



HAL
open science

Le multiplexage de mode spatial pour augmenter le débit dans les fibres optiques

Philippe Genevaux

► **To cite this version:**

Philippe Genevaux. Le multiplexage de mode spatial pour augmenter le débit dans les fibres optiques. Optique [physics.optics]. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2016. Français. NNT : 2016PA066336 . tel-01470296

HAL Id: tel-01470296

<https://theses.hal.science/tel-01470296>

Submitted on 17 Feb 2017

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université Pierre et Marie Curie

ED564 : Physique en Ile-de-France

Alcatel-Lucent Bell Labs France

**Le Multiplexage de Mode Spatial pour Augmenter le Débit
dans les Fibres Optiques**

Par Philippe Genevaux

Thèse de doctorat de Physique

Dirigée par Nicolas Treps et Gabriel Charlet

Présentée et soutenue publiquement le 10 mai 2016

Devant un jury composé de :

- Frigerio Jean-Marc, président du jury.
- Dubreuil Nicolas, rapporteur.
- Peucheret Christophe, rapporteur.
- Jaouen Yves, examinateur.
- Morizur Jean-François, examinateur.
- Charlet Gabriel, encadrant.
- Treps Nicolas, encadrant.

*Je dédie ce travail à mes parents qui m'ont éduqué et tant donné
Et qui continuent à me soutenir tout autant
Je vous aime*

Remerciements

Mes premiers remerciements vont directement à mes deux responsables de thèse Nicolas et Gabriel, notamment ce dernier qui m'aura supporté tous les jours pendant cette thèse (sauf le weekend et les vacances, quoique...). Je dois avouer que parfois j'avais du mal suivre tes raisonnements tellement tu réfléchis et parles vite mais travailler avec toi aura été tellement enrichissant que je ne regrette pas avoir sacrifié certains entraînements pour pouvoir faire certaines corrections d'articles et de thèse qui au début me gonflait vraiment mais qui après coup m'ont donné la fierté de ce que j'ai accompli.

Je remercie tous les membres du jury d'avoir accepté de relire et juger ce manuscrit qui essaye de résumer ces trois années de travail mais qui, comme tout manuscrit, ne reflète absolument pas toutes les heures de galères à régler les optiques ou pour essayer de résoudre les problèmes à la con avec les différents instruments comme les scopes. J'espère que malgré mon absence de talent rédactionnel vous apprécierez mon travail comme j'ai apprécié y participer.

Un grand merci à tous mes collègues à Bell Labs, j'ai trop peur d'en oublier donc je ne ferai pas vraiment une liste mais sachez que tous vos conseils et vos gestes m'ont aidé à avancer et à croire en moi jusqu'au bout. Parfois, un simple regard a suffi à me redonner l'espoir de multiplexer ces foutus modes. Je voulais particulièrement remercier Christian avec qui j'ai beaucoup travaillé sur le SDM et qui m'a toujours rassuré et eu les mots justes quand je commençais à me perdre sur les manip. Bien sûr, je dois évidemment remercier Max, mon maître de stage quand j'étais encore tout frais à Alcatel-Lucent et qui m'a appris énormément de choses. Grâce à ta gentillesse et ta patience, tu as su répondre à toutes mes questions pour me donner une autonomie précieuse, surtout à partir du moment où tu es parti pour les US ! Evidemment, il fallait aussi que je parle des matchs de frisbee et de foot qui m'ont toujours rappelé la chance d'avoir des collègues comme j'ai eu et avec qui j'avais l'opportunité de dépenser mon trop plein d'énergie (oui, parce que ce n'est pas avec des réglages optiques qu'on consomme beaucoup).

Je remercie également tous les partenaires avec qui j'ai eu des discussions très enrichissantes et avec qui j'ai parfois partagé les douleurs et les joies liées au travail expérimental. Je pense notamment à Guillaume Labroille dont le souvenir de l'obtention d'un

mode LP21 à peu près correct restera dans ma mémoire et Guillaume Le Cocq avec qui les manip sur l'amplificateur m'ont permis d'atteindre les objectifs en termes de diaphonie alors que c'était pas gagné. Les échanges avec Pierre, Marianne, Hélène de Prysman et Aurélien de Kyliia m'ont aussi vraiment enrichi et m'ont vraiment fait avancer sur de nombreux sujets.

J'espère que le travail que j'ai réalisé avec vous tous vous servira à développer les réseaux de demain avec du SDM même si aujourd'hui il reste encore beaucoup de boulot ☺.

Merci à ma famille et mes amis grâce à qui j'ai pu penser à autre chose que les réglages optiques (plutôt bières, sport et zic), notamment les potes qui faisaient aussi une thèse et avec qui j'ai compris que je n'étais pas seul. Merci à l'ASS Fresnes, cette grande famille avec qui j'ai passé des moments inoubliables pendant ces trois ans. Merci aux potes de Xmas Socks, jouer avec vous est toujours un plaisir surtout après une journée de galère dans le labo. Un énorme merci à Marie, tu m'as soutenu à fond pendant toute la rédaction de la thèse, tu as supporté mes coups de mou (chelou comme phrase mais je laisse^^, je parle du point de vue moral, évidemment) et tu m'as bien bougé quand j'avais trop la flemme. Je t'aime <3

Merci à tous ceux et toutes celles que j'ai oublié et dieu sait s'il y en a.

Enfin, merci à la SNCF car les heures passées dans les trains ont été les moments où j'ai été le plus efficace dans toute la période de rédaction.

Liste des acronymes

Acronyme	Signification (anglais)	Signification (français)
ADC	Analog to Digital Converter	Convertisseur analogique-numérique
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Emission spontanée amplifiée
AWG	Arrayed Waveguide Grating	Réseau de guides d'onde alignés
BER	Bit Error Rate	Taux d'erreur binaire
BPP	Binary Phase Plate	Lame de phase binaire
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Modulation de phase binaire
DAC	Digital to Analog Converter	Convertisseur numérique-analogique
Demux	Demultiplexer	Demultiplexeur
DMGD	Differential Mode Group Delay	Délai de groupe modal différentiel
DSP	Digital Signal Processing	Traitement numérique du signal
EDF	Erbium Doped Fiber	Fibre dopée Erbium
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre dopée Erbium
FEC	Forward Error Correction	Correction d'erreur directe
FM-EDF	Few-Mode Erbium Doped Fiber	Fibre dopée Erbium faiblement multimode
FM-EDFA	Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificateur à fibre dopée Erbium faiblement multimode
FMF	Few-Mode Fiber	Fibre faiblement multimode
LP	Linearly Polarized	Linéairement Polarisé
MCF	Multi-Core Fiber	Fibre multicoeur
MCVD	Modified Chemical Vapor Deposition	Déposition par vapeur chimique modifiée
MDG	Mode Dependent Gain	Gain modal différentiel
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Multiple entrées multiple sorties
MPLC	Multi-Plane Light Converter	Convertisseur multiplan
Mux	Multiplexer	Multiplexeur
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulateur Mach-Zehnder
NF	Noise Factor / Noise Figure	Facteur de bruit
OOK	On-Off Keying	Modulation tout ou rien

OSA	Optical Spectrum Analyzer	Analyseur de spectre optique
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Rapport signal à bruit optique
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Modulation d'amplitude
PDM	Polarisation Division Multiplexing	Multiplexage de polarisation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulation d'amplitude et phase
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Modulation de phase en quadrature
SDM	Spatial Mode Multiplexing	Multiplexage de mode spatial
SMF	Single Mode Fiber	Fibre monomode
TF	Fourier Transform	Transformée de Fourier
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage de longueur d'onde
XT	Crosstalk	Diaphonie

Sommaire

Remerciements	2
Liste des acronymes	4
Sommaire	6
Introduction	8
1. Le multiplexage de mode spatial.....	14
1.1. Détermination des modes spatiaux	16
1.1.1. Structure de la fibre optique	16
1.1.2. Equation de propagation.....	17
1.1.3. Modes linéairement polarisés	21
1.2. La diaphonie	28
1.2.1. Définition de la diaphonie	28
1.2.2. Matrice de couplage et de diaphonie.....	29
1.2.3. Calcul de la matrice de diaphonie d'un système	31
1.3. Influence de la diaphonie sur la qualité de transmission	33
1.3.1. Principe général de transmission par fibre optique	33
1.3.2. Taux d'erreur binaire et facteur de qualité	36
1.3.3. Dégradation de la qualité de transmission par la diaphonie.....	39
1.4. Mise en œuvre du multiplexage de mode spatial	41
1.4.1. Extraction des données.....	41
1.4.2. Les différentes technologies de fibre pour le multiplexage de mode spatial	47
Résumé du chapitre 1	52
2. Le multiplexage de mode avec faibles couplages	54
2.1. Multiplexeur de modes spatiaux à faible diaphonie	57
2.1.1. Multiplexeur basé sur les lames de phase binaires.....	57
2.1.2. Multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan	69
2.1.3. Comparaison des différents multiplexeurs	79
2.2. La fibre faiblement multimode	83
2.2.1. Description de la fibre faiblement multimode.....	83
2.2.2. Diaphonie et pertes de la fibre faiblement multimode	84
2.2.3. Passages en espace libre et soudures.....	91
2.2.4. Influence des courbures de la fibre faiblement multimode	102
2.3. Transmissions multimodes non amplifiées.....	106
2.3.1. Estimation du débit maximal dans les transmissions multimodes non amplifiées	106
2.3.2. Transmission bi-directionnelle de six modes spatiaux sur 40 km.....	110
2.3.3. Transmission de deux modes spatiaux en temps réel avec un transpondeur commercial	117
Résumé du chapitre 2	120
3. Amplification multimode	121
3.1. Principe de l'amplificateur à fibre dopée erbium	122
3.1.1. Principe général.....	122
3.1.2. Enjeux dans la conception d'un amplificateur multimode.....	126
3.2. Amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode	128
3.2.1. La fibre dopée erbium faiblement multimode.....	129
3.2.2. Montage optique.....	131

3.2.3. De l'importance de la diaphonie dans l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode	136
3.2.4. Mesure de gain et de facteur de bruit	140
3.2.5. Influence du nombre de modes amplifiés	141
3.3. Transmissions multimodes amplifiées.....	144
3.3.1. Estimation des distances maximales de transmission de plusieurs modes spatiaux faiblement couplés	144
3.3.2. Transmissions de cinq modes sur une distance de 80 km avec un amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode	145
Résumé du chapitre 3	149
Conclusion.....	150
Bibliographie	153
Table des illustrations.....	162
Table des tableaux	166

Introduction

A l'heure où les réseaux sociaux et les outils multimédias sont omniprésents, internet est devenu le principal outil pour communiquer, s'informer ou se divertir. Son utilisation étant de plus en plus répandue et courante, le flux de données à travers le monde est croissant. Une étude menée par l'entreprise Cisco prévoit une augmentation du trafic internet annuel mondial de 23% dans les prochaines années pour atteindre 168 exaoctets par mois en 2019 [1]. Dans le but de transmettre correctement les données numériques, le débit des équipements installés doit évidemment suivre cette demande. Historiquement, le transfert des données numériques était d'abord assuré par des câbles électriques mais leur capacité en termes de débit est devenue insuffisante pour répondre aux besoins croissants. A partir des années 70, la fibre optique, grâce à sa bande passante importante, s'est imposée comme le principal support des réseaux de télécommunication entre les continents, les pays, les villes ou les centres de données (ou data centers en anglais). Aujourd'hui, la fibre optique est même de plus en plus installée directement dans les habitations pour répondre à la demande de débit des particuliers.

Les infrastructures de télécommunication par fibre optique doivent néanmoins s'adapter à l'augmentation de la demande en termes de débit. Une première solution est d'installer des systèmes supplémentaires dont les technologies sont proches de celles des systèmes actuels. La maîtrise et l'optimisation des différents équipements permet une diminution du coût de la nouvelle ligne installée comparée aux précédentes. Une solution alternative est le déploiement de systèmes à plus haut débit dans le but de minimiser le nombre d'équipements dans la ligne de transmission. Par exemple, l'installation d'une fibre à un débit n fois plus élevé permet de diviser par n le nombre de fibres et d'amplificateurs comparé à l'installation de n systèmes en parallèle. Cette économie réduit potentiellement le coût total de la ligne de transmission. Néanmoins, le déploiement d'un système à plus haut débit nécessite un travail de recherche pour le développement d'innovations et de nouveaux équipements permettant de transmettre les données à un débit plus important dans une seule fibre optique.

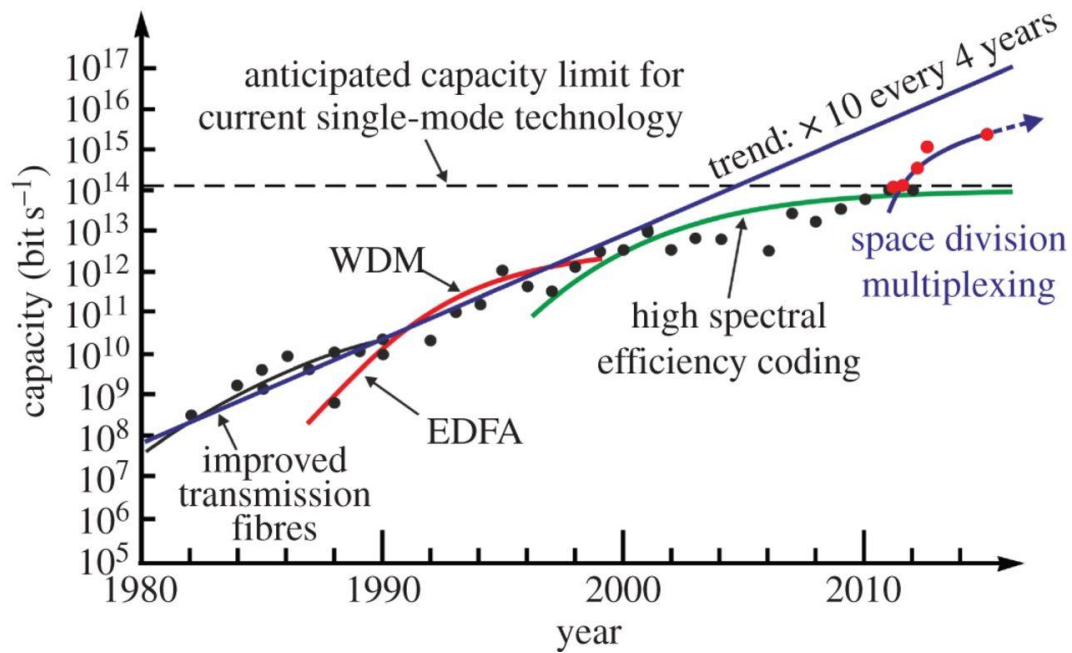


Figure 1 : Evolution du débit dans une fibre optique sur ces 35 dernières années [2]. WDM : multiplexage de longueur d'onde, EDFA : amplificateur à fibre dopée erbium

Jusqu'à présent, de nombreuses innovations ont permis un accroissement significatif du débit maximum transmissible dans une fibre optique. Sur la Figure 1 [2], la représentation des records de débit transmis dans une fibre optique sur ces 35 dernières années indique une multiplication par 10 tous les 4 ans. Dans les années 80, cette tendance a pu être vérifiée avec l'amélioration des procédés pour la fabrication des fibres pour notamment diminuer les pertes de puissance optique lors de la propagation dans celles-ci. Dans les années 90, l'accroissement du débit dans une fibre optique s'est fait grâce à l'avènement des amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFA en anglais pour Erbium Doped Fiber Amplifier) couplé au développement de la technique du multiplexage en longueur d'onde (WDM en anglais pour Wavelength Division Multiplexing) dont le principe consiste en la transmission de plusieurs canaux de longueurs d'onde différentes dans une même fibre optiques. Cela permet une multiplication du débit par le nombre de canaux de longueurs d'onde transmis dans la ligne de transmission. Afin d'augmenter le plus possible le débit dans la fibre optique, le but est ici d'envoyer des signaux dans une bande de fréquence la plus importante possible. La bande de longueur d'onde la plus courante s'étend de 1530 à 1560 nm et est appelée la bande C. Elle correspond à la fois à de faibles pertes dans la fibre en silice et à une amplification efficace par l'amplificateur à fibre dopée erbium, très répandu dans les réseaux de télécommunication actuels. Pour des transmissions à un débit encore plus important, plusieurs canaux de la bande L s'étendant de 1560 nm à 1610 nm peuvent être aussi transmis.

Dans les années 90, le multiplexage de polarisation a montré la possibilité de doubler le débit dans les fibres optiques [3]. En parallèle, la recherche de format de modulation plus efficace a aussi permis une augmentation du débit dans les fibres optiques [4]. Il a fallu attendre les années 2000 pour une mise en œuvre efficace de ces deux techniques avec l'émergence de la détection cohérente [5]. Ce type de système est aujourd'hui largement répandu dans les systèmes à très haut débit, notamment dans les réseaux sous-marins [6].

En 2010, René-Jean Essiambre fait dans [7] l'analyse de plusieurs scénarii de la continuation de l'augmentation du débit dans les fibres optiques dans les années à venir. Il montre que les techniques actuelles ne permettent plus une augmentation importante du débit dans une seule fibre optique à cause de l'existence d'une limite appelée limite de Shannon non linéaire. L'augmentation du débit dans la fibre passe donc par le développement de nouveaux moyens de transporter plus efficacement l'information dans la fibre optique. Une des solutions est d'exploiter la dimension spatiale par le multiplexage de mode spatial [8] [9] dont le principe est représenté sur la Figure 2.

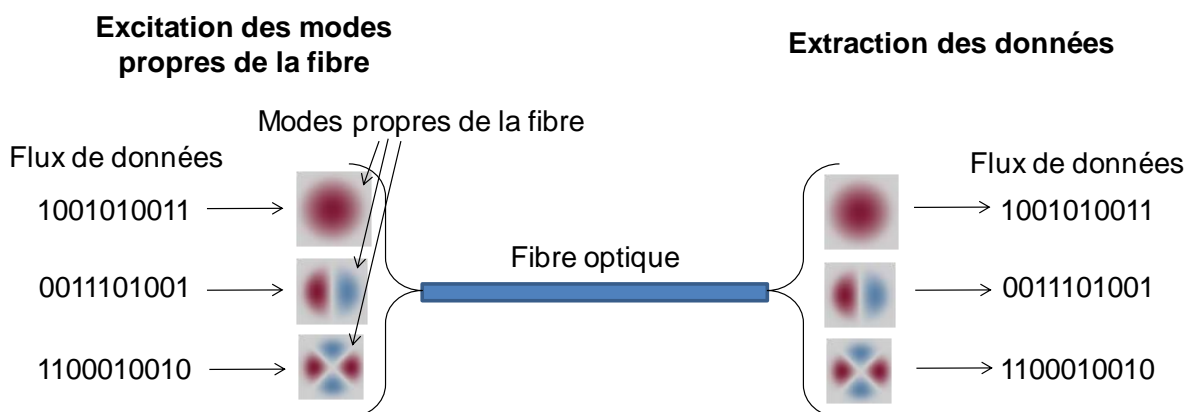


Figure 2 : Principe du multiplexage de mode spatial

Le multiplexage de mode spatial consiste en la transmission de plusieurs séries de données indépendantes codées dans les différents modes spatiaux de la fibre optique, un mode spatial étant une solution de l'équation de propagation. De façon similaire au multiplexage en longueur d'onde, le débit total transmis dans la fibre est ainsi la somme du débit de tous les canaux de données. Il s'agit d'une technique connue depuis plus d'une trentaine d'années [10] mais sa mise en œuvre restait trop difficile à l'époque comparé aux autres techniques en développement. A partir de l'année 2011, l'utilisation de la technique numérique MIMO pour les transmissions par fibre optique avec plusieurs modes spatiaux a permis la mise en

évidence de la faisabilité de la technique du multiplexage de mode spatial avec deux et trois modes [11] [12] [13]. Etant donné un meilleur potentiel économique de cette technique lorsque le nombre de modes transmis est plus important, les démonstrations de transmission de données utilisant cette technique ont fait intervenir de plus en plus de modes spatiaux avec d'abord cinq modes à la fin de l'année 2011 [14] ou six modes en 2012 [15] pour atteindre aujourd'hui jusqu'à quinze modes [16]. En parallèle s'est aussi développé les transmissions dans les fibres multi-cœurs [17] où l'architecture des fibres est différente mais où le principe de la transmission reste très similaire. La principale difficulté de mise en œuvre du multiplexage de mode spatial concerne le couplage entre les différents modes spatiaux impliquant une attention particulière pour l'extraction de l'information contenu dans chacun des modes après la transmission. Deux stratégies se sont ainsi révélées : la première, dite approche de modes couplés, extrait l'information contenue dans les modes spatiaux uniquement à l'aide d'un traitement numérique complexe [18] alors que la seconde appelée approche de modes faiblement couplés utilise une méthode hybride avec un système optique avec peu de couplages entre modes spatiaux suivi d'un traitement numérique plus simple que le précédent [19].

Ce manuscrit présente ma contribution pour le développement du multiplexage de mode spatial utilisant l'approche de modes faiblement couplés. Mon travail se concentre sur la propagation de modes spatiaux dans les fibres multimodes plutôt que dans les fibres multi-cœurs. Ces choix ont été motivés par la plus grande simplicité de ces approches en termes de technologie de fabrication de fibre optique et de traitement numérique. Néanmoins, de nombreux défis technologiques concernent les systèmes optiques utilisés pour la transmission de données afin de minimiser les couplages entre les différents modes spatiaux.

Dans un premier chapitre, je décris le principe général des transmissions dans le cadre du multiplexage de mode spatial. La première tâche est d'exprimer l'équation de propagation de la fibre optique afin de définir les modes spatiaux, notamment les modes linéairement polarisés correspondant à une base de mode propres de la fibre optique. Ensuite, le phénomène de diaphonie correspondant au couplage entre les différents modes spatiaux et son influence dans la transmission de données est expliqué. Afin de quantifier son influence sur la qualité de transmission, je rappelle le principe de transmission de données dans les réseaux de télécommunication actuels ainsi que les éléments supplémentaires nécessaires à la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial. Je présente le modèle utilisé pour prendre en compte

la diaphonie dans le calcul théorique de la qualité de transmission en présence de diaphonie. Enfin, je détaille les principales façons de mettre en œuvre le multiplexage de mode spatial dans les fibres multimodes et dans les fibres multi-cœurs.

Dans le deuxième chapitre, je présente ma contribution dans la caractérisation et l'amélioration de deux équipements nécessaires à la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial : le multiplexeur de mode spatial et la fibre multimode. Chaque élément est optimisé indépendamment de façon à introduire le moins de diaphonie entre les modes spatiaux pour une meilleure qualité de transmission. Malgré tout, la diaphonie induite par chacun des éléments limite la distance de transmission possible avec la technique du multiplexage de mode spatial avec des modes faiblement couplés. Cette limitation est quantifiée et vérifiée sur les transmissions de données que j'ai réalisées durant ma thèse, notamment la transmission de six modes spatiaux sur une longueur d'onde à un débit de 100 Gbit/s par canal sur une distance de 40 km. Cette expérience démontre la première transmission de six modes spatiaux avec l'approche de modes faiblement couplés. Cette approche faisant intervenir un traitement numérique peu complexe, j'ai aussi réalisé durant ma thèse la première transmission en temps réel de deux modes transportant un signal à très haut débit sur 20 km à l'aide de transpondeurs commerciaux, démontrant la possibilité de la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial avec des équipements d'émission et de détection existants.

Enfin, le troisième et dernier chapitre décrit l'amplificateur à fibre dopée erbium capable d'amplifier simultanément cinq modes spatiaux que j'ai conçu, monté et caractérisé durant ma thèse. Après un rappel de principe d'un l'amplificateur à fibre dopée erbium, j'expliquerai les différentes difficultés pour la conception d'un amplificateur pour la transmission multimode avec de faibles couplages entre modes. Je donnerai ensuite la description de l'amplificateur pour cinq modes spatiaux utilisé lors de ma thèse. L'importance de la prise en compte de la diaphonie pour une mesure de gain et de facteur de bruit d'un amplificateur est discutée. J'ai mis en place un montage expérimental spécifique, décrit dans ce chapitre, afin de mesurer la diaphonie d'amplificateur pour plusieurs modes spatiaux. Les performances que j'ai obtenues avec l'amplificateur à fibre dopée erbium pour cinq modes spatiaux sont ensuite présentées et permettent la démonstration de la première amplification simultanée de plus de trois modes spatiaux transportant un signal à très haut débit dans une fibre multimode. A partir de ces résultats, l'influence de l'utilisation de cet amplificateur est enfin étudiée dans le cadre une transmission de données, illustrée par la démonstration d'une

transmission amplifiée de cinq modes spatiaux, chacun transportant un signal de 100 Gbit/s, sur 80 km.

Ces travaux démontrent ainsi un potentiel de la technique du multiplexage de mode spatial avec l'approche de modes faiblement couplés pour des transmissions sur des distances inférieures à 200 km où des débits très importants sont nécessaires, comme les connexions inter data center.

1. Le multiplexage de mode spatial

Le but de ce premier chapitre est d'introduire les principales façons de mettre en œuvre le multiplexage de mode spatial pour la transmission de données et de comprendre pourquoi j'ai choisi l'approche dite « de modes faiblement couplés » lors de ma thèse.

Le multiplexage de mode spatial utilise les modes spatiaux de la fibre optique pour augmenter le débit dans la fibre optique. Il est ainsi nécessaire de donner la description des modes spatiaux dans un premier temps grâce au calcul de l'équation de propagation dont les solutions définissent les modes de la fibre optique. Un ensemble de modes formant une base de modes propres de la fibre optique est appelé les modes linéairement polarisés ou modes LP. Les propriétés opto-géométriques de la fibre déterminent le nombre de modes LP susceptibles de se propager dans la fibre et permettent de distinguer les fibres monomodes des réseaux actuels et les fibres multimodes nécessaires à la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial.

La propriété d'orthogonalité entre les modes LP permet l'extraction de l'information contenu dans chacun des modes après la transmission. Néanmoins, les imperfections de la fibre et d'alignement optique impliquent des couplages entre les différents modes. Cela définit le phénomène de diaphonie dont les définitions mathématiques sont données en détail dans la deuxième partie de ce chapitre. La notion de matrice de diaphonie utile pour la caractérisation d'une ligne de transmission est aussi expliquée dans cette partie.

Le phénomène de diaphonie dégrade la qualité de la transmission des données, limitant ainsi le débit sur chacun des modes spatiaux et la distance de transmission. Pour estimer l'influence de ce phénomène, la description du principe de transmission dans les fibres optiques est donnée dans la troisième partie. L'approximation désignant la diaphonie similaire à un bruit blanc gaussien additif me permet ensuite de quantifier la dégradation de la qualité de transmission des données en fonction du taux de diaphonie.

Enfin, les différentes façons de mettre en œuvre le multiplexage de mode spatial sont présentées par la description des principales transmissions utilisant la technique du multiplexage de mode spatial. Il est ainsi possible de distinguer deux catégories de transmission selon la façon dont les données sont extraites malgré le phénomène de diaphonie : l'approche de modes couplés et l'approche de modes faiblement couplés. D'autre

part, la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial peut être réalisée avec deux technologies différentes : par les fibres multimodes où les modes spatiaux de la fibre peuvent être décrits à partir des modes LP ou bien par les fibres multi-cœurs où les modes de chaque cœur se propage plus ou moins indépendamment en fonction de la géométrie de la fibre.

1.1. Détermination des modes spatiaux

1.1.1. Structure de la fibre optique

La structure d'une fibre optique standard est représentée sur la Figure 3. Il s'agit d'un empilement de milieux ayant une symétrie cylindrique dont les noms sont le cœur, la gaine, les différents revêtements et le câble. La propagation de la lumière se fait dans les milieux transparents constitués du cœur et de la gaine. L'indice de réfraction du cœur de la fibre est plus important que celui de la gaine de façon à faire propager la lumière essentiellement dans le cœur de la fibre. Le cœur et la gaine sont généralement constitués de silice dans les réseaux de télécommunication mais il peut aussi s'agir de plastique pour des transmissions très courtes distances [20] [21]. Pour modifier l'indice de réfraction du cœur par rapport à celui de la gaine dans les fibres en silice, il est possible d'intégrer des ions dans la structure vitreuse de la silice : cette opération définit la notion de dopage de la fibre optique. Par exemple, le dopage avec des ions dérivés d'atomes de germanium, d'aluminium, de phosphore ou de titane augmente l'indice de réfraction alors que le dopage avec des ions dérivés des atomes de bore ou de fluor diminue l'indice de réfraction [22]. La concentration de dopant permet de contrôler la différence d'indice optique de la silice. Les diamètres du cœur et de la gaine peuvent varier selon le type de fibre désiré. Les ordres de grandeur des valeurs de diamètre pour une fibre standard sont la dizaine de microns pour le cœur et la centaine de microns pour la gaine. Ensuite, les revêtements servent au renforcement de la fibre pour éviter qu'elle ne se casse à cause de courbures ou chocs. Leur nombre dépend de l'utilisation de la fibre. Par exemple, dans les expériences de laboratoire où peu de contraintes sont appliquées à la fibre optique, un faible nombre de revêtements est nécessaire. Enfin, le câble sert à la manipulation et à la protection de la fibre optique sur le terrain. Il peut aussi servir à insérer un ensemble de fils de cuivre autour de la fibre pour l'alimentation des amplificateurs de signal optique présents dans la ligne de transmission dans le cas des transmissions sous-marines. Le nombre de fibres optiques dans le câble peut être extrêmement variable. Par exemple, il peut y avoir 8 paires de fibre dans les câbles sous-marins mais ce nombre peut dépasser 1000 dans le cas de câbles terrestres. Le diamètre, la forme et la matière du câble peuvent être très différents selon l'utilisation de la fibre et le terrain sur lequel elle est utilisée.

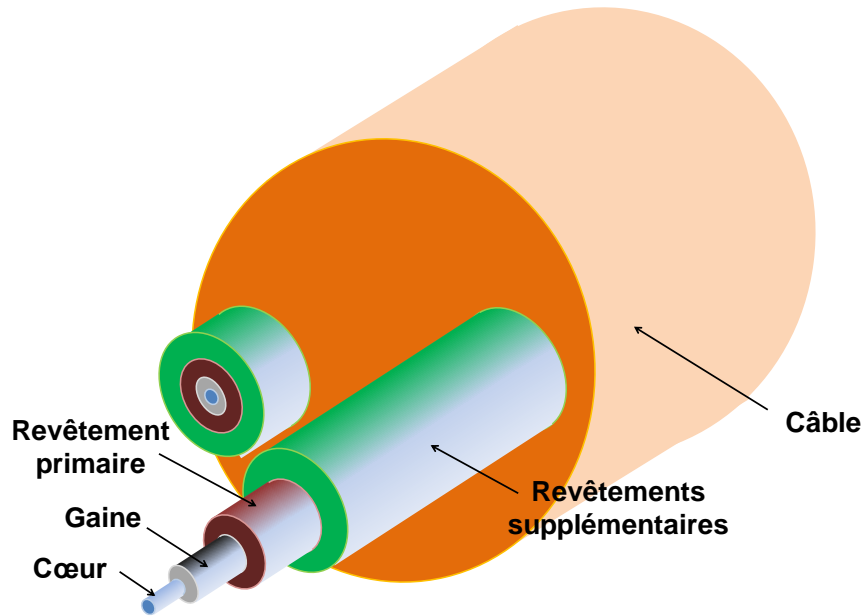


Figure 3 : Représentation de la structure d'un câble pour la transmission par fibre optique

1.1.2. Equation de propagation

L'équation de propagation décrit l'évolution de l'état de la lumière dans la fibre optique. Pour l'obtenir, il faut développer les équations de Maxwell et appliquer une approximation appelée approximation de faible guidage dont les conditions sont vérifiées par la fibre optique [23].

La lumière est une onde électromagnétique décrite par ses champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} ainsi que par les inductions électrique \vec{D} et magnétique \vec{B} . Ce sont des grandeurs vectorielles à composantes réelles variables dans le temps et l'espace. La fibre optique est considérée comme un milieu invariant par translation selon la direction z comme représenté sur la gauche de la Figure 4. Sur la partie droite de cette figure est aussi représenté le profil d'indice d'une fibre à saut d'indice étudiée dans cette partie.

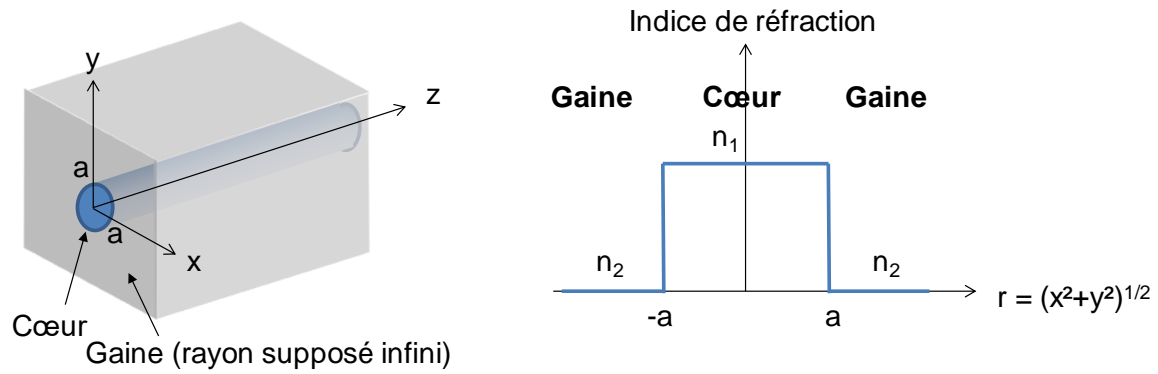


Figure 4 : Représentation de la fibre optique dans le repère choisi (à gauche) et profil d'indice de la fibre considérée (à droite)

Les équations de Maxwell appliquées à la fibre optique où il n'y a ni charge ni courant sont :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{\mathcal{E}} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\overrightarrow{Rot} \vec{\mathcal{H}} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2)$$

$$div \vec{D} = 0 \quad (3)$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (4)$$

La fibre optique est supposée être un milieu linéaire, isotrope, non conducteur et non magnétique. Les équations constitutives du milieu sont :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{\mathcal{H}} \quad (5)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{\mathcal{E}} = \epsilon_0 n^2(x, y, z) \vec{\mathcal{E}} \quad (6)$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} kg \cdot m \cdot A^{-2} \cdot s^{-2}$ et $\epsilon_0 = 8,84 \cdot 10^{-12} A^2 \cdot s^4 \cdot kg^{-1} \cdot m^{-3}$ sont les constantes de perméabilité et de permittivité du vide respectivement avec $\mu_0 \epsilon_0 c^2 = 1$. $n = \frac{c}{v}$ est l'indice de réfraction de la fibre optique avec c et v les vitesses de la lumière dans le vide et dans la fibre optique respectivement.

D'autre part, les opérateurs rotationnel, divergence et gradient vérifient l'équation :

$$\overrightarrow{Rot}[\overrightarrow{Rot} \vec{A}] = \overrightarrow{grad}(\text{div} \vec{A}) - \Delta \vec{A} \quad (7)$$

En associant les équations (1), (2), (3), (4), (5), (6) et (7), on obtient l'équation de propagation du champ électrique :

$$\Delta \vec{\mathcal{E}} - \varepsilon_0 \mu_0 n^2(x, y, z) \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial t} = \overrightarrow{grad}(\text{div} \vec{\mathcal{E}}) \quad (8)$$

La divergente du champ électrique n'est pas nulle puisque l'indice de la fibre optique n'est pas homogène. Elle se calcule à partir des équations (3) et (6) :

$$\text{div} \vec{\mathcal{E}} = -\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{grad} n^2) \cdot \vec{\mathcal{E}} \quad (9)$$

En combinant l'équation (9) dans l'équation (8), l'équation de propagation du champ électrique devient :

$$\Delta \vec{\mathcal{E}} + \overrightarrow{grad} \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{grad} n^2) \cdot \vec{\mathcal{E}} \right] - \varepsilon_0 \mu_0 n^2(x, y, z) \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}}{\partial t} = \vec{0} \quad (10)$$

L'équation de propagation du champ magnétique (12) est obtenue par un raisonnement similaire mais en utilisant la relation vectorielle (11) :

$$\overrightarrow{Rot}(n\vec{A}) = n\overrightarrow{Rot}(\vec{A}) + \overrightarrow{grad} n \times \vec{A} \quad (11)$$

$$\Delta \vec{\mathcal{H}} + \frac{1}{n^2} (\overrightarrow{grad} n^2) \times \overrightarrow{Rot} \vec{\mathcal{H}} - \varepsilon_0 \mu_0 n^2(x, y, z) \frac{\partial \vec{\mathcal{H}}}{\partial t} = \vec{0} \quad (12)$$

Dans le cas d'onde monochromatique de pulsation ω , les champs électrique et magnétique s'écrivent :

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y, z) \exp(-i\omega t) + \text{complexe conjugué} \quad (13)$$

$$\vec{\mathcal{H}}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y, z) \exp(-i\omega t) + \text{complexe conjugué} \quad (14)$$

La constante de propagation dans le vide de cette onde monochromatique est $k_0 = \frac{\omega}{c}$. Les équations de propagation peuvent ainsi s'écrire :

$$\Delta \vec{E} + k_0 n^2(x, y, z) \vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}} \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \cdot \vec{E} \right] \quad (15)$$

$$\Delta \vec{H} + k_0 n^2(x, y, z) \vec{H} = -\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \times \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} \quad (16)$$

Dans la suite, le détail des calculs est développé pour le champ électrique seulement en supposant une démarche similaire pour trouver les équations concernant le champ magnétique.

En décomposant le champ électrique ainsi que l'opérateur laplacien selon les composantes longitudinale et transverse, l'équation de propagation du champ électrique peut s'écrire :

$$(\Delta_T + \Delta_z)(\vec{E}_T + \vec{E}_z) + k_0 n^2(x, y, z)(\vec{E}_T + \vec{E}_z) = -\overrightarrow{\text{grad}} \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \cdot (\vec{E}_T + \vec{E}_z) \right] \quad (17)$$

L'indice de réfraction de la fibre optique est constant selon l'axe z comme on peut le voir sur la Figure 4, son gradient est donc orthogonal à \vec{E}_z :

$$(\Delta_T + \Delta_z)(\vec{E}_T + \vec{E}_z) + k_0 n^2(x, y, z)(\vec{E}_T + \vec{E}_z) = -\overrightarrow{\text{grad}} \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \cdot \vec{E}_T \right] \quad (18)$$

Soit β la constante de propagation longitudinale du champ. Ainsi, l'opérateur laplacien selon la direction z vérifie :

$$\Delta_z = \frac{d^2}{dz^2} = -\beta^2 \quad (19)$$

Il est possible de séparer cette équation en deux équations indépendantes relatives aux composantes transverse et longitudinale du champ :

$$(\Delta_T + k_0 n^2(x, y, z) - \beta^2) \vec{E}_T = -\overrightarrow{\text{grad}}_T \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \cdot \vec{E}_T \right] \quad (20)$$

$$(\Delta_T + k_0 n^2(x, y, z) - \beta^2) \vec{E}_z = -\overrightarrow{\text{grad}}_z \left[\frac{1}{n^2} (\overrightarrow{\text{grad}} n^2) \cdot \vec{E}_T \right] = \vec{0} \quad (21)$$

Dans l'approximation de faible guidage, c'est-à-dire quand les indices de cœur et de gaine sont très proches l'un de l'autre, le gradient dans la partie droite de l'équation (20) est négligeable et l'équation de propagation devient donc :

$$(\Delta_T + k_0 n^2(x, y, z) - \beta^2) \vec{E}_T = \vec{0} \quad (22)$$

Dans l'approximation de faible guidage, les composantes longitudinales des champs électrique et magnétique sont négligeables, l'équation (21) est donc vérifiée car $\vec{E}_z \cong 0$. La direction du champ électrique est ainsi désignée par le vecteur unitaire \vec{u}_T , de direction arbitraire mais orthogonale à l'axe de la fibre optique. Les champs électrique et magnétique s'écrivent donc :

$$\vec{E} = \psi(x, y) \exp(\pm i\beta z) \vec{u}_T \quad (23)$$

$$\vec{H} = \psi(x, y) \exp(\pm i\beta z) (\vec{u}_z \times \vec{u}_T) n \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \quad (24)$$

Les champs décrits par cette notation ont une polarisation linéaire dans la direction \vec{u}_T . Le champ ayant une polarisation orthogonale est aussi solution de l'équation de propagation. Les modes de la fibre optiques sont donc dégénérés deux fois c'est-à-dire que chaque solution de l'équation de propagation sur une polarisation est associée à une autre solution ayant les mêmes caractéristiques de propagation mais ayant une polarisation orthogonale.

Enfin, l'équation de propagation scalaire dans le cas du faible guidage s'écrit :

$$(\Delta_T + k_0 n^2(x, y, z) - \beta^2) \psi(x, y) = 0 \quad (25)$$

1.1.3. Modes linéairement polarisés

La fibre optique est un milieu où les indices de cœur et de gaine sont très proches, l'approximation de faible guidage est ainsi respectée. L'équation (25) décrit donc la propagation de la lumière dans la fibre optique, les solutions de cette équation sont appelées modes de la fibre optique. Etant donné la symétrie circulaire de la fibre optique, la résolution de l'équation de propagation en coordonnées cylindriques est tout à fait adaptée :

$$\frac{\partial^2 \psi(r, \phi)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \psi(r, \phi)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \psi(r, \phi)}{\partial \phi^2} + [k_0^2 n^2(r) - \beta^2] \psi(r, \phi) = 0 \quad (26)$$

Les solutions recherchées sont de la forme :

$$\psi(r, \phi) = R(r) \Phi(\phi) \quad (27)$$

L'équation résultante est donc :

$$\frac{r^2}{R} \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{r}{R} \frac{dR}{dr} + r^2 [k_0^2 n^2(r) - \beta^2] = -\frac{1}{\Phi} \frac{d^2 \Phi}{d\phi^2} \quad (28)$$

Les termes de gauche et de droite de l'équation (28) dépendent respectivement de la seule variable r et ϕ . Cette égalité est vérifiée pour toutes valeurs de ces variables et d'autre part la fibre optique étant un milieu circulaire, les solutions sont 2π périodiques. Il est ainsi possible d'écrire :

$$\frac{1}{\Phi} \frac{d^2 \Phi}{d\phi^2} = \text{constante} = -l^2 \quad (29)$$

La constante l est un entier positif car $\Phi(\phi)$ est une fonction périodique de période 2π . En conclusion, deux équations indépendantes peuvent être écrites :

$$\frac{r^2}{R} \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{r}{R} \frac{dR}{dr} + r^2 [k_0^2 n^2(r) - \beta^2] = l^2 \quad (30)$$

$$\frac{d^2 \Phi}{d\phi^2} + l^2 \Phi = 0 \quad (31)$$

L'équation (31) est facilement résolue. Dans le cas où l est supérieur à un, les deux solutions indépendantes sont :

$$\Phi(\phi) = \cos(l\phi) \text{ ou } \Phi(\phi) = \sin(l\phi) \quad (32)$$

Dans le cas où l est nul, alors Φ est constant et égal à un.

L'équation (30) est résolue dans le cas d'une fibre à saut d'indice dont le rayon de cœur est égal à a et les indices du cœur et de la gaine sont n_1 et n_2 respectivement. Les notations prises par la suite pour simplifier les équations sont :

$$\text{La fréquence normalisée :} \quad V = k_0 a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (33)$$

$$\text{La constante de propagation transverse dans le cœur :} \quad \alpha^2 = k_0^2 n_1^2 - \beta^2 \quad (34)$$

$$\text{La constante de propagation transverse dans la gaine :} \quad \kappa^2 = \beta^2 - k_0^2 n_2^2 \quad (35)$$

$$\text{Leur valeur normalisée :} \quad u = \alpha a \text{ ou } v = \kappa a \quad (36)$$

L'équation (30) a ainsi deux formes différentes si elle est résolue dans le cœur ou dans la gaine :

$$\text{Dans le cœur :} \quad \frac{r^2}{R} \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{r}{R} \frac{dR}{dr} + (u^2 \frac{r^2}{a^2} - l^2) R = 0 \quad (37)$$

$$\text{Dans la gaine :} \quad \frac{r^2}{R} \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{r}{R} \frac{dR}{dr} - (v^2 \frac{r^2}{a^2} - l^2) R = 0 \quad (38)$$

Les solutions de ces équations sont les fonctions de Bessel pour le cœur et les fonctions de Bessel modifiées pour la gaine. Les solutions correspondant à des fonctions divergentes n'ont pas de sens physiques et sont écartées. Les fonctions de Bessel J_l dans le cœur et les fonctions de Bessel modifiée K_l dans la gaine sont donc retenues.

D'autre part, les équations de Maxwell (4) et (5) impliquent une continuité des champs électrique et magnétique au niveau de l'interface cœur-gaine. De plus, l'équation (2) permet d'écrire :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{\mathcal{E}} = -i\omega\mu_0 \vec{\mathcal{H}} \quad (39)$$

Cette relation implique la continuité de la dérivée normale du champ électrique au niveau de cette même interface. Ainsi, il existe deux conditions de continuité pour $r = a$: continuité de ψ et de $\frac{\partial \psi}{\partial r}$.

En introduisant la condition de continuité de $\psi(r, \phi)$ au niveau de la transition entre le cœur et la gaine de la fibre optique, les différentes solutions globales notées $\psi_l(r, \phi)$ pour chaque valeur de l sont :

$$\text{Dans le cœur : } \psi_l(r, \phi) = A J_l\left(u \frac{r}{a}\right) \cos l\phi \text{ ou } \psi_l(r, \phi) = A J_l\left(u \frac{r}{a}\right) \sin l\phi \quad (40)$$

$$\text{Dans la gaine : } \psi_l(r, \phi) = A \frac{J_l(u)}{K_l(v)} K_l\left(v \frac{r}{a}\right) \cos l\phi \text{ ou } \psi_l(r, \phi) = A \frac{J_l(u)}{K_l(v)} K_l\left(v \frac{r}{a}\right) \sin l\phi \quad (41)$$

A est une constante dépendante de la puissance de l'onde électromagnétique. De même qu'avec les polarisations, les deux champs électromagnétiques en sinus et cosinus ont des caractéristiques de propagation identiques et sont solutions de l'équation de propagation, ils correspondent ainsi à des modes dégénérés. En comptant la dégénérescence selon la polarisation expliquée à la fin de la section précédente, les modes où $l = 0$ sont dégénérés deux fois et les modes avec $l \geq 1$ sont dégénérés quatre fois.

D'autre part, la condition de continuité de la dérivée normale de ψ_l au niveau de la transition entre le cœur et la gaine de la fibre optique peut s'écrire :

$$\frac{dJ_l(u)}{dr} \frac{u}{J_l(u)} = \frac{dK_l(v)}{dr} \frac{v}{K_l(v)} \quad (42)$$

Il existe une relation liant la fonction de Bessel d'ordre l avec sa dérivée et les ordres $l + 1$ ou $l - 1$ de cette fonction :

$$\pm u \frac{dJ_l(u)}{dr} = lJ_l(u) - uJ_{l\pm 1}(u) \quad (43)$$

$$\pm v \frac{dK_l(v)}{dr} = lK_l(v) \mp vK_{l\pm 1}(v) \quad (44)$$

En divisant les deux dernières équations par $J_l(u)$ et $K_l(v)$ respectivement et en utilisant la relation résultante, l'équation (42) devient alors :

$$u \frac{J_{l\pm 1}(u)}{J_l(u)} = \pm v \frac{K_{l\pm 1}(v)}{K_l(v)} \quad (45)$$

En introduisant la grandeur $b = \frac{\beta^2 - n_2^2}{n_1^2 - n_2^2}$ appelée la constante de propagation longitudinale normalisée, directement reliée à la constante de propagation β du mode, et la fréquence normalisée V définie dans l'équation (33), il est possible de remplacer u et v dans l'équation de continuité par les expressions :

$$u = \frac{V}{2} \sqrt{1-b} \quad (46)$$

$$v = \frac{V}{2} \sqrt{b} \quad (47)$$

Les deux relations de continuité donnent donc :

$$\text{Pour } l \geq 1 \quad V\sqrt{1-b} \frac{J_{l-1}\left(\frac{V}{2}\sqrt{1-b}\right)}{J_l\left(\frac{V}{2}\sqrt{1-b}\right)} = -V\sqrt{b} \frac{K_{l-1}\left(\frac{V}{2}\sqrt{b}\right)}{K_l\left(\frac{V}{2}\sqrt{b}\right)} \quad (48)$$

$$\text{Pour } l = 0 \quad V\sqrt{1-b} \frac{J_1\left(\frac{V}{2}\sqrt{1-b}\right)}{J_0\left(\frac{V}{2}\sqrt{1-b}\right)} = V\sqrt{b} \frac{K_1\left(\frac{V}{2}\sqrt{b}\right)}{K_0\left(\frac{V}{2}\sqrt{b}\right)} \quad (49)$$

Pour chaque valeur de l , il existe un nombre limité de solutions b vérifiant la relation de continuité précédente, dépendant de la valeur de la fréquence normalisée V . Chaque solution définit un mode non dégénéré de la fibre optique. Etant donné que la valeur de V dépend du diamètre du cœur ainsi que des indices de réfraction du cœur et de la gaine, le nombre de modes susceptibles de se propager est donc déterminé par les caractéristiques géométriques et optiques de la fibre optique.

Les modes de la fibre optique représentés par les équations (40) et (41) sont appelés les modes LP_{lm} pour linéairement polarisée et sont déterminés par la valeur de l correspondant au nombre de zéros par rotation de 180° autour de l'axe de la fibre et la valeur de m où $m - 1$ indique le nombre d'inversions du signe de la phase lorsque l'on s'éloigne du centre de la fibre optique. La particularité des modes LP est l'orthogonalité de ces modes entre eux, c'est-

à-dire un produit scalaire nul pour deux modes différents et égal à 1 pour deux modes identiques. Etant donné la description complète de tous les modes à partir des modes LP, l'ensemble des modes LP constitue une base orthonormée de la fibre optique. Le multiplexage de mode spatial utilise cette propriété afin d'envoyer autant de canaux de données que de modes spatiaux dans la fibre optique.

La représentation des premiers modes LP se trouve sur la Figure 5. La couleur rouge correspond à une phase nulle alors que la couleur bleue à une phase égale à π .

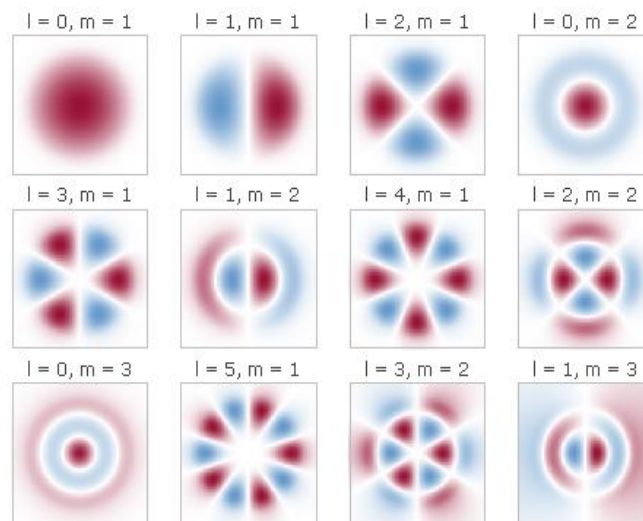


Figure 5 : Représentation de la distribution transverse d'amplitude des premiers modes LP [24]. Les zones rouges correspondent à une phase de 0 et les zones bleues à une phase égale à π .

Sur la Figure 6, les constantes de propagation normalisées de chaque mode LP sont représentées en fonction de la fréquence normalisée. Cette figure traduit aussi le nombre de modes guidés par la fibre optique en fonction de la fréquence normalisée donnée par l'équation (33). Lorsque la fréquence normalisée est inférieure à 2,4, seul le mode LP01, aussi appelé mode fondamental, est susceptible de se propager dans la fibre optique. Dans les réseaux actuels, les fibres optiques déployées pour les transmission très haut débit ont cette particularité de ne propager que le mode fondamental à la longueur d'onde 1550 nm et sont appelés fibres monomodes. Pour une fibre ayant une fréquence normalisée supérieure à 2,4, le mode LP11, dégénéré quatre fois, est aussi susceptible de se propager, la fibre devient alors multimode. Plus la fréquence normalisée a une valeur importante, plus il y a de modes susceptibles de se propager dans la fibre.

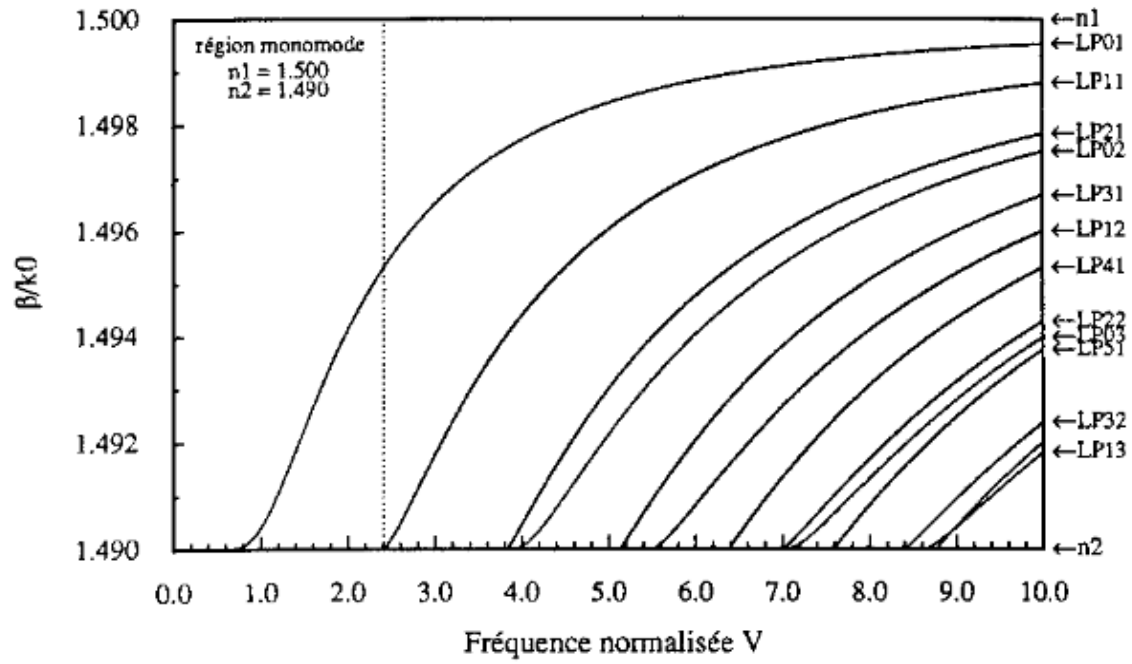


Figure 6 : Influence de la fréquence normalisée sur la valeur des constantes de propagation et du nombre de modes LP (la région monomode à gauche correspond à une fréquence normalisée où seul le mode LP01 est guidé) [23]

1.2. La diaphonie

1.2.1. Définition de la diaphonie

Par définition, la diaphonie est le phénomène de transfert d'énergie d'un premier signal sur un second. Dans le cas de transmission de plusieurs modes spatiaux où chaque mode porte une information différente, la diaphonie correspond ainsi au transfert d'énergie d'un mode spatial sur un autre suite au passage dans un système optique imparfait ou propagation dans la fibre possédant des imperfections de fabrication. La quantification de la diaphonie induite par plusieurs éléments est réalisée dans les prochains chapitres de cette thèse.

Mathématiquement, la diaphonie d'un mode i sur le mode j se calcule par l'expression :

$$XT_{mode_{i-j}} = \frac{P_{mode_{i-j}}}{P_{mode_{i-i}}} \quad (50)$$

où $XT_{mode_{i-j}}$ est la diaphonie du mode i vers le mode j , dans la suite de la thèse, ce terme sera appelé la diaphonie mode à mode, $P_{mode_{i-j}}$ est la puissance reçue par le mode j après passage dans l'élément optique considéré lorsque seul le mode i est envoyé avant celui-ci et $P_{mode_{i-i}}$ est la puissance reçue par le mode i lorsque seul ce mode est envoyé. La diaphonie mode à mode peut être calculée pour toutes les combinaisons de modes et l'ensemble de ces valeurs est caractéristique d'un élément de la ligne de transmission.

Dans le cadre de la transmission de données par le multiplexage de mode spatial, une grandeur caractéristique d'un système de transmission est la diaphonie modale calculée par l'expression [25] :

$$XT_{mode_i} = \frac{\sum_{j \neq i} P_{mode_{j-i}}}{P_{mode_{i-i}}} \quad (51)$$

Dans la formule (51), XT_{mode_i} est la diaphonie du mode i et $P_{mode_{j-i}}$ est la puissance reçue par le mode i après passage dans le système considéré lorsque seul le mode j est envoyé avant celui-ci et $P_{mode_{i-i}}$ est la puissance reçue par le mode i lorsque seul ce mode est envoyé.

Dans le cadre d'une transmission de données portées par un mode, la diaphonie modale permet d'estimer la dégradation de la qualité de transmission à cause du phénomène de diaphonie. La quantification de cette dégradation est donnée dans la partie 1.3.3.

1.2.2. Matrice de couplage et de diaphonie

Les modes LP décrits dans la partie 1.1.3 définissent une base orthonormée de la fibre optique. Ainsi, n'importe quel champ se propageant dans la fibre peut être décrit par un vecteur $A = [A_{01} \ A_{11a} \ A_{11b} \ A_{21a} \ A_{21b} \ \dots]^T$ où chaque élément correspond au produit scalaire entre le champ et un mode LP. Le champ électrique s'écrit alors $\vec{E}(r, \theta, z, \omega) = \sum_{l,m} A_{lm} * \vec{F}_{lm}(r, \theta, z, \omega)$ où \vec{F}_{lm} est le champ du mode propre LP_{lm} de la fibre [26].

Pour décrire la diaphonie induite pendant la transmission multimodale dans un élément optique, l'introduction de la matrice de couplage est utile. Soit C_e la matrice de couplage correspondant à cet élément optique, alors la transformation du champ optique correspondant est décrite par :

$$A_{out} = C_e * A_{in} \quad (52)$$

Où A_{out} et A_{in} correspondent aux vecteurs décrivant le champ électrique dans la base de modes LP de la fibre respectivement après et avant l'élément optique. L'avantage de cette représentation en matrice est l'obtention de la matrice de couplage d'un système de k éléments par le produit des matrices de couplage des k éléments :

$$C_s = \prod_{e=k}^{e=1} C_e = \begin{bmatrix} c_{s_01-01} & c_{s_11-01} & \dots & c_{s_uv-01} \\ c_{s_01-11} & c_{s_11-11} & \dots & c_{s_uv-11} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{s_01-uv} & c_{s_11-uv} & \dots & c_{s_uv-uv} \end{bmatrix} \quad (53)$$

$c_{s_lm-l'm'}$ est l'élément de la matrice de couplage correspondant au transfert d'énergie du mode LP_{lm} sur le mode LP_{l'm'}. Dans le cas d'un système sans pertes, cette matrice est unitaire et la somme des éléments d'une colonne est égale à 1. Il est possible d'avoir un raisonnement similaire avec la puissance plutôt qu'avec le champ électrique. Dans ce cas, la matrice de diaphonie D_s caractéristique du système étudié relie les puissances d'entrée et de sortie sur chacun des modes :

$$P_{out} = |A_{out}|^2 = D_s * P_{in} = \begin{bmatrix} d_{s_{01-01}} & d_{s_{11-01}} & \cdots & d_{s_{uv-01}} \\ d_{s_{01-11}} & d_{s_{11-11}} & \cdots & d_{s_{uv-11}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{s_{01-uv}} & d_{s_{11-uv}} & \cdots & d_{s_{uv-uv}} \end{bmatrix} * P_{in} \quad (54)$$

Où $P_{in/out} = [P_{in/out-LP01}, P_{in/out-LP11}, \dots]^t$ avec $P_{in/out-LP_{lm}}$ la puissance mesurée sur le mode LP_{lm} avant (in) ou après (out) le système. Les termes des matrices D_s et C_s sont reliés mathématiquement par la relation $d_{s_{lm-l'm'}} = |c_{s_{lm-l'm'}}|^2$ avec $d_{s_{lm-l'm'}}$ et $c_{s_{lm-l'm'}}$ les termes des matrices D_s et C_s respectivement correspondant au mode d'entrée LP_{lm} et au mode de sortie $LP_{l'm'}$. De même qu'avec la matrice de couplage, l'intérêt de cette description matricielle est que si n éléments optiques indépendants sont caractérisés par leur matrice de diaphonie, alors une ligne de transmission incluant tous ces éléments peut être décrite par la matrice de diaphonie D correspondant au produit des matrices de diaphonie D_s de chaque élément :

$$D = \prod_{s=n}^{s=1} D_s \quad (55)$$

Néanmoins, l'utilisation de la relation (55) plutôt que la relation (53) n'est possible que si la lumière traversant les différents éléments décrits par les matrices D_s est incohérente. Cette condition sera discutée plus en détail en fin de section. Les termes diagonaux de la matrice D sont les termes de pertes du système étudié alors que les termes non diagonaux correspondent aux termes de diaphonie entre modes.

$$D = \begin{bmatrix} d_{01-01} & d_{11-01} & \cdots & d_{uv-01} \\ d_{01-11} & d_{11-11} & \cdots & d_{uv-11} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{01-uv} & d_{11-uv} & \cdots & d_{uv-uv} \end{bmatrix} \quad (56)$$

De cette matrice, la diaphonie mode à mode (définie dans la partie 1.2.1 dans l'équation (50)) induite par le système peut facilement être calculée :

$$XT_{mode_{lm-l'm'}} = \frac{d_{lm-l'm'}}{d_{lm-lm}} \quad (57)$$

Où $XT_{mode_{lm-l'm'}}$ est la diaphonie du mode LP_{lm} au mode $LP_{l'm'}$ et $d_{lm-l'm'}$ est le terme de la matrice de couplage sur la ligne et la colonne correspondant au mode d'entrée LP_{lm} et de sortie $LP_{l'm'}$.

Il est intéressant de s'intéresser à la cohérence des signaux entre les différents modes spatiaux dans la fibre optique afin de définir la condition pour raisonner en termes de matrice de diaphonie plutôt que de matrice de couplage. Dans les systèmes de télécommunications actuels à très haut débit, la lumière est généralement modulée à une fréquence supérieure à 25 GHz. Cette valeur implique un élargissement du spectre à 25 GHz correspondant à un temps de cohérence de 40 ps. Or la fibre multimode que j'ai utilisé durant ma thèse a un différentiel de délai entre mode supérieur à 1 ps/m [27] (voir partie 2.2.1). Après un kilomètre de fibre, la cohérence entre les différents signaux est perdue et un raisonnement par les matrices de diaphonie est donc possible pour caractériser la ligne de transmission en considérant la concaténation de tronçons d'un kilomètre. Pour l'étude du multiplexeur-démultiplexeur de la partie 2.1, une source à grande largeur spectrale (émission spontanée amplifiée provenant d'un amplificateur à fibre dopée erbium) est utilisée afin de s'affranchir des problèmes de cohérence et une fibre de quelques mètres suffit à perdre la cohérence et à utiliser un raisonnement à partir des matrices de diaphonie afin de caractériser le multiplexeur.

1.2.3. Calcul de la matrice de diaphonie d'un système

Il est possible de calculer théoriquement chaque élément de la matrice de diaphonie d'un système si l'opération de transformation du champ à travers ce système est connue. Cette transformation peut être de nature très diverse, il peut s'agir par exemple de succession de transformées de Fourier avec application d'un masque de phase (dans la partie 2.1.1.2), d'une translation ou d'un déphasage non uniforme sur toute la surface (dans la partie 2.2.3). La base de modes propres de la fibre optique considérée sont les modes LP définis dans la partie 1.1.3.

En prenant à l'entrée du système le champ \vec{F}_{lm} du mode propre LP_{lm} , le champ sortant $\vec{F}_{out_{lm}}$ peut être calculé d'un côté grâce à une relation matricielle faisant intervenir la matrice recherchée D_s et d'un autre côté par une relation mathématique différente puisque la transformation est connue. Du point de vue matriciel, si seul le mode LP_{lm} est allumé en

entrée alors le vecteur d'entrée correspondant est $P_{in} = (0, \dots, 0, 1, 0 \dots 0)^t$ où seul l'élément correspondant au mode LP_{lm} est non nul. L'équation (54) donne alors :

$$P_{out} = D_s * P_{in} = \begin{bmatrix} d_{01-01} & d_{11-01} & \dots & d_{uv-01} \\ d_{01-11} & d_{11-11} & & d_{uv-11} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{01-uv} & d_{11-uv} & \dots & d_{uv-uv} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{lm-01} \\ \dots \\ d_{lm-lm} \\ \dots \\ d_{lm-uv} \end{bmatrix} \quad (58)$$

La projection sur la base des modes propres de la fibre optique du champ sortant $\vec{F}_{out_{lm}}$, trouvé grâce à l'autre relation mathématique, permet donc de trouver les éléments de la matrice de diaphonie du système. L'opération de projection sur chaque mode propre est le produit scalaire des deux modes et est calculée par la formule suivante [26] :

$$d_{lm-l'm'} = \left| \iint \vec{F}_{out_{lm}} * \vec{F}_{l'm'} dx dy \right|^2 \quad (59)$$

Où $\vec{F}_{out_{lm}}$ est le champ du mode propre de la fibre LP_{lm} après passage dans le système et $\vec{F}_{l'm'}$ correspond au champ du mode propre $LP_{l'm'}$ et $d_{lm-l'm'}$ est l'élément de la matrice de diaphonie correspondant au système étudié. Cette projection permet ainsi de déterminer les éléments de la matrice de couplage en calculant cette intégrale pour tous les modes de la fibre optique.

1.3. Influence de la diaphonie sur la qualité de transmission

1.3.1. Principe général de transmission par fibre optique

Afin d'estimer la dégradation de la qualité de la transmission par le phénomène de diaphonie, il est utile de rappeler le principe de la transmission des données à très haut débit dans les réseaux de télécommunication actuels. Une représentation de l'architecture d'une ligne de transmission est faite sur la Figure 7.

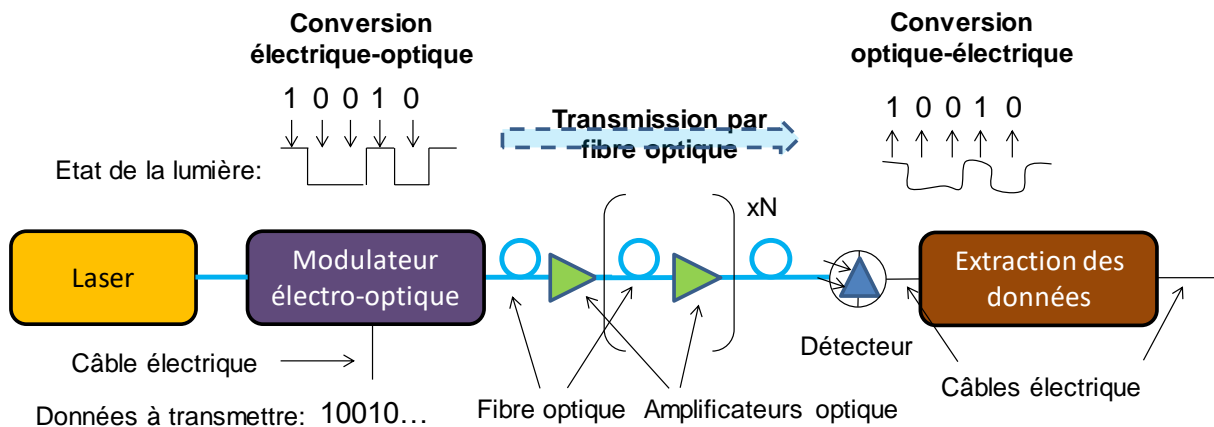


Figure 7 : Représentation d'une ligne de transmission par fibre optique

Du côté de l'émetteur, une source optique, s'agissant généralement d'une diode laser [28], émet un signal monochromatique. La lumière est ensuite modulée par un composant optoélectronique afin de faire du signal optique la porteuse de l'information. Par exemple, un modulateur IQ commandé par un convertisseur numérique-analogique (DAC pour Digital-Analog Converter en anglais) permet à la fois une modulation d'amplitude et de phase [29]. Il y a plusieurs façons de coder les données dans la lumière, définissant le format de modulation. Un exemple relativement simple à mettre en œuvre est le format tout ou rien (OOK pour On-Off Keying en anglais) où la présence et l'absence de lumière codent pour le bit 1 et 0 respectivement. Les exemples de format utilisés lors ma thèse sont les formats QPSK avec 4 niveaux de phase [30] et 16QAM avec 16 niveaux de phase et d'amplitude [31]. Chaque niveau code ainsi pour 2 ou 4 bit comme représenté sur les constellations de la Figure 8. La constellation est une représentation d'un signal optique sur un graphe avec la partie réelle en abscisse (ou en phase, noté I pour In-phase en anglais) et la partie imaginaire en ordonnée (ou en quadrature, noté Q). Les distorsions d'un signal changent la position des points correspondant à la représentation du signal dans la constellation et il existe ainsi plus

de probabilité d'erreur entre deux symboles voisins, plus proches en termes de phase et d'amplitude. Afin de minimiser les erreurs de décodage au niveau de la réception, deux symboles voisins ont seulement un bit de différence comme représenté sur la Figure 8.

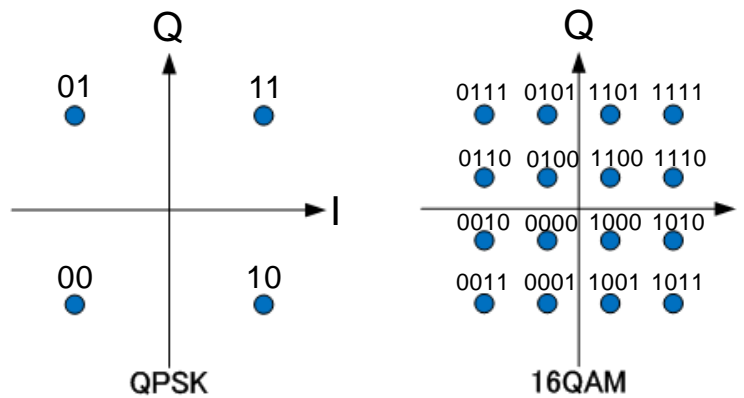


Figure 8 : Représentation des constellations des formats de modulation QPSK et 16QAM

Pour la mise en œuvre du multiplexage de polarisation où deux polarisations orthogonales de la fibre optique portent une information différente, les deux polarisations peuvent être excitées à l'aide d'un modulateur IQ commandé par un convertisseur numérique-analogique [29]. Un préfixe PDM est ajouté au nom du format de modulation lorsque le multiplexage de polarisation est aussi appliqué (par exemple, PDM-QPSK).

Après l'émetteur, le signal optique modulé est ensuite injecté dans la fibre optique où il se propage selon l'équation de propagation de la partie 1.1.2. Si nécessaire, des amplificateurs optiques (voir partie 3.1) amplifient le signal régulièrement afin de garder un niveau de signal suffisant pour pouvoir être correctement détecté à la fin de la transmission [32].

Enfin, le détecteur placé après la transmission dans la fibre optique permet de récupérer l'information encodé dans le signal optique. Pour les systèmes de transmission courte distance, un format de modulation assez simple tel que le format OOK est utilisé et une photodiode permet de détecter le niveau de signal à la fin de la transmission. Pour les transmissions longues à très haut débit, la modulation du signal optique fait intervenir l'intensité, la phase et la polarisation de la lumière comme les formats PDM-QPSK et PDM-16QAM et un système de détection appelé détecteur cohérent est utilisé [33].

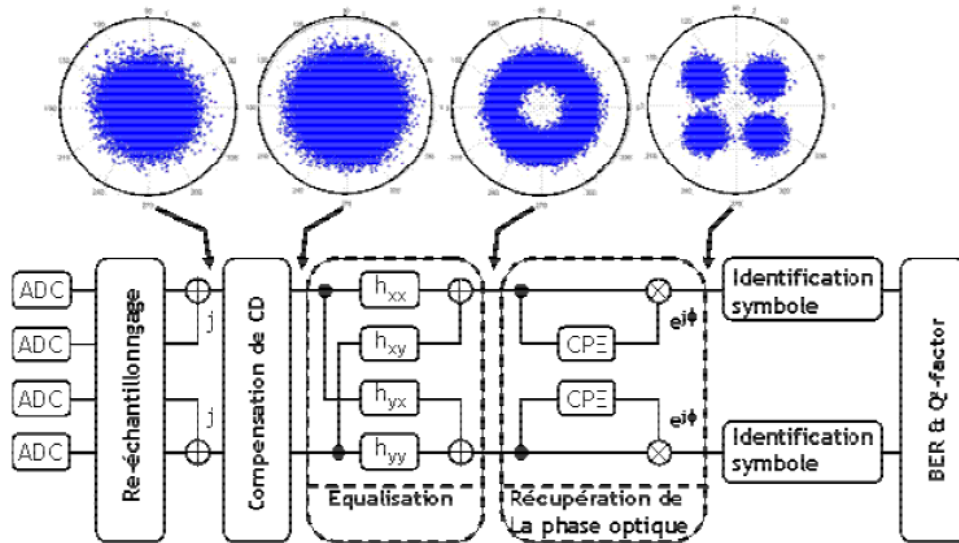


Figure 9 : Etapes du traitement numérique de la détection cohérente avec représentation de la constellation du signal numérisé à plusieurs étages [33]. ADC : Analog-Digital Converter (convertisseur analogue-numérique), CD : Chromatic Dispersion (dispersion chromatique), CPE : Carrier Phase Estimation (estimation de la phase de la porteuse), BER : Bit Error Rate (taux d'erreur binaire)

La détection cohérente fait intervenir dans un premier temps un système optique appelé mélangeur cohérent où le signal optique émergent de la fibre interfère avec un signal continu de longueur d'onde très proche appelé oscillateur local. Le mélangeur cohérent permet de détecter des signaux sur quatre photodiodes dont l'amplitude est liée directement à la phase et à l'amplitude du signal transmis pour deux polarisations orthogonales. Après numérisation de ces signaux, un traitement numérique en plusieurs étapes permet de récupérer les données transmises dans la fibre optique. La représentation de ces étapes et des constellations d'un signal QPSK à plusieurs étages est faite sur la Figure 9 et le détail du principe de la détection cohérente est donnée dans [33].

Pour le démultiplexage des polarisations (étape d'égalisation sur la Figure 9), le détecteur cohérent fait intervenir un système numérique appelé multiple entrées multiple sorties (MIMO pour Multiple Input Multiple Output en anglais) pour inverser de façon dynamique le phénomène de rotation de la polarisation lors de la transmission dans la fibre optique. Comme il sera expliqué dans la partie 1.4.1, dans le cas du multiplexage de mode spatial, ce système peut être adapté dans le but d'inverser les phénomènes de couplages entre plusieurs modes. Plus de détails seront donnés dans cette partie.

1.3.2. Taux d'erreur binaire et facteur de qualité

Lors de la transmission des données dans les systèmes de télécommunication, le signal optique subit de nombreuses perturbations provenant soit d'imperfections des composants utilisés, soit de phénomènes physiques. Une source de bruit importante provient des amplificateurs de la ligne de transmission. Ces amplificateurs émettent un signal d'émission spontanée amplifié (ASE pour Amplified Spontaneous Emission en anglais) s'ajoutant au signal utile. Pour évaluer la répartition entre le l'émission spontanée amplifiée et le signal utile, le paramètre utilisé est le rapport signal à bruit optique :

$$OSNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \quad (60)$$

Où $OSNR$ désigne le rapport signal à bruit optique, P_{signal} est la puissance optique du signal utile et P_{bruit} est la puissance optique du bruit d'émission spontanée amplifiée. Le rapport signal à bruit optique est généralement exprimé en décibel et normalisée dans une bande de fréquence correspondant à 0,1 nm.

D'autre part, la qualité de la transmission de données est quantifiée par le calcul du taux d'erreur binaire (Bit Error Rate ou BER en anglais) correspondant au ratio du nombre d'erreurs de bits décodés par le nombre total de bits transmis. Plus ce nombre est petit, plus la qualité de transmission est bonne. Evidemment, le bruit induit dans la ligne de transmission dégrade la qualité de transmission, en d'autres termes, une augmentation de la valeur du taux d'erreur binaire.

La qualité de transmission peut aussi se quantifier à l'aide d'un autre paramètre appelé le facteur Q. La formule mathématique reliant le taux d'erreur binaire au facteur Q est :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \text{ avec } \operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy \quad (61)$$

Le facteur Q est très couramment converti dans l'échelle logarithme pour obtenir le facteur de qualité Q^2_{dB} , obtenu par le calcul $Q^2_{dB} = 20 * \log(Q)$. Il s'exprime en décibel (dB) et plus la qualité de transmission est bonne, plus le facteur de qualité est grand (dans la suite, l'indice dB sera omis). La raison de l'utilisation relativement courante du facteur Q est la relation de proportionnalité avec le rapport signal à bruit optique (exprimé en dB) dans le cas

de l'utilisation des formats de modulation usuels. La Figure 10 représente le lien entre le facteur de qualité et le taux d'erreurs binaires.

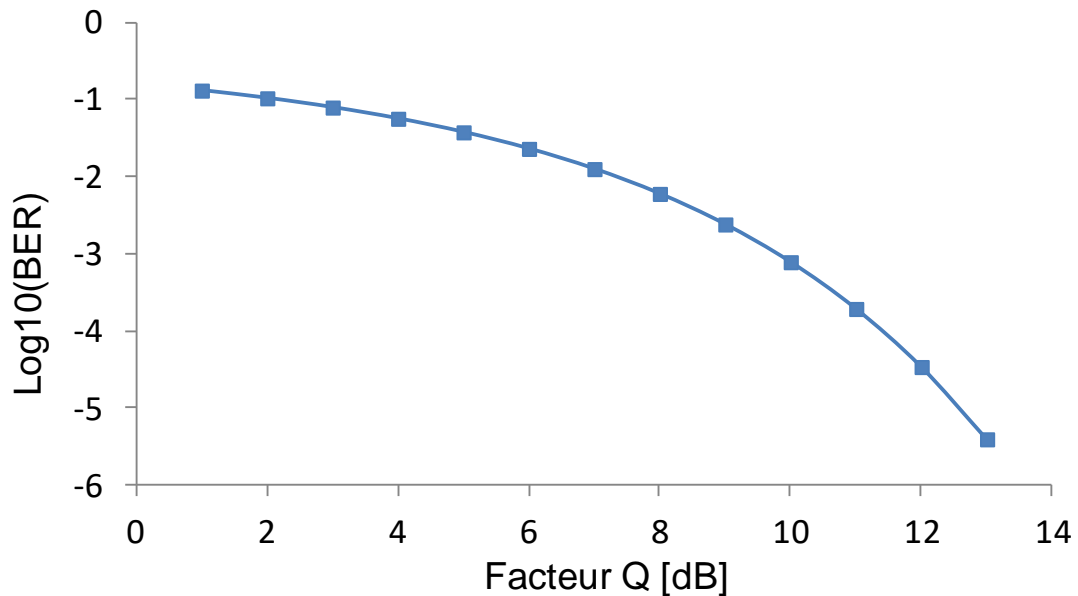


Figure 10 : Lien entre le facteur de qualité et le taux d'erreur binaire

Dans le cas où le bruit induit dans la ligne de transmission est blanc, additif et gaussien (AWGN pour Additive White Gaussian Noise en anglais), il est possible de trouver le lien entre le taux d'erreur binaire et le rapport signal à bruit optique pour les formats de modulation QPSK [34] [35] et 16QAM [36]. La Figure 11 représente l'exemple du lien entre le facteur Q^2 théorique et le rapport signal à bruit optique dans le cas du format QPSK et 16QAM à 32 Gbaud avec comme seule source de bruit l'émission stimulée amplifiée.

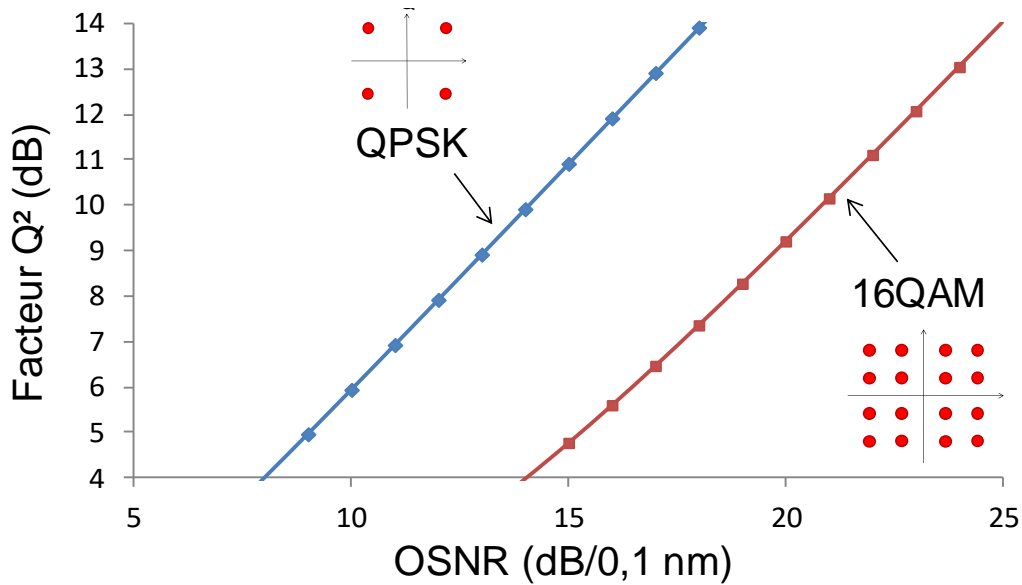


Figure 11 : Facteur Q^2 en fonction du rapport signal à bruit optique dans le cas de la modulation QPSK et 16QAM à 32 Gbaud

Dans les réseaux de télécommunications, la valeur limite de taux d'erreur binaire où la transmission est considérée sans erreur est de 10^{-15} [5]. Etant donné le bruit optique ajouté lors de la transmission dans la fibre optique, il est quasiment impossible d'atteindre ces valeurs de taux d'erreur binaire dans des transmissions à très haut débit et sur des longues distances. Un code correcteur d'erreurs (FEC pour Forward Error Corrector en anglais) permet de compenser de nombreuses erreurs pour arriver à un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-15} : une redondance est ajoutée pour corriger les erreurs introduites dans la transmission avec l'application d'un algorithme approprié. Par définition, le débit brut est le débit du signal en comptant le sur-débit utilisé par le code correcteur d'erreurs et le débit net correspond au débit utile seulement. Plusieurs types de code correcteur d'erreurs existent avec la possibilité de corriger un nombre d'erreurs plus ou moins important. Toutefois, un code correcteur d'erreurs plus puissant nécessite généralement un algorithme plus complexe, il est donc plus difficile à mettre en œuvre ou plus consommateur d'énergie. Un exemple de code correcteur d'erreurs souvent utilisé pour les transmissions à un débit net de 100 Gbit/s par longueur d'onde fait intervenir un sur-débit de 20%, (en ajoutant 4% de protocole, le débit brut étant donc de 124 Gbit/s) et peut corriger les erreurs d'un signal de facteur de qualité supérieur à 5,9 dB (correspondant à un taux d'erreur binaire de $2,4 \cdot 10^{-2}$) pour atteindre un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-15} [37] et ainsi valider la bonne transmission des données.

1.3.3. Dégradation de la qualité de transmission par la diaphonie

La diaphonie, dont la notion est introduite dans la partie 1.2, dégrade la qualité du signal transmis dans les modes subissant de la diaphonie [38]. Plus la diaphonie subie est importante, plus le signal est dégradé donc plus le facteur Q^2 est diminué (la définition du facteur de qualité Q^2 est faite dans la partie précédente 1.3.2). Dans cette partie, je donne le modèle que j'ai utilisé afin de quantifier cette dégradation.

Du point de vue d'un mode spatial, la diaphonie peut être interprété comme un bruit ajouté au signal utile. Les éléments induisant de la diaphonie sont multiples : le multiplexeur et démultiplexeur, les connexions dans la ligne de transmission comme les soudures, les passages en espace libres comme dans les amplificateurs et la fibre elle-même. Comme il a été expliqué à la fin de la partie 1.2.2, en considérant la fibre comme une concaténation de fibres de 1 km de longueur, les signaux des différents modes sont incohérents entre eux et les signaux de diaphonie s'additionnent en puissance. La diaphonie peut ainsi être assimilée comme du bruit additif. De plus, la diaphonie provient de nombreuses sources indépendantes et diverses, il est donc possible de considérer la diaphonie intra-bande comme un bruit gaussien [39]. Enfin, dans les transmissions que j'ai réalisées durant ma thèse, tous les modes ont la même largeur spectrale car les formats de modulation et les débits sont identiques. La dernière approximation supplémentaire est l'indépendance de la diaphonie avec la longueur d'onde dans une bande de 32 GHz, la diaphonie peut ainsi être associée à un bruit blanc.

Dans le cadre des approximations faites dans le paragraphe précédent, la diaphonie est ainsi assimilée à un bruit blanc, additif et gaussien. Dans l'équation (60), ce bruit supplémentaire est pris en compte et la formule de rapport signal à bruit optique peut ainsi être remplacée par :

$$\text{OSNR}_{XT} = \frac{P}{\sigma_{\text{bruit}} + P_{XT}} \quad (62)$$

En prenant l'inverse de cette équation, la valeur de la diaphonie intervient directement :

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{XT}} = \frac{\sigma_{\text{bruit}}}{P} + \frac{P_{XT}}{P} = \frac{1}{\text{OSNR}} + \text{Diaphonie} \quad (63)$$

Dans cette formule, la diaphonie correspond à la formule mathématique (51). Dans le cas de la modulation QPSK et 16-QAM, les courbes théoriques donnant la valeur de facteur Q^2 en fonction du rapport signal à bruit optique sont représentées en traits pleins sur la Figure 12 pour un débit symbole de 32 Gbaud. Les courbes correspondant à plusieurs valeurs de diaphonie sont aussi représentées en remplaçant la valeur du rapport signal à bruit optique par la valeur $OSNR_{XT}$ dont le calcul a été présenté précédemment. La ligne horizontale représente la limite FEC (définition du FEC dans la partie 1.3.2) de 4,8 dB correspondant au code correcteur d'erreurs le plus puissant utilisé pendant ma thèse et nécessitant un sur-débit de 25% [40].

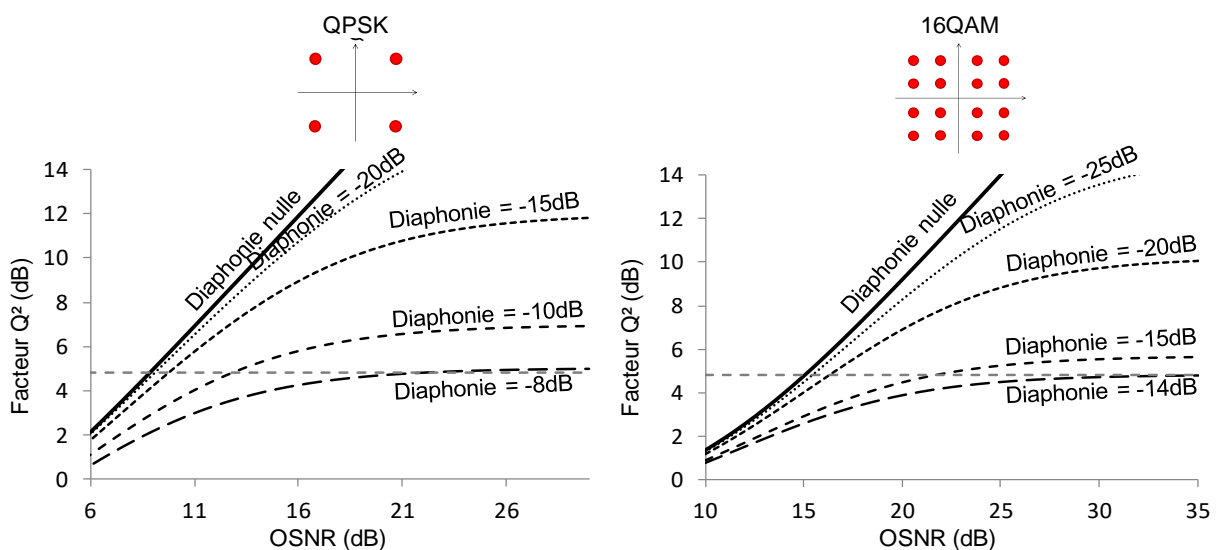


Figure 12 : Facteur Q^2 en fonction de la valeur d'OSNR pour plusieurs valeurs de diaphonie pour les formats de modulation QPSK (à gauche) et 16QAM (à droite) à 32Gbaud

Les courbes de la Figure 12 traduisent la présence d'une valeur limite de facteur Q^2 en présence de diaphonie. Plus la valeur de diaphonie est élevée, plus cette valeur limite est faible. D'autre part, plus le format de modulation est complexe, plus la diaphonie a une forte influence sur la dégradation de la qualité de la transmission. Pour la limite FEC considérée, la valeur de diaphonie limite est d'environ -8 dB pour le format de modulation QPSK et -14 dB pour le format 16QAM.

Ce modèle permet de prévoir les performances d'une ligne de transmission dont les caractéristiques en termes de diaphonie ont été mesurées au préalable. Une étude à partir des éléments utilisés lors de ma thèse est présentée dans les parties 2.3.1 et 3.3.1 pour les transmissions sans et avec amplificateur respectivement.

1.4. Mise en œuvre du multiplexage de mode spatial

Dans cette partie, les différentes façons de réaliser une transmission utilisant le multiplexage de mode spatial sont présentées. Quelle que soit la méthode choisie, les éléments nécessaires à la transmission jouent un rôle semblable. En revanche, les contraintes sur leurs performances dans le but d'obtenir une transmission correcte des données seront différentes selon la stratégie choisie.

Le premier choix est la méthode d'extraction des données portées par les modes après la transmission dans la fibre optique. Cette extraction fait généralement intervenir un traitement numérique semblable à celui utilisé pour le démultiplexage polarisation. Néanmoins, l'architecture du récepteur peut se présenter sous plusieurs formes différentes décrites dans une première section.

La technologie de fibre utilisée pour transmettre les modes spatiaux peut aussi être de nature différente. Les trois principaux types de fibre pour la transmission multimode sont la fibre multimode, la fibre multi-cœurs et la fibre multimode et multi-cœurs. Les avantages et contraintes de chacune des technologies possibles ainsi que les principales transmissions démontrées utilisant le multiplexage de mode spatial sont présentées dans cette section.

1.4.1. Extraction des données

Dans la partie 1.3.3, l'effet de la diaphonie sur la qualité de transmission a été quantifié et montre une pénalité croissante avec l'augmentation de la diaphonie et de la complexité du format de modulation. Face à ce phénomène, les chercheurs ont pu adoptés trois approches différentes :

- La première consiste à minimiser la diaphonie de façon à séparer les modes optiquement à la fin de la transmission et d'utiliser autant de récepteurs cohérents standards que de modes spatiaux (voir partie 1.3.1 pour la présentation du détecteur cohérent). Seul les polarisations doivent être séparées grâce à l'utilisation d'un module avec deux entrées et deux sorties appelé MIMO 2×2.
- La deuxième minimise la diaphonie mais ce phénomène étant inévitable entre les modes dégénérés, un traitement numérique plus complexe que celui utilisé

actuellement est nécessaire sur ces modes. Le module numérique utilisé dans ce cas quatre entrées et sorties dont le nom est ainsi MIMO 4×4.

- La troisième compense la diaphonie induite dans la ligne de transmission par un traitement numérique complexe dont le principe est identique au traitement numérique actuel mais dont l'architecture est généralisée à tous modes spatiaux. Le module nécessaire est ici un MIMO 2N×2N avec N le nombre de modes spatiaux.

Une représentation des trois types d'extraction des données est faite sur la Figure 13. Les deux premières stratégies sont regroupées dans une même catégorie appelée approche de modes faiblement couplée alors que la dernière est appelée approche de modes couplés.

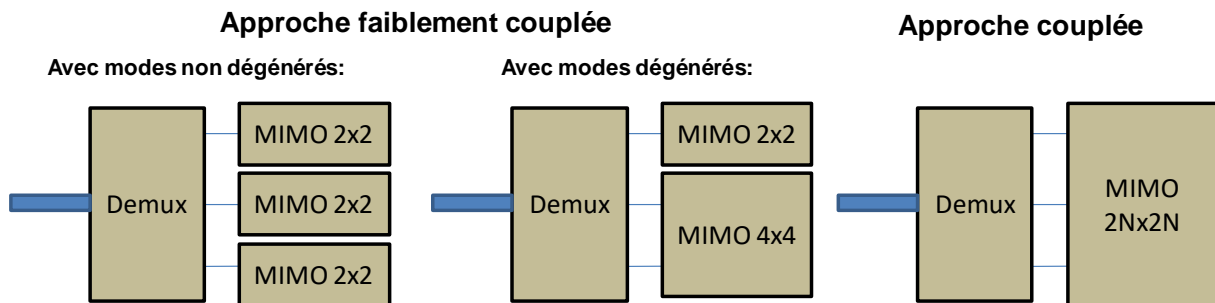


Figure 13 : Extraction des données après transmission multimode. Demux : démultiplexeur, MIMO : multiple entrées multiple sorties

1.4.1.1. Approche de modes faiblement couplées

Dans l'approche de modes faiblement couplées, la diaphonie entre les modes spatiaux est minimisée dans le but d'utiliser un traitement numérique aussi proche possible de celui existant pour chacun des modes spatiaux.

Dans le cas où les couplages entre tous les modes spatiaux sont faibles, alors il suffit d'utiliser autant de récepteurs standards indépendants que de modes spatiaux pour extraire l'information contenu dans chacun des modes. Dans un récepteur cohérent standard (voir partie 1.3.1), l'étape de démultiplexage des polarisations fait intervenir un système numérique appelé multiple entrées-multiple sorties à deux entrées et sorties ou MIMO 2×2 dont le rôle est d'inverser la matrice de rotation de la polarisation appelée matrice de Jones [41]. Mathématiquement, le module applique donc l'opération :

$$\begin{bmatrix} E_{x_out} \\ E_{y_out} \end{bmatrix} = J^{-1} \begin{bmatrix} E_{x_in} \\ E_{y_in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{xx} & h_{yx} \\ h_{xy} & h_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x_in} \\ E_{y_in} \end{bmatrix} \quad (64)$$

E_{x_out} et E_{x_in} (E_{y_out} et E_{y_in}) sont respectivement les valeurs de sortie et d'entrée du module pour la polarisation x (pour la polarisation y, orthogonale à la polarisation x). Les éléments h_{ij} sont les éléments de la matrice d'inversion de la matrice de Jones J. La rotation de polarisation est variable dans le temps, il faut donc constamment renouveler les valeurs des éléments de la matrice d'inversion. Cela a été réalisé pendant ma thèse avec l'utilisation de l'algorithme de module constant (CMA pour Constant Modulus Algorithm en anglais) [33]. L'architecture du MIMO 2×2 est représenté sur la Figure 14 et fait intervenir quatre filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR pour Finite Impulse Response) contenant les éléments h_{ij} [42]. A cause du caractère légèrement biréfringent du milieu de la fibre optique et de la dispersion chromatique résiduelle, l'inversion de la matrice de Jones est efficace si la mémoire de l'égaliseur est au moins égale à la mémoire du canal. Chaque filtre possède donc un certain nombre d'éléments (ou taps en anglais) correspondant à la mémoire du filtre et définissant la profondeur du filtre. Ce genre de système se retrouve dans les récepteurs de détection en temps réel sous forme de circuit intégré (ASIC pour Application Specific Integrated Circuit en anglais) [43]. Afin d'estimer la performance électronique nécessaire pour ce circuit, il faut calculer la somme des débits de transfert des données entre les connexions dans celui-ci. Pour chaque polarisation, deux convertisseurs analogique-numérique (ADC pour Analog to Digital Converter en anglais) sont utilisés à l'entrée du détecteur cohérent (voir Figure 9). Le débit des données en sortie des convertisseurs analogique-numérique est déterminé par la fréquence d'échantillonnage et par le nombre de niveaux exprimé en bit. Le débit symbole des formats de modulation utilisés lors de ma thèse étant de 32,5 Gbaud/s et le nombre d'échantillons par symbole étant de deux, les convertisseurs analogique-numérique fonctionnent donc à 65 Géchantillons/s et les niveaux sont codés sur 8 bits. Ainsi, le signal de chaque entrée du MIMO a un débit de 1 Tbit/s. La somme des débits entre les différentes connexions est donc de 4 Tbit/s pour le MIMO 2×2 (voir Figure 14).

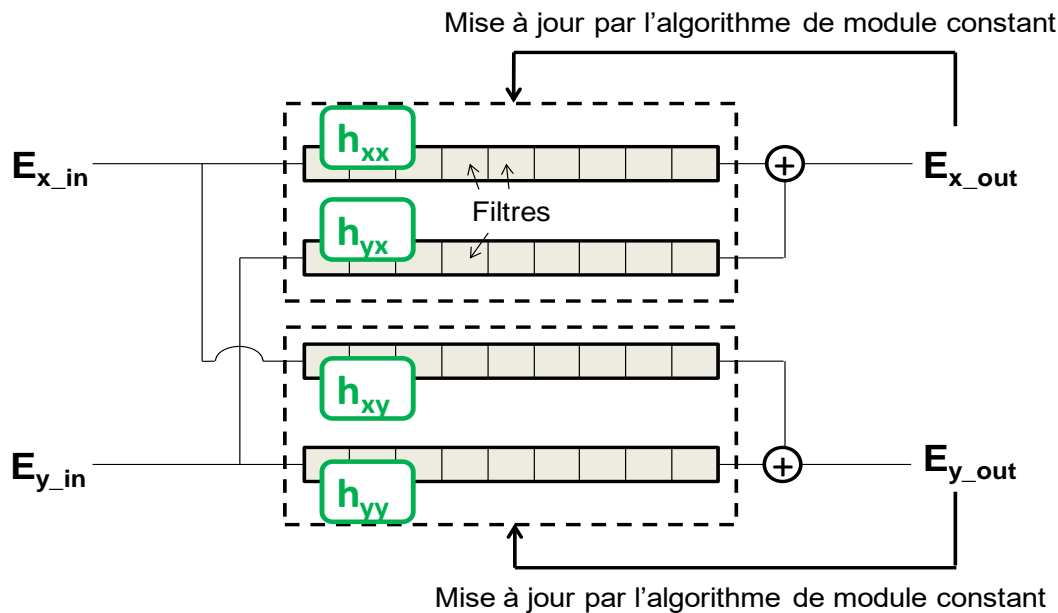


Figure 14 : Architecture du démultiplexeur de polarisation : le MIMO 2×2

Dans la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial, les transferts d'énergie sont parfois inévitables et un traitement numérique plus complexe que le MIMO 2×2 standard est nécessaire. Par exemple, dans une fibre à symétrie cylindrique, de forts couplages existent entre les modes dégénérés et un MIMO 4×4 dont l'architecture est représentée sur la Figure 15 permet d'inverser les phénomènes de transfert d'énergie entre deux modes dégénérés. Ce module numérique reprend le même principe que le MIMO 2×2 mais généralisé à quatre entrées et quatre sorties. La complexité de ce système est supérieure à celle du MIMO 2×2 standard car le nombre de filtres est augmenté. Cependant, les modes dégénérés se propagent quasiment à la même vitesse dans la fibre optique, la profondeur des filtres reste de 15 éléments quelle que soit la distance de propagation [44], comparable à la profondeur des filtres des récepteurs standards. Le nombre de connexions à 1 Tbit/s dans le MIMO augmente quadratiquement avec le nombre d'entrées, il est donc égal à 16 dans le cas du MIMO 4×4.

Ce type de circuit à 16 Tbit/s n'existe pas encore sur circuit intégré. Pour pouvoir estimer la qualité de la transmission des données dans les systèmes étudiés durant ma thèse, j'ai généralement réalisé l'étape de traitement numérique par ordinateur après acquisition des données brutes au niveau du récepteur (en offline en anglais) et non en temps réel.

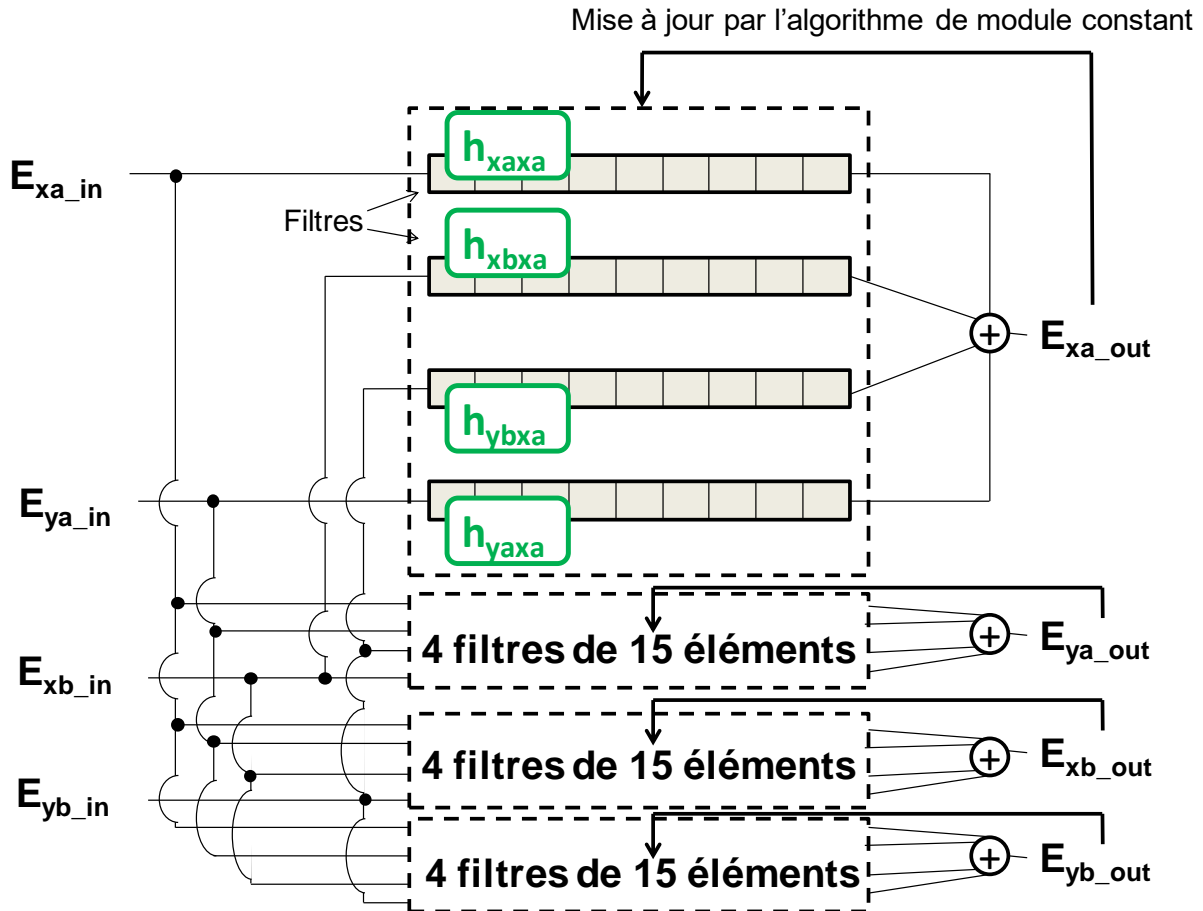


Figure 15 : Architecture du MIMO 4x4

1.4.1.2. Approche de modes couplés

Dans l'approche de modes couplés, la diaphonie entre les modes n'est pas minimisée pendant la transmission, l'extraction des données est réalisée par un traitement numérique MIMO avec $2N$ entrées et $2N$ sorties, appelé MIMO $2N \times 2N$ avec N le nombre de modes spatiaux [18]. Le module du MIMO nécessite $(2N)^2$ filtres donc dans l'exemple d'une transmission de six modes spatiaux, un seul circuit intégré avec 144 connexions à 1 Tbit/s devrait être nécessaire pour des transmissions en temps réel. Ce genre de module est aujourd'hui impossible à fabriquer et d'énormes efforts doivent être mis en œuvre pour envisager des transmissions en temps réels avec ce type de module pour un nombre de modes élevé. Récemment [45], S.Randel a démontré la transmission de 3 modes en temps réel mais cette expérience fait intervenir un MIMO 6×1 plutôt qu'un MIMO 6×6 et le débit transmis reste assez faible pour limiter le débit entre connexions dans le MIMO. Les progrès de l'électronique répondant à la loi empirique de Moore pourraient permettre à terme de réaliser de tels modules dans plusieurs années. Néanmoins, certains scientifiques prévoient une limite

à cette loi dans quelques années [46], ce qui pourrait être bloquant pour la fabrication de MIMO sur circuit intégré avec de nombreuses entrées et sorties pour des transmissions très haut débit avec un nombre de modes spatiaux importants dans le cadre d'une transmission avec l'approche de modes couplés.

D'autre part, la profondeur des filtres du MIMO doit être suffisamment important pour que la longueur temporelle des filtres (mémoire numérique) soit au moins égale à l'étalement temporelle de chaque canal (mémoire du canal). Etant donné le fort couplage entre tous les modes spatiaux, la mémoire numérique doit pouvoir compenser la différence de vitesse de propagation entre les différents modes de la fibre optique. Pour des systèmes avec deux modes, la dispersion modale est compensée par la concaténation de plusieurs fibres multimodes de dispersion modale opposée. Néanmoins, lorsque le nombre de modes augmente, il n'est pas possible de compenser toute la dispersion modale par cette technique de concaténation [47] et plus le nombre de modes augmente, plus la dispersion modale minimale augmente également comme représenté sur la Figure 16 [48]. De plus, la dispersion modale, exprimée en ps/km, croit avec la distance de propagation donc la complexité du traitement numérique devient plus importante avec la distance. Par exemple dans le cas de la transmission de 9 modes LP (soit 15 modes spatiaux), la dispersion minimale par concaténation est de 20 ps/km. La transmission sur 100 km d'un signal à 25 GBaud/s induit une dispersion de 2 ns et nécessite un MIMO 30×30 avec des filtres d'une profondeur de 100 éléments pour un échantillonnage à 2 échantillons/symbole.

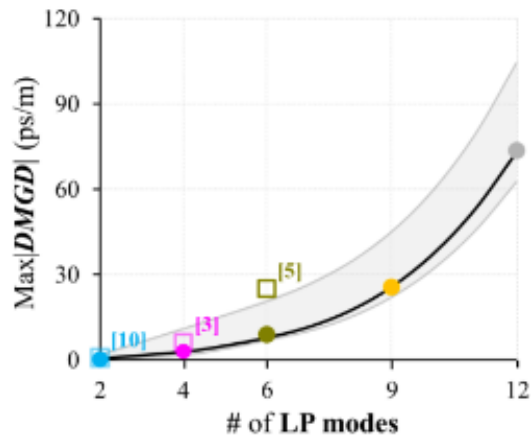


Figure 16 : Valeur maximale de dispersion modale en fonction du nombre de modes LP susceptible de se propager dans une fibre optique de profil spécifique décrit dans [48] à 1550 nm. Les points de couleur représentent les valeurs de dispersion dans le cas d'une fibre sans aucun défaut et la zone grisée correspond à la plage de dispersion obtenue avec concaténation de fibres imparfaites [48]

Ces deux sources de complexification du module de traitement numérique impliquent des incertitudes sur la réalisation prochaine de l'approche de modes couplés. C'est pour cette raison que j'ai choisi de développer l'approche de modes faiblement couplés pour la mise en œuvre du multiplexage de mode spatial.

1.4.2. Les différentes technologies de fibre pour le multiplexage de mode spatial

Sous le même terme de multiplexage de mode spatial, plusieurs types de technologies sont possibles pour sa mise en œuvre. Actuellement, les trois principales catégories sont la transmission multi-cœurs, la transmission multimode et la combinaison de ces deux techniques c'est-à-dire la transmission multimode dans une fibre multi-cœurs.

1.4.2.1. Le multiplexage de mode spatial par les fibres multi-cœurs

Le principe de transmission par fibre multi-cœurs (MCF pour Multi Core Fiber en anglais) est représenté sur la Figure 17. Une fibre multi-cœurs possède plusieurs cœurs monomodes dans une même gaine. Un système spécifique appelé multiplexeur permet l'injection la lumière provenant de plusieurs fibres monomodes dans les différents cœurs de la fibre multi-cœurs. Après propagation dans la fibre multi-cœurs, le signal contenu dans chacun des cœurs est récupéré dans des fibres monomodes grâce à un montage similaire au multiplexeur mais utilisé en sens inverse. De nombreuses démonstrations de transmission dans les fibres possédant trois ou sept cœurs ont été réalisées [49] [50] [51] puis le nombre de

cœurs a été augmenté à 12 [52] ou 19 [53] pour obtenir des fibres multi-cœurs avec un débit plus important. Actuellement le nombre maximum de cœurs pour la propagation multi-cœurs est de 31 [54]. Plusieurs types de géométrie de répartition des cœurs dans la gaine ont été expérimentés comme représenté sur la Figure 17. Les deux approches de modes couplés [55] [56] et faiblement couplés [57] sont possibles avec cette technologie. Dans [58], les deux approches sont même utilisées simultanément avec la conception d'une fibre à neuf cœurs constitué de trois groupes de trois cœurs avec de faibles transferts d'énergie entre les trois groupes mais avec une diaphonie importante entre les trois cœurs de chaque groupe. Néanmoins, une majorité de transmission concerne l'approche de modes faiblement couplés puisqu'elle est relativement simple à mettre en œuvre en choisissant judicieusement l'architecture de la fibre comme la distance entre les différents cœurs ou le profil d'indice de la fibre optique [59] et qu'elle nécessite un MIMO 2×2 déjà disponible sur circuit intégré dans les récepteurs cohérents comme il a été expliqué dans la partie précédente 1.4.1.1.

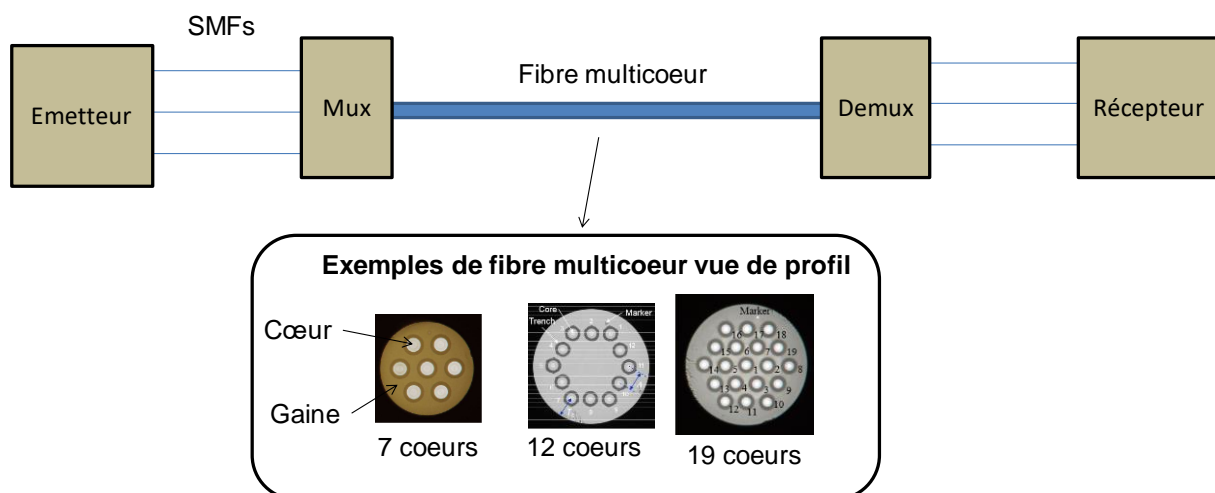


Figure 17 : Principe de transmission par fibre multi-cœurs et les différentes géométries de fibre multi-cœurs avec l'exemple de fibre avec 7 [59], 12 [60] et 19 [61] cœurs

Les transmissions longues par fibre multi-cœurs nécessitent un amplificateur susceptible d'amplifier simultanément le signal contenu dans tous les cœurs [62] [63]. Pour amplifier le signal des fibres multi-cœurs, la conception d'amplificateur à fibre dopée erbium a été démontrée par l'utilisation de fibres à double cœurs où la pompe à 980 nm se propage dans un cœur plus large que les cœurs à 1550 nm [64]. Chaque cœur de la fibre est dopé avec des ions erbium afin d'amplifier le signal de façon identique aux amplificateurs à fibre dopée erbium classiques (voir partie 3.1). Des propagations allant au-delà de 6000 km sans erreur ont ainsi été réalisées en laboratoire [65] [51].

Malgré ces bons résultats, les fibres multi-cœurs sont des fibres difficiles à fabriquer et les soudures demandent une attention particulière car les cœurs doivent être soigneusement alignés [66]. Le gain apporté par le multiplexage de mode spatial dans les fibres multi-cœurs reste donc à être démontré en comparaison à la solution où plusieurs fibres monomodes sont déployées les unes à côté des autres.

1.4.2.2. Le multiplexage de mode spatial par les fibres multimodes

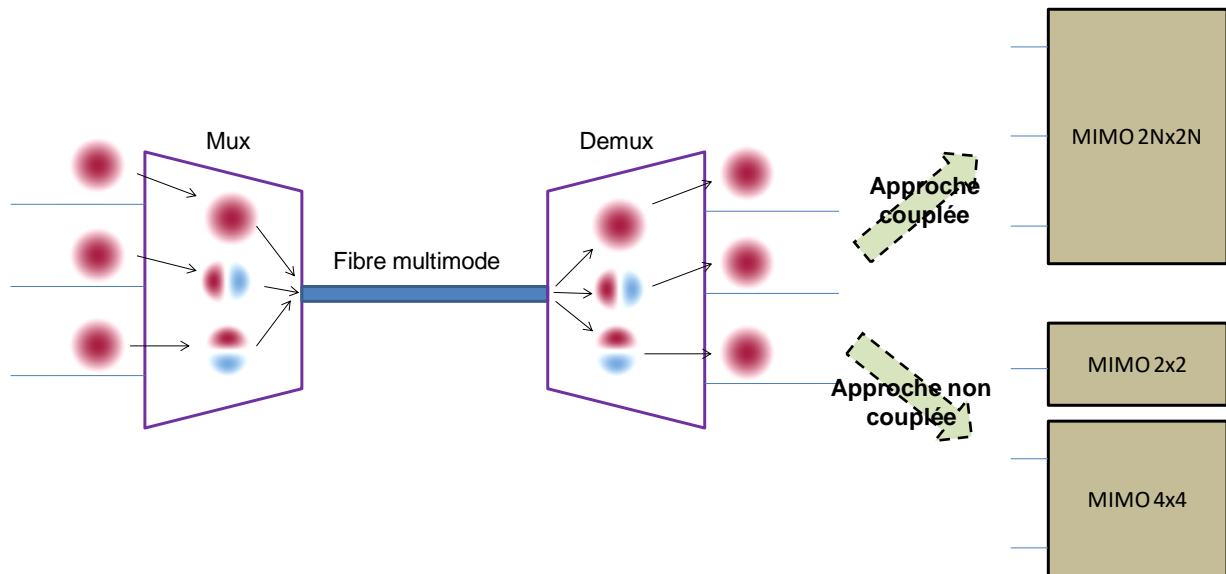


Figure 18 : Principe du multiplexage de mode spatial dans les fibres multimodes : exemple d'une transmission de trois modes

La description des modes spatiaux dans une fibre optique a été faite dans la partie 1.1 et particulier, l'exemple des modes LP définit une base orthonormale des modes de la fibre optique. Pour le multiplexage de mode spatial dans les fibres multimodes, différentes informations sont codées dans chaque mode LP. Le principe de ce type de transmission est représenté sur la Figure 18. Les modes sont convertis dans les modes LP et combinés ensemble par un multiplexeur de mode spatial. Une première catégorie de multiplexeurs est plus particulièrement adaptée pour une transmission mettant en œuvre des modes fortement couplés. La grandeur critique à minimiser dans ce cas est la perte induite par le multiplexeur alors que la diaphonie entre mode n'est pas un paramètre primordial puisqu'elle sera compensée par traitement de signal numérique. Un des premiers exemples utilisé est le multiplexeur basé sur la technologie multi-spots [67]-[68] mais cette technologie a été abandonnée car elle fait intervenir un montage en espace libre et encombrant et elle induit des pertes relativement importantes, autour de 3,6 dB pour le multiplexeur 3 modes [69].

Aujourd'hui, le principal multiplexeur adapté à cette approche est la lanterne photonique [70] correspondant à une solution fibrée dont les pertes atteignent des valeurs inférieures à 0,3dB pour un multiplexeur six modes et pouvant offrir des possibilités de sélectivité modale moyenne dans le cas où les fibres d'entrée ont un diamètre différent [71]. . L'autre catégorie de multiplexeur spatial est utilisée pour la stratégie de modes non couplés. En plus des pertes induites, le couplage entre les modes doit aussi être minimisé puisque la diaphonie induite entre modes non dégénérés ne pourra pas être corrigée par le traitement de signal numérique. Les deux multiplexeurs à faible diaphonie auxquels je me suis intéressé durant ma thèse sont le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires (BPP ou Binary Phase Plate en anglais) déjà utilisés dans plusieurs expériences de transmission de données depuis 2011 [14] [72] et le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan (MPLC ou Multi-Plane Light Converter en anglais) démontré pour la première fois dans le cadre des travaux réalisés lors de ma thèse [73]. De ces deux systèmes, le principe du multiplexeur basé sur des lames de phase binaires est plus simple mais les pertes de ce multiplexeur sont beaucoup plus élevées notamment quand le nombre de modes multiplexés est important. Une caractérisation détaillée de ces deux types de multiplexeur est faite dans le chapitre suivant, dans la partie 2.1.

Après multiplexage, la propagation de la lumière est réalisée dans une fibre où tous les modes spatiaux désirés peuvent se propager. L'extraction des données est faite après séparation des modes spatiaux avec un démultiplexeur. Le traitement numérique est réalisé avec des MIMO 2×2 et MIMO 4×4 dans le cas de l'approche de modes faiblement couplés [19] [74] et avec un MIMO $2N \times 2N$ dans le cas de l'approche de modes couplés [75] [76]. Etant donné une complexité croissante avec le nombre de modes, les fibres généralement utilisés pour le SDM sont susceptibles de propager un nombre limité de modes spatiaux, ces fibres sont ainsi appelées fibres faiblement multimodes (FMF pour Few-Mode Fiber). Le nombre de modes spatiaux multiplexés était de deux ou trois dans les débuts de cette technique en 2011 [77] [78] [44] puis a rapidement augmenté à cinq [19] et six [76]. Aujourd'hui, la transmission de 15 modes spatiaux a été démontré avec l'approche de l'approche de mode couplés, faisant intervenir un MIMO 30×30 en offline [79].

Récemment, la mise en évidence du multiplexage de mode spatial dans les fibres multimodes standards a été réalisée [80]. Dans ce cas, des groupes de modes sont excités dans la fibre puis séparés optiquement afin de transmettre des données sur une courte distance mais avec des débits importants et une détection directe, c'est-à-dire sans traitement numérique

pour extraire les données. Ce type de multiplexage vise à augmenter le débit des réseaux équipés de fibres multimodes sans pour autant installer une nouvelle fibre multimode.

Ce manuscrit traite plus en détail dans les chapitres suivants de l'approche non couplée dans les fibres faiblement multimodes que j'ai choisie de développer car il s'agit d'une solution dont le traitement numérique pour l'extraction des données est relativement peu complexe et où les défis technologiques pour le développement d'équipements compatibles semblent plus atteignables et rentables que les fibres multi-cœurs.

1.4.2.3. Le multiplexage de mode spatial par les fibres multicœurs-multimodes

Les deux types de SDM présentés dans les parties 1.4.2.1 et 1.4.2.2 peuvent être combinés ensemble afin d'obtenir des fibres ayant des capacités maximales [81]. Il s'agit de fibre multi-cœurs dont chaque cœur est susceptible de propager plusieurs modes spatiaux à la longueur d'onde des émetteurs. Des systèmes complexes sont nécessaires pour exciter correctement les modes spatiaux dans tous les cœurs. Cependant, avec cette technique, le nombre de canaux spatiaux multiplexés peuvent dépasser la centaine et le débit de la fibre optique peut ainsi dépasser le pétabit/s. La distance de transmission reste cependant limitée à une dizaine de kilomètres [82] [83].

Résumé du chapitre 1

La notion de modes spatial dans les fibres optiques provient des solutions de l'équation de propagation calculées à partir des équations de Maxwell appliquées au milieu de la fibre optique constitué d'un cœur et d'une gaine. Ces solutions correspondent à l'expression des champs de la lumière susceptible de se propager dans la fibre optique. Un ensemble de solution est les modes LP dont l'orthogonalité permettent de séparer l'information contenu dans chacun des modes après propagation dans la fibre optique. Pour la mise en place du multiplexage de mode spatial, il est nécessaire de concevoir un système permettant l'excitation sélectif des modes, une fibre susceptible de propager plusieurs modes spatiaux et un système de détection pour l'extraction de l'information.

Néanmoins, il existe un phénomène de diaphonie entre les différents modes spatiaux dont la définition mathématique est le ratio d'énergie passant d'un mode sur un autre. Afin de caractériser un élément optique de la transmission, il est possible de calculer sa matrice de diaphonie dont les termes sont directement reliés à la diaphonie mode à mode. Pour estimer la dégradation de la transmission par ce phénomène, la diaphonie modale est calculée par le ratio entre l'énergie provenant des autres modes sur l'énergie provenant du mode considéré. Cette grandeur peut être assimilé à du bruit blanc, additif et gaussien afin de quantifier la dégradation de la qualité de transmission par le phénomène de diaphonie. Pour un format de modulation PDM-QPSK à 32 Gbaud et une limite FEC de 4,8 dB, la valeur limite de diaphonie est de -8 dB alors qu'elle est de -14 dB pour le format PDM-16QAM au même débit symbole.

Face à cette limitation, deux approches sont actuellement mises en œuvre par les chercheurs. La première technique s'affranchi du phénomène de diaphonie par l'utilisation d'un traitement numérique très complexe appelé multiple entrées multiple sorties (MIMO $2N \times 2N$ avec N le nombre de modes spatiaux) où les transferts d'énergie entre modes spatiaux sont inversés à la fin de la ligne de transmission pour récupérer les données contenues dans chacun des modes. Ce traitement numérique est une généralisation de celui déjà utilisé pour la séparation des polarisations dans le détecteur cohérent. Néanmoins, la complexité de ce type de traitement numérique lorsque le nombre de modes augmente rend cette solution assez difficilement réalisable et probablement peu rentable comparé au déploiement de plusieurs fibres monomodes. C'est pourquoi mon choix s'est plutôt porté sur

une approche avec des modes faiblement couplés. Dans cette solution, la diaphonie est minimisée dans la ligne de transmission, certains canaux d'information sont ainsi séparés d'abord optiquement à la fin de la transmission. La diaphonie est néanmoins inévitable entre certains modes spatiaux obligeant ainsi l'utilisation d'un traitement numérique dont le principe est identique au précédent mais avec une complexité diminuée.

2. Le multiplexage de mode avec faibles couplages

Le multiplexage de mode spatial a été décrit dans la partie précédente comme une nouvelle façon d'augmenter le débit transmis dans une fibre optique. Plus précisément, dans la partie 1.4.1, deux approches différentes pour la transmission dans les fibres faiblement multimodes sont décrites. Je rappelle que l'approche développée lors de ma thèse est la transmission de modes faiblement couplés. Son principe est d'extraire l'information contenue dans chaque mode spatial par une séparation hybride des modes c'est-à-dire d'abord optique puis numérique (voir Figure 19). Des transmissions utilisant jusqu'à 5 modes spatiaux, soit 10 modes en comptant les polarisations, avaient déjà été démontrées avant 2013 avec cette approche [14]. Durant ma thèse, le nombre maximum de modes spatiaux de la base LP utilisés a été de 12 en comptant les polarisations : les modes LP01 et LP02 dégénérés deux fois chacun, et les modes LP11 et LP21 dégénérés quatre fois chacun. Les modes LP11 et LP21 sont dégénérés deux fois en polarisation et deux fois en rotation. Les dégénérescences en rotation sont différenciées dans la suite de cette thèse par l'ajout d'un indice a ou b au nom du mode. Habituellement, lorsqu'une transmission basée sur la technique du multiplexage de mode spatial est présentée, la dimension de polarisation est omise car la technique multiplexage en polarisation est déjà utilisée dans les fibres monomodes. Dans les chapitres suivant, je désignerai une transmission de $2 \times N$ modes en comptant les polarisations par une transmission de N modes spatiaux sans prendre en compte les polarisations mais en ajoutant le préfixe PDM au format de modulation le cas échéant (par exemple la transmission de six modes dans le format PDM-QSPK correspond à la transmission de douze modes dans le format QPSK). La transmission des six modes spatiaux utilisés par l'approche de modes faiblement couplés est représentée sur la Figure 19. Aucune compensation numérique n'est faite pour séparer les modes spatiaux non dégénérés, ainsi les couplages entre les modes spatiaux non dégénérés doivent absolument être minimisés pour ne pas trop dégrader la qualité de transmission de données comme présenté dans la partie 1.3. Les phénomènes de transfert d'énergie entre modes s'appellent la diaphonie dont la définition mathématique est abordée dans la partie 1.2.

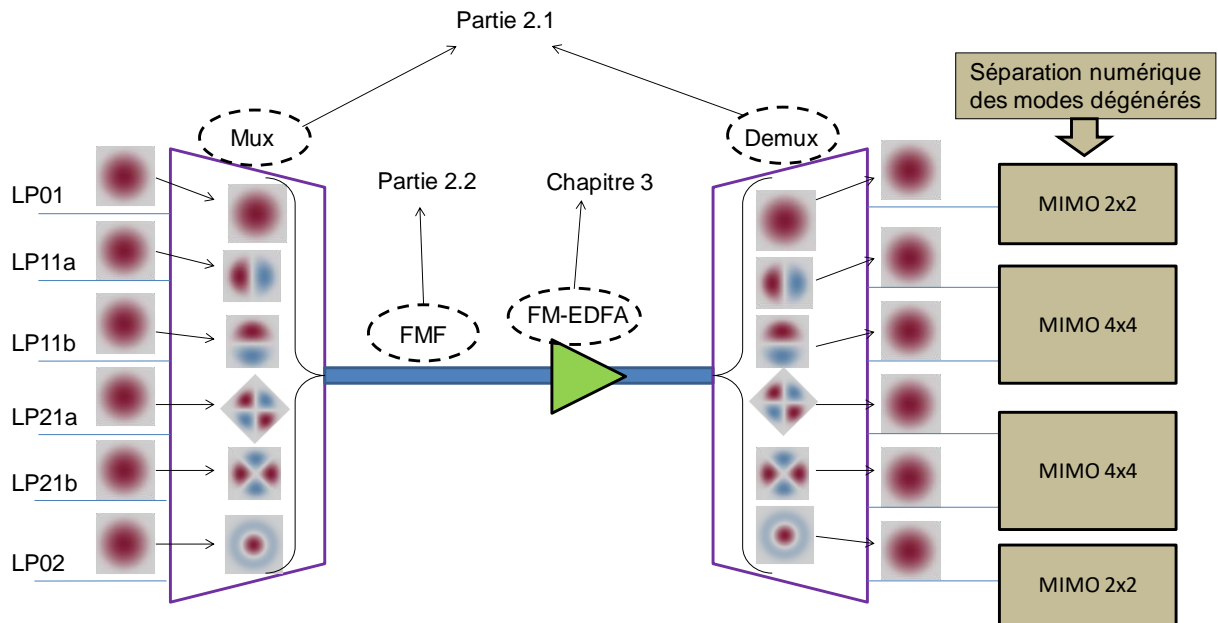


Figure 19 : Principe de transmission six modes par l'approche faiblement couplé

Lors de la transmission de plusieurs modes spatiaux, la diaphonie induite par les différents éléments optiques s'accumule. Chaque partie de la transmission peut ainsi être caractérisée et optimisée de façon indépendante de façon à introduire le minimum de diaphonie. Ce travail a été essentiel lors de ma thèse car la diaphonie est le phénomène limitant pour l'utilisation du multiplexage de mode avec des modes faiblement couplés sur des distances de transmission supérieures à 150 km comme il sera expliqué dans la partie 3.3.1. Dans la partie 2.1, mes résultats de mesure de performance de deux types de multiplexeurs (Mux) spatiaux, élément nécessaire à la formation et à la combinaison des modes spatiaux, sont présentés. Ces systèmes, utilisés dans le sens opposé, servent aussi au démultiplexage des modes spatiaux, c'est-à-dire à la séparation optique des modes. La caractérisation de la fibre optique faiblement multimode utilisée lors de ma thèse est faite dans la partie 2.2. Dans cette partie, les sources de diaphonie relatives à la fibre optique comme les soudures ou les courbures sont aussi étudiées.

La dernière partie de ce chapitre traite de transmission de données non amplifiées avec la stratégie de modes faiblement couplés. A partir des caractéristiques mesurées sur les éléments de la ligne de transmission, je donne une estimation de la qualité de transmission maximale atteignable dans le cadre du multiplexage de mode spatial avec la stratégie de modes faiblement couplés. Les performances des multiplexeurs et de la fibre faiblement multimode m'ont permis de réaliser la première transmission de six modes spatiaux par la

technique de modes faiblement couplés ainsi que la première transmission de données très haut débit en temps réel sur deux modes spatiaux.

2.1. Multiplexeur de modes spatiaux à faible diaphonie

Un multiplexeur de mode spatial a pour but de combiner tous les modes spatiaux ensemble pour les injecter dans la fibre de transmission. D'autre part, dans les systèmes utilisant le multiplexage de mode spatial, les canaux d'entrée proviennent généralement de fibres monomodes où le mode de transmission est le mode fondamental. Ainsi, l'autre rôle du multiplexeur de mode, en plus de la combinaison des canaux dans une même fibre, est aussi de transformer le champ incident (dans le mode fondamental) dans un des modes propres de la fibre de transmission.

2.1.1. Multiplexeur basé sur les lames de phase binaires

2.1.1.1.Principe

Le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires utilise à l'origine un montage optique en espace libre nommé montage 4f pour réaliser la conversion de mode entre le mode fondamental et les modes d'ordres supérieurs [11]. Le principe du montage 4f est présenté sur la Figure 20. Le passage dans la première lentille réalise une transformée de Fourier optique au niveau du plan focal image de la première lentille. La transformée de Fourier optique à deux dimensions est définie comme :

$$\check{F}(k_x, k_y) = TF(F(x, y)) = \iint F(x, y) * \exp(-2\pi i(k_x x + k_y y)) dx dy \quad (65)$$

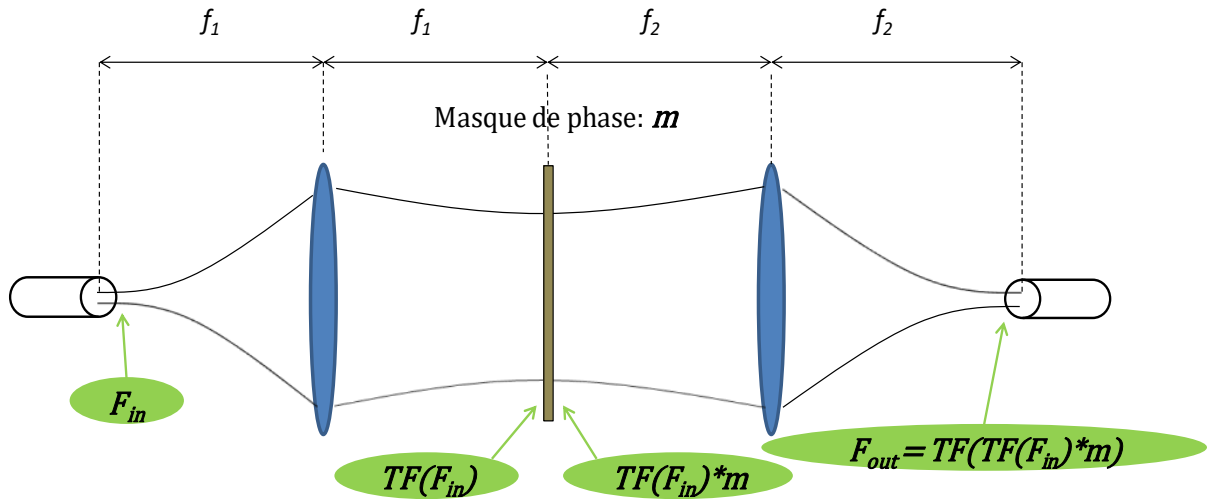


Figure 20 : Montage 4f

\check{F} est le champ scalaire de la transformée de Fourier du champ scalaire incident F , TF désigne l'opérateur transformée de Fourier à deux dimensions, (x, y) sont les coordonnées dans l'espace linéaire et (k_x, k_y) sont les fréquences spatiales dans l'espace de Fourier. Au niveau du plan de Fourier de la première lentille, la lame de phase applique un déphasage $m(k_x, k_y)$ au champ lumineux $\check{F}(k_x, k_y)$. Enfin, la lentille d'injection dans la fibre de sortie permet une nouvelle transformée de Fourier optique. Finalement, le champ lumineux au niveau de la fibre de sortie s'écrit :

$$F_{out}(x, y) = TF[m(k_x, k_y) * TF(F_{in}(x, y))] \quad (66)$$

Le profil de phase de la lame de phase, représenté mathématiquement par $m(k_x, k_y)$, doit donc être judicieusement choisi pour exciter le mode d'ordre supérieur désiré sans exciter les autres modes propres de la fibre optique afin de minimiser la diaphonie induite par ce montage.

Dans le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires, les faisceaux sont combinés par des lames séparatrices. Or, les lentilles existantes dans le commerce pour la collimation ou l'injection dans les fibres optiques ont des distances focales très courtes car l'ouverture numérique des fibres optiques est assez importante. En conséquence, si le montage 4f était utilisé, la distance entre les deux lentilles du multiplexeur serait trop courte pour pouvoir intégrer des lames séparatrices afin de combiner tous les faisceaux ensemble. Une lentille supplémentaire à longue focale a donc été ajoutée pour pouvoir agrandir les distances entre

les différentes lentilles et pouvoir placer les lames séparatrices. Cela définit alors un montage différent qu'il est possible d'appeler un montage 6f dont la représentation est donnée sur la Figure 21. J'ai choisi les distances focales de ces trois lentilles pour arriver à conjuguer la fibre monomode avec la fibre faiblement multimode (la présentation de la fibre faiblement multimode sera faite en détail dans la partie 2.2). Dans le multiplexeur, la lame de phase est placée dans le plan focal image de la première lentille. Etant donné l'ajout d'une lentille réalisant une transformée de Fourier supplémentaire, le champ au niveau de la fibre de sortie est donc :

$$F_{out}(k_x, k_y) = TF[TF(m(k_x, k_y) * TF(F_{in}(x, y)))] \quad (67)$$

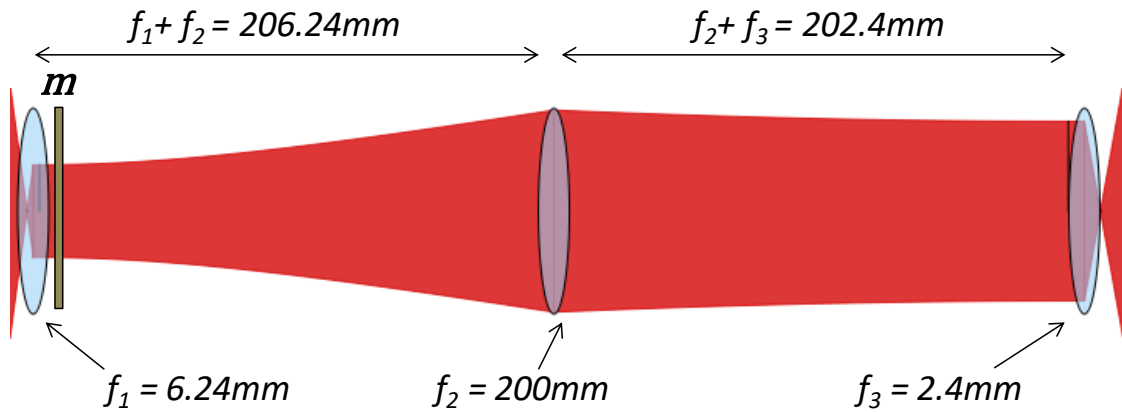


Figure 21 : Montage 6f

Lors de ma thèse, le nombre maximum de modes multiplexés imposé par la fibre faiblement multimode est de six (ou douze en comptant les polarisations), les modes concernés sont le mode LP01, les modes dégénérés LP11a et LP11b, les modes dégénérés LP21a et LP21b et le mode LP02. Le mode LP01 correspond au mode fondamental et au mode dans la fibre monomode, aucun masque de phase n'est donc nécessaire pour son excitation dans la fibre faiblement multimode. Afin d'exciter les modes LP11a/b ou LP21a/b de la fibre faiblement multimode, les lames de phase utilisées possèdent une transition de phase égale à π (à la longueur d'onde 1550nm) taillée en croix. Le choix du mode excité se fait en plaçant différemment le faisceau sur le masque de phase comme il est représenté en bas de la Figure 22. Pour exciter le mode LP02, une lame de phase possédant une transition de phase de π taillée en cercle est utilisée dont la représentation est faite en bas de la Figure 22. Un modulateur spatial de lumière (SLM ou Spatial Light Modulator en anglais) a aussi été

utilisé dans des précédentes transmissions pour la transformation de phase [84] mais c'est une technologie plus coûteuse que les lames de phase binaires et dépendant de la polarisation.

Le montage du multiplexeur six modes est présenté en haut de la Figure 22. Il peut être légèrement modifié afin de multiplexer un nombre de modes inférieur. Un multiplexeur cinq modes est obtenu en retirant le mode LP02 et un multiplexeur trois modes multiplexe les modes LP01, LP11a et LP11b seulement. Bien sûr dans ces derniers cas, les lames séparatrices non utilisées sont retirées afin de minimiser les pertes.

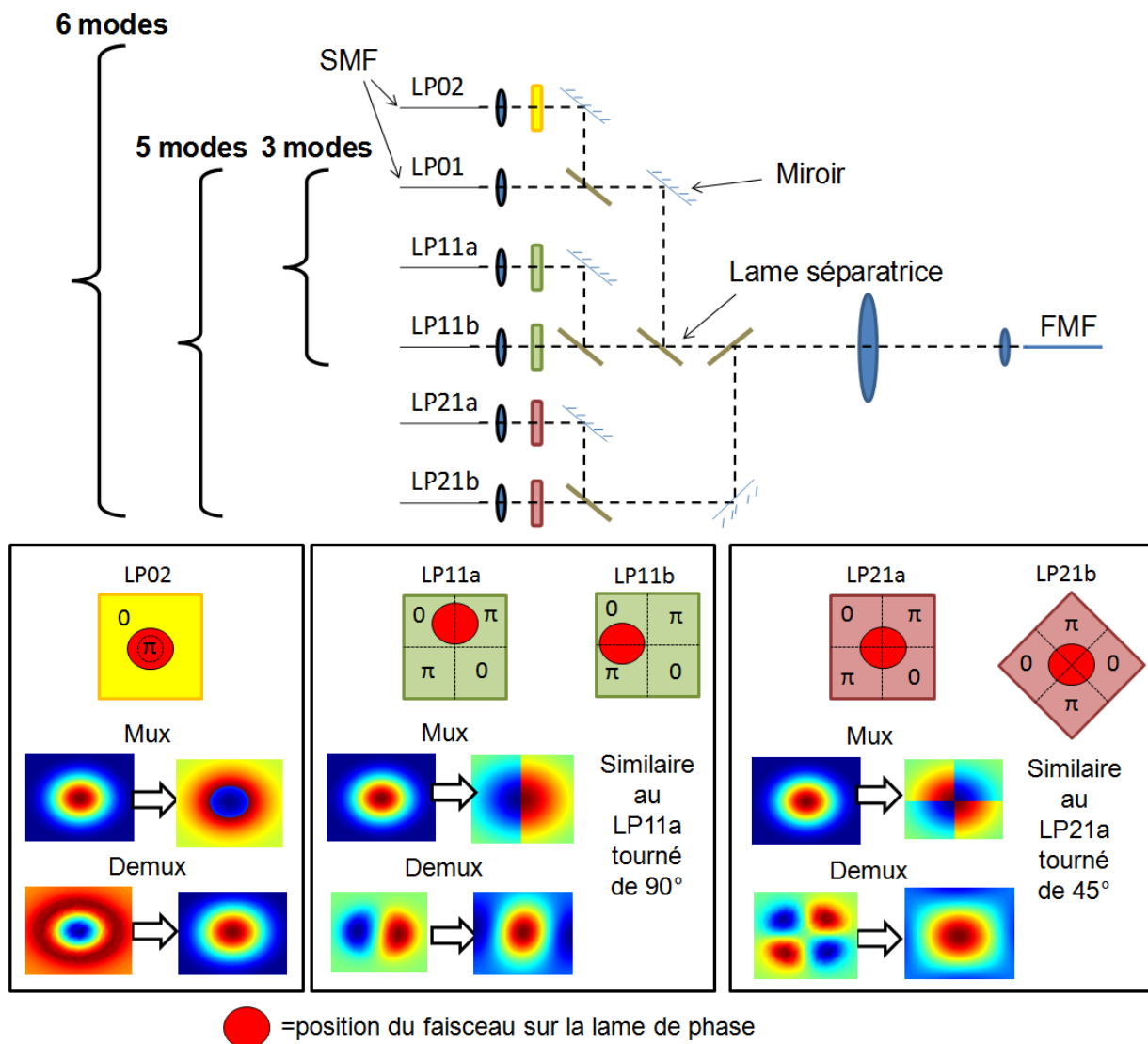


Figure 22 : en haut : Montage optique du multiplexeur 3, 5 et 6 modes basé sur des lames de phases binaires, en bas : lames de phase pour la génération des modes d'ordre supérieur

Un démultiplexeur (Demux) est facilement réalisé en inversant le sens d'utilisation du montage présenté précédemment. La lame de phase se trouve cette fois dans le plan focal objet de la dernière lentille. Dans ce cas, le champ résultant du passage en espace libre et du masque de phase est donc :

$$F_{out}(k_x, k_y) = TF[m(x, y) * TF(TF(F_{in}(x, y)))] \quad (68)$$

Comme décrit sur la Figure 22, un masque de phase correspondant à un mode donné converti ce mode dans le mode fondamental. D'autre part, les autres modes sont convertis par la lame de phase dans des modes supérieurs incapables de se propager dans la fibre monomode. Ainsi, les signaux contenus dans ces modes sont bloqués par la fibre monomode et ne perturbent pas le signal contenu dans le mode utile.

2.1.1.2. Diaphonie et pertes du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires

Valeurs théoriques

Pour trouver la diaphonie et les pertes théoriques du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires, j'ai considéré comme fibres d'entrée des fibres monomodes standard à saut d'indice de diamètre de cœur de 9 μm . La fibre de sortie utilisée pour le calcul est la fibre faiblement multimode présenté dans la partie suivante 2.2 avec un profil de saut d'indice de $9,7 \cdot 10^{-3}$ et un diamètre de cœur de 15 μm . J'ai d'abord calculé le champ de chaque mode LP après le passage dans le multiplexeur par succession de transformées de Fourier et ajout du masque de phase décrit par l'équation (67). Le profil de phase des masques est considéré comme parfait, c'est-à-dire parfaitement centré et avec un saut de phase exactement égal à π . J'ai déduit la diaphonie et les pertes par calcul de l'intégrale définie dans l'équation (75) entre le champ calculé et chaque mode LP susceptible de se propager dans la fibre. Tous ces calculs sont réalisés avec le logiciel Matlab.

Dans le cas où les masques de phase sont parfaits, les règles de symétrie impliquent une diaphonie nulle pour n'importe lequel des six modes spatiaux étudiés. En revanche, l'utilisation de masques de phase simples ne permet pas la formation parfaite des modes d'ordre supérieurs et implique donc des pertes d'injection dans la fibre faiblement multimode. Ainsi, les pertes des modes d'ordre supérieurs avec ce type de multiplexeur sont non nulles même dans le cas de lames de phase considérées parfaites c'est-à-dire sans pertes par

transmission. De plus, pour combiner les faisceaux ensemble, des lames séparatrices sont utilisés ce qui implique une diminution de 50% du signal lumineux, soit 3 dB, à chaque passage. Les valeurs de pertes théoriques pour tous les modes spatiaux sont présentées dans le Tableau 1 dans le cas de lames parfaites et pour plusieurs nombres de modes multiplexés. La conclusion principale de ces valeurs est l'augmentation significative des pertes avec le nombre de modes multiplexés. D'autre part, la conversion de mode non parfaite des masques de phase des modes LP11, LP21 et LP02 induisent respectivement 1,7dB, 2,9 dB et 1,9 dB de pertes supplémentaires au niveau de l'injection dans la fibre faiblement multimode.

Tableau 1: Pertes théoriques du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires parfaites pour un multiplexeur 3 modes, 5 modes ou 6 modes [dB]

Mode	3 modes	5 modes	6 modes
LP01	3	6	9
LP11	7,7	10,7	10,7
LP21	-	8,9	8,9
LP02	-	-	10,9

En pratique, la technique du multiplexage de mode spatial est utilisée en combinaison avec le multiplexage en longueur d'onde. Il est ainsi important de connaître l'influence de la longueur d'onde sur les performances du multiplexeur. En effet, le saut de phase dépend de la longueur d'onde de la lumière transmise. Les lames de phase disponibles ont été conçues pour un saut de phase égal à π à une longueur d'onde de 1550 nm. Pour des longueurs d'onde différentes de 1550 nm, le saut de phase ne correspond plus à π , la règle de symétrie qui induisait une diaphonie nulle n'est plus vérifiée et la diaphonie augmente. Par calcul des intégrales de recouvrement après application des transformations de propagation en espace libre et du masque de phase de la même façon que dans l'expression (67), les résultats théoriques montrent des diaphonies non nulles et égales pour les modes d'ordre supérieurs sur le mode fondamental XT_{lm-01} . Leurs valeurs sont représentées sur la Figure 23 pour tous les modes d'ordres supérieurs vers le mode LP01. En revanche pour le démultiplexeur, ce sont les valeurs de la diaphonie du mode fondamental vers les autres modes XT_{01-lm} qui sont non nulles et égales, aussi représentées sur la Figure 23.

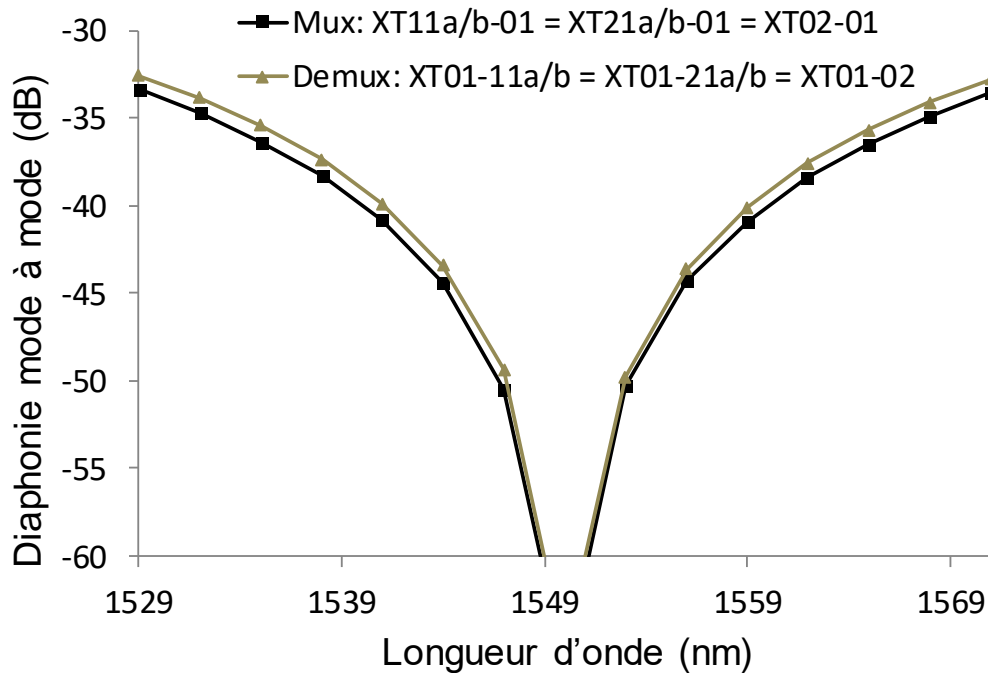


Figure 23 : Influence de la longueur d'onde sur la diaphonie du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires.

Pour des questions de symétrie, les modes dégénérés LP11a et LP11b (ainsi que les modes LP21a et LP21b) ont des performances équivalentes. Sur la Figure 23, seul un des modes dégénérés a été représenté en sachant que l'autre mode dégénéré a les mêmes caractéristiques. Les modes LP11a/b (désignant le mode LP11a ou LP11b), LP21a/b et LP02 souffrent de la même dégradation de la valeur de diaphonie en fonction de la longueur d'onde. La longueur d'onde a un impact limité sur la diaphonie induite dans le multiplexeur sur la bande C avec une diaphonie mode à mode inférieure à -33 dB pour tous les modes, soit une diaphonie modale de -23 dB dans le cas d'une transmission de six modes avec un multiplexeur et un démultiplexeur. Or, la limite de diaphonie est à -14 dB pour le format de modulation 16QAM assez complexe comme il a été expliqué dans la partie 1.3.3, soit une valeur 80 fois supérieure à la diaphonie induite par le multiplexeur. Avec ce type de multiplexeur, le multiplexage de mode spatial est donc une technique compatible avec le multiplexage en longueur d'onde sur toute la bande C malgré une légère pénalité sur les bords de bande.

Valeurs expérimentales

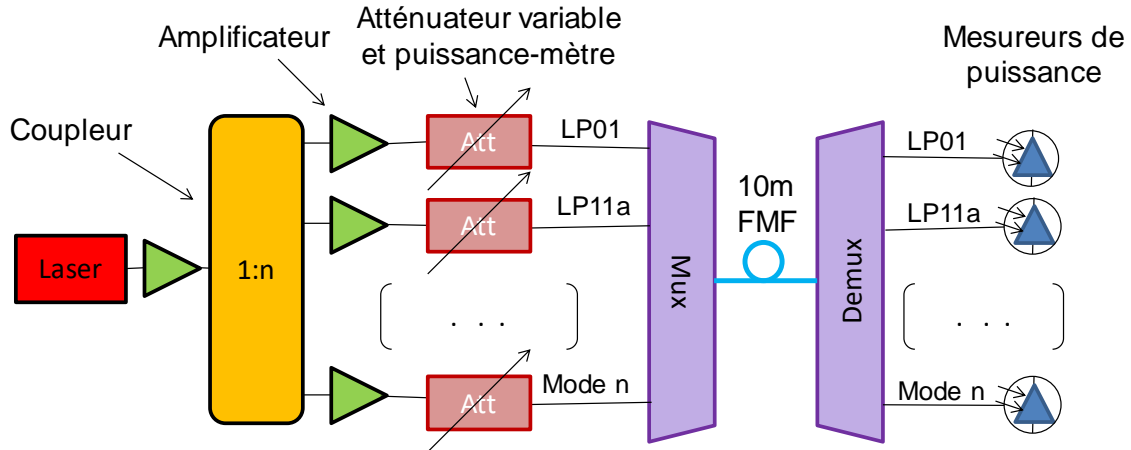


Figure 24 : Montage expérimental pour la mesure de diaphonie du multiplexeur

Pour mesurer expérimentalement les pertes et la diaphonie induites par le multiplexeur, j'ai utilisé un montage représenté dans la Figure 24 avec un multiplexeur et un démultiplexeur reliés par une courte fibre faiblement multimode. Un signal à la longueur d'onde 1550nm est envoyé dans chaque entrée du multiplexeur, la puissance optique de chaque canal étant contrôlée par un atténuateur variable ayant aussi une fonction de puissance-mètre. Après le démultiplexeur, la puissance de chaque canal est mesurée à l'aide d'un mesureur de puissance. Le calcul matriciel défini dans les équations (52) et (53) permet d'écrire :

$$P_{out} = D_{Demux} D_{Fibre} D_{Mux} P_{in} \quad (69)$$

Où P_{out} et P_{in} sont les vecteurs de n éléments, avec n le nombre de modes spatiaux non dégénérés, décrivant respectivement les puissances de sortie et d'entrée du système dans la base des modes LP. D_{Demux} , D_{Fibre} et D_{Mux} sont les matrices de couplage du démultiplexeur, de la courte fibre faiblement multimode et du Mux respectivement et sont de taille n par n . Chaque mode LP est associé à un canal du multiplexeur et du démultiplexeur. Les vecteurs P_{in} et P_{out} peuvent donc être mesurés directement par la mesure de puissance dans chaque canal avant le multiplexeur et après le démultiplexeur respectivement. Les pertes et la diaphonie induites par la fibre courte sont mesurées dans la partie suivante et montrent des pertes inférieures à 0,31 dB/km soit $3,1 \cdot 10^{-4}$ dB/m et une diaphonie mode à mode inférieure à -29,6 dB/km soit -59,6 dB/m. La fibre étant d'une dizaine de mètres alors les valeurs de pertes et la diaphonie mode à mode sont respectivement inférieures à $3,1 \cdot 10^{-3}$ dB et -49,6 dB et seront négligées dans la suite de cette partie. D'autre part, les contributions du

multiplexeur et du démultiplexeur sont supposées égales car il s'agit de deux montages identiques. A partir de l'équation (69) il est donc possible d'écrire avec I la matrice identité :

$$P_{out} = D_{Demux} I D_{Mux} P_{in} = (D_{Mux})^2 P_{in} = (D_{Demux})^2 P_{in} \quad (70)$$

Afin de trouver la matrice D_{Mux} , chaque entrée du multiplexeur est allumée l'une après l'autre grâce au montage de la Figure 24, les vecteurs correspondants s'écrivent donc $P_{in-lm} = [0, \dots, 0, P_{lm}, 0, \dots, 0]^t$ où seul le terme correspondant au mode LP_{lm} est non nul et correspond à la puissance optique du champ incident. En divisant la relation (70) par la valeur P_{lm} de puissance envoyée dans le canal du mode LP_{lm} , alors il est possible d'écrire :

$$\frac{P_{out-lm}}{P_{lm}} = (D_{Mux})^2 \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{Mux-Demux_{01-lm}} \\ d_{Mux-Demux_{11-lm}} \\ \dots \\ d_{Mux-Demux_{uv-lm}} \end{bmatrix} \quad (71)$$

$$\text{avec } (D_{Mux})^2 = \begin{bmatrix} d_{Mux-Demux_{01-01}} & d_{Mux-Demux_{11-01}} & \dots & d_{Mux-Demux_{uv-01}} \\ d_{Mux-Demux_{01-11}} & d_{Mux-Demux_{11-11}} & \dots & d_{Mux-Demux_{uv-11}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{Mux-Demux_{01-uv}} & d_{Mux-Demux_{11-uv}} & \dots & d_{Mux-Demux_{uv-uv}} \end{bmatrix} \quad (72)$$

Où les termes $d_{Mux-Demux_{lm-lm'}}$ sont les éléments de la matrice $(D_{Mux})^2$. La colonne de la matrice $(D_{Mux})^2$ correspondant au mode LP_{lm} est ainsi trouvée par le calcul de $\frac{P_{out-lm}}{P_{lm}}$ correspondant à chaque mode allumé les uns après les autres. La matrice de couplage du multiplexeur et démultiplexeur est obtenue simplement en appliquant par calcul numérique l'exposant $\frac{1}{2}$ à la matrice $(D_{Mux})^2$ précédemment construite. L'ensemble des calculs a été réalisé sur le logiciel Matlab.

Pendant ma thèse j'ai d'abord étudié un multiplexeur à base de lames de phase binaires en espace libre, dont une photo est donnée sur la Figure 25. J'ai effectué plusieurs mesures de diaphonie avec ce multiplexeur en espace libre dont les réglages devaient être régulièrement ajustés, typiquement toutes les demi-journées, afin de minimiser les valeurs de diaphonie.

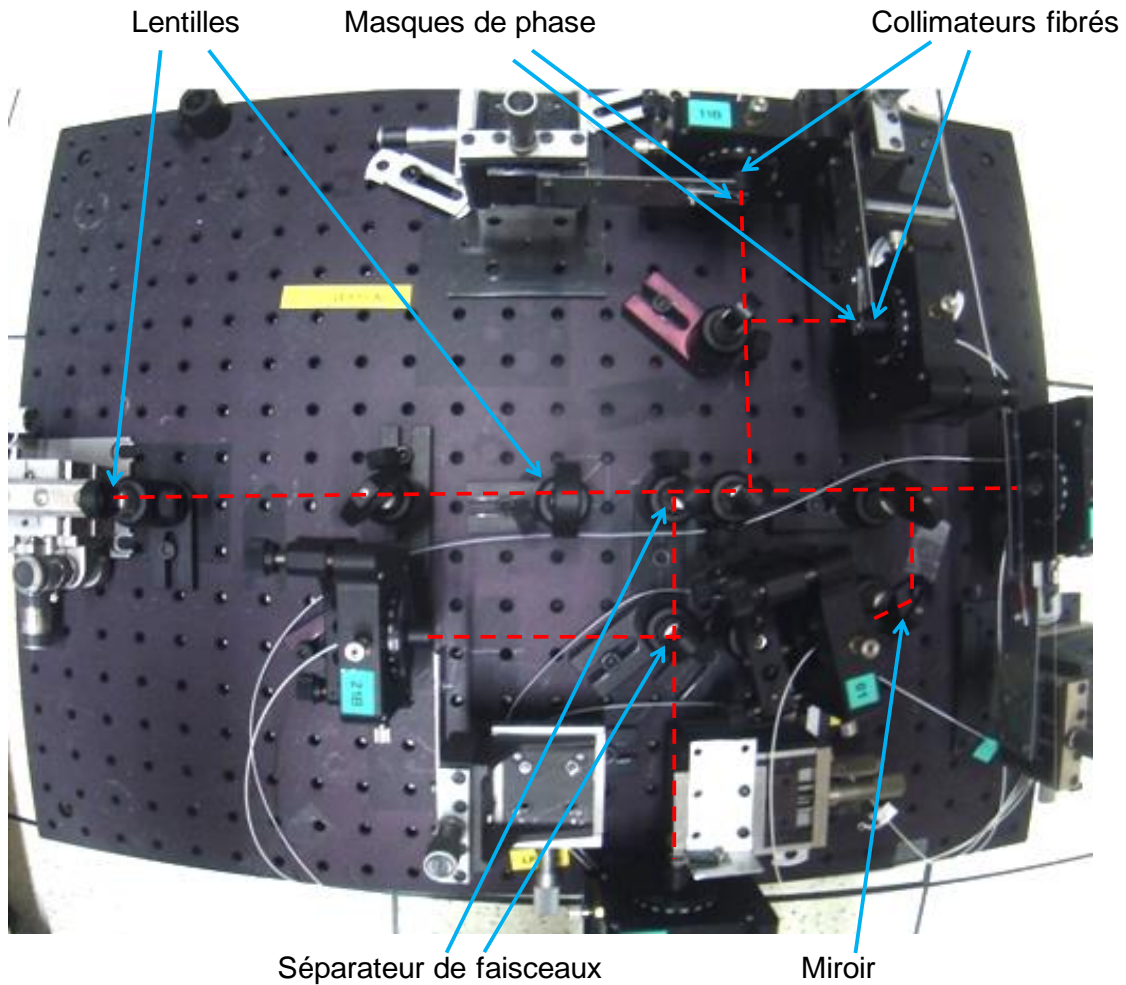


Figure 25 : Photo du multiplexeur six modes à base de lames de phase binaires en espace libre

Après validation de ce montage par les mesures de diaphonie mode à mode inférieures à -25 dB, trois multiplexeurs basés sur les lames de phase binaires ont été fournis par l'entreprise Kylia dans le cadre du projet européen SASER-Savenet. Ces multiplexeurs ont leurs éléments optiques collés et montés dans une boîte, ils sont ainsi dit « packagés ». Avant collage, la position des lames de phases et des lentilles du multiplexeur et du démultiplexeur ont aussi été réglées de façon à minimiser la diaphonie entre les modes spatiaux. Ces trois multiplexeurs packagés multiplexent un nombre de modes spatiaux différent, à savoir trois, cinq et six, et le multiplexeur cinq modes m'a été utile pour réaliser une mesure de transmission de données avec l'amplificateur (voir partie 3.3.2). Les matrices de diaphonie obtenues par le protocole décrit précédemment dans cette section pour les multiplexeurs trois, cinq et six modes packagés sont présentées dans le Tableau 2, Tableau 3 et Tableau 4 respectivement. Les valeurs non diagonales (en orange) correspondent aux valeurs de

couplage entre modes alors que les termes diagonaux (en bleu) sont les pertes de chaque mode.

Tableau 2 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 3 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In
LP01 Out	-3,7	-36,4
LP11 Out	-28,3	-10,1

Tableau 3 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 5 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In
LP01 Out	-7,7	-39,8	-37,2
LP11 Out	-37,1	-13,4	-30,6
LP21 Out	-36,0	-35,1	-10,8

Tableau 4 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 6 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-11,1	-33,1	-41,3	-34,3
LP11 Out	-29,6	-12,5	-25,8	-30,5
LP21 Out	-42,0	-29,1	-11,2	-37,4
LP02 Out	-41,3	-33,2	-41,2	-13,9

Comme expliqué précédemment, les valeurs de pertes de ce multiplexeur sont très élevées à cause des lames séparatrices induisant 3 dB de pertes et par la présence de lames de phase simples ne permettant pas une conversion parfaite. La soustraction des valeurs de pertes obtenues expérimentalement avec les valeurs de pertes théoriques calculées dans le Tableau 1 est résumée dans le Tableau 5. Deux explications possibles des écarts observés sont la

présence de lames séparatrices dont les pertes ne sont pas exactement 3 dB et l'utilisation de masques de phase non parfaits. En effet, les lames séparatrices, non parfaites, induisent probablement des pertes supérieures à 3 dB et légèrement différentes pour les faisceaux transmis ou réfléchis. D'autre part, les lames de phase possèdent des imperfections dont la conséquence est des pertes de transmission ainsi qu'une conversion de mode induisant plus de pertes qu'avec les masques de phase parfaits considérés dans l'étude théorique précédente.

Tableau 5 : Comparaison des valeurs de pertes expérimentales et théoriques du multiplexeur à base de lames de phase binaires (Valeurs en dB)

Mode	3 modes	5 modes	6 modes
LP01	0,7	1,7	2,1
LP11	2,4	2,7	1,8
LP21	-	1,9	2,3
LP02	-	-	3

Tableau 6 : Tableau de valeurs de diaphonie mode à mode du multiplexeur six modes basé sur les lames de phase binaires (Valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	0	-20,6	-30,1	-20,4
LP11 Out	-18,5	0	-14,6	-16,6
LP21 Out	-30,9	-16,6	0	-23,5
LP02 Out	-30,2	-20,7	-30	0

D'autre part, les valeurs de diaphonie mode à mode du multiplexeur 6 modes basé sur les lames de phase binaires calculées par l'équation (68) sont résumés dans le Tableau 6. Les valeurs les plus fortes concernent le mode LP11 (2^e ligne et 2^e colonne) et elles peuvent atteindre des valeurs allant jusqu'à -14,6 dB correspondant à un transfert d'énergie de 3,5% pour la diaphonie du mode LP21 sur le mode LP11 alors que les valeurs théoriques de diaphonie indiquaient des valeurs nulles. Une explication possible de la diaphonie observée expérimentalement est l'imprécision d'alignement optique des éléments dans le Mux. En

effet, comme calculé dans la partie 2.2.3.1, un décalage latéral peut induire beaucoup de diaphonie, notamment pour le mode LP11. L'autre explication est les imperfections des lames de phase. La transition $0-\pi$ de la lame de phase n'est pas parfaite et la ligne de transition peut ne pas être parfaitement droite. La conséquence est une formation des modes spatiaux ne correspondant pas exactement aux modes propres de la fibre mais plutôt une combinaison linéaire de modes propres. Lors de l'injection dans la fibre optique, d'autres modes que celui désiré sont ainsi excités, et la diaphonie apparaît. Étant donné les imperfections des lames de phase, il n'existe donc pas de réglage où toutes les diaphonies sont minimisées simultanément mais un compromis a été trouvé de façon à obtenir des valeurs similaires pour tous les modes.

2.1.2. Multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan

Le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan est un multiplexeur dont l'idée première a été apportée par l'Université Pierre et Marie Curie et il est aujourd'hui développé par la start-up CAILabs [85]. Les avantages de ce multiplexeur sont une absence de pertes intrinsèques et une excellente sélectivité modale grâce au principe de convertisseur multi-plan. J'ai participé au réglage de la toute première génération du multiplexeur trois modes basé sur cette technique en collaboration avec les créateurs de cette start-up [86]. Par la suite, la collaboration avec CAILabs a continué avec la caractérisation dans notre laboratoire d'un multiplexeur six modes. Les résultats obtenus sont présentés dans cette section après l'explication du principe de fonctionnement.

2.1.2.1. Convertisseur multi-plan

Le principe du convertisseur multi-plan est de modifier le champ lumineux d'un état initial à un état final par une succession de transformées de Fourier optiques et de lames de phase. Dans [87], J-F Morizur démontre que n'importe quelle transformation unitaire (c'est-à-dire sans perte) peut être réalisée à l'aide de cette technique si les lames de phase sont précisément conçues pour la transformation désirée. Le nombre de couples {transformée de Fourier-lame de phase} nécessaire à la transformation est dépendant de la complexité de la transformation à réaliser. Dans le cas de la conception d'un multiplexeur de mode spatial pour n modes, la transformation à réaliser est le passage de n faisceaux indépendants dans le mode fondamental à n faisceaux coaxiaux et dont les modes spatiaux sont différents. Dans la pratique, $2n+1$ couples {transformée de Fourier-lame de phase} sont nécessaires et suffisants pour le multiplexeur n modes [88]. Sur la Figure 26, l'exemple du multiplexage de trois

modes est représenté. Sur cette figure, la différence de couleur des faisceaux sert à la différenciation des faisceaux et ne traduit pas une longueur d'onde différente pour chaque faisceau. Au départ, trois faisceaux dans le mode fondamental et non colinéaires se propagent en espace libre. Une succession de 7 couples {lame de phase-transformée de Fourier optique} permet la conversion de deux faisceaux dans les modes d'ordre supérieurs LP21a et LP21b alors que le troisième est conservé dans le mode fondamental. Dans le même temps, les trois faisceaux sont rendus colinéaires. Le caractère successif de cette transformation permet d'avoir une évolution quasiment adiabatique et donc d'obtenir des pertes intrinsèques quasiment nulles car seuls des éléments de phase sont utilisés et la sélectivité de mode obtenue est excellente dans le cas de lames de phase parfaites.

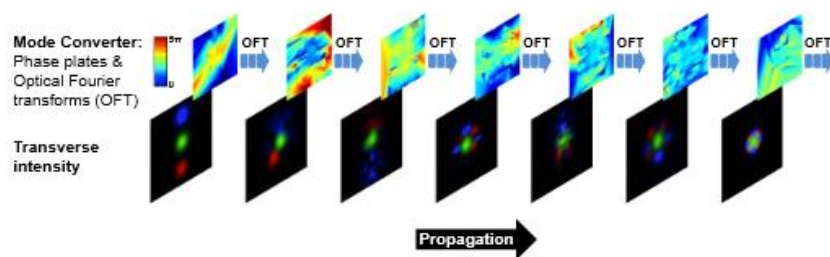


Figure 26 : Le principe du convertisseur multi-plan [89]

2.1.2.2. Montage optique

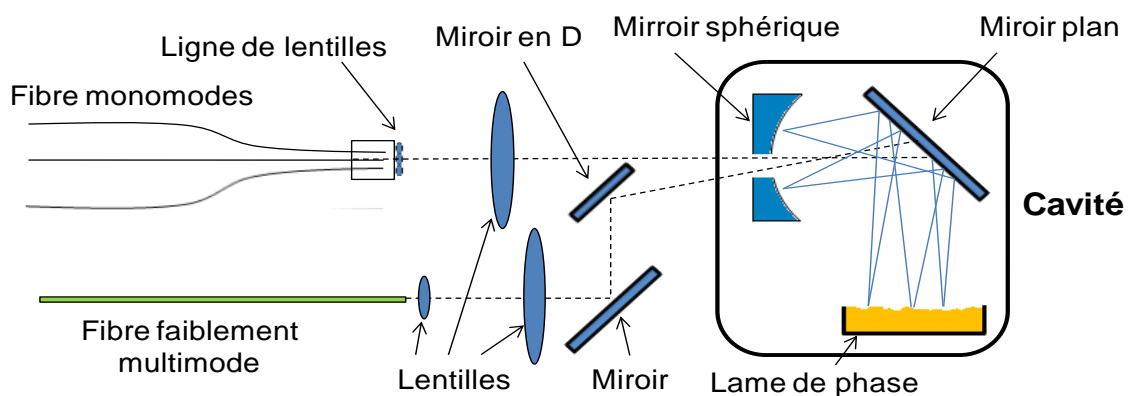


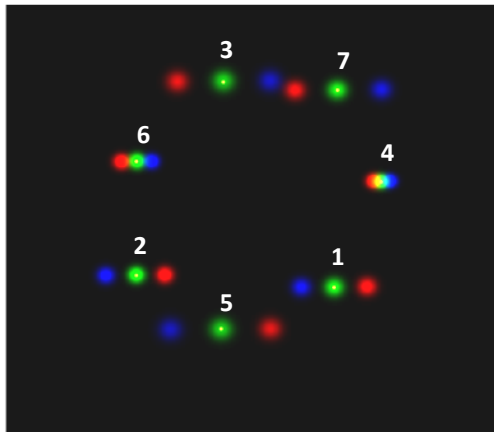
Figure 27 : Montage optique du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan : exemple du Mux 3 modes

La technique de multiplexage des modes présentée dans la section précédente est certes très efficace mais il s'agit d'un montage très encombrant, coûteux car demandant l'utilisation de nombreuses lames de phase différentes et difficile à régler. La solution apportée par

CAILabs est de replier le système en introduisant une cavité constituée d'une lame de phase et d'un miroir sphérique troué [73] [90] [91]. Le schéma du montage est représenté sur la Figure 27 avec l'exemple d'un multiplexeur trois modes. Les faisceaux initiaux dans le mode fondamental viennent de trois fibres monomodes collimatées par une ligne de microlentilles. Une lentille de grande focale envoie les faisceaux dans la cavité où de multiples réflexions ont lieu à différents endroits de la lame de phase. Le profil de la lame de phase est spécialement conçu pour réaliser la conversion de mode désiré et la longueur de la cavité est choisie pour appliquer une transformée de Fourier optique. Le montage de la cavité correspond donc à une succession de couples {transformée de Fourier-lame de phase} appliqués à la lumière. Le faisceau entrant et le faisceau sortant de la cavité passent par le même trou du miroir sphérique mais avec une direction différente. Il est ainsi possible d'extraire le faisceau sortant de la cavité sans perturber les faisceaux entrant grâce à un miroir en D, c'est-à-dire un miroir en forme de demi-cercle, puis de l'injecter dans la fibre de transmission faiblement multimode à l'aide de deux lentilles. L'avantage majeur de ce système est qu'il est possible d'augmenter le nombre de modes multiplexés par la conception d'une nouvelle lame de phase et l'augmentation du nombre de réflexions dans la cavité mais sans ajouter d'éléments optiques induisant de fortes pertes.

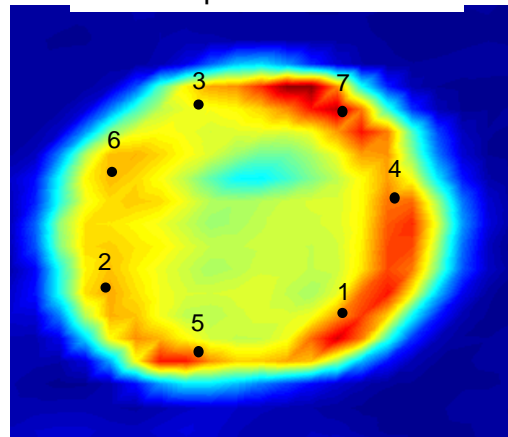
Sur la Figure 28, le plan de la lame de phase du multiplexeur trois modes est représenté. Sur cette figure, l'intensité des faisceaux au niveau du plan de la lame de phase lorsque celle-ci est remplacée par un miroir plan est représentée en haut à gauche. C'est l'acquisition de ces données obtenues à l'aide d'une caméra infrarouge placée derrière le miroir poli placé dans la cavité (voir Figure 27) qui permet aux ingénieurs de CAILabs de concevoir par simulation numérique une lame avec un profil de phase correspondant à la transformation désirée. En bas de la Figure 28, les images des faisceaux au niveau du plan de la lame de phase sont représentées lorsque celle-ci est insérée dans la cavité. Le profil de phase donné en haut à droite de cette figure correspond à un profil fictif pour des raisons de confidentialité.

Intensité des spots sur un miroir plan



+

Profil de phase de la lame*



Intensité des spots sur la lame de phase

=

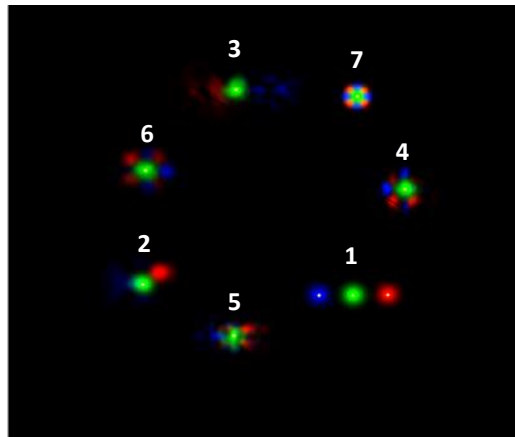


Figure 28 : Intensité des faisceaux au niveau du plan de la lame de phase lorsque celle-ci est remplacée par un miroir plan en haut à gauche, et lorsqu'elle est présente en bas. *Pour des raisons de confidentialité, le profil de la lame de phase représenté en haut à droite a été remplacé par un profil fictif. La numérotation des impacts des faisceaux sur la lame de phase est indiquée.

La limitation de ce système est principalement due à la résolution de la lame de phase, forcément limitée à un certain nombre de niveaux et à un certain nombre de pixels. Un autre paramètre critique de ce multiplexeur est, comme pour le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires, la sensibilité de réglage des éléments optiques. En effet, le moindre décalage, notamment de la cavité, induit une succession de profils de phase incorrect par rapport aux calculs initiaux et une mauvaise formation des modes spatiaux et donc de la diaphonie et des pertes.

2.1.2.3. Multiplexeur 3 modes

Le premier multiplexeur basé sur le convertisseur monté et testé est un multiplexeur trois modes [86] pour les modes LP01, LP21a et LP21b. Il a été conçu et utilisé dans le cadre du projet européen SASER-Savenet. Sept réflexions sur la lame de phase sont nécessaires pour obtenir un multiplexeur trois modes comme on peut le voir sur la Figure 28. Le travail de conception du montage optique et de la lame de phase est réalisé par notre partenaire CAILabs. Comme expliqué précédemment, le profil de phase de la lame est optimisé pour la longueur d'onde 1550 nm et est représenté sur la Figure 28 où les différentes couleurs correspondent à différentes valeurs de phase. J'ai fortement participé au montage et au réglage de ce multiplexeur ainsi qu'à l'évaluation des performances de celui-ci. Les degrés de liberté pour le réglage de la cavité sont la longueur de cavité, l'inclinaison du miroir sphérique, de la lame de phase et du miroir poli. La superposition de l'image de la lame de phase théorique (Figure 28), directement obtenue avec une caméra infrarouge (à droite de la Figure 29), permet de régler ces éléments optiques afin d'obtenir la transformation modale désirée. Ensuite les miroirs après la cavité sont précisément ajustés pour injecter le faisceau multimode dans la fibre de transmission. Une photo du montage global est montrée sur la Figure 29.

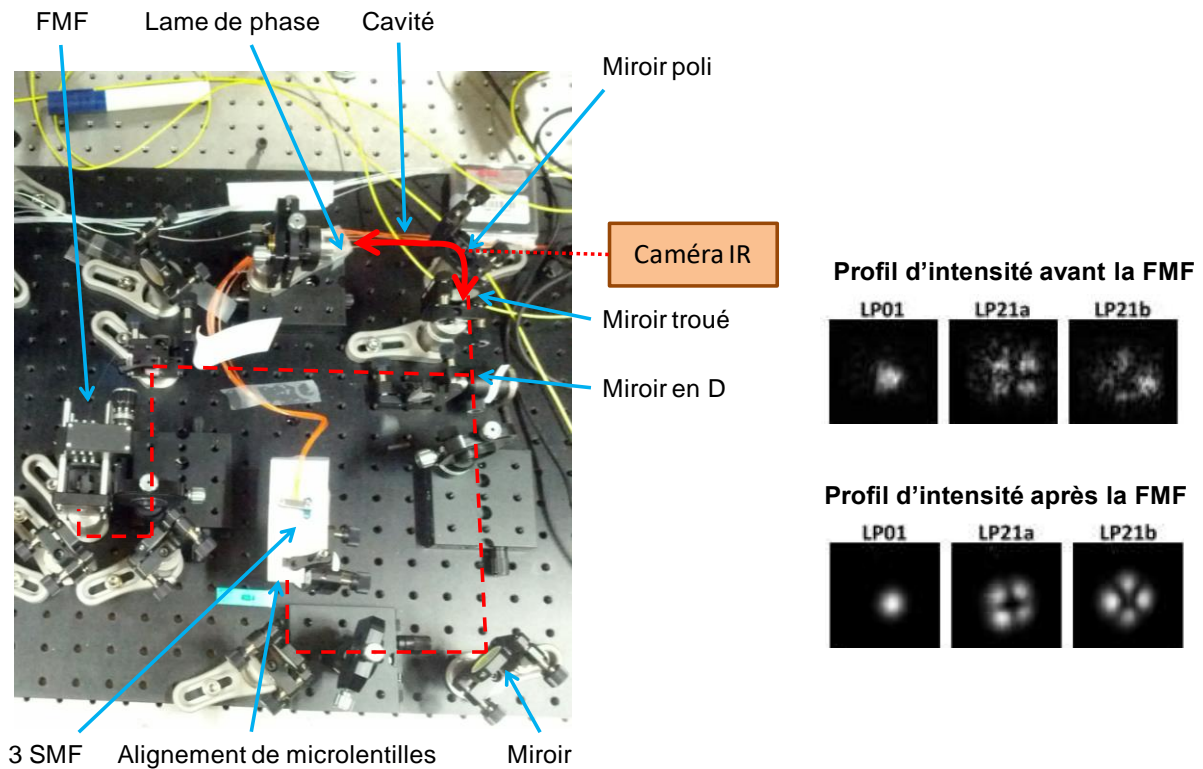


Figure 29 : Photo du montage expérimental du multiplexeur trois modes basé sur le convertisseur multi-plan (à gauche) et images des modes avant et après la fibre faiblement multimode obtenues avec une caméra infrarouge (IR) (à droite)

De même qu’avec le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires, la mesure de diaphonie et de pertes pour chaque mode nécessite l’utilisation d’un système complet réunissant un multiplexeur, une fibre courte et un démultiplexeur, représenté sur la Figure 24. Le protocole de mesure et le calcul matriciel reste le même que pour le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires pour obtenir la matrice de diaphonie du Tableau 7 correspondant au multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan

Tableau 7 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 3 modes basé sur le convertisseur multi-plan (valeurs en dB)

	LP01 In	LP21 In
LP01 Out	-4,7	-26,3
LP21 Out	-24,9	-8,9

Comme indiqué dans l’équation (73), les valeurs de diaphonie mode à mode peuvent facilement être calculées à partir ce tableau par division de la valeur non diagonale par la

valeur diagonale se situant sur la même colonne. Par exemple, dans le Tableau 7, la diaphonie du mode LP01 sur les modes LP21 est de $-24,9 - (-4,7) = -20,2 \text{ dB}$ alors que celle des modes LP21 sur le mode LP01 est de $-17,4 \text{ dB}$. La moyenne des diaphonie mode à mode est obtenue en considérant la présence de deux modes dégénérés pour le mode LP21. Pour le multiplexeur trois mode basé sur le convertisseur multi-plan, la valeur moyenne sur les trois modes est de $-18,1 \text{ dB}$. Pour le multiplexeur trois modes basé sur les lames de phase binaires du Tableau 2, le calcul indique une diaphonie mode à mode moyenne de $-25,7 \text{ dB}$. D'autre part, les valeurs de pertes sont égales à l'opposé des valeurs diagonales du Tableau 2 et du Tableau 7. Les pertes du mode LP01 sont augmentées de 1 dB avec le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan mais elles sont en revanche diminuées de $1,2 \text{ dB}$ pour l'autre mode dégénéré (LP11 dans le cas du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires et LP21 dans le cas du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan). L'origine de ces valeurs de diaphonie moyennes est la présence de sauts phase sur la lame de phase induisant des phénomènes de diffraction et de diffusion indésirables. Ces effets sont directement observables sur les images de la caméra sur la droite de la Figure 29. Ces diffusions se traduisent aussi par des pertes lors de l'injection du faisceau dans la fibre faiblement multimode. En plus, la réflectivité imparfaite des éléments optiques utilisés est aussi source de pertes. En effet, étant donné que la lumière fait une série de sept réflexions sur la lame de phase et le miroir sphérique et quatorze réflexions sur le miroir plan dans la cavité, le fait que la valeur de réflectivité n'est pas de 100% a une influence sur la valeur de perte finale. Par exemple, en considérant une réflectivité de $99,5\%$ pour chacun des éléments optiques correspondant à la valeur de réflectivité à 1550 nm des miroirs diélectriques commerciaux utilisés, les réflexions dans la cavité provoquent des pertes environ égales à $0,52 \text{ dB}$.

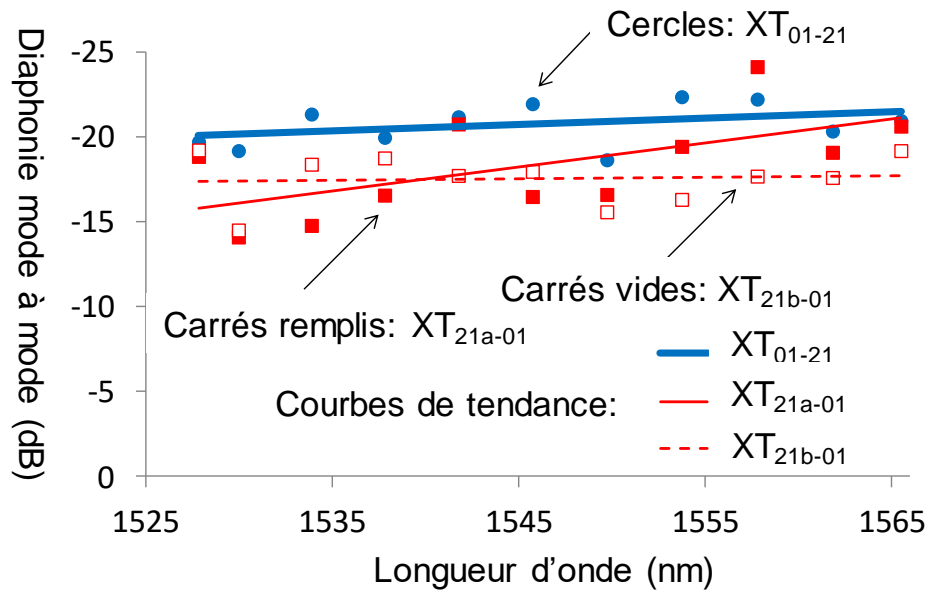


Figure 30 : Diaphonie induit par le multiplexeur trois modes basé sur le convertisseur multi-plan

Les diaphonies mode à mode que j'ai mesurées après un multiplexeur-démultiplexeur sont représentées sur la Figure 30 pour plusieurs longueurs d'onde dans la bande C, les réglages étant identiques pour toutes les longueurs d'onde. Les valeurs de diaphonie restent relativement constantes et inférieures à -14 dB, cette technique de multiplexage de modes spatiaux est ainsi tout à fait compatible avec la technique de multiplexage en longueur d'onde sur toute la bande C.

En conclusion, les performances mesurées avec le multiplexeur trois modes basé sur le convertisseur ne sont pas meilleures qu'avec les lames de phase binaires. Néanmoins, il s'agit d'un premier prototype offrant des résultats très positifs et encourageants. De plus, le grand avantage de la technique par le convertisseur est la facilité d'augmentation du nombre de modes multiplexés sans augmenter les pertes de façon trop importantes car aucun élément optique n'est ajouté. C'est pourquoi un multiplexeur pour un nombre de modes spatiaux plus important a été étudié.

2.1.2.4. Multiplexeur 6 modes

Reprenant le même principe, j'ai évalué les performance d'un multiplexeur six modes conçu par CAILabs lors de ma thèse [92]. Le nombre de réflexions sur la lame de phase est passé de sept pour le multiplexeur trois modes à treize pour le multiplexeur six modes puisqu'il s'agit d'une transformation plus complexe et donc nécessitant plus de couples {lame

de phase-transformée de Fourier optique} de transformation du champ lumineux comme expliqué dans la section 2.1.2.1. La photo du montage optique est présentée sur la Figure 31. Pour le réglage de ce multiplexeur, de nombreux éléments ont été collés afin d'éviter un réglage long et difficilement reproductible comme avec le multiplexeur trois mode. Pour le réglage de la cavité, j'agissais seulement sur la lame de phase pour bien aligner les faisceaux. Le travail le plus délicat était l'alignement fin du faisceau pour l'injecter dans la fibre faiblement multimode. Pour cela, la rotation de deux miroirs plans était possible ainsi que le réglage des vis de translation transversale et longitudinale du support de maintien de la fibre faiblement multimode.

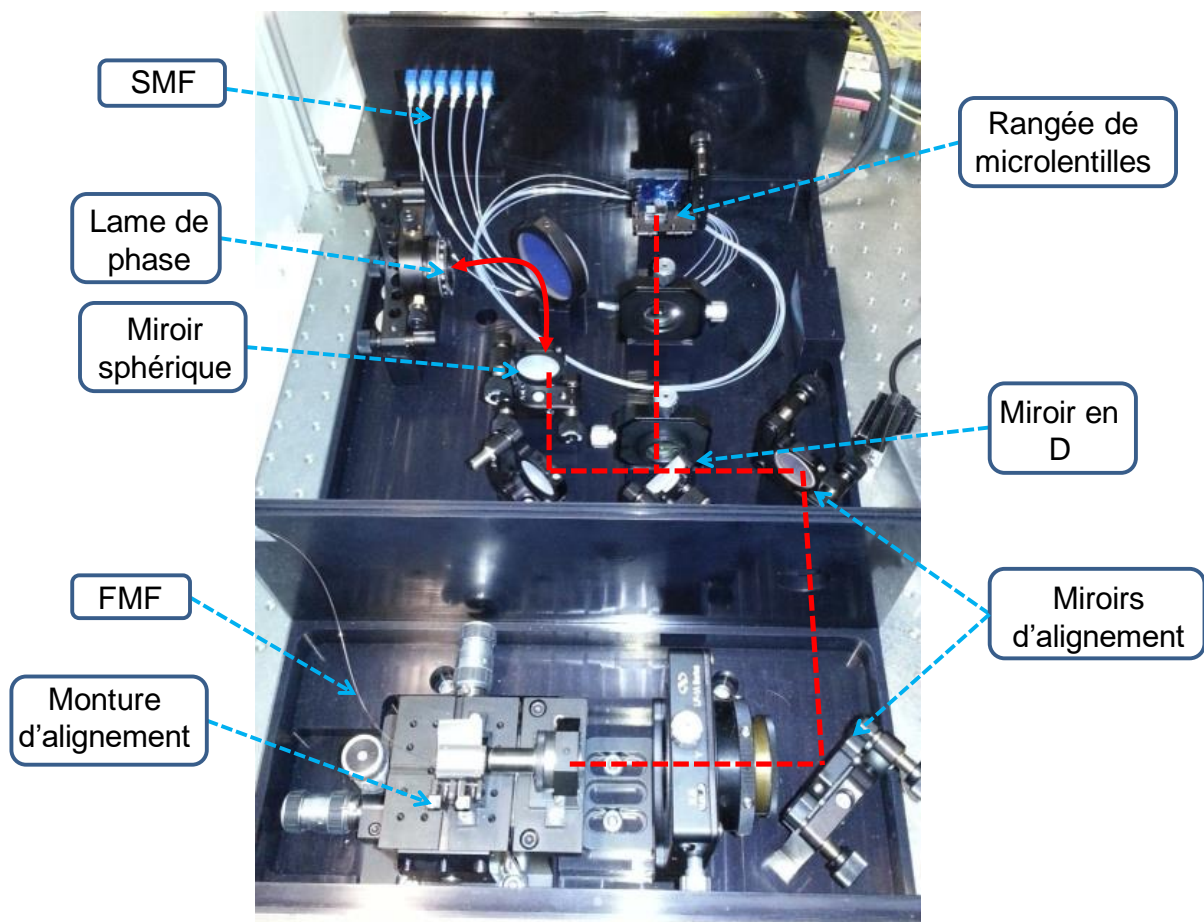


Figure 31 : Photo du multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan

Comme pour le multiplexeur trois modes, la lame de phase a été conçue pour une transformation à la longueur d'onde 1550 nm et j'ai étudié la dépendance en longueur d'onde pour vérifier la compatibilité de ce multiplexeur six mode avec la technique du multiplexage en longueur d'onde. La diaphonie à travers un multiplexeur et un démultiplexeur séparés par une fibre courte et les pertes d'un multiplexeur pour tous les modes ont été mesurées pour

plusieurs longueurs d'onde dans la bande C avec le même protocole de mesure que dans la partie 2.1.1.2. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 32. Tout d'abord, il est rassurant de confirmer la bonne compatibilité de cette technique avec le multiplexage en longueur d'onde sur toute la bande C avec une diaphonie assez constante sur cette bande de longueur d'onde. Les pertes mesurées par le multiplexeur indiquent de très bonnes performances pour deux raisons : d'abord ces valeurs sont très faibles, notamment si on les compare avec le multiplexeur six modes basé sur les lames de phase binaires (voir Tableau 4) et deuxièmement, les valeurs de pertes sont très proche pour tous les modes avec une différence inférieure à 1,3 dB sur toute la bande C. L'avantage de ce dernier point est d'éviter un déséquilibre de performances entre modes spatiaux et cela montre aussi la possibilité d'utiliser ce multiplexeur pour l'approche du multiplexage de mode spatial avec modes couplés où la différence de pertes entre modes doit rester le plus faible possible pour éviter de dégrader les performances de transmission de données [93]. Avec cette lame de phase, la diaphonie totale par mode induite avec un système multiplexeur-démultiplexeur est en moyenne de -10,6 dB sur la bande C pour tous les modes (ou de -13,6 dB pour un multiplexeur seul si le multiplexeur et le démultiplexeur sont considérés comme identiques). Cette valeur est satisfaisante pour l'approche non couplée mais reste assez pénalisante pour la transmission de donnée comme il est expliqué dans la partie 1.3.

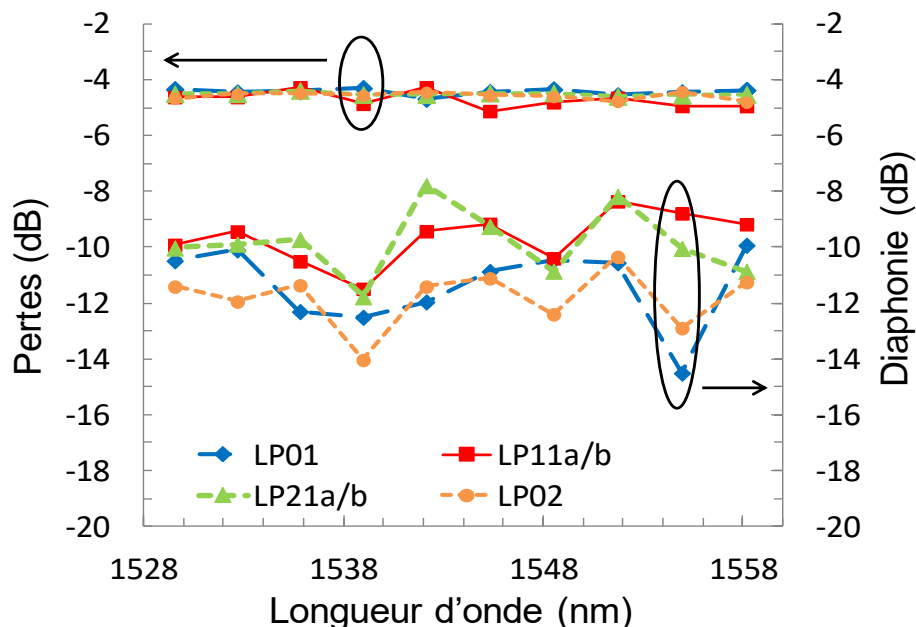


Figure 32 : Diaphonie induite par un montage multiplexeur-démultiplexeur et pertes induites par un multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan avec la première lame de phase

De même qu’avec le multiplexeur 3 modes, le profil de phase de la lame de phase est un élément critique pour obtenir des bonnes valeurs de diaphonie. Le design d’une nouvelle lame de phase d’une des cavités a été réalisé une seconde fois par CAILabs. La matrice de diaphonie obtenue avec cette lame de phase optimisée à 1550 nm est présentée dans le Tableau 8. Il est ainsi possible d’obtenir une valeur moyenne de diaphonie de -13,3 dB pour tous les modes pour un multiplexeur-démultiplexeur (ou -16,3 dB pour un multiplexeur seul). Cette valeur, 2,7 dB inférieure à celle obtenue avec la lame de phase précédente, confirme le rôle primordial de conception de la lame de phase.

Tableau 8 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 6 modes basé sur le convertisseur multi-plan avec la deuxième lame de phase à 1550nm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-6,8	-31,5	-34,6	-28,5
LP11 Out	-23,5	-7,2	-28,6	-23,2
LP21 Out	-27,7	-27,1	-7,4	-26,4
LP02 Out	-31,4	-31,2	-33,7	-5,7

En conclusion, ce multiplexeur offre la possibilité de multiplexer de nombreux modes spatiaux avec des pertes faibles et une bonne sélectivité de mode adaptée pour l’approche de modes non couplés. Le nombre de modes multiplexés peut encore être augmenté mais dans ce cas, le nombre de réflexions sur la lame de phase nécessaires à la bonne conversion de mode est plus important. Il faut donc utiliser une lame de phase plus complexe et avec un profil de phase plus précis. De plus, avec une ligne de microlentilles, l’éloignement spatial entre les faisceaux d’entrée devient relativement important lorsque le nombre de modes multiplexés est supérieur à six. La conséquence est une combinaison des faisceaux plus difficile à réaliser et un encombrement sur la lame de phase plus important. L’utilisation d’une matrice de microlentilles où l’éloignement des faisceaux reste raisonnable devient ainsi nécessaire.

2.1.3. Comparaison des différents multiplexeurs

La comparaison des différents multiplexeurs caractérisés dans cette thèse s’effectue avec les valeurs de diaphonie mode à mode dont la définition est donnée dans l’équation (67). L’utilisation de cette grandeur est justifiée par la normalisation par la valeur de pertes du

mode d'entrée, elle est donc seulement dépendante du couplage entre les modes et non des pertes de ceux-ci. L'ensemble des valeurs de diaphonie mode à mode est représenté en haut de la Figure 33. Une échelle de couleur commune, dont la légende est représentée en bas à droite de cette figure, a été mise en place pour faciliter la comparaison des valeurs des différents tableaux. Les cases de couleur proche du rouge correspondent à des valeurs de diaphonie plus grandes que les cases de couleur vertes, sachant que la couleur intermédiaire est le jaune.

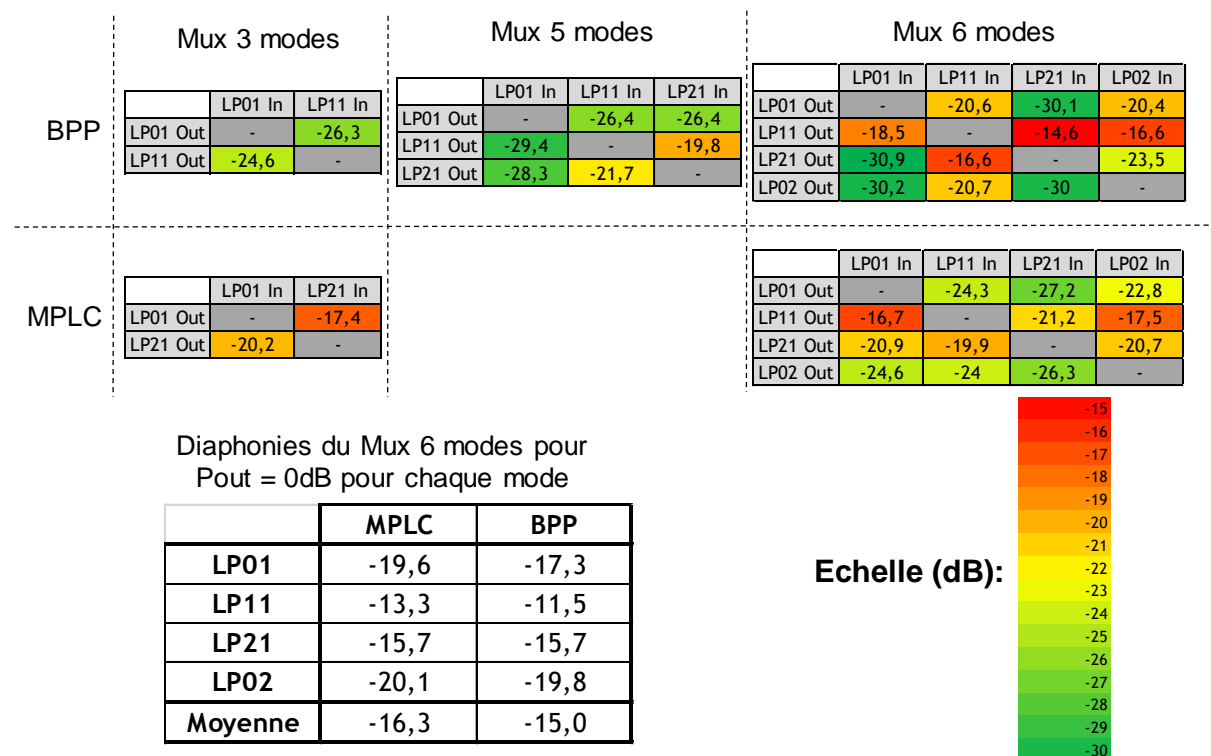


Figure 33 : En haut : valeurs de diaphonie mode à mode en dB de chacun des multiplexeurs étudiés, l'échelle de couleur utilisée est indiquée en bas à droite. En bas à gauche : comparaison des deux multiplexeurs 6 modes.

Pour le multiplexeur 3 modes, les mesures obtenues lors de ma thèse montrent de meilleurs résultats pour la technologie basée sur les lames de phase binaires, dû au fait que le multiplexeur 3 modes basé sur le convertisseur multi-plan était une démonstration de principe avec une maîtrise des lames assez limitée. A la vue des résultats prometteurs, le nombre de modes multiplexé avec cette technologie a directement été augmenté à six car une version du multiplexeur trois modes améliorée n'aurait pas eu un grand intérêt. Lorsque le nombre de modes spatiaux augmente, les performances des termes de diaphonie mode à mode du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires sont fortement dégradés car il est plus difficile de trouver un réglage optique optimisant tous les modes simultanément. Pour six

modes, la comparaison des deux technologies sur le tableau des valeurs de diaphonie mode à mode n'est pas évidente car le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan affiche des performances globalement moyennes pour tous les modes alors que le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires présente des valeurs de diaphonie très basses pour certains modes mais très hautes pour d'autres. Afin de faciliter la comparaison, j'ai calculé la diaphonie de chaque mode et la diaphonie moyenne en considérant une puissance de sortie égale à 0 dB pour tous les modes. Le fait de fixer une même puissance de sortie pour tous les modes suppose que les différences de pertes ont été compensées par des puissances d'entrée différentes et permet donc de ne comparer que le phénomène de couplage et non les différences de pertes. Les résultats représentés en bas à gauche de la Figure 33 indiquent une diaphonie plus faible pour le multiplexeur basée sur le convertisseur multi-plan par rapport au multiplexeur basé sur les lames de phase binaires avec une diaphonie moyenne de -16,3 dB et -15 dB respectivement. Ce tableau permet aussi de remarquer les plus hautes valeurs de diaphonie pour le groupe de modes LP11 avec une diaphonie égale à -13,3 dB pour le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan et atteignant jusqu'à -11,5 dB pour le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires. Cette observation est probablement liée à la forte sensibilité du couplage entre le mode LP11 avec les autres modes au niveau des connecteurs comme il sera étudié dans la partie 2.2.3.

D'autre part, il est intéressant de comparer les pertes induites par les différents multiplexeurs car indépendamment de la diaphonie induite par le multiplexeur, des pertes trop importantes doivent être compensées par l'utilisation d'un amplificateur dégradant le rapport signal à bruit et induisant de la diaphonie s'il est dans le ligne de transmission (voir chapitre 3). La comparaison des valeurs de pertes indiquées sur la Figure 34 indiquent une augmentation conséquente des pertes lorsque le nombre de modes augmente pour le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires. En effet, le multiplexeur 3 modes basé sur les lames de phase binaires a une valeur de pertes maximale de 10,1 dB alors que les multiplexeur 5 modes et 6 modes atteignent un maximum de 13,4 dB et 13,9 dB de pertes respectivement. Au contraire, le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan présente des valeurs de pertes limitées même pour le multiplexeur 6 modes avec une valeur de pertes maximale égale à 7,4 dB. En effet, l'avantage majeur du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan est l'absence de séparateurs de faisceau induisant des pertes importantes.

À la vue de ces résultats, il est préférable d'utiliser la technologie du convertisseur multi-plan, notamment lorsque le nombre de modes spatiaux devient important.

		LP01	LP11	LP21	LP02	Moyenne
Mux 3 modes	BPP	3,7	10,1			5,8
	MPLC	4,7		8,9		6,3
Mux 5 modes	BPP	7,7	13,4	10,8		10,0
Mux 6 modes	BPP	11,1	12,5	11,2	13,9	12,0
	MPLC	6,8	7,2	7,4	5,7	6,7

Echelle (dB) :



Figure 34 : Valeurs de pertes en dB des multiplexeurs étudiés.

2.2. La fibre faiblement multimode

2.2.1. Description de la fibre faiblement multimode

Les fibres multimodes déployées dans les réseaux actuels peuvent propager un nombre de modes très élevé, typiquement une cinquantaine. Comme précisé dans la partie 1.2.1, la diaphonie modale est très dépendante du nombre de modes transmis. Ainsi, le multiplexage de mode spatial faiblement couplé dans les fibres multimodes standard est difficile à mettre en place sur des distances supérieures à 10 km à cause de la diaphonie trop importante. Une fibre propageant un nombre de modes spatiaux moins élevé est donc préférable. C'est pourquoi les fibres faiblement multimodes ont été introduites. Les premières générations de ce type de fibre acceptaient trois modes [94] [12] [13] [95] (le mode fondamental LP₀₁ et les deux modes dégénérés LP_{11a} et LP_{11b}) puis des fibres pouvant transmettre six modes ont fait leur apparition [15] [96] [97] (En plus des trois précédents modes, les deux modes dégénérés LP_{21a} et LP_{21b} et le mode LP₀₂ sont aussi guidés par la fibre optique). Ce dernier type de fibre est celui que j'ai utilisé lors de ma thèse.

La FMF de notre laboratoire a été conçue et fabriquée par notre partenaire Draka du groupe Prysmian Group dans le cadre du projet ANR STRADE. Il s'agit d'une fibre à saut d'indice proche des fibres monomodes standard mais dont le diamètre de cœur a été augmenté à 13μm pour pouvoir propager jusqu'à six modes spatiaux. La constante de propagation normalisée a ainsi une valeur supérieure à 3,8 mais inférieure à 5,2 de façon à ne propager que ces six modes. Les caractéristiques principales de cette fibre sont données dans le Tableau 9 [96]. Il est important de noter la forte différenciation de la constante de propagation de chaque mode spatial, lié à l'indice effectif, afin d'obtenir une fibre avec peu de couplage entre les modes [98].

Tableau 9 : Caractéristiques principales de la FMF [99]

		LP ₀₁		LP ₁₁		LP ₂₁		LP ₀₂	
		Calc.	Meas.	Calc.	Meas.	Calc.	Meas.	Calc.	Meas.
$(n_{\text{eff}} - n_{\text{cl}})$ at 1550nm	$\times 10^{-3}$	8.3	/	6.0	/	3.2	/	2.4	/
DGD vs. LP ₀₁	ps/m	/	/	4.4	4.4	8.5	8.9	7.2	7.9
Chromatic Dispersion	ps/nm-km	21.9	21	24.9	26	20.9	19	7.8	8
A _{eff}	μm ²	124	124	118		133		127	
Loss	dB/km	<0.22	0.218	0.215		0.21		0.21	
Cable Cutoff Wavelength	nm	/	/	2980	>1700	1950	>1700	1800	>1700
Macro-Bend Loss (10mm bend radius)	dB/turn	<0.005	0.002	<0.01		0.01		1.9	
Polarisation Mode Dispersion	ps/km ^{0.5}	<0.10	0.04						

2.2.2. Diaphonie et pertes de la fibre faiblement multimode

Comme tout élément optique de la ligne de transmission, la fibre faiblement multimode induit de la diaphonie lors de la propagation de la lumière dans celle-ci, ne serait-ce que parce qu'elle possède des imperfections et des inhomogénéités d'indice de réfraction. Il est important de connaître la diaphonie induite par kilomètre de fibre afin de connaître la distance maximale de propagation dans celle-ci avant que la diaphonie ne pénalise trop la transmission comme nous le verrons dans la partie 1.3.

La mesure de la diaphonie induite par la fibre faiblement multimode est réalisée en deux étapes, représentées sur la Figure 35. D'abord la diaphonie induite par le multiplexeur avec une fibre très courte est mesurée grâce au protocole décrit dans la partie 2.1.1.2. Cette mesure de diaphonie permet d'obtenir la matrice de diaphonie du multiplexeur et du démultiplexeur à partir de l'équation (71). La matrice correspondante est notée D_{Mux} . Dans la deuxième étape, une bobine de 20 km de fibre faiblement multimode est installée à la place du tronçon court de fibre faiblement multimode. La transformation matricielle entre les vecteurs décrivant les puissances modales d'entrée et de sortie du système devient donc :

$$P_{out} = D_{Mux}D_{Bobine}D_{Mux}P_{in} \quad (73)$$

Chaque entrée du multiplexeur est allumée une par une grâce à des atténuateurs de puissance comme pour la mesure de diaphonie du multiplexeur. De la même façon que pour l'équation (71) et en utilisant les mêmes notations, la transformation matricielle correspondant à une seule entrée du multiplexeur allumée nous permet d'écrire :

$$\frac{P_{out-lm}}{P_{lm}} = D_{Mux}D_{Bobine}D_{Mux} \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{t_{01-lm}} \\ d_{t_{11-lm}} \\ \dots \\ d_{t_{uv-lm}} \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$\text{avec } D_t = D_{Mux}D_{Bobine}D_{Mux} = \begin{bmatrix} d_{t_{01-01}} & d_{t_{11-01}} & \dots & d_{t_{uv-01}} \\ d_{t_{01-11}} & d_{t_{11-11}} & \dots & d_{t_{uv-11}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{t_{01-uv}} & d_{t_{11-uv}} & \dots & d_{t_{uv-uv}} \end{bmatrix} \quad (75)$$

L'allumage de chacune des entrées du multiplexeur nous permet donc de trouver chaque colonne de la matrice D_t . Une fois cette matrice entièrement construite, étant donné que la matrice de diaphonie du multiplexeur D_{Mux} a été précédemment calculée, la matrice D_{Bobine} est obtenue par le calcul matriciel suivant :

$$D_{Bobine} = (D_{Mux})^{-1} * D_t * (D_{Mux})^{-1} \quad (76)$$

La matrice de diaphonie correspondant à 1 km de fibre faiblement multimode $D_{FMF/km}$ est très facilement trouvée :

$$D_{FMF/km} = (D_{Bobine})^{\frac{1}{20}} \quad (77)$$

Dans le cas où le multiplexeur basé sur les lames de phase binaires packagé est utilisé, il n'est pas possible de remplacer directement la fibre faiblement multimode, des soudures sont nécessaires pour introduire la bobine de fibre faiblement multimode. Cette contrainte n'est pas gênante dans le calcul matriciel car en considérant chaque soudure comme équivalente (la discussion de cette approximation sera faite dans la partie 2.2.3.4 à propos des soudures), la matrice D_{Mux} correspond à la matrice de diaphonie du multiplexeur + une soudure. Evidemment, dans ce cas, la première étape de mesure de cette matrice devra faire intervenir deux soudures comme représenté sur la Figure 35.

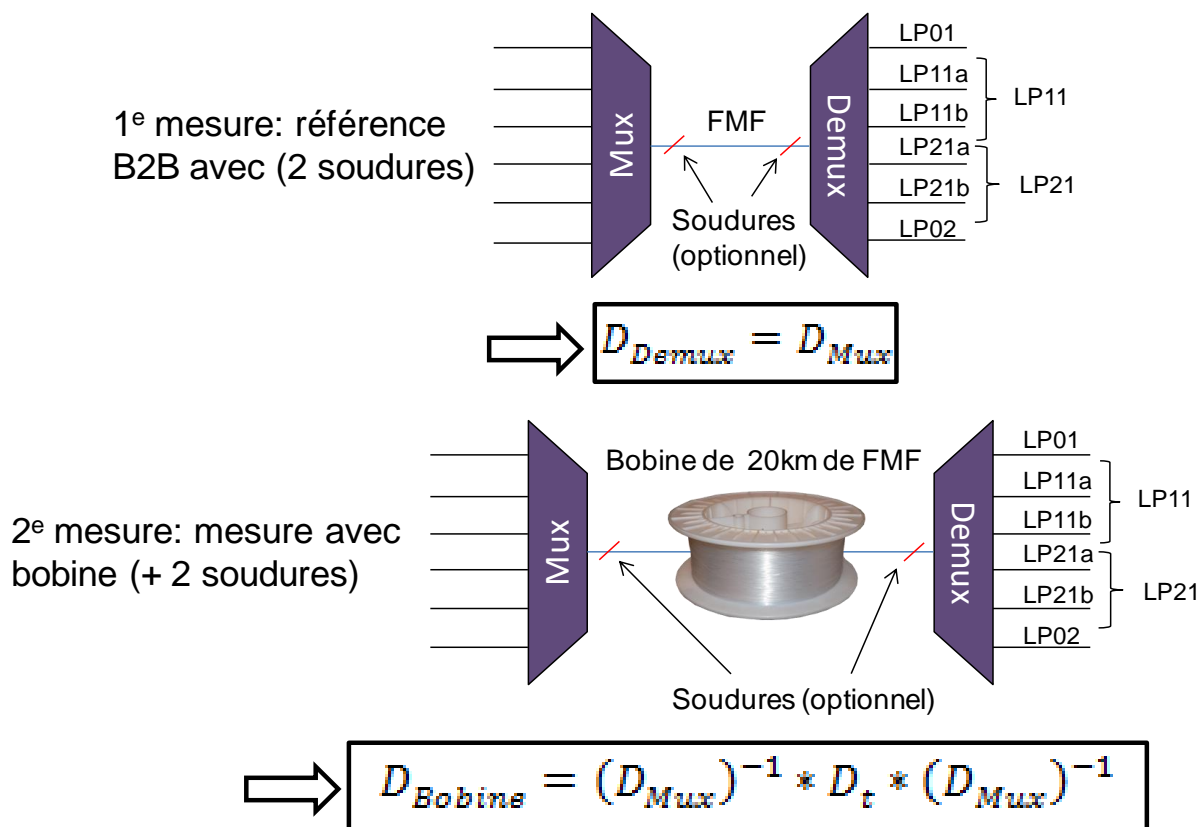


Figure 35 : Principe de mesure de diaphonie de la fibre faiblement multimode

Plusieurs bobines ayant des valeurs de tension de bobinage différentes ont été caractérisées. La tension de bobinage est la tension appliquée à la fibre lors de l'opération de bobinage et elle est nécessaire pour un maintien de la fibre sur la bobine. Le premier type de fibre testé est une fibre dont la valeur exacte de tension de bobinage est inconnue mais elle est inférieure à 50 g. Sept bobines correspondant à cette tension de bobinage ont été fournies par notre partenaire Prysmian Group. Le multiplexeur utilisé pour la caractérisation de ces bobines est le multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan présenté dans la partie 2.1.2.4. Ici, aucune soudure n'est effectuée mais le réglage de l'alignement optique d'injection dans la fibre faiblement multimode doit être fait très régulièrement par minimisation des valeurs de diaphonie directement mesurées avec des puissancemètres car le support de fibre faiblement multimode se dérègle au cours du temps. En moyennant les sept matrices de diaphonie de ces bobines, la matrice de diaphonie obtenue avec ce type de bobine est présentée dans le Tableau 10, les valeurs étant présentées en décibel. Lors du calcul des matrices de couplage, certaines valeurs de couplage obtenues sont négatives et n'ont ainsi pas de sens physique. J'ai donc considéré ces termes de couplages comme négligeable et je les ai fixés à -50 dB, correspondant à 10^{-5} .

La valeur de pertes de cette fibre, correspondant aux termes diagonaux, dépend largement du mode spatial considéré. En effet, le mode fondamental a le moins de pertes avec une valeur de 0,23 dB/km, les modes LP11, LP21 et LP02 ont des pertes respectives de 0,25 dB/km, 0,29 dB/km et 0,31 dB/km. Les modes d'ordre supérieurs ont ainsi plus de pertes, une explication possible est une énergie plus éloignée du centre de la fibre pour ces modes. Le couplage avec les modes de gaine de la fibre pour les modes d'ordre supérieurs est plus élevé. Ces modes de gaine ne sont pas guidés par la fibre et l'énergie de couplage correspond donc directement à des pertes de la fibre. La représentation graphique de l'ensemble des termes non diagonaux, correspondant aux termes de couplage, est faite sur la Figure 36. Sur cette figure, les points correspondant à une même bobine ont été reliés pour des questions de lecture du graphique seulement. Les résultats que j'ai mesurés sur ces sept bobines sont ainsi assez différents d'une bobine à une autre. De plus, en mesurant plusieurs fois la même bobine, avec l'exemple de la bobine n°3 correspondant aux lignes en pointillés sur la Figure 36, les valeurs de la matrice de diaphonie sont aussi différentes. L'absence de reproductibilité de la mesure est en majeure partie liée à l'incertitude de réglage du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan. En effet, les montures de réglage d'injection dans la fibre faiblement multimode du multiplexeur doivent être réglées de nouveau à chaque installation d'une nouvelle bobine. De plus, la cavité se dérègle au cours du temps et doit être réglée toute les demi-journées afin d'obtenir des valeurs de diaphonie satisfaisantes. Il est donc très difficile d'estimer exactement l'erreur liée au réglage du multiplexeur car cela dépend de l'erreur sur le réglage d'injection dans la fibre faiblement multimode, de la vitesse de dérèglement des montures de la cavité, variable selon le réglage que j'ai effectué. Néanmoins, l'observation des valeurs sur la Figure 36 indique des tendances intéressantes, comme un faible couplage du mode LP21 vers le mode LP01 (encadré en vert) ou d'un couplage fort du mode LP02 vers le mode LP11 (encadré en rouge). Ces corrélations entre bobines de fibre faiblement multimode justifient l'utilisation du Tableau 10 pour estimer la diaphonie induite par la fibre faiblement multimode.

Tableau 10 : Moyenne des matrices de diaphonie d'un kilomètre de fibre faiblement multimode des 7 bobines de tension inconnue

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,230	-36,8	-48,9	-34,6
LP11 Out	-32,5	-0,253	-34,2	-29,6
LP21 Out	-35,5	-34,6	-0,286	-33,3
LP02 Out	-36,1	-39,9	-37,4	-0,307

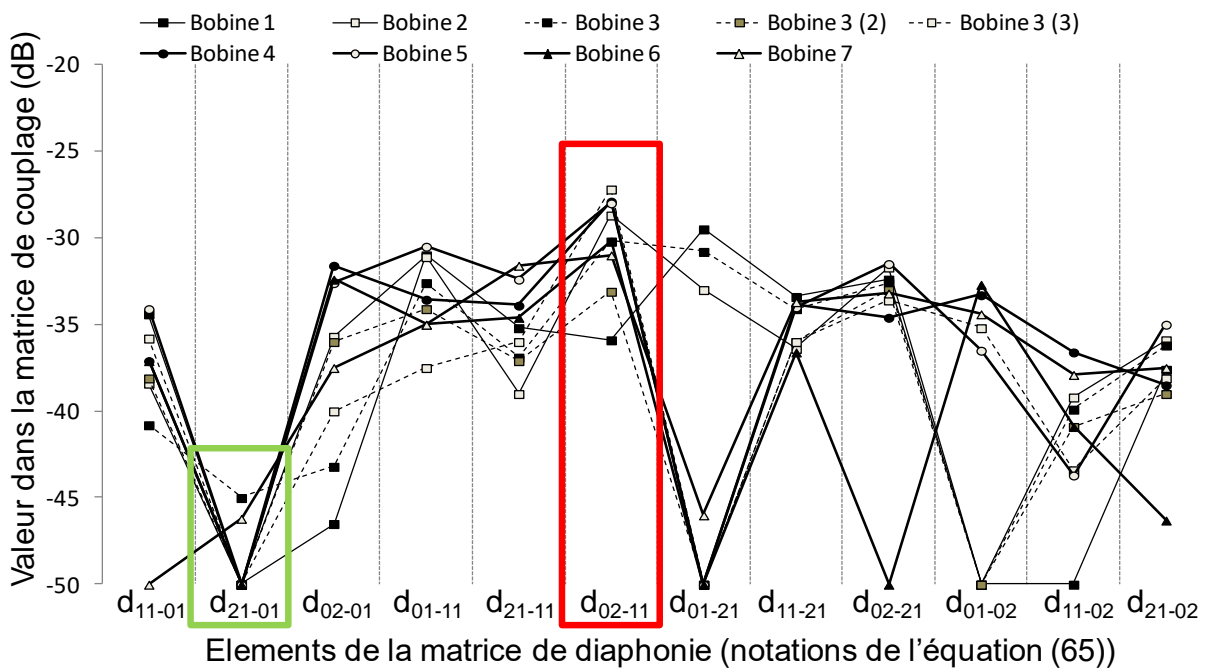


Figure 36 : Représentation graphique des valeurs des éléments non diagonaux des matrices de diaphonie de la fibre faiblement multimode correspondant aux différentes bobines

Deux autres bobines ayant des tensions de bobinage de 20 g et 50 g ont aussi été caractérisées. Ces mesures ont été faites avec le multiplexeur six modes packagé basé sur les lames de phase binaires, présenté dans la section 2.1.1.2. Ce type de multiplexeur est certes plus stable que le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan mais dans ce cas, mais deux soudures sont nécessaires pour insérer la bobine de fibre faiblement multimode. Le désavantage de la réalisation de soudures est la reproductibilité imparfaite de celles-ci comme nous le verrons dans la partie 2.2.3.4 mais l'erreur de mesure est moins importante qu'avec l'utilisation du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan qu'il faut rerégler régulièrement. Afin de pouvoir comparer avec les valeurs des bobines précédentes, une des

bobines (bobine n°3) précédemment mesurée l'a été de nouveau avec ce type de multiplexeur. Les résultats obtenus pour les trois bobines de fibre faiblement multimode sont présentés dans le Tableau 11.

Tableau 11 : Matrices de diaphonie des bobines de fibre faiblement multimode bobinés avec une tension de bobinage à 20 g (en haut), 50 g (au milieu) et inconnue (<50 g) (en bas)

20g	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,230	-39	-42,8	-42,5
LP11 Out	-44,4	-0,249	-50	-50
LP21 Out	-41,4	-50	-0,276	-33,4
LP02 Out	-44	-50	-34,1	-0,276
50g	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,229	-38,2	-43,7	-39,2
LP11 Out	-39,8	-0,248	-50	-50
LP21 Out	-40,8	-50	-0,276	-31,5
LP02 Out	-50	-50	-32,9	-0,278
Inconnu	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,241	-33,2	-42,4	-41,1
LP11 Out	-31,4	-0,272	-30,8	-30,4
LP21 Out	-41,1	-31,4	-0,310	-33,6
LP02 Out	-50	-38,4	-34,5	-0,313

Les valeurs de pertes et de couplage mesurées sont meilleures avec les fibres faiblement multimodes de tension 20 g et 50 g qu'avec les bobines précédemment caractérisées. En revanche, la tendance de variation des pertes est similaire, c'est-à-dire que le mode fondamental souffre de moins de pertes, puis viens le mode LP11, le mode LP21 et enfin le mode LP02. Afin de pouvoir comparer plus facilement les valeurs de couplage mesurées, une représentation graphique de ces valeurs est donnée sur la Figure 37.

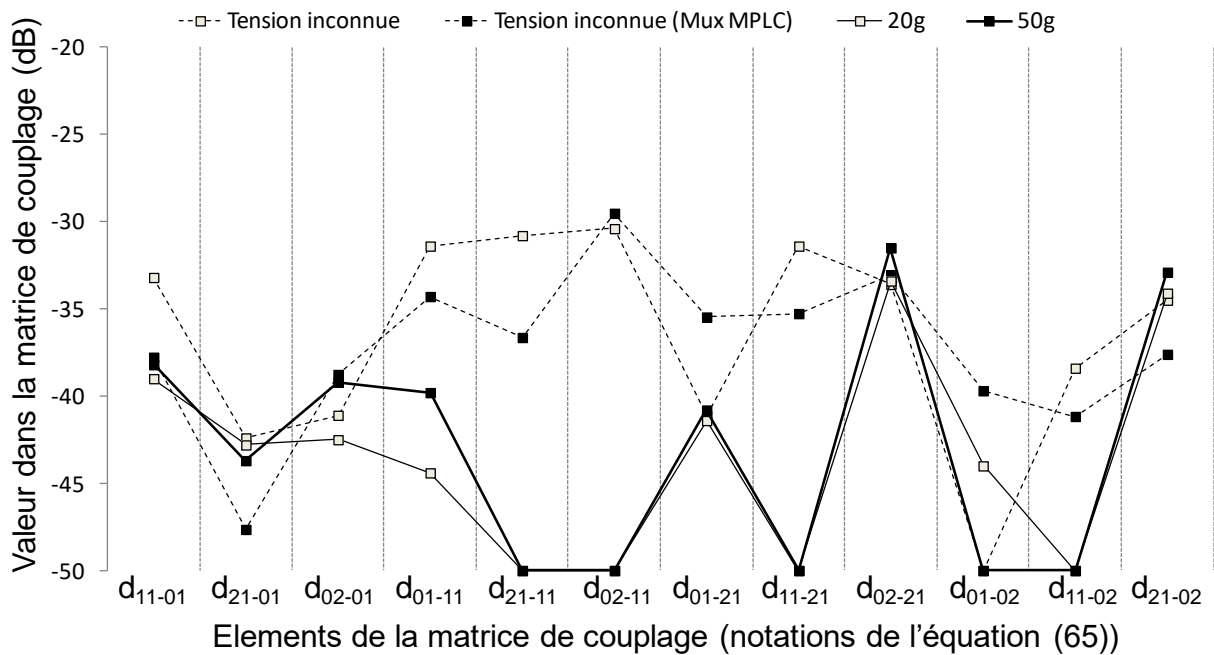


Figure 37 : Représentation graphique des termes non diagonaux des matrices de diaphonie des bobines de tension de bobinage inconnue, de 20 g et de 50 g. Les valeurs de la bobine de tension inconnue obtenues avec la mesure précédente sont aussi représentées.

Les deux bobines de 20 g et de 50 g de tension de bobinage ont quasiment les mêmes performances. Cela signifie que la tension de bobinage n'a pas d'influence sur les valeurs de pertes et de diaphonie. D'autre part, les résultats obtenus avec la bobine n°3 avec les deux types de multiplexeurs sont assez cohérents même si quelques différences sont observées. Ce type de bobine, ayant les mêmes caractéristiques que toutes les six autres bobines précédemment mesurées, a des performances dégradées par rapport aux bobines de tension de bobinage 20 g ou 50 g comme par exemple l'amélioration significative de la valeur de diaphonie du mode LP02 sur le mode LP11. La valeur exacte de tension de bobinage est inconnue mais puisqu'elle certainement inférieure à 50 g, cela n'explique pas la différence de performance. Une explication possible est le conditionnement de ces bobines induisant une dégradation des performances au cours du temps.

Dans tous les cas, des performances différentes, notamment en termes de pertes, sont observées entre les différents modes spatiaux dans la fibre optique. Heureusement, dans l'approche de modes non couplés, les différences entre modes spatiaux non dégénérés sont moins critiques que dans l'approche modes couplés où les différences de pertes entre modes dégradent la qualité de transmission [93]. Néanmoins, cela peut poser des problèmes d'homogénéité de performance entre les modes spatiaux.

2.2.3. Passages en espace libre et soudures

Dans les réseaux actuels, de nombreuses soudures sont présentes pour réparer la fibre optique aux endroits où elle a été endommagée ou pour lier les tronçons de câbles entre eux. D'autre part, dans les amplificateurs et dans les multiplexeurs pour l'approche faiblement multimode non couplé, où un montage en espace libre est souvent utilisé, un décalage latéral, une erreur de taille du faisceau au niveau de l'entrée de la fibre ou bien un angle de coupe non nul des bords des bords de la fibre peuvent être source de pertes mais surtout de couplage entre modes spatiaux. Il est primordial de comprendre quelle peut être l'influence de ces imperfections sur la diaphonie pour comprendre leur influence sur la qualité de la transmission faiblement multimode.

2.2.3.1. Influence d'un décalage latéral

Pour étudier l'influence du décalage latéral (ou transverse) sur les pertes et le couplage, il faut simplement calculer les intégrales de recouvrement entre les modes propres de la fibre décalée et les modes propres de la fibre non décalée. La forme mathématique de cette opération s'écrit :

$$d_{lm-l'm'} = \left| \iint (F_{lm}(x, y) * F_{l'm'}(x + \Delta x, y + \Delta y)) dx dy \right|^2 \quad (78)$$

Où $d_{lm-l'm'}$ est l'élément de la matrice de diaphonie définie dans l'équation (56), $F_{lm}(x, y)$ est l'expression de l'amplitude complexe du mode LP_{lm} et $F_{l'm'}(x + \Delta x, y + \Delta y)$ est l'expression de l'amplitude complexe du mode $LP_{l'm'}$ pour une fibre décalée de Δx dans la direction horizontale et Δy dans la direction verticale. Comme précédemment, les contributions des modes dégénérés sont sommées. Il est évident que pour des raisons de symétrie cylindrique, la valeur du paramètre $d_{lm-l'm'}$ est identique au paramètre $d_{l'm'-lm}$. Seule la moitié des éléments de la matrice de diaphonie sont donc calculés.

La diaphonie théorique induite par un décalage transverse peut donc être facilement trouvée à partir des expressions du champ des modes spatiaux. J'ai effectué cette opération sur Matlab pour étudier l'influence du décalage latéral sur le couplage. Le couplage en fonction du décalage latéral est représenté sur la Figure 38 dans le cas d'une transmission avec six modes spatiaux. Le couplage induit par un décalage latéral dépend fortement des modes étudiés. Le mode spatial le plus pénalisé par un décalage transverse est le mode LP_{11}

(courbes en traits plein sur la Figure 38) dont les termes de la matrice de diaphonie sont supérieurs à -20 dB pour des décalages à partir de 400 nm, soit seulement 2,7% du diamètre du cœur de la fibre optique égal à 15 μm . L'alignement de la fibre est donc critique pour une faible diaphonie de ce mode. En revanche, la diaphonie entre les autres modes (en pointillé sur la Figure 38) est plus tolérante à un décalage transverse de la fibre optique. J'ai participé à une caractérisation expérimentale de l'influence du décalage transverse sur la valeur de diaphonie dont les résultats sont présentés dans [26].

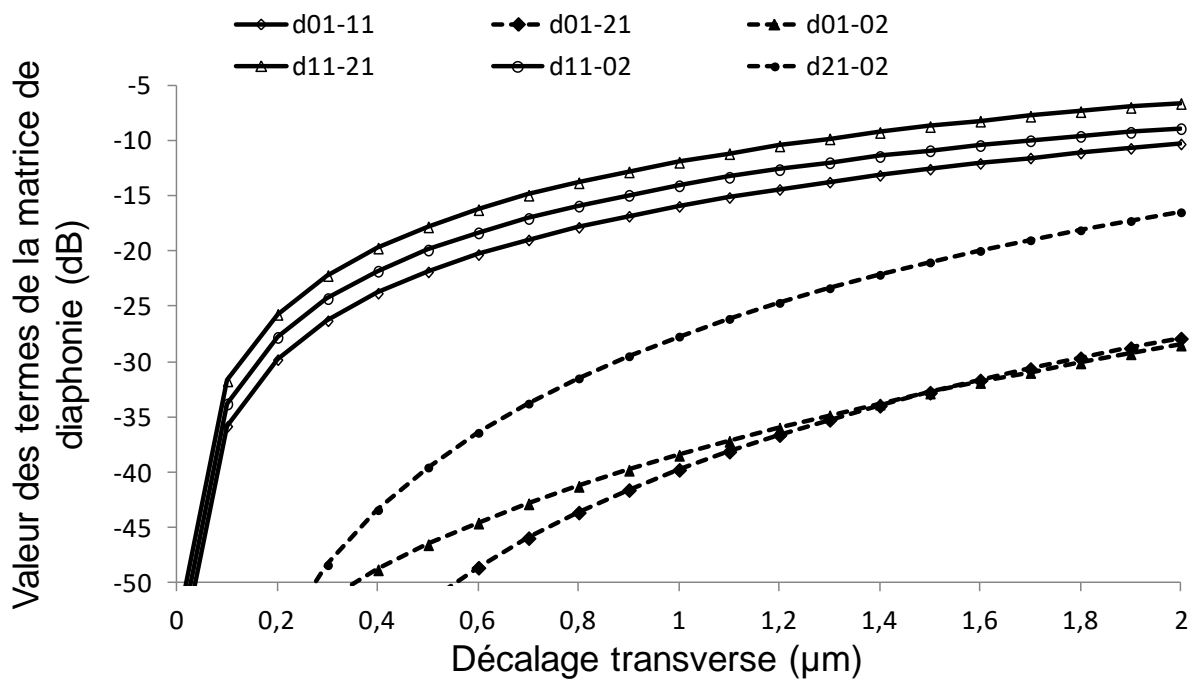


Figure 38 : Termes de diaphonie en fonction du décalage latéral au niveau d'un connecteur pour une fibre six modes

2.2.3.2. Influence d'une erreur de taille de faisceau

Dans cette section, les faisceaux étudiés en espace libre sont considérés comme des faisceaux gaussiens. Dans le cas idéal, le waist a la même valeur que le rayon de cœur de la fibre optique et la fibre optique est placée exactement à la position du waist du faisceau car c'est à cet endroit que le front d'onde est plan. Néanmoins, il est généralement courant d'avoir des incertitudes sur les valeurs de rayon de cœur ainsi que de position des optiques dans les montages en espace libre. Dans le cas d'une différence entre le waist et le rayon de cœur de la fibre optique, il est évident de voir apparaître du couplage entre les modes LP01 et LP02 comme représenté sur la Figure 39. Ainsi, une erreur de 2,5 % sur la taille du faisceau induit une diaphonie d'environ -30 dB.

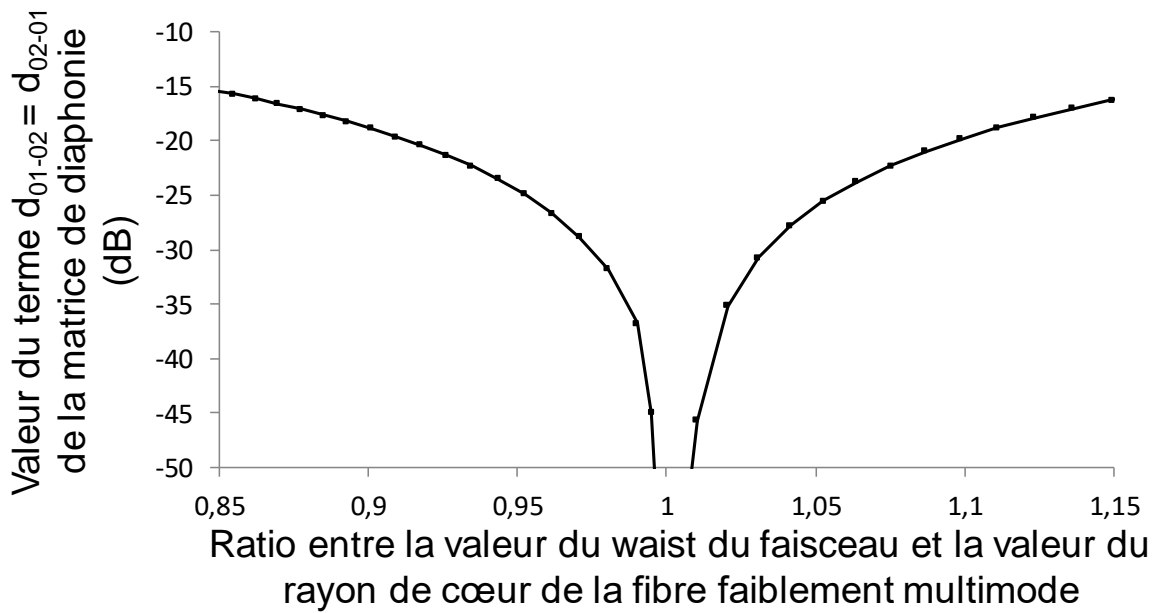


Figure 39 : Terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ en fonction du ratio entre la valeur du waist et la valeur du rayon de cœur de la fibre faiblement multimode dans le cas où l'extrémité de la fibre est placée au niveau du waist

D'autre part, dans le cas où le waist est trop petit par rapport au rayon de la fibre faiblement multimode, il est possible de déplacer la fibre par rapport au waist de façon à obtenir un diamètre du faisceau égal au diamètre de cœur. Néanmoins, dans ce cas, l'onde devient sphérique et un déphasage apparaît alors entre le centre et le bord du faisceau comme représenté sur la Figure 40. Il existe donc un compromis à trouver entre la déformation du plan de phase et l'obtention de la bonne taille de faisceau pour minimiser la valeur de diaphonie entre les modes LP01 et LP02. D'autre part, les valeurs de diaphonie concernant les autres modes restent négligeables. J'ai ainsi étudié l'influence d'une erreur de taille de waist sur la diaphonie entre les six modes considérés lorsque la fibre est placée à la position de diaphonie minimale entre les modes LP01 et LP02. Sur la Figure 40, l'expression de la différence de marche en fonction du décalage longitudinal z et de la position transverse x est indiquée. La grandeur R correspond au rayon de courbure de la divergence du faisceau, calculé à partir des équations des faisceaux gaussiens :

$$R = z \left[1 + \left(\frac{z_0}{z} \right)^2 \right] \quad (79)$$

avec
$$z_0 = \frac{\pi w_0^2}{\lambda} \quad (80)$$

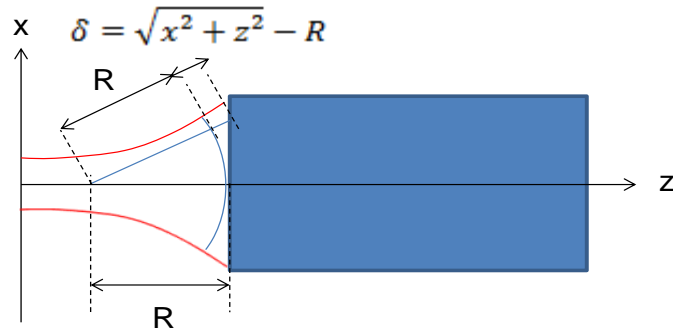


Figure 40 : Calcul du déphasage induit par le décalage longitudinal

Le calcul de la diaphonie et des pertes induites par une telle différence de phase est faite par le calcul des intégrales de recouvrement :

$$c_{lm-l'm'} = \iint (F_{lm}(x, y) * F_{l'm'}(x, y) * \exp(i\Delta\varphi(x))) dx dy \quad (81)$$

Pour une valeur d'erreur de taille de faisceau donnée, je calcule la position de la fibre par rapport au waist pour minimiser la valeur de la diaphonie entre les modes LP01 et LP02 par le calcul sur Matlab. Un exemple sur une erreur de taille de 20% est donné sur la Figure 41. La diaphonie entre les modes LP01 et LP02 pour une erreur de taille du waist comprise entre 0 et 15% est représentée sur la Figure 42 sans déplacement de la fibre (reprenant la courbe de la Figure 39) et avec ajustement de la position de la fibre optique. Le déplacement de la fibre permet ainsi d'améliorer d'environ 4 dB la valeur de diaphonie par rapport à une fibre fixe.

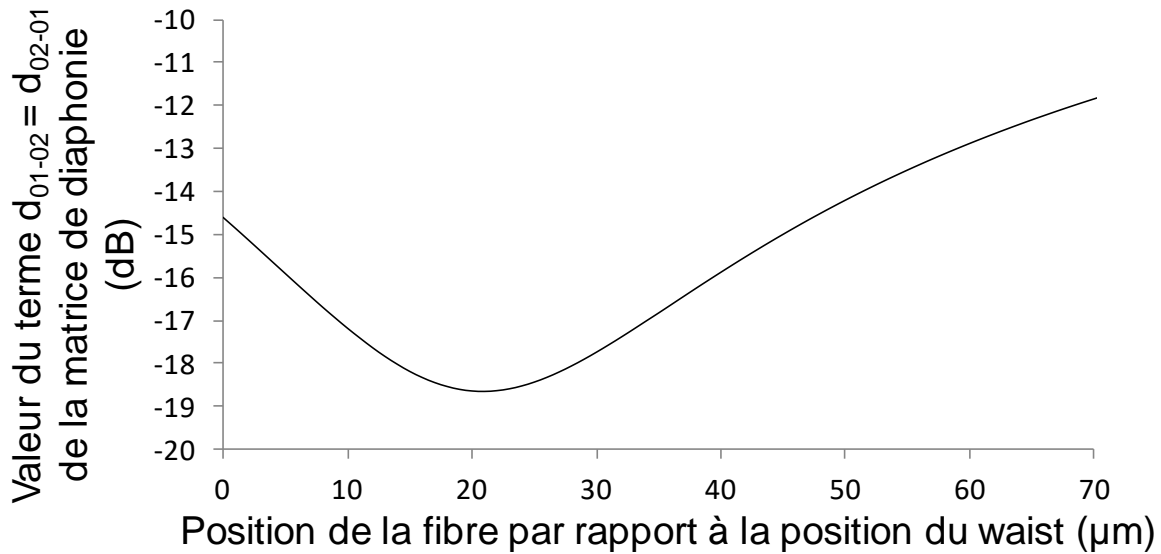


Figure 41 : Influence de la position de la fibre sur le terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ dans l'exemple d'une erreur de taille de 20%

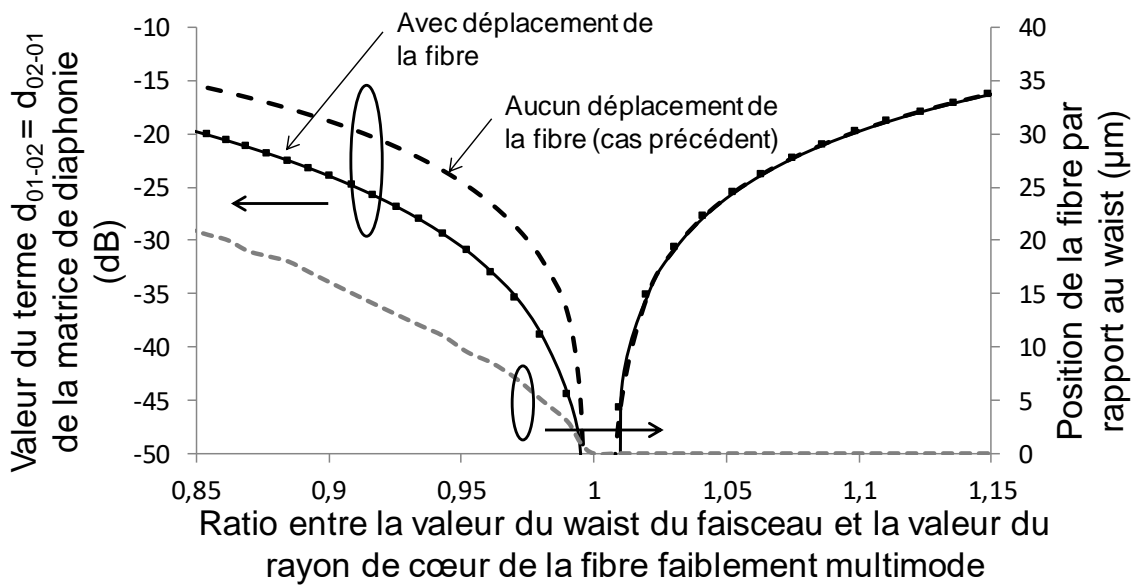


Figure 42 : Valeur du terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ en fonction du ratio entre la valeur du waist et la valeur du rayon de cœur de la fibre faiblement multimode dans les cas où l'extrémité de la fibre est placée au niveau du waist (en pointillé noir), et dans le cas où elle est déplacée (en noir continu) d'une valeur égale à la valeur définie par la courbe en gris pointillé

2.2.3.3. Influence d'un angle de coupe non nul

L'angle de coupe de la fibre a aussi une influence sur la diaphonie dans les systèmes en espace libre. En effet, il est évident que l'angle de coupe non nul induit une différence de phase entre les deux extrémités de la fibre. Ainsi, le déphasage correspondant modifie le

champ lumineux et induit des pertes et de la diaphonie entre les différents modes spatiaux. Pour calculer la diaphonie en fonction de l'angle de coupe, il faut calculer la différence de phase entre les deux bords de la fibre. Sur la Figure 43, le calcul de la différence de phase donne une valeur égale à $x * \tan(\theta)(n - 1)$ où x est la position transverse du point considéré, θ l'angle de coupe et n l'indice du cœur de la fibre.

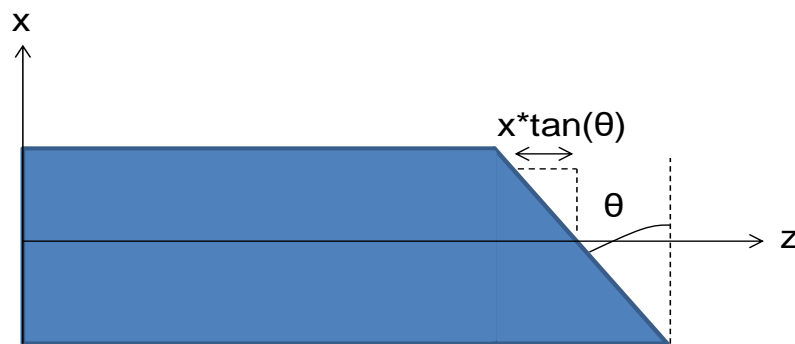


Figure 43 : Calcul de la différence de phase au niveau d'un connecteur avec un angle de coupe non nul

Ainsi, à partir de l'expression des modes spatiaux, il est possible de trouver la valeur de diaphonie mode à mode correspondant à un tel déphasage grâce au calcul de l'intégrale de recouvrement de l'équation (81) sur le logiciel Matlab.

La diaphonie modale en fonction de l'angle de coupe est représentée sur la Figure 44 dans le cas d'une transmission de six modes spatiaux. De même qu'avec le décalage transverse, l'angle de coupe a une influence plus importante sur le couplage faisant intervenir le mode LP11. Néanmoins, pour des angles de coupe de moins de $0,5^\circ$, les termes de diaphonie restent inférieurs à $-23,5$ dB. La précision des cliveuses standards permet d'obtenir des angles de coupe inférieures à cette valeur, ainsi ce phénomène n'est pas critique pour la transmission multimodale si le nombre de soudures reste modéré.

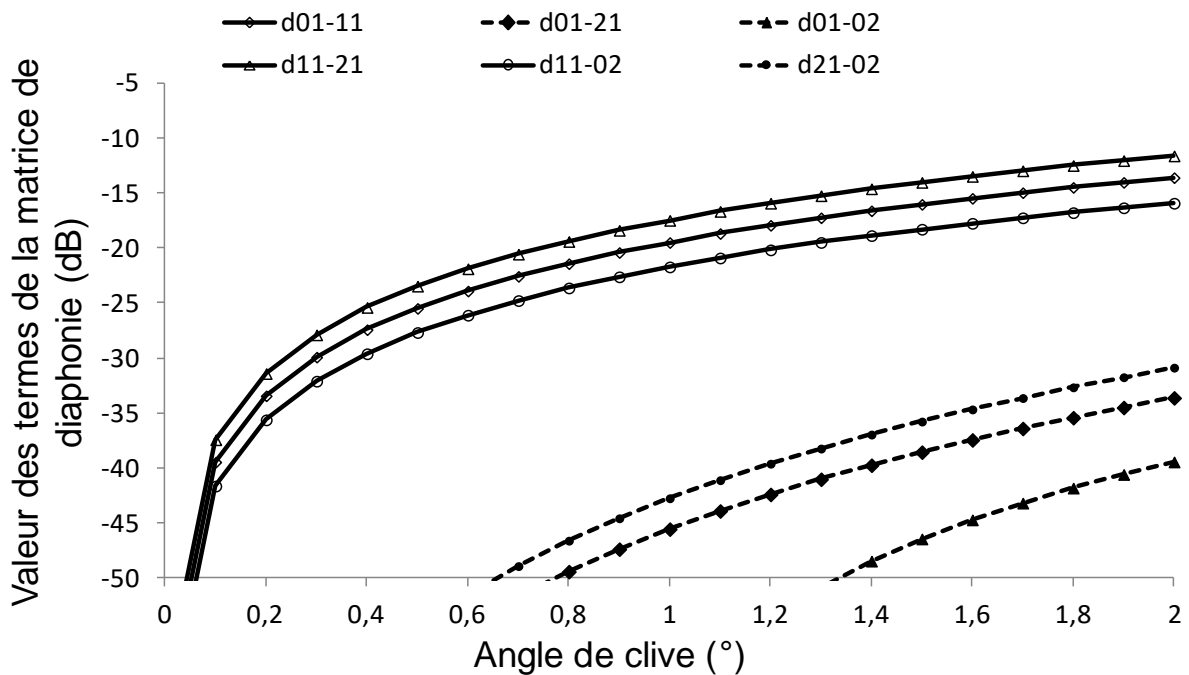


Figure 44 : Termes de diaphonie en fonction de l'angle de coupe de la fibre optique

2.2.3.4.Soudures

Lors du déploiement des fibres optiques sur le terrain, il est très difficile de dérouler le câble d'un seul tenant sur de longues distances, des soudures permettent de lier ces tronçons de fibre. La longueur typique entre deux soudures est de 2,5 km. Lors de ma thèse, je me suis donc intéressé à ces connections afin de comprendre leur impact sur la transmission sur fibre optique utilisant le multiplexage de mode spatial faiblement couplé.

Lors de la réalisation d'une soudure, le rôle de la soudeuse est d'abord d'aligner les deux fibres qu'il faut souder ensemble puis de chauffer les fibres en les superposant légèrement l'une sur l'autre pour réaliser la soudure à proprement dit. Il existe plusieurs types de soudeuses avec des programmes de soudures et des précisions d'alignement différents. J'ai cherché à trouver le programme le plus adapté pour réaliser une soudure c'est-à-dire avec un couplage induit minimum.

Dans un premier temps, j'ai testé une soudeuse de terrain de la marque Sumitomo T39 simple à utiliser avec peu de programmes disponibles. Paradoxalement, le programme donnant les meilleurs résultats sur la fibre faiblement multimode est un programme normalement adapté aux fibres monomodes et seul ce programme est étudié dans cette thèse. Cette soudeuse est adaptée à des fibres monomodes et multimodes standards où seul les pertes

induites sont estimées par la soudeuse à l'aide d'une caméra. Malheureusement, la diaphonie correspond à une grandeur beaucoup plus sensible que la valeur de perte. Afin d'estimer la reproductibilité de ces soudures, j'ai comparé les valeurs de puissance reçue sur chaque mode dans la configuration avec une soudure avec la mesure de ces puissances dans la configuration du multiplexeur et démultiplexeur relié par une fibre faiblement multimode sans soudure. Cette étude étant réalisée sur les six modes spatiaux de la fibre faiblement multimode et les contributions des modes dégénérés étant sommées, une matrice de 16 éléments est donc obtenue :

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_{01-01} & \Delta_{11-01} & \dots & \Delta_{uv-01} \\ \Delta_{01-11} & \Delta_{11-11} & & \Delta_{uv-11} \\ & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_{01-uv} & \Delta_{11-uv} & \dots & \Delta_{uv-uv} \end{bmatrix} \quad (82)$$

où

$$\Delta_{i-j} = \frac{abs(P_{i-j_{ref}} - P_{i-j_{soudure}})}{P_{i-j_{ref}}}$$

Avec $P_{i-j_{ref}}$ et $P_{i-j_{soudure}}$ les puissances mesurées sur le mode j après le démultiplexeur lorsque le mode i est allumé seul avant le multiplexeur dans les configurations sans et avec une soudure, respectivement. Les résultats de soudure obtenus avec le programme pour fibres monomodes sont présentés dans la Figure 45. Les termes sur le graphe de droite correspondent aux pertes alors que le graphe à gauche représente les termes de dégradation de la diaphonie. La moyenne d'écart de pertes normalisées est de 6,8% pour tous les modes et pour l'écart de puissance de diaphonie, elle est de 49% pour le terme de puissance du mode LP02 sur le mode LP01. Il est ainsi préférable de trouver un programme plus adapté à la soudure de fibre faiblement multimode.

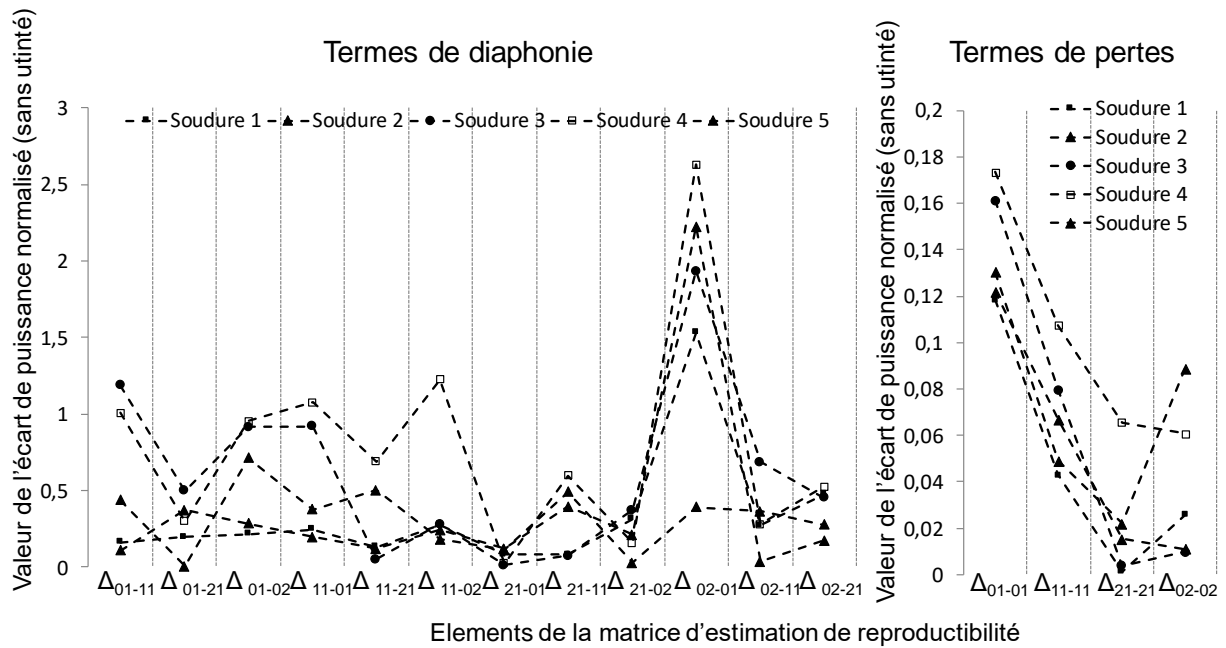


Figure 45 : Etude de la reproductibilité de la soudure avec la soudeuse de terrain.

La deuxième soudeuse étudiée est une soudeuse de laboratoire haut de gamme avec un choix de programmes plus étendu et une précision d'alignement supérieure. Les programmes pour fibres monomodes et multimode standard sont aussi disponibles mais le problème de soudures peu répétables s'est aussi présenté avec ces programmes. Cette soudeuse possède aussi un programme où l'alignement optique est réalisé par maximisation de la puissance transmise grâce à une mesure de puissance optique en temps réel à l'aide d'un mesureur de puissance, lui-même relié à la soudeuse. Je me suis intéressé plus en détail à ce dernier programme. La problématique soulevée par ce programme est de savoir quel est le signal à mesurer sur le mesureur de puissance pour réaliser une soudure induisant le moins de diaphonie possible. A partir des données obtenues sur plusieurs soudures réalisées avec le programme pour fibre monomode standard, j'ai tracé la valeur de diaphonie moyenne induite sur tous les modes à chaque soudure en fonction de la puissance reçue par chaque mode après le démultiplexeur lorsque ce mode est allumé seul avant le multiplexeur sur la Figure 46.

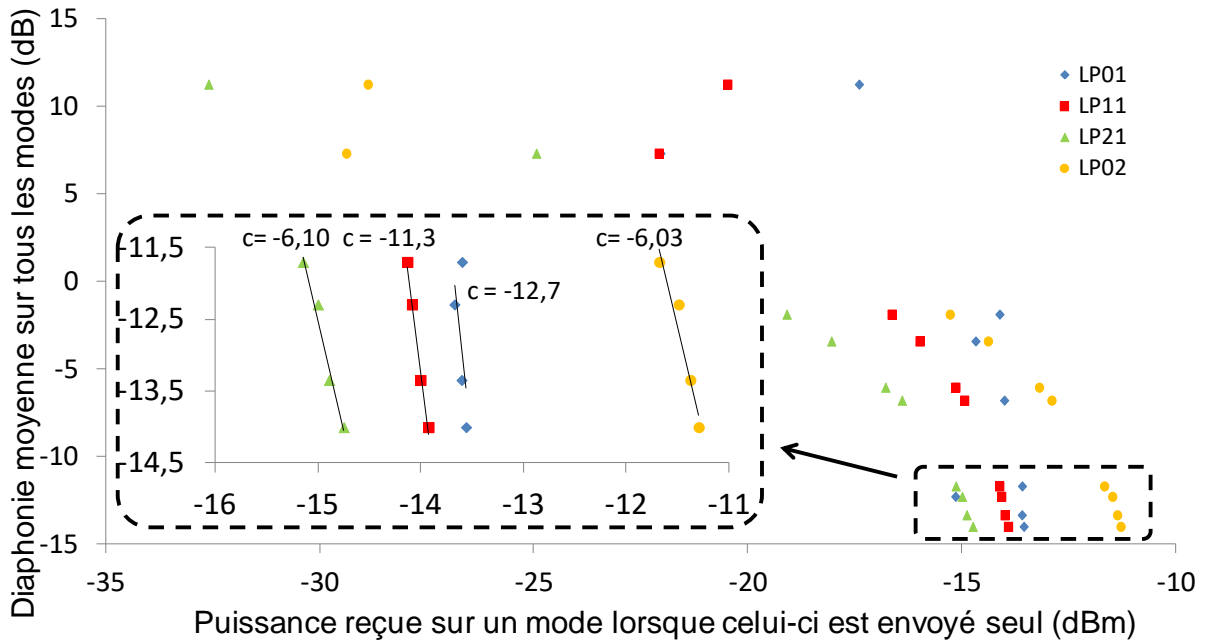


Figure 46 : Diaphonie moyenne en fonction de la puissance mesurée sur chaque mode, zoom sur les valeurs de diaphonie les plus faibles avec valeur du coefficient directeur de l'approximation linéaire correspondant à chaque mode.

La puissance transmise est directement liée avec la valeur de diaphonie, quel que soit le mode choisi. Un zoom au niveau des valeurs de diaphonie les plus faibles est représenté en bas à gauche de la Figure 46 et les coefficients directeurs correspondant à l'approximation linéaire des quatre points correspondant aux meilleures performances sont calculés. Afin d'avoir la meilleure précision de soudure, le mode approprié est celui où une petite modification de la diaphonie correspond à une modification significative de la puissance transmise dans ce mode. Il est donc préférable d'utiliser le mode dont la valeur absolue de la pente de la courbe est la plus faible : le mode LP02 est donc le mode que j'ai choisi. En plus de la meilleure précision, il est plus facile de mesurer directement sa puissance que sur les modes dégénérés quatre fois correspondant à deux sorties du démultiplexeur. Ainsi, pour réaliser une soudure de fibre faiblement multimode, seul le mode LP02 est allumé avant le multiplexeur et la sortie correspondant à ce mode est connectée directement à un mesureur de puissance optique, lui-même relié électroniquement à la soudeuse pour maximiser la puissance transmise dans ce mode. Les résultats correspondant aux éléments de la matrice de reproductibilité pour dix soudures, obtenues de la même façon qu'avec la matrice de terrain (voir équation (82)), sont représentés sur la Figure 47 et la matrice de couplage moyenne d'une soudure est indiquée dans le Tableau 12.

Tableau 12 : Matrice de diaphonie d'une soudure de fibre faiblement multimode (dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,055	-23,9	-50	-50
LP11 Out	-21,9	-0,101	-18,2	-20,4
LP21 Out	-50	-19,4	-0,263	-24,1
LP02 Out	-24,1	-25,7	-27,2	-0,212

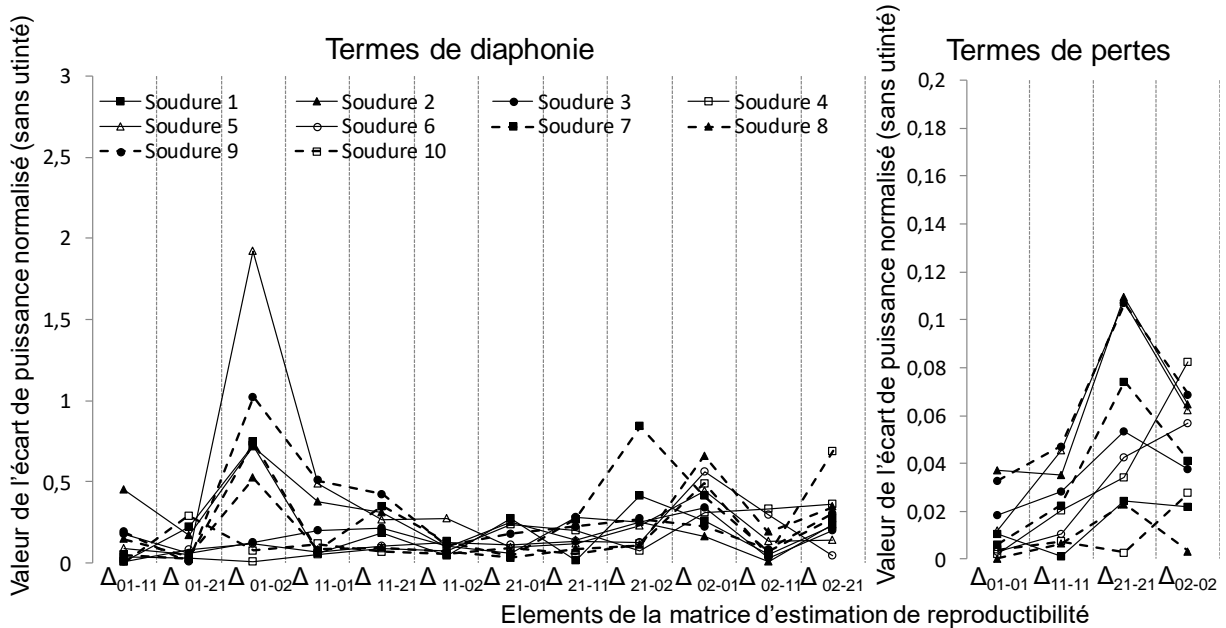


Figure 47 : Etude de la reproductibilité de la soudure avec la soudeuse de laboratoire et le programme de maximisation de puissance du mode LP02 (l'échelle de puissance est 10 fois inférieure à la Figure 45)

La soudure est beaucoup plus répétable qu'avec le programme pour fibre monomode standard de la soudeuse de terrain. En effet, la moyenne de l'écart des termes de pertes est ici égale à 3,5% et les termes de diaphonie à 22%.

En conclusion, la soudure d'une fibre faiblement multimode pour la technique du multiplexage de mode spatial avec l'approche de modes non couplés demande une précision d'alignement très exigeante. Une soudeuse de laboratoire est ainsi nécessaire pour effectuer une soudure avec une reproductibilité satisfaisante. Néanmoins, même avec ce matériel de pointe, la soudure induit de la diaphonie empêchant le déploiement de la fibre faiblement multimode dans des terrains faisant intervenir de nombreuses soudures.

2.2.4. Influence des courbures de la fibre faiblement multimode

Un paramètre important à étudier est l'influence des courbures de la fibre faiblement multimode sur les performances de celle-ci en termes de pertes et de diaphonie. En effet, dans les réseaux de télécommunication, certaines contraintes de courbures sont appliquées à la fibre, dues à la place disponible pour faire passer la fibre dans certains endroits notamment. Afin de tester l'influence des courbures, j'ai effectué la mesure de pertes et de diaphonie dues aux courbures de la fibre faiblement multimode autour d'un support. J'ai ainsi testé trois supports de diamètre différents : 10 mm, 18 mm et 25 mm de diamètre.

Le premier support de 25 mm de diamètre a un impact très limité sur dix tours que ce soit au niveau des pertes mais aussi de la diaphonie pour tous les modes. En revanche, les autres supports sont pénalisants pour au moins un mode dès la première boucle autour du support. Les pertes en fonction du nombre de boucles autour des supports de 18 mm et 10 mm sont représentées sur la Figure 48 et la Figure 49 respectivement.

Ces deux valeurs de diamètres sont intéressantes car pour chacune, seules les pertes du mode LP₂₁ et du mode LP₀₂ augmentent avec le nombre de boucles autour du support. Le mode LP₀₂ est très sensible aux courbures car dès 18 mm les pertes de ce mode augmentent de 1,7 dB par boucle comme représenté sur la Figure 48. Les courbures de 10 mm sont très pénalisantes pour le mode LP₀₂ dès la première boucle et induit des pertes de 2 dB/boucle pour le mode LP₂₁ comme représenté sur la Figure 49. Cela est lié au plus faible guidage du mode LP₀₂ par rapport aux autres modes (voir Figure 6). En revanche, les modes LP₀₁ et LP₁₁ ne subissent que très peu de pertes, probablement dû au bon confinement de ces modes dans la fibre optique.

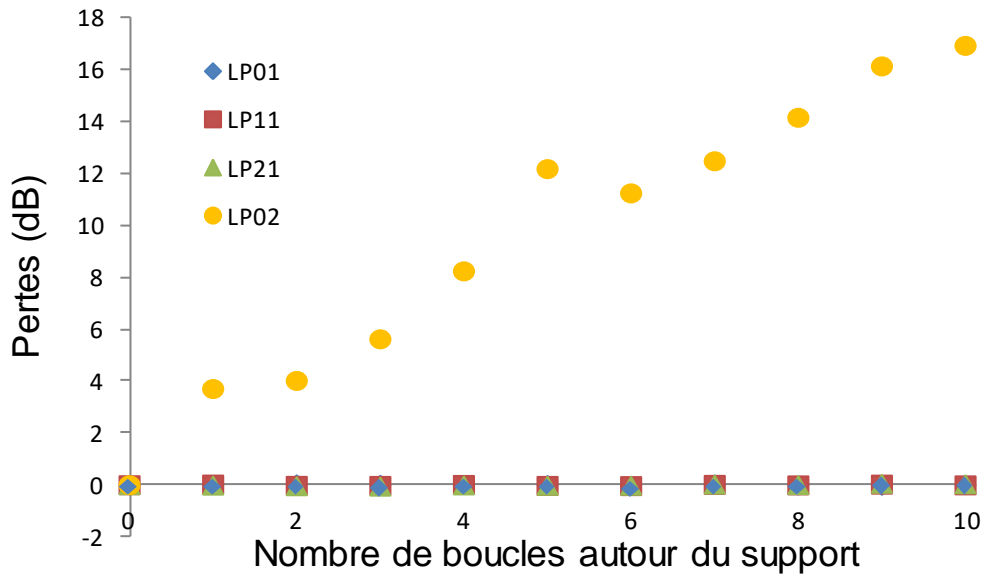


Figure 48 : Pertes des six modes spatiaux en fonction du nombre de boucles autour d'un support de 18 mm

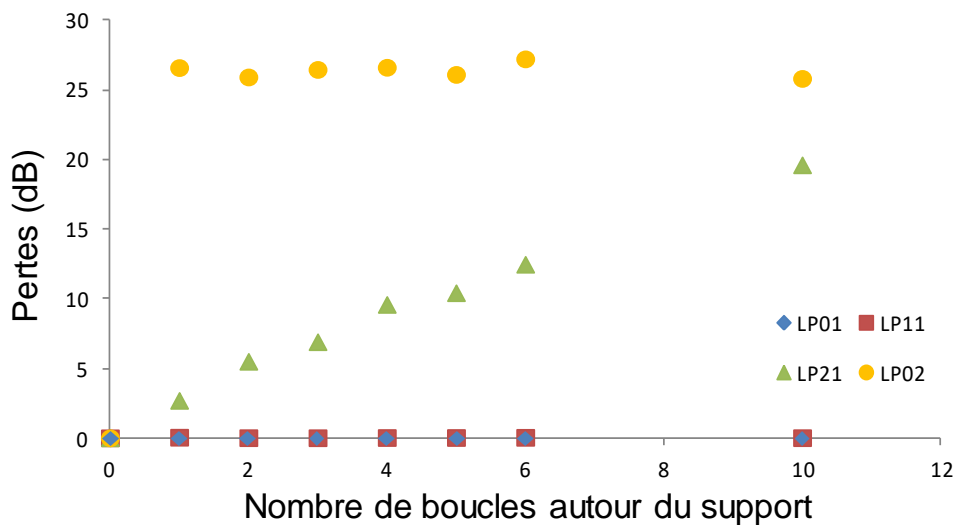


Figure 49 : Pertes des six modes spatiaux en fonction du nombre de boucles autour d'un support de 10 mm

Il est intéressant de noter la bonne corrélation de ces résultats avec les valeurs de pertes par courbures attendues par Prysmian Group. En effet, en regardant le Tableau 9, la perte par courbure autour d'un support de 10 mm de rayon (ou 20 mm de diamètre) est de 1,9 dB/boucle pour le mode LP02, valeur très proche de 1,7 dB/boucle pour un support de 18 mm de diamètre que j'ai mesuré directement.

Les matrices de couplage correspondantes à une boucle de 10 mm ou de 18 mm peuvent être calculées de la même manière qu’avec les bobines de fibre faiblement multimode avec une première mesure de la matrice de couplage du multiplexeur suivi de la mesure de couplage correspondant aux courbures autour du support. Les calculs matriciels des équations (73) à (77) sont valides en remplaçant C_{Bobine} par $C_{Courbures}$. La matrice de couplage d’une boucle autour du support est donc donné par :

$$C_{Boucle} = [C_{Courbures}]^{\frac{1}{n_{boucles}}} \quad (83)$$

Les matrices de couplage correspondant à une boucle autour des supports de 18 mm ou 10 mm de diamètre sont présentées dans les Tableau 13 et Tableau 14 respectivement. Ces valeurs mettent en évidence la bonne tolérance de la fibre faiblement multimode aux courbures dans les modes n’ayant pas de pertes. Lorsque la fibre a un rayon de courbure à 18mm, c’est d’abord le mode LP02 qui est atténué et l’énergie contenue dans ce mode est transférée en partie dans le mode LP11 comme l’indique la valeur à -17,2 dB de la deuxième ligne et dernière colonne du Tableau 13. Pour des courbures plus importantes, le même phénomène apparaît indiqué par la valeur à -19,7 dB et le mode LP21 subit aussi le même effet traduit par la valeur de -23,5 dB dans la deuxième ligne et troisième colonne du Tableau 14.

Tableau 13 : Matrice de diaphonie correspondant à une boucle de 18 mm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-4.10 ⁻⁴	-50	-38,8	-30
LP11 Out	-50	-4.10 ⁻⁴	-50	-17,2
LP21 Out	-38,3	-50	-0,003	-35,6
LP02 Out	-29,2	-29,0	-50	-1,79

Tableau 14 : Matrice de diaphonie correspondant à une boucle de 10 mm (valeurs en dB)

	LP01 In	LP11 In	LP21 In	LP02 In
LP01 Out	-0,003	-50	-50	-33,4
LP11 Out	-50	-0,001	-23,5	-19,7
LP21 Out	-41,3	-50	-1,98	-50
LP02 Out	-36,2	-26,8	-31,4	-3,39

En conclusion, dans les systèmes optiques habituels, les macro-courbures ne sont pas particulièrement gênantes pour la transmission de données par la technique du multiplexage de mode spatial avec des modes faiblement couplés puisque les contraintes typiques sur la fibre optique sont autour de 15 mm de rayon, soit 30 mm de diamètre, nettement supérieur à 18 mm de diamètre.

2.3. Transmissions multimodes non amplifiées

Les premières démonstrations de transmissions utilisant la technique du multiplexage de mode spatial que j'ai effectuées ne faisaient pas intervenir d'amplificateur. Ces transmissions sont plus simples à réaliser mais elles concernent des distances de transmission plus courtes. Dans un premier temps, j'utilise les résultats de diaphonie du multiplexeur et de la fibre faiblement multimode mesurés dans les parties précédentes afin d'estimer la distance de transmission possible avec ces éléments. Le modèle permettant de donner les performances en termes de valeur de facteur Q en fonction de la diaphonie est donné dans la partie 1.3.3. Je décris ensuite les transmissions effectuées dans le cadre de ma thèse. La transmission de six modes spatiaux sur 40 km grâce à une transmission bidirectionnelle a été une étape importante pour la mise en évidence de la possibilité de réaliser le multiplexage de mode spatial à modes faiblement couplés avec un nombre de modes plus important, notamment avec le mode LP02. Dans cette partie, une comparaison avec le calcul de la diaphonie à partir des matrices de diaphonie du chapitre précédent ainsi qu'avec le calcul théorique de facteur Q^2 de la partie précédente est faite. Enfin, la transmission de données en temps réel sur les deux modes dégénérés deux fois LP01 et LP02 grâce à l'utilisation de transpondeurs commerciaux a démontré la possibilité de réaliser des transmissions multiplexage de mode spatial avec l'approche faible couplage avec des équipements déjà existants dans les réseaux de télécommunication.

2.3.1. Estimation du débit maximal dans les transmissions multimodes non amplifiées

Dans cette partie, je donne une estimation des distances de transmission maximales possibles avec les technologies étudiées dans cette thèse. J'évalue aussi les éléments critiques à améliorer dans le but d'augmenter cette distance de transmission ou bien d'utiliser un format de modulation plus complexe. Etant donné que la technique du multiplexage de mode spatial n'a d'intérêt que pour un nombre de modes transmis assez important, le nombre de modes considéré est de six lorsqu'aucun amplificateur est utilisé et cinq lorsqu'au moins un amplificateur à fibre dopée erbium amplifie le signal.

Premièrement, l'outil indispensable pour la transmission de données est la fibre optique. Pour calculer la diaphonie après d kilomètres, j'ai utilisé la relation matricielle :

$$P_{out} = (D_{FMF/km})^d * P_{in} \quad (84)$$

P_{out} et P_{in} sont les vecteurs de puissance de sortie et d'entrée respectivement et $D_{FMF/km}$ est la matrice de diaphonie d'un kilomètre de fibre faiblement multimode. Chaque mode allumé un par un permet de déterminer les transferts d'énergie entre les différents modes. Une fois ces transferts d'énergie déterminés, la valeur de diaphonie de chaque mode est directement calculée à partir de l'équation (51) de la partie 1.2.1 :

$$XT_{mode_i} = \frac{\sum_{j \neq i} P_{mode_{j-i}}}{P_{mode_{i-i}}}$$

Etant donné les différences de pertes entre les modes, des disparités de qualité de transmission apparaissent entre les différents modes spatiaux lorsque la distance de la fibre augmente, avec une dégradation plus importante pour les modes ayant les pertes les plus importantes (i.e. LP21 et LP02). En ajustant la valeur de puissance d'entrée de chaque mode spatial pour chaque distance de transmission, il est possible d'obtenir la même valeur de diaphonie pour tous les modes afin d'obtenir les mêmes performances pour tous les modes. Lorsqu'un élément optique est ajouté dans la ligne de transmission, la matrice correspondante est rajoutée dans la relation (84). Cette méthode sera utilisée dans toute cette partie en ajoutant ou non des soudures, un multiplexeur-démultiplexeur ou des amplificateurs à fibre dopée erbium.

Pour comprendre l'influence des performances de la fibre faiblement multimode, les deux types de fibres faiblement multimodes comparés ici sont la fibre faiblement multimode correspondant aux bobines les plus communes dans le laboratoire dont la tension de bobinage est inconnue (appelée « bobine standard » et dont la matrice de diaphonie est dans le Tableau 10) et la FMF bobinée avec une tension de 20 g (matrice de diaphonie en haut du Tableau 11). Les résultats de diaphonie en fonction de la distance de transmission sont représentés sur la Figure 50. Sur cette figure sont aussi représenté les valeurs limites de diaphonie pour les formats de modulation QPSK et 16QAM à 32 Gbaud calculés dans la partie 1.3. Dans les deux cas considérés, la valeur maximale est de 150 km et 320 km respectivement pour le format de modulation QPSK. Pour le format de modulation 16QAM, permettant de transporter 2 fois plus de bit/s mais également moins tolérant à la diaphonie, ces valeurs deviennent 40 km et 90 km.

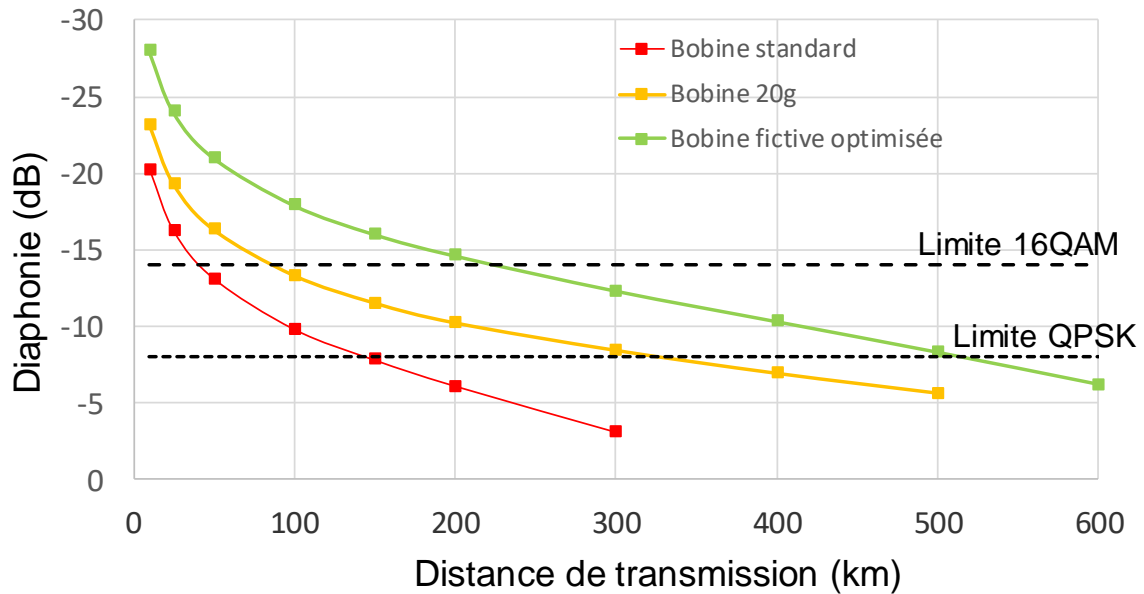


Figure 50 : Diaphonie calculée en fonction de la distance de transmission pour trois types de fibre faiblement multimode différentes : la fibre d’une bobine standard de tension de bobinage inférieure à 50 g (rouge), la fibre de la bobine de tension de bobinage à 20 g (jaune) et une fibre fictive avec une diaphonie mode à mode améliorée à -40 dB/km au minimum pour tous les modes spatiaux (vert)

En supposant utiliser la fibre faiblement multimode donnant les meilleures performances (tension de bobinage de 20 g), la principale limitation de la fibre faiblement multimode est la diaphonie entre les modes LP02 et LP21 dont les valeurs de diaphonie mode à mode atteignent jusqu’à -33,4 dB/km. Une amélioration de ces deux valeurs à -40 dB/km, soit 4,6 fois moins que les valeurs actuelles (les autres valeurs restant identiques), permettrait d’atteindre une distance légèrement supérieure à 520 km soit 62% supplémentaire pour le format QPSK et 220 km soit 144% supplémentaire pour le format 16QAM (voir courbe appelée « bobine fictive améliorée sur la Figure 50). L’amélioration des performances de la fibre faiblement multimode avec une fabrication et un conditionnement très contrôlé permet ainsi augmenter significativement la distance de transmission, si aucun autre élément de la ligne de transmission n’est considéré.

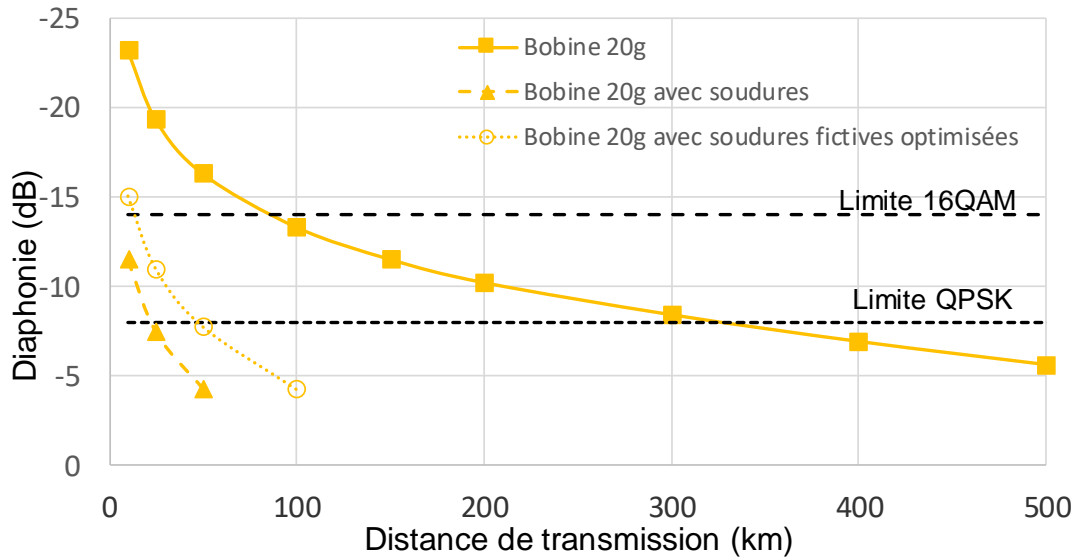


Figure 51 : Diaphonie calculée en fonction de la distance de transmission avec la bobine de tension de bobinage de 20 g dans le cas sans soudure (carrés), avec des soudures tous les 2,5 km, exécutées avec la soudeuse de laboratoire (triangles) ou avec une soudeuse fictive (cercles) donnant des diaphonies mode à mode inférieures à -25 dB dans le cas de la transmission de six modes spatiaux

J'ai ensuite étudié l'influence des soudures lorsqu'elles sont présentes toutes les deux kilomètres et demi sur la fibre, valeur typique sur le terrain. Sur la Figure 51 est représenté la diaphonie en fonction de la distance de transmission avec la fibre faiblement multimode de tension de bobinage de 20 g et avec des soudures réalisées avec la soudeuse de laboratoire dont la matrice de diaphonie est donnée dans le Tableau 12. La transmission est énormément pénalisée par la présence des soudures puisque la distance limite pour le format QPSK est inférieure à 25 km. De plus, dans l'hypothèse d'une amélioration des soudures avec des termes de diaphonie mode à mode plafonnés et inférieurs à -25 dB (contre des valeurs allant jusqu'à -18,2 dB dans la matrice obtenue lors de ma thèse) permet d'augmenter la distance limite à environ 50 km comme il est possible de voir sur la Figure 51 (« soudures fictives optimisées »). La réalisation de soudures induisant largement moins de diaphonie est donc une étape absolument nécessaire pour démontrer la faisabilité de transmission de plusieurs modes faiblement couplés sur le terrain sur des distances de plus de 50 km.

Le deuxième outil indispensable à la transmission utilisant le multiplexage de mode spatial est un multiplexeur-démultiplexeur. La comparaison de la diaphonie mesurée avec la fibre faiblement multimode de tension de bobinage de 20 g avec et sans multiplexeur-démultiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan est représentée sur la Figure 52. La réduction de distance limite de transmission avec le QPSK est de 70 km soit une réduction de

21%. En revanche, la transmission avec le format de modulation 16QAM est impossible dès 10 km. Le multiplexeur-démultiplexeur pénalise ainsi de façon limitée les transmissions utilisant le format de modulation QPSK. Pour envisager des transmissions avec une modulation 16QAM, il est indispensable de progresser sensiblement sur la diaphonie du multiplexeur-démultiplexeur.

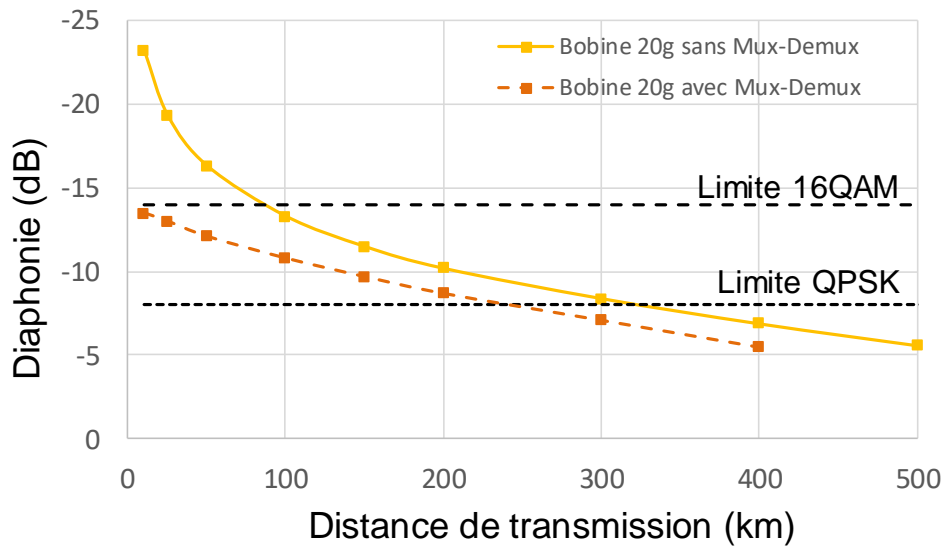


Figure 52 : Diaphonie en fonction de la distance de transmission avec la fibre faiblement multimode de tension de bobinage de 20 g avec et sans multiplexeur-démultiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan dans le cas de la transmission de six modes spatiaux

2.3.2. Transmission bi-directionnelle de six modes spatiaux sur 40 km

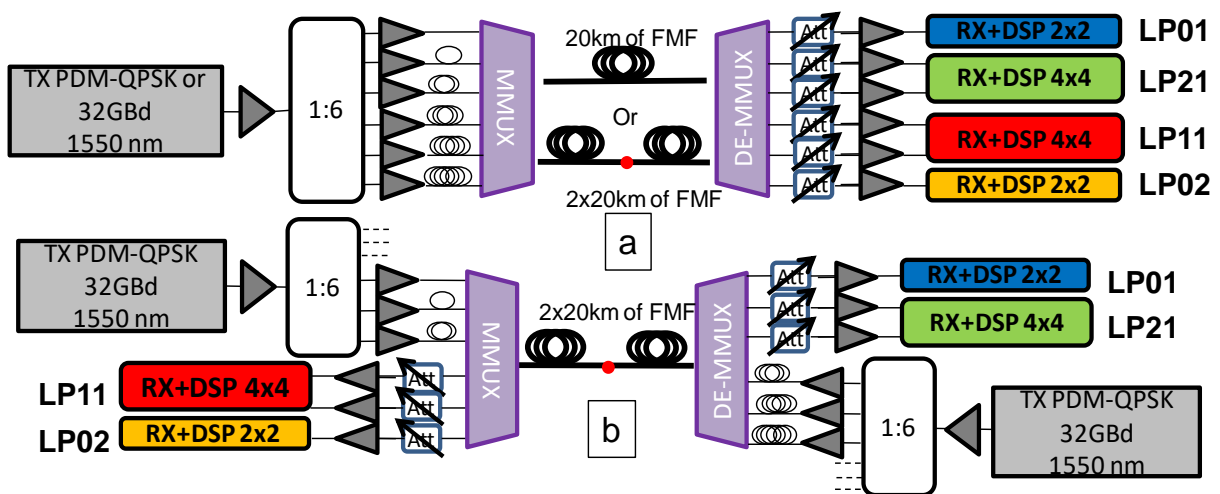


Figure 53 : Montage expérimental de la transmission de six modes sur 40km

Cette expérience démontre la première transmission de six modes spatiaux utilisant l'approche de modes faiblement couplés. Le montage expérimental pour la transmission des six modes spatiaux est représenté sur la Figure 53 [92]. L'émetteur utilise un DAC fonctionnant à 65 Géchantillons/s associé à un amplificateur hyperfréquence large bande quadruple et un modulateur PDM I/Q pour générer un signal PDM-QPSK à 32 Gbaud. Une seule longueur d'onde est utilisée et le débit brut du signal est de 128 Gbit/s obtenue avec le format de modulation PDM-QPSK. Dans cette expérience, le signal initial est divisé en six parties égales, lesquelles sont envoyés dans le multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan dont les performances sont données dans la partie 2.1.2.4. Grâce à la présence d'atténuateur variables, la puissance de chaque mode est fixée de façon à avoir la même puissance d'entrée dans la fibre faiblement multimode. La fibre faiblement multimode peut propager six modes spatiaux à 1550 nm et elle est caractérisée et décrite dans la partie 2.2. Après séparation optique des modes grâce au démultiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan, le signal est détecté par un oscilloscope large bande afin de réaliser l'acquisition des données optiques sur les différents canaux. Ces données sont transférées sur un ordinateur afin de les traiter grâce au traitement numérique présenté dans la partie 1.3.1 et 1.4.1.1. Les données transmises étant connues, le taux d'erreurs binaires (donc le facteur Q) peut ainsi être extrait de ce traitement. Un rappel important de la partie 1.4.1.1 est l'application d'un MIMO 2×2 standard pour les modes non dégénérés, c'est à dire les modes LP01 et LP02, et un MIMO 4×4 pour les modes LP11a/b et LP21a/b, la profondeur des filtres étant de 15 éléments quelle que soit la longueur de la fibre faiblement multimode.

Dans un premier temps, les six modes spatiaux sont envoyés dans la même direction (représentation en haut de la Figure 53). Les trois configurations testées dans ce cas sont la transmission dans une fibre de 5 m, 20 km ou 40 km de longueur. Dans un deuxième temps, la dernière configuration avec 40 km de fibre a été étudiée avec les trois modes LP01, LP21a et LP21b dans une direction, et les trois autres modes LP02, LP11a et LP11b dans la direction opposée (représentation en bas de la Figure 53). Dans toutes ces configurations, la diaphonie induite à chaque mode a été calculée à partir du calcul matriciel suivant :

$$P_{out} = D_{Mux} * (D_{FMF/km})^{km} * D_{Mux} * P_{in} \quad (85)$$

P_{in} et P_{out} sont les vecteurs des puissances de chaque canal avant le multiplexeur et après le démultiplexeur respectivement et les matrices D_{Mux} et $D_{FMF/km}$ des matrices de

diaphonie du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan (Tableau 8) et de la fibre faiblement multimode (Tableau 10) respectivement. Ainsi, la valeur $P_{\text{mode}_{j-i}}$ mesurée sur le mode j lorsque le mode i est allumé seul peut être trouvée pour toutes les combinaisons de i et j . Le calcul de la diaphonie de chaque mode est ensuite facilement réalisé à partir de l'équation (61). Les valeurs de diaphonie obtenues sont répertoriées dans le Tableau 15. Dans ce tableau, les valeurs en italique entre parenthèses sont les valeurs de diaphonie lorsque les imperfections de l'émetteur et du récepteur ainsi que la diffusion Rayleigh dans le cas de la transmission bidirectionnelle sont prises en compte, comme il sera étudié ultérieurement. Ces phénomènes devront être considérés pour comparer les mesures de facteur Q^2 expérimentales avec les valeurs théoriques.

Tableau 15 : Valeurs de diaphonie dans les configurations testées. Les valeurs en italiques correspondent aux valeurs de diaphonie où les imperfections de l'émetteur et du récepteur et de la diffusion Rayleigh (Valeurs en dB)

Mode	B2B	20km	40km	40km bidir
LP01	-13,9 (-12,9)	-12,5 (-11,8)	-11,6 (-11,0)	-20,6 (-13,3)
LP11	-13,5 (-12,7)	-12,1 (-11,5)	-11,2 (-10,6)	-15,9 (-11,9)
LP21	-13,9 (-12,9)	-12,2 (-11,5)	-10,8 (-10,3)	-17,7 (-12,6)
LP02	-14,7 (-13,5)	-12,1 (-11,5)	-10,2 (-9,8)	-13,9 (-11,0)

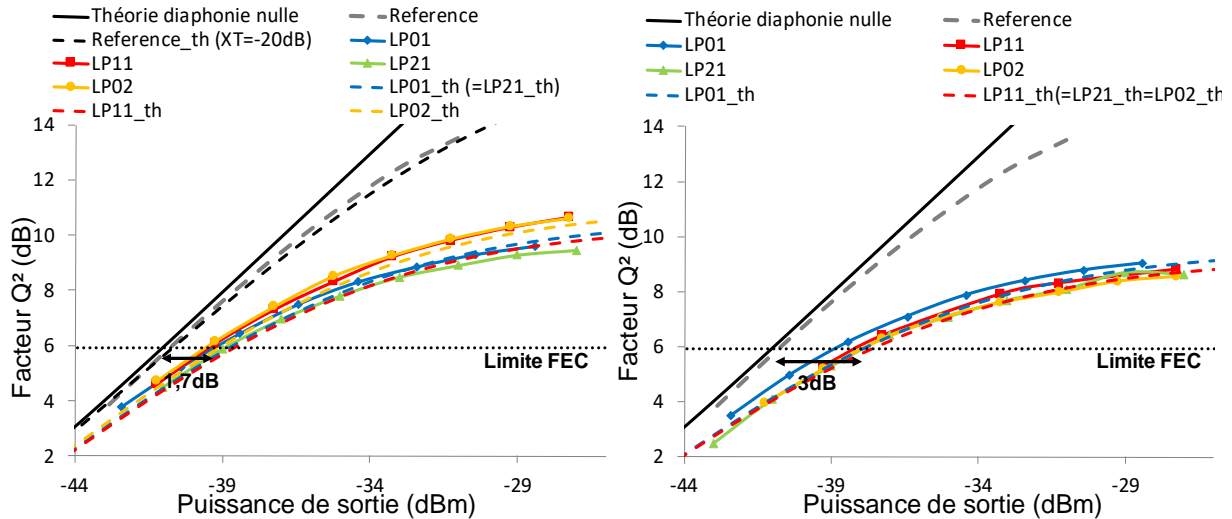


Figure 54 : Mesure de facteur Q^2 en fonction de la puissance de sortie dans les configurations avec une fibre faiblement multimode de distance de 5m (à gauche) et 20km (à droite) et représentation en pointillé des courbes théoriques après calcul de diaphonie à partir des matrices de diaphonie des différents éléments

Dans le montage optique de la Figure 53, des atténuateurs variables placés après le démultiplexeur permettent de modifier la puissance dans la suite du montage. La présence d'un amplificateur monomode après le mesureur/atténuateur de puissance ajoute du bruit au signal. Ainsi, il est possible de modifier le rapport signal à bruit optique directement en modifiant l'atténuation du signal après le démultiplexeur. J'ai considéré que les amplificateurs fonctionnent en régime saturé, ainsi le bruit ajouté par ceux-ci est quasiment constant donc la valeur de puissance de sortie de chaque canal est égale à la valeur du rapport signal à bruit optique à une constante près. La valeur de puissance après le démultiplexeur désigné par puissance de sortie est directement accessible grâce aux atténuateurs de puissance faisant dans le même temps la mesure de puissance optique. La Figure 54 représente en trait plein en couleur les mesures de facteur Q^2 en fonction de la puissance de sortie pour la transmission dans une fibre faiblement multimode de 5 m à gauche et dans une fibre faiblement multimode de 20 km à droite. D'autre part, la courbe en gris pointillée (« Reference ») est la mesure de facteur Q^2 lorsque l'émetteur et le récepteur sont reliés par une fibre monomode. Cette mesure permet de prendre en compte les imperfections de l'émetteur et du récepteur en les considérant comme une source de bruit gaussien au même titre que la diaphonie [100]. En effet, la courbe théorique de diaphonie nulle représentée en noir plein (« Théorie diaphonie nulle ») sur la figure ne coïncide pas avec la courbe correspondant à cette mesure de référence en gris pointillée. Dans la figure de gauche, la courbe théorique avec -20 dB de diaphonie en noir pointillé (« Référence_th ») est bien adaptée. Le bruit ajouté par l'émetteur et le récepteur

est donc équivalent à une source de diaphonie de -20 dB. En prenant en compte ces imperfections et la diaphonie, la valeur du rapport signal à bruit équivalent devient alors :

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{eq}} = \frac{1}{\text{OSNR}_{ASE}} + X_{T_{TRX}} + \text{Diaphonie} \quad (86)$$

OSNR_{eq} est le rapport signal à bruit équivalent, OSNR_{ASE} est le rapport signal à bruit optique, $X_{T_{TRX}}$ est une constante modélisant les imperfections de l'émetteur et récepteur et Diaphonie est la diaphonie modale du mode considéré. Les courbes théoriques obtenues à partir des valeurs de diaphonie du Tableau 15 et avec un raisonnement identique à celui dans la partie 1.3 sont représentées en couleur et en pointillé sur la Figure 54 et désigné dans la légende par les lettres _th ajouté au nom du mode. Certaines valeurs de diaphonie modale du Tableau 15 sont égales, par exemple la diaphonie du mode LP01 et LP21 dans le cas B2B correspondant à la configuration où le multiplexeur et le démultiplexeur sont reliés par une fibre courte. Dans ces cas, j'ai préféré ne représenter qu'une seule courbe à gauche de la Figure 54 et indiquer une parenthèse dans la légende pour préciser l'égalité entre les valeurs de diaphonie (dans l'exemple précédent, pour la courbe correspondant à la courbe théorique des modes LP01 et LP21 j'ai indiqué en légende LP01_th (= LP21_th)). Globalement, les courbes théoriques et expérimentales coïncident, les différences, inférieures à 0,8 dB, étant notamment dues à l'incertitude de mesure de diaphonie difficilement estimable puisque comme il a été indiqué dans la partie 2.1.2.4, le multiplexeur basé sur convertisseur multi-plan peut se dérégler avec le temps et doit être réglé régulièrement.

D'un point de vue télécommunication, la transmission des six modes correspondant à un débit net total de 600 Gbit/s a été réalisée sans erreur pour une puissance de sortie supérieure à -39,5 dBm pour une fibre faiblement multimode de 5 m et -38 dBm pour une fibre faiblement multimode de 20 km puisque la valeur de facteur Q^2 dépasse la valeur de la limite FEC à 5,92 dB nécessitant 20% de sur-débit comme représenté sur la Figure 54. Cela correspond à une pénalité en puissance de 1,7 dB et 3 dB respectivement par rapport à une transmission sans diaphonie.

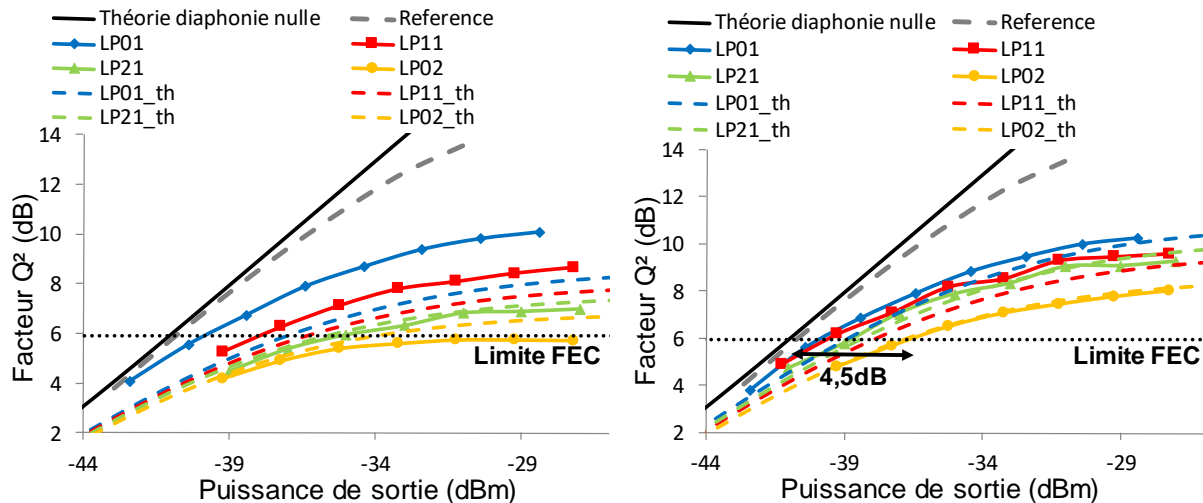


Figure 55 : Mesure de facteur Q^2 pour les configurations avec une fibre faiblement multimode de 40 km où tous les modes sont envoyés dans la même direction (à gauche) ou en bidirectionnel (à droite) et représentation en pointillé des courbes théoriques après calcul de diaphonie à partir des matrices de diaphonie des différents éléments

La Figure 55 concerne les configurations avec 40 km de fibre faiblement multimode : la figure à gauche représente le cas où tous les modes sont envoyés dans la même direction alors que la figure de droite correspond au cas où trois modes sont envoyés dans une direction, et les trois autres modes dans la direction opposée. En regardant les courbes théoriques en pointillées, l'effet de l'augmentation de la distance de fibre faiblement multimode est évident : les modes d'ordre supérieure ont plus de pertes donc sont plus pénalisés par la diaphonie venant des autres modes. Ainsi, le mode LP02 a des performances les plus dégradée, puis viennent les modes LP21, les modes LP11 et enfin le mode fondamental. Néanmoins, les valeurs expérimentales en trait plein sont assez différentes des courbes théoriques en pointillées avec un écart allant jusqu'à 2 dB pour le mode LP01. L'incertitude de mesure de la diaphonie ne peut pas expliquer un écart aussi grand. La soudure ajoutée pour obtenir une fibre faiblement multimode de 40 km a été réalisée avec la soudeuse de terrain Sumitomo car il s'agissait de la seule soudeuse à disposition à ce moment. La réalisation de soudures étant parfois de mauvaise qualité, les modes LP02 et LP21 ont probablement souffert de plus de pertes que les autres modes ce qui explique les performances dégradées de ces modes. Le problème induit par cette dégradation est l'impossibilité d'extraire les données portées par le mode LP02 même pour des puissances de sortie relativement importantes. Afin de pouvoir réaliser la transmission de six modes sur 40 km, j'ai effectué une transmission bidirectionnelle avec trois modes dans une direction et trois modes dans l'autre direction. Cela permet de diminuer le couplage entre les modes mais fait

rentrer en jeu le phénomène de diffusion Rayleigh. La figure à droite de la Figure 55 représente cette configuration et confirme l'amélioration des performances du système. La diffusion Rayleigh est modélisée par une source de diaphonie $XT_{Rayleigh}$ supplémentaire car il s'agit d'un signal ajouté au signal transmis dans la fibre. Avec les notations identiques à la formule (86), l'expression du rapport signal à bruit devient alors :

$$\frac{1}{OSNR_{eq}} = \frac{1}{OSNR_{ASE}} + XT_{TRX} + Diaphonie + XT_{Rayleigh} \quad (87)$$

J'ai considéré que la diffusion Rayleigh se fait de façon similaire dans tous les modes et la valeur de diaphonie équivalente obtenue est égale à -15,5 dB. Les valeurs de diaphonie prenant en compte la diaphonie équivalente de l'émetteur et du récepteur ainsi que de la diffusion Rayleigh sont indiquées en italique dans le Tableau 15. Les courbes théoriques obtenues sur la Figure 55 en pointillées correspondent assez bien aux valeurs expérimentales en traits plein avec une différence inférieure à 0,5 dB. Ici l'influence de la soudure est moins importante puisque comme le montre la formule de diaphonie (61) la transmission de trois modes au lieu de six modes atténue l'influence des sources de diaphonie dans la ligne de transmission. Dans cette dernière expérience, pour une valeur de puissance de sortie supérieure à -36,5 dBm, tous les modes sont transmis sans erreur si on considère le même FEC que précédemment. Cela correspond à une pénalité de 1,5 dB par rapport à la transmission de 20 km.

La mise en œuvre de la transmission bidirectionnelle a donc permis d'atteindre une distance de 40 km pour la transmission de six modes dans le format de modulation PDM-QPSK et valide ainsi la transmission sans erreur d'un signal de débit net égal à 600 Gbit/s dans une largeur spectrale de 32 GHz.

2.3.3. Transmission de deux modes spatiaux en temps réel avec un transpondeur commercial

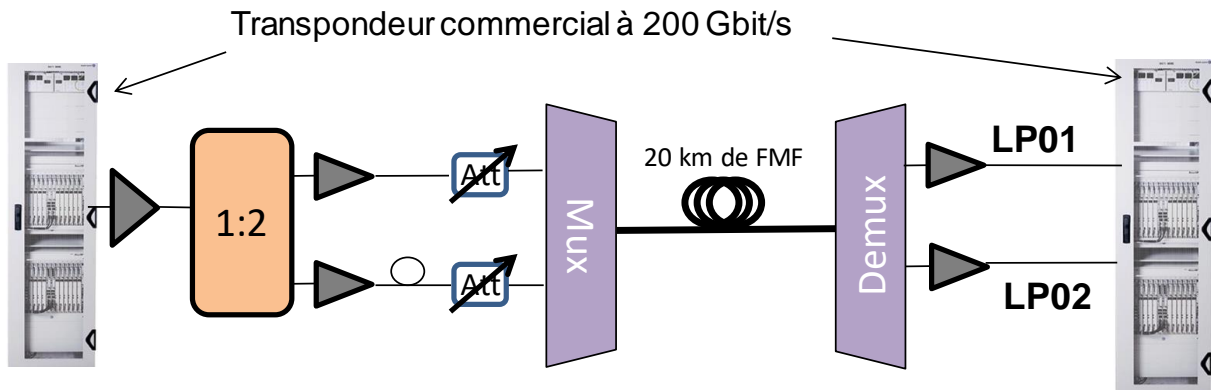


Figure 56 : Montage expérimental de la transmission en temps réel avec transpondeurs commerciaux

Afin de prouver la faisabilité du multiplexage de mode spatial faiblement couplé avec des éléments déjà existants, j'ai réalisé la transmission de données dans deux modes spatiaux (LP01 et LP02) en utilisant deux transpondeurs commerciaux à 200 Gbit/s net par canal fréquentiel et modal. Cette transmission est possible grâce au caractère non dégénéré des modes LP01 et LP02 et nécessitant donc un MIMO 2×2 standard. Un seul canal à la longueur d'onde 1535,82 nm a été utilisé sur deux modes, le débit net total est donc de 400 Gbit/s. Le format de modulation du signal est le PDM-16QAM, plus complexe que le PDM-QPSK donc plus exigeant en termes de diaphonie comme nous l'avons vu dans la partie 1.3.3. Ici, un coupleur divisant le signal en deux est suffisant et les signaux des deux modes sont rendus indépendants grâce à l'utilisation de longueurs de fibres monomodes différentes. Le multiplexeur-démultiplexeur utilisé est le multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan (partie 2.1.2.4). Contrairement à la transmission précédente de six modes spatiaux où les puissances des modes en entrée de la fibre faiblement multimode sont égales, les puissances d'entrée des deux modes spatiaux ont été ajustées ici afin de mesurer la même valeur de diaphonie pour ces deux modes. La valeur théorique de diaphonie, obtenue par l'équation (86) ci-dessous et les matrices de diaphonie (Tableau 8 et Tableau 10), est de -18,2 dB mais en optimisant le réglage du multiplexeur-démultiplexeur sur ces deux modes seulement, j'ai réussi à obtenir une diaphonie de -18,8 dB entre les deux modes LP01 et LP02.

$$P_{out} = D_{Mux} * (D_{FMF-km})^{20} * D_{Mux} * P_{in} \quad (88)$$

Les résultats en termes de facteur Q^2 pour ces deux modes dans la configuration un mode seul (en pointillé) ou deux modes (en plein) sont représentés sur la Figure 57 pour plusieurs puissances de sortie. Comme précédemment, les résultats sont comparés à une transmission monomode entre émetteur et récepteur. Les imperfections de l'émetteur et du récepteur sont de nouveau modélisées par une source de bruit. Ici, la valeur de bruit correspondante est de -22 dB comme il est représenté sur la Figure 57. Pour la configuration avec 20 km de fibre faiblement multimode, les mesures expérimentales en trait plein sont proches de la courbe théorique pour une diaphonie de -17,1 dB en violet pointillée, correspondant à la somme dans le domaine linéaire de la diaphonie des imperfections des instruments (de -22 dB) avec la diaphonie de la ligne de transmission (de -18,8 dB). Les deux valeurs de diaphonie des modes LP01 et LP02 sont égales, j'ai donc représenté sur la figure seulement ma courbe violette correspondant à la valeur de diaphonie -17,1 dB et j'ai désigné cette égalité de diaphonie dans la légende par LP01_th = LP02_th. Cela permet donc de valider le modèle de la partie 1.3 pour le format de modulation 16QAM.

Tous les résultats représentés dans cette figure correspondent à une transmission sans erreur puisque le transpondeur commercial ne peut donner des mesures de facteur Q^2 que sur des transmissions sans erreur. Cette expérience valide donc la possibilité d'utiliser l'approche de modes faiblement couplés pour augmenter le débit transmis par un facteur deux et avec un transpondeur commercial déjà existant. Le MIMO 4×4 étant une version améliorée du MIMO 2×2, les nouvelles technologies dans le domaine de l'électronique permettront probablement la transmission d'un nombre supérieur de modes spatiaux en temps réel dans les prochaines années.

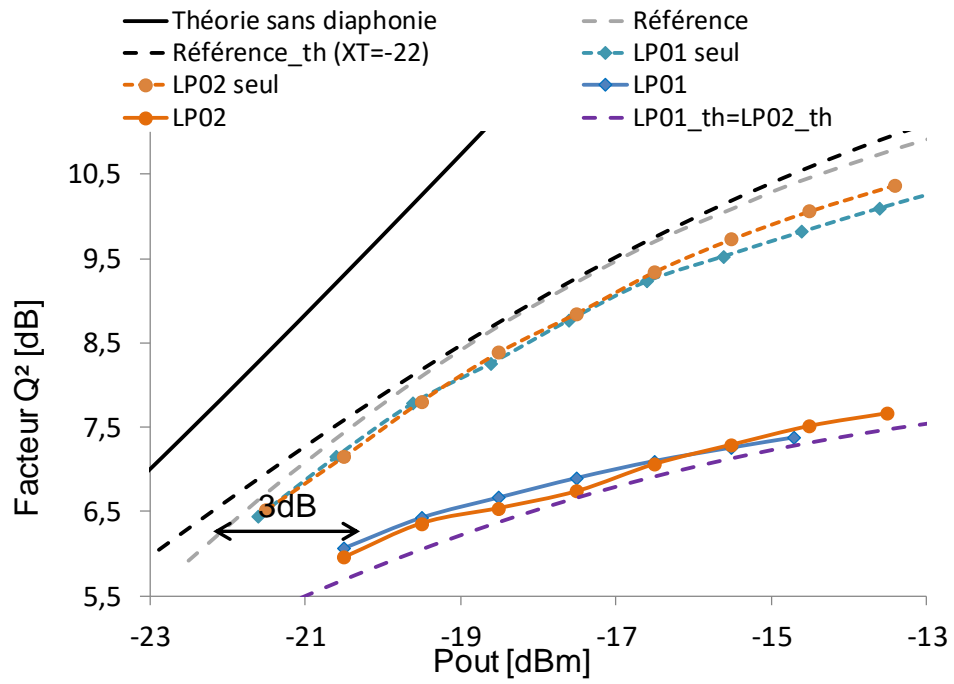


Figure 57 : Facteur Q^2 en fonction de la puissance de sortie de chaque mode

Résumé du chapitre 2

La transmission de données par le multiplexage de mode avec l'approche de modes faiblement couplés demande d'optimiser les différents éléments de la ligne de transmission.

Le premier élément nécessaire est le multiplexeur de mode spatial permettant de réaliser la conversion et la combinaison des modes spatiaux avant injection dans la fibre. Deux multiplexeurs ont été comparés pendant ma thèse : un multiplexeur basé sur des lames de phase binaires et un multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan. Le premier utilise une technologie dont le principe est relativement simple et avec une sélectivité de mode assez satisfaisante avec une diaphonie moyenne de -15 dB pour un multiplexeur 6 modes mais avec des pertes atteignant 10,1 dB et -13,9 dB pour un multiplexeur 3 modes et 6 modes respectivement. En revanche, le multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan est une technologie donnant de meilleures performances en termes de pertes et de diaphonie induite. Le multiplexeur six modes caractérisé lors de ma thèse induit un maximum de 7,4 dB de pertes et -16,3 dB de diaphonie modale en moyenne.

Un autre élément absolument nécessaire est la fibre faiblement multimode susceptible de faire propager les six modes spatiaux utilisés lors de ma thèse : les modes LP01, LP11a, LP11b, LP21a, LP21b et LP02. Cet élément optique induit des pertes et de la diaphonie lors de la propagation de la lumière dans celle-ci. De plus, les différentes connexions apparaissant dans la ligne de transmission comme les soudures induisent des pertes mais surtout de la diaphonie entre les modes.

La conséquence directe de cette dernière observation est la limitation de la distance de transmission à cause des imperfections de la fibre optique. De plus, l'utilisation de multiplexeur induisant de la diaphonie ne permet pas de réaliser des transmissions de six modes avec un format de modulation très efficace comme le 16QAM. J'ai ainsi réalisé la première transmission de six modes spatiaux sur 40 km d'un signal PDM-QPSK à 32 Gbaud avec un traitement numérique moyennement complexe grâce à l'approche de modes faiblement couplés.

3. Amplification multimode

Les amplificateurs optiques sont indispensables pour la transmission de données sur des distances de transmission où les pertes de la fibre deviennent trop importantes et par conséquent dégradent de façon trop importante le rapport signal à bruit, et ne permettent plus une réception sans erreur. L'amplificateur optique le plus répandu dans les réseaux de télécommunication est l'amplificateur à fibre dopée erbium. J'ai utilisé cette technologie pour l'amplification de plusieurs modes spatiaux simultanément. Le principe de l'amplificateur à fibre dopée erbium est ainsi présenté dans la première partie de ce chapitre. Les principales caractéristiques à optimiser pour un amplificateur multimode sont données en fin de cette partie.

La présentation de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode est faite dans une deuxième partie où je décris la configuration optique que j'ai conçu pour l'amplificateur optique. La structure de la fibre dopée erbium fournie par l'université de Lille est décrite même si je n'ai pas participé à sa conception. J'ai monté l'amplificateur et je l'ai caractérisé en termes de gain, de facteur de bruit et de diaphonie. J'expliquerai aussi pourquoi le phénomène de diaphonie doit être particulièrement pris en compte pour obtenir des mesures de gain et de facteur de bruit valides, même pour des amplificateurs concernant l'approche de modes couplés.

A partir de cette caractérisation de l'amplificateur, j'ai estimé la distance maximale atteignable avec la stratégie du multiplexage de mode spatial avec des modes faiblement couplés. J'utilise pour cela le modèle présenté dans la partie 1.3.3 et considère l'utilisation de la fibre faiblement multimode caractérisé dans la partie 2.2. L'amplificateur cinq modes m'a permis de réaliser la première amplification de cinq modes spatiaux avec transmission de données dans le format de modulation PDM-QPSK à 100 Gbit/s. De plus, cet amplificateur a permis la démonstration de la transmission de cinq modes sur une distance de 80 km dont la description conclue ce chapitre.

3.1. Principe de l'amplificateur à fibre dopée erbium

3.1.1. Principe général

Les amplificateurs optiques sont des composants indispensables pour les transmissions longues distances dans les réseaux terrestres ou sous-marins pour compenser les pertes de la ligne de transmission et garder une valeur de puissance optique suffisante pour une bonne détection du signal. Dans les réseaux de télécommunication actuels, la distance entre deux amplificateurs est très différente selon le réseau déployé et peut varier de moins d'une cinquantaine de kilomètre à un peu plus de 120 km. Les pertes entre deux amplificateurs peuvent varier entre 10 dB et 30 dB dues notamment à la fibre elle-même mais aussi aux éventuels équipements présents dans la ligne de transmission.

Un type particulier d'amplificateur optique très répandu est l'amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA pour Erbium Doped Fiber Amplifier en anglais). Ce type d'amplificateur utilise une fibre spéciale, appelée fibre dopée erbium (EDF pour Erbium Doped Fiber en anglais) car des ions Er^{3+} (appelés dopants) ont été intégrés dans cette fibre lors de sa fabrication. Dans les réseaux de télécommunication, cette fibre est monomode à la longueur d'onde 1550 nm et la répartition des dopants dans cette fibre est généralement uniforme. Pour des applications plus spécifiques, il est possible de fabriquer une fibre dopée erbium pouvant propager plusieurs modes spatiaux à la longueur d'onde 1550 nm et avec un profil de dopage spécifique comme il sera présenté dans la partie 3.2.1.

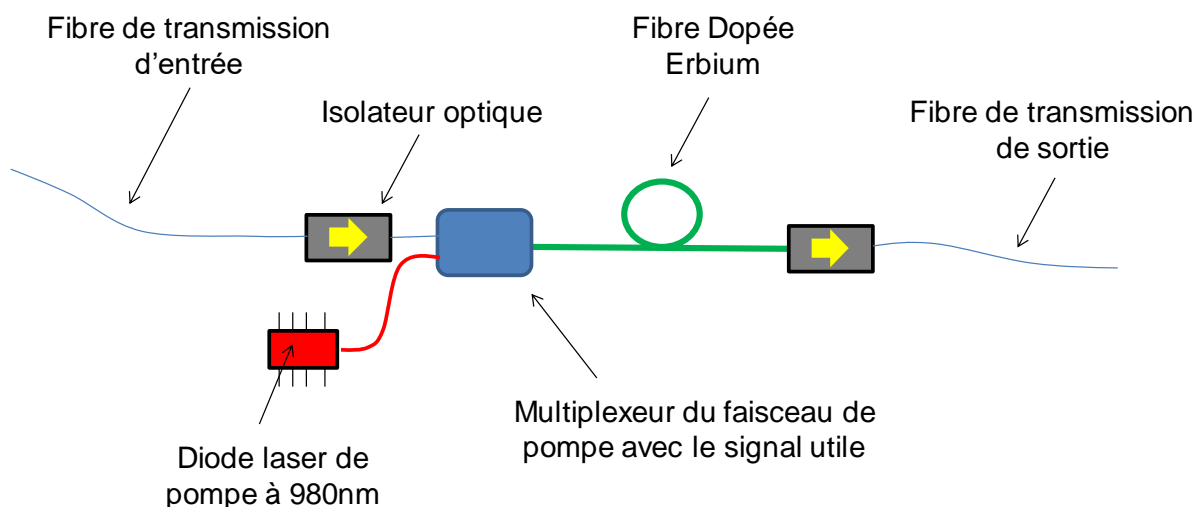


Figure 58 : Architecture d'un amplificateur à fibre dopée erbium

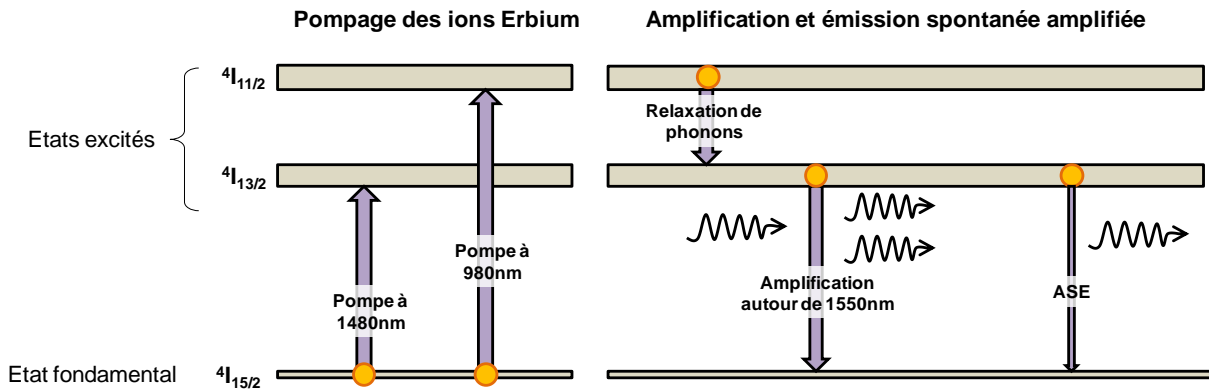


Figure 59 : Représentation des transitions d'excitation et de relaxation des ions erbium et la conséquence sur le signal

L'architecture de l'amplificateur à fibre dopée erbium est illustré sur la Figure 58. Un faisceau à une longueur d'onde 980 nm venant d'une diode laser est combiné au signal à amplifier grâce à un montage optique spécifique. Par exemple, ce montage peut être simplement un miroir dichroïque, élément optique réfléchissant un faisceau à une certaine longueur d'onde (celle de pompe par exemple) et transmettant un faisceau à une longueur d'onde différente (celle du signal par exemple). Le faisceau résultant est ensuite injecté dans la fibre dopée erbium. La présence du faisceau à 980 nm appelé faisceau de pompe dans la fibre dopée a pour conséquence d'exciter les ions Er^{3+} de l'état fondamental (niveau d'énergie $4I_{15/2}$) vers un état excité comme représenté à gauche de la Figure 59. Les deux niveaux associés sont nommés $4I_{13/2}$ et $4I_{11/2}$ (par la suite, ces états excités seront désignés directement par leur nom de niveau d'énergie) pour une pompe à 1480 nm et 980 nm respectivement. Les ions excités se relaxent vers l'état $4I_{13/2}$ par désexcitation non radiative à une vitesse très supérieure à tous les autres phénomènes considérés. Une fois dans l'état $4I_{13/2}$, les ions Er^{3+} relaxent vers l'état fondamental soit par émission stimulée avec émission d'un photon de même caractéristiques que le faisceau signal soit par émission spontanée avec émission d'un photon ayant des caractéristiques aléatoires, différentes du signal. L'émission stimulée par le faisceau signal correspond à l'amplification du signal utile. En revanche, la génération d'un photon par émission spontanée ajoute du bruit au signal utile. Certains photons émis par émission spontanée se couplent dans le mode de la fibre et sont à leur tour amplifiés ce qui augmente encore le bruit optique. Ce phénomène s'appelle l'émission spontanée amplifiée (ASE ou Amplified Spontaneous Emission en anglais) et dégrade la qualité du signal comme il sera expliqué ultérieurement. D'autre part, dans la ligne de transmission, les réflexions ainsi que la diffusion Rayleigh induisent notamment un bruit se propageant dans la direction opposée à celle du signal utile. Quand ce bruit passe dans un amplificateur, il est amplifié par

émission stimulée et diminue l'inversion de population dans la fibre dopée. Afin d'éviter ce phénomène, deux isolateurs optiques sont ainsi placés de chaque côté de l'amplificateur pour limiter l'impact de ces réflexions parasites. De plus, l'isolateur optique permet également d'éviter les phénomènes d'oscillation pouvant induire un effet laser.

Le rapport de puissances optiques du signal utile après et avant l'amplificateur est appelé gain. Le gain n'a pas d'unité mais s'exprime usuellement en, par exemple l'amplification du signal par un facteur 100 correspond à un gain de 20 dB. Le gain de l'amplificateur dépend du nombre d'ions erbium dans la fibre dopée (donc de la concentration en ions erbium et de la longueur de la fibre dopée) ainsi que des puissances optiques de la pompe et du signal avant l'amplificateur.

$$G = \frac{P_{s-out}}{P_{s-in}} \quad (89)$$

$$G_{dB} = P_{s-out_{dB}} - P_{s-in_{dB}} \quad (90)$$

Le gain est aussi dépendant de la longueur d'onde du signal d'entrée. La plage spectrale d'utilisation de cet amplificateur est donnée par le gain obtenue avec ce type d'amplificateur représenté sur la Figure 60 [101]. Ce genre d'amplificateur est ainsi parfaitement adapté à l'amplification de signal dans la bande C c'est-à-dire entre 1529 nm et 1568 nm. Malgré cette spécificité, il est possible de réaliser un amplificateur à fibre dopée erbium pour des longueurs d'onde plus élevées, pour la bande L jusqu'à 1610 nm, en utilisant une fibre dopée erbium plus longue et/ou plus dopée.

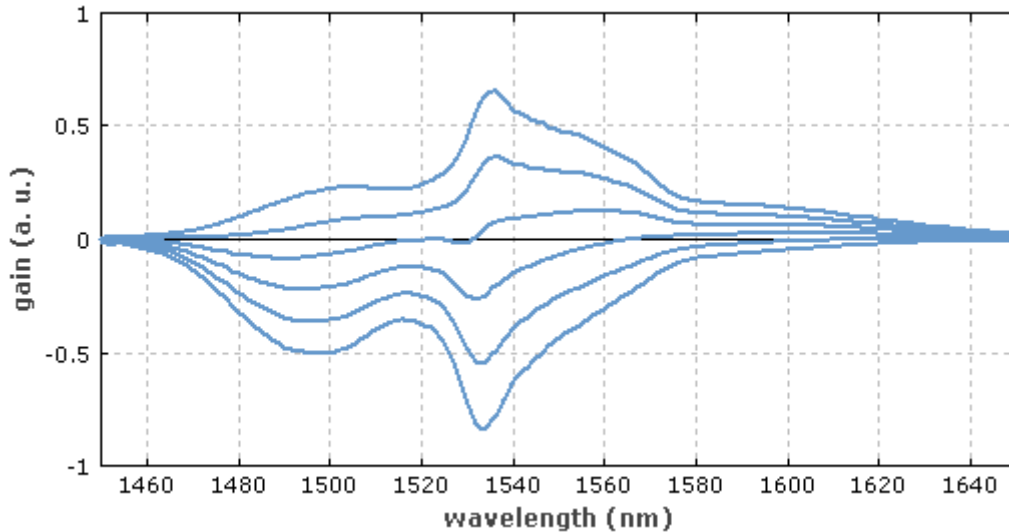


Figure 60 : Gain et absorption d'un amplificateur à fibre dopée erbium avec une fibre dopée erbium avec plusieurs taux d'inversion [101]

Précédemment, le phénomène d'émission spontanée amplifiée a été expliqué et dans le cas d'une transmission de données, ce phénomène d'émission spontanée amplifiée ajoute un bruit optique au signal. La dégradation de la qualité du signal dans l'amplificateur par ce phénomène est quantifiée par un paramètre appelé le facteur de bruit (NF pour Noise Figure en anglais). La définition du facteur de bruit est le rapport des rapports signal à bruit électrique avant et après l'amplificateur. Le facteur de bruit peut s'exprimer directement à partir du rapport signal à bruit optique du signal avant et après l'amplificateur. Pour pouvoir estimer le facteur de bruit d'un amplificateur à fibre dopée erbium, la formule mathématique du facteur de bruit doit s'exprimer à partir du rapport signal à bruit optique du signal. Les détails du calcul ne seront pas donnés dans cette thèse, mais la formule de facteur de bruit est donnée par la formule suivante [102]:

$$OSNR|_{dB} = 58|_{dB} + P_0|_{dBm} - NF|_{dB} - L|_{dB} - 10 * \log(N)|_{dB} \quad (91)$$

Où $OSNR|_{dB}$ est le rapport signal à bruit à la fin de la ligne de transmission exprimé dans une bande de fréquence équivalente à 0,1 nm, $P_0|_{dBm}$ est la puissance d'entrée du signal dans l'amplificateur à fibre dopée erbium exprimé en dBm, $NF|_{dB}$ est le facteur de bruit, $L|_{dB}$ est la valeur de perte de la fibre entre deux amplificateurs et N est le nombre de tronçons de fibre entre amplificateurs dans la ligne de transmission. Généralement, la bande de fréquence d'acquisition des données est de 12,5 GHz, correspondant à une bande de 0,1 nm.

Le facteur de bruit est donné dans l'échelle logarithmique (donc en dB) et la valeur typique de facteur de bruit des amplificateurs à fibre dopée erbium dans les réseaux de télécommunication est 5 dB.

3.1.2. Enjeux dans la conception d'un amplificateur multimode

La réalisation d'un amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode présente de nombreuses difficultés puisque de nombreux paramètres doivent être optimisés simultanément pour une amplification du signal sans dégradation majeure de la qualité de la transmission. Cette partie dresse la liste de ces paramètres complétée par une brève description de chacun.

- Le premier paramètre est évidemment le gain de l'amplificateur. Comme présenté précédemment, le gain du signal permet de compenser les pertes des éléments de la ligne de transmission, notamment les pertes de la fibre optique. La particularité d'une transmission multimode est la difficulté à obtenir un gain important pour tous les modes spatiaux transmis dans la fibre optique simultanément.
- Un autre paramètre déjà présenté est le facteur de bruit quantifiant la dégradation du signal après passage dans l'amplificateur. Le facteur de bruit doit être minimisé pour tous les modes spatiaux. Le facteur de bruit dépend de l'inversion de population des ions erbium dans la fibre dopée. Afin de pouvoir obtenir un facteur de bruit minimum pour chaque mode, l'inversion de population de chacun des modes spatiaux doit être prise en compte. L'augmentation du nombre de modes rend ainsi l'objectif de minimisation du facteur de bruit plus difficile à réaliser.
- La planéité spectrale du gain est le paramètre indiquant la réponse spectrale de l'amplificateur. Le gain doit rester le plus stable sur toute la bande de fréquence transmise afin d'éviter une différence de performance entre les différents canaux en longueur d'onde lors de l'utilisation de la technique du multiplexage en longueur d'onde.
- Dans le cadre du multiplexage de mode spatial avec la stratégie de modes faiblement couplés, la diaphonie doit être minimisée afin d'éviter une forte dégradation du signal lors du passage du signal dans l'amplificateur. Pour l'approche de modes couplés, ce paramètre ne semble pas critique, néanmoins j'expliquerai dans la partie 3.2.3 qu'il est absolument nécessaire de prendre en compte la diaphonie de l'amplificateur afin

d'effectuer une mesure de gain et de facteur de bruit valide quelle que soit la stratégie choisie.

- La différence de gain modal (DMG pour Differential Mode Gain) quantifie la différence de gain entre les différents modes spatiaux. Elle se calcule par la différence entre la valeur de gain du mode le plus amplifié par la valeur de gain du mode le moins amplifié. Cette différence doit être minimisée dans le cas de l'approche de modes couplés afin d'obtenir des performances optimales [103] et dans le cas de l'approche de modes faiblement couplés pour atteindre la même qualité de transmission pour tous les modes spatiaux.

3.2. Amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

Dans le cadre de ma thèse, la réalisation d'un amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode (FM-EDFA pour Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier) a été un objectif majeur car sans cet élément, l'utilisation du multiplexage de mode spatial se limiterait seulement à des courtes distances ou bien le signal serait amplifié par autant d'amplificateurs monomodes que de nombre de modes avec opération de démultiplexage et multiplexage [104] [105]. La démonstration de la réalisation d'un amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode permet d'ouvrir de nouvelles possibilités avec des transmissions de données sur des distances plus importantes.

Les premiers amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimodes étaient adaptés à l'amplification de trois modes spatiaux [106] [107] [108]. Le faible nombre de modes spatiaux permet un meilleur contrôle des performances de chaque mode spatial. Cela a permis la démonstration de transmissions de trois modes sur plusieurs centaines de kilomètres avec des éléments compatibles avec la transmission de tous les modes simultanément [109] [110]. Ces transmissions utilisent l'approche de modes couplés avec l'utilisation d'un MIMO 6×6 pour l'extraction des données.

La conception d'amplificateurs avec un nombre de modes spatiaux amplifiés plus important a aussi été démontré avant 2014 avec un amplificateur cinq mode [111] et un amplificateur six modes [112]. Néanmoins, aucune démonstration de transmission de données utilisant ces amplificateurs n'a été démontrée avant 2015. L'objectif concernant la conception de l'amplificateur à fibre dopée erbium multimode dans le cadre de ma thèse était de démontrer la possibilité d'amplifier simultanément un nombre de modes supérieur à cinq pour la transmission de données. L'un des principaux enjeux était d'obtenir un amplificateur induisant peu de diaphonie pour pouvoir l'utiliser avec l'approche de modes faiblement couplés.

Récemment [113], l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode a été utilisé pour réaliser l'amplification simultanée de cinq signaux provenant de cinq fibres monomodes avec l'installation d'un multiplexeur et d'un démultiplexeur avant et après l'amplificateur. Cette technique permet de mettre en commun les amplificateurs à fibre dopée erbium de la ligne de transmission et d'économiser le coût de nombreux amplificateurs sans

augmenter la complexité de la ligne de transmission avec une transmission complètement multimode.

3.2.1. La fibre dopée erbium faiblement multimode

Pour la technique du multiplexage de mode spatial, il faut une fibre dopée capable de propager tous les modes désirés et avec un différentiel de gain modal minimal. Il y a deux façons principales pour égaliser le gain entre les modes : soit la fibre dopée erbium a une répartition homogène des ions erbium mais le profil transverse du champ du faisceau de pompe est spécifique, soit la fibre dopée erbium a un profil de dopage non homogène et le profil de la pompe reste dans les modes non dégénérés, plus faciles à obtenir car à symétrie cylindrique. La première solution a déjà été réalisée sur trois modes [106] mais elle est difficile à mettre en œuvre pour une amplification avec plus de modes car elle demande une injection et une mise en forme du faisceau de pompe très maîtrisée pour la minimisation du différentiel de gain modal et elle induit des pertes d'injection pour le faisceau de pompe. Ainsi, lors de ma thèse, la stratégie adoptée est la deuxième approche où un dopage en anneau est mis en place dans la fibre dopée erbium faiblement multimode et avec l'utilisation d'une pompe à une longueur d'onde de 980 nm dont le faisceau n'est pas mis en forme avec un élément optique supplémentaire.

La fibre dopée erbium est conçue et fabriquée par l'université de Lille par la méthode de déposition par vapeur chimique modifiée (MCVD ou Modified Chemical Vapor Deposition en anglais). Le diamètre de l'anneau de dopage est optimisé de façon à avoir le même gain pour les modes spatiaux LP11 et LP21 lorsque le faisceau de pompe est réparti de façon équivalente sur les modes LP01, LP02 et LP03 [114]. Le profil de dopage (en vert) et d'indice de la fibre dopée erbium (en bleu) mesurés sur la préforme par l'université de Lille sont donnés sur la Figure 61. A titre de comparaison, le profil d'indice de réfraction de la fibre faiblement multimode théorique est représenté sur la même figure en noir.

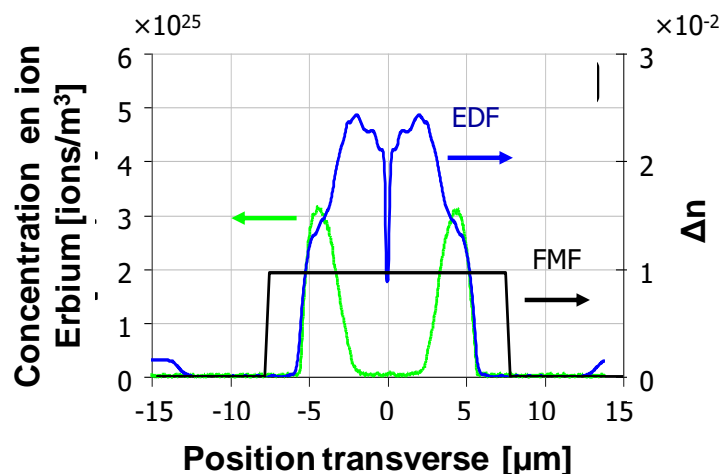


Figure 61 : Profil de répartition d'ions erbium (en vert) dans la fibre dopée erbium et indice de réfraction de la fibre dopée erbium (en bleu) et de la fibre faiblement multimode (en noir)

G. Le Cocq a démontré dans [114] et [115] que le différentiel de gain modal attendu avec cette fibre dopée erbium faiblement multimode entre les modes LP11 et LP21 est inférieur à 1 dB avec une valeur de gain à 20 dB pour une puissance de pompe d'environ 150 mW et une pompe répartie entre les modes LP01, LP02 et LP03 (la présence du mode LP03 pour le faisceau de pompe s'explique par la différence de longueur d'onde entre la pompe à 980 nm et le signal à 1550 nm). Les valeurs de gain des modes LP01 et LP02 sont en revanche inférieurs à 10 dB. Afin de trouver une fibre capable d'avoir un différentiel de gain modal égalisé pour les six modes spatiaux, la présence d'ions Erbium au centre de la fibre en plus de l'anneau de dopage serait nécessaire avec une pompe répartie entre les modes LP01, LP02 et LP03 [116]. Le profil de dopage visé est représenté sur la gauche de la Figure 62 et donne un différentiel de gain modal théorique inférieur à 3 dB. Malheureusement, la répartition en ions erbium dans la fibre est très difficilement contrôlable par la méthode de dépôt par vapeur chimique modifiée. La fibre dopée erbium obtenue avec cette méthode a ainsi un profil de dopage en ions Erbium représenté sur la droite de la Figure 62. Le dopage au centre de la fibre est manifestement trop important, et les résultats obtenus montrent un différentiel de gain modal trop important car le gain du mode fondamental est beaucoup trop élevé comparativement aux autres modes. La fibre finalement choisie est la fibre avec répartition du dopage en anneau représenté en vert sur la Figure 61. L'alignement du faisceau pompe est optimisé sur le mode LP01 de façon à limiter le différentiel de gain modal entre les cinq modes spatiaux LP01, LP11 et LP21. La conséquence de ce réglage privilégie probablement la répartition du mode de la pompe sur le mode LP01 aux dépens des modes

LP02 et LP03 dans la fibre dopée erbium et compense ainsi la faible valeur de gain du mode fondamental par rapport aux autres modes. Le mode LP02 pour le signal à 1550 nm est pour sa part non utilisé dans cet amplificateur mais des axes de recherches sur les fibres micro-structurées sont en cours afin de pouvoir obtenir une fibre dopée erbium faiblement multimode avec un profil de dopage optimisée pour les six modes spatiaux LP01, LP11a/b, LP21a/b et LP02 [116].

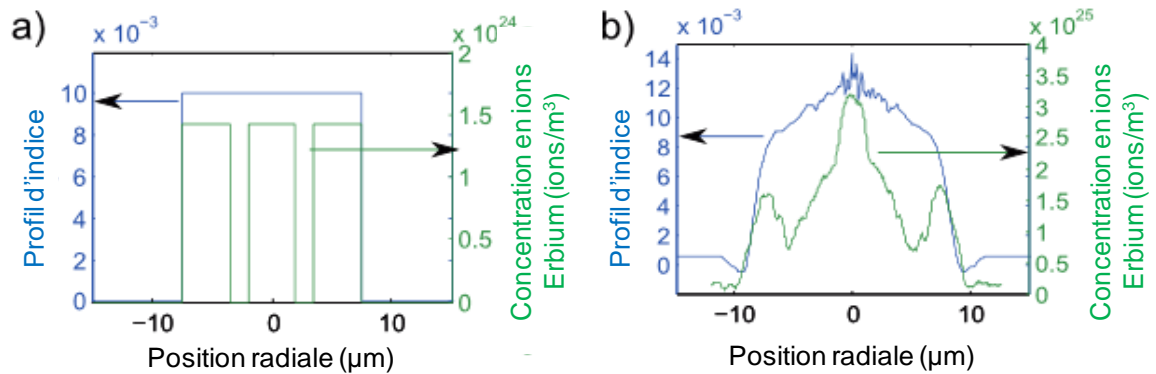


Figure 62 : Profil de dopage visé de la fibre dopée à gauche et profil de dopage expérimentalement obtenu par la méthode de dépôt par vapeur chimique modifiée à droite

3.2.2. Montage optique

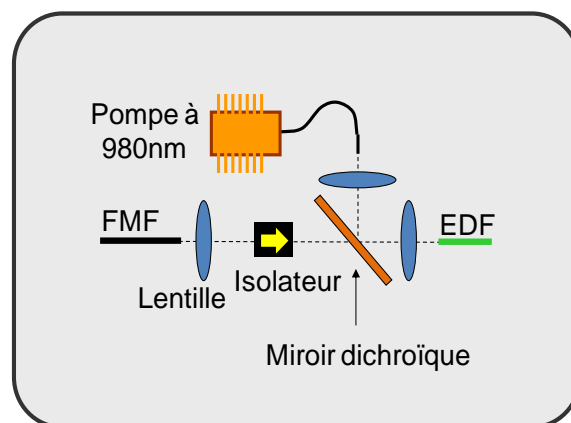


Figure 63 : Premier montage optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

Le montage optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium permet d'exciter les modes de la fibre dopée à partir des modes de la fibre faiblement multimode. Afin de limiter la diaphonie, chaque mode LP_{lm} de la fibre faiblement multimode doit exciter le même mode LP_{lm} de la fibre dopée. En plus de cela, un isolateur optique doit être inséré de façon à éviter

les réflexions parasites. Un premier montage optique simple représenté sur la Figure 63 a d'abord été mis en place pour l'amplificateur à fibre dopée erbium dans notre laboratoire. Les mesures de performances résultantes auxquelles j'ai participé activement ont été présentées dans [117]. Malgré des performances encourageantes, l'excitation imparfaite des modes de la fibre dopée ainsi qu'une imprécision de réglage d'alignement des faisceaux n'ont pas permis la transmission de données à travers cet amplificateur en raison des valeurs de diaphonies modales trop élevées.

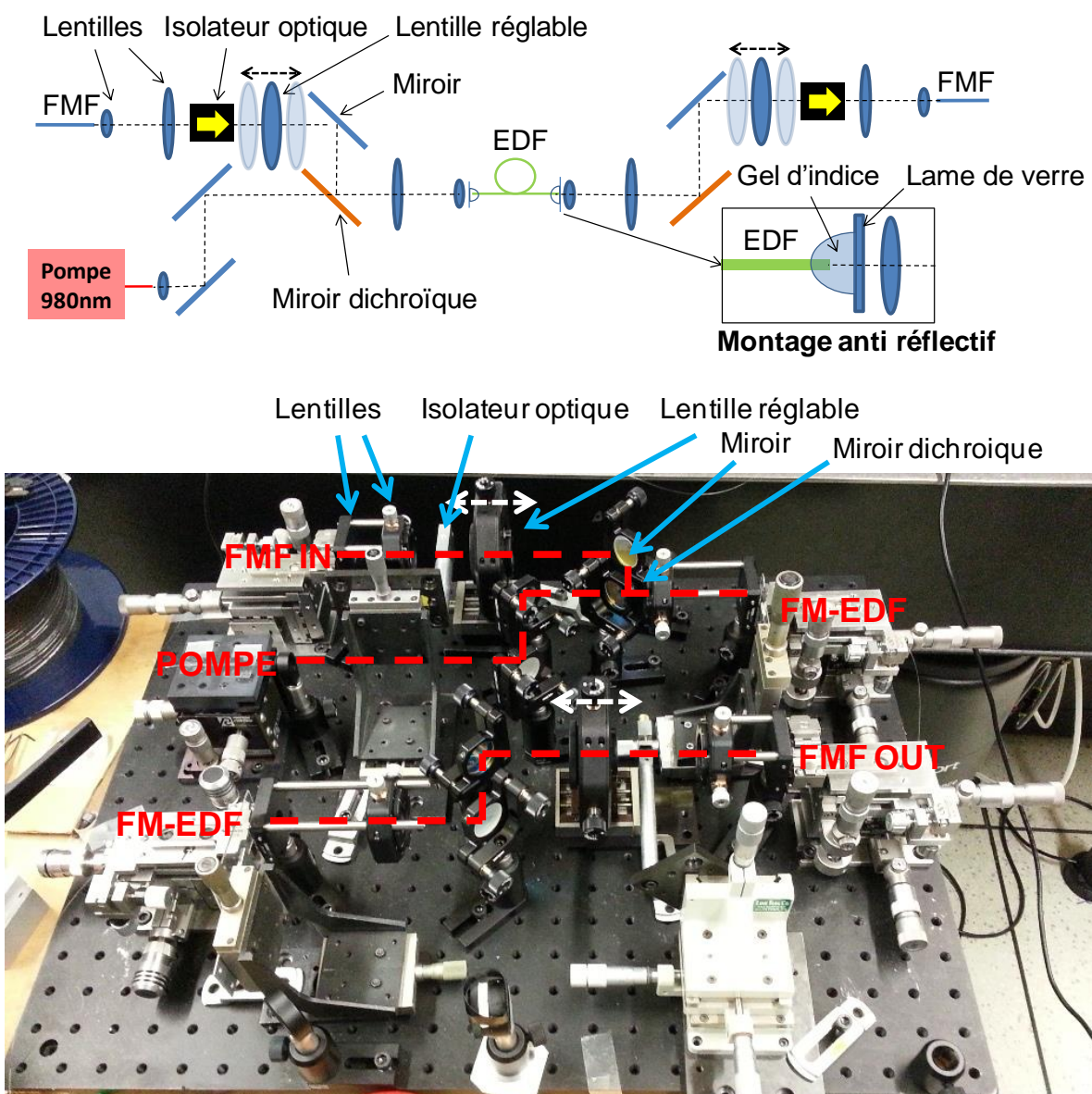


Figure 64 : Montage optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode optimisé et photo du montage

Pour remédier à ce problème, j'ai proposé et construit un amplificateur à fibre dopée erbium avec un montage optique plus complexe mais plus précis [118]. L'ajout de deux miroirs pour l'alignement optique des faisceaux signal et de pompe a été nécessaire mais le système résultant étant assez encombrant, il faut suffisamment de place entre les lentilles pour intégrer ces deux miroirs. Ma configuration optique choisie pour l'amplificateur à fibre dopée erbium est représentée sur la Figure 64. Mon point de départ a été un montage 8f avec deux lentilles de courtes distances focales pour la collimation et l'injection des faisceaux dans les fibres optiques et deux lentilles de distance focale relativement longues afin d'avoir assez d'espace pour intégrer les deux miroirs d'alignement.

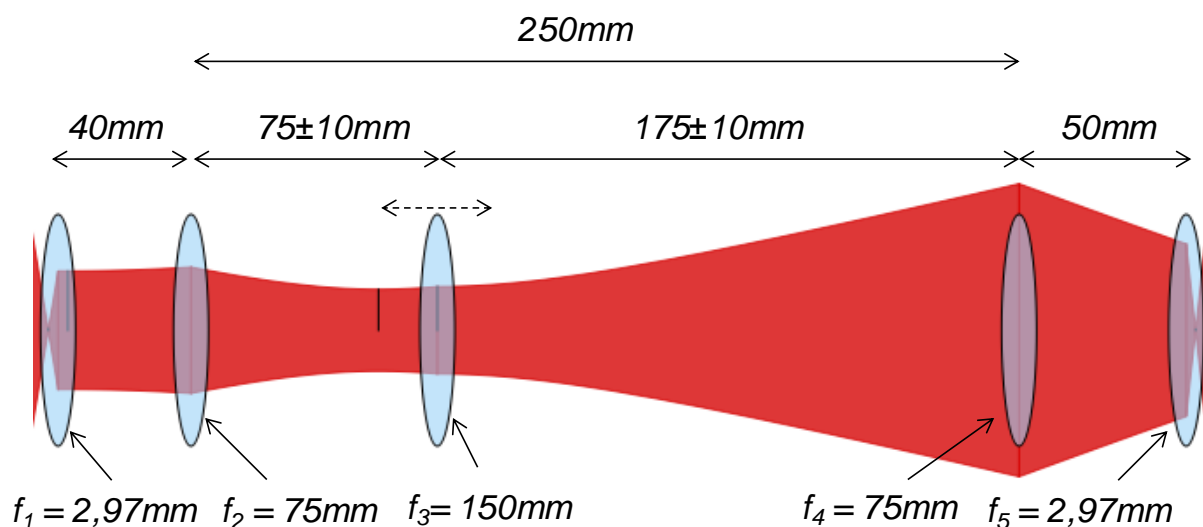


Figure 65 : Configuration optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

Afin d'anticiper l'utilisation du mode LP02 dans le montage, j'ai ensuite ajouté une lentille de grande distance focale et mobile dans la direction longitudinale pour obtenir un montage dont le rayon du faisceau de sortie est variable. En effet, la taille du waist au niveau de la fibre optique d'injection est critique sur le couplage entre les modes LP01 et LP02 comme il a été expliqué dans la partie 2.2.3.2. Les positions des lentilles, représentées sur la Figure 65, ont été ajustées afin de retrouver une valeur de grandissement égale à environ 0,66, correspondant au rapport entre les deux valeurs de diamètre des modes LP de la fibre dopée erbium et de la fibre faiblement multimode. Cette valeur de ratio des modes entre les deux fibres a été obtenue à partir du logiciel RP Fiber Calculator en considérant la fibre dopée comme une fibre à saut d'indice de rayon $5 \mu\text{m}$ et de différence d'indice de $2,25 \cdot 10^{-2}$ (voir Figure 61). Pour valider le bon fonctionnement de ce montage, j'ai utilisé un modèle de

passage en espace libre sur Matlab. Dans ce modèle, après propagation en espace libre sur une distance d , l'amplitude complexe de l'onde électromagnétique est calculée à partir de la fonction de transfert $H(k_x, k_y)$ donnée par l'expression :

$$H(k_x, k_y, d) = \exp(-ik_0 d) \exp(i\pi\lambda d(k_x^2 + k_y^2)) \quad (92)$$

Où d est la distance de propagation en espace libre, k_0 est le nombre d'onde de l'onde monochromatique étudiée à la longueur d'onde λ et k_x, k_y sont les fréquences spatiales dans l'espace de Fourier. L'amplitude complexe φ de l'onde après propagation dans l'air sur une distance d est ainsi obtenue par le calcul :

$$\varphi(x, y, d) = TF^{-1}[TF(\varphi(x, y, 0)) * H(k_x, k_y)] \quad (93)$$

D'autre part, le passage dans une lentille de distance focale f se traduit par une multiplication de l'amplitude complexe par le facteur $T_{lentille}$:

$$T_{lentille} \approx \exp(ik_0 \frac{(x^2 + y^2)}{2f}) \quad (94)$$

L'expression de l'amplitude complexe du champ après passage dans le système de cinq lentilles est donc donnée par une succession de passage dans le domaine de Fourier pour faire intervenir la fonction de transfert de chaque propagation dans l'air et de multiplication du champ par le facteur correspondant à chaque lentille.

Il est ainsi possible de calculer l'influence de la position de la lentille centrale sur les valeurs de couplage entre les modes LP01 et LP02 grâce à ce modèle. La diaphonie calculée avec Matlab reste inférieure à -27 dB (valeur limitée par la résolution des modes dans le modèle numérique) lorsque la lentille centrale est déplacée de façon à obtenir le diamètre du faisceau minimisant la diaphonie et lorsque la fibre dopée erbium est immobile, placée à une distance de 2,86 μm de la lentille de collimation. Les résultats de variation du rayon du faisceau au niveau de la fibre dopée Erbium obtenus avec le montage optique de l'amplificateur sont représentés sur la Figure 66. Il est donc possible de modifier la valeur du rayon du faisceau au niveau de la fibre dopée erbium pour obtenir un ratio avec le rayon du faisceau au niveau de la FMF entre 0,62 et 0,7 en passant évidemment par la valeur souhaitée

de 0,66, calculée à partir du ratio entre les dimensions des modes des fibres faiblement multimode et dopée erbium.

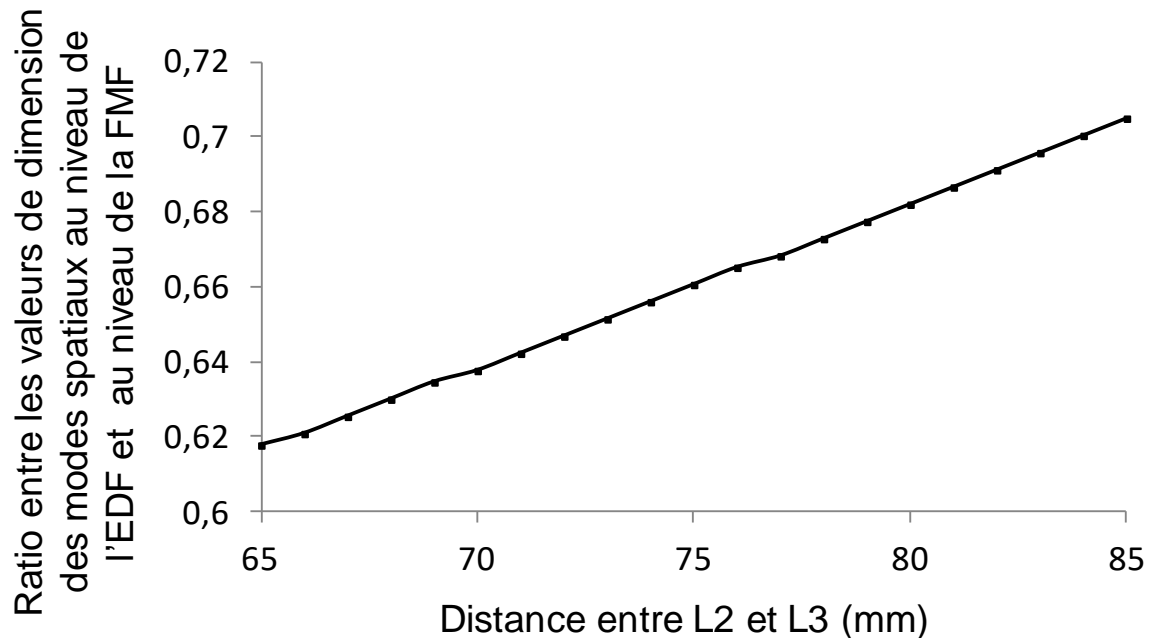


Figure 66 : Influence de la position de la lentille centrale sur les valeurs de rayon du faisceau au niveau de la fibre dopée erbium

D'autre part, l'espacement entre les différentes lentilles permet de placer un isolateur optique, un miroir diélectrique et un miroir dichroïque. L'isolateur optique permet de bloquer les réflexions parasites se produisant lors de l'injection dans les fibres optiques et du champ rétrodiffusé (comme par exemple la diffusion Rayleigh). Le miroir dichroïque permet de combiner le faisceau signal autour de 1550 nm réfléchi avec le faisceau de pompe à 980 nm transmis. Le miroir diélectrique et le miroir dichroïque sont utilisés ensemble pour régler la direction du faisceau signal et ainsi l'injecter correctement dans la fibre dopée erbium faiblement multimode. Deux autres miroirs métalliques sont utilisés pour régler la direction du faisceau de pompe. Enfin, un montage anti-réfléctif a été placé sur les deux extrémités de la fibre dopée erbium pour éviter les réflexions parasites et notamment éviter les problèmes d'effet laser dans l'amplificateur. Ce montage consiste en une lame de verre et du gel d'indice comme représenté sur la Figure 64. La fibre dopée erbium est plongée dans le gel d'indice, ainsi les réflexions ont lieu au niveau de la lame de verre et non au niveau de la fibre. La part d'énergie réfléchie guidée par la fibre est ainsi fortement diminuée et ne perturbe pas la transmission de données.

3.2.3. De l'importance de la diaphonie dans l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

Dans cette partie, la mesure de diaphonie induite par l'amplificateur est abordée. Cette mesure m'a permis d'abord de régler l'alignement optique de l'amplificateur mais aussi de pouvoir obtenir les valeurs de gain et de facteur de bruit valides. En effet, je vais présenter l'influence de la diaphonie dans la mesure de gain et de facteur de bruit dans une première section. Il est important de prendre en compte les transferts d'énergie entre les différents modes afin de pouvoir effectuer une mesure de gain et de facteur de bruit valide, même dans l'approche de modes couplés.

Je présente ensuite plus spécifiquement la mesure de diaphonie de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode pendant ma thèse réalisée grâce au suivi d'un protocole expérimental spécifique faisant intervenir un analyseur de spectre optique (OSA ou Optical Spectrum Analyser en anglais) et de nombreuses sources laser reliées à des coupleurs.

3.2.3.1. Influence de la diaphonie sur la mesure de gain

Afin de comprendre l'importance de la prise en compte de la diaphonie dans la mesure de gain, nous avons pris un exemple théorique simple représenté sur la Figure 67. L'exemple théorique modélise l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode comme un amplificateur à amplifiant un seul mode suivi d'une source de diaphonie. La valeur réelle du gain est G sur le seul mode amplifié et 0 sur les autres modes. Néanmoins, un couplage du mode amplifié sur tous les autres modes de valeur égale résulte en une mesure de signal égal à $G/3$ sur tous les modes après le démultiplexeur. Le gain étant le ratio entre puissance de sortie et d'entrée, le gain est ainsi égal à $G/3$ sur tous les modes alors que seul le mode fondamental est amplifié.

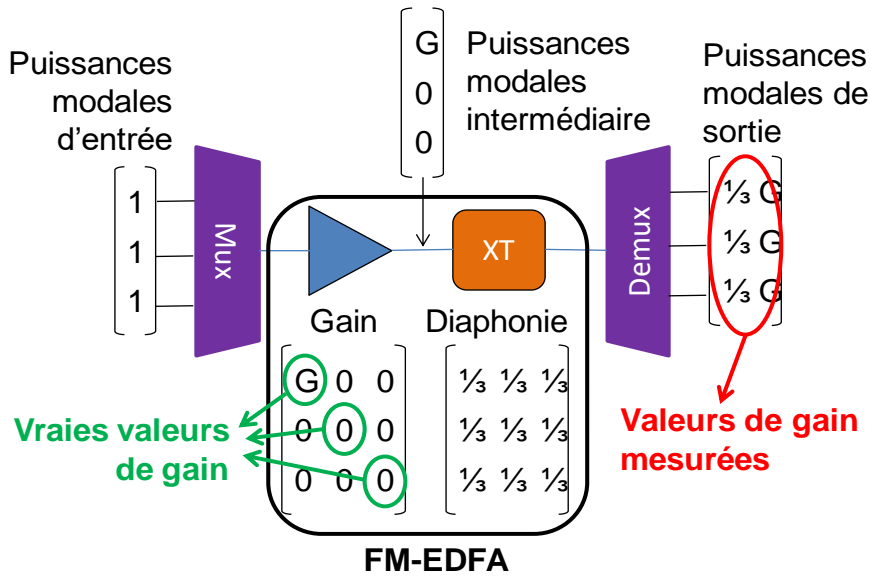


Figure 67 : Exemple théorique de mesure de gain biaisée par la diaphonie.

Une vérification expérimentale a été effectuée en déréglant volontairement le montage optique en espace libre de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode par décalage de la fibre optique de sortie. La conséquence est une augmentation de la diaphonie mais surtout une mauvaise estimation du gain de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode. Sur la Figure 68, les valeurs de diaphonie mode à mode résultantes et les valeurs de gain avec et sans considération de la diaphonie sont représentées. Une forte différence de mesure entre ces deux caractérisations apparaît.

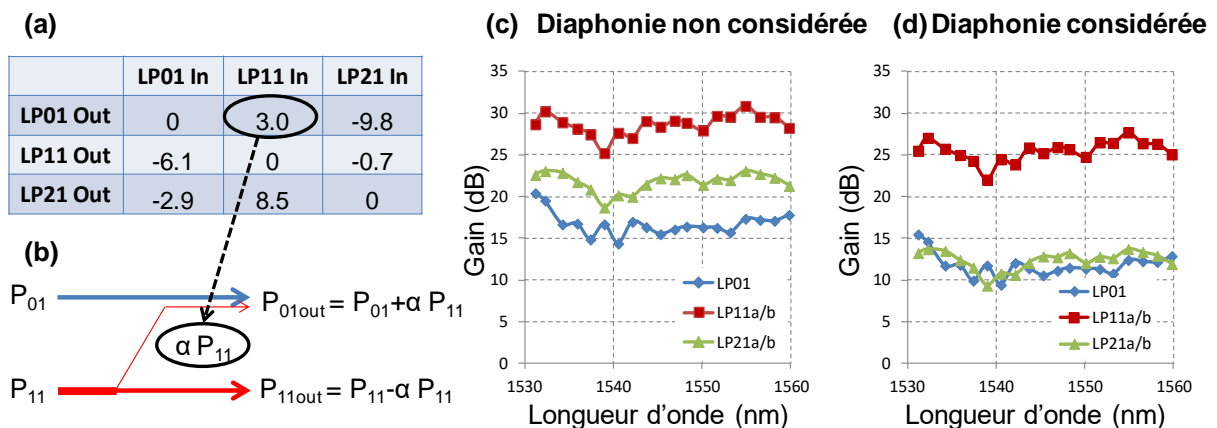


Figure 68 : Exemple expérimental de mesure de gain biaisée par la diaphonie.

Ainsi, les deux conditions possibles pour mesurer de façon valide le gain sur chaque mode spatial est de réaliser une mesure de diaphonie afin de corriger la valeur mesurée ou bien d'utiliser un amplificateur induisant peu de diaphonie. Par exemple, dans [119], la faible

diaphonie est vérifiée par acquisition du profil d'intensité de chaque mode après l'amplificateur et par comparaison aux différents profils des modes théoriques.

3.2.3.2. Mesure de diaphonie

La mesure de diaphonie demande une attention particulière dans le cas de l'amplificateur. En effet, il n'est pas possible d'utiliser la même méthode qu'avec les multiplexeurs où chaque entrée du multiplexeur est allumée l'un après l'autre car il s'agit ici d'un élément actif ayant un comportement différent si un seul ou si tous les modes sont envoyés dans celui-ci. C'est pour cela que le montage représenté sur la Figure 69 a été construit.

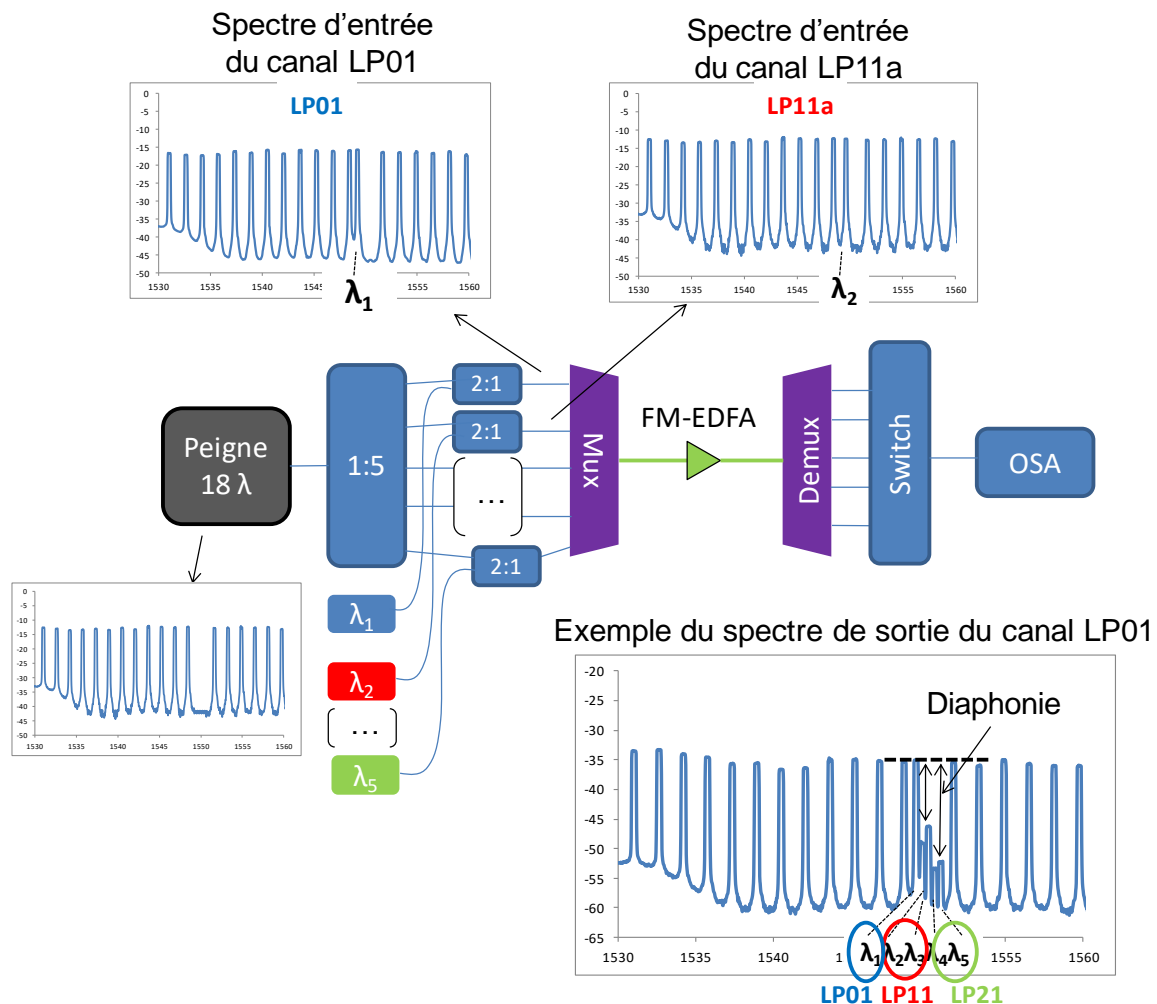


Figure 69 : Montage pour la mesure de diaphonie de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

Dans ce montage, un signal composé de 18 longueurs d'onde est envoyé sur tous les modes afin de simuler l'utilisation de l'amplificateur dans le cadre d'une transmission utilisant le multiplexage en polarisation. Ensuite, pour chaque mode, une longueur d'onde différente pour chaque mode est rajoutée. Ces canaux, différents des 18 longueurs d'onde précédentes, vont permettre de mesurer les transferts d'énergie entre modes. En effet, puisque la longueur d'onde est spécifique à un mode alors il suffit d'observer le spectre d'un mode après un démultiplexeur à l'aide d'un analyseur de spectre optique pour retrouver la part d'énergie provenant de chaque mode. En calculant le rapport d'énergie contenu dans chacun des pics correspondant aux modes spatiaux, la valeur de diaphonie peut être extraite. Il est aussi possible de retrouver la matrice de couplage de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode à partir de cette méthode. Le calcul matriciel est très similaire au calcul pour l'obtention des matrices de couplage de la fibre faiblement multimode mais au lieu d'avoir chaque ligne et colonne correspondant à une entrée du multiplexeur, elles correspondent ici aux cinq longueurs d'onde différentes liées aux cinq modes spatiaux étudiés. La matrice de diaphonie a été calculée pour une longueur de fibre dopée erbium égale à 3,5 m, une valeur de puissance de pompe de 630 mW et une puissance d'entrée par mode égale à -2,6 dBm. Etant donné le caractère actif de l'amplificateur, cette matrice est différent selon les paramètres choisis. Néanmoins, pour une valeur de longueur de fibre dopée erbium donnée, les valeurs de diaphonie mode à mode restent quasiment identiques quelle que soit la puissance d'entrée et la puissance de pompe. Pour une longueur de fibre dopée erbium égale à 3,5 m, les valeurs de diaphonie mode à mode sont indiquées dans le Tableau 16. La diaphonie induite par l'amplificateur du mode LP01 sur les autres modes est faible, traduisant une bonne conservation de ce mode par le passage dans l'amplificateur. En revanche, les autres valeurs de diaphonie sont comprises entre -14,6 dB (soit 3,5%) et -11,4 dB (soit 7,2%).

Tableau 16 : Matrice de diaphonie de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

	LP01 In	LP11 In	LP21 In
LP01 Out	0	-12,2	-14,6
LP11 Out	-50	0	-11,4
LP21 Out	-28,9	-14,1	0

3.2.4. Mesure de gain et de facteur de bruit

J'ai mesuré le gain de l'amplificateur de chaque mode spatial par le calcul du rapport entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie de l'amplificateur. Le calcul du facteur de bruit de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode a été obtenu par acquisition des spectres d'entrée et de sortie de chaque mode à l'aide de l'analyseur de spectre optique pour extraire le rapport signal à bruit optique et par le calcul de l'équation (91).

J'ai étudié l'influence de la valeur de puissance d'entrée du signal sur le gain et le facteur de bruit pour une fibre dopée erbium faiblement multimode de longueur égale à 3,5 m, assez inférieure à la longueur des fibres dopées erbium des amplificateurs monomodes dont la valeur atteint autour de 10-30 m [120]. Ceci s'explique par la concentration en dopant plus important dans la fibre dopée erbium utilisée pour l'amplificateur multimode. Les valeurs de gain et de facteur de bruit pour plusieurs valeurs de puissance d'entrée du signal dans l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode sont données sur la Figure 70 à plusieurs longueurs d'onde de la bande C et pour une puissance de pompe égale à 630 mW. Une puissance d'entrée plus faible implique une valeur de gain plus importante mais une valeur de facteur de bruit plus importante. La valeur du différentiel de gain modal est de 4,5 dB, 5,7 dB et 6,7 dB en moyenne sur la bande C pour les valeurs de puissance d'entrée par mode de -12,6 dBm, -7,6 dBm et -2,6 dBm respectivement. D'autre part, la planéité du gain sur la bande C peut être estimée par la soustraction entre la valeur du gain à 1531 nm et celle à 1555 nm. Ce paramètre est de -0,5 dB, -1,2 dB et -2,3 dB pour les modes LP01, LP11 et LP21 respectivement pour une puissance d'entrée de -2,6 dBm par modes signifiant une faible inversion de population. Au contraire, une forte inversion de population apparaît pour une puissance d'entrée de -12,6 dBm par mode, traduit par une valeur de paramètre de planéité supérieure à 3,5 dB. Un compromis entre tous ces paramètres est obtenu pour une valeur de puissance d'entrée de -7,6 dBm par mode. Pour cette configuration, le gain est supérieur à 13 dB pour tous les modes, le facteur de bruit est de 5,3 dB, 5,8 dB et 8,2 dB pour les modes LP01, LP11 et LP21 respectivement, le différentiel de gain modal est de 5,7 dB et le paramètre de planéité du gain est inférieur à 1,8 dB.

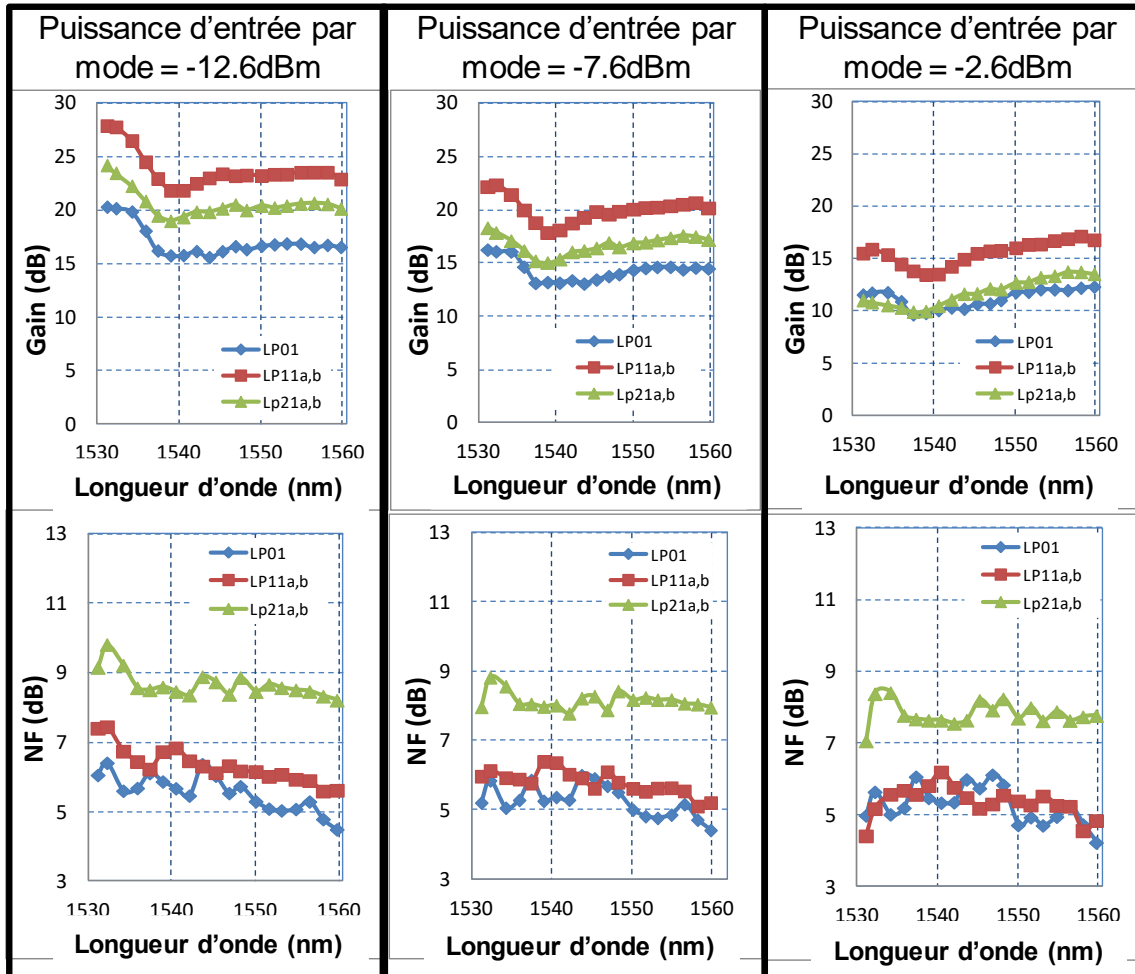


Figure 70 : Gain et facteur de bruit de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode pour une valeur de puissance d'entrée égale à -12,6 dBm, -7,6 dBm et -2,6 dBm pour une puissance de pompe de 630 mW

3.2.5. Influence du nombre de modes amplifiés

Dans cette partie, je présente mon étude de la modification de comportement de l'amplificateur quand un nombre de modes limité est envoyé dans l'amplificateur. En effet, dans le cas de l'utilisation du multiplexage de mode spatial faiblement couplé dans un réseau de télécommunication, il est possible d'imaginer de n'envoyer que certains modes dans la fibre optique selon le débit désiré. Il est ainsi important de connaître l'influence du nombre de modes dans l'amplificateur sur la valeur de gain. Sur la Figure 71, le gain de chaque mode sur toute la bande C dans toutes les configurations possibles est représenté, sachant que les modes dégénérés sont obligatoirement envoyés ensemble dans la fibre optique.

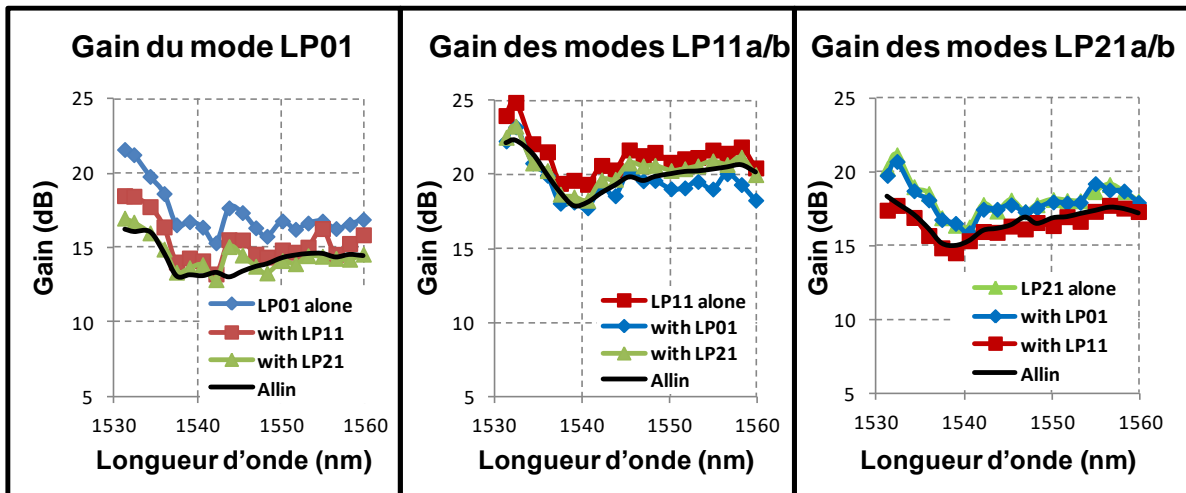


Figure 71 : Gain de l'amplificateur dans plusieurs configurations modales

Le gain est légèrement modifié selon du nombre de modes utilisés mais j'ai montré qu'il est possible de retrouver les valeurs de gain de la configuration avec tous les modes en diminuant la puissance de pompe. Sur le Tableau 17 est résumé les valeurs de puissance de pompe nécessaire afin de retrouver une valeur de gain identique au gain dans la configuration avec tous les modes spatiaux.

Tableau 17 : Valeurs de puissance de pompe nécessaire pour obtenir le gain modal où tous les modes sont utilisés pour chacune des configurations

	Puissance de pompe
LP01	229 mW
LP11a/b	496 mW
LP21a/b	448 mW
LP01+LP11a/b	433 mW
LP01+LP21a/b	355 mW
LP11a/b+LP21a/b	605 mW
LP01+LP11a/b+LP21a/b	630 mW

En conclusion, il est possible d'utiliser cet amplificateur lorsqu'un à cinq modes spatiaux sont transmis en ajustant la puissance de pompe selon la configuration désirée.

Dans la partie précédente, les éléments utiles à la transmission utilisant le multiplexage de mode spatial pour l'approche avec faible couplage entre modes non dégénérés ont été caractérisés. Dans ce chapitre, ces éléments sont assemblés afin de transmettre des données numériques d'un point à un autre avec un très haut débit. Dans ce chapitre, plusieurs expériences de transmission de données, avec ou sans amplificateur, que j'ai réalisé pendant ma thèse sont décrites. Au préalable, l'évaluation de la dégradation de la qualité de transmission par la diaphonie est décrite et quantifiée.

3.3. Transmissions multimodes amplifiées

3.3.1. Estimation des distances maximales de transmission de plusieurs modes spatiaux faiblement couplés

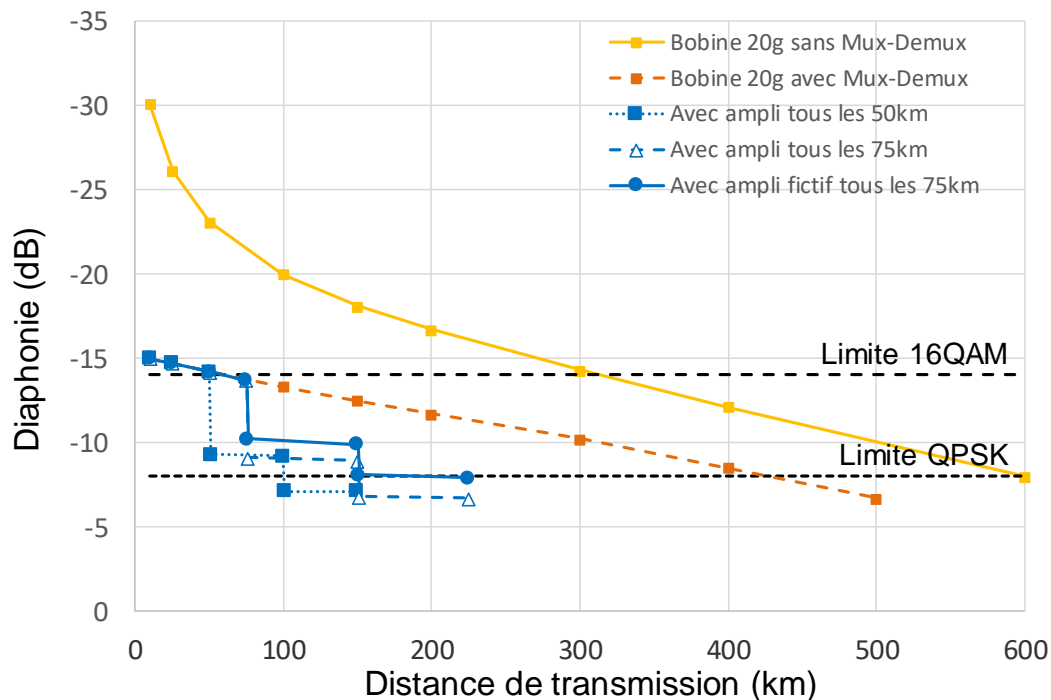


Figure 72 : Diaphonie en fonction de la distance de transmission pour différentes configurations dans le cas de la transmission de cinq modes spatiaux

Pour des distances longues, typiquement au-delà de 80 km, un amplificateur à fibre dopée erbium doit être utilisé. Dans ce cas, la transmission de cinq modes est considérée puisque l'amplificateur conçu et caractérisé pendant ma thèse est compatible avec cinq modes. L'influence de l'utilisation de l'amplificateur à fibre dopée erbium sur les valeurs de diaphonie pour plusieurs valeurs de distance de transmission est représentée sur la Figure 72 lorsque la bobine de fibre faiblement multimode de tension de bobinage de 20 g est utilisée. La diaphonie des cinq modes est représentée sans et avec le multiplexeur-démultiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan lorsqu'aucun amplificateur à fibre dopée erbium n'est utilisé. L'utilisation d'un mode de moins permet ainsi d'atteindre des distances plus importantes cependant la diaphonie induite par le multiplexeur-démultiplexeur ne permet pas l'utilisation du format de modulation 16QAM au-delà de 60 km. Les courbes correspondant à l'utilisation de l'amplificateur à fibre dopée erbium étudié dans la partie 3.2 de cette thèse sont représentés en bleu et traits pointillés avec des carrés et des triangles lorsque l'amplificateur à fibre dopée

erbium est placé tous les 50 km et 75 km respectivement. L'utilisation de deux amplificateurs est impossible, rendant la transmission impossible au-delà de 100 km ou 150 km. Cela traduit bien les hautes valeurs de diaphonies de l'amplificateur à fibre dopée erbium des modes d'ordre supérieur allant jusqu'à -11,4 dB comme il est indiqué dans le Tableau 16. J'ai étudié l'influence de l'amélioration fictif de l'amplificateur pour un EDFA dont les diaphonies des modes d'ordre supérieurs sont plafonnées à -15 dB. La courbe en bleu et traits plein sur la Figure 72 indique dans ce cas la possibilité d'utiliser deux amplificateurs mais la diaphonie reste très proche de la limite. Ainsi, l'utilisation de l'amplificateur à fibre dopée erbium pour cinq modes demande une amélioration conséquente des valeurs de diaphonie pour envisager la réalisation de transmissions amplifiées de plus de 200 km, en plus des soudures comme expliqué dans la partie 2.3.1. D'autre part, il est important de rappeler l'existence d'une différence de gain entre les différents modes spatiaux comme il a été vu dans la partie 3.2.4, cela rend encore plus difficile l'utilisation de plusieurs amplificateurs à fibre dopée erbium en cascade. Une solution pour améliorer les valeurs de diaphonie et de différence de gain modal sont une meilleure précision de réglage de l'alignement optique et un design de fibre dopée Erbium et un profil de pompe optimisés et contrôlés.

3.3.2. Transmissions de cinq modes sur une distance de 80 km avec un amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode

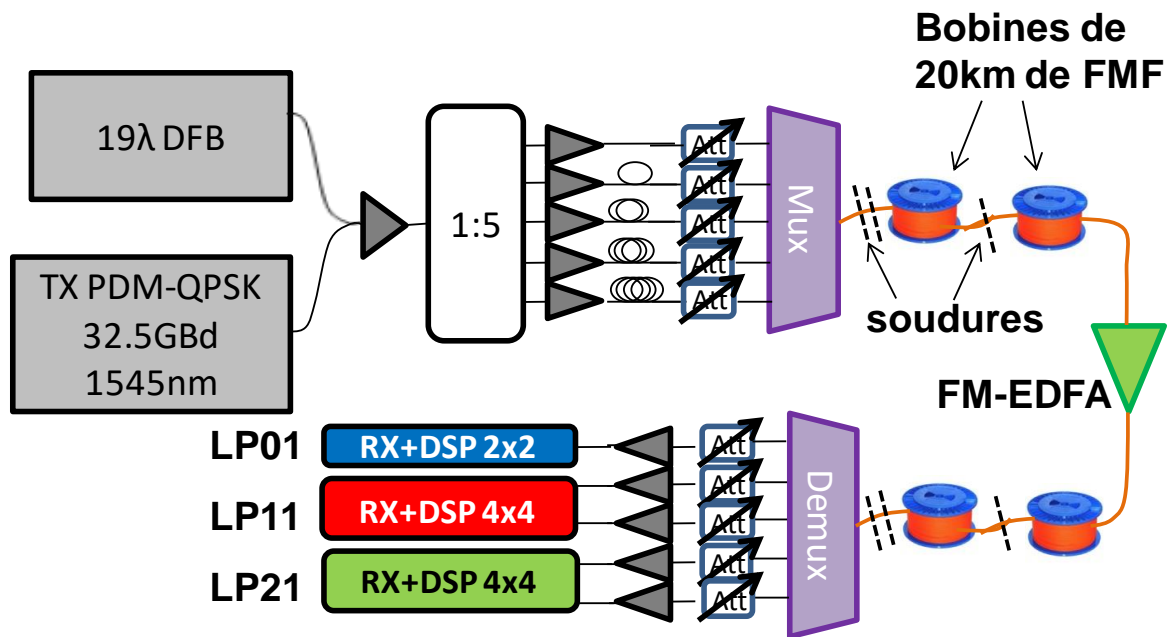


Figure 73 : Montage expérimental de la transmission de cinq modes sur 80 km avec amplification

La transmission de données de cette partie permet la validation de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode présenté dans la partie 3.2. Le montage expérimental est représenté sur la Figure 73 [121] et fait intervenir un émetteur délivrant un signal monocanal dans le format de modulation PDM-QPSK à un débit brut de 130 Gbit/s. Il est similaire aux émetteurs des deux transmissions présentées dans la partie 2.3.2. Ce signal est combiné avec 19 autres canaux de bourrage, non modulés et de longueurs d'onde différentes pour démontrer le bon fonctionnement de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode dans un régime similaire à celui d'une transmission utilisant le multiplexage en longueur d'onde. Le signal résultant est divisé en cinq parties identiques par un coupleur optique. Après propagation dans des fibres de longueurs différentes pour émuler cinq canaux indépendants, le multiplexeur packagé cinq modes présenté dans la partie 2.1.1.2 réalise la conversion de mode et injecte les cinq modes dans la fibre faiblement multimode. Après transmission dans 40 km de fibre faiblement multimode avec 3 soudures réalisés avec la méthode optimisée de la soudeuse de laboratoire présenté dans la partie 2.2.3.4, le signal est amplifié par l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode puis transmis de nouveau dans 40 km de fibre faiblement multimode incluant trois soudures. Les modes sont ensuite démultiplexés et envoyés dans un récepteur cohérent puis détecté par un oscilloscope de la même façon que dans la partie 2.3.1. Les modes dégénérés quatre fois (LP11 et LP21) sont ensuite séparés par le MIMO 4x4 alors que le mode fondamental utilise un MIMO 2x2

pour la séparation des polarisations. Après le traitement numérique du signal, le comptage d'erreur donne la valeur de facteur Q^2 correspondante.

Les résultats de mesure de facteur Q^2 pour trois longueurs d'onde différentes et pour les cinq modes sont donnés sur la Figure 74. Pour faire la comparaison avec les résultats obtenus dans le chapitre précédent, le calcul matriciel à effectuer ici est :

$$P_{out} = D_{Mux} * (D_{FMF-km})^{40} * D_{Ampli} * (D_{FMF-km})^{40} * D_{Mux} * P_{in} \quad (95)$$

Le calcul de la diaphonie théorique à partir des tableaux de diaphonie du chapitre précédent donne -7,6 dB pour tous les modes spatiaux utilisés lorsque les valeurs de puissances sont ajustées. Dans la partie 1.3, la valeur limite de diaphonie pour laquelle il n'est pas possible d'avoir une transmission sans erreur avec le FEC puissant utilisé ici est de -8 dB. La source d'erreur la plus probable vient de la mesure de la matrice de diaphonie correspondant à l'amplificateur. En effet, étant donné le nombre de réglages disponibles sur le montage de l'amplificateur qu'il faut régler de nouveau régulièrement, il est possible d'obtenir une matrice de diaphonie avec des valeurs de diaphonie mode à mode inférieures à celle du Tableau 16. L'amplificateur est en cours d'amélioration afin d'avoir un système plus stable et induisant toujours moins de diaphonie.

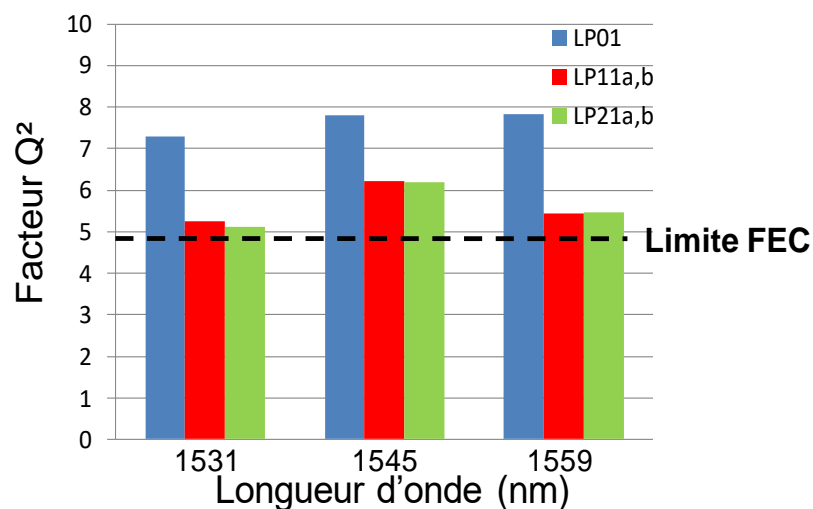


Figure 74 : Mesure de facteur Q^2 pour trois longueurs d'onde et pour cinq modes spatiaux

Dans l'expérience étudiée dans cette partie, l'utilisation d'un FEC puissant avec un débit supplémentaire de 25% [118] permet une transmission sans erreur pour les trois longueurs d'onde étudiées et pour les cinq modes transmis. Cela démontre la possibilité de réaliser des

transmissions amplifiées avec l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode sur une distance de 80 km avec une complexité du traitement numérique du signal faible en comparaison aux traitement numérique du signal de l'approche avec des modes couplés.

Résumé du chapitre 3

L'amplification multimode que j'ai choisi pendant ma thèse est l'amplificateur à fibre dopée erbium où une fibre spécifique doit être dopée et être capable de transmettre tous les modes spatiaux désirés. De nombreux paramètres doivent être optimisés simultanément, notamment la différence de gain entre les différents modes spatiaux et la diaphonie dans le cas de l'approche de modes faiblement couplés.

La conception de la fibre dopée erbium est une étape importante car elle impacte la différence de gain entre les modes. Néanmoins, pour un bon fonctionnement de l'amplificateur, l'un des principaux défis est de réaliser un système optique suffisamment précis afin de conjuguer la fibre de transmission avec la fibre dopée erbium. J'ai réussi à monter et régler un système précis pour atteindre un niveau de diaphonie mode à mode inférieur à -11,4 dB pour tous les modes spatiaux. La mesure de diaphonie fait intervenir un système très spécifique afin de pouvoir utiliser l'amplificateur dans le régime saturé. Cette mesure de diaphonie me permet de pouvoir régler le montage optique et de réaliser une mesure de gain et de facteur de bruit valide. Le gain mesuré est supérieur à 13 dB pour cinq modes spatiaux cependant la différence entre les modes reste assez important avec 5,7 dB. Le facteur de bruit est inférieur à 5,8 dB pour les modes LP01 et LP11, en revanche le modes LP21 connaît une inversion de population moins importante dans le début de fibre dopée dont la conséquence est un facteur de bruit autour de 8,2 dB.

Malgré certains points à améliorer, l'amplificateur cinq modes présenté m'a permis de réaliser la première transmission de données haut débit à 100 Gbit/s au format de modulation PDM-QPSK sur cinq modes et une transmission de 80 km a été démontrée avec un système de détection relativement peu complexe avec un maximum de complexité dû au MIMO 4×4 pour les modes dégénérés.

Conclusion

J'ai rappelé dans le premier chapitre le principe de transmission de données et du multiplexage de mode spatial comme moyen de continuer à augmenter significativement le débit dans les fibres optiques et potentiellement diminuer le coût par bit. J'ai présenté les différents moyens de mettre en œuvre le multiplexage de mode spatial. Mon approche choisie est d'exciter les modes spatiaux de façon sélective afin de séparer les modes spatiaux d'abord optiquement pour les modes non dégénérés puis avec un traitement numérique de complexité relativement faible pour séparer les modes dégénérés. J'ai ensuite montré que tous les éléments optiques rentrant en jeu comme le multiplexeur de mode spatial, la fibre optique et l'amplificateur à fibre dopée erbium induisent inévitablement de la diaphonie entre les modes. J'ai mis en évidence la possibilité d'améliorer ces performances mais aussi les limites de ces améliorations, notamment pour la fibre de transmission comprenant de nombreuses soudures et des passages en espace libre. Ainsi, par mon étude théorique de l'influence de la diaphonie sur la dégradation de la qualité de transmission, j'ai démontré que la fibre elle-même induisant de la diaphonie, il est envisageable d'atteindre des transmissions de 200 km si l'on parvient à améliorer significativement les soudures. J'ai réussi pendant ma thèse à démontrer la transmission de six modes spatiaux sur 40 km dans le format PDM-QPSK et transportant un débit net de 100 Gbit/s par la technique de transmission bidirectionnelle. Grâce à l'utilisation d'un amplificateur cinq modes que j'ai conçu et caractérisé lors de ma thèse, j'ai aussi réalisé la transmission de cinq modes sur 80 km. Le fait d'avoir démontré la possibilité d'utiliser des transpondeurs commerciaux dans la transmission de deux modes spatiaux pour la transmission de données par l'approche de modes faiblement couplées permet d'affirmer la faisabilité du multiplexage de mode spatial en temps réel dans les années à venir pour des applications inter data center où les débits nécessaires sont très importants et où les distances de transmission sont de l'ordre de la centaine de kilomètres. L'intérêt du multiplexage de mode spatial étant croissant avec le nombre de modes multiplexés, l'objectif des futures recherches dans le sujet dans le cadre du projet français FUI MODAL est de démontrer la transmission de dix modes spatiaux utilisant l'approche faiblement couplé. Les exigences en termes de précision d'alignement et de conception des éléments optiques sera plus important mais cela permettra de multiplier le débit dans une fibre optique par un facteur 10 par rapport à une fibre monomode.

Les résultats présentés ont un réel intérêt pour les transmissions de moins de 200 km à très haut débit comme les connexions inter data center. En effet, il est nécessaire d'effectuer une redondance des données stockées dans plusieurs data center espacé d'une centaine de kilomètres dans le cas de catastrophe naturelle par exemple. La quantité de données à transférer est très important donc des connexions à très haut débit sont utilisées. L'intérêt économique du multiplexage de mode spatial est de diminuer le nombre de fibre et de mettre en commun les amplificateurs monomodes de la ligne de transmission avec un unique amplificateur multimode. Néanmoins, les équipements nécessaires au multiplexage de mode spatial comme le multiplexeur et les procédés de soudures doivent être proposés à un prix compétitif tout en atteignant de hautes performances afin de permettre l'utilisation de formats de modulation complexes et ainsi maximiser le débit de la fibre optique pour diminuer le coût par bit transmis.

Liste des Publications

➤ Publications pour des journaux scientifiques :

Premier auteur :

- **P. Genevoux**, and al., “Comparison of QPSK and 8-QAM in a Three Spatial Modes Transmission,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, no. 4, pp. 414–417, Feb. 2014.
- **P. Genevoux**, and al., “A 5-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier for Mode Division Multiplexing Transmission,” Journal of Lightwave Technology.

Co-auteur :

- G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, **P. Genevoux**, N. Treps, et J-F Morizur, “Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” Opt. Express, vol. 22, no. 13, pp. 15599–15607, Jun. 2014.
- J. Vuong, P. Ramantanis, Y. Frignac, M. Salsi, **P. Genevoux**, Djalal F. Bendimerad, et Gabriel Charlet, “Mode coupling at connectors in mode-division multiplexed transmission over few-mode fiber,” Opt. Express, vol. 23, no. 2, pp. 1438–1455, Jan. 2015.

➤ Publications pour des conférences nationales et internationales :

Premier auteur :

- **P. Genevoux**, and al., “Réalisation d’un Amplificateur pour la Transmission MDM”, in Journée Nationales d’Optique Guidée 2013, P124.
- **P. Genevoux**, and al., “3 Modes transmission using hybrid separation with high mode selectivity and low losses spatial mode multiplexer,” in 2014 European Conference on Optical Communication (ECOC), 2014, We.1.1.5.
- **P. Genevoux**, and al., “Amplification of 5 modes carrying each 100Gb/s with a few mode EDFA,” in Optical Fiber Communication Conference, 2015, Tu3C.5.
- **P. Genevoux**, and al., “6-mode spatial multiplexer with low loss and high selectivity for transmission over few mode fiber,” in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015, 2015, W1A.5.
- **P. Genevoux**, and al., “Real time transmission of 200 Gb/s PDM-16QAM using two modes over 20km of step-index Few Mode Fiber”, in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2016, Tu2J.4.

Co-auteur :

- M. Salsi, J. Vuong, C. Koebele, **P. Genevoux**, H. Mardoyan, P. Tran, S. Bigo, et al., “In-line Few-Mode Optical Amplifier with Erbium Profile Tuned to Support LP01, LP11, and LP21 Mode Groups,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Tu.3.F.1.
- G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, J-F Morizur, **P. Genevoux**, et N. Treps, “Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” in 2014 IEEE Photonics Conference (IPC), 2014, WG4.1.
- C. Simonneau, **P. Genevoux**, G. Le Cocq, Y. Quiquempois, L. Bigot, A. Boutin, M. Bigot-Astruc, P. Sillard, et G. Charlet, “Amplification of 5 modes carrying each 100Gb/s with a few mode EDFA,” in Optical Fiber Communication Conference, 2015, We.2.4.2.

➤ Papier invité pour une conférence internationale :

- **P. Genevoux**, and al., “Challenges in the design of Few Mode EDFAs” in Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2016, Tu2I.2.

Bibliographie

- [1] “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update 2014–2019 White Paper,” *Cisco*. [Online]. Available: http://cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white_paper_c11-520862.html. [Accessed: 05-Jan-2016].
- [2] D. J. Richardson, “New optical fibres for high-capacity optical communications,” *Phil Trans R Soc A*, vol. 374, no. 2062, p. 20140441, Mar. 2016.
- [3] P. M. Hill, R. Olshansky, and W. K. Burns, “Optical polarization division multiplexing at 4 Gb/s,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 500–502, May 1992.
- [4] F. Derr, “Coherent optical QPSK intradyne system: concept and digital receiver realization,” *J. Light. Technol.*, vol. 10, no. 9, pp. 1290–1296, Sep. 1992.
- [5] G. Charlet, “Etude des formats de modulation et des méthodes de détection pour les transmissions multiplexées en longueurs d’ondes sur fibre optique au débit de 40Gb/s et 100Gb/s,” phdthesis, Université Paris Sud - Paris XI, 2011.
- [6] G. Charlet, M. Salsi, P. Tran, M. Bertolini, H. Mardoyan, J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, and S. Bigo, “72x100Gb/s Transmission over Transoceanic Distance, Using Large Effective Area Fiber, Hybrid Raman-Erbium Amplification and Coherent Detection,” 2009, p. PDPB6.
- [7] R. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, Feb. 2010.
- [8] V. A. J. M. Sleiffer, H. Chen, Y. Jung, P. Leoni, M. Kuschnerov, A. Simperler, H. Fabian, H. Schuh, F. Kub, D. J. Richardson, S. U. Alam, L. Grüner-Nielsen, Y. Sun, A. M. J. Koonen, and H. de Waardt, “Field demonstration of mode-division multiplexing upgrade scenarios on commercial networks,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 25, pp. 31036–31046, Dec. 2013.
- [9] K.-I. Kitayama, A. Maruta, Y. Yoshida, N. P. Diamantopoulos, Y.-C. Huang, M. Nakazawa, and T. Isoda, “Mode division multiplexing network: A deployment scenario in metro area network,” in *2014 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2014, pp. 2154–2159.
- [10] R. Thurston, E. Kapon, and Y. Silberberg, “Analysis of mode separation in multichannel branching waveguides,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 23, no. 8, pp. 1245–1255, Aug. 1987.
- [11] C. Koebele, M. Salsi, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, P. Sillard, F. Cerou, and G. Charlet, “Two-mode transmission with digital inter-modal cross-talk mitigation,” presented at the 2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), 2011, pp. 1–3.
- [12] A. Al Amin, A. Li, S. Chen, X. Chen, G. Gao, and W. Shieh, “Dual-LP11 mode 4x4 MIMO-OFDM transmission over a two-mode fiber,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16672–16679, Aug. 2011.
- [13] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. A. Bolle, R.-J. Essiambre, D. W. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle, “6×56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6×6 MIMO equalization,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16697–16707, Aug. 2011.
- [14] C. Koebele, M. Salsi, L. Milord, R. Ryf, C. A. Bolle, P. Sillard, S. Bigo, and G. Charlet, “40km Transmission of Five Mode Division Multiplexed Data Streams at 100Gb/s with low MIMO-DSP Complexity,” presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Th.13.C.3.

- [15] R. Ryf, N. K. Fontaine, M. A. Mestre, S. Randel, X. Palou, C. Bolle, A. H. Gnauck, S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Guan, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, S. Leon-Saval, J. Bland-Hawthorn, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, L. Grüner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, “12 x 12 MIMO Transmission over 130-km Few-Mode Fiber,” presented at the Frontiers in Optics Conference, 2012, p. FW6C.4.
- [16] N. K. Fontaine, R. Ryf, H. Chen, A. V. Benitez, B. Guan, R. Scott, B. Ercan, S. J. B. Yoo, L. E. Grüner-Nielsen, Y. Sun, and others, “30 \times 30 MIMO Transmission over 15 Spatial Modes,” in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. Th5C-1.
- [17] M. Koshiba, K. Saitoh, K. Takenaga, and S. Matsuo, “Multi-core fiber design and analysis: coupled-mode theory and coupled-power theory,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B102–B111, Dec. 2011.
- [18] S. Randel and P. Winzer, “DSP for mode division multiplexing,” presented at the OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS), 2013 18th, 2013, pp. 1–2.
- [19] C. Koebele, M. Salsi, L. Milord, R. Ryf, C. A. Bolle, P. Sillard, S. Bigo, and G. Charlet, “40km Transmission of Five Mode Division Multiplexed Data Streams at 100Gb/s with low MIMO-DSP Complexity,” presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Th.13.C.3.
- [20] J.-M. Mur, *Les Fibres Optiques*, 2nd ed. ENI.
- [21] “Fibre Optique Plastique pour l’industrie,” *Luxeri*.
- [22] J. Maury, “Étude et caractérisation d’une fibre optique amplificatrice et compensatrice de dispersion chromatique,” Université de Limoges, 2003.
- [23] P.-A. Bélanger, “Les fibres optiques.”
- [24] Admin, “Fiber Optics Professionals: Basic Optics for Optical Fiber.”
- [25] P. Genevaux, C. Simonneau, G. Le Cocq, Y. Quiquempois, L. Bigot, A. Boutin, and G. Charlet, “A 5-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier for Mode Division Multiplexing Transmission,” *J. Light. Technol.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [26] J. Vuong, P. Ramantanis, Y. Frignac, M. Salsi, P. Genevaux, D. F. Bendimerad, and G. Charlet, “Mode coupling at connectors in mode-division multiplexed transmission over few-mode fiber,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 2, pp. 1438–1455, Jan. 2015.
- [27] P. Sillard, M. Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost, “Few-Mode Fiber for Uncoupled Mode-Division Multiplexing Transmissions,” presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Tu.5.LeCervin.7.
- [28] S. Miller, *Optical fiber telecommunications*. Elsevier, 2012.
- [29] A. H. Gnauck, P. Winzer, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, M. Riet, G. Charlet, B. Zhu, and D. W. Peckham, “Generation and transmission of 21.4-Gbaud PDM 64-QAM using a high-power DAC driving a single I/Q modulator,” in *National Fiber Optic Engineers Conference*, 2011, p. PDPB2.
- [30] M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, C. Koebele, E. Dutisseuil, G. Charlet, and S. Bigo, “155x100Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7,200 km,” *ECOC 2009*, 2009.
- [31] K. Schuh, F. Buchali, D. Roesener, E. Lach, O. B. Pardo, J. Renaudier, G. Charlet, H. Mardoyan, and P. Tran, “15.4 Tb/s transmission over 2400 km using polarization multiplexed 32-Gbaud 16-QAM modulation and coherent detection comprising digital signal processing,” in *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2011, p. We-8.
- [32] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, and S. Bigo, *Erbium-doped fiber amplifiers: Device and System Developments*. J. Wiley, 2002.
- [33] G. Charlet, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, O. B. Pardo, F. Verluise, M. Achouche, A. Boutin, F. Blache, J.-Y. Dupuy, and others, “Transmission of 16.4-bit/s

- capacity over 2550 km using PDM QPSK modulation format and coherent receiver,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 153–157, 2009.
- [34] “Symbol Error Rate (SER) for QPSK (4-QAM) modulation.” [Online]. Available: <http://www.dsplog.com/2007/11/06/symbol-error-rate-for-4-qam/>. [Accessed: 16-Jun-2016].
- [35] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, “Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 15, pp. 1129–1131, Aug. 2010.
- [36] “16QAM Bit Error Rate (BER) with Gray mapping.” [Online]. Available: <http://www.dsplog.com/2008/06/05/16qam-bit-error-gray-mapping/>. [Accessed: 16-Jun-2016].
- [37] D. Chang, F. Yu, Z. Xiao, Y. Li, N. Stojanovic, C. Xie, X. Shi, X. Xu, and Q. Xiong, “FPGA verification of a single QC-LDPC code for 100 Gb/s optical systems without error floor down to BER of 10^{-15} ,” presented at the Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1–3.
- [38] P. Winzer, A. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, and J.-Y. Dupuy, “Penalties from In-Band Crosstalk for Advanced Optical Modulation Formats,” presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Tu.5.B.7.
- [39] M. R. Jimenez, R. Passy, M. A. Grivet, and J. P. von der Weid, “Computation of power penalties due to intraband crosstalk in optical systems,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 15, no. 1, pp. 156–158, Jan. 2003.
- [40] A. Ghazisaeidi, L. Schmalen, I. Fernandez de Jauregui, P. Tran, C. Simonneau, P. Brindel, and G. Charlet, “52.9 Tb/s transmission over transoceanic distances using adaptive multi-rate FEC,” in *Optical Communication (ECOC), 2014 European Conference on*, 2014, pp. 1–3.
- [41] Y. Han and G. Li, “Coherent optical communication using polarization multiple-input-multiple-output,” *Opt. Express*, vol. 13, no. 19, p. 7527, 2005.
- [42] Y. Li and K. J. R. Lin, “On blind equalization of MIMO channels,” in *1996 IEEE International Conference on Communications, 1996. ICC ‘96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow’s Applications*, 1996, vol. 2, pp. 1000–1004 vol.2.
- [43] R. Noé, M. F. Panhwar, C. Wördehoff, and D. Sandel, “Realtime digital signal processing in coherent optical PDM-QPSK and PDM-16-QAM transmission,” in *2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 2014, pp. 1885–1889.
- [44] C. Koebele, M. Salsi, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Astruc, L. Provost, F. Cerou, and G. Charlet, “Two mode transmission at 2x100Gb/s, over 40km-long prototype few-mode fiber, using LCOS-based programmable mode multiplexer and demultiplexer,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16593–16600, Aug. 2011.
- [45] S. Randel, S. Corteselli, D. Badini, D. Pileri, S. Caelles, S. Chandrasekhar, J. Gripp, H. Chen, N. K. Fontaine, R. Ryf, and P. J. Winzer, “First real-time coherent MIMO-DSP for six coupled mode transmission,” in *2015 IEEE Photonics Conference (IPC)*, 2015, pp. 1–2.
- [46] H. Iwai, “End of the scaling theory and Moore’s law,” in *2016 16th International Workshop on Junction Technology (IWJT)*, 2016, pp. 1–4.
- [47] V. A. J. M. Sleiffer, Y. Jung, V. Veljanovski, R. G. H. van Uden, M. Kuschnerov, H. Chen, B. Inan, L. G. Nielsen, Y. Sun, D. J. Richardson, S. U. Alam, F. Poletti, J. K. Sahu, A. Dhar, A. M. J. Koonen, B. Corbett, R. Winfield, A. D. Ellis, and H. de Waardt, “73.7

- Tb/s (96 x 3 x 256-Gb/s) mode-division-multiplexed DP-16QAM transmission with inline MM-EDFA,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 26, pp. B428–B438, Dec. 2012.
- [48] P. Sillard, “Scalability of few-mode fibers for mode-division-multiplexed systems,” in *2014 IEEE Photonics Conference (IPC)*, 2014, pp. 520–521.
- [49] R. Ryf, R. Essiambre, A. Gnauck, S. Randel, M. A. Mestre, C. Schmidt, P. Winzer, R. Delbue, P. Pupalaikis, A. Sureka, T. Hayashi, T. Taru, and T. Sasaki, “Space-Division Multiplexed Transmission over 4200 km 3-Core Microstructured Fiber,” 2012, p. PDP5C.2.
- [50] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “Space Division Multiplexed Transmission of 109-Tb/s Data Signals Using Homogeneous Seven-Core Fiber,” *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 658–665, Feb. 2012.
- [51] K. Igarashi, K. Takeshima, T. Tsuritani, H. Takahashi, S. Sumita, I. Morita, Y. Tsuchida, M. Tadakuma, K. Maeda, T. Saito, K. Watanabe, K. Imamura, R. Sugizaki, and M. Suzuki, “110.9-Tbit/s SDM transmission over 6,370 km using a full C-band seven-core EDFA,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 15, pp. 18053–18060, Jul. 2013.
- [52] S. Matsuo, Y. Sasaki, T. Akamatsu, I. Ishida, K. Takenaga, K. Okuyama, K. Saitoh, and M. Kosihba, “12-core fiber with one ring structure for extremely large capacity transmission,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 27, pp. 28398–28408, Dec. 2012.
- [53] J. Sakaguchi, B. J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “19-core fiber transmission of 19x100x172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s,” presented at the National Fiber Optic Engineers Conference, 2012, p. PDP5C.1.
- [54] Y. Sasaki, S. Saitoh, Y. Amma, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, T. Morioka, and Y. Miyamoto, “Quasi-single-mode homogeneous 31-core fibre,” in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.
- [55] C. Xia, N. Bai, R. Amezcua-Correa, E. Antonio-Lopez, A. Schulzgen, M. Richardson, X. Zhou, and G. Li, “Supermodes in strongly-coupled multi-core fibers,” presented at the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013, 2013, p. OTh3K.5.
- [56] R. Ryf, R.-J. Essiambre, S. Randel, M. A. Mestre, C. Schmidt, and P. Winzer, “Impulse Response Analysis of Coupled-Core 3-Core Fibers,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Mo.1.F.4.
- [57] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “Space Division Multiplexed Transmission of 109-Tb/s Data Signals Using Homogeneous Seven-Core Fiber,” *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 658–665, Feb. 2012.
- [58] R. Ryf, N. K. Fontaine, M. Montoliu, S. Randel, S. H. Chang, H. Chen, S. Chandrasekhar, A. Gnauck, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, T. Taru, T. Hayashi, and T. Sasaki, “Space-Division Multiplexed Transmission Over 3 x 3 Coupled-Core Multicore Fiber,” in *Optical Fiber Communication Conference*, 2014, p. Tu2J.4.
- [59] K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, and R. Sugizaki, “Multi Core Fiber with Large Aeff of 140 μm² and Low Crosstalk,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Mo.1.F.2.
- [60] S. Matsuo, Y. Sasaki, T. Akamatsu, I. Ishida, K. Takenaga, K. Okuyama, K. Saitoh, and M. Kosihba, “12-core fiber with one ring structure for extremely large capacity transmission,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 27, pp. 28398–28408, Dec. 2012.
- [61] J. Sakaguchi, B. J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “19-

- core fiber transmission of 19x100x172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s,” presented at the National Fiber Optic Engineers Conference, 2012, p. PDP5C.1.
- [62] Y. Tsuchida, K. Maeda, K. Watanabe, T. Ito, K. Fukuchi, M. Yoshida, Y. Mimura, R. Sugizaki, and M. Nakazawa, “Multicore EDFA for DWDM Transmission in Full C-band,” presented at the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013, 2013, p. JW2A.16.
- [63] K. S. Abedin, T. F. Taunay, M. Fishteyn, D. J. DiGiovanni, V. R. Supradeepa, J. M. Fini, M. F. Yan, B. Zhu, E. M. Monberg, and F. V. Dimarcello, “Cladding-pumped erbium-doped multicore fiber amplifier,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 18, pp. 20191–20200, Aug. 2012.
- [64] H. Takahashi, T. Tsuritani, E. Le Taillandier de Gabory, T. Ito, W.-R. Peng, K. Igarashi, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, I. Morita, Y. Tsuchida, Y. Mimura, K. Maeda, T. Saito, K. Watanabe, K. Imamura, R. Sugizaki, and M. Suzuki, “First Demonstration of MC-EDFA-Repeatered SDM Transmission of 40 x 128-Gbit/s PDM-QPSK Signals per Core over 6,160-km 7-core MCF,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Th.3.C.3.
- [65] H. Takahashi, T. Tsuritani, E. Le Taillandier de Gabory, T. Ito, W.-R. Peng, K. Igarashi, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, I. Morita, Y. Tsuchida, Y. Mimura, K. Maeda, T. Saito, K. Watanabe, K. Imamura, R. Sugizaki, and M. Suzuki, “First Demonstration of MC-EDFA-Repeatered SDM Transmission of 40 x 128-Gbit/s PDM-QPSK Signals per Core over 6,160-km 7-core MCF,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Th.3.C.3.
- [66] W. Zheng, “Automated Alignment and Splicing for Multicore Fibers,” presented at the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013, 2013, p. OM3I.4.
- [67] R. Ryf, N. K. Fontaine, and R.-J. Essiambre, “Spot-based mode coupler for mode-multiplexed transmission in few-mode fiber,” presented at the 2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series, 2012, pp. 199–200.
- [68] H. Chen, V. Sleiffer, F. Huijskens, R. V. Uden, C. Okonkwo, P. Leoni, M. Kushnerov, L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, H. de Waardt, and T. Koonen, “Employing Prism-based 3-Spot Mode Couplers for High Capacity MDM/WDM Transmission,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. Early Access Online, 2013.
- [69] H. Chen, V. Sleiffer, F. Huijskens, R. V. Uden, C. Okonkwo, P. Leoni, M. Kushnerov, L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, H. de Waardt, and T. Koonen, “Employing Prism-based 3-Spot Mode Couplers for High Capacity MDM/WDM Transmission,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. Early Access Online, 2013.
- [70] S. G. Leon-Saval, N. K. Fontaine, J. R. Salazar-Gil, B. Ercan, R. Ryf, and J. Bland-Hawthorn, “Mode-selective photonic lanterns for space-division multiplexing,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 1, pp. 1036–1044, Jan. 2014.
- [71] A. M. Velazquez-Benitez, J. C. Alvarado, G. Lopez-Galmiche, J. E. Antonio-Lopez, J. Hernández-Cordero, J. Sanchez-Mondragon, P. Sillard, C. M. Okonkwo, and R. Amezcua-Correa, “Six mode selective fiber optic spatial multiplexer,” *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 8, pp. 1663–1666, Apr. 2015.
- [72] E. Ip, M.-J. Li, K. Bennett, Y.-K. Huang, A. Tanaka, A. Korolev, K. Koreshkov, W. Wood, E. Mateo, J. Hu, and Y. Yano, “146? × 6 × 19-Gbaud Wavelength-and Mode-Division Multiplexed Transmission Over 10 × 50-km Spans of Few-Mode Fiber With a Gain-Equalized Few-Mode EDFA,” *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 4, pp. 790–797, Feb. 2014.

- [73] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J.-F. Morizur, "Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion," *Opt. Express*, vol. 22, no. 13, pp. 15599–15607, Jun. 2014.
- [74] P. Genevaux, M. Salsi, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, and G. Charlet, "Comparison of QPSK and 8-QAM in a Three Spatial Modes Transmission," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 26, no. 4, pp. 414–417, Feb. 2014.
- [75] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. A. Bolle, R.-J. Essiambre, D. W. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle, "6×56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6×6 MIMO equalization," *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16697–16707, Aug. 2011.
- [76] R. Ryf, N. K. Fontaine, M. A. Mestre, S. Randel, X. Palou, C. Bolle, A. H. Gnauck, S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Guan, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, S. Leon-Saval, J. Bland-Hawthorn, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, L. Grüner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, "12 x 12 MIMO Transmission over 130-km Few-Mode Fiber," presented at the Frontiers in Optics Conference, 2012, p. FW6C.4.
- [77] A. Li, A. Al Amin, X. Chen, and W. Shieh, "Reception of mode and polarization multiplexed 107-Gb/s CO-OFDM signal over a two-mode fiber," presented at the Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1–3.
- [78] M. Salsi, C. Koebele, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, and others, "Transmission at 2x100Gb/s, over two modes of 40km-long prototype few-mode fiber, using LCOS based mode multiplexer and demultiplexer," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, p. PDPB9.
- [79] N. K. Fontaine, R. Ryf, H. Chen, A. Velazquez Benitez, J. E. Antonio Lopez, R. Amezcua Correa, B. Guan, B. Ercan, R. P. Scott, S. J. Ben Yoo, L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, and R. J. Lingle, "30 #x00D7;30 MIMO transmission over 15 spatial modes," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2015, 2015, pp. 1–3.
- [80] G. Labroille, P. Jian, L. Garcia, J.-B. Trinel, R. Kassi, L. Bigot, and J.-F. Morizur, "30 Gbit/s transmission over 1 km of conventional multi-mode fiber using mode group multiplexing with OOK modulation and direct detection," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.
- [81] S. Matsuo, K. Takenaga, K. Saitoh, K. Nakajima, Y. Miyamoto, and T. Morioka, "High-spatial-multiplicity multi-core fibres for future dense space-division-multiplexing system," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.
- [82] J. Sakaguchi, W. Klaus, J. M. Delgado Mendinueta, B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Awaji, N. Wada, T. Hayashi, T. Nakanishi, T. Watanabe, and others, "Realizing a 36-core, 3-mode Fiber with 108 Spatial Channels," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. Th5C–2.
- [83] D. Soma, K. Igarashi, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, "2.05 Peta-bit/s super-nyquist-WDM SDM transmission using 9.8-km 6-mode 19-core fiber in full C band," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.
- [84] C. Koebele, M. Salsi, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Astruc, L. Provost, F. Cerou, and G. Charlet, "Two mode transmission at 2x100Gb/s, over 40km-long prototype few-mode fiber, using LCOS-based programmable mode multiplexer and demultiplexer," *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16593–16600, Aug. 2011.

- [85] J.-F. Morizur, L. Nicholls, P. Jian, S. Armstrong, N. Treps, B. Hage, M. Hsu, W. Bowen, J. Janousek, and H.-A. Bachor, "Programmable unitary spatial mode manipulation," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 27, no. 11, p. 2524, Nov. 2010.
- [86] P. Genevaux, G. Labroille, J.-F. Morizur, C. Simonneau, G. Campbell, P. K. Lam, N. Treps, P. Brindel, R. R. Muller, J. Renaudier, M. Salsi, and G. Charlet, "3 Modes transmission using hybrid separation with high mode selectivity and low losses spatial mode multiplexer," in *2014 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2014, pp. 1–3.
- [87] J.-F. Morizur, L. Nicholls, P. Jian, S. Armstrong, N. Treps, B. Hage, M. Hsu, W. Bowen, J. Janousek, and H.-A. Bachor, "Programmable unitary spatial mode manipulation," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 27, no. 11, p. 2524, Nov. 2010.
- [88] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J.-F. Morizur, "Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion," *Opt. Express*, vol. 22, no. 13, pp. 15599–15607, Jun. 2014.
- [89] J.-F. Morizur, L. Nicholls, P. Jian, S. Armstrong, N. Treps, B. Hage, M. Hsu, W. Bowen, J. Janousek, and H.-A. Bachor, "Programmable unitary spatial mode manipulation," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 27, no. 11, p. 2524, Nov. 2010.
- [90] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, J.-F. Morizur, P. Genevaux, and N. Treps, "Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion," in *2014 IEEE Photonics Conference (IPC)*, 2014, pp. 518–519.
- [91] J.-F. Morizur, P. Jian, B. Denolle, O. Pinel, N. Barre, and G. Labroille, "Efficient and mode-selective spatial multiplexer based on multi-plane light conversion," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, 2015, pp. 1–3.
- [92] P. Genevaux, C. Simonneau, G. Labroille, B. Denolle, O. Pinel, P. Jian, J.-F. Morizur, and G. Charlet, "6-mode spatial multiplexer with low loss and high selectivity for transmission over few mode fiber," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, 2015, pp. 1–3.
- [93] A. Lobato, J. Rabe, F. Ferreira, M. Kuschnerov, B. Spinnler, and B. Lankl, "Near-ML detection for MDL-impaired few-mode fiber transmission," *Opt. Express*, vol. 23, no. 8, pp. 9589–9601, Apr. 2015.
- [94] A. Li, A. Al Amin, X. Chen, and W. Shieh, "Reception of mode and polarization multiplexed 107-Gb/s CO-OFDM signal over a two-mode fiber," presented at the Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1–3.
- [95] S. Randel, R. Ryf, A. H. Gnauck, M. A. Mestre, C. Schmidt, R. Essiambre, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalakakis, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, "Mode-multiplexed 6 #x00D7;20-GBd QPSK transmission over 1200-km DGD-compensated few-mode fiber," presented at the Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference, March, pp. 1–3.
- [96] P. Sillard, M. Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost, "Few-Mode Fiber for Uncoupled Mode-Division Multiplexing Transmissions," presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Tu.5.LeCervin.7.
- [97] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, "Low DMD Four LP Mode Transmission Fiber for Wide-band WDM-MIMO System," presented at the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013, 2013, p. OTh3K.1.
- [98] C. Antonelli, A. Mecozzi, M. Shtaif, and P. J. Winzer, "Random coupling between groups of degenerate fiber modes in mode multiplexed transmission," *Opt. Express*, vol. 21, no. 8, pp. 9484–9490, Apr. 2013.

- [99] P. Sillard, M. Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost, “Few-Mode Fiber for Uncoupled Mode-Division Multiplexing Transmissions,” presented at the 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, 2011, p. Tu.5.LeCervin.7.
- [100] F. Vacondio, O. Rival, C. Simonneau, E. Grellier, A. Bononi, L. Lorcy, J.-C. Antona, and S. Bigo, “On nonlinear distortions of highly dispersive optical coherent systems,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1022–1032, 2012.
- [101] “Encyclopedia of Laser Physics and Technology - erbium-doped fiber amplifiers, EDFA, optical fiber communications.” [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/erbium_doped_fiber_amplifiers.html. [Accessed: 21-Aug-2016].
- [102] J. Zyskind and A. Srivastava, *Optically Amplified WDM Networks*. Academic Press, 2011.
- [103] P. J. Winzer, H. Chen, R. Ryf, K. Guan, and S. Randel, “Mode-dependent loss, gain, and noise in MIMO-SDM systems,” in *2014 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2014, pp. 1–3.
- [104] R. Ryf, M. A. Mestre, S. Randel, X. Palou, A. H. Gnauck, R. Delbue, P. Pupalaiakis, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, “Combined SDM and WDM transmission over 700-km Few-Mode Fiber,” presented at the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013, 2013, p. OW11.2.
- [105] R. Ryf, S. Randel, N. K. Fontaine, M. Montoliu, E. Burrows, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, C. Xie, R.-J. Essiambre, P. Winzer, R. Delbue, P. Pupalaiakis, A. Sureka, Y. Sun, L. Gruner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, “32-bit/s/Hz Spectral Efficiency WDM Transmission over 177-km Few-Mode Fiber,” in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, 2013, p. PDP5A.1.
- [106] Y. Jung, S. Alam, Z. Li, A. Dhar, D. Giles, I. P. Giles, J. K. Sahu, F. Poletti, L. Gruner-Nielsen, and D. J. Richardson, “First demonstration and detailed characterization of a multimode amplifier for space division multiplexed transmission systems,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B952–B957, Dec. 2011.
- [107] V. Sleiffer, Y. Jung, B. Inan, H. Chen, R. van Uden, M. Kuschnerov, D. van den Borne, S. Jansen, V. Veljanovski, T. Koonen, D. Richardson, S. Alam, F. Poletti, J. Sahu, A. Dhar, B. Corbett, R. Winfield, A. Ellis, and H. De Waardt, “Mode-division-multiplexed 3x112-Gb/s DP-QPSK transmission over 80 km few-mode fiber with inline MM-EDFA and Blind DSP,” presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Tu.1.C.2.
- [108] V. A. J. M. Sleiffer, P. Leoni, Y. Jung, J. Surof, M. Kuschnerov, V. Veljanovski, D. J. Richardson, S. U. Alam, L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, B. Corbett, R. Winfield, S. Calabro, B. Sommerkorn-Krombholz, H. Von Kirchbauer, and H. de Waardt, “20 #x00D7; 960-Gb/s MDM-DP-32QAM transmission over 60km FMF with inline MM-EDFA,” presented at the 39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013), 2013, pp. 1–3.
- [109] E. Ip, M.-J. Li, K. Bennett, Y.-K. Huang, A. Tanaka, A. Korolev, K. Koreshkov, W. Wood, E. Mateo, J. Hu, and Y. Yano, “146 #x03BB; #x00D7; 6 #x00D7; 19-Gbaud Wavelength-and Mode-Division Multiplexed Transmission Over 10 #x00D7; 50-km Spans of Few-Mode Fiber With a Gain-Equalized Few-Mode EDFA,” *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 4, pp. 790–797, 2014.
- [110] V. A. J. M. Sleiffer, H. Chen, Y. Jung, M. Kuschnerov, D. J. Richardson, S. U. Alam, Y. Sun, L. Gruner-Nielsen, N. Pavarelli, B. Snyder, P. O’Brien, A. D. Ellis, A. M. . Koonen, and H. de Waardt, “480 km transmission of MDM 576-Gb/s 8QAM using a few-mode re-circulating loop,” presented at the 2013 IEEE Photonics Conference (IPC), 2013, pp. 1–2.

- [111] M. Salsi, J. Vuong, C. Koebele, P. Genevaux, H. Mardoyan, P. Tran, S. Bigo, G. Le Cocq, L. Bigot, Y. Quiquempois, A. Le Rouge, P. Sillard, M. Bigot-Astruc, and G. Charlet, "In-line Few-Mode Optical Amplifier with Erbium Profile Tuned to Support LP01, LP11, and LP21 Mode Groups," presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Tu.3.F.1.
- [112] M. Salsi, D. Peyrot, G. Charlet, S. Bigo, R. Ryf, N. K. Fontaine, M. A. Mestre, S. Randel, X. Palou, C. Bolle, B. Guan, G. Le Cocq, L. Bigot, and Y. Quiquempois, "A Six-Mode Erbium-Doped Fiber Amplifier," presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Th.3.A.6.
- [113] J.-B. Trinel, Y. Quiquempois, A. Le Rouge, L. Garcia, J.-F. Morizur, G. Labroille, and L. Bigot, "Optical amplifier sharing for single mode fibers: Amplification of 5 non-degenerate modes in an elliptical-core FM-EDFA," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.
- [114] G. Le Cocq, L. Bigot, A. Le Rouge, M. Bigot-Astruc, P. Sillard, C. Koebele, M. Salsi, and Y. Quiquempois, "Modeling and characterization of a few-mode EDFA supporting four mode groups for mode division multiplexing," *Opt. Express*, vol. 20, no. 24, pp. 27051–27061, Nov. 2012.
- [115] G. Le Cocq, L. Bigot, A. Le Rouge, M. Bigot-Astruc, P. Sillard, and Y. Quiquempois, "Design and Characterization of a Multimode EDFA Supporting 4 Transverse Mode Groups for Modal Division Multiplexed Transmissions," presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Tu.3.F.4.
- [116] G. Le Cocq, Y. Quiquempois, A. Le Rouge, G. Bouwmans, H. El Hamzaoui, K. Delplace, M. Bouazaoui, and L. Bigot, "Few mode Er³⁺-doped fiber with micro-structured core for mode division multiplexing in the C-band," *Opt. Express*, vol. 21, no. 25, pp. 31646–31659, Dec. 2013.
- [117] M. Salsi, J. Vuong, C. Koebele, P. Genevaux, H. Mardoyan, P. Tran, S. Bigo, G. Le Cocq, L. Bigot, Y. Quiquempois, A. Le Rouge, P. Sillard, M. Bigot-Astruc, and G. Charlet, "In-line Few-Mode Optical Amplifier with Erbium Profile Tuned to Support LP01, LP11, and LP21 Mode Groups," presented at the European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2012, p. Tu.3.F.1.
- [118] P. Genevaux, C. Simonneau, G. Le Cocq, Y. Quiquempois, L. Bigot, J.-F. Morizur, and G. Charlet, "Amplification of 5 modes carrying each 100Gb/s with a few mode EDFA," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. Tu3C–5.
- [119] Y. Jung, E. L. Lim, Q. Kang, T. C. May-Smith, N. H. L. Wong, R. Standish, F. Poletti, J. K. Sahu, S. U. Alam, and D. J. Richardson, "Cladding pumped few-mode EDFA for mode division multiplexed transmission," *Opt. Express*, vol. 22, no. 23, pp. 29008–29013, Nov. 2014.
- [120] N. SINDHU and P. SHAFEENA, "Gain flattening in Erbium Doped Fiber Amplifier Based Optical Communication-A."
- [121] C. Simonneau, P. Genevaux, G. Le Cocq, Y. Quiquempois, L. Bigot, A. Boutin, M. Bigot-Astruc, P. Sillard, and G. Charlet, "5-Mode amplifier with low modal crosstalk for spatial mode multiplexing transmission with low signal processing complexity," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, pp. 1–3.

Table des illustrations

Figure 1 : Evolution du débit dans une fibre optique sur ces 35 dernières années [2]. WDM : multiplexage de longueur d'onde, EDFA : amplificateur à fibre dopée erbium.....	9
Figure 2 : Principe du multiplexage de mode spatial	10
Figure 3 : Représentation de la structure d'un câble pour la transmission par fibre optique...	17
Figure 4 : Représentation de la fibre optique dans le repère choisi (à gauche) et profil d'indice de la fibre considérée (à droite).....	18
Figure 5 : Représentation de la distribution transverse d'amplitude des premiers modes LP [24]. Les zones rouges correspondent à une phase de 0 et les zones bleues à une phase égale à π	26
Figure 6 : Influence de la fréquence normalisée sur la valeur des constantes de propagation et du nombre de modes LP (la région monomode à gauche correspond à une fréquence normalisée où seul le mode LP01 est guidé) [23]	27
Figure 7 : Représentation d'une ligne de transmission par fibre optique.....	33
Figure 8 : Représentation des constellations des formats de modulation QPSK et 16QAM...	34
Figure 9 : Etapes du traitement numérique de la détection cohérente avec représentation de la constellation du signal numérisé à plusieurs étages [33]. ADC : Analog-Digital Converter (convertisseur analogue-numérique), CD : Chromatic Dispersion (dispersion chromatique), CPE : Carrier Phase Estimation (estimation de la phase de la porteuse), BER : Bit Error Rate (taux d'erreur binaire)	35
Figure 10 : Lien entre le facteur de qualité et le taux d'erreur binaire.....	37
Figure 11 : Facteur Q^2 en fonction du rapport signal à bruit optique dans le cas de la modulation QPSK et 16QAM à 32 Gbaud.....	38
Figure 12 : Facteur Q^2 en fonction de la valeur d'OSNR pour plusieurs valeurs de diaphonie pour les formats de modulation QPSK (à gauche) et 16QAM (à droite) à 32Gbaud	40
Figure 13 : Extraction des données après transmission multimode. Demux : démultiplexeur, MIMO : multiple entrées multiple sorties	42
Figure 14 : Architecture du démultiplexeur de polarisation : le MIMO 2x2.....	44
Figure 15 : Architecture du MIMO 4x4.....	45
Figure 16 : Valeur maximale de dispersion modale en fonction du nombre de modes LP susceptible de se propager dans une fibre optique de profil spécifique décrit dans [48] à 1550 nm. Les points de couleur représentent les valeurs de dispersion dans le cas d'une fibre sans aucun défaut et la zone grisée correspond à la plage de dispersion obtenue avec concaténation de fibres imparfaites [48]	47
Figure 17 : Principe de transmission par fibre multi-cœurs et les différentes géométries de fibre multi-cœurs avec l'exemple de fibre avec 7 [59], 12 [60] et 19 [61] cœurs.....	48
Figure 18 : Principe du multiplexage de mode spatial dans les fibres multimodes : exemple d'une transmission de trois modes	49
Figure 19 : Principe de transmission six modes par l'approche faiblement couplé.....	55
Figure 20 : Montage 4f.....	58
Figure 21 : Montage 6f.....	59
Figure 22 : en haut : Montage optique du multiplexeur 3, 5 et 6 modes basé sur des lames de phases binaires, en bas : lames de phase pour la génération des modes d'ordre supérieurs	60
Figure 23 : Influence de la longueur d'onde sur la diaphonie du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires.	63
Figure 24 : Montage expérimental pour la mesure de diaphonie du multiplexeur	64

Figure 25 : Photo du multiplexeur six modes à base de lames de phase binaires en espace libre	66
Figure 26 : Le principe du convertisseur multi-plan [89]	70
Figure 27 : Montage optique du multiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan : exemple du Mux 3 modes.....	70
Figure 28 : Intensité des faisceaux au niveau du plan de la lame de phase lorsque celle-ci est remplacée par un miroir plan en haut à gauche, et lorsqu'elle est présente en bas. *Pour des raisons de confidentialité, le profil de la lame de phase représenté en haut à droite a été remplacé par un profil fictif. La numérotation des impacts des faisceaux sur la lame de phase est indiquée.....	72
Figure 29 : Photo du montage expérimental du multiplexeur trois modes basé sur le convertisseur multi-plan (à gauche) et images des modes avant et après la fibre faiblement multimode obtenues avec une caméra infrarouge (IR) (à droite).....	74
Figure 30 : Diaphonie induit par le multiplexeur trois modes basé sur le convertisseur multi-plan.....	76
Figure 31 : Photo du multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan.....	77
Figure 32 : Diaphonie induite par un montage multiplexeur-démultiplexeur et pertes induites par un multiplexeur six modes basé sur le convertisseur multi-plan avec la première lame de phase.....	78
Figure 33 : En haut : valeurs de diaphonie mode à mode en dB de chacun des multiplexeurs étudiés, l'échelle de couleur utilisée est indiquée en bas à droite. En bas à gauche : comparaison des deux multiplexeurs 6 modes.	80
Figure 34 : Valeurs de pertes en dB des multiplexeurs étudiés.	82
Figure 35 : Principe de mesure de diaphonie de la fibre faiblement multimode.....	86
Figure 36 : Représentation graphique des valeurs des éléments non diagonaux des matrices de diaphonie de la fibre faiblement multimode correspondant aux différentes bobines	88
Figure 37 : Représentation graphique des termes non diagonaux des matrices de diaphonie des bobines de tension de bobinage inconnue, de 20 g et de 50 g. Les valeurs de la bobine de tension inconnue obtenues avec la mesure précédente sont aussi représentées.	90
Figure 38 : Termes de diaphonie en fonction du décalage latéral au niveau d'un connecteur pour une fibre six modes	92
Figure 39 : Terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ en fonction du ratio entre la valeur du waist et la valeur du rayon de cœur de la fibre faiblement multimode dans le cas où l'extrémité de la fibre est placée au niveau du waist.....	93
Figure 40 : Calcul du déphasage induit par le décalage longitudinal.....	94
Figure 41 : Influence de la position de la fibre sur le terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ dans l'exemple d'une erreur de taille de 20%	95
Figure 42 : Valeur du terme de diaphonie $d_{01-02} = d_{02-01}$ en fonction du ratio entre la valeur du waist et la valeur du rayon de cœur de la fibre faiblement multimode dans les cas où l'extrémité de la fibre est placée au niveau du waist (en pointillé noir), et dans le cas où elle est déplacée (en noir continu) d'une valeur égale à la valeur définie par la courbe en gris pointillé.....	95
Figure 43 : Calcul de la différence de phase au niveau d'un connecteur avec un angle de coupe non nul	96
Figure 44 : Termes de diaphonie en fonction de l'angle de coupe de la fibre optique	97
Figure 45 : Etude de la reproductibilité de la soudure avec la soudeuse de terrain.	99
Figure 46 : Diaphonie moyenne en fonction de la puissance mesurée sur chaque mode, zoom sur les valeurs de diaphonie les plus faibles avec valeur du coefficient directeur de l'approximation linéaire correspondant à chaque mode.	100

Figure 47 : Etude de la reproductibilité de la soudure avec la soudeuse de laboratoire et le programme de maximisation de puissance du mode LP02 (l'échelle de puissance est 10 fois inférieure à la Figure 45)	101
Figure 48 : Pertes des six modes spatiaux en fonction du nombre de boucles autour d'un support de 18 mm.....	103
Figure 49 : Pertes des six modes spatiaux en fonction du nombre de boucles autour d'un support de 10 mm.....	103
Figure 50 : Diaphonie calculée en fonction de la distance de transmission pour trois types de fibre faiblement multimode différentes : la fibre d'une bobine standard de tension de bobinage inférieure à 50 g (rouge), la fibre de la bobine de tension de bobinage à 20 g (jaune) et une fibre fictive avec une diaphonie mode à mode améliorée à -40 dB/km au minimum pour tous les modes spatiaux (vert).....	108
Figure 51 : Diaphonie calculée en fonction de la distance de transmission avec la bobine de tension de bobinage de 20 g dans le cas sans soudure (carrés), avec des soudures tous les 2,5 km exécutées avec la soudeuse de laboratoire (triangles) ou avec une soudeuse fictive donnant des diaphonies mode à mode inférieures à -25 dB dans le cas de la transmission de six modes spatiaux	109
Figure 52 : Diaphonie en fonction de la distance de transmission avec la fibre faiblement multimode de tension de bobinage de 20 g avec et sans multiplexeur-démultiplexeur basé sur le convertisseur multi-plan dans le cas de la transmission de six modes spatiaux.....	110
Figure 53 : Montage expérimental de la transmission de six modes sur 40km	110
Figure 54 : Mesure de facteur Q^2 en fonction de la puissance de sortie dans les configurations avec une fibre faiblement multimode de distance de 5m (à gauche) et 20km (à droite) et représentation en pointillé des courbes théoriques après calcul de diaphonie à partir des matrices de diaphonie des différents éléments	113
Figure 55 : Mesure de facteur Q^2 pour les configurations avec une fibre faiblement multimode de 40 km où tous les modes sont envoyés dans la même direction (à gauche) ou en bidirectionnel (à droite) et représentation en pointillé des courbes théoriques après calcul de diaphonie à partir des matrices de diaphonie des différents éléments	115
Figure 56 : Montage expérimental de la transmission en temps réel avec transpondeurs commerciaux	117
Figure 57 : Facteur Q^2 en fonction de la puissance de sortie de chaque mode	119
Figure 58 : Architecture d'un amplificateur à fibre dopée erbium	122
Figure 59 : Représentation des transitions d'excitation et de relaxation des ions erbium et la conséquence sur le signal	123
Figure 60 : Gain et absorption d'un amplificateur à fibre dopée erbium avec une fibre dopée erbium avec plusieurs taux d'inversion [101]	125
Figure 61 : Profil de répartition d'ions erbium (en vert) dans la fibre dopée erbium et indice de réfraction de la fibre dopée erbium (en bleu) et de la fibre faiblement multimode (en noir)	130
Figure 62 : Profil de dopage visé de la fibre dopée à gauche et profil de dopage expérimentalement obtenu par la méthode de déposition par vapeur chimique modifiée à droite.....	131
Figure 63 : Premier montage optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode.....	131
Figure 64 : Montage optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode optimisé et photo du montage	132
Figure 65 : Configuration optique de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode.....	133

Figure 66 : Influence de la position de la lentille centrale sur les valeurs de rayon du faisceau au niveau de la fibre dopée erbium	135
Figure 67 : Exemple théorique de mesure de gain biaisée par la diaphonie.	137
Figure 68 : Exemple expérimental de mesure de gain biaisée par la diaphonie.	137
Figure 69 : Montage pour la mesure de diaphonie de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode	138
Figure 70 : Gain et facteur de bruit de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode pour une valeur de puissance d'entrée égale à -12,6 dBm, -7,6 dBm et -2,6 dBm pour une puissance de pompe de 630 mW	141
Figure 71 : Gain de l'amplificateur dans plusieurs configurations modales.....	142
Figure 72 : Diaphonie en fonction de la distance de transmission pour différentes configurations dans le cas de la transmission de cinq modes spatiaux	144
Figure 73 : Montage expérimental de la transmission de cinq modes sur 80 km avec amplification.....	146
Figure 74 : Mesure de facteur Q^2 pour trois longueurs d'onde et pour cinq modes spatiaux	147

Table des tableaux

Tableau 1: Pertes théoriques du multiplexeur basé sur les lames de phase binaires parfaites pour un multiplexeur 3 modes, 5 modes ou 6 modes [dB]	62
Tableau 2 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 3 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB).....	67
Tableau 3 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 5 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB).....	67
Tableau 4 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 6 modes packagé basé sur les lames de phase binaires à 1550 nm (valeurs en dB).....	67
Tableau 5 : Comparaison des valeurs de pertes expérimentales et théoriques du multiplexeur à base de lames de phase binaires (Valeurs en dB).....	68
Tableau 6 : Tableau de valeurs de diaphonie mode à mode du multiplexeur six modes basé sur les lames de phase binaires (Valeurs en dB)	68
Tableau 7 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 3 modes basé sur le convertisseur multiplan (valeurs en dB)	74
Tableau 8 : Matrice de diaphonie du multiplexeur 6 modes basé sur le convertisseur multiplan avec la deuxième lame de phase à 1550nm (valeurs en dB)	79
Tableau 9 : Caractéristiques principales de la FMF [99]	83
Tableau 10 : Moyenne des matrices de diaphonie d'un kilomètre de fibre faiblement multimode des 7 bobines de tension inconnue	88
Tableau 11 : Matrices de diaphonie des bobines de fibre faiblement multimode bobinés avec une tension de bobinage à 20 g (en haut), 50 g (au milieu) et inconnue (<50 g) (en bas)	89
Tableau 12 : Matrice de diaphonie d'une soudure de fibre faiblement multimode (dB).....	101
Tableau 13 : Matrice de diaphonie correspondant à une boucle de 18 mm (valeurs en dB) .	104
Tableau 14 : Matrice de diaphonie correspondant à une boucle de 10 mm (valeurs en dB) .	105
Tableau 15 : Valeurs de diaphonie dans les configurations testées. Les valeurs en italiques correspondent aux valeurs de diaphonie où les imperfections de l'émetteur et du récepteur et de la diffusion Rayleigh (Valeurs en dB).....	112
Tableau 16 : Matrice de diaphonie de l'amplificateur à fibre dopée erbium faiblement multimode.....	139
Tableau 17 : Valeurs de puissance de pompe nécessaire pour obtenir le gain modal où tous les modes sont utilisés pour chacune des configurations.....	142

Résumé :

Le trafic internet mondial étant toujours plus important, l'augmentation du débit transmis dans les fibres optiques de façon à diminuer le coût par bit est nécessaire. Les technologies actuelles sur fibres monomodes approchent une limite fondamentale empêchant une augmentation conséquente du débit dans les fibres optiques. Une nouvelle technique appelée le multiplexage de mode spatial est une solution pour dépasser cette limite. Plusieurs modes spatiaux, correspondant aux solutions des équations de propagation, sont multiplexés dans une fibre spécifique pour multiplier le débit transmis par le nombre de modes utilisés. Pour la mise en œuvre de cette technique, ma stratégie est de séparer les modes spatiaux de façon hybride, c'est-à-dire d'abord optiquement puis avec un traitement numérique relativement peu complexe. Dans cette approche, la diaphonie entre les modes non dégénérés n'est pas compensée et doit donc être minimisée sur toute la ligne de transmission pour une transmission de données de bonne qualité. Par l'utilisation d'un multiplexeur-démultiplexeur et d'une fibre pouvant propager six modes spatiaux et induisant peu de diaphonie, j'ai réalisé la transmission d'un signal monocanal de 6x100 Gbit/s dans une fibre de 40 km. Pour des transmissions plus longues que 80 km, un amplificateur est nécessaire pour compenser les pertes de la fibre optique. J'ai donc conçu un amplificateur à fibre dopé Erbium pour cinq modes spatiaux induisant peu de diaphonie et avec un gain supérieur à 15 dB pour tous les modes et réalisé la transmission d'un signal de 5x100 Gbit/s sur une distance de 80 km avec un traitement numérique relativement simple.

Mots clés : [Télécommunication optique, Multiplexage de mode]

"Spatial Division Multiplexing for high data rate transmission"

Abstract:

With the growth of the internet traffic, it is necessary to increase the throughput of optical fibers in such a manner that the cost per transmitted bit decreases. With the current single mode fiber technologies, we are approaching a fundamental limit which prevents us to continue to increase the throughput in these fibers. A new technique called spatial mode multiplexing is investigated as a solution to overcome this limit. Several spatial modes, corresponding to the solutions of the propagation equations in the fiber, are multiplexed into a specific fiber in order to multiply the throughput by the number of transmitted modes. To implement this technique, my strategy is to separate modes first optically and to use a relatively low complex digital signal processing (DSP). Thus the crosstalk between spatial modes should be minimized in the whole transmission line to retrieve the data. By using a multiplexer-demultiplexer and a fiber supporting six modes and inducing low crosstalk, I achieved 40 km long transmission of six modes each transporting 100 Gb/s on a single wavelength. Transmissions longer than 80 km need an amplifier supporting all modes to compensate the losses in the optical fiber. I thus built a five modes Erbium doped fiber amplifier with low crosstalk and >15 dB gain to achieve the transmission of five modes carrying each 100 Gbit/s in an 80 km long fiber with low complex DSP.

Keywords : [Optical telecommunication, Spatial Mode Multiplexing]