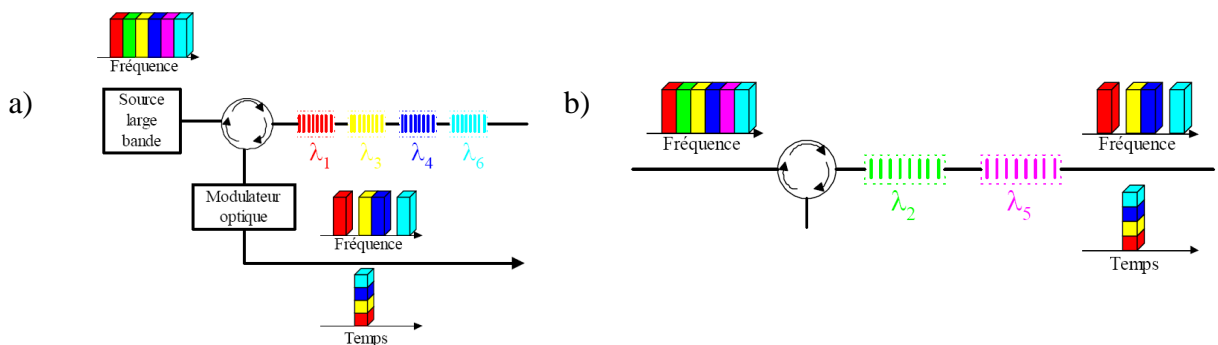
**Figure 185 : Schéma de l'encodeur FE-OCDMA à masque d'amplitude [122]**

En réception, plusieurs décodeurs ont été proposés. Le décodeur le plus courant divise le faisceau incident par un coupleur en deux parties A et B avant que les composantes spectrales soient à nouveau séparées par un réseau. Les faisceaux traversent un masque d'amplitude identique à celui utilisé lors du codage pour A et un masque dont la fonction de codage est opposée pour B. Un montage différentiel de deux photodiodes permet ensuite de supprimer le bruit en considérant que la puissance des signaux émis par les autres utilisateurs est uniformément répartie sur les deux photodiodes [122].

### A.2 Réseaux de Bragg

La technique de codage la plus étudiée dans les publications fonctionne avec des réseaux de Bragg inscrits dans des fibres optiques qui réalisent un découpage spectral d'une source large bande. Contrairement au dispositif utilisé pour le DS-OCDMA dont les réseaux étaient tous définis pour réfléchir la même longueur d'onde, les réseaux sont ajustés pour réfléchir (filtre coupe-bande) ou transmettre (filtre passe-bande) les longueurs d'onde correspondant au code. Les données sont décodées en appliquant le même réseau en réception.

Les schémas suivants illustrent des systèmes de filtre passe bande et coupe-bande réalisés à partir des réseaux de Bragg.

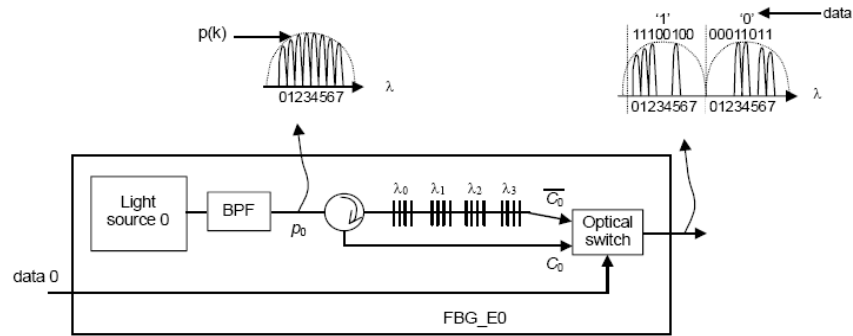


**Figure 186 : FE-OCDMA avec filtre coupe-bandes (a) ou passe-bandes (b) par réseaux de Bragg [128]**

En combinant le spectre réfléchi et le spectre transmis avec un commutateur optique, un codage bipolaire est possible. Par exemple, si le code de l'utilisateur est  $C_1 = \{1, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 0\}$ , les FBGs sont centrés sur les longueurs d'onde  $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$  et  $\lambda_5$ . Lorsque le bit

## ANNEXES

est « 1 », le signal codé est généré par le spectre réfléchi  $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$  et  $\lambda_5$  qui est sélectionné par le switch et lorsque le bit est « 0 », le switch sélectionne le signal transmis  $\lambda_3, \lambda_4, \lambda_6$  et  $\lambda_7$  [118].

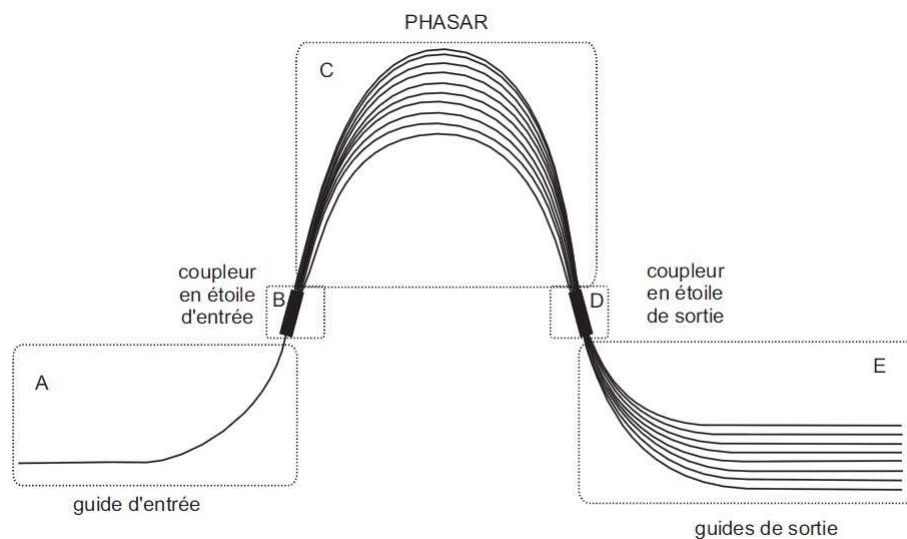


**Figure 187 : Codage FE-OCDMA bipolaire par réseaux de Bragg [118]**

### A.3 MMI coupleur à interférences multimodes

D'autres propositions de codage spectral ont vu le jour et notamment un procédé original basé sur des coupleurs à interférences multimodes (MMI) et de démultiplexeur à coupleurs en étoile WDM PHASAR [103, 119, 129]. Dans le cas du MMI, les longueurs d'onde du faisceau modulé sont séparées et les sorties du multiplexeur sont focalisées dans un désordre apparent. Par regroupement des sorties adjacentes, il est alors possible de générer des codes spectraux orthogonaux grâce à un commutateur. Toutefois, le nombre de codes possible est très faible.

Dans le cas du démultiplexeur à coupleurs en étoile (Figure 188), les sorties sont distribuées dans un ordre qui subit une permutation à chaque changement d'entrée. Un regroupement de certains guides de sorties permet de générer des codes spectraux dont l'ensemble constitue une m-séquence spectrale. Le nombre de codes générés et les performances du composant permettent d'atteindre un nombre d'utilisateurs potentiel plus important.



**Figure 188 : Démultiplexeur optique à coupleur en étoile**

## B Le saut de fréquences FFH-OCDMA

L'OCDMA à saut de fréquence FH-OCDMA (Frequency Hopping) est une forme d'encodage très proche du FE-OCDMA. Les longueurs d'onde composant le code changent successivement au cours du temps contrairement au FE-OCDMA pour lequel les longueurs d'onde sont fixes [130, 131]. Il s'agit donc d'un codage en deux dimensions. Le code définit ainsi le choix des fréquences utilisées ainsi que leur ordre temporel.

La principale difficulté de ce codage est de synthétiser des changements de fréquence rapides à des instants très précis.

Les méthodes d'implémentation reprennent les idées proposées pour le DS-OCDMA ou le FE-OCDMA. Un système de filtres pour sélectionner les longueurs d'onde combiné avec des lignes à retards permet de réaliser le saut de fréquences [128] mais l'idée la plus intéressante est l'utilisation de réseaux de Bragg. L'encodage est réalisé par des réseaux de Bragg qui réfléchissent successivement les longueurs d'onde dans l'ordre imposé par le code. Ces réseaux sont séparés par une distance fixe le long de la fibre induisant l'étalement temporel souhaité. L'utilisation d'une source à large bande spectrale à haut débit est évidemment requise. En utilisant des dispositifs piézo-électriques, les fréquences centrales réfléchies par les FBGs peuvent être modifiées et donc permettre de programmer les codes [132].

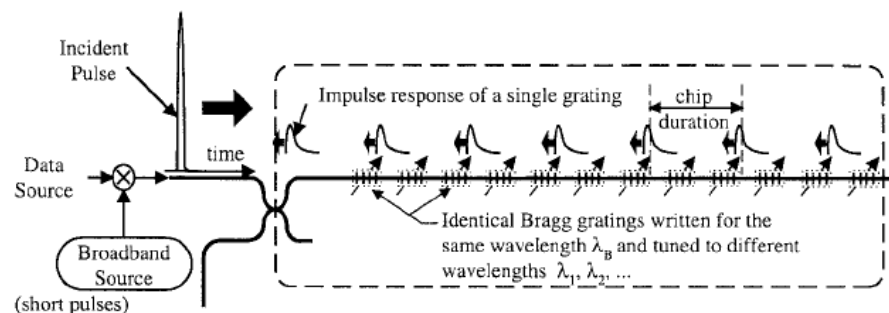
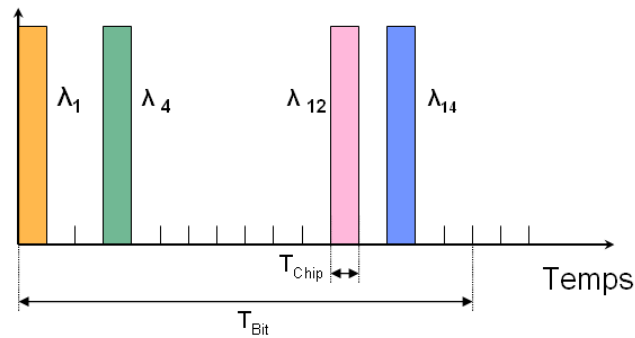


Figure 189 : Encodage FH-OCDMA à base de FBG programmables [132]

## C Le codage hybride Temps/Longueur d'onde

L'association du codage temporel DS-OCDMA et fréquentiel FE-OCDMA a créé un encodage hybride temps/longueur d'onde [102, 111, 133-136]. Chaque bit « 1 » est étalé temporellement sur plusieurs chips comme c'est le cas en DS-OCDMA et chacun de ces chips est émis à une longueur d'onde différente. L'intérêt de ce codage est d'effectuer à la fois un étalement en temporel et un étalement en longueur d'onde, afin de permettre d'augmenter le nombre possible d'utilisateurs dans la famille. On peut ainsi représenter ces codes en matrices  $m \times n$  où  $m$  est le nombre de longueurs d'onde disponibles et  $n$  la longueur du code d'étalement. L'utilisation de codes premiers à la fois pour le saut en longueur d'onde et la séquence temporelle permet d'atteindre des propriétés de corrélation très satisfaisantes.

## ANNEXES



**Figure 190 : Exemple de codage d'un bit par étalement temporel et fréquentiel**

Si les premières publications suggéraient d'utiliser des lasers accordables rapides et donc un codage électrique [137], les plus récentes proposent des systèmes tout-optique.

Des FBGs inscrits en série dans la fibre réfléchissent chacun une longueur d'onde particulière. Lorsqu'une impulsion de large bande entre dans l'encodeur, ses longueurs d'onde sont réfléchies avec différents délais, selon les positions des FBGs correspondants [116, 131]. Une source cohérente à impulsions courtes combinée à des multiplexeurs en longueur d'onde et des lignes à retard [138] ou bien encore des sources large bande associées à des cascades de modulateurs Mach-Zehnder sont également utilisés [139]. Une technologie basée sur des réflecteurs de Bragg holographiques intégrés a été proposée dernièrement pour réaliser le codage temps/fréquence [140].

## D L'OCDMA en espace libre

Plusieurs publications sont parues ces dernières années sur l'utilisation de l'OCDMA pour les communications optiques en espace libre FSO [141-146].

T.Ohtsuki a proposé, dès 2003, une communication optique sans fil courte distance basée sur l'OCDMA [146]. L'analyse des performances en termes de BER pour une structure multi-canaux avec une modulation PPM (Pulse Position Modulation) montrent que les communications haut-débit sont possibles quand l'effet de scintillation est relativement faible (fluctuation rapide de l'intensité lumineuse causée par exemple par des fluctuations de l'indice de réfraction dans l'atmosphère). L'utilisation de codes correcteurs est nécessaire dans le cas contraire.

L'OCDMA a également été étudié pour être implanté sur des liaisons inter-satellites [141]. Le choix du type de codage s'est porté sur un codage 2D temps/longueur d'onde avec des codes unipolaires dont les performances ont été comparées.

### D.1 Étude des codes pour implémenter un réseau optique en espace libre

Un réseau maillé optique en espace libre FSO basé sur l'OCDMA par étalement temporel a été proposé par B.Hamzeh [142]. Les performances de la liaison ont été évaluées en prenant en compte l'impact des perturbations atmosphériques, le bruit du récepteur ainsi que du fonctionnement synchrone ou asynchrone du système.

Un système synchrone utilisant les codes complémentaires de Walsh-Hadamard (WH) transférant les données à un débit de 622Mbps par utilisateur peut atteindre un TEB de  $10^{-9}$  avec des perturbations faibles, ou modérées. Cependant, la qualité de la liaison se dégrade rapidement lorsque les perturbations sont plus fortes.



## ANNEXES

Bien que le design d'une liaison OCDMA asynchrone basée sur les OOC soit plus simple en termes de synchronisation des équipements, les performances ne sont pas satisfaisantes en raison des propriétés d'intercorrélation de ces codes. L'interférence entre canaux peut être réduite en augmentant la longueur de la séquence de code pour le même nombre d'utilisateur. Pour conserver le même débit par utilisateur, le débit des chips est alors plus élevé ce qui augmente les contraintes de conception au niveau du récepteur.

Un avantage supplémentaire pour les codes WH concerne la longueur de la séquence de code. Cette longueur doit être minimale pour diminuer les contraintes sur le système. Par exemple, pour encoder des données avec un débit utile de 622Mbps pour 15 utilisateurs, il faut seulement 16 chips de code pour les séquences de WH, soit un débit des chips de 9,52Gbps. Par contre, la longueur pour les séquences OOC est de 91, soit un débit de 56,6Gbps.

Les composants optiques tels que les SLM (Spatial Light Modulator) permettent de séparer les faisceaux optiques et offrent ainsi la possibilité de communiquer vers plusieurs récepteurs. Des réseaux de type maillage entre plusieurs transceivers sont alors réalisables.

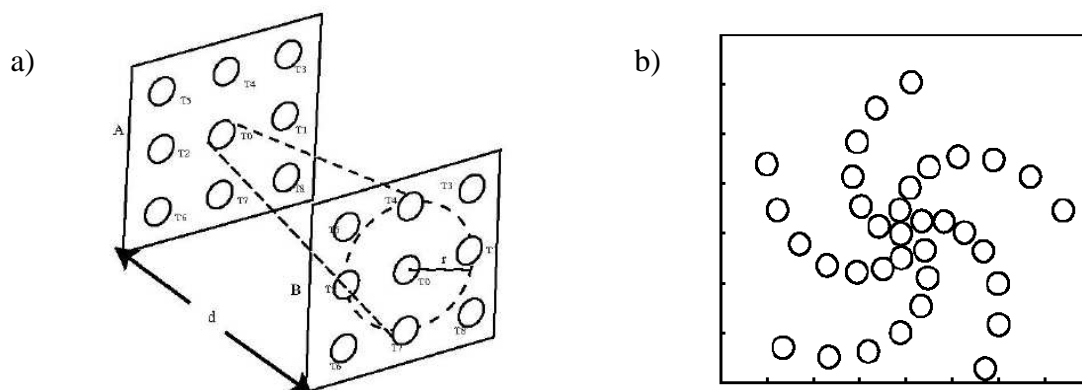
### D.2 Liaison optique en espace libre très haut débit

La communication optique en espace libre est une solution envisagée pour le dernier kilomètre (the last mile). Si les communications FSO concernent généralement des liaisons point à point, des systèmes asynchrones multi-canaux bidirectionnels ont également été étudiés pour des distances de quelques centaines de mètres [143]. Une série de transceivers disposés sur un même plan communiquent avec un équipement distant identique permettant d'atteindre un débit cumulé très élevé.

Idéalement, la bande passante d'un système multi-canaux FSO augmente avec le nombre de canaux retenus. Par exemple, avec 10 canaux fonctionnant à 10Gbps, on atteint un débit total de 100Gbps qui serait hors de portée d'un dispositif point à point. La limite de ce système est la proximité des transceivers sur le réseau qui engendre des interférences d'accès multiples lorsque les données affectées à un récepteur sont captées par le récepteur voisin.

L'encodage temporel des données avec les séquences OOC permettent d'améliorer la fiabilité de la liaison en diminuant l'impact des interférences dues aux autres canaux.

Une répartition spatiale uniforme et une répartition hélicoïdale des transceivers ont été évaluées en termes de capacité, de distance de communication, de densité des transceivers et de divergence de l'émetteur (Figure 191). Il s'avère que la distribution hélicoïdale présente les meilleurs résultats.



**Figure 191 : Schéma de communication entre deux réseaux uniformes de transceivers (a) et design d'un réseau hélicoïdal (b) [143]**

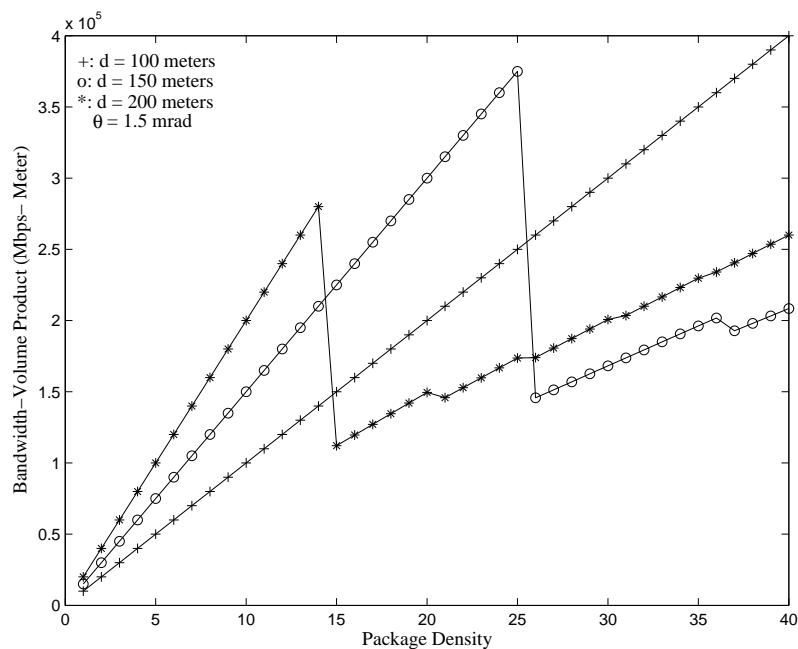
## ANNEXES

Le réseau uniforme sans OOC peut être utilisé avec une source faiblement divergente (1mrad) et seulement sur des distances plus courtes (de l'ordre de 50-75m) car les interférences sont élevées. Par contre, un réseau hélicoïdal permet de communiquer à plus bas débit et avec une divergence plus forte sur une distance supérieure. Quand le codage avec les OOC est activé, les réseaux peuvent être utilisés sur des distances de 500m. Pour utiliser ces réseaux sur de longues distances, il est nécessaire que le faisceau soit très faiblement divergent et qu'un système mécanique d'auto-alignement soit prévu.

Les performances d'une liaison FSO multi-canaux dépendent de trois critères :

- Le nombre de canaux sur le réseau
- Le débit de chaque canal
- La distance maximale à laquelle peuvent communiquer les réseaux avec ce débit.

Un nouveau concept métrique a été proposé sur le modèle du produit « Bande passante » x « Distance » largement répandu pour les communications sur fibre optique. Il s'agit du produit « Bande passante » x « Volume » (BVP) qui intègre les paramètres ci-dessus et qui fournit une évaluation des performances lorsque les différents paramètres (divergence, distance de communication) sont choisis pour le système FSO. La « bande passante » est la capacité d'un seul canal exprimé en Mbps. Le « volume » correspond à la multiplication du nombre de canaux sur le réseau par la distance de communication, son unité est donc exprimée en mètres. L'unité du BVP est en Mbps.m.



**Figure 192 : BVP pour une communication multi-canaux [143]**

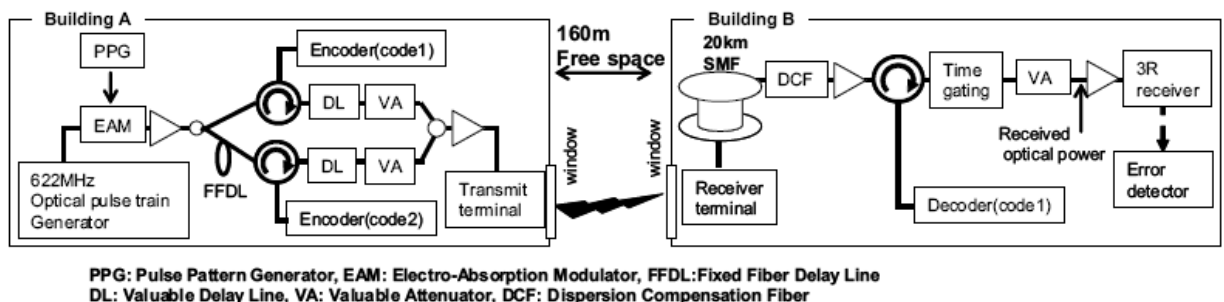
À partir du graphique, on peut ainsi établir la meilleure intégration du système. Pour une distance de communication de 150m, la densité d'intégration optimale est de 25 transceivers par m<sup>2</sup> pour une divergence de 1,5mrad. Le BVP associé est de 3,75x10<sup>5</sup> Mbps.m. La capacité maximal de la liaison est ainsi obtenu par BVP/d=2,5Gbps. Si le débit de chaque transceiver est de 100Mbps, on en déduit que l'on peut intégrer 25 transceivers avec une configuration hélicoïdale fonctionnant avec les codes OOCs.

### D.3 Réalisation expérimentale d'une liaison OCDMA en espace libre

Une communication OCDMA combinant un transfert sur fibre optique de 20km et un transfert en espace libre sur 160m a été démontrée avec deux canaux à 622Mbps [145]. Aucune conversion optique/électrique n'intervient le long de la liaison.

Le procédé de multiplexage est basé sur un réseau de Bragg SSFBG utilisé avec un encodage de type BPSK (Binary Phase Shift Key) comportant 128 chips implémenté suivant les codes de Gold avec un débit de 160Gbps (noté 160Gchip/s). Le nombre de phase "0" et "π" est équivalent dans la séquence. Le code minimise l'impact de l'intercorrélacion entre les séquences de code.

Le schéma ci-dessous présente la liaison optique. Une impulsion optique à 1550nm avec une fréquence de 622MHz est modulée par une PRBS à l'aide d'un modulateur électro-optique (EAM). Le signal est ensuite amplifié puis séparé par un coupleur vers les deux encodeurs. Un retard est introduit sur l'un des signaux afin d'assurer que les signaux n'auront plus de cohérence entre eux en sortie du système. Les deux SSFBG insèrent les deux codes distincts. Une ligne à retard (DL) permet ensuite de synchroniser les deux canaux avant qu'un atténuateur variable égalise la puissance d'émission. Les signaux sont alors couplés, amplifiés et transmis en espace libre. Les terminaux optiques mesurent 22mm de diamètre. Le faisceau est collimaté entre les terminaux. En réception, la fibre optique monomode de 20km a pour objectif de simuler un cas réel où les données sont à transmettre vers des utilisateurs isolés géographiquement.



**Figure 193 : Schéma du système expérimental de communication avec 2 canaux OCDMA en espace libre et sur fibre optique [145]**

La figure suivante montre les résultats de TEB pour le système complet avec la transmission en espace libre sur 160m plus la transmission sur fibre ou seulement la communication en espace libre.

Les valeurs de TEB obtenues sont compatibles des spécifications pour des interconnexions optiques pour des puissances reçues supérieures à -38dBm.

## Bibliographie des annexes

- [117] X. Wang, *et al.*, "High-performance optical code generation and recognition by use of a 511-chip, 640-Gchip/s phase-shifted superstructured fiber Bragg grating," *Optics Letters*, vol. 30, pp. 355-357, 2005.
- [118] S. Park, *et al.*, "An OCDMA Scheme to Reduce Multiple Access Interference and Enhance Performance for Optical Subscriber Access Networks," *ETRI journal* vol. 26, pp. 13-20, 2004.
- [119] G.Pille, *et al.*, "Composants passifs pour la génération de codes CDMA optiques spectraux," in *Proc. DOCTISS*, 2005.
- [120] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, pp. 479-482, 1993.
- [121] J. Magné, *et al.*, "Experimental Demonstration of Frequency-Encoded Optical CDMA using Superimposed Fiber Bragg Gratings," in *Bragg Gratings, Photosensitivity, and Poling in Glass Waveguides (BGPP)*, 2003.
- [122] M. Kavehrad and D. Zaccarin, "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, 1995.
- [123] S. Ayotte and L. A. Rusch, "A Comparison of Optical Sources for Spectral Amplitude Coding OCDMA," in *LEOS Annual Meeting*, Montréal, 2006.
- [124] L. Chuanqi, *et al.*, "Performance analysis and simulation of OCDMA system based on FBGs encoder/decoder" *Journal of Electronics (China)*, vol. 22, pp. 663-670, 2005.
- [125] B. Huiszoon, *et al.*, "Integrated Mach-Zehnder-Based Spectral Amplitude OCDMA on a Passive Optical Network," *IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS*, vol. 13, 2007.
- [126] H. A. Fadhil, *et al.*, "Random Diagonal code for Spectral Amplitude-Coding Optical CDMA system," *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, vol. 7, 2007.
- [127] M. Brandt-Pearce and B. Aazhang, "Optical Spectral Amplitude Code Division Multiple Access System" *IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 379, 1993.
- [128] L. P. Boulianne, "Systèmes de communication optique à accès multiple par répartition de code à saut rapide de fréquence," Québec, 2001.
- [129] G. Pille, *et al.*, "WDM PHASAR pour la génération de m-séquences dans un système OCDMA spectral," presented at the Journées Nationales d'Optique Guidée, Paris, 2004.
- [130] Ng Wai Ling, "Performance evaluation of FH-CDMA in the presence of GVD and SPM," *IEICE Electronics Express*, vol. 2, 2005.
- [131] H. Fathallah, *et al.*, "Experimental Demonstration of Optical Fast Frequency Hopping-CDMA Communications," *ECOC'99 25th European Conference on Optical Communications*, vol. 1, 1999.
- [132] H. Fathallah, *et al.*, "Passive Optical Fast Frequency-Hop CDMA Communications System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, 1999.
- [133] S. Yegnanarayanan, *et al.*, "Fast Wavelength-Hopping Time-Spreading Encoding/Decoding for Optical CDMA," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, pp. 573-575, 2000.
- [134] E. S. Shivaleela, "Design and Performance Analysis of a New Family of Wavelength/Time Codes for Fiber-Optic CDMA Networks," Bangalore, 2006.
- [135] P.-H. Chang, *et al.*, "Receiver Design for OCDMA Users in a Hybrid OCDMA/WDMA System," *Third International Conference on Information Technology and Applications (ICITA'05)*, vol. 1, pp. 591-594, 2005.
- [136] J.-F. Huang, *et al.*, "Reductions of Multiple-Access and Optical Beat Interference with Fiber-Grating OCDMA Balanced Decoder," presented at the 17th International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA'03), 2003.

## ANNEXES

- [137] L. Tancevski and I. Andonovic, "Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, pp. 2636-2647, 1996.
- [138] V. Baby, *et al.*, "Démonstration of differentiated service provisioning with 4-node 253 Gchip/s fast frequency-hopping time-spreading OCDMA," *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 755-756, 2004.
- [139] I. Radovanovi, "Performance comparison of the cascaded MZI based OCDMA system using multimode and singlemode fibers," *IEEE/LEOS*, 2002.
- [140] Y.-K. Huang, *et al.*, "Single integrated device for optical CDMA code processing in dual-code environment," *Optics Express*, vol. 15, pp. 7327-7334, 2007.
- [141] X. Zhou, *et al.*, "Capacity Research of OCDMA System in Intersatellite Communication," *ICCCAS 2004*, vol. 1, 2004.
- [142] B. Hamzeh and M. Kavehrad, "OCDMA-Coded Free-Space Optical Links for Wireless Optical-Mesh Networks," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 52, 2004.
- [143] J. Akella, *et al.*, "Multi-channel Communication in Free-Space Optical Networks for the Last-mile," in *Proceedings of IEEE Workshop on Local and Metropolitan Area Networks (LANMAN)*, 2007.
- [144] M. Jazayerifar and J. A. Salehi, "Atmospheric optical CDMA communication systems via optical orthogonal codes," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 54, pp. 1614-1623, 2006.
- [145] K. Sasaki, *et al.*, "First OCDMA Experimental Demonstration over Free Space and Optical Fiber Link," *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1-3, 2008.
- [146] T. Ohtsuki, "Performance analysis of atmospheric optical PPM CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 406-411, 2003.