



UNIVERSITÉ DE LILLE

École doctorale : Sciences de la matière, du rayonnement et de l'environnement (ED 104)

Unité de recherche Laboratoire de Physique des Lasers, Atomes et Molécules

Thèse présentée par **Jean-Baptiste TRINEL**

Soutenue le 24 octobre 2017

En vue de l'obtention du grade de docteur de l'Université de Lille

Discipline **Physique**

Spécialité **Optique et lasers, Physico-chimie, Atmosphère**

Titre de la thèse

Amplificateurs à fibres dopées erbium légèrement multimodes pour les futurs réseaux de télécommunications

Thèse dirigée par Laurent BIGOT
Yves QUIQUEMPOIS

Composition du jury

<i>Rapporteurs</i>	Nicolas DUBREUIL	MCF HDR à l'Institut d'optique Paris-Tech	
	Philippe SIGNORET	professeur à l'Université de Montpellier	
<i>Examineurs</i>	Nathalie ROLLAND	professeure à l'Université de Lille	présidente du jury
	Ammar HIDEUR	MCF à l'Université de Rouen	
	Valérie DOYA	MCF à l'Université de Nice	
	Guillaume LABROILLE	CAILabs	
<i>Invité</i>	Jean-Christophe ANTONA	Alcatel Submarine Networks	
<i>Directeurs de thèse</i>	Laurent BIGOT	directeur de recherche à l'Université de Lille-CNRS	
	Yves QUIQUEMPOIS	professeur à l'Université de Lille	



UNIVERSITÉ DE LILLE

École doctorale : Sciences de la matière, du rayonnement et de l'environnement (ED 104)

Unité de recherche Laboratoire de Physique des Lasers, Atomes et Molécules

Thèse présentée par **Jean-Baptiste TRINEL**

Soutenue le **20 octobre 2017**

En vue de l'obtention du grade de docteur de l'Université de Lille

Discipline **Physique**

Spécialité **Optique et lasers, Physico-chimie, Atmosphère**

Titre de la thèse

Amplificateurs à fibres dopées erbium légèrement multimodes pour les futurs réseaux de télécommunications

Thèse dirigée par Laurent BIGOT
Yves QUIQUEMPOIS

Composition du jury

<i>Rapporteurs</i>	Nicolas DUBREUIL	MCF HDR à l'Institut d'optique Paris-Tech	
	Philippe SIGNORET	professeur à l'Université de Montpellier	
<i>Examineurs</i>	Nathalie ROLLAND	professeure à l'Université de Lille	présidente du jury
	Ammar HIDEUR	MCF à l'Université de Rouen	
	Valérie DOYA	MCF à l'Université de Nice	
	Guillaume LABROILLE	CAILabs	
<i>Invité</i>	Jean-Christophe ANTONA	Alcatel Submarine Networks	
<i>Directeurs de thèse</i>	Laurent BIGOT	directeur de recherche à l'Université de Lille-CNRS	
	Yves QUIQUEMPOIS	professeur à l'Université de Lille	



UNIVERSITÉ DE LILLE

Doctoral School : Sciences de la matière, du rayonnement et de l'environnement (ED 104)

University Department Laboratoire de Physique des Lasers, Atomes et Molécules

Thesis defended by **Jean-Baptiste TRINEL**

Defended on **20th October, 2017**

In order to become Doctor from Université de Lille

Academic Field **Physics**

Speciality **Optics and lasers, Physico-chemistry, Atmosphere**

Thesis Title

Few-mode erbium doped fiber amplifiers for future telecommunication networks

Thesis supervised by Laurent BIGOT
Yves QUIQUEMPOIS

Committee members

<i>Referees</i>	Nicolas DUBREUIL	HDR Associate Professor at Institut d'optique ParisTech	
	Philippe SIGNORET	Professor at Université de Montpellier	
<i>Examiners</i>	Nathalie ROLLAND	Professor at Université de Lille	Committee President
	Ammar HIDEUR	Associate Professor at Université de Rouen	
	Valérie DOYA	Associate Professor at Université de Nice	
	Guillaume LABROILLE	CAILabs	
<i>Guest</i>	Jean-Christophe ANTONA	Alcatel Submarine Networks	
<i>Supervisors</i>	Laurent BIGOT	Senior Researcher at Université de Lille-CNRS	
	Yves QUIQUEMPOIS	Professor at Université de Lille	

Mots clés: photonique, télécommunications, fibres optiques, amplificateurs optiques, amplificateurs à fibres dopées erbium, fibres optiques multimodes, multiplexage modal, multiplexage spatial, amplificateurs partagés

Keywords: photonics, telecommunications, optical fibers, mode division multiplexing, space division multiplexing, shared amplifier

*Avec l'avion, nous avons appris la ligne
droite.*

Antoine de Saint-Exupéry

*J'écris pour pouvoir lire ce que je ne sais pas
que j'allais écrire.*

Claude Roy

*Quoi que vous fassiez, vous vous apprêtez à
devenir, pour vos enfants, un vieux con. Le
mieux est de l'accepter le plus tôt possible.*

Alexandre Astier

AMPLIFICATEURS À FIBRES DOPÉES ERBIUM LÉGÈREMENT MULTIMODES POUR LES FUTURS RÉSEAUX DE TÉLÉCOMMUNICATIONS**Résumé**

La saturation annoncée du débit maximal d'information véhiculable par des fibres optiques monomodes rend nécessaire l'étude de nouvelles technologies susceptibles de répondre aux besoins toujours croissants des utilisateurs. Dans ce but, la technologie de multiplexage spatial semble très prometteuse et est très étudiée depuis 2011. En pratique, cette approche nécessite d'adapter et/ou de développer l'ensemble des briques élémentaires qui constitueraient la nouvelle ligne de transmission.

Le but de cette thèse est d'approfondir les travaux initiés sur cette thématique en associant théorie et expérience de façon à réaliser des répéteurs optiques adaptés à cette nouvelle technologie, et plus particulièrement au cas du multiplexage modal dans des fibres légèrement multimodes. La principale contrainte qui s'applique à ce type d'amplificateurs est de réaliser l'égalisation simultanée des gains sur les différents canaux de transmission, à savoir les modes et les longueurs d'onde. Des outils numériques de modélisation et d'optimisation de ces amplificateurs ont été développés de façon à explorer de nombreuses configurations et à identifier celles qui sont optimales. En particulier, un modèle numérique tenant compte du battement de modes et du couplage entre modes induit par le milieu amplificateur a été développé. Dans le cadre de cette étude, une nouvelle configuration de fibre à cœur micro-structuré permettant de dépasser les limitations liées aux méthodes conventionnelles de fabrication de fibres a été étudiée. Ce type de configuration de fibre est très prédictive et permet d'obtenir un gain élevé et égalisé sur l'ensemble des canaux tout en favorisant l'efficacité énergétique du composant. Un autre volet de ce travail de thèse a consisté à étudier la possibilité d'intégrer les amplificateurs légèrement multimodes au sein du réseau monomode actuel de façon à partager la fonction d'amplification à un coût avantageux en terme d'énergie et de composants.

Mots clés : photonique, télécommunications, fibres optiques, amplificateurs optiques, amplificateurs à fibres dopées erbium, fibres optiques multimodes, multiplexage modal, multiplexage spatial, amplificateurs partagés

FEW-MODE ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIERS FOR FUTURE TELECOMMUNICATION NETWORKS**Abstract**

The capacity crunch announced for single mode long-haul telecommunication networks necessitates the study of new technologies able to meet the ever-growing needs of users. In this purpose, the technology of space division multiplexing (SDM) seems promising and is subject to extensive research since 2011. For this purpose, it is necessary to adapt and/or to develop all the fiber components that make up an optical fiber network to a high level of performance for future implementation of an optical cable based on SDM technology.

The purpose of this thesis consists in pursuing the works introduced on this topic by associating theory and experiments so as to realize optical repeaters adapted to this new technology, and more particularly to one of these approaches: mode division multiplexing in few-mode fibers. The main constraint for this kind of amplifiers is to realize the simultaneous gain equalization of the different telecommunications channels: spatial modes and wavelengths. Numerical tools have been developed to model and optimize these amplifiers so as to explore numerous configurations and identify the most appropriate. Particularly, a numerical model taking into account mode beating and mode coupling induced by the amplifying medium has been developed. Within the framework of this study, a new fibre configuration with micro-structured core allowing to overcome the limitations of the conventional fabrication methods has been studied. This fiber configuration is very predictive and can provide high and equalized gain over the different channels while optimizing the energy efficiency of the component. Another dimension of this thesis has been to study the possibility to integrate few-mode fiber amplifiers in the current single mode network, in order to share the amplification function and so realize cost savings.

Keywords: photonics, telecommunications, optical fibers, mode division multiplexing, space division multiplexing, shared amplifier

Remerciements

En premier lieu, je veux remercier l'ensemble des membres du jury pour avoir bien voulu juger de ce travail de thèse. Leurs questions le jour de la soutenance ainsi que leurs commentaires sur le manuscrit ont permis de faire progresser ma réflexion sur mon travail de thèse et d'améliorer encore manuscrit.

Je tiens également à remercier les différents membres du projet FUI MODAL, particulièrement Pierre SILLARD (de PRYSMIAN group), Christian SIMONNEAU (de Alcatel Lucent Bell labs) et Guillaume LABROILLE (de CAILabs).

A mes deux directeurs de thèse, Yves QUIQUEMPOIS et Laurent BIGOT, je tiens à dire merci. Et particulièrement, un grand merci à Laurent BIGOT, pour le temps qu'il a su me consacrer, la bienveillance et la patience dont il a fait preuve. Ces trois années m'ont fait passer du stade d'étudiant à celui de professionnel, et vous n'y êtes pas étranger. La réussite de cette thèse n'est pas seulement la mienne, mais celle de toute l'équipe.

Aux autres membres de l'équipe photonique : merci. Travailler dans un environnement aussi favorable, tant du point de vue des ressources et du matériel, que de l'ambiance de travail, a été un réel plaisir et une chance. Merci à Olivier VANVINCQ, pour son aide Ô combien précieuse, sans toi le modèle en champ n'aurait probablement jamais vu le jour. Tu as été ma référence scientifique tout au long de ces trois années et j'ai beaucoup appris à ton contact. Merci à Géraud BOUWMANS, pour ses boutades, sa proposition de siéger au conseil d'administration de l'UFR et ses talents de fabrications. Merci également à Andy CASSEZ, pour le temps passé dans la tour à fabriquer les fibres "particulières" qui m'ont permis de réussir ma thèse. Merci à Damien LABAT, pour nos discussions (scientifiques ou non) et ton amitié. Merci à Eric DELEVAQUE et Benjamin SAMSON, votre arrivée dans le contexte de la valorisation a marqué un tournant majeur de ma thèse. J'ai énormément appris à votre contact, affirmé mon projet et su forger mon caractère professionnel. Aux "jeunes" du laboratoire Jean-Paul, Flavie, Julie, Pierre, François, Corentin, Tomy, Carina, Carlos, Jean, Arsène, Gang, Florent, Benoit et Assaad : MERCI. A Jean-Paul, "bouga-bouga" pour ces bons moments passés ensemble, le déplacement aux JNOG de Rennes me laissera un très bon souvenir, et pour cette amitié qui durera longtemps. A François, compagnon "d'infortune", un grand merci pour ces 5 années de franche camaraderie, de soutien et de partage (9Gag, musiques,...). A Pierre, second compagnon "d'infortune", merci pour ces moments partagés. Un gigantesque merci à Guillaume, mon mentor, toi qui m'a tout appris, qui m'a mis sur les bons rails et ne m'a jamais laissé tombé. Nous avons formé un binôme génial, je ne pense pas retrouver un jour une telle complicité. Ma thèse n'aurait définitivement pas été la même sans toi, il me paraît impossible de lister toutes les choses que tu m'as apporté.

Merci à mes parents de m'avoir soutenu, je ne suis désormais plus "mitigé"! A mon frère et ma sœur, source d'inspiration pour moi. A ma femme, éternel soutien, sans toi je n'aurai jamais pu arriver aussi loin. Tu as toujours cru en moi, même quand mon parcours était chaotique, tu récoltes aujourd'hui ce que tu as semé tout au long de ces longues années. Enfin, un hommage à mon fils, né au cours de ma thèse et qui a été le soleil de mes jours de pluie. Tu es l'une de mes

principales motivations pour avancer et surement ma plus grande fierté.

Acronymes

ASE Amplified Spontaneous Emission.

BER Bit Error Rate.

BPSK Binary Phase Shift Keying.

CAN Convertisseur Analogique Numérique.

CAPEX CAPital EXpense.

CNA Convertisseur Numérique Analogique.

DC-MC-EDFA Double-Clad MultiCore Erbium Doped Fiber.

DGD Differential Group Delay.

DMG Differential Modal Gain.

DMGD Differential Mode Group Dispersion.

DSG Differential Spectral Gain.

DSP Digital Signal Processing.

EDF Erbium Doped Fiber.

EDFA Erbium Doped Fiber Amplifier.

EDP Erbium Doping Profile.

FEC Forward Error Correction.

FIR Finite Impulse Response.

FM-EDF Few-Mode Erbium Doped Fiber.

FM-EDF MSI Few-Mode Erbium Doped Fiber à cœur micro-structurée et inclusions.

FM-EDFA Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier.

FMF Few-Mode Fiber.

GD Gradient Descent.

LO Local Oscillator.

LP modes Linéairement Polarisés.

MC-EDF MultiCore Erbium Doped Fiber.

MC-EDFA MultiCore Erbium Doped Fiber Amplifier.

MCF MultiCore Fiber.
MCVD Modified Chemical Vapor Deposition.
MDL Mode Depend Loss.
MDM Mode Division Multiplexing.
MIMO Multiple Input Multiple Output.
MM-EDF MultiMode Erbium Doped Fiber.

NF Noise Figure.
NRZ Non-return to zero.

ON Ouverture Numérique.
OOK On-Off Keying.
OPEX OPerational EXpenditure.
OVD Outside Vapor Deposition.

PCE Power Conversion Efficiency.
PCF Photonic Cristal Fiber.
PCVD Plasma assisted Chemical Vapor Deposition.
PDM Polarization Division Multiplexing.
PMD Polarization Mode Dispersion.
PQSK Quadrature Phase Shift Keying.
PSK Phase Shift Keying.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

RIP Refractive Index Profile.
RK4 méthode Runge Kutta d'ordre 4.
ROADM Reconfigurable Optical Add & Drop Multiplexer.
RT Réflexion Totale.
RTI Réflexion Totale Interne.
RTIM Réflexion Totale Interne Modifiée.
RZ Return to zero.

SDM Space Division Multiplexing.
SMF Single Mode Fiber.
SNR Signal-to-Noise Ratio.
SOL-GEL Solution-gélification.
SPM Self-Phase Modulation.

TEC Thermo-Electric Cooler.

VAD Vapor Axial Deposition.

WDM Wavelength Division Multiplexing.
XPM Cross-Phase Modulation.

Sommaire

Résumé	xi
Remerciements	xiii
Acronymes	xv
Sommaire	xvii
Introduction générale	1
1 Généralités	3
2 Modes transverses dans une fibre optique	35
3 Modélisations numériques des FM-EDFAs	57
4 Design et réalisation de FM-EDFA	85
5 Amplificateurs partagés	119
Conclusion générale	151
Bibliographie	155
A Compléments sur les fibres optique pour les télécommunications	169
B Complément de calcul	179
C Impact du décalage angulaire dans une fibre à cœur elliptique	195
Table des matières	201

Chaque début d'écriture est un retour à la case départ. Et la case départ, c'est un endroit où l'on se sent très seul. Un endroit où aucun de vos accomplissements passés ne compte.

Quentin Tarantino

Introduction générale

Ces dernières années, de nombreuses recherches ont eu pour objectif d'apporter des solutions technologiques pour faire face à la saturation annoncée de la capacité du réseau de télécommunications optique basé sur les fibres monomodes [Richardson et al., 2013b]. En effet, les formats de modulation complexes combinés aux différentes dimensions physiques utilisées aujourd'hui pour le multiplexage de l'information (longueur d'onde, polarisation, temps) atteignent leur limite dans le cadre des transmissions longue distance. La solution la plus prometteuse semble d'utiliser une dimension physique non-exploitée jusqu'ici pour le multiplexage : la dimension spatiale. Le multiplexage spatial (Spatial Division Multiplexing ou SDM en anglais) se décompose selon deux approches : les fibres multicœurs (Multi-Core Fibers ou MCFs en anglais) et les fibres légèrement multimodes (Few-Mode Fibers ou FMFs en anglais). La solution ultime semble résider dans la combinaison de ces deux approches, en utilisant des MCFs dont chaque cœur serait multimode, permettant déjà aujourd'hui de multiplier les débits de deux ordres de grandeur [Igarashi et al., 2016]. Quelle que soit l'approche utilisée, il est nécessaire d'adapter tous les éléments de la chaîne de transmission aux spécificités propres à cette nouvelle approche.

Dans le cas des FMFs, la nouvelle dimension pour le multiplexage est celle des modes de propagation : on parle alors de multiplexage modal (Mode Division Multiplexing ou MDM en anglais). Parmi les éléments de la chaîne de transmission à adapter au contexte du MDM, l'amplificateur optique est un élément central. En se basant sur les développements menés dans les années 90 sur les amplificateurs à fibres dopées erbium (Erbium Doped Fiber Amplifiers ou EDFAs en anglais), de nombreuses recherches sont aujourd'hui développées, entre autres par notre groupe sur les EDFAs légèrement multimodes (Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifiers ou FM-EDFAs en anglais). Concernant ces FM-EDFAs, les principales problématiques sont l'égalisation du gain aux différentes longueurs d'onde mais également pour les différents modes ainsi que l'optimisation de leur consommation de puissance (optique et par conséquent électrique) pour les rendre compétitifs par rapport à un système utilisant plusieurs fibres monomodes. Pour réaliser l'égalisation modale et spectrale des gains, deux stratégies peuvent-être adoptées, indépendamment ou conjointement : la mise en forme du faisceau de pompe (en contrôlant le contenu modal à la longueur d'onde de pompe) et la mise en forme de la distribution spatiale de l'erbium.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre du projet FUI MODAL (FUI-AAP19) avec pour partenaires : Nokia Bell-Labs France, Prysmian Group, CAILabs et l'équipe Photonique du laboratoire PhLAM de l'Université de Lille, basée à l'IRCICA. Le but de ce projet est, en outre, de démontrer une transmission de données multiplexée modalement sur 10 modes spatiaux. La mission de notre équipe est d'élaborer et de réaliser un FM-EDFA 10-modes adapté pour ce type de transmission, dans la continuité des travaux initiés sur le sujet par Guillaume LE COCQ. D'autre part, la possibilité d'un premier pas d'intégration de ces amplificateurs légèrement multimodes au sein du réseau monomode actuel a été étudiée. Dans ce contexte, l'utilisation des FM-EDFAs permet de mutualiser la fonction d'amplification et ainsi de réaliser des économies

d'énergie.

Au cours de ce manuscrit, une étude théorique et expérimentale des FM-EDFAs avec pour objectif l'égalisation du gain sur plusieurs modes et aux différentes longueurs d'onde de la bande C sera présentée. Dans le premier chapitre, les notions nécessaires à la compréhension de ces travaux seront brièvement introduites, permettant de situer le contexte de ces travaux de thèse. L'un des aspects fondamentaux concernant l'étude des FM-EDFAs se rapporte aux modes spatiaux de la fibre optique et aux effets qu'ils subissent au cours de la propagation, effets qui seront abordés dans le second chapitre. Le troisième chapitre traitera des modèles numériques mis en place pour prédire les performances des FM-EDFAs ainsi que pour déterminer des configurations d'amplificateur optimisées. Le quatrième chapitre sera, pour sa part, consacré aux différentes géométries de fibres amplificatrices étudiées au cours de ces travaux de thèse et susceptibles de réaliser l'égalisation du gain sur 10 modes. Dans ce chapitre, nous exposerons les limites des procédés de fabrication dits "conventionnels" particulièrement en terme de structuration de la fibre associée. Une première alternative basée sur le micro-assemblage du cœur de la fibre légèrement multimode dopée erbium (Few-Mode Erbium Doped Fiber ou FM-EDF en anglais) a été proposée par Guillaume Le Cocq au cours de ses travaux de thèse. Une seconde alternative sera présentée ici, toujours basée sur le micro-assemblage du cœur afin d'en simplifier la réalisation. Cette seconde géométrie de fibre alternative possède des avantages complémentaires, très intéressants pour faciliter l'égalisation des gains et augmenter l'efficacité énergétique de ces amplificateurs. Une première réalisation de ce nouveau type de FM-EDFA sera rapportée. Enfin, le cinquième et dernier chapitre sera consacré au cas de l'amplification partagée réalisée par un FM-EDFA au sein du réseau monomode. Dans ce contexte, la fibre optique amplificatrice doit non seulement réaliser l'égalisation du gain modal et spectral, mais également permettre l'utilisation indépendante de chaque mode spatial. Deux réalisations de FM-EDF adaptées à ce contexte, pour 4 et 8 canaux, seront présentées.

*Encore heureux s'il arrive à décrocher un
poste quelconque, il n'est pas agrégé, sa thèse,
je ne sais pas ce qu'elle vaudra...*

Nathalie Sarraute

Chapitre 1

Généralités

1.1 Les fibres optiques pour les télécommunications	4
1.1.1 Principes	4
1.1.2 Formats de modulation simples	5
1.1.3 Multiplexage et formats de modulation avancés	6
1.1.4 Formats de modulation avancés	6
1.1.5 Multiplexage	7
1.1.6 Limitations	8
1.1.7 Traitement du signal numérique et codes correcteurs d'erreurs directs	12
1.1.8 Multiple Input Multiple Output	13
1.2 Les répéteurs	13
1.2.1 Erbium Doped Fiber Amplifier	14
1.2.2 Spectroscopie de l'erbium	15
1.2.3 Fonctionnement microscopique des EDFAs	15
1.2.4 Aspect macroscopique des EDFAs	17
1.2.5 Caractéristiques fondamentales des EDFAs monomodes	19
1.3 Multiplexage spatial	22
1.3.1 Mise en oeuvre	23
1.4 Répéteurs pour SDM	26
1.4.1 Répéteurs pour MCF	26
1.4.2 Répéteurs pour MDM	27
1.4.3 Etat de l'art	29
1.5 Conclusion	33

Au cours de ce chapitre seront présentées les notions nécessaires à la bonne compréhension de ce manuscrit. Nous présenterons ces concepts successivement, en partant des considérations les plus générales pour terminer par la présentation des amplificateurs à fibre dopée erbium légèrement multimode qui sont le cœur de ce travail de thèse.

Les principes de guidage de la lumière dans les fibres optiques ainsi que les méthodes de fabrication de ces fins fils de verre sont présentées dans l'annexe A, tout comme les principes qui régissent le fonctionnement des fibres optiques actives en particulier lorsqu'elles sont utilisées comme amplificateurs.

Dans le présent chapitre, nous verrons d'abord comment la fibre optique est utilisée dans le cadre des transmissions de données. Nous aborderons les différents effets qui ont pu limiter les débits d'informations dans les fibres depuis le début de leur utilisation dans les années 80 (atténuation, dispersion chromatique, dispersion en polarisation, dispersion inter-modale, effets non-linéaires) et comment ces problèmes ont été contournés pour augmenter toujours plus le débit. Ces notions ne sont pas au cœur de ce travail de thèse et sont abordées de façon générale et le lecteur intéressé saura se diriger vers les ouvrages correspondants pour plus d'informations.

Dans un second temps, nous détaillerons le rôle des amplificateurs à fibre optique dopée erbium dans les réseaux de télécommunications ainsi que les contraintes qui sont rencontrées.

Enfin, nous introduirons la notion de multiplexage spatial et plus particulièrement celle de multiplexage modal. Ces technologies font l'objet à de nombreuses recherches depuis 2011, toujours dans le but d'augmenter de façon significative le débit d'information.

1.1 Les fibres optiques pour les télécommunications

1.1.1 Principes

La fibre optique connaît un grand succès dans le domaine des télécommunications. En effet, aucune autre technologie que celles offertes par la fibre optique ne permet d'atteindre le même niveau de performances en terme de débit, de fiabilité et de qualité.

Les premiers réseaux terrestres à base de fibre optique ont vu le jour en 1978 et permettaient déjà de dépasser les limites des câbles coaxiaux en terme de distance à débit équivalent (de l'ordre de 100 Mbit/s). A la fin des années 1980, des progrès sur les lasers et les fibres optiques elles-mêmes ont permis un premier bond en avant en terme de débit, celui-ci pouvant atteindre 2,5 Gbit/s. Aujourd'hui les débits accessibles avec cette technologie sont encore plus élevés, pouvant atteindre environ 100 Tbit/s sur de très longues distances (quelques dizaines de milliers de kilomètres).

Le moyen de transport de l'information est l'onde lumineuse qui se propage dans le cœur de la fibre optique. Il s'agit d'une transmission sous forme digitale de l'information, c'est-à-dire en langage codé numérique binaire. Comme pour n'importe quelle communication, l'information voyage d'un émetteur vers un récepteur. Pour les télécommunications optiques (cf. figure 1.1), l'émetteur est un laser qui va être modulé en fonction de la séquence de données à transmettre. Lorsque le signal à transmettre est initialement sous forme analogique, il doit être converti au format digital par un Convertisseur Analogique Numérique (CAN). L'information voyage dans la fibre optique pour atteindre le récepteur à l'autre extrémité. Au niveau du récepteur, un photo-détecteur reçoit l'énergie lumineuse et la convertit en signal électrique. Finalement, un Convertisseur Numérique Analogique (CNA) se charge de reconverter le signal reçu dans son format initial.

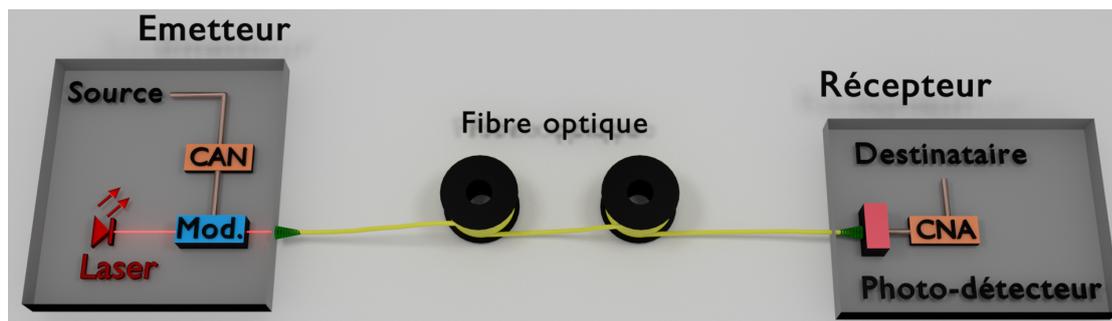


FIGURE 1.1 – Schéma basique d'une ligne complète de transmission, constituée d'un bloc émetteur, d'une ligne de propagation et d'un bloc récepteur. (Source : signal à transmettre, Mod. : Modulateur)

1.1.2 Formats de modulation simples

Pour transmettre un signal de type binaire (constitué de "0" et de "1"), deux formats de modulation de base (cf. figure 1.2) basés sur la modulation d'amplitude de la porteuse sont couramment rencontrés :

Return to Zero (RZ) Le signal retourne dans un état intermédiaire entre chaque symbole.

Non Return to Zero (NRZ) Le signal ne retourne pas dans un état intermédiaire entre chaque symbole.

Un cas particulier de ce type de modulation est celui du "tout-ou-rien", appelé On-Off Keying (OOK). Dans ce cas, le bit "0" est traduit par l'absence de l'onde lumineuse, tandis que le bit "1" est représenté par la présence de l'onde lumineuse. On parle de formats de modulations simples puisqu'ils impliquent uniquement une modulation de l'intensité de l'onde lumineuse. Ainsi, il n'est pas nécessaire de mettre en œuvre une architecture complexe pour décoder l'information au niveau du récepteur puisque la réponse du photo-détecteur est directement proportionnelle à l'intensité lumineuse reçue.

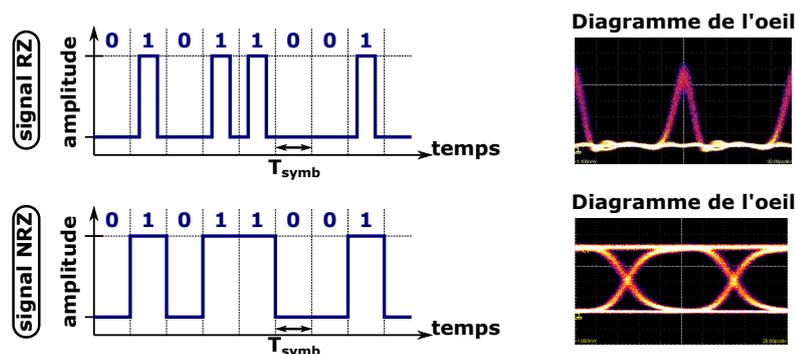


FIGURE 1.2 – Deux types de modulation de base : format RZ et NRZ. Le diagramme de l'œil représente la trace du signal électrique sur un oscilloscope synchronisé sur l'horloge du signal.

La qualité d'un signal est souvent évaluée de manière qualitative grâce au *diagramme de l'œil*, obtenu par un oscilloscope et représentant l'évolution temporelle du signal. L'acquisition est synchronisée sur la période du signal, de telle sorte à ce que le balayage de l'oscillogramme

permette la superposition successive de plusieurs symboles. L'aspect pseudo-aléatoire de la valeur de chaque bit constituant les données numériques implique que chaque acquisition possède une forme qui lui est propre. Ainsi, après superposition des acquisitions, il est possible d'analyser les transitions entre bits successifs (0 vers 1, 1 vers 0, 1 vers 1 ou 0 vers 0). La figure obtenue a la forme particulière d'un œil, d'où son nom. On utilise ce diagramme pour évaluer la qualité du signal, puisqu'une déformation des symboles se traduit par un "œil qui se ferme". La figure 1.2 présente également un exemple de diagramme de l'œil pour les formats RZ et NRZ.

1.1.3 Multiplexage et formats de modulation avancés

1.1.4 Formats de modulation avancés

Nous avons vu précédemment que c'est la modulation de l'onde lumineuse qui lui permet de porter une information codée en langage binaire. Pour cela il faut que l'onde lumineuse puisse être placée dans deux états physiques bien distincts, représentant ainsi les deux états "0" et "1" du langage binaire. Ces deux états physique peuvent-être obtenus suivant deux dimensions caractéristiques de l'onde lumineuse : l'amplitude comme vu dans la section 1.1.2, avec les formats NRZ et RZ et la phase avec les formats Phase Shift Keying (PSK) ou Binary PSK (BPSK).

Ces deux types de modulation font correspondre à un état physique (un symbole) un bit du langage binaire ("0" ou "1"). Pour augmenter le débit, il est possible d'agir simultanément sur la phase et sur l'amplitude de l'onde, de façon à faire correspondre à un symbole (un état de l'onde lumineuse) plusieurs bits. Cela consiste à coder n bits (succession de n "0" ou "1") sur un même symbole. Dans ce contexte, l'onde lumineuse doit pouvoir prendre 2^n états distincts pour pouvoir retranscrire le symbole en la succession de n bits correspondants.

Il est possible de représenter ces formats de modulation avancés à l'aide d'un *diagramme de constellation* (cf. figure 1.3). Ce type de diagramme permet de représenter les différents états possibles pour l'onde lumineuse dans le plan complexe. L'axe des réels est noté l'axe I (pour in-phase) alors que l'axe des imaginaires est noté axe Q (pour quadrature, c'est-à-dire correspondant à un déphasage de $\frac{\pi}{2}$).

L'utilisation de ces formats de modulation avancés permet d'accroître encore les débits. Cependant leur utilisation implique des modifications de l'architecture de la ligne de transmission présentée dans la figure 1.1, notamment au niveau des systèmes d'émission et de réception. Ces formats de modulation sont aussi plus exigeants en terme de rapport signal à bruit (voir section 1.2.4) quand le nombre de bits par symbole croît.

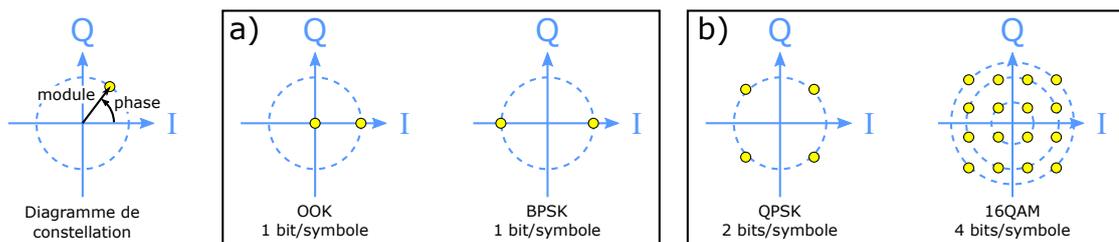


FIGURE 1.3 – Principe d'un diagramme de constellation, ainsi que quelques exemples de formats de modulation : (a) à 1 bit/symbole : modulation en amplitude (OOK ou On-Off Keying), et en phase (BPSK ou Binary Phase Shift Keying), (b) format de modulation avancé à 2 bits/symbole (QPSK ou Quadrature Phase Shift Keying) et à 4 bits/symbole (16QAM ou 16-state Quadrature Amplitude Modulation).

Concernant l'émetteur, la modulation ne concerne plus uniquement l'amplitude mais également la phase. Il est de ce fait nécessaire d'utiliser des modulateurs de phase électro-optique (de type Mach-Zehnder par exemple). Pour une modulation de type QPSK, deux de ces modulateurs en parallèles (par polarisation si le multiplexage en polarisation est mis en œuvre, voir section suivante) sont nécessaires (cf. figure 1.4).

Coté récepteur, il est indispensable de détecter non seulement l'amplitude de l'onde lumineuse mais aussi sa phase. Pour cela il faut utiliser une méthode interférométrique faisant appel à un *oscillateur local* (Local oscillator ou LO en anglais). Les interférences entre l'oscillateur local et le signal modulé (en amplitude et en phase) sont détectées par une série de photodiodes comme pour une détection hétérodyne. La longueur d'onde de l'oscillateur local est accordée au plus proche de celle du signal, sans atteindre l'égalité parfaite. Cela se traduit par des battements sinusoidaux d'intensité au cours du temps. Ce sont les sauts de phase de ces battements qui vont permettre de remonter aux changements de phase du signal. Ce type de détecteur est appelé détecteur cohérent, il permet de reconstituer l'amplitude complexe du signal (c'est-à-dire la phase et l'amplitude).

L'utilisation de ces formats de modulation complexes se fait au prix de l'augmentation de la complexité de l'architecture de la ligne de transmission. Il y a une limite à leur utilisation, fixée par la limite de détection permettant de retrouver le signal. On peut constater que plus le nombre d'état physique augmente, plus les symboles se rapprochent les uns des autres dans le diagramme de constellation ce qui a pour conséquence qu'il est de plus en plus difficile de les distinguer clairement les uns des autres au niveau du récepteur. Mais la principale limite provient des effets non-linéaires (qui seront davantage détaillés dans la partie suivante) qui ont tendance à modifier la phase de l'onde en fonction de la puissance optique (effet Kerr), causant une déformation du diagramme de constellations retranscrit par le récepteur. La conséquence est finalement simple : plus le format de modulation est complexe, plus la distance de transmission est réduite. Actuellement, le format QPSK permet de transmettre des données sur des distances de plusieurs milliers de kilomètres.

1.1.5 Multiplexage

Le multiplexage consiste à transmettre au sein de la même fibre optique différentes données simultanément sur des canaux différents. Cela permet d'augmenter le débit global porté par une seule fibre optique en tirant partie des propriétés de l'onde lumineuse se propageant dans la fibre optique.

Wavelength Division Multiplexing (WDM)

Le minimum d'atténuation spectrale se trouve autour de 1550 nm, voir section A.1.1 de l'annexe. C'est pour cela que cette plage de longueur d'onde a été choisie pour les télécommunications optiques. Il est ainsi possible de transmettre au sein de la même fibre optique des ondes lumineuses de longueurs d'ondes différentes portant chacune une trame d'information. On parle de multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing ou WDM en anglais). Il faut pour cela choisir des longueurs d'ondes suffisamment éloignées les unes des autres pour qu'elle n'interagissent pas. Le débit global porté par la fibre optique est ainsi multiplié par le nombre de longueurs d'onde utilisées, qui peut aujourd'hui dépasser la centaine. Ce type de multiplexage combiné à l'arrivée des EDFAs a permis un saut technologique majeur au milieu des années 90.

Polarization Division Multiplexing (PDM)

Les fibres monomodes (Single Mode Fibers ou SMFs en anglais) couramment utilisées pour les télécommunications sont désignées sous l'appellation G652, correspondant aux recommandations de l'ITU-T¹. Cette fibre guide un seul mode transverse de propagation (dans la plage de longueur d'onde utilisée pour le signal), appelé mode fondamental. Cependant, les modes transverses de propagation possèdent une dégénérescence en polarisation (voir section 2.2.3). Il est ainsi possible d'utiliser chaque polarisation comme un canal indépendant pour transmettre l'information : on parle alors de multiplexage en polarisation (Polarization Division Multiplexing ou PDM en anglais). Le débit global porté par la fibre optique est ainsi multiplié par deux (cf. figure 1.4).

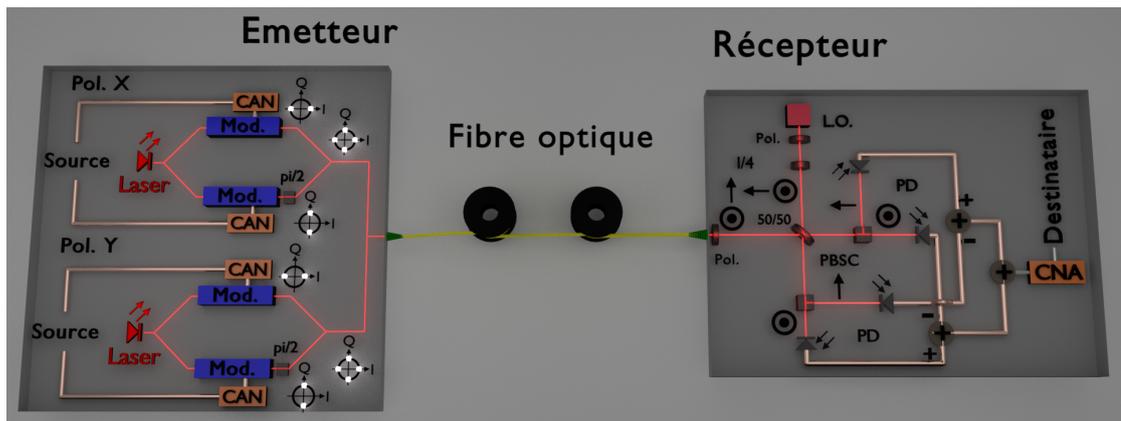


FIGURE 1.4 – Schéma basique d'une ligne complète de transmission utilisant un modulateur QPSK, le multiplexage en polarisation et un récepteur cohérent. (Source : signal à transmettre, Mod. : Modulateur type Mach-Zehnder, Pol. : Polariseur, PBSC : Cube diviseur de faisceau polarisant, PD : Photo-détecteur)

1.1.6 Limitations

Différents phénomènes physiques limitent le débit maximal atteignable en télécommunications optiques, liés aux propriétés de propagation de l'onde lumineuse dans la fibre optique. Le point commun de ces effets est de limiter la capacité à retrouver l'information transmise au niveau du récepteur.

Certains de ces effets sont liés au fait que les modes transverses dans la fibre optique possèdent un indice qui leur est propre (*indice effectif* ou n_{eff}). Cet indice dépend de la longueur d'onde puisque l'onde lumineuse se propage dans un milieu dispersif. Cet indice effectif est relié à la vitesse de propagation de l'enveloppe de l'impulsion (appelé *vitesse de groupe* v_G) dans la fibre optique par une autre grandeur, l'*indice de groupe* (n_G) :

$$n_G = n_{eff} - \lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda} \quad (1.1)$$

Il est également utile pour la suite d'introduire la constante de propagation de chaque mode

1. International Telecommunication Union - Telecommunication standardization sector

au sein de la fibre optique, β :

$$\beta = n_{eff} \frac{\omega}{c} = 2\pi \frac{n_{eff}}{\lambda} \quad (1.2)$$

Dans le cas d'ondes quasi-monochromatiques (c'est-à-dire $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$) de pulsation ω_0 , il est fréquent de développer la constante de propagation en série de Taylor :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \epsilon(\omega^3) \quad (1.3a)$$

où :

$$\beta_m = \left(\frac{d^m \beta}{d \omega^m} \right)_{\omega=\omega_0} \quad (1.3b)$$

en particulier :

$$\beta_1 = \frac{1}{v_G} \quad \text{et} \quad \beta_2 = \frac{1}{c} \frac{\partial n_G}{\partial \omega} \quad (1.3c)$$

Nous allons voir que ces différents termes sont au cœur des phénomènes physiques qui limitent la montée en débit.

Dispersion chromatique

La dépendance en longueur d'onde de la constante de propagation peut-être représentée par deux grandeurs : β_2 , déjà présenté à l'équation 1.3c, et le paramètre de dispersion D, reliés entre eux par :

$$D = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.4)$$

Lorsque $D < 0$ (ou $\beta_2 > 0$), le régime de dispersion est dit normal (il est dit anormal dans le cas contraire). Le paramètre de dispersion est généralement exprimé en $\text{ps nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$ et représente la différence de temps de propagation observée après un kilomètre de fibre entre deux composantes spectrales espacées de 1 nm. Cette dispersion est, par exemple, d'environ $20 \text{ ps nm}^{-1} \text{ km}^{-1}$ à 1550 nm pour la SMF-28e+® (fibre G652 commercialisée par la société Corning).

La source laser générant le signal lumineux possède une largeur spectrale finie et, ainsi, les différentes composantes spectrales se propagent à des vitesses différentes. Par conséquent, dès lors que le format de modulation met en jeu l'amplitude de l'onde, le signal sera déformé (l'impulsion s'élargit temporellement) et si cette déformation devient trop importante il est impossible de récupérer les données (cf. figure 1.5).

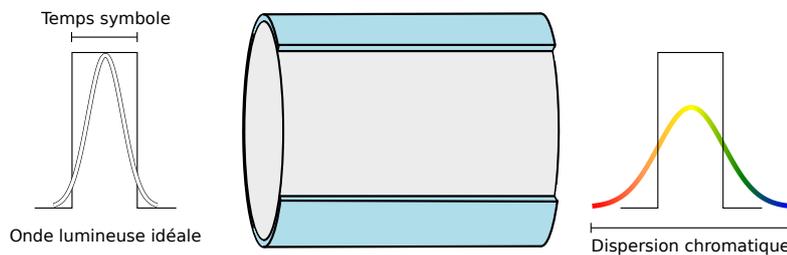


FIGURE 1.5 – Effet de la dispersion chromatique sur une impulsion (pour le cas d'une dispersion anormale).

Plus le débit d'information est élevé et/ou plus la distance parcourue est grande, plus la

dispersion chromatique aura un impact important. Le débit maximum autorisé est déterminé par l'élargissement temporel d'une impulsion causé par la dispersion chromatique par rapport au temps d'un symbole. Si cet élargissement a pour effet que l'impulsion devient plus large temporellement que le temps d'un symbole, il en résulte des interférences inter-symbole.

Dispersion en polarisation

Comme nous l'avons vu précédemment (section 1.1.5), les modes transverses ont une dégénérescence en polarisation. Il s'avère cependant que le cœur d'une fibre optique ne peut pas être parfaitement circulaire et, en pratique, il existe de très faibles déformations du cœur (liées aux imperfections de fabrication, aux courbures,...) qui lui donnent une forme elliptique dont l'orientation est aléatoire le long de l'axe de la fibre. Ces déformations auront pour conséquences de créer une biréfringence qui lève la dégénérescence en polarisation du mode fondamental. Donc, en pratique, les fibres monomodes possèdent deux modes de propagation distincts avec des états de polarisation orthogonaux mais des constantes de propagation distinctes.

Chacun de ces modes possédant sa propre constante de propagation, il en résulte une différence de temps de propagation de l'information, selon qu'elle est portée par l'une ou l'autre des polarisations (cf. figure 1.6).

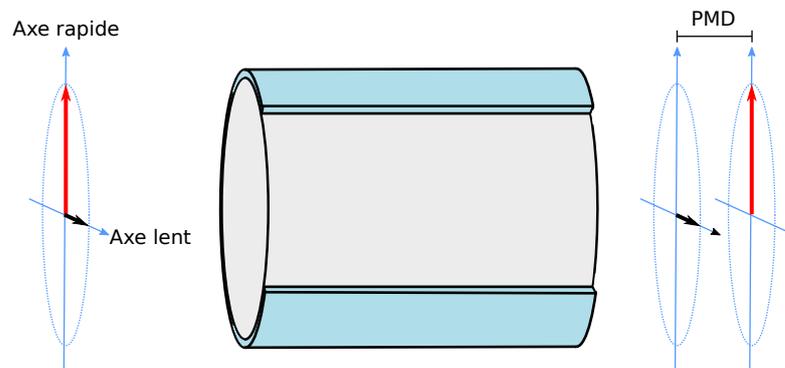


FIGURE 1.6 – Schéma d'un tronçon de fibre biréfringente dont l'orientation des axes neutres reste constante.

La biréfringence peut avoir pour origine l'étape de fabrication de la fibre ou les contraintes mécaniques et thermiques subies par la fibre lors de son utilisation. Ce type de biréfringence est aléatoire par nature, tant pour son amplitude que pour son orientation. C'est pour cela que le retard lié à la dispersion en polarisation n'est pas proportionnel à la distance parcourue mais à la racine carré de cette distance. Seul un traitement statistique peut alors analyser l'impact de la biréfringence sur la différence de temps de propagation entre deux polarisations initialement orthogonales. On appelle DGD (Differential Group Delay) la différence de temps de propagation entre les deux états de polarisation propres à la structure.

La PMD correspond à la valeur moyenne de la DGD. Il est également possible de définir un coefficient de PMD (noté D_p) tel que (avec L la longueur de la fibre) :

$$PMD = D_p \times \sqrt{L} \quad (1.5)$$

Les progrès techniques en terme de fabrication ont permis de réduire les valeurs de D_p de $1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ dans les années 1990 à $0,04 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ aujourd'hui.

Dispersion modale

L'effet de dispersion en polarisation peut-être généralisé à la dispersion modale, puisque les deux polarisations du mode fondamental peuvent être considérées comme deux modes indépendants, du point de vue des constantes de propagation. Dans le cas d'une fibre multimode, chaque mode transverse possède sa propre constante de propagation, donnant lieu à une différence de temps de propagation entre modes (Differential Mode Group Delay ou DMGD en anglais).

Cet effet est évidemment annulé par l'utilisation de fibre monomodes pour les télécommunications optiques. Mais dans le cadre du multiplexage modal (voir section 1.3) il sera un paramètre important.

Non-linéarités

D'autres effets que la dispersion viennent limiter le débit dans les fibres optiques. Il s'agit des effets non-linéaires, comme ceux liés à l'effet Kerr : l'auto-modulation de phase (Self-Phase Modulation ou SPM en anglais) et la modulation de phase croisée (Cross Phase Modulation ou XPM en anglais). Lorsque la puissance lumineuse dans la fibre optique devient élevée, elle a un effet sur l'indice du milieu généralement décrit par l'équation :

$$n = n_0 + n_2|E|^2 \quad (1.6)$$

avec n l'indice du milieu, E le champ électrique de l'onde lumineuse, n_0 l'indice de réfraction linéaire et n_2 l'indice de réfraction non linéaire. L'indice de réfraction est également relié à la susceptibilité électrique χ par :

$$n = (1 + \chi)^{1/2} = (1 + \chi_{\text{Linéaire}} + \chi_{\text{Non-Linéaire}})^{1/2} \simeq n_0 \left(1 + \frac{3\chi^{(3)}}{8n_0^2} \right) \quad (1.7a)$$

Par identification :

$$n_2 = \frac{3\chi^{(3)}}{8n_0} \quad (1.7b)$$

Cette contribution non-linéaire à l'indice peut être à l'origine d'une variation de phase dans le temps, qui a pour conséquence d'élargir le spectre de l'onde, aggravant les effets de la dispersion chromatique.

Cet effet peut également se produire entre deux ondes se propageant dans la même fibre. Ce phénomène s'appelle modulation de phase croisée. Les deux ondes vont modifier mutuellement leur phase et ainsi élargir leur spectre mutuellement.

La XPM étant deux fois plus efficace que la SPM, ses effets sont deux fois plus importants. Les effets de la XPM limitent fortement le débit dans le cas des transmissions utilisant le WDM. Ces effets ne seront pas détaillés ici mais leur description complète peut être trouvée dans l'ouvrage [Agrawal, 2007].

Il existe d'autres effets non-linéaires comme le mélange à 4 ondes, ou encore la diffusion Raman et la diffusion Brillouin (non issues de l'effet Kerr).

Puisque ces effets sont proportionnels à la puissance lumineuse, il faut travailler avec des puissances modérées pour les limiter. Par conséquent, la puissance optique utilisable pour transmettre des signaux est bornée (cf. figure 1.7). Les effets non-linéaires sont à l'origine de la borne haute pour la puissance des signaux, la borne basse étant fixée par le rapport signal à bruit qui doit-être suffisant pour la détection.

1.1.7 Traitement du signal numérique et codes correcteurs d'erreurs directs

L'augmentation significative du débit dans les années 2000 s'est faite grâce à l'utilisation de traitements numériques post-transmission (appelés Digital Signal Processing ou DSP en anglais) et à l'ajout de codes d'auto-correction des erreurs au sein même du langage binaire (appelé Forward Error Correction ou FEC en anglais). Le DSP permet, par exemple, de réduire fortement l'impact de la dispersion chromatique. Le principe du FEC est de réécrire la suite de nombres binaires à transmettre en une suite plus volumineuse incluant des informations permettant l'auto-correction, pourvu que la fréquence d'apparition des erreurs n'atteigne pas un certain seuil (FEC-limit). Le FEC a pour effet collatéral de réduire le débit efficace puisqu'une partie des symboles transitant par la fibre optique sont maintenant utilisés pour le FEC. La limite du FEC est directement liée au taux d'erreur binaire (BER pour Bit Error Rate) et donc à la qualité (facteur Q) de la transmission. Par exemple un FEC dit "hard decision" nécessite un sur-débit de 7%, mais permet de corriger jusqu'à 3 erreurs sur 10 000 bits. La relation entre le BER et le facteur Q s'écrit :

$$BER = \frac{\text{Nombre d'erreur}}{\text{Nombre de bits}} \quad (1.8a)$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{F} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (1.8b)$$

avec

$$\text{F}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (1.8c)$$

Au delà des 10 Gbit/s (autorisés par le DSP et le FEC) les effets de la dispersion en polarisation deviennent les effets limitant le débit maximum (lorsque la modulation met en jeu l'amplitude de l'onde lumineuse).

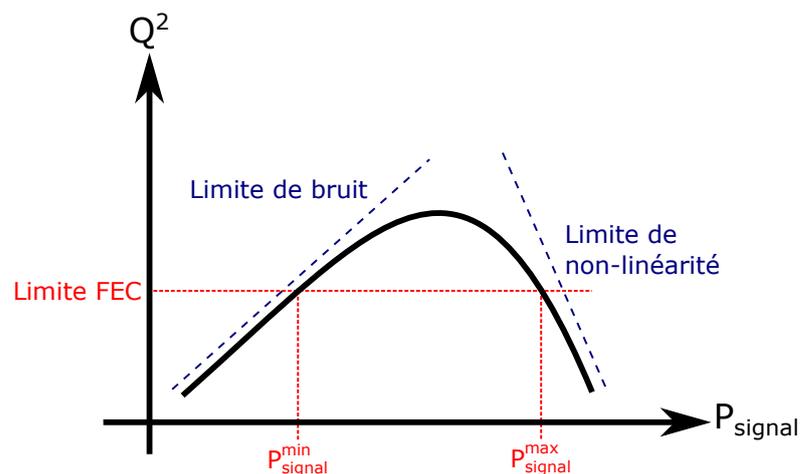


FIGURE 1.7 – Qualité de la transmission (facteur Q) en fonction de la puissance du signal. Le facteur Q est délimité par le bruit d'un côté et par les effets non linéaires de l'autre.

1.1.8 Multiple Input Multiple Output

Comme nous l'avons vu dans la section 1.1.6, il existe un décalage temporel entre les différentes polarisations du signal. Au niveau du récepteur, il est nécessaire de corriger l'effet de la rotation de l'état de polarisation et l'impact de la translation temporelle que subissent les symboles. En plus de l'utilisation d'un récepteur cohérent, de la numérisation des signaux et après compensation de la dispersion chromatique, il faut ajouter un traitement numérique pour compenser les effets de la dispersion en polarisation engendrant un mélange des données.

Ce traitement est appelé Multiple Input Multiple Output (MIMO). Dans le cas d'une transmission PDM, on parle de MIMO 2×2 puisqu'il y a deux séries de données en entrée et deux en sortie (correspondant aux deux états de polarisation) qui se trouvent mélangées après propagation. Un MIMO $n \times n$ est constitué de $n \times n$ Filtres à Réponse Impulsionnelle Finie (Finite Impulse Response ou FIR en anglais). Le nombre de cellules (taps en anglais) des FIRs correspond à la durée de la réponse impulsionnelle du système (lié à la PMD), exprimée en nombre de temps symbole (T_{symb}). Si cette réponse mesure $n \times T_{symb}$, les FIRs correspondant doivent disposer de $2n$ "taps". Plus de détails à propos du traitement de type MIMO est disponible dans la section A.3.

L'utilisation des FIRs permet un DSP plus efficace, permettant de dépasser la limite des 10 Gsymbole/s pour atteindre 25 Gsymbole/s. En associant les MIMOs au PDM et au QPSK, il est possible d'atteindre des débits dépassant les 100 Gbits/s ([Bigo, 2012]) par longueur d'onde. Les formats de modulation plus complexes permettent encore de multiplier ces débits (jusqu'à 200 Gbits/s voire même 400 Gbits/s) mais réduit la robustesse de la transmission et augmente la sensibilité aux effets non-linéaires ([Salsi et al., 2012c; Ma et al., 2016]). En ajoutant à la configuration permettant un débit de 100 Gbits/s, un WDM en bande C et L (soit 155 canaux spectraux), le débit global porté par la fibre atteint 15,5 Tbit/s sur des distances trans-océaniques [Salsi et al., 2009]. En 2017, Ghazisaeidi et al. ont rapporté un débit global record de 65 Tbit/s sur une distance de 6600 km en utilisant les bandes C et L (soit 179 canaux spectraux), le multiplexage en polarisation et une modulation de type 64QAM (soit 6 bits par symbole) [Ghazisaeidi et al., 2017].

1.2 Les répéteurs

Les fibres optiques utilisées pour les télécommunications possèdent un très faible niveau d'atténuation : de l'ordre de $0,2 \text{ dB km}^{-1}$ (à 1550 nm) pour les SMFs de type G652 déployées actuellement (voir section A.1.1). Ce niveau de pertes atteint même $0,1419 \text{ dB km}^{-1}$ pour une toute nouvelle génération de fibre [Tamura et al., 2017]. Puisque cette atténuation est non-nulle, la puissance lumineuse guidée dans le cœur de la fibre optique décroît au cours de la propagation selon :

$$P(z) = P_0 e^{-\alpha z} \quad (1.9a)$$

où

$$\alpha = \frac{\ln(10)}{10} A \quad (1.9b)$$

A représente l'atténuation en dB m^{-1} et α l'atténuation linéique en m^{-1} . Nous avons vu dans la section 1.1.6 que la puissance du signal doit appartenir à un intervalle bien déterminé. Pour que cette puissance ne descende pas en-dessous du seuil limite de FEC, il est indispensable d'amplifier le signal pour des transmissions dépassant une distance minimale (de l'ordre de 50 km à 100 km).

C'est le rôle des répéteurs de ré-amplifier régulièrement la puissance du signal afin de compenser les pertes et de la maintenir entre les bornes utiles. Historiquement, les premiers

répéteurs étaient de type optique - électrique - optique. Autrement dit, ces répéteurs opto-électroniques impliquaient de convertir le signal optique en signal électrique (via une photodiode), de l'amplifier avant de le reconvertir en signal optique en modulant une diode laser (comme cela est fait au niveau de l'émetteur).

En 1988, la première ligne transocéanique utilisant des fibres optiques a été mise en service (TAT-8 pour TransAtlantic Telephon cable n°8). Cette ligne était dotée de répéteurs opto-électroniques et reliait la France, l'Angleterre et les USA. TAT-8 était longue de 7500 km et dotée de 110 répéteurs opto-électroniques espacés de 70 km, pour un débit de 280 Mbit/s pour chaque sens de communication. Cependant, ces répéteurs étaient limités en terme de débit (les circuits électroniques rapides étaient coûteux et peu fiables dans le temps) limitant ainsi le débit de l'ensemble de la ligne.

1.2.1 Erbium Doped Fiber Amplifier

Dès 1986, l'idée de remplacer les répéteurs opto-électroniques par des amplificateurs à fibre a émergé [Poole et al., 1986]. Comme nous pouvons le voir dans la section A.2, les fibres amplificatrices guident la lumière de façon similaire à une fibre G652 utilisée comme fibre de ligne et se démarquent de ces dernières par le fait que le cœur est dopé par des ions erbium trivalents (Er^{3+}), on parle alors de fibre dopée erbium (Erbium Doped Fiber ou EDF en anglais). Ces fibres, utilisées conjointement avec une diode laser servant de pompe, permettent de construire des Amplificateurs à Fibre (Erbium Doped Fiber Amplifier ou EDFA en anglais, cf. figure 1.8). L'utilisation de tels amplificateurs offre de nombreux avantages :

- pas de conversion optique-électrique et vice-versa.
- pas de changement de milieu de propagation.
- raccordement facile avec la fibre de ligne.
- pas de limite en terme de débit pour le signal.
- peu sensible à la polarisation (compatibilité avec le PDM).
- possibilité d'utiliser le multiplexage en longueur d'onde.

Les premiers résultats expérimentaux sur ce type de fibres datent de 1987 [Mears et al., 1987; Desurvire et al., 1987]. Cette technologie sera utilisée en pratique dès 1996 lors de l'installation de

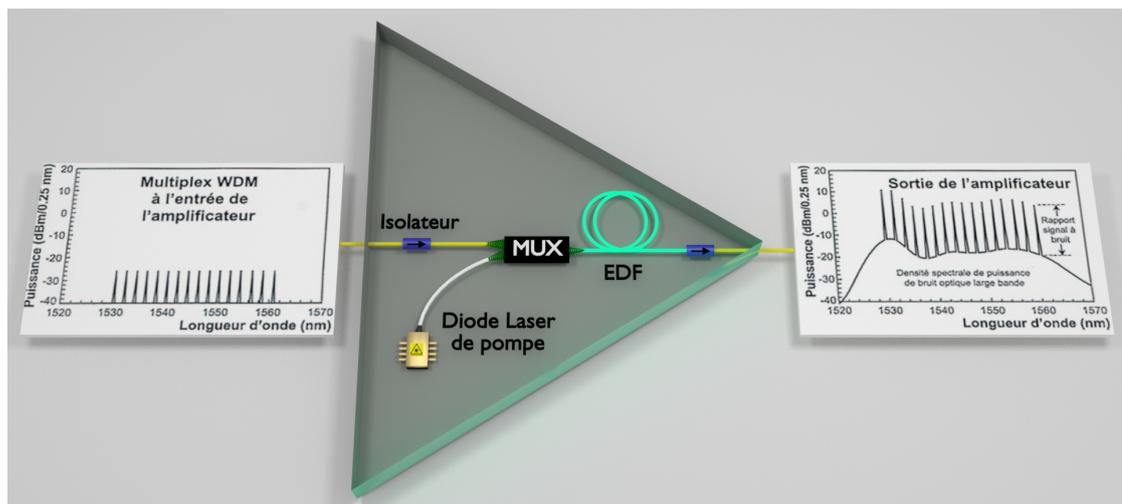
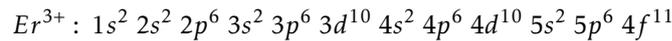


FIGURE 1.8 – Schéma d'un EDFA.

la ligne TAT-12/13, reliant les Etats-Unis à l'Europe sur une distance de 6300 km [Trischitta et al., 1996; Dawson and Trischitta, 1996]. Cette ligne compte 133 EDFAs qui assurent l'amplification régulière des signaux (soit une amplification tous les 50 km environ). Cette ligne est constituée de deux paires de fibres optiques (une paire pour chaque sens de transit de l'information), chaque fibre supportant un signal modulé à 2,5 Gbit/s, pour une capacité totale de 10 Gbit/s.

1.2.2 Spectroscopie de l'erbium

Les ions Er^{3+} ont pour structure électronique :



Les électrons concernés par les mécanismes de l'amplification sont donc ceux situés sur l'orbitale 4f incomplète. Une succession d'effets (tel que le champ central et le couplage spin-orbite) vont avoir pour conséquence une levée de dégénérescence des sous-niveaux d'énergie associées à l'orbitale électronique (cf. figure 1.9).

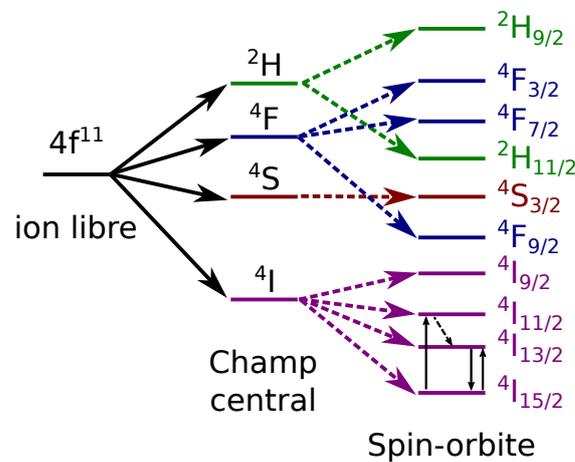


FIGURE 1.9 – Levée de dégénérescence de l'orbitale 4f de l'ion Er^{3+} [Bigot, 2002]. Les transitions impliquées dans le fonctionnement des EDFAs sont également reportées.

Tout comme dans l'exemple choisi dans la section A.2, les ions erbium peuvent être assimilés à un système à trois niveaux pour le phénomène d'amplification qui nous intéresse. Ces trois niveaux sont : le niveau fondamental de l'ion ($^4I_{15/2}$, niveau 1), ainsi que les deux premiers niveaux excités ($^4I_{13/2}$ et $^4I_{11/2}$, niveaux 2 et 3). La longueur d'onde correspondant à la différence d'énergie entre le niveau 1 et 2 se situe aux alentours de la bande C et celle de la transition 1 vers 3 se situe aux alentours de 980 nm (longueur d'onde de pompe).

1.2.3 Fonctionnement microscopique des EDFAs

L'émission spontanée amplifiée (ASE)

Dans la section A.2, les phénomènes d'émission stimulée (duplication d'un photon lorsqu'il rencontre un ion dans l'état excité), d'émission spontanée (retour à l'état fondamental d'un ion excité avec émission d'un photon) et d'absorption (d'un photon avec passage d'un ion vers un état excité) sont décrits. Cependant, il existe un phénomène parasite, qui découle de ceux-ci et qui est

important dans le contexte des EDFAs. Lors de l'émission spontanée, le photon émis possède une longueur d'onde proche de celle du signal, c'est à dire susceptible de subir l'émission stimulée (cf. figure 1.10). Ce photon parasite peut donc lui aussi être amplifié, aggravant le bruit optique généré par l'émission spontanée : on parle alors d'émission spontanée amplifiée (Amplified Spontaneous Emission ou ASE en anglais). Cette ASE est une des limites majeures des fibres amplificatrices puisque, d'une part, comme nous venons de le voir, elle génère un bruit optique diminuant ainsi le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio ou SNR en anglais) et, d'autre part, elle détourne une partie du gain du signal (les photons ASE dupliqués puisent du gain qui ne profite pas aux photons utiles). Notons que l'émission spontanée a lieu dans toutes les directions de l'espace. De ce fait, les photons ASE peuvent circuler dans la même direction que les photons signaux (co-propagatifs) ou dans le sens inverse (contra-propagatifs). Une partie de l'émission spontanée sort du cœur de la fibre car non-couplée dans un mode guidé, ce qui réduit son impact sur le SNR.

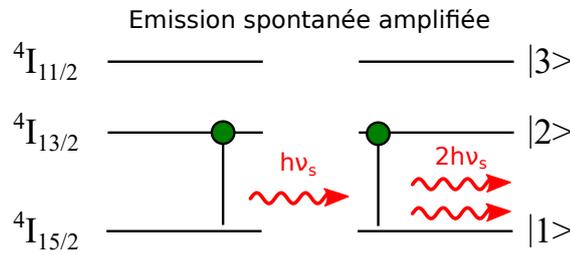


FIGURE 1.10 – Mécanismes d'émission spontanée amplifiée (ASE).

D'un système à trois niveaux vers un pseudo-système à deux niveaux

On note $N_t(x, y)$ la distribution spatiale transverse de la concentration totale en ions Er^{3+} et $N_i(x, y, z, t)$ la concentration en dopant dans chacun des niveaux i . La concentration N_t étant constante en chaque point, par le principe de la conservation de matière, on en déduit [Giles and Desurvire, 1991] :

$$N_t(x, y) = N_1(x, y, z, t) + N_2(x, y, z, t) + N_3(x, y, z, t) \quad (1.10)$$

où 1, 2 et 3 correspondent respectivement aux niveaux ${}^4I_{15/2}$, ${}^4I_{13/2}$ et ${}^4I_{11/2}$.

La relaxation entre les niveaux ${}^4I_{11/2}$ et ${}^4I_{13/2}$ est très rapide, comparativement à celle entre les niveaux ${}^4I_{13/2}$ et ${}^4I_{15/2}$. On note $\tau_{3 \rightarrow 2}$ et $\tau_{2 \rightarrow 1}$ les temps caractéristiques respectifs de ces deux relaxations (aussi appelés temps de vie des niveaux), qui valent respectivement environ $5 \mu\text{s}$ et 10ms (ces valeurs dépendent de la composition de la matrice de verre). Ainsi, la population du niveau ${}^4I_{11/2}$ est négligeable ($N_3 \simeq 0$) et il est possible de ramener le problème à un système à deux niveaux d'énergie. Avec $N_3 \simeq 0$ on obtient :

$$N_t(x, y) = N_1(x, y, z, t) + N_2(x, y, z, t) \quad (1.11)$$

On peut également définir $\eta_i(z)$ la distribution de population normalisée dans l'état i , $\eta_2(z)$ correspondant à l'inversion de population normalisée (abordée dans la section A.2), par :

$$\eta_i(z) = \iint \frac{N_i(x, y, z, t)}{N_t(x, y)} dS \quad (1.12)$$

Propriétés spectrales des EDFAs

Les EDFAs ont une bande spectrale de fonctionnement relativement large (grâce, notamment, au caractère amorphe du verre), qui offre la possibilité de mettre en œuvre le multiplexage en longueur d'onde (WDM). En effet, la bande spectrale disponible pour le signal va de 1530 nm à 1565 nm (bande C pour *Conventionnal*) et peut même être étendue de 1565 nm à 1625 nm (Bande L pour *Long wavelength*) ou encore de 1460 nm à 1530 nm (Bande S pour *Short wavelength*) sous certaines conditions très particulières. Ces propriétés sont rendues possibles par les valeurs et les formes des sections efficaces d'absorption et d'émission de l'ion Er^{3+} dans la silice (cf. figure 1.11). En pratique seule la bande C est utilisée.

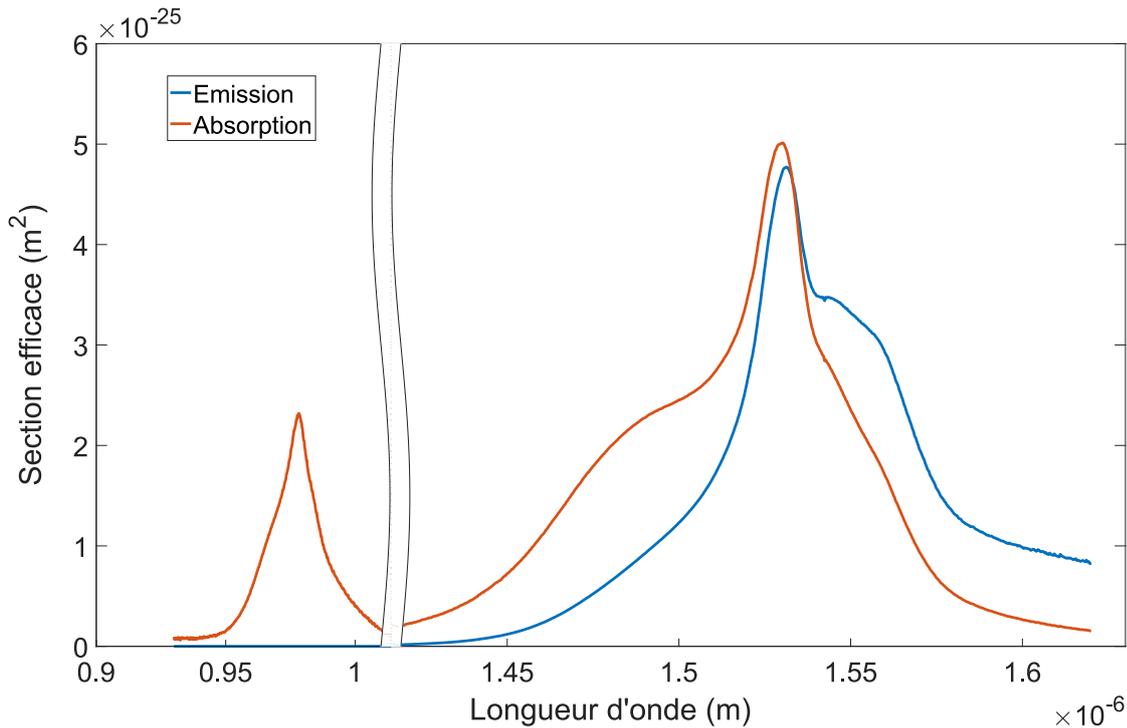


FIGURE 1.11 – Sections efficaces d'absorption et d'émission des transitions impliquées dans le fonctionnement des EDFAs. Cas d'une matrice alumino-silicate, source logiciel OptiSystem.

1.2.4 Aspect macroscopique des EDFAs

Conditions de pompage

En se référant aux sections efficaces d'absorption, on constate qu'il existe plusieurs schémas de pompage, selon la direction du faisceau et selon la longueur d'onde de pompage :

- Si le faisceau de pompe se propage dans la même direction que le signal, alors le pompage est dit *co-propagatif*. Inversement, si la pompe se propage en sens opposé de celui du signal il est dit *contra-propagatif*,
- Plusieurs longueurs d'ondes de pompe sont utilisables pour alimenter l'EDFA : toute longueur d'onde absorbée par l'erbium et inférieure à 1530 nm peut convenir (pourvu qu'elle coïncide avec un niveau d'énergie de l'ion Er^{3+}). Cependant deux longueurs

d'ondes de pompage sont essentiellement utilisées, en raison de la disponibilité des sources semi-conducteur et de l'absence de mécanismes de pertes parasites : 980 nm et 1480 nm.

Les valeurs de puissance de faisceau de pompe sont typiquement de l'ordre de quelques dizaines ou centaines de milliwatts. En ce qui concerne la puissance signal entrant dans l'amplificateur, il est plutôt question de puissances inférieures (ou très inférieures) au dixième de mW dans les configurations pré-amplification optique. L'erbium va absorber la puissance du faisceau de pompe pour la restituer en grande partie aux signaux, afin de les amplifier.

Notion de gain et de facteur de bruit

Pour quantifier l'amplification de l'EDFA, il est possible de calculer le *gain*, qui est le rapport entre la puissance signal de sortie et la puissance signal d'entrée. On parle alors de gain linéaire (G_{lin}). Le gain fourni par un EDFA est cependant très souvent exprimé en décibels (G_{dB}) :

$$G_{dB} = 10 \log(G_{lin}) \text{ avec } G_{lin} = \frac{P_{s,out}}{P_{s,in}} \quad (1.13)$$

où $P_{s,in}$ et $P_{s,out}$ représentent respectivement la puissance du signal avant et après amplification. Cette définition du gain n'est pas rigoureuse, puisqu'il faut aussi tenir compte du bruit optique avant et après amplification. Ainsi, en se basant sur la figure 1.12 qui décrit l'évolution du spectre en l'entrée et la sortie de la fibre, le gain en échelle linéaire vaut :

$$G_{lin} = \frac{P_{s,out}}{P_{s,in}} = \frac{P_{out} - P_{b,out}}{P_{in} - P_{b,in}} \quad (1.14)$$

où $P_{b,in}$ et $P_{b,out}$ représentent respectivement la puissance du bruit avant et après amplification et P_{in} et P_{out} représentent respectivement la puissance mesurée à la longueur d'onde signal avant et après amplification.

Une façon utile de quantifier le bruit généré par un EDFA consiste à comparer le SNR avant et après l'amplification afin d'en mesurer l'évolution. On appelle cette grandeur *facteur de bruit* (Noise Figure ou NF en anglais). Tout comme pour le gain, il est possible de mesurer le NF en

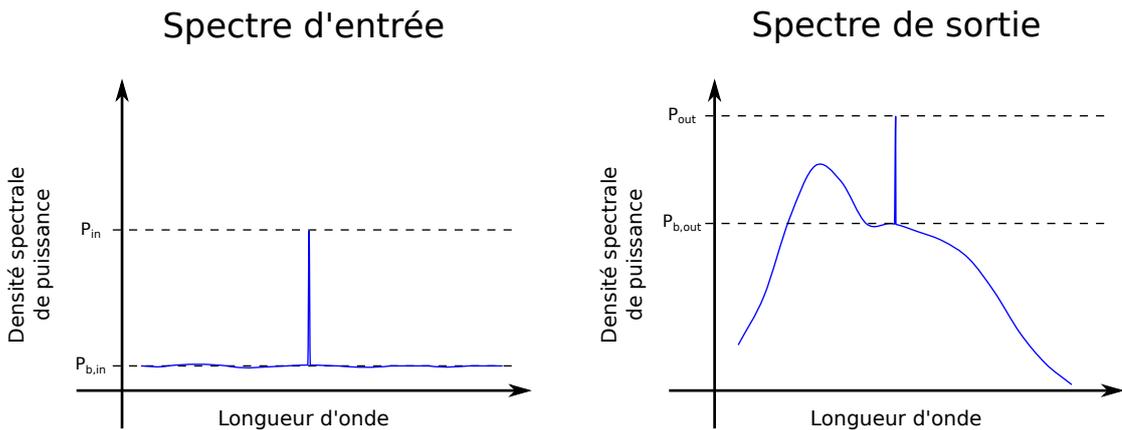


FIGURE 1.12 – Schéma représentant la forme typique du spectre avant et après amplification par EDFA, mesuré à l'aide d'un analyseur de spectre optique.

échelle linéaire ou en échelle logarithmique :

$$NF_{lin} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.15a)$$

$$NF_{dB} = SNR_{in,dB} - SNR_{out,dB} \quad (1.15b)$$

Une définition plus précise du NF est par exemple celle proposée par Movassaghi et al. [Movassaghi et al., 1998] :

$$NF = \frac{N_{EDFA} P_{in}}{2h\nu I^2} + \frac{1}{G} \quad (1.16)$$

où N_{EDFA} est la valeur moyenne quadratique du photocourant pour une bande passante unitaire d'une photodiode, P_{in} la puissance signal d'entrée dans l'amplificateur, ν la fréquence optique, I le courant moyen de la photodiode et G le gain de l'amplificateur.

1.2.5 Caractéristiques fondamentales des EDFAs monomodes

Le but de cette sous-partie est de présenter brièvement l'influence et l'évolution longitudinale typique des paramètres fondamentaux dont dépend le gain fourni par un EDFA monomode (utilisant une fibre active donnée) : la puissance de pompe, la puissance du signal et la longueur d'onde du signal. Pour cela, nous prendrons l'exemple d'un EDFA telecom monomode qui a été simulé numériquement et dont les résultats sont reportés sur la figure 1.13.

Comme nous l'avons vu précédemment, le faisceau de pompe est absorbé au cours de sa propagation, induisant ainsi une inversion de population de l'erbium (cf. figures 1.13(a,b)). Le signal profite de cette inversion de population et est ainsi amplifié, tout comme le bruit optique (cf. figures 1.13(c,d)). Dans une configuration donnée (puissance de pompe, puissance du signal et longueur d'onde du signal fixées) il existe une longueur optimale de fibre. Pour un gain "plat" spectralement dans la bande C, la longueur optimale correspond à la puissance maximale atteinte par les différents signaux tout en minimisant l'écart de gain entre les différentes longueurs d'onde. Pour l'exemple choisi, cette longueur optimale est d'environ 23 m.

On peut noter dans la figure 1.13(c) que les différentes longueurs d'ondes des signaux présentent des comportements différents au cours de la propagation. Cela s'explique par la dépendance en longueur d'onde des sections efficaces d'émission $\sigma_{e,k}$ comme on peut le voir dans la figure 1.11.

Influence de la puissance de pompe

Comme on peut s'y attendre, lorsque la puissance de pompe augmente, le gain augmente. On constate sur la figure 1.14(a) qu'il existe une puissance de pompe seuil P_{th} (environ 5 mW pour les deux cas), à partir de laquelle le gain devient positif. Cette puissance seuil reflète l'état de l'inversion de population η_2 . Si la puissance de pompe (en entrée de fibre) est inférieure à P_{th} , $\eta_2 < 0.5$ (localement, en entrée de fibre) ce qui est insuffisant pour réaliser une amplification (le signal est plus absorbé qu'amplifié). Lorsque la puissance de pompe est supérieure à P_{th} (en entrée de fibre), la relation entre la puissance de pompe et le gain (en dB) est quasi-linéaire jusqu'à atteindre de plus fortes puissances de pompe. Avec une puissance de pompe plus importante, la pente du gain devient très faible : c'est le phénomène de saturation du gain. Dans ce régime de fonctionnement, le rendement de l'amplificateur (qui sera abordé plus en détail dans la section 4.4.3) devient faible. Dans le contexte des télécommunications longues distances, il est important de trouver un compromis entre le rendement de l'amplificateur (qui doit être maximum) et la platitude spectral du gain (abordé dans la suite).

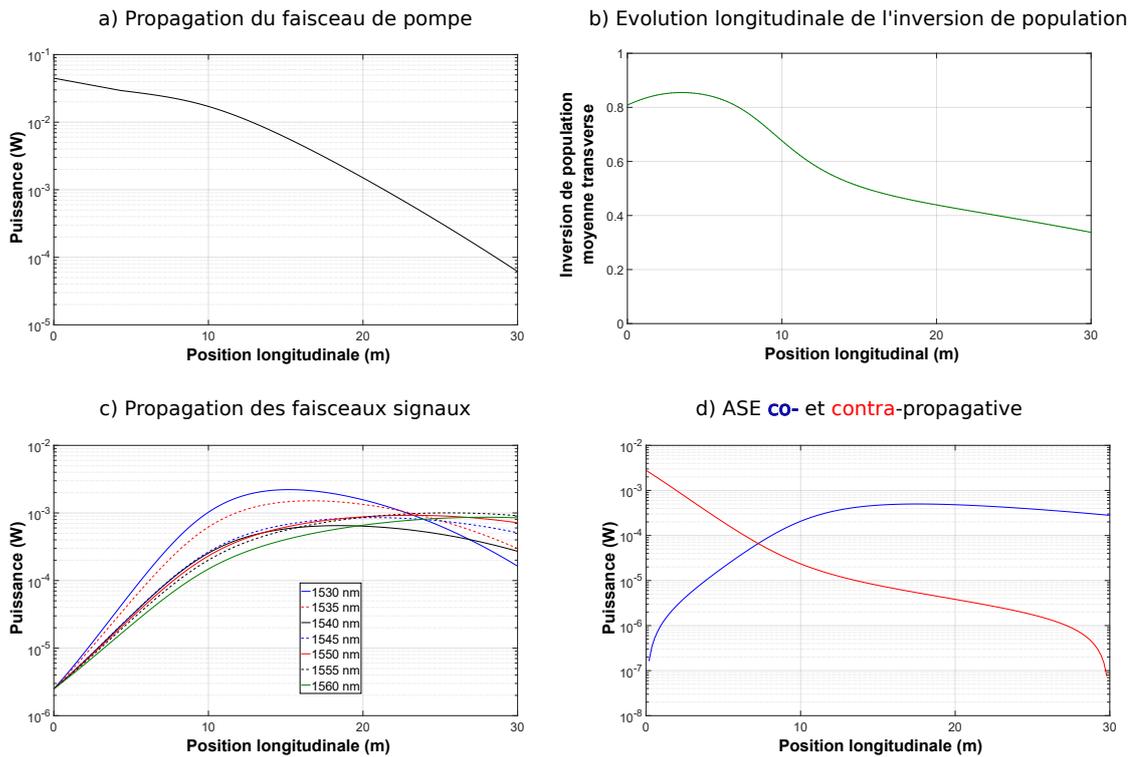


FIGURE 1.13 – Résultats numériques de simulations d'un EDFA monomode réalisées avec une EDF de rayon de cœur de $3\ \mu\text{m}$, d'ON de 0.14, de concentration N_t valant 3×10^{24} ions/ m^3 . La puissance de pompe utilisée est de 47,5 mW à 980 nm, la longueur de fibre maximale considérée est de 30 m et la puissance signal est de $2,5\ \mu\text{W}$ pour chacun des sept canaux spectraux utilisés. (a) Puissance de pompe en fonction de la position. (b) Inversion de population (moyenne transverse) en fonction de la position. (c) Propagation du signal pour différentes longueurs d'ondes (de 1530 à 1560 nm, simultanément amplifiées). (d) Intégrale sur le spectre du bruit optique généré par l'amplificateur (ASE co- et contra-propagative).

Influence de la puissance du signal

On peut distinguer deux régimes de gain selon la puissance d'entrée du signal (cf. figure 1.14(b)) : le gain petit signal (puissance d'entrée du signal petite), le régime de saturation du gain (puissance d'entrée du signal élevée). Concernant le régime de gain petit signal, la puissance d'entrée a peu d'influence sur la valeur du gain. Pour le second régime, le gain diminue linéairement (en représentation « log-log ») avec la puissance signal. On peut mesurer cette tendance de diminution du gain en « dB/décade ». Concernant l'exemple de la figure 1.14(b) on peut calculer une chute de 8 dB/décade.

Dépendance spectrale du gain

On constate également, en observant les valeurs de section efficace d'émission, que le gain du signal dépend de la longueur d'onde. Ainsi, dans le cadre d'une amplification de plusieurs signaux WDM, il faut équilibrer le gain sur les différentes longueurs d'ondes amplifiées simultanément. Cette nécessité d'égaliser spectralement le gain réduit la bande spectrale utilisable

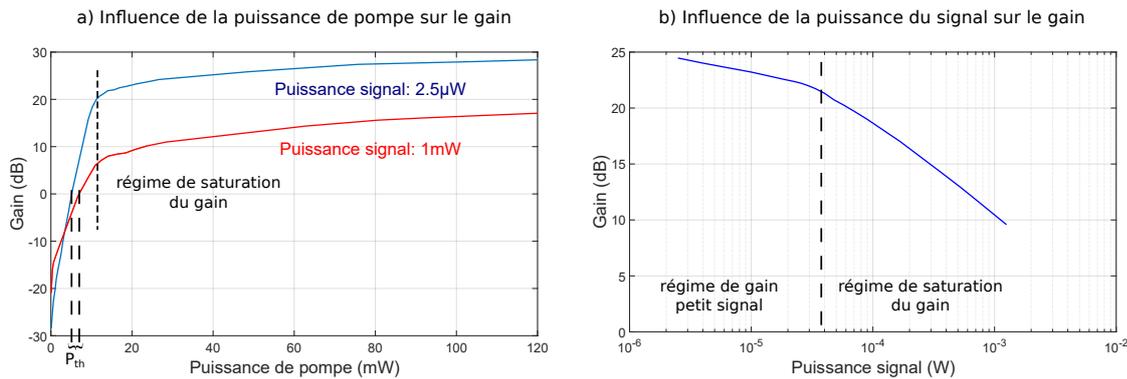


FIGURE 1.14 – Influence sur le gain de : (a) la puissance de pompe, pour deux valeurs de puissances signal différentes et (b) la puissance du signal (pour une puissance de pompe de 47,5 mW). Pour ces deux études, la longueur de fibre est de 18 m et la longueur d’onde du signal de 1550 nm.

pour le signal dans la bande C (1530 nm à 1560 nm) ou dans la bande L. Certes l’amplification égalisée spectralement à quelques dB près n’est pas fondamentalement pénalisante pour un amplificateur unique, mais lorsque l’amplification se fait de façon successive (comme c’est le cas pour les télécommunications longues distances) la différence de gain entre les différents canaux spectraux peut devenir très importante : par exemple une différence de gain spectral de 0,1 dB cumulée sur 100 EDFAs (comme pour un trajet transatlantique) résulte en un différentiel de puissance entre les canaux spectraux de 10 dB. Dans ce contexte, outre le choix d’un point de fonctionnement permettant un gain le plus plat possible il est nécessaire d’ajouter un filtre égaliseur de gain spectral en sortie de chaque EDFA. Notons que la figure de gain spectral est dépendante de la forme spectrale des sections efficaces, elles-mêmes liées au type de matrice de silice qui constitue le verre. Ainsi la platitude du gain est directement liée à la nature du matériau. Il est connu que les matrices de type alumino-silicate permettent d’obtenir des gains particulièrement plats sur une large bande spectrale (bande C) [Digonnet, 2001; Becker et al., 1999].

Paramètres d’évaluation des performances d’un EDFA

Au-delà du gain (cf. équations 1.13 et 1.14), d’autres paramètres permettent de caractériser les performances d’un EDFA (cf. figure 1.15). Pour caractériser la dépendance spectrale du gain et évaluer les performances de l’amplificateur, on définit (pour un mode donné) l’excursion spectrale de gain (Differential Spectral Gain ou DSG en anglais).

On parle également de différence maximale de gain entre les différents canaux : ΔG . Dans le cas d’une transmission monomode WDM, l’excursion de gain ΔG est confondu avec DSG. Un EDFA monomode permet généralement d’obtenir au mieux un gain égalisé à 10 % (en dB), c’est à dire un rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}} = 10\%$.

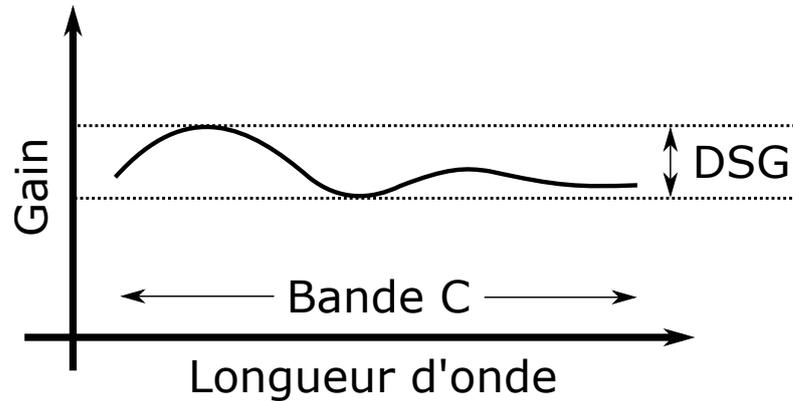


FIGURE 1.15 – Définition de la platitude du gain pour un EDFA monomode (DSG).

1.3 Multiplexage spatial

Les télécommunications optiques longue distance actuelles sont basées sur les fibres monomodes et utilisent de nombreuses dimensions physiques pour atteindre des débits très élevés (jusqu'à plusieurs dizaines de Tbit/s) : temps, spectres, polarisation, amplitude et phase. Cependant, ces débits extrêmement élevés ne pourront plus satisfaire la demande dans les prochaines années : on parle de saturation de la capacité (capacity crunch en anglais) du réseau actuel.

En effet, d'une part la technologie basée sur les fibres monomodes atteint progressivement ses limites [Mitra and Stark, 2001]. En théorie du signal on peut déterminer la limite ultime en

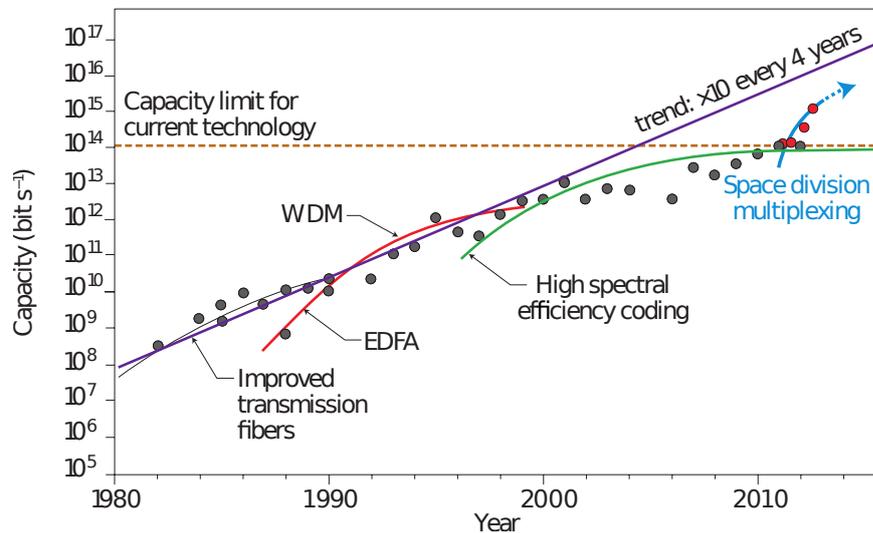


FIGURE 1.16 – Evolution du débit dans les fibres optiques au cours des 30 dernières années ([Richardson et al., 2013a]).

terme de débit de données par le critère suivant [Shannon, 2001] :

$$C = B \log_2(SNR + 1) \quad (1.17)$$

où C est la capacité maximale en bit/s, B la bande spectrale utilisable en Hz, $\log_2(SNR + 1)$ l'efficacité spectrale (exprimé en bit/s/Hz). Si l'on considère un SNR de 20 dB, l'efficacité spectrale maximale est de 6,7 bit/s/Hz. En associant cette efficacité avec un multiplexage spectral en bande C et L (2 fois 35 nm de bande spectrale disponible), la limite de débit théorique est de 67 Tbit/s.

D'autre part, la demande en terme de quantité de données véhiculées ne fait que croître exponentiellement.

Pour répondre à cette problématique il existe plusieurs possibilités :

- utiliser les fibres optiques déjà déployées mais non utilisées,
- déployer de nouvelles fibres utilisant la technologie monomode actuelle, qui est une solution coûteuse, de court terme et limitée,
- utiliser une dimension physique non exploitée jusqu'à aujourd'hui pour le multiplexage.

Comme nous l'avons déjà vu dans les parties précédentes, les fibres optiques utilisées pour les télécommunications longue distance sont des fibres monomodes. C'est donc la dimension spatiale qui reste inexploitée jusqu'à aujourd'hui, du point de vue du multiplexage.

De nombreuses recherches ont porté sur l'étude du multiplexage spatial (Spatial Division Multiplexing ou SDM en anglais) pour les télécommunications longue distance. L'utilisation de ce nouveau type de multiplexage pourrait permettre de faire face à la saturation des capacités, comme on peut le voir sur la figure 1.16, en multipliant les débits actuels par le nombre de canaux spatiaux disponibles.

1.3.1 Mise en oeuvre

Afin de pouvoir mettre en place le SDM, il est nécessaire de remplacer les SMFs par des fibres autorisant plusieurs chemins spatiaux de propagation. C'est pourquoi deux géométries de fibres ont tout naturellement été identifiées (cf. figure 1.17) :

- les fibres multicœurs (Multicore Fibers ou MCFs en anglais). Dans ce cas, les différents canaux spatiaux sont les différents cœurs de la MCF,
- les fibres légèrement multimodes (Few-mode Fibers ou FMFs en anglais), les modes spatiaux jouant alors le rôle des différents canaux spatiaux.

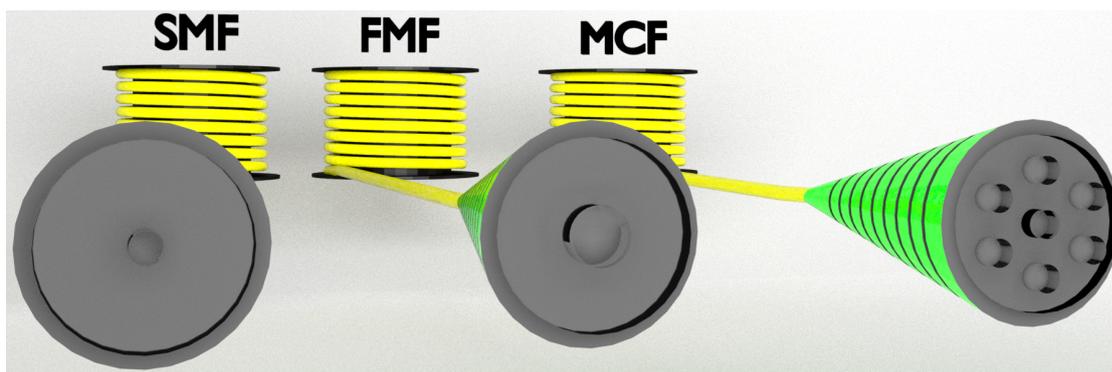


FIGURE 1.17 – Schéma présentant les caractéristiques d'une fibre monomode (SMF), d'une fibre légèrement multimode (FMF) et d'une fibre multicœur (MCF).

L'idée d'utiliser ces deux types de fibres date de 1979 pour les MCFs [Iano et al., 1979] et de 1982 pour les FMFs [Berdaque and Facq, 1982]. Mais elles n'ont pu être mises en œuvre qu'à la fin des années 2000, avec l'avènement de plusieurs technologies telles que la détection cohérente (cf. section 1.1.4) et le traitement rapide des données.

Il est évident que l'utilisation de ce type de multiplexage nécessite l'adaptation de nombreux éléments impliqués dans la chaîne de transmission (conception et réalisation de la fibre de ligne, connexion entre fibres, amplificateurs, multiplexeurs/demultiplexeurs spatiaux,...). Le développement de ces éléments est un véritable défi, compliqué davantage par le fait que l'application concrète du SDM ne verra le jour que si les coûts d'installation et d'utilisation (par bit de données transmis) sont plus faibles que ceux générés par son équivalent monomode [Morea et al., 2011; Krummrich, 2011; Korotky, 2012; Tucker, 2011; Winzer, 2011].

Fibres Multicœurs

En première approche, considérons que les différents cœurs de la MCF sont monomodes et sont donc autant de chemins possibles pour l'onde lumineuse. Ce type de fibre peut ainsi être vu comme plusieurs fibres SMFs partageant la même gaine optique. Le débit est ainsi multiplié par le nombre de cœurs. Cependant, du point de vue de la réalisation les principaux obstacles à leurs utilisations dans ce contexte sont le coût de fabrication et la difficulté à réaliser de grandes longueurs de fibres.

En outre, les MCFs posent plusieurs inconvénients, notamment à cause du couplage entre les cœurs, c'est-à-dire la capacité qu'a la lumière à passer d'un cœur à un autre, ce qui génère un bruit optique néfaste à la transmission de données. En pratique, ce couplage peut être réduit en éloignant les cœurs les uns des autres et/ou en ajoutant une "tranchée" d'indice autour de chacun d'entre eux (pour augmenter le confinement de la lumière dans le cœur). Cette solution entre en compétition avec une autre contrainte : le diamètre d'une fibre optique ne peut excéder quelques centaines de micromètres (environ 200 μm maximum) au risque de perdre une partie de ses propriétés mécaniques (sa résistance aux courbures notamment) nécessaires pour les télécoms.

Un autre désavantage de cette approche est la difficulté à connecter deux MCFs entre elles notamment lorsque le nombre de cœur est important [Tottori et al., 2012]. Les problèmes de dés-alignement des cœurs (qu'ils proviennent de la fabrication ou de l'étape d'aboutage) créent des pertes de puissance et/ou du couplage entre cœurs. Cependant, ce type de fibre a déjà permis des transmissions de données multiplexées spatialement en établissant des débits record dépassant le Pbit/s [Puttnam et al., 2015; Soma et al., 2015, 2016]. Le nombre de cœurs utilisés est de l'ordre de 20 aujourd'hui, avec un niveau de diaphonie entre cœurs qui peut atteindre -45 dB km^{-1} .

Fibres légèrement multimodes

Pour cette approche le rôle des différents canaux spatiaux est joué par les différents modes de propagation de la FMF : on parle alors de multiplexage modal (Mode Division Multiplexing ou MDM en anglais). Chaque mode guidé par la FMF (dans la bande spectrale utilisée pour le signal) peut supporter le débit d'une SMF, le débit pourrait ainsi être multiplié par le nombre de modes.

Tout comme pour les MCFs, l'une des problématiques est le couplage entre les modes au cours de leur propagation. Il y a différentes origines à ce couplage : les imperfections longitudinales de la FMF, les courbures et micro-courbures, les imperfections de connexion entre deux FMFs et les dégradations introduites par les limites de performance des multiplexeurs/demultiplexeurs modaux. Il existe également deux alternatives : les transmissions non-couplées et, à l'opposé, les transmissions couplées.

La première alternative permet de relâcher la contrainte sur le DSP, puisqu'elle consiste à minimiser au maximum le couplage entre les différentes familles de modes. Les modes appartenant à la même famille bénéficient, eux, d'un traitement type MIMO 2×2 ou MIMO 4×4 selon qu'une dégénérescence spatiale s'ajoute ou non à celle en polarisation. La minimisation du couplage entre les différentes familles de modes est cependant difficile puisque les sources de couplage sont multiples, ce qui constitue la limitation principale de ce type de transmission.

La seconde alternative consiste à appliquer un traitement "full-MIMO", nécessitant l'utilisation de MIMO $2n \times 2n$ (n étant le nombre de modes utilisés dans la bande spectrale utilisée pour le signal). Dans cette configuration, il faut réduire au maximum le DMGD. En effet, comme il a été brièvement abordé à la section 1.1.8, le nombre de "taps" des filtres FIRs dépend du délai temporel entre les canaux. Or, la différence de temps de propagation entre deux modes spatiaux est beaucoup plus grande que celle entre deux états de polarisation d'un même mode :

- de par leurs valeurs : dans une fibre à saut d'indice supportant 6 modes, le DMGD peut potentiellement dépasser les 10 ns km^{-1} , contre $0,04 \text{ ps}/\sqrt{km}$ pour la PDM d'une SMF-28e+®,
- de par la dépendance linéaire en fonction de la distance parcourue du délai entre modes (sauf si le couplage entre modes est très important), alors que cette dépendance est en racine carrée pour le délai entre états de polarisation.

Ces délais entre modes requièrent un nombre de "taps" par filtre FIR impossible à réaliser. Pour réduire le DMGD, il existe deux solutions : utiliser des fibres avec un profil d'indice spécifique (type gradient d'indice), ou concaténer des fibres avec des DMGD opposés. La première solution a déjà permis l'obtention d'un DMGD très faible (de l'ordre de 50 ps km^{-1}) dans des fibres guidant deux familles de modes (LP_{01} et LP_{11}) [Bai et al., 2012a; Li et al., 2013]. Cependant, cette technique ne semble pas adaptée à l'augmentation du nombre de modes. La concaténation de fibres avec des DMGD opposés semble elle être une alternative viable. L'inconvénient de cette solution est que la connexion entre deux fibres génère nécessairement un couplage ponctuel entre modes.

Quelque soit l'alternative choisie, les paramètres opto-géométriques de la fibre de ligne doivent être adaptés au type de transmission considéré [Sillard et al., 2011; Gruner-Nielsen et al., 2012; Ho and Kahn, 2011, 2012; Lobato et al., 2012; Mori et al., 2014; Kubota and Morioka, 2011]. Notons que l'influence des phénomènes non-linéaires a été étudiée dans les références suivantes : [Essiambre et al., 2013; Koebele et al., 2011; Mumtaz et al., 2013; Rademacher et al., 2012].

On peut ajouter que, dans le cas des transmissions fortement couplées, un problème se pose au niveau des multiplexeurs optiques d'insertion-extraction reconfigurables (Reconfigurable Optical Add & Drop Multiplexer ou ROADM en anglais). En effet, il serait nécessaire de détecter l'ensemble des signaux à une longueur d'onde donnée pour reconstruire l'information (avec un traitement type MIMO) ce qui réduit fortement la souplesse du système si un routage est nécessaire. Cette contrainte limite grandement l'applicabilité de cette alternative si un ROADM est nécessaire [Chen et al., 2012; Richardson et al., 2013a; Cvijetic et al., 2012]. Cependant, avec ce type d'approche, un débit de $111,4 \text{ Tbit/s}$ a déjà été rapporté [Ryf et al., 2016a].

Fibres Multicœurs multimodes

Que ce soit avec les MCFs ou les FMFs, le nombre de canaux spatiaux disponibles reste limité à l'ordre de la dizaine. Néanmoins, pour que ce type de multiplexage réponde pleinement à la problématique de *capacity crunch* il est essentiel qu'il permette de multiplier le débit de plusieurs ordres de grandeur. Une solution évidente est de coupler les deux approches en utilisant des MCFs dont chaque cœur supporte la propagation de plusieurs modes. De premières

démonstrations de MCFs légèrement multimodes ont déjà été faites, portant le nombre de canaux spatiaux à 108 [Sakaguchi et al., 2016] voire à 114 [Igarashi et al., 2016; Soma et al., 2016]. Cette technologie s'appuie sur le savoir accumulé au cours du développement des deux approches (MCF et FMF) dont elle est issue. Cependant, il reste encore de nombreux points techniques à débloquent propres à chacune des deux approches, c'est pourquoi elles restent encore aujourd'hui souvent étudiées séparément.

Dans l'optique de disposer d'une ligne de transmission complète, l'un des éléments qu'il reste à développer est le répéteur adapté au SDM, c'est sur cet élément que nous nous focaliserons dans la suite de ce manuscrit et notamment sur les répéteurs adaptés au MDM puisqu'ils sont le cœur de ce travail de thèse.

1.4 Répéteurs pour SDM

NB : Il est important de préciser que tout au long du manuscrit un amplificateur réalisant l'amplification simultanée de n modes spatiaux sera noté n -modes.

1.4.1 Répéteurs pour MCF

Comme nous l'avons vu précédemment, on peut considérer une MCF comme plusieurs SMFs partageant la même gaine optique. Ainsi, la fonction d'amplification est assurée par une MCF dont chaque cœur est semblable à une EDF monomode : on parle alors de fibre multicœurs dopées erbium (MultiCore Erbium Doped Fibers ou MC-EDFs en anglais). Les performances des amplificateurs utilisant une MC-EDF (MultiCore Erbium Doped Fiber Amplifiers ou MC-EDFA en anglais) sont donc très proches de celles des EDFAs monomodes.

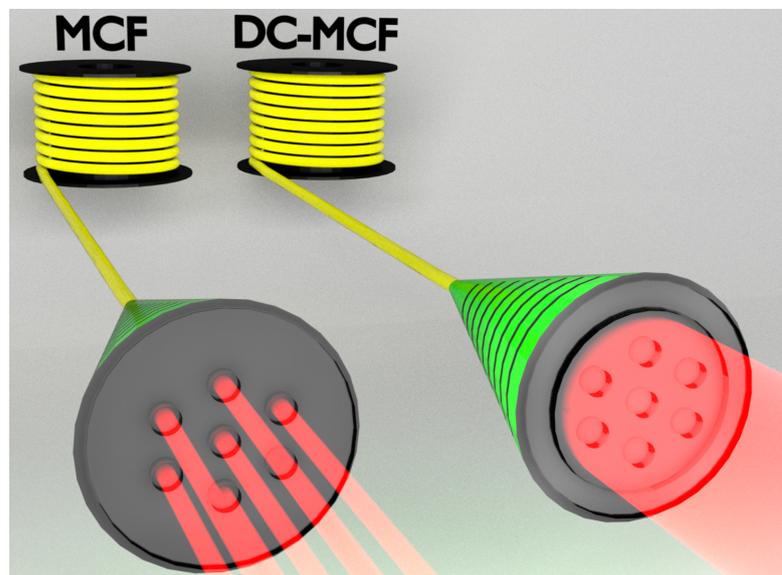


FIGURE 1.18 – Deux types de schéma de pompage pour les MCFs : des différents cœurs (MCF) et de la gaine interne (DC-MCF).

Pourtant, la principale contrainte qui s'exerce sur les MC-EDFAs est l'injection du faisceau de pompe dans la MC-EDF. Deux approches se détachent, selon le type de diode de pompe utilisé, à savoir : diode de pompe monomode ou diode de pompe multimode. Dans le premier cas, le schéma de pompage est classique : il nécessite un faisceau de pompe pour chaque cœur et un dispositif de multiplexage signal et pompe correspondant. Cette approche présente l'avantage d'être dans la continuité de la technologie actuelle. Cependant, le coût de cette approche, notamment concernant la consommation énergétique, est un désavantage car il est équivalent à celui de plusieurs EDFAs en parallèle, la complexité en plus. La seconde approche utilise une diode de pompe multimode et une fibre de type double gaine (Double-clad MCF ou DC-MCF en anglais) dans laquelle le faisceau de pompe est injecté dans la gaine interne (cf. figure 1.18). Cela présente l'avantage de mutualiser le faisceau de pompe entre les différents cœurs et d'homogénéiser la distribution spatiale d'intensité de ce faisceau. Cependant, l'efficacité de ce type de schéma de pompage est limitée par le faible recouvrement entre le faisceau de pompe et les différents cœurs dopés dans lesquels le signal se propage. Par conséquent, pour assurer l'inversion de population dans le cas de fibres erbium dont les sections efficaces sont connues pour être faible (en comparaison des fibres ytterbium, par exemple) il est nécessaire d'utiliser de très fortes puissances de pompe. Dans ce contexte, les meilleures fibres amplificatrices à double gaine sont dopées avec des ions erbium et ytterbium, ce qui impose une composition de matrice conduisant à des sections efficaces incompatibles avec un fonctionnement sur toute la bande C.

De nombreuses démonstrations de MC-EDFA ont été rapportées, les progrès les plus récents se portant notamment sur l'augmentation du rendement de l'amplificateur (particulièrement le recouvrement entre le faisceau de pompe et la distribution transverse de dopant) [Jin et al., 2015; Maeda et al., 2016; Abedin et al., 2016; Chen et al., 2016a; Gabory et al., 2017]. De premières démonstrations de MC-EDFA légèrement multimode (Multicore Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier ou MC-FM-EDFA en anglais) ont été rapportées en 2016 et 2017, dans le cas d'un MC-FM-EDFA 6 cœurs-3 modes [Chen et al., 2016b; Wada et al., 2017].

1.4.2 Répéteurs pour MDM

Il existe différents types d'amplificateurs pouvant assurer le rôle de répéteur dans le contexte du MDM : paramétriques [Zhao et al., 2013], Raman [Ryf et al., 2011; Li et al., 2017] ou encore les amplificateurs à fibre dopée erbium légèrement multimode (Few-Mode Erbium Doped Fiber Amplifiers ou FM-EDFA en anglais). À ce jour, ce sont les FM-EDFAs qui semblent correspondre aux exigences des transmissions telecoms (fiabilité, coût, etc...) et qui font l'objet de l'essentiel des études et de ce manuscrit en particulier (cf. figure 1.19).

La contrainte qui s'applique à ce type d'amplificateurs est que le gain doit être égalisé non seulement spectralement mais aussi entre les différents modes, ce qui revient à minimiser le paramètre ΔG . Puisque les modes se propagent dans un seul et même cœur, une compétition sur le gain s'établit entre eux et sans précautions particulières quant au design de la FM-EDF, la valeur de ΔG sera très élevée. En plus des paramètres déjà introduits dans la section 1.2.5 pour les EDFAs monomodes, un nouveau paramètre permet de caractériser les performances d'un amplificateur multimode : l'excursion modale de gain à une longueur d'onde donnée (Differential Modal Gain ou DMG en anglais). Ces différents paramètres sont présentés dans la figure 1.20 dans le cas d'un FM-EDFA.

Afin de comparer les performances des amplificateurs faiblement multimodes à celles des amplificateurs monomodes, nous nous référons alors au rapport de platitude de gain $\Delta G/G_{\text{moyen}}$.

Pour être en mesure d'adapter les FM-EDF au contexte du MDM il faut s'attarder un peu sur le mécanisme d'amplification. Ce phénomène est directement lié à l'intégrale de recouvrement

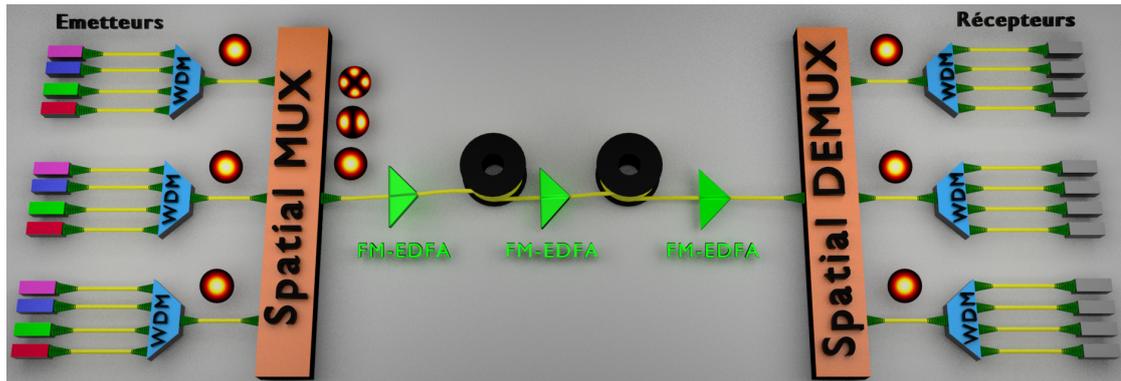


FIGURE 1.19 – Une ligne de transmission WDM et MDM réamplifiée régulièrement par des FM-EDFAs.

(que nous noterons Υ) entre :

- la distribution transverse de l'intensité lumineuse à la longueur d'onde de pompe,
- la distribution transverse de la concentration totale en ions Er^{3+} (Erbium Doping Profile ou EDP en anglais),
ET
- la distribution transverse de l'intensité lumineuse des différents modes signaux.

Ainsi, ces intégrales dépendent du mode signal considéré, du(des) mode(s) de pompe utilisé(s), et ce sont les écarts entre les valeurs de ces intégrales qui engendre une différence de gain entre les modes.

Afin de réduire au maximum la valeur de ΔG et amener le rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ à une valeur comparable à celle atteinte par les EDFAs, deux techniques ont été explorées jusqu'ici :

- mettre en forme la distribution transverse du faisceau de pompe (pump shaping en anglais),
- mettre en forme l'Erbium Doping Profile (EDP shaping en anglais).

Les premiers travaux qui abordent cette problématique de différentiel de gain entre modes sont bien antérieurs au MDM. Tout d'abord, en 1990, Desurvire étudie pour la première fois

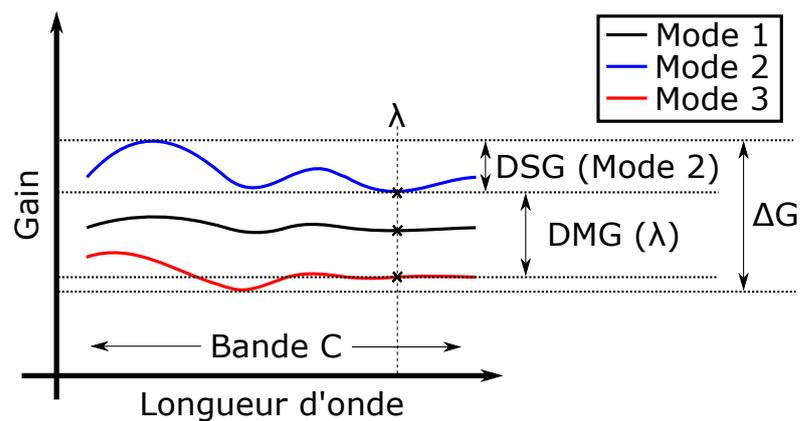


FIGURE 1.20 – Définition de la platitude du gain pour un EDFA multimode : DSG, DMG et ΔG .

l'impact sur le gain de l'utilisation d'un faisceau de pompe multimode (combinaison des modes LP_{01} et LP_{11} à 980 nm). Cette combinaison réduit l'intégrale de recouvrement Υ avec le mode signal LP_{01} et par conséquent réduit l'efficacité de l'amplificateur [Desurvire, 1990]. Ensuite, en 1991, Nykolak et al. reportent le premier amplificateur multimode étudié expérimentalement [Nykolak et al., 1991]. Plus récemment, en 2000, Spellmeyer étudie un EDFA multimode à double étage pour réduire le niveau de bruit [Spellmeyer, 2000]. Encore plus récemment, en 2007, Gong et al. analysent la compétition modale du gain dans les lasers et amplificateurs à fibres dopées ytterbium dans une configuration de pompage double gaine [Gong et al., 2007]. Son objectif était de favoriser un mode en particulier en optimisant le profil de dopant dans le cœur de la fibre. Ces travaux montrent que les problématiques liées aux FM-EDFAs existent depuis plus de 25 ans. Même si les problématiques étaient différentes, les effets étudiés étaient les mêmes que ceux qui nous préoccupent pour le MDM : compétition modale, mise en forme du faisceau de pompe ou encore mise en forme de la distribution transverse de l'erbium.

1.4.3 Etat de l'art

Avant d'aborder les différents travaux menés depuis 2011 sur l'égalisation du gain des différents modes d'un EDFA multimode, il reste à aborder certains points. D'abord, tout comme pour les MCFs, on peut distinguer deux configurations de pompage (présentant globalement les mêmes avantages et inconvénients que dans le cas des MCFs) : pompage par le cœur et pompage par la gaine. Ensuite, au-delà des configurations à simple et double gaine, différentes configurations de fibres ont été étudiées :

- les FM-EDFs conventionnelles, les plus étudiées jusqu'à aujourd'hui [Jung et al., 2011; Ip et al., 2011; Bai et al., 2012b; Sleiffer et al., 2012; Le Cocq et al., 2012; Ip et al., 2013a; Jung et al., 2011, 2013b,a, 2014b,a; Ono et al., 2015; Simonneau et al., 2015; Lopez-Galmiche et al., 2016; Wakayama et al., 2016],
- les fibres multimodes dopées erbium (MultiMode Erbium Doped Fibers ou MM-EDFs en anglais), présentant ou non un profil d'indice en gradient. Ces fibres guident bien souvent de nombreux modes supplémentaires (non utilisés pour le MDM) et permettent de réduire le DMGD (cf. section 1.3.1). Leur rayon de cœur étant plus important, elles se prêtent naturellement plus à une configuration de pompage par la gaine interne (le recouvrement entre le faisceau de pompe et le cœur dopé est meilleur que pour les FM-EDF à double gaine) [Fontaine et al., 2016; Ryf et al., 2016b; Eznaveh et al., 2017].
- les FM-EDFs à cœur micro-structuré, permettant une "pixellisation" de la distribution en ions erbium dans le cœur. Cette approche permet de dépasser les limites de fabrication rencontrées habituellement quant à la mise en forme du dopant erbium [Le Cocq et al., 2013].
- la concaténation de FM-EDF avec des distributions transverse de dopant erbium différentes, permet de contourner les difficultés liées à la fabrication de la fibre et à la mise en forme de l'EDP [Salsi et al., 2012b; Wada et al., 2016].

Les réalisations d'amplificateurs à fibre dopée erbium appliquées au MDM sont rapportées dans la figure 1.21. Pour réaliser l'égalisation du gain (modalement et spectralement) l'un des axes de travail est la mise en forme du faisceau de pompe. Comme nous l'avons déjà abordé, ceci peut être réalisé en excitant spécifiquement certains modes guidés dans le cœur d'une FM-EDF (à la longueur d'onde de pompe) ou par le pompage de la gaine interne dans une structure de type double gaine.

La première configuration, la plus étudiée jusqu'à aujourd'hui, présente l'avantage de fournir un grand nombre de possibilités. En effet, le nombre important de modes de pompe disponibles permet un grand nombre de combinaisons concernant leurs fractions respectives de la puissance

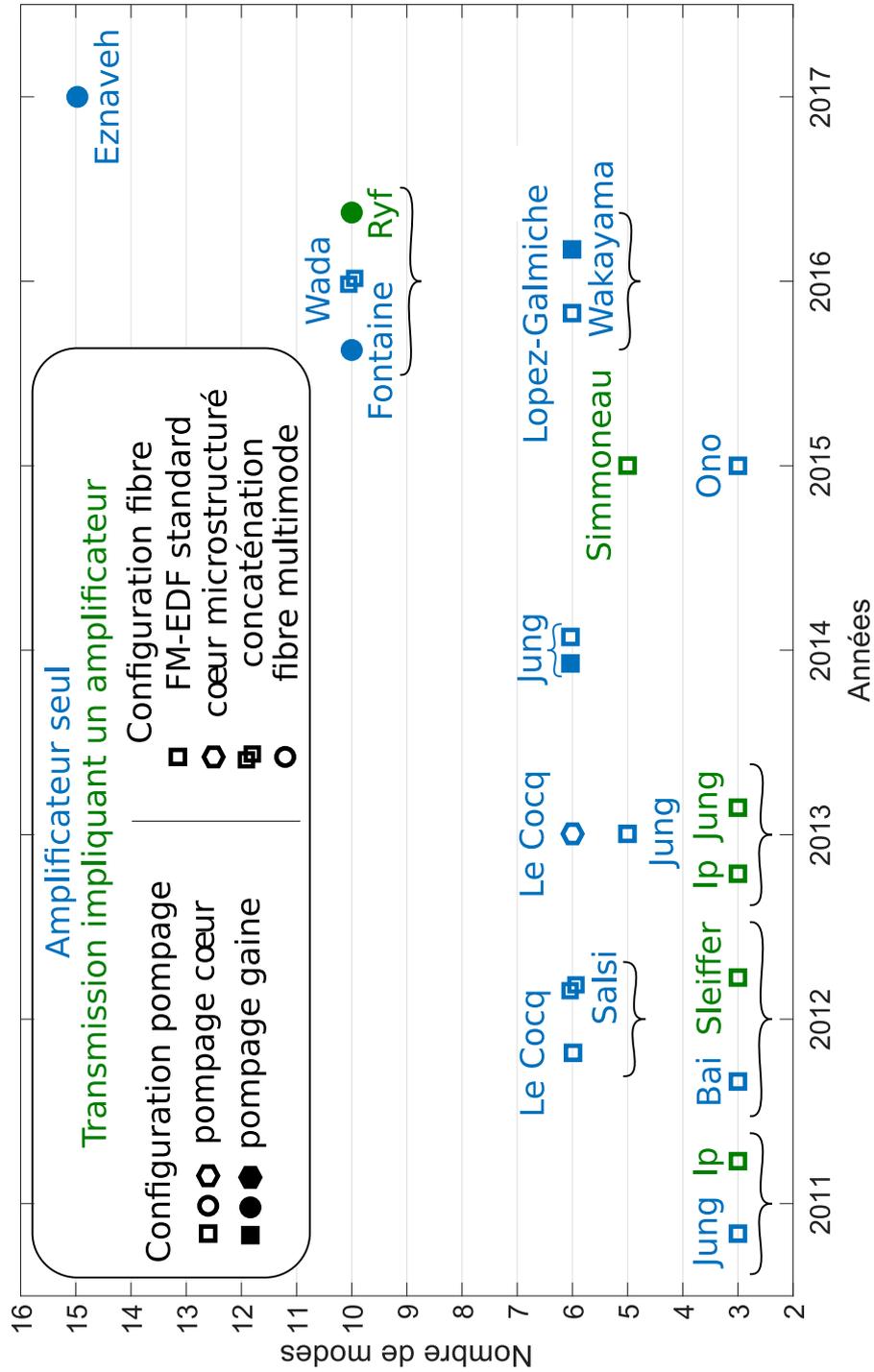


FIGURE 1.21 – Évolution du nombre de modes amplifiés simultanément et rapporté expérimentalement dans le contexte du MDM depuis 2011.

de pompe totale. La restriction principale de cette approche est la production de profils de modes spécifiques qui peut générer des pertes significatives de puissances et ainsi augmenter le budget de puissance de pompe. Les premiers résultats théoriques sur la mise en forme du faisceau de pompe pour les FM-EDFAs, dans le contexte du multiplexage modal, ont été rapportés par Bai et al. en 2011 qui ont proposé d'utiliser les modes de pompe LP_{11} ou LP_{21} ou encore une combinaison des modes LP_{01} et LP_{21} avec une FM-EDF uniformément dopée. Dans le cas d'un FM-EDFA 3-modes, cette stratégie peut permettre de grandement réduire l'excursion modale de gain à une longueur d'onde spécifique [Bai et al., 2011]. Ces résultats théoriques ont été confirmés expérimentalement en 2012 [Bai et al., 2012a] et cette même fibre a été utilisée en fin de ligne dans le cadre d'une transmission de données (88 longueurs d'onde \times 3 modes \times 2 polarisation \times 112 Gbit/s soit un débit global de 30 Tbit/s sur 50 km) nécessitant l'utilisation d'un MIMO 6×6 . La mise en forme du faisceau de pompe, dans ce cas, est réalisée à la fois dans le sens co-propagatif (avec le mode LP_{21}) et dans le sens contra-propagatif (avec le mode LP_{11}) [Ip et al., 2011]. Deux ans plus tard, le même groupe a reporté une transmission sur une plus grande distance (28 \times 25 km soit 700 km) impliquant le même FM-EDFA (cette fois au sein de la ligne de transmission) pour un débit de 3 Tbit/s [Ip et al., 2013b]. Pendant ce temps, en 2012, Sleiffer et al. ont démontré un débit de 73,7 Tbit/s sur 119 km, également avec un FM-EDFA 3-modes et un MIMO 6×6 [Sleiffer et al., 2012].

Cette technique a également été utilisée par Jung et al. en 2011, qui reprend le schéma d'amplificateur proposé par Bai en remplaçant les lames de phases (servant à générer les modes de pompe) par une injection décentrée du faisceau de pompe de façon à exciter préférentiellement le mode LP_{21} (co-propagatif). Il s'agit de la première démonstration expérimentale d'un FM-EDFA 3-modes [Jung et al., 2011]. Jung et al. réutilisent cette technique en ajoutant cette fois un pompage contra-propagatif (toujours avec le mode LP_{21}) pour un FM-EDFA 5-modes (en 2013) et un FM-EDFA 6-modes (2014) [Jung et al., 2013a, 2014a]. Les résultats concernant le FM-EDFA 6-modes démontrent un gain supérieur à 20 dB avec une excursion modale de gain inférieure à 2 dB sur une plage spectrale allant de 1535 nm à 1560 nm (pour une puissance de pompe d'environ 340 mW). Plus récemment, en 2016, Lopez-Galmiche et al. rapporte un FM-EDFA 6-modes utilisant une lanterne photonique pour générer à la fois les modes spatiaux à la longueur d'onde du signal et de la pompe (le groupe des modes LP_{21} a été choisi pour mettre en forme le faisceau de pompe). Ce FM-EDFA a permis d'obtenir un gain supérieur à 10 dB pour une excursion de gain (ΔG) égale à 9 dB (de 1530 nm à 1565 nm) et une puissance de pompe de 570 mW.

Au-delà de cette première approche, la configuration de pompage par la gaine interne offre l'avantage de fournir une distribution transverse d'intensité du faisceau de pompe homogène. De plus, des diodes laser de pompe multimodes non-refroidies peuvent-être utilisées, ce qui rend ces systèmes plus adaptés à une future application (les diodes lasers de pompe monomodes non refroidies sont généralement limitées à des puissances maximales typiquement de l'ordre de 250 mW). Comme nous l'avons déjà vu, le principal inconvénient de cette approche est la faible efficacité de conversion de la puissance de pompe due à la difficulté à atteindre la puissance de saturation dans le cœur. Ceci est lié à la faible valeur de section efficace d'absorption de l'erbium combinée aux dimensions de la gaine interne (environ 100 μm de diamètre) généralement utilisée. Avec cette approche, Jung et al. ont démontré en 2014 un FM-EDFA 6-modes fournissant un gain moyen supérieur à 20 dB pour une excursion modale de 4 dB et nécessitant plus de 3 W de puissance de pompe [Jung et al., 2014b]. En 2016, Wakayama et al. ont proposé un FM-EDFA 6-modes avec une distribution transverse du dopant erbium élargie (la zone dopée est plus large que le cœur) pour optimiser l'absorption de la pompe. Dans cette configuration, la puissance de pompe est de 7,9 W pour un gain supérieur à 20 dB avec une excursion de gain $\Delta G=3,3$ dB (de 1535 nm à 1562 nm) [Wakayama et al., 2016]. La même année, Fontaine

et al. ont rapporté un MM-EDFA 10-modes fournissant un gain supérieur à 15 dB pour une excursion modale inférieure à 2 dB (de 1525 nm à 1560 nm) et nécessitant 9 W de puissance de pompe [Fontaine et al., 2016]. Ce MM-EDFA a également été utilisé par Ryf et al. dans le cadre d'une transmission multiplexée modalement sur 10 modes, atteignant un débit record de 111,4 Tbit/s (120 longueurs d'onde \times 10 modes \times 2 polarisations \times 30 Gsymbole/s QPSK) sur 121 km et impliquant un traitement MIMO 20 \times 20 [Ryf et al., 2016b]. La même équipe a rapporté en 2017, un MM-EDFA 15-modes en utilisant une fibre guidant 36 modes spatiaux à 1550 nm. Seuls 15 de ces 36 modes spatiaux ont été sélectionnés pour l'amplification (LP₀₁, LP₁₁, LP₂₁, LP₃₁, LP₄₁, LP₅₁, LP₆₁ et LP₇₁) de façon à réduire l'excursion modale de gain. En effet, les modes d'ordres les plus élevés sont fortement impactés par la présence de la gaine interne, une part non-négligeable de leurs distribution d'intensité se trouvant en dehors du cœur : ils ont ainsi une faible intégrale de recouvrement avec le dopant erbium. Ce MM-EDFA 15-modes a été caractérisé mode par mode (c'est-à-dire que tous les canaux spatiaux n'étaient pas utilisés simultanément) en utilisant un modulateur spatial de lumière (Spatial Light Modulator ou SLM en anglais). Il fournit un gain de 15 dB à 1550 nm, pour une excursion modale de gain ne dépassant pas 0,5 dB en nécessitant 10 W de puissance de pompe. Il faut noter que l'excursion spectrale de gain pour cet amplificateur est élevée (environ 4 dB) et qu'aucune information sur la diaphonie du système n'est fournie¹.

La seconde approche consiste à adapter la distribution transverse en ions Er³⁺ de façon à favoriser l'égalisation du gain. Cette approche, utilisée seule, permet de relâcher la contrainte sur le budget de puissance de pompe comparativement à celle consistant à mettre en forme le faisceau de pompe. Cependant, la contrainte est reportée sur la fabrication de la préforme, pour laquelle la distribution transverse de dopant erbium doit-être maîtrisée. Kang et al. ont proposé (en 2012) un design théorique de FM-EDF : une distribution transverse de l'erbium en forme d'anneau devrait favoriser l'égalisation de gain de trois modes (le mode LP₀₁ et le groupe de modes LP₁₁) [Kang et al., 2012]. Dans le même temps, notre groupe a démontré la réalisation et la caractérisation d'une FM-EDF 6-modes avec cette distribution de l'erbium en anneau pour favoriser l'égalisation du gain des modes non-centrés (les groupes de modes LP₁₁ et LP₂₁). Le FM-EDFA ainsi développé utilise une injection centrée des modes de pompe (LP₀₁, LP₀₂ et LP₀₃) de façon à coupler un maximum de puissance de pompe dans le cœur de la fibre. La distribution de dopant en anneau permet effectivement de réduire l'excursion modale de gain entre les modes non-centrés à 0,4 dB (à 1550 nm) [Le Cocq et al., 2012]. En 2015, Simmoneau et al. ont utilisé ce FM-EDFA pour une transmission multiplexée modalement sur 5 modes (LP₀₁, LP₁₁^{even,odd} et LP₂₁^{even,odd}), chaque mode portant un débit de 100 Gbit/s (32,5 Gsymbole/s PDM-QPSK), sur 80 km de FMF avec un traitement du signal de faible complexité (MIMO 4 \times 4 pour les groupes de modes LP₁₁ et LP₂₁ et un MIMO 2 \times 2 classique pour le mode LP₀₁) [Simmoneau et al., 2015]. Les résultats rapportent un niveau de diaphonie du système inférieur à 8,9 dB pour tous les modes, un gain moyen de 16,3 dB pour une excursion de gain (ΔG) de 8 dB et une figure de bruit (NF) inférieure à 8,8 dB pour une puissance de pompe de 270 mW. Les FM-EDFs avec une distribution de dopant en anneau ont été largement utilisés par la suite par Jung et al. conjointement à la mise en forme du faisceau de pompe [Jung et al., 2011, 2013b,a, 2014a]. Par ailleurs, Ono et al. ont proposé, en 2015, d'utiliser une FM-EDF pour laquelle le profil en anneau est non-seulement utilisé pour la distribution transverse de l'erbium mais aussi pour le profil d'indice de réfraction. En sélectionnant pour mode de pompe les modes LP₀₁ ou LP₁₁, l'excursion modale de gain d'un

1. Une forte diaphonie entre modes spatiaux dans un système d'amplification multimode aura tendance à diminuer le gain modal différentiel, puisqu'il est très difficile de séparer les canaux (modes) spatiaux dans un tel système. Ainsi, le gain mesuré attribué à un mode est en réalité le gain d'un canal constitué de plusieurs modes spatiaux. Pour un système dans lequel les modes seraient très fortement couplés, le gain mesuré pour un canal spatial serait en réalité la moyenne des gains dont profite chaque mode.

FM-EDFA 3-modes pourrait être réduite, en comparaison avec le cas d'une fibre à saut d'indice utilisant la même distribution de dopant [Ono et al., 2015].

Au-delà de la distribution de dopant en anneau, Ip et al. ont proposé (en 2012) d'utiliser une distribution transverse complexe pour réaliser un FM-EDFA 10-modes (LP_{01} , $LP_{11}^{even,odd}$, $LP_{21}^{even,odd}$, LP_{02} , $LP_{31}^{even,odd}$ et $LP_{12}^{even,odd}$). Dans cette configuration, la mise en forme du faisceau de pompe met en jeu dix groupes de modes de pompe avec des fractions spécifiques de puissance de pompe totale pour obtenir une excursion modale de gain très faible [Ip, 2012]. Des distributions transverse de dopant plus réalistes ont également été étudiées, basés sur le profil en anneau (anneau + plot central, double anneau). Avec ce type de distributions, un FM-EDFA 3-modes utilisant le mode de pompe LP_{01} [Jin et al., 2013] et un FM-EDFA 6-modes utilisant une combinaison des modes de pompe LP_{01} et LP_{41} [Kang et al., 2013] ont été proposés.

La méthode MCVD combinée au dopage en solution est la méthode la plus utilisée pour la synthèse de préformes pour FM-EDF mais reste limitée quant à la réalisation de distributions transverses de dopant complexes [Bigot et al., 2015]. Pour contourner ce problème, notre groupe a proposé, en 2013, une méthode complètement différente : l'utilisation d'une fibre à cœur microstructuré permettant plus de flexibilité quant aux distributions de dopant réalisables [Le Cocq et al., 2013]. La technique d'assemblage-étirage (stack-and-draw en anglais) a été utilisée pour discrétiser la distribution de l'erbium dans le cœur, autorisant la réalisation d'une distribution de dopant particulière très proche du design théorique.

Une autre possibilité pour obtenir un gain égalisé entre les différents modes consiste à concaténer des fibres possédant des distributions de dopant erbium différentes, au lieu de se limiter à un seul type de fibre dont la distribution de dopant est complexe. Cette technique a été utilisée par Salsi et al. en 2012 : la FM-EDF avec une distribution de dopant en anneau réalisée au sein du laboratoire [Le Cocq et al., 2012] et concaténée avec une FM-EDF possédant une distribution de dopant homogène [Salsi et al., 2012a]. Dans cette configuration, les 6 modes amplifiés simultanément ont un gain supérieur à 18 dB pour une excursion de gain (ΔG) de 6 dB. Plus récemment, en 2016, Wada et al. ont proposé le même type de configuration pour un FM-EDFA 10-modes utilisant pour mode de pompe le groupe de mode LP_{11} [Wada et al., 2016]. Cet amplificateur fournit un gain supérieur à 15 dB avec une excursion de gain de l'ordre de 6 dB, mais le désaccord des profils d'indice entre les deux FM-EDF induit un fort couplage entre les modes, ce qui a tendance à favoriser l'égalisation des gains mesurés (cf. page 32 note de bas de page).

1.5 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, les bases théoriques sur les transmissions de données par voie optique et nécessaires à la compréhension du travail dont ce manuscrit fait l'objet ont été présentées. Nous avons rappelé à quel point la capacité de la fibre optique à guider l'onde lumineuse a permis des avancées considérables en terme de débit, de fiabilité et de durabilité quant à la transmission d'information sur de très longues distances.

Ce premier chapitre et l'annexe associée a aussi permis de présenter la structure d'une fibre optique, sa capacité à guider la lumière et à transmettre des données, ainsi que les différents procédés permettant sa fabrication. Les différents progrès technologiques permettant l'augmentation constante des performances des télécommunications ont été listés et décrits : fibre G652, formats de modulation simples et complexes, détection cohérente, traitement du signal, multiplexages (WDM, PDM, SDM). Tout ceci nous a amené à décrire l'un des éléments majeurs de la chaîne de transmission : le répéteur et plus particulièrement l'EDFA.

Les limitations propres au transport de données par fibre optique ont aussi été présentées :

dispersion chromatique, dispersion en polarisation, dispersion modale, effets non-linéaires. De nombreux progrès technologiques ont d'ores et déjà permis de minimiser l'impact de ces effets mais, malgré les débits de plus en plus élevés atteints, la limite théorique de débit dans les fibres optiques monomodes se rapproche à grands pas.

Aujourd'hui, la technologie du SDM, impliquant un nouveau type de fibre (MCF ou FMF) semble être la solution pour faire face à cette limite de capacités. En effet, en utilisant des MCFs des débits dépassant le Pbit/s ont été démontrés, alors que pour la technologie MDM le record de débit atteint aujourd'hui 111,4 Tbit/s. Cependant, il reste encore de nombreux progrès à effectuer et de nombreux composants à développer avant que cette technologie puisse être transposée hors des laboratoires de recherche. Cette remarque porte, en particulier, sur les amplificateurs optiques sans lesquels aucune transmission longue distance n'est possible. Dans ce contexte, notre équipe s'est focalisé sur le développement de répéteurs adaptés au multiplexage modal : les FM-EDFAs. Pour ces FM-EDFAs, le nombre de modes amplifiés simultanément atteint aujourd'hui 15.

Dans le chapitre suivant, nous nous attarderons sur la notion de modes transverses de propagation dans une fibre optique ce concept étant au centre des développements théoriques qui constituent l'une des originalités de ces travaux de thèse.

*Si un récit ne vous donne pas l'envie de
savoir ce qui s'est passé ensuite, c'est que
l'auteur n'a pas écrit pour vous.*

Jorge Luis Borges

Chapitre 2

Modes transverses dans une fibre optique

2.1	Équations d'onde dans un guide circulaire à saut d'indice	36
2.1.1	Notations	36
2.1.2	Equations de Maxwell	37
2.1.3	Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice	38
2.1.4	Modes TM et TE	38
2.1.5	Modes hybrides HE et EH	39
2.1.6	Propriétés des modes vectoriels	40
2.2	Modes scalaires	43
2.2.1	Équation d'onde scalaire	43
2.2.2	Équation aux valeurs propres	44
2.2.3	Modes LP	45
2.3	Nomenclature	46
2.4	Battement de modes	50
2.4.1	Définition	50
2.4.2	Modèle	50
2.4.3	Exemples	51
2.4.4	Limitations	54
2.5	Conclusion	54

La notion de mode transverse de propagation a été brièvement abordée dans la partie précédente. Cette notion étant au cœur du MDM le présent chapitre lui sera entièrement consacré. Nous verrons tout d'abord que les figures d'interférences complexes de l'onde lumineuse sont régies par les équations de Maxwell appliquées à la structure du guide. Nous aborderons ensuite les principales bases de modes propres pouvant être utilisées pour modéliser les chemins spatiaux d'une fibre, à savoir celle des "vrais" modes de la fibre optique (les modes vectoriels) et celle, plus communément utilisée, des modes Linéairement Polarisés notés LP. Enfin, un phénomène lié aux propriétés de propagation des différents modes, à savoir le battement de modes, sera présenté. Ce phénomène est souvent négligé dans la modélisation des FM-EDFAs et fera l'objet d'une attention particulière dans le chapitre suivant.

Le calcul des distributions d'intensité des modes spatiaux est fondamental pour la modélisation des amplificateurs multimodes afin d'évaluer l'impact de la compétition modale sur le gain (cf. chapitre 3). Conventionnellement, les modèles d'amplificateurs utilisent l'approximation de la base des modes LP et les profils d'intensité associés. Cependant, dans le but de ré-évaluer la pertinence de ces approximations dans le cas des FM-EDFAs et pour tenir compte d'effets plus fins (comme le battement de mode) il est nécessaire d'utiliser la base des modes vectoriels (les "vrais" modes) et leurs distributions de champs électriques : ce sont ces notions que nous allons rappeler brièvement maintenant.

2.1 Équations d'onde dans un guide circulaire à saut d'indice

Pour résoudre les équations de Maxwell, nous nous placerons dans le cas d'une fibre optique conventionnelle à cœur circulaire et à saut d'indice, comme présenté dans la figure A.3 de l'annexe A. Le présent chapitre n'a pas vocation à donner tous les détails de ces calculs, simplement à en retracer le cheminement. De nombreux ouvrages, tels que celui de J. Bures, permettront au lecteur de retrouver ces informations [Bures, 2009].

2.1.1 Notations

Dans la suite on utilisera, pour les champs magnétiques et électriques, les notations suivantes, en considérant une onde monochromatique et une notation complexe :

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}(x, y, z)e^{-i\omega t} \quad (2.1a)$$

$$\vec{H}(r, t) = \vec{H}(x, y, z)e^{-i\omega t} \quad (2.1b)$$

ou encore, en utilisant les coordonnées polaires cylindriques :

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}(r, \phi, z)e^{-i\omega t} \quad (2.2a)$$

$$\vec{H}(r, t) = \vec{H}(r, \phi, z)e^{-i\omega t} \quad (2.2b)$$

Dans la suite on considérera que le guide d'onde est invariant par translation (c'est-à-dire que l'indice de réfraction est indépendant de z), on peut donc écrire les champs \vec{E} et \vec{H} sous la forme séparable :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{e}(x, y) e^{i\beta z} \quad (2.3)$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{h}(x, y) e^{i\beta z} \quad (2.4)$$

$$\text{avec : } \vec{e}(x, y) = \vec{e}_t + \hat{z}e_z = \hat{x}e_x + \hat{y}e_y + \hat{z}e_z$$

$$\text{et } \vec{h}(x, y) = \vec{h}_t + \hat{z}h_z = \hat{x}h_x + \hat{y}h_y + \hat{z}h_z$$

où \hat{x} , \hat{y} , \hat{z} sont les vecteurs unitaires des composantes cartésiennes, et \vec{e}_t , \vec{h}_t le vecteur champ (électrique ou magnétique) transverse. Le système de coordonnées polaires cylindriques est plus adapté à la description des modes de propagation d'une fibre optique, celle-ci ayant une symétrie de révolution :

$$\vec{E}(r, \phi, z) = \vec{e}(r, \phi)e^{i\beta z} \quad (2.5)$$

$$\vec{H}(r, \phi, z) = \vec{h}(r, \phi)e^{i\beta z} \quad (2.6)$$

$$\text{avec : } \vec{e}(r, \phi) = \vec{e}_t + \hat{z}e_z = \hat{r}e_r + \hat{\phi}e_\phi + \hat{z}e_z$$

$$\text{et } \vec{h}(r, \phi) = \vec{h}_t + \hat{z}h_z = \hat{r}h_r + \hat{\phi}h_\phi + \hat{z}h_z$$

La fibre optique étant un milieu diélectrique :

$$\epsilon(r) = n^2(r)\epsilon_0$$

$$\mu = \mu_0$$

On rappelle également :

$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} = \frac{k_0}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}$$

avec n l'indice de réfraction, μ_0 la perméabilité magnétique du vide, ϵ_0 la permittivité électrique du vide, c la vitesse de la lumière dans le vide et k_0 le nombre d'onde.

2.1.2 Equations de Maxwell

Le développement qui va suivre se limitera au cas d'une onde monochromatique de pulsation ω et de longueur d'onde λ , puisque toute onde peut être décrite sous la forme d'une somme d'ondes monochromatiques. On note \vec{j} le vecteur densité de courant :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.7a)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{j} + \epsilon_0 n^2 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.7b)$$

$$\vec{\nabla} \cdot (\epsilon_0 n^2 \vec{E}) = \sigma \quad (2.7c)$$

$$\vec{\nabla} \cdot (\mu_0 \vec{H}) = 0 \quad (2.7d)$$

où σ est la densité surfacique de charges libres.

En utilisant les définitions précédentes pour les champs magnétiques et électriques, les

équations (2.7a) et (2.7b) deviennent :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = i \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} k_0 \vec{H} \quad (2.8a)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} - i \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 n^2 \vec{E} \quad (2.8b)$$

On définit également les paramètres modaux U et W comme suit :

$$U^2 = r_{\text{cœur}}^2 (k_0^2 n_c^2 - \beta^2) = r_{\text{cœur}}^2 k_0^2 (n_c^2 - n_{\text{eff}}^2) \quad (2.9a)$$

$$W^2 = r_{\text{cœur}}^2 (\beta^2 - k_0^2 n_g^2) = r_{\text{cœur}}^2 k_0^2 (n_{\text{eff}}^2 - n_g^2) \quad (2.9b)$$

Ces paramètres sont reliés à la fréquence normalisée V par :

$$V = \sqrt{U^2 + W^2} = r_{\text{cœur}} k_0 \sqrt{n_c^2 - n_g^2}$$

avec n_c et n_g les indices de réfraction respectivement du cœur et de la gaine et $r_{\text{cœur}}$ le rayon du cœur de la fibre optique. La résolution des équations de Maxwell dans le cas d'une fibre optique à saut d'indice est détaillée dans l'annexe B.1.

2.1.3 Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice

Après avoir établi les équations d'onde vectorielles et les expressions analytiques des champs (présentés dans l'annexe B.1), on aboutit finalement à l'équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre optique à saut d'indice (en utilisant la relation $n_{\text{eff}} = \frac{\beta}{k_0}$) :

$$l^2 n_{\text{eff}}^2 \frac{V^4}{(WU)^4} = \left(n_c^2 \frac{J_l'(U)}{U J_l(U)} + n_g^2 \frac{K_l'(W)}{W K_l(W)} \right) \left(\frac{J_l'(U)}{U J_l(U)} + \frac{K_l'(W)}{W K_l(W)} \right) \quad (2.10)$$

Les solutions de cette équation sont discrètes et donnent les valeurs de U pour chaque mode. Ces solutions dépendent évidemment de l (ordre de la fonction de Bessel J ou K), des indices n_g et n_c ainsi que de la fréquence normalisée V.

Il existe deux types de solutions à cette équation : les modes pour lesquels l'un ou l'autre des champs est transverse (modes Transverse Magnétique ou Transverse Électrique) et les modes hybrides (modes HE et EH).

2.1.4 Modes TM et TE

Les modes transverses magnétiques (TM) et transverses électriques (TE) sont obtenus pour $l=0$, ce qui permet d'exploiter certaines propriétés des fonctions de Bessel, à savoir :

$$J_0'(U) = -J_1(U) \text{ et } K_0'(W) = -K_1(W)$$

Pour les modes TE et TM, l'équation (2.10) s'écrit :

$$\left(n_c^2 \frac{J_1(U)}{UJ_0(U)} + n_g^2 \frac{K_1(W)}{WK_0(W)} \right) \left(\frac{J_1(U)}{UJ_0(U)} + \frac{K_1(W)}{WK_0(W)} \right) = 0 \quad (2.11)$$

A chaque terme entre parenthèses de l'équation aux valeurs propres (équation 2.11), correspond une famille de mode : TE ou TM. Pour la première parenthèse, il s'agit des modes transverses magnétiques (TM). Les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} pour les modes TM_{0m} sont reportés en annexe dans les équations B.30. Pour la seconde parenthèse, les solutions correspondent aux modes TE_{0m} , dont les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} sont reportés, en annexe également, dans les équations B.31.

Propriétés des modes TE et TM

Les principales propriétés des modes TE et TM sont les suivantes :

- Les solutions de l'équation 2.11 sont discrètes et donnent, pour chaque famille de modes transverses, des valeurs propres croissantes $U_{01}, U_{02}, \dots, U_{0m}$ associées aux modes TE_{0m} et TM_{0m} correspondants. L'indice m correspond à la m -ième solution de cette équation.
- Les indices effectifs (ou les valeurs de β) sont toujours classés comme suit : $n_{eff}(TE_{01}) > n_{eff}(TE_{02}) > \dots > n_{eff}(TE_{0m})$. Il en va de même pour les mode TM_{0m} ,
- Ces modes sont indépendants de ϕ , ils possèdent donc une symétrie circulaire.

2.1.5 Modes hybrides HE et EH

Les autres solutions de l'équation 2.10, sont obtenues pour $l \neq 0$. Il s'agit des modes hybrides HE et EH, obtenus en effectuant le changement de variable suivant :

$$x = \frac{J'_l(U)}{UJ_l(U)}, \quad c = l^2 n_{eff}^2 \frac{V^4}{(WU)^4} \quad \text{et} \quad b = \frac{K'_l(W)}{WK_l(W)}$$

Il arrive donc :

$$n_c^2 x^2 + xb(n_c^2 + n_g^2) + (n_g^2 b^2 - c) = 0 \quad (2.12)$$

La résolution de cette équation du second degré conduit à :

$$\Delta = [b(n_c^2 - n_g^2)]^2 + 4n_c^2 c \quad (2.13a)$$

$$x_{\pm} = \frac{-b \left(\frac{n_g^2}{n_c^2} + 1 \right) \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left[b \left(\frac{n_g^2}{n_c^2} - 1 \right) \right]^2 + \frac{4c}{n_c^2}}}{2} \quad (2.13b)$$

Les deux solutions de cette équation définissent les modes HE_{lm} et EH_{lm} , respectivement associées à x_- et x_+ . Les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} pour les modes HE_{lm} et EH_{lm} sont détaillées dans les équations B.34, en annexe.

Propriétés des modes HE et EH

Il convient de noter que :

- Les modes EH et HE se distinguent, au niveau des équations, uniquement par les valeurs des solutions x_{\pm} précisées par l'équation 2.13b et donc par les valeurs de U_{lm} qui leur sont associées.

- Contrairement aux modes précédents, leurs composantes longitudinales ne sont pas nulles : c'est pour cela qu'on parle de modes hybrides.
- Ces modes possèdent une dégénérescence en polarisation selon les équations B.19a et B.19b symbolisée par les fonctions $f_l(\phi)$ et $g_l(\phi)$ qui apparaissent dans ces équations données en annexe.
- Pour finir, on remarque, pour chaque valeur de l'indice l , que les valeurs propres ont les propriétés suivantes : $U_{l1} < U_{l2} < \dots < U_{lm}$. Par conséquent : $n_{eff}(HE_{l1}) > n_{eff}(EH_{l1}) > n_{eff}(HE_{l2}) > n_{eff}(EH_{l2}) > \dots > n_{eff}(HE_{lm}) > n_{eff}(EH_{lm})$

2.1.6 Propriétés des modes vectoriels

On peut déduire des calculs précédents les propriétés des modes guidés TE, TM, EH et HE. En étudiant les limites asymptotiques des solutions déterminées plus tôt, on détermine l'ordre d'apparition des modes et les valeurs de fréquences normalisées correspondantes (appelées fréquences de coupure V_{coupure}), ainsi que les valeurs de U_{lm} et donc de n_{eff} .

La figure 2.1 montre l'évolution des valeurs de U_{lm} des différents modes vectoriels en fonction de la fréquence normalisée V et permet de déterminer les valeurs des fréquences de coupure de ces différents modes. Nous avons choisi une valeur d'ouverture numérique élevée pour ces exemples de façon à bien résoudre les différences entre les modes ayant des valeurs d'indices effectifs très proches.

On remarque que le mode HE_{11} existe toujours : c'est le mode fondamental. Les modes d'ordres supérieurs apparaissent successivement lorsque V augmente, le premier mode d'ordre supérieur apparaissant pour $V=2.405$: la fibre optique est donc dite monomode pour $V < 2.405$. Les valeurs de V_{coupure} sont obtenues pour $U \rightarrow V$, ou encore $n_{eff} \rightarrow n_g$, les modes d'ordre supérieur apparaissant à leur coupure avec un indice effectif égal à l'indice de la gaine. Lorsque $V \rightarrow \infty$, tous les modes ont un indice effectif qui tend vers l'indice du cœur. La figure 2.2 résume ces observations pour $V \in [0, 10]$.

La figure 2.3 présente les distributions d'intensité et de champ électrique des 19 premiers modes vectoriels et de leurs dégénérescences en polarisation en les regroupant par groupes d'indices effectifs.

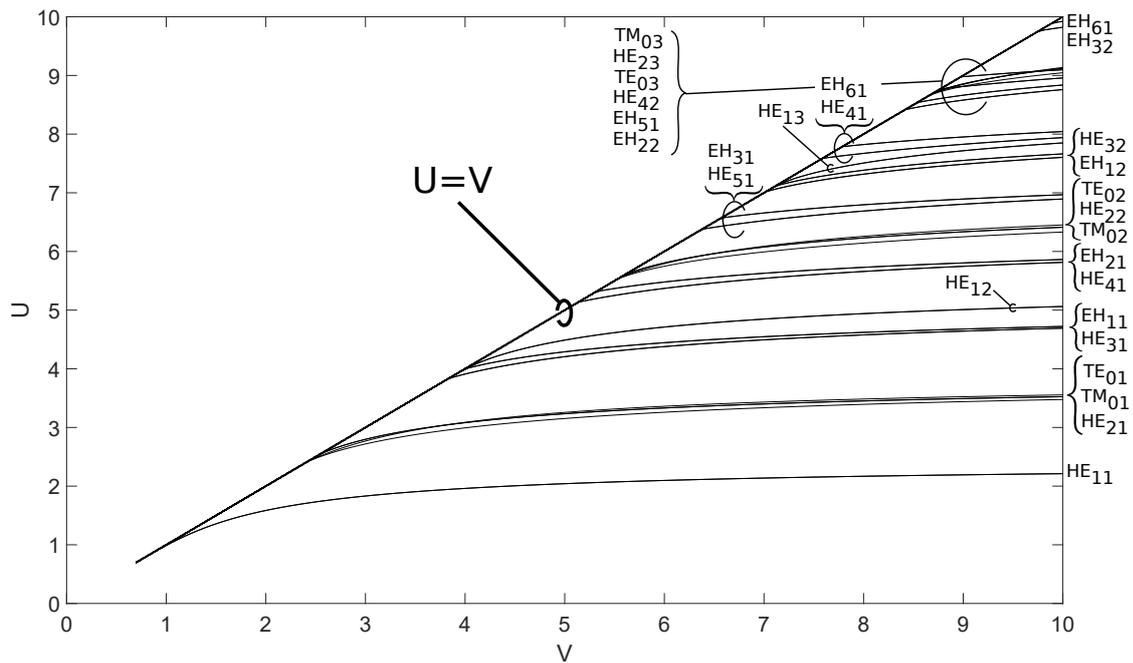


FIGURE 2.1 – $U(V)$ pour les modes vectoriels jusque $V=10$ d'une fibre à saut d'indice et à cœur circulaire dont l'ON est de 0,8583.

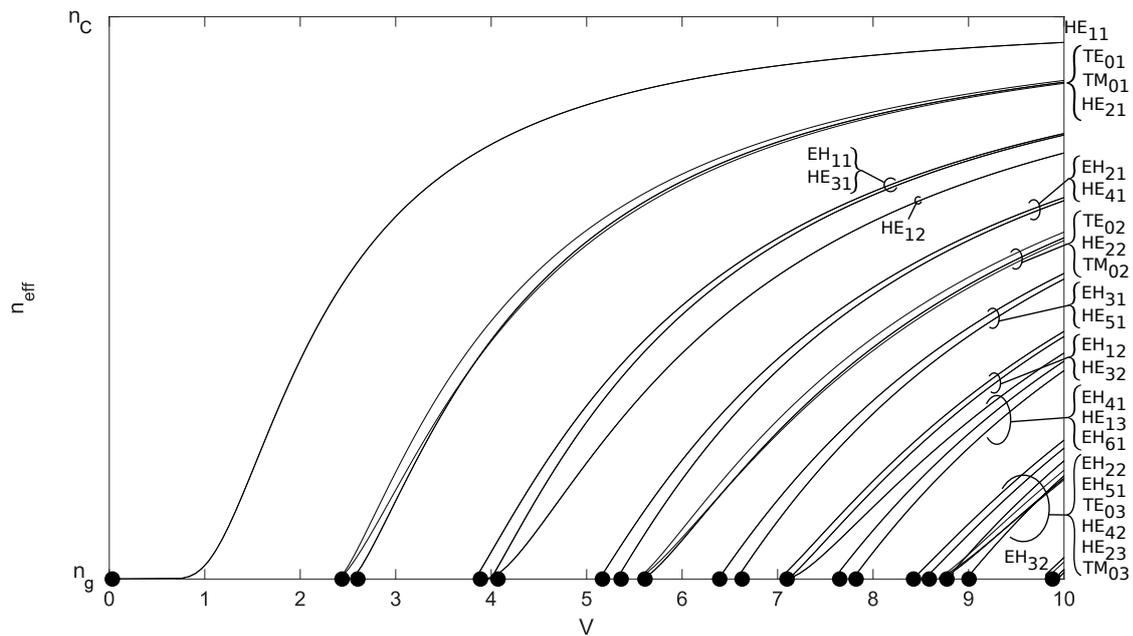


FIGURE 2.2 – $n_{eff}(V)$ pour les modes vectoriels jusque $V=10$ d'une fibre à saut d'indice et à cœur circulaire dont l'ON est de 0,8583.

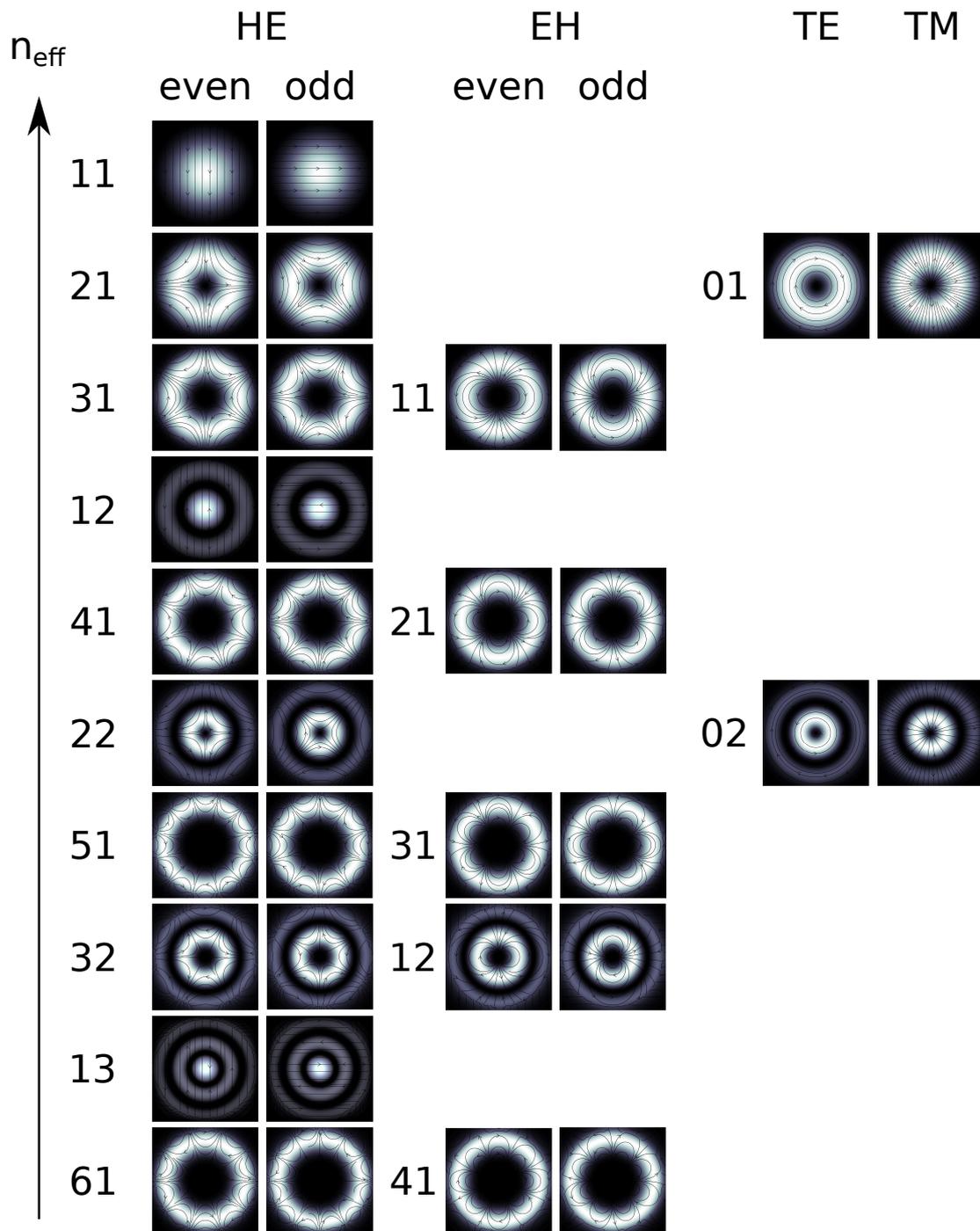


FIGURE 2.3 – Distribution d'intensité et orientation du champ électrique (pour un déphasage nul) des 19 premiers modes vectoriels et de leurs dégénérescences en polarisation. Les modes sont regroupés par groupe d'indices effectifs.

2.2 Modes scalaires

Les équations B.10a et B.10b présentées dans l'annexe B et décrivant les équations d'onde vectorielles modales n'admettent pas de solutions analytiques à cause du terme en $\ln(n^2)$, excepté dans le cas des fibres à sauts d'indice que nous avons traité jusqu'ici. L'approximation du *guidage faible* simplifie grandement ce problème et suffit, le plus souvent, à décrire le comportement des champs électriques et magnétiques dans une fibre optique à profil d'indice quelconque. La condition de *guidage faible* est obtenue lorsque :

$$\Delta n^2 = (n_c - n_g)^2 \approx 0$$

Dans ces conditions le terme $\nabla_t \ln(n^2)$ et les dérivés de $\ln(n^2)$ (présents dans les équations B.10a et B.10b) sont négligeables, ce qui permet de considérer les modes guidés comme étant Linéairement Polarisés (LP). En effet, lorsque la différence d'indice est très faible, les deux polarisations se comportent de la même façon. On peut ajouter que, dans cette situation, le guide tend vers un milieu uniforme d'indice n pour lequel les composantes longitudinales deviennent négligeables : on parle de modes de propagation quasi TEM. À partir des équations 2.8b et B.15a les champs sont désormais reliés par :

$$\vec{H}_t \approx \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} n \hat{z} \wedge \vec{E}_t \Rightarrow \vec{E}_t \wedge \vec{H}_t^* \cdot \hat{z} \approx n \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_t|^2 \quad (2.14)$$

où \vec{H}^* est le complexe conjugué de \vec{H} . La structure étant guidante (i.e. composé de deux indices de réfraction n_c et n_g), l'onde modale est inhomogène, c'est-à-dire que son amplitude évolue en fonction des coordonnées (x,y) (ou (r,ϕ) en coordonnées polaires).

2.2.1 Équation d'onde scalaire

Tout comme dans la première partie (équations B.7 et B.8 en annexe), nous utiliserons les formes séparables des champs, cette fois avec $e_z = h_z = 0$. On parle de modes LP puisque les composantes du champ électrique sont orientées soit selon \hat{x} soit selon \hat{y} . De plus, les modes LP doivent être invariants par rotation de 2π autour de l'axe Oz. Il en résulte une double décomposition (ou dégénérescence) des modes spatiaux de propagation LP : en polarisation (\hat{x} ou \hat{y}) et spatiale (even ou odd) :

$$\begin{cases} \vec{e}_x = F_l(r, \phi) \hat{x} = \Psi(r) \hat{x} \begin{cases} \cos(l\phi) \\ \sin(l\phi) \end{cases} & \text{polarisation } \hat{x} \\ \vec{e}_y = F_l(r, \phi) \hat{y} = \Psi(r) \hat{y} \begin{cases} \cos(l\phi) \\ \sin(l\phi) \end{cases} & \text{polarisation } \hat{y} \end{cases} \quad (2.15)$$

où $F_l(r, \phi)$ est l'amplitude (ou champ) du mode LP en tout point (r, ϕ) de section transverse, $\Psi(r)$ est le champ radial du mode LP, $l \in \mathbb{N}$ est le nombre modal azimutal. La solution en cosinus correspond aux modes pairs (even), celle en sinus aux modes impairs (odd).

Les autres composantes des champs électriques \vec{e} et magnétiques \vec{h} s'écrivent donc, selon

les deux polarisations :

$$\begin{cases} h_y = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} n_{eff} e_x, e_y = h_x = 0 & \text{polarisation } \hat{x} \\ h_x = -\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} n_{eff} e_y, e_x = h_y = 0 & \text{polarisation } \hat{y} \end{cases} \quad (2.16)$$

Enfin, les équations d'onde vectorielles modales (équations B.10a à B.10b de l'annexe) se réduisent à l'unique équation :

$$(\nabla_t^2 + k_0^2 n^2 - \beta^2) \begin{pmatrix} e_x \\ h_y \end{pmatrix} \text{ ou } \begin{pmatrix} e_y \\ h_x \end{pmatrix} = 0 \quad (2.17)$$

Cette équation, pour les deux directions de polarisation, doit être satisfaite partout, même aux interfaces. De plus, les solutions sont les mêmes pour chaque paire de composantes reliées entre elles par les équations 2.16 et ces composantes ne dépendent que de $F_l(r, \phi)$. Après ces simplifications et en appliquant l'opérateur scalaire laplacien, en coordonnées polaires, l'équation 2.17 devient :

$$\frac{\partial^2 \Psi_l(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \Psi_l(r)}{\partial r} + \left(k_0^2 n^2 - \beta^2 - \frac{l^2}{r^2} \right) \Psi_l(r) = 0 \quad (2.18)$$

Cette équation est l'équation d'onde scalaire dont les solutions vont déterminer les constantes de propagation β des modes scalaires LP_{lm} . Comme indiqué précédemment, elle doit être satisfaite aux frontières : il faut s'assurer de la continuité de $\Psi(r)$ et $\frac{\partial \Psi(r)}{\partial r}$ à chaque interface.

Les solutions de cette équation sont les fonctions de Bessel J_l et Y_l ou de Bessel modifiées I_l et K_l , selon le signe de $k_0^2(n^2 - n_{eff}^2)$. De même que pour les solutions exactes, elles ne doivent pas diverger. On ne conserve donc que :

- J_l dans le cœur car dans ce cas $k_0^2(n^2 - n_{eff}^2) \geq 0$,
- K_l dans la gaine, puisque cette fois $k_0^2(n^2 - n_{eff}^2) < 0$.

2.2.2 Équation aux valeurs propres

En utilisant le même formalisme que dans la partie B.1.2 de l'annexe, on peut écrire les solutions de $\Psi_l(r)$:

$$\begin{cases} \Psi_l(r) = \frac{J_l\left(\frac{Ur}{r_{cœur}}\right)}{J_l(U)} & r \leq r_{cœur} \\ \Psi_l(r) = \frac{K_l\left(\frac{Wr}{r_{cœur}}\right)}{K_l(W)} & r > r_{cœur} \end{cases} \quad (2.19)$$

En écrivant la condition de continuité de la dérivée en $r=r_{cœur}$, on obtient l'équation aux valeurs propres :

$$U \frac{J_{l+1}(U)}{J_l(U)} = W \frac{K_{l+1}(W)}{K_l(W)} \quad (2.20)$$

Pour V et l fixés, l'équation 2.20 donne une série finie de racines discrètes notées U_{lm} où m est la m -ième racine. Chaque racine U_{lm} permet de déterminer une valeur de constante de propagation β , correspondant à un mode guidé. Comme précédemment, la condition $U=V$

détermine la fréquence de coupure $V_{coupure}$ de chaque mode.

2.2.3 Modes LP

Les modes Linéairement Polarisés sont notés LP_{lm} où l est le nombre azimutal et m est le nombre radial. Le nombre azimutal permet de déterminer l'ordre des fonctions de Bessel J_l et K_l . Tout comme les modes vectoriels qui les constituent, les modes LP n'existent qu'au delà d'une valeur particulière de V , notée $V_{coupure}$ (figure 2.4) et possèdent leur propre indice effectif (figure 2.5). Il existe toujours, là aussi, (c'est-à-dire $\forall V$) le mode fondamental, noté LP_{01} qui correspond au mode vectoriel HE_{11} . La fibre reste monomode pour $V < 2,405$.

On peut également représenter les polarisations des champs électriques pour chacun de ces modes. Il est important de rappeler que pour les modes LP le champ magnétique est polarisé perpendiculairement au champ électrique. On peut écrire les solutions pour chaque mode :

$$\vec{E}(x,y) = F_l(r,\phi) \begin{cases} = J_l\left(\frac{U_{lm}r}{r_{coeur}}\right) \begin{cases} \cos(l\phi) \\ \sin(l\phi) \end{cases} & \text{polarisation } \hat{x} \\ = J_l\left(\frac{U_{lm}r}{r_{coeur}}\right) \begin{cases} \cos(l\phi) \\ \sin(l\phi) \end{cases} & \text{polarisation } \hat{y} \end{cases} \quad (2.21)$$

On peut remarquer que la notation $LP_{lm}^{even/odd}$ peut être interprétée, du point de vue du profil d'intensité (figure 2.6), comme suit :

- $2l$ maxima de l'intensité autour d'une circonférence,
- m maxima de l'intensité le long d'un rayon,
- even ou odd se rapporte à la parité (en cosinus ou sinus de l'équation 2.21) de la dégéné-

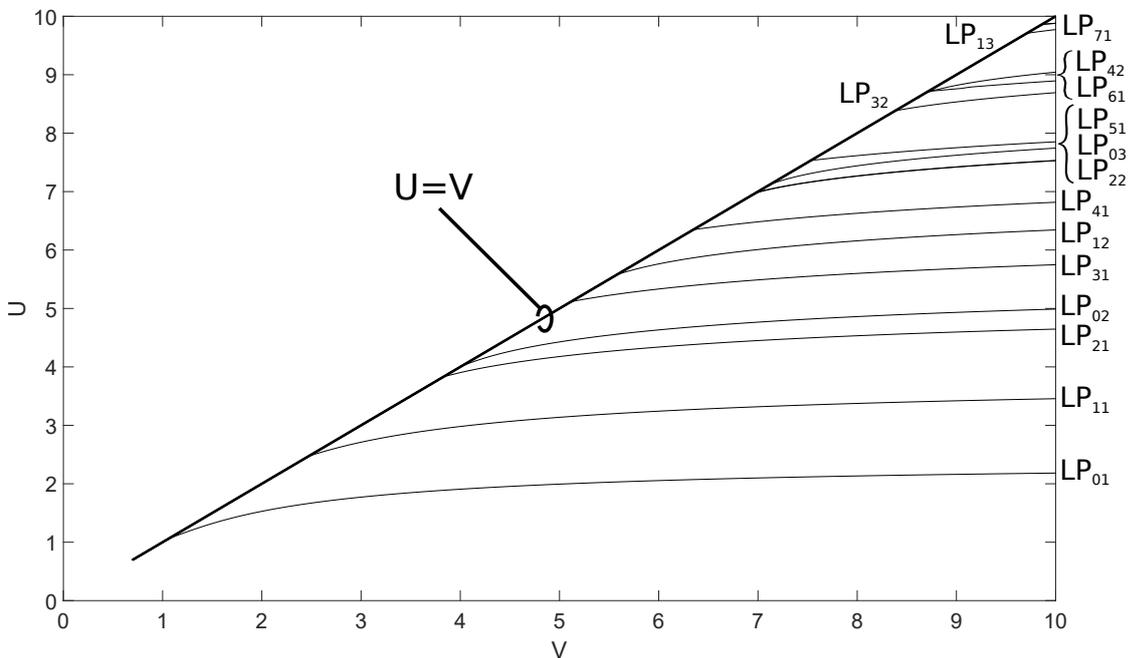


FIGURE 2.4 – Graphique universel $U(V)$ pour les modes LP jusqu'à $V=10$.

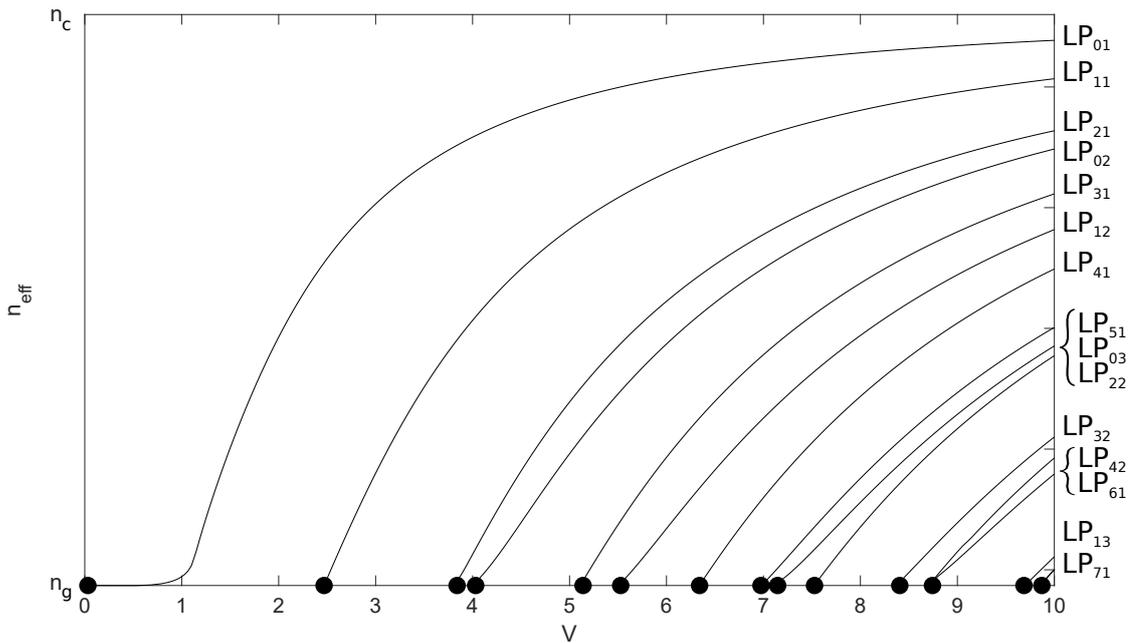


FIGURE 2.5 – Évolution typique de $n_{eff}(V)$ pour les modes LP jusque $V=10$ d'une fibre à saut d'indice et à cœur circulaire.

rescence spatiale provenant des équations B.19a et B.19b en annexe.

Il faut ajouter à ces distributions d'intensité la dégénérescence en polarisations \hat{x} ou \hat{y} .

2.3 Nomenclature

Pour clarifier les notations, il est important de préciser la nomenclature qui sera utilisée pour désigner les modes tout au long de ce manuscrit. Tout d'abord, par définition, un mode de propagation (souvent appelé simplement mode) est défini comme étant solution des équations de Maxwell appliquées au cas de la fibre optique. Pour illustrer ces considérations, nous utiliserons la base des modes LP_{lm} qui a été présentée dans la section 2.2.3.

Différents appellations coexistent :

- un *mode de propagation* est unique, il correspondent à un vecteur propre de l'équation aux valeurs propres (équation 2.20) vue précédemment. Par conséquent, il possède son propre indice effectif, et peut avoir une dégénérescence en polarisation et une dégénérescence spatiale. C'est le cas des modes LP_{lm} , qui possèdent chacun une dégénérescence en polarisation (selon \vec{x} ou selon \vec{y}). Lorsque $l > 0$, ils possèdent également une dégénérescence spatiale (paire ou impaire) qui sera désignée par *even* ou *odd*. Ainsi, la notation LP_{lm} désigne 2 ou 4 (respectivement pour $l=0$ et $l>0$) *modes de propagation*, la notation complète est $LP_{lm}^{even,odd}(\vec{x}, \vec{y})$.
- souvent on néglige la dégénérescence en polarisation, on parle alors de *mode spatial*. En effet, dans le cas des FM-EDFAs les deux polarisations d'un même mode se comportent de la même façon. La notation complète est ainsi simplifiée en $LP_{lm}^{even,odd}$, désignant ainsi en fait 2 *modes de propagation* (un par polarisation).
- on parle parfois de *groupe de modes* pour désigner des modes spatiaux qui partagent

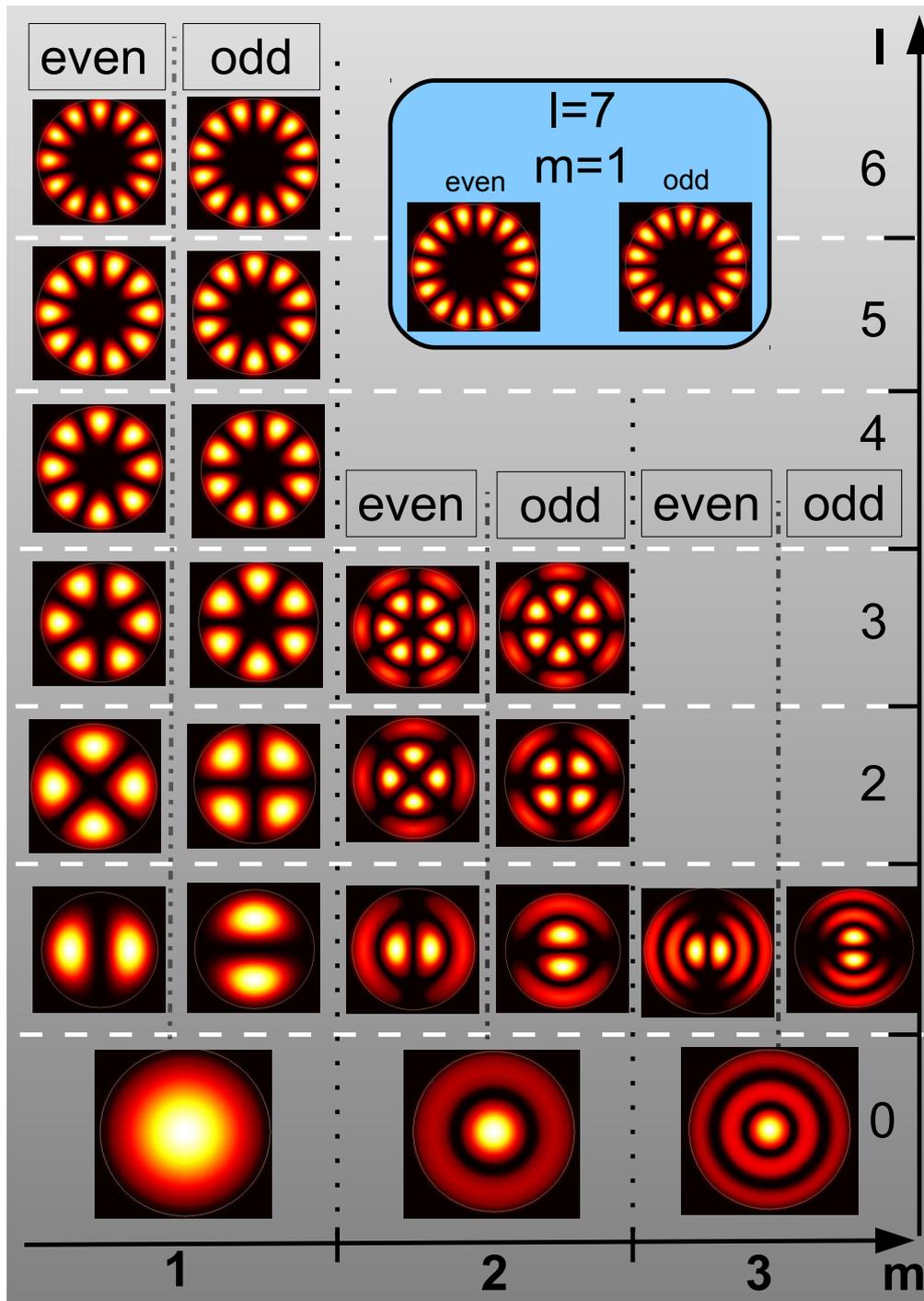


FIGURE 2.6 – Distribution transverse d'intensité des 25 premiers modes spatiaux LP_{lm} .

des indices effectifs très proches. Dans ce cas, on néglige la dégénérescence spatiale des modes. Dans le cas des modes LP_{lm} , un groupe de mode désigne habituellement des modes spatiaux partageant les mêmes valeurs d'indice l et m . Il existe des cas particuliers, comme par exemple le groupe des modes LP_{21} - LP_{02} (correspondant aux modes vectoriels HE_{31} , EH_{11} et HE_{12}). Il est fréquent que ces modes soient considérés comme appartenant au même groupe puisqu'ils ont des indices effectifs très proches et sont très couplés lors de la propagation.

Il faut noter que ces appellations sont particulièrement indiquées pour la base de modes LP, la plus usitée. Les modes TE et TM ne possèdent pas de dégénérescence en polarisation : la distinction entre modes de propagation et modes spatiaux est donc inutile dans ce cas. A contrario, les modes hybrides possèdent cette dégénérescence en polarisation. Celle-ci n'est pas notée \vec{x} ou \vec{y} puisque ces modes ne sont pas linéairement polarisés : ils sont donc notés *even* ou *odd*. Ainsi, *even* ou *odd* se réfère à la dégénérescence en polarisation dans le cas des modes vectoriels hybrides (HE et EH) et à la dégénérescence spatiale dans le cas des modes LP.

Les modes vectoriels ne possèdent pas de dégénérescence spatiale. Ils peuvent être combinés par groupe d'indices effectifs proches, constituant ainsi un *groupe de mode*. C'est d'ailleurs cette proximité des indices effectifs qui, sous l'approximation de faible guidage, constitue les modes LP. Les modes LP sont en fait une combinaison linéaire des modes vectoriels sous l'approximation de faible guidage. Selon la valeur de l , on peut appliquer la procédure suivante pour reconstituer les modes LP à partir des modes vectoriels, dans le cas d'une fibre conventionnelle :

$$\begin{aligned} \text{pour } l=0 : LP_{0,m}(\vec{x}, \vec{y}) &= HE_{1,m}^{even,odd} & (2.22) \\ \text{pour } l=1 : LP_{1,m}(\vec{x}, \vec{y}) &= HE_{2,m}^{even,odd} + TE_{0,m} \text{ ou } TM_{0,m} \\ \text{pour } l>1 : LP_{lm}(\vec{x}, \vec{y}) &= HE_{l+1,m}^{even,odd} + EH_{l-1,m}^{even,odd} \end{aligned}$$

Ainsi pour $l=0$, les deux modes $LP_{lm}(\vec{x}, \vec{y})$ correspondent directement aux deux modes $HE_{1,m}^{even,odd}$. Lorsque $l>0$ les quatre modes $LP_{lm}^{even,odd}(\vec{x}, \vec{y})$ correspondent aux différentes combinaisons linéaires de quatre modes vectoriels. La figure 2.7 présente l'exemple du groupe des modes LP_{11} et des combinaisons correspondantes des 4 modes vectoriels.

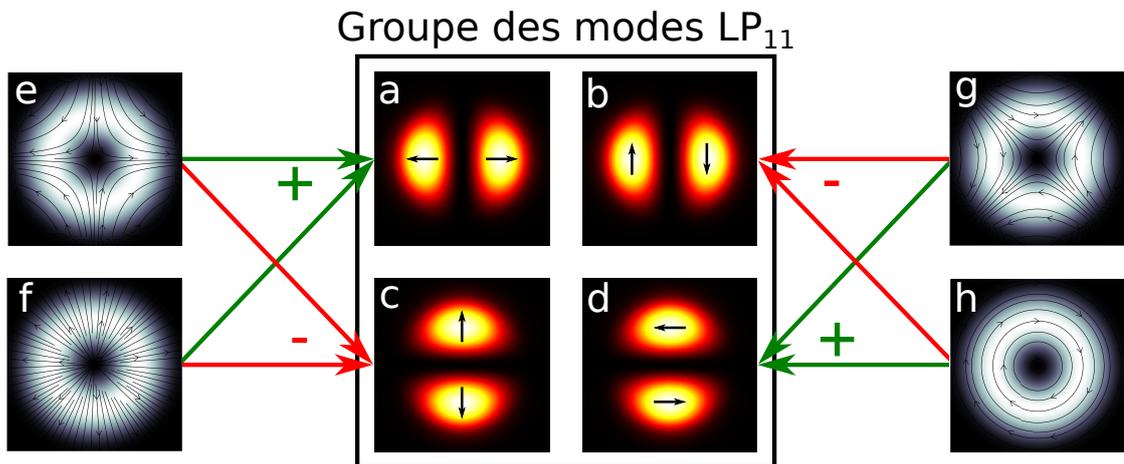


FIGURE 2.7 – Groupe des modes LP_{11} : (a) $LP_{11}^{even,x}$, (b) $LP_{11}^{even,y}$, (c) $LP_{11}^{odd,y}$ et (d) $LP_{11}^{odd,x}$ et les modes vectoriels dont ils sont les combinaisons : (e) HE_{21}^{even} , (f) TM_{01} , (g) HE_{21}^{odd} et (h) TE_{01} .

Les appellations et leurs correspondances pour les bases de modes LP et vectoriels sont résumés dans le tableau 2.1. Bien souvent, lorsqu'on parle de modes dans le contexte des FM-EDFAs on fait référence aux modes spatiaux (la dégénérescence en polarisation des modes LP est négligée comme nous l'avons dit précédemment) puisque les deux polarisations d'un même mode se comportent de la même façon du point de vue de l'amplification. C'est pourquoi dans la suite du manuscrit, la notation utilisée sera celle des modes spatiaux.

Appellation	dégénérescence	base des modes LP	base des modes vectoriels	
modes de propagation	spatiale et en polarisation	$LP_{lm}^{even,odd}(\vec{x}, \vec{y})$	HE/EH $_{lm}^{even,odd}$	TM $_{0m}$
modes spatiaux	spatiale	$LP_{lm}^{even,odd}$	HE/EH $_{lm}$	TE $_{0m}$
groupe de modes	-	LP $_{lm}$	voir 2.22	

TABLEAU 2.1 – Correspondances entre les appellations, les dégénérescences dont elles tiennent compte et les bases de modes LP et vectoriels.

Il faut noter que quelles que soient les propriétés opto-géométriques de la fibre optique considérée, les solutions exactes des équations de Maxwell sont les modes vectoriels. Cependant, les écritures des champs des modes vectoriels présentés dans ce chapitre sont valables dans le cas d'une fibre à saut d'indice et à cœur circulaire. Dans tous les autres cas, il convient de re-calculer les champs électriques et magnétiques de ces modes. Il est important de noter que :

- il y a coïncidence entre les deux bases de modes (LP et vectoriels) lorsque le cœur présente une ellipticité faible (de l'ordre de 1%). La figure 2.8 présente l'évolution des profils d'intensité et de l'orientation du champ électrique des modes vectoriels correspondant au groupe LP $_{11}$ dans un cas particulier (fibre conventionnelle à saut d'indice ($\Delta n=9,7 \times 10^{-3}$) avec un rayon de cœur de 7,5 μm) en fonction du facteur d'ellipticité e tel que (avec r_1 et r_2 respectivement les rayons du grand axe et du petit axe de l'ellipse) :

$$e = \frac{r_1}{r_2} \quad (2.23)$$

On peut observer qu'une ellipticité très faible (1,004 cf. figure 2.8(c)) suffit à modifier grandement les distributions d'intensité des modes vectoriels en ceux des modes LP correspondants.

- lorsque l'ellipticité du cœur devient plus élevée (typiquement supérieure à 10%), les modes restent linéairement polarisés mais ne sont plus décrits par les équations des modes LP, ce qui peut être source de confusion. Dans ce cas, les modes vectoriels sont bien décrits par la base de modes Hermite-Gauss [Milione et al., 2016]. Ce point est à garder à l'esprit lorsque nous étudierons le cas des fibres à cœur elliptique pour l'amplification partagée (voir chapitre 5).

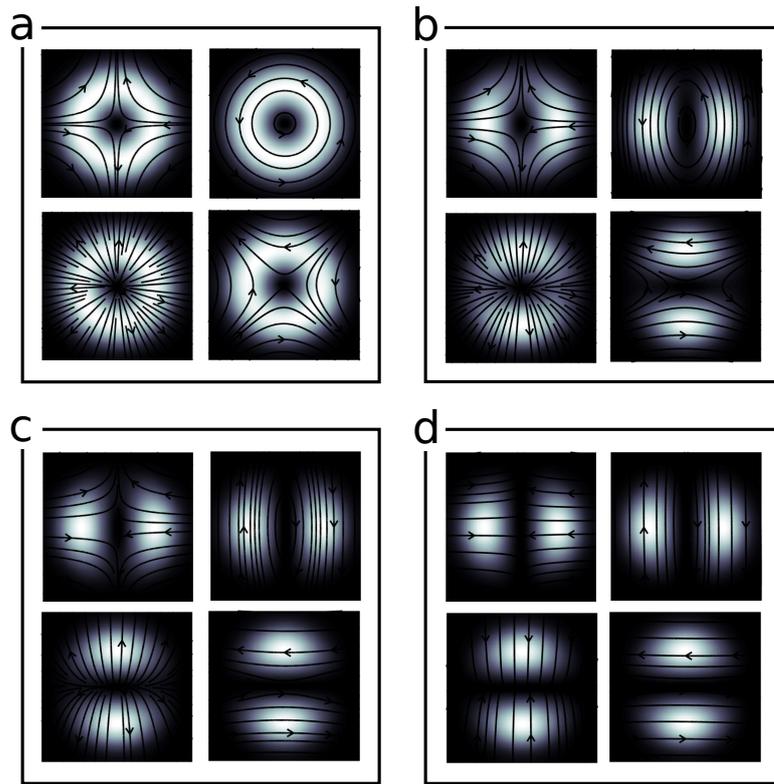


FIGURE 2.8 – Évolution de la distribution d'intensité et de l'orientation du champ électrique des modes vectoriels correspondant au groupe de mode LP_{11} en fonction de l'ellipticité du cœur, pour une valeur de coefficient d'ellipticité de : (a) 1 - (b) 1,002 - (c) 1,004 - (d) 1,02

2.4 Battement de modes

2.4.1 Définition

Puisque les différents modes propres ne se propagent pas à la même vitesse dans la fibre optique (cf. partie 1.1.6), ils accumulent une différence de phase au cours de leur propagation. Ainsi, la répartition de l'intensité transverse globale issue de la combinaison cohérente de différents modes (dans le cas d'une onde monochromatique) évolue le long de l'axe de propagation. L'intensité transverse globale en chaque position z (l'axe Oz étant l'axe de propagation) est alors la résultante des interférences des différents modes de propagation, c'est ce phénomène qu'on nomme *battement de modes* et qui nous intéressera particulièrement au chapitre 3.

2.4.2 Modèle

L'impact de ce phénomène sur la modélisation des FM-EDFAs sera étudié dans la partie 3.5, en utilisant le formalisme suivant pour décrire la composante spatiale du champ électrique ($\vec{E}(x, y, z)$) :

$$\vec{E}_{k,i}(x, y, z) = \vec{F}_{k,i}(x, y) A_{k,i}(z) \exp(\pm j \beta_{k,i} z) \quad (2.24)$$

avec l'indice i indiquant le mode de propagation, l'indice k correspondant à la longueur d'onde λ_k considérée, $\beta_{k,i}$, $A_{k,i}(z)$ et $\vec{F}_{k,i}(x, y)$ étant respectivement la constante de propagation du mode i à λ_k , l'amplitude du champ électrique et le champ électrique normalisé de ce mode i (réel dans l'approximation de guidage faible). Pour simplifier l'expression, le déphasage initial est considéré comme nul ce qui signifie qu'à $z=0$ les différents modes sont en phase.

Avec ce formalisme, la distribution en intensité transverse totale ($\mathcal{I}_k(x, y, z)$) pour la combinaison cohérente de modes d'amplitudes aléatoires, à la même longueur d'onde λ_k , est donnée par :

$$\mathcal{I}_k(x, y, z) = \sum_i \vec{E}_{k,i}(x, y, z) \cdot \sum_i \vec{E}_{k,i}^*(x, y, z) \quad (2.25)$$

2.4.3 Exemples

Battement entre deux modes vectoriel

En considérant les interférences entre deux modes co-propagatifs (notés 1 et 2), l'équation 2.25 devient :

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_k(x, y, z) = & \left\| \vec{F}_{k,1}(x, y) \right\|^2 |A_{k,1}(z)|^2 + \left\| \vec{F}_{k,2}(x, y) \right\|^2 |A_{k,2}(z)|^2 \\ & + \vec{F}_{k,1}(x, y) \cdot \vec{F}_{k,2}(x, y) A_{k,1}(z) A_{k,2}^*(z) \exp(j\Theta_{k,1,2}(z)) \\ & + \vec{F}_{k,2}(x, y) \cdot \vec{F}_{k,1}(x, y) A_{k,2}(z) A_{k,1}^*(z) \exp(-j\Theta_{k,1,2}(z)) \end{aligned} \quad (2.26)$$

où $\Theta_{k,1,2}(z) = \Delta\beta_{k,1,2} z = (\beta_{k,2} - \beta_{k,1}) z$.

Cette équation est similaire, par exemple, à celle obtenue dans le cas des expériences d'imagerie résolue spatialement et spectralement (Spatially and Spectrally resolved imaging ou S^2 en anglais) puisque c'est justement le même phénomène de battement de modes qui est étudié dans ce cas [Sévigny et al., 2014].

On peut appliquer cette équation à deux modes vectoriels constituant un pseudo-mode LP (dans l'approximation de guidage faible), pour illustrer le phénomène de *battement de*

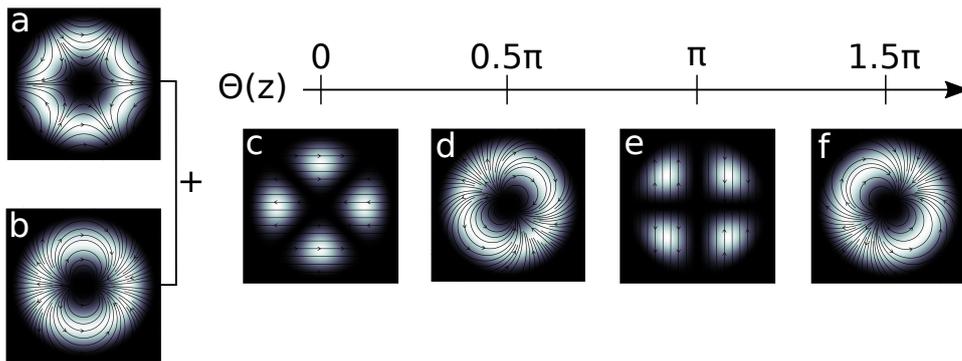


FIGURE 2.9 – Distribution transverse d'intensité et orientation du champ électrique à un instant t pour les modes : (a). HE_{31}^{even} , (b). EH_{11}^{even} , et leurs combinaisons cohérentes lorsque : (c). $\Theta(z) = 0[2\pi]$ ($LP_{21}^{even,x}$), (d). $\Theta(z) = 0,5\pi[2\pi]$, (e). $\Theta(z) = \pi[2\pi]$ ($LP_{21}^{odd,y}$), (f). $\Theta(z) = 1,5\pi[2\pi]$.

modes. C'est ce qu'illustrent les figures 2.9(a,b) respectivement pour les modes HE_{31}^{even} et EH_{11}^{even} dont la somme cohérente reconstitue le mode $LP_{21}^{even,x}$ lorsque $\Theta(z) = 0[2\pi]$ (figure 2.9(c)). On parlera de pseudo-mode LP pour désigner la somme cohérente des champs des modes vectoriels constituant un mode LP lorsque $\Theta(z) \neq 0[2\pi]$.

Lorsqu'on analyse ce battement, on note que pour $\Theta(z) = 0,5\pi[2\pi]$, la distribution transverse d'intensité résultante est sous forme d'anneau (figure 2.9(d)). Ensuite, les modes poursuivent leurs propagation pour atteindre $\Theta(z) = \pi[2\pi]$: la distribution d'intensité transverse devient alors celle du mode $LP_{21}^{odd,y}$ (figure 2.9(e)). Lorsque $\Theta(z) = 1,5\pi[2\pi]$ (figure 2.9(f)), les observations sont les mêmes que pour $\Theta(z) = 0,5\pi[2\pi]$. Finalement, lorsque la différence de phase atteint $\Theta(z) = 2\pi[2\pi]$ (la distance parcourue est un multiple de la longueur de battement) la distribution transverse en intensité et en champ redevient celle du départ ((figure 2.9(c))). Ceci illustre le fait que, lors d'une injection non contrôlée, un fort mélange existe au sein des groupes de modes.

Effet de la base de mode considérée

Ce phénomène ne se limite pas aux paires de modes vectoriels constituant un mode LP et a lieu entre tous les modes se propageant à une longueur d'onde spécifique. Il peut en résulter de nombreuses distributions transverses différentes, quelle que soit la base de modes propres considérée. Plus généralement, en considérant les bases de modes LP et vectoriels on peut distinguer deux cas :

- se limiter à l'approximation de la base des modes LP. Le battement de mode n'a lieu qu'entre modes ayant la même polarisation \vec{x} ou \vec{y} se propageant à la même longueur d'onde.
- ne pas faire l'approximation de faible guidage et utiliser la base des modes vectoriels, en tenant compte de cette façon de toutes les possibilités de battement à une longueur d'onde.

Dans les deux cas, le phénomène physique (c'est-à-dire le *battement de modes*) est le même et c'est la base de modes considérée qui change selon l'approximation choisie.

Le premier cas est illustré par la figure 2.10(e), qui considère la base des modes LP et présente l'évolution de la distribution transverse d'intensité induite par le battement entre les modes $LP_{01}(\vec{x})$ (figure 2.10(a)) et $LP_{11}^{even}(\vec{x})$ (figure 2.10(b)). Comme précédemment, on note une forte dépendance longitudinale de l'intensité au cours de la propagation.

La base de mode la plus utilisée pour le multiplexage modal est celle des modes LP. Comme nous venons de le voir, dans le cas d'une fibre à cœur circulaire, lorsque $l > 0$ les modes LP_{lm} sont constitués de plusieurs modes vectoriels. En pratique, deux stratégies peuvent être mises en place pour contrôler le contenu modal excité lors de l'injection dans la fibre optique :

- tenir compte des dégénérescence spatiale et en polarisation des modes $LP_{lm}^{even,odd}(\vec{x}, \vec{y})$ en contrôlant à la fois la distribution d'intensité et la polarisation du faisceau injecté. Dans ce cas, l'injection dans la fibre excite les deux modes vectoriels correspondants.
- tenir compte uniquement de la dégénérescence spatiale des modes $LP_{lm}^{even,odd}$. Dans ce cas, l'injection dans la fibre excite les quatre modes vectoriels correspondants.

Si l'on considère la première possibilité dans l'exemple de la figure 2.10, comme nous l'avons déjà vu dans la figure 2.7 les deux modes vectoriels dont la combinaison correspond au mode $LP_{11}^{even}(\vec{x})$ sont les modes TE_{01} (figure 2.10(c)) et HE_{21}^{odd} (figure 2.10(d)). Ces deux modes ont des indices effectifs très proches, la longueur de battement correspondante $L_{bat}(TE_{01}-HE_{21}^{odd})$ est très faible. Pour pouvoir comparer les différentes évolutions de battement de modes selon les cas considérés, c'est cette longueur de battement qui est utilisée en référence dans les figures 2.10(e-

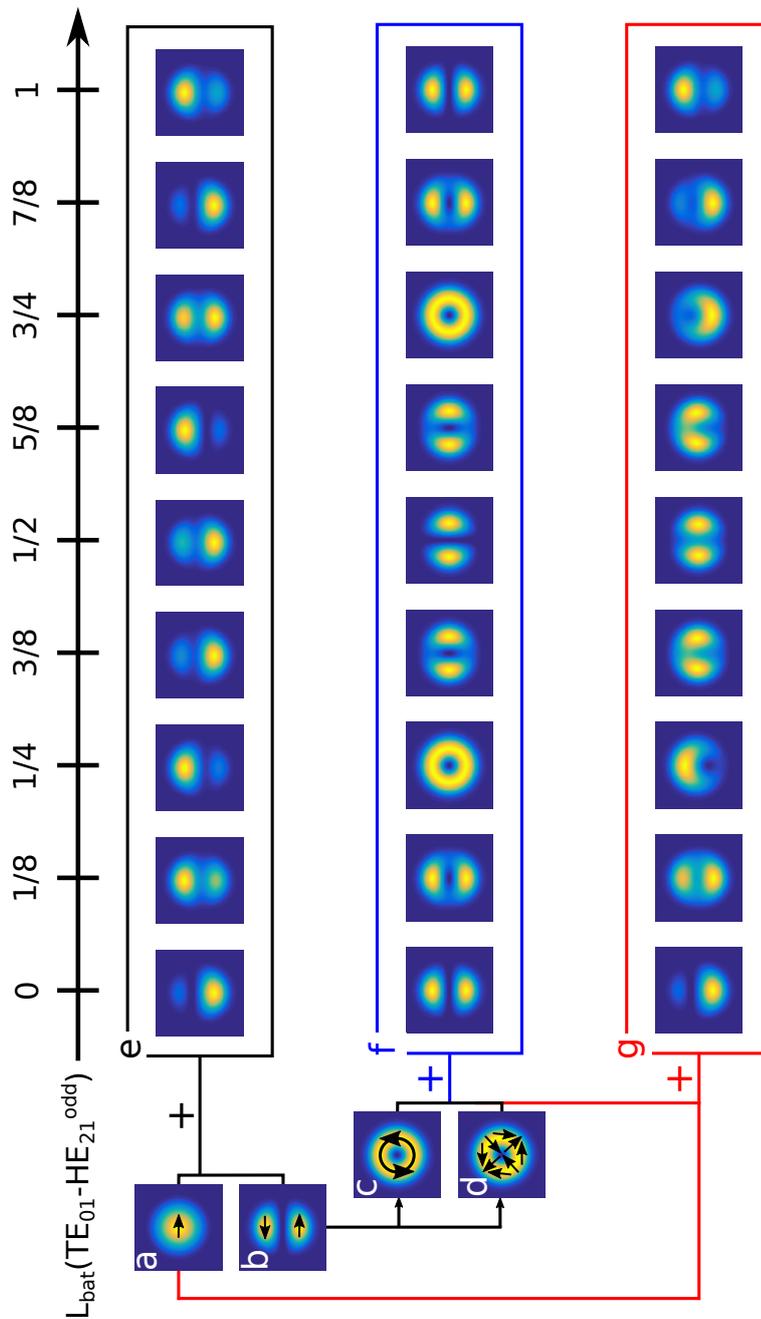


FIGURE 2.10 – Distribution transverse d'intensité pour les modes : (a). $LP_{01}(\vec{x})$, (b). $LP_{11}^{even}(\vec{x})$ et de ses composantes vectorielles : les modes (c) TE_{01} et (d) HE_{21}^{odd} . Le battement entre les modes : (e) $LP_{01}(\vec{x})$ et $LP_{11}^{even}(\vec{x})$, (f) entre les modes TE_{01} et HE_{21}^{odd} . Le battement entre les modes $LP_{01}(\vec{x})$ et $LP_{11}^{even}(\vec{x})$ est également décrit dans la figure (g) en considérant leurs composantes vectorielles.

g). On rappelle que la longueur de battement s'écrit : $L_{\text{bat}} = \frac{\lambda}{\Delta n_{\text{eff}}}$.

L'évolution du battement entre les modes TE_{01} et HE_{21}^{odd} est présentée dans la figure 2.10(f). La distribution transverse d'intensité oscille entre celle du mode $LP_{11}^{\text{even}}(\vec{x})$ (pour $\Theta(z) = 0 [2\pi]$) et du mode $LP_{11}^{\text{odd}}(\vec{y})$ (pour $\Theta(z) = \pi [2\pi]$) en passant par une distribution intermédiaire sous forme d'anneau.

Pour tenir compte de toutes les possibilités de battement entre les modes $LP_{01}(\vec{x})$ et $LP_{11}^{\text{even}}(\vec{x})$, il faut prendre en considération leurs composantes vectorielles (cf. figure 2.10(g)). L'évolution longitudinale du battement est plus complexe dans ce cas, et ne suit plus celle présentée dans le cas de la figure 2.10(e).

Au regard de ce que nous venons de présenter, il paraît évident que ce phénomène de *battement modal* peut grandement modifier la répartition transverse de la densité de photons et ainsi avoir un impact significatif sur le comportement du FM-EDFA que l'on cherche à modéliser. On retiendra qu'il est important d'utiliser la base des modes vectoriels pour calculer ces battements, afin de tenir compte de toutes les possibilités.

2.4.4 Limitations

Dans le cas d'une application aux télécoms optiques, l'impact du phénomène de *battement modal* est atténué par la modulation en phase du signal appliquée avec les formats de modulation complexes (vus dans la section 1.1.4). Cependant, même dans ce cas, le battement se produit entre modes vectoriels constituant un mode LP (comme dans l'exemple de la figure 2.9), si la base de mode LP est utilisée pour la modulation du signal¹. Ceci limite l'effet du battement de modes aux modes vectoriels constituant le mode LP considéré et qui sont en forte interactions puisque leurs indices effectifs sont très proches (voire égaux). C'est ce qui explique l'utilisation de MIMO 4x4 (cf. section 1.1.8) pour les groupes de modes LP_{11} ou LP_{21} pris en exemple dans la figure 2.9.

Dans le cas d'un milieu à gain, le phénomène a toujours lieu à la longueur d'onde de pompe puisque le faisceau de pompe n'est pas modulé. Cependant dans la plupart des cas, la longueur de cohérence de la diode laser utilisée pour générer le faisceau de pompe est de l'ordre de quelques millimètres. Dans ce cas, le *battement de modes* n'a lieu que sur les premiers millimètres de propagation du faisceau de pompe, là où l'inversion de population est la plus forte et donc là où son impact sera potentiellement le plus important. Ce phénomène a d'ailleurs déjà été observé expérimentalement (cf. figure 2.11).

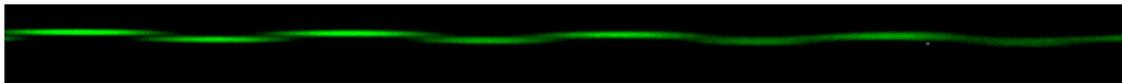


FIGURE 2.11 – Observation expérimentale du battement entre les modes LP_{01} et LP_{11}^{even} sur plusieurs longueurs de battement. Image obtenue en réalisant une injection décentrée à 980 nm dans une FM-EDF.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre les différentes bases de modes transverses de propagation ont été présentées : les modes Linéairement Polarisés LP_{lm} , utilisés conventionnellement ainsi que les modes

1. Dans ce cas, en effet, la modulation est appliquée de manière identique aux différents modes vectoriels constituant le mode LP considéré, l'excitation sélective de modes vectoriels étant beaucoup plus délicate à mettre en œuvre

vectoriels souvent considérés comme les "vrais" modes de propagation. Ces bases de modes sont utilisées pour la modélisation ou encore pour la modulation des signaux. Toutes les bases de modes utilisées pour les fibres optiques sont des combinaisons linéaires des modes vectoriels, tout comme le sont les modes LP. Dans de nombreux cas, la base des modes LP est suffisante, comme pour les EDFAs monomodes ou encore les fibres très multimodes. Cela peut s'expliquer par le fait que le mode fondamental est un cas particulier. Pour ce mode, il y a correspondance parfaite entre la base des modes LP et celle des "vrais" modes vectoriels (voir 2.22). Ainsi, l'utilisation de la base des modes LP dans le cas des fibres monomodes n'est pas une approximation en soi. Cependant, lorsque le nombre de modes est de l'ordre de la dizaine (comme c'est le cas pour les FMFs et les FM-EDFAs), il devient nécessaire d'évaluer si la base des modes LP est suffisante ou si l'on doit plutôt considérer les "vrais" modes de propagation.

Il existe d'autres bases de modes, utilisées dans le contexte du multiplexage modal, comme celles des modes à moment orbital angulaire (Orbital Angular Momentum ou OAM en anglais). Ces modes résultent de la combinaison des modes vectoriels et possèdent des propriétés particulières (distribution d'intensité en anneau, très peu de couplage entre modes lors de la propagation). Ces propriétés font que cette base de mode est l'une des alternatives étudiée actuellement pour une application dans le cadre du multiplexage modal [Wang et al., 2011; Yue et al., 2012; Yao and Padgett, 2011; Ramachandran, 2016; Gregg et al., 2016]. En outre, la distribution d'intensité en anneau de ces modes pourrait simplifier, par exemple, le design de l'amplificateur optique. Cependant, ce type de mode nécessite une géométrie de fibre particulière, faisant généralement appel à un trou d'air au centre du cœur, ce qui limite la distance de propagation à environ 1 km aujourd'hui.

Un autre phénomène a été abordé dans cette partie : le *battement de modes*. Comme nous l'avons vu, ce phénomène peut grandement modifier la distribution transverse d'intensité et il est nécessaire d'évaluer son impact sur les FM-EDFAs. L'impact du battement de modes et du choix de la base de mode sur la modélisation des FM-EDFAs seront étudiés plus en détail dans le chapitre suivant (cf. partie 3.5).

On fait la science avec des faits, comme on fait une maison avec des pierres; mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison.

Henri Poincaré

Chapitre 3

Modélisations numériques des FM-EDFAs

3.1	Intérêt	58
3.2	Discretisation des dimensions du problème	58
3.3	Équations régissant le phénomène d'amplification	59
3.3.1	Équations d'inversion de population	59
3.3.2	Équations de propagation	60
3.3.3	Interaction lumière-matière	60
3.3.4	Approximation de l'état stationnaire	61
3.3.5	Résolution des équations	61
3.4	Code en intensité	62
3.4.1	Mise en oeuvre	62
3.5	Code en champ	67
3.5.1	Différences avec le code en intensité	67
3.5.2	Mise en oeuvre	71
3.6	Comparatif des modèles en intensité et en champ	72
3.6.1	FM-EDFA 6 modes	72
3.6.2	Résultats du code en champ	73
3.6.3	Comparaison des résultats obtenus avec les deux modèles	76
3.7	Méthode numérique d'optimisation	80
3.7.1	Méthode du gradient	81
3.8	Conclusion	84

3.1 Intérêt

Les modèles numériques jouent un rôle fondamental dans l'identification de géométries d'amplificateurs optiques dont les performances sont compatibles avec les différents besoins rencontrés dans les réseaux de télécommunications. En effet, ils permettent d'étudier un grand nombre de possibilités en un minimum de temps, en économisant les coûts liés à la réalisation des fibres et des modules d'amplification. Pour cela il est nécessaire de développer des modèles numériques aussi prédictifs que possible, pour coller au mieux à la réalité.

Tout d'abord les bases de la transposition du problème physique en modèle numérique seront abordées : discrétisation des dimensions physiques, équations de population, équations de propagation, approximations du modèle, convergence du code, ...

Ensuite le modèle en intensité, utilisé conventionnellement pour étudier les FM-EDFAs, sera présenté. Nous verrons que ce modèle est basé sur les approximations des modes LP (section 2.2.3) et qu'il est approprié à de nombreux cas.

Nous poursuivrons en abordant le modèle en champ développé au cours de ce travail de thèse. Nous verrons que ce modèle tient compte d'effet plus fins que ceux considérés habituellement, à savoir : le battement de modes (section 2.4), le couplage de modes par le milieu à gain et la base des modes vectoriels. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, pour le mode fondamental les bases de modes vectoriel et LP coïncident parfaitement. C'est pourquoi, dans le cadre de l'utilisation de fibres monomodes, l'utilisation d'un code en intensité et considérant la base des modes LP est parfaitement justifiée puisque les phénomènes de battement de mode et de couplage par le milieu à gain ne peuvent se produire entre les deux polarisations d'un même mode. Mais dès lors que la fibre optique guide plus d'un mode spatial, il est nécessaire de reconsidérer la question.

Enfin, nous expliquerons les principes de fonctionnement de codes d'optimisations utilisant ces modèles. En particulier nous présenterons la méthode du gradient modifiée qui semble être particulièrement adapté au cas des FM-EDFAs ainsi que les améliorations qui y ont été apportées au cours de ma thèse.

3.2 Discrétisation des dimensions du problème

La description numérique complète de l'amplification nécessite une discrétisation du problème physique et de ses dimensions spatiales, spectrales et modales. Pour commencer les trois dimensions spatiales (O,x,y,z) sont divisées en $N_x \times N_y \times N_z$ éléments de petite taille devant les dimensions caractéristiques du problème (cf. figure 3.1).

Tout comme dans le chapitre précédent, il est possible d'utiliser le système de coordonnées polaires cylindriques mais le système de coordonnées cartésiennes apparaît plus adapté aux fibres ne possédant pas de symétrie cylindrique comme c'est le cas pour les fibres microstructurées, qui seront abordées plus tard, dans le chapitre 4. Le phénomène d'amplification n'a lieu qu'en présence de l'ion erbium Er^{3+} : il est donc possible de réduire la résolution transverse aux dimensions du cœur voire même uniquement aux zones dopées de celui-ci s'il n'est pas intégralement dopé. La discrétisation spectrale consiste à subdiviser l'ensemble du spectre en petits éléments de largeur $\Delta\lambda$, les bornes de l'ensemble du spectre correspondant au domaine spectral où les sections efficaces ne sont pas négligeables. En effet, il est nécessaire de tenir compte de toutes les longueurs d'onde pouvant être concernées par le mécanisme d'amplification. En se rapportant à la figure 1.11, on peut retenir les bornes spectrales de 960 nm à 1050 nm et de 1400 nm à 1700 nm. Lorsque le signal se situe en bande C, on peut restreindre ces bandes spectrales de 1500 nm à 1600 nm pour les longueurs d'ondes des faisceaux signaux. Concernant le faisceau de pompe, il est considéré séparément puisqu'il se propage à une longueur d'onde

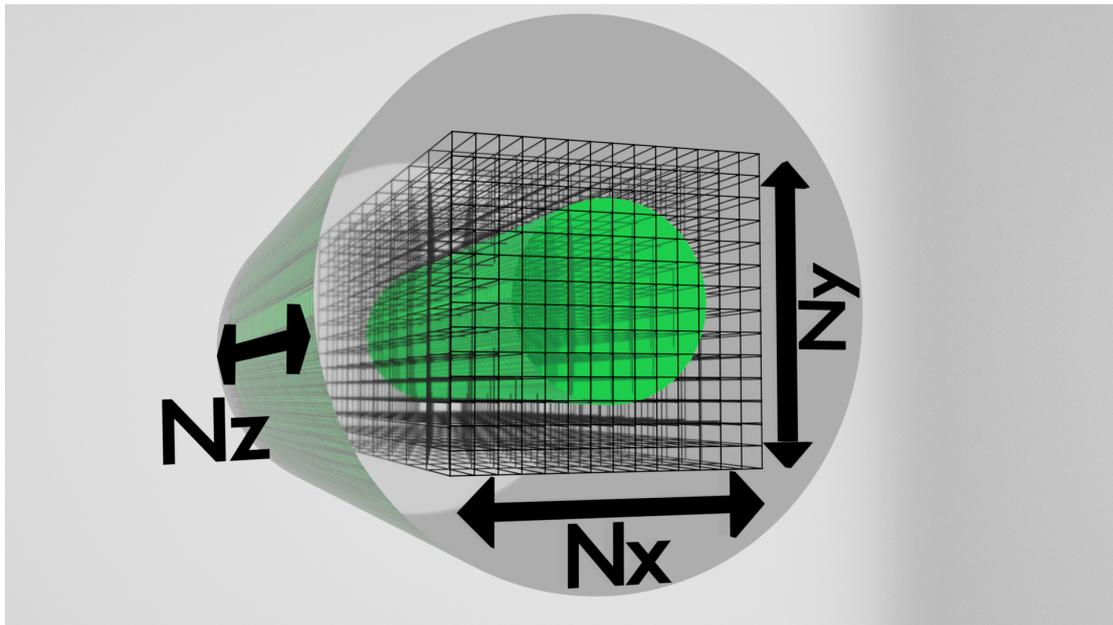


FIGURE 3.1 – Discrétisation spatiale du problème.

particulière (communément autour de 980 nm voire de 1480 nm). La discrétisation en modes transverses est implicite puisque le nombre de modes guidés, i , à chaque longueur d'onde λ_k dans une fibre optique est discret.

3.3 Équations régissant le phénomène d'amplification

3.3.1 Équations d'inversion de population

En prenant en compte la discrétisation spatiale, l'équation 1.11 devient, pour un instant t :

$$N_t(x, y) = N_1(x, y, z, t) + N_2(x, y, z, t) \quad (3.1)$$

L'inversion de population n'est pas homogène puisqu'elle est fonction de la position (x, y, z) du point considéré et de la quantité de photons passant par ce point. En effet, elle est régie par les phénomènes d'absorption, d'émission stimulée et d'émission spontanée décrits dans l'annexe A.2. Pour traduire ces dépendances, il faut exprimer (en fonction du flux de photons $\phi_{k,i,\pm}(z, t)$) :

- la quantité de photons absorbés en un point de coordonnées (x, y, z) par seconde et par unité de volume : $\phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{a,k} N_1(x, y, z, t)$,
- le nombre de photon créés par émission stimulée : $\phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t)$,
- le nombre de processus d'émission spontanée : $A_{21} N_2(x, y, z, t)$.

où \pm traduit les deux sens de propagation des faisceaux et $A_{21} = \frac{1}{\tau_{2 \rightarrow 1}}$. $I_{k,i}$ représente la distribution transverse d'intensité normalisée (c'est à dire telle que $\iint I_{k,i}(x, y) dS = 1$) du mode i à la longueur d'onde λ_k , autrement dit la densité surfacique de probabilité de présence du photon.

Ainsi, on peut écrire l'équation de population [Giles and Desurvire, 1991] :

$$\begin{aligned} \frac{dN_2(x, y, z, t)}{dt} &= \sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{a,k} N_1(x, y, z, t) && \text{(Absorption)} \quad (3.2) \\ &- \sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t) && \text{(Émission stimulée)} \\ &- A_{21} N_2(x, y, z, t) && \text{(Émission Spontanée)} \end{aligned}$$

3.3.2 Équations de propagation

On peut constater, en utilisant l'équation 3.1 que toute variation de population du niveau 2 ($\frac{dN_2}{dt}$) est égale à l'opposée de la variation de population du niveau 1 ($\frac{dN_1}{dt}$). Cela permet d'établir les équations de propagation.

En effet, en considérant un tronçon volumique élémentaire $dx \times dy \times dz$, le flux de photon $\phi_{k,i,\pm}(z, t)$ va subir au cours de sa propagation les effets de l'absorption, de l'émission spontanée et de l'émission stimulée. Ainsi, on peut écrire pour un tronçon de longueur de fibre dz :

- le nombre de photons à ajouter au flux incident (lié à la duplication par émission stimulée) : $\iint \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t) dS$,
- la quantité de photons à soustraire du flux incident (lié à l'absorption) : $\iint \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{a,k} N_1(x, y, z, t) dS$,
- le nombre de photons parasites à ajouter au flux incident (lié à l'émission spontanée) : $\iint m_i \Delta\nu_k I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t) dS$. Cette expression provient d'un résultat de mécanique quantique, où m est la dégénérescence du mode de propagation transverse considéré et $\Delta\nu_k$ est la bande spectrale élémentaire de l'émission spontanée [Giles and Desurvire, 1991]. Le principe est de décrire l'émission spontanée dans un mode transverse guidé comme une émission stimulée par l'injection d'un photon fictif dans ce mode.

En combinant ces éléments et en ajoutant les pertes linéiques $l_{k,i}$ (dues au mauvais confinement, aux pertes par courbure, à l'absorption du matériau, ...) dépendantes de la longueur d'onde et du mode de propagation, on obtient l'équation de propagation pour chaque onde :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{k,i,\pm}(z, t)}{dz} &= \pm \iint \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t) dS && \text{(Émission stimulée)} \quad (3.3) \\ &\mp \iint \phi_{k,i,\pm}(z, t) I_{k,i}(r, \theta) \sigma_{a,k} N_1(x, y, z, t) dS && \text{(Absorption)} \\ &\pm \iint m_i \Delta\nu_k I_{k,i}(x, y) \sigma_{e,k} N_2(x, y, z, t) dS && \text{(Émission spontanée)} \\ &\mp l_{k,i} \phi_{k,i,\pm}(z, t) && \text{(Pertes - atténuation)} \end{aligned}$$

3.3.3 Interaction lumière-matière

Le phénomène d'amplification est lié aux intégrales de recouvrement entre les différents modes (à la longueur d'onde de pompe et aux longueurs d'onde utilisées pour les signaux) et la distribution de dopant erbium. Il est possible de mettre en évidence cette dépendance en calculant les intégrales de recouvrement entre photons et dopant. Ces intégrales mettent en jeu :

- la distribution de dopant normalisée dans l'état fondamental et dans l'état excité, déjà abordée à l'équation 1.12. On peut désormais préciser la notation utilisée dans cette

équation en accord avec les définitions précédentes :

$$\eta_t(x, y) = \frac{N_t(x, y)}{\max(N_t(x, y))} \quad (3.4a)$$

$$\eta_1(x, y, z, t) = \frac{N_1(x, y, z, t)}{\max(N_t(x, y))} \quad (3.4b)$$

$$\eta_2(x, y, z, t) = \frac{N_2(x, y, z, t)}{\max(N_t(x, y))} \quad (3.4c)$$

— la distribution transverse d'intensité normalisée, telle que définie dans la partie 3.3.1.

Ainsi, les *intégrales de recouvrement* entre modes et dopants (Γ) s'écrivent [Becker et al., 1999; Giles and Desurvire, 1991; Dignonnet and Gaeta, 1985] :

$$\Gamma_{k,i} = \iint I_{k,i}(x, y) \eta_t(x, y) dS \quad (3.5a)$$

$$\Gamma_{1k,i}(z, t) = \iint I_{k,i}(x, y) \eta_1(x, y, z, t) dS \quad (3.5b)$$

$$\Gamma_{2k,i}(z, t) = \iint I_{k,i}(x, y) \eta_2(x, y, z, t) dS \quad (3.5c)$$

À la lecture de leurs définitions, on constate que les distributions de dopants normalisées et les intégrales de recouvrement sont toujours comprises dans l'intervalle $[0; 1]$.

3.3.4 Approximation de l'état stationnaire

L'objectif des modèles que nous allons présenter dans les pages qui vont suivre est de prédire le comportement des amplificateurs en régime stationnaire. Dans ce cadre, les dérivées par rapport au temps sont nulles et les équations de population (équation 3.2) et de propagation (équation 3.3) deviennent respectivement :

$$N_2(x, y, z) = N_t(x, y) \frac{\sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z) I_{k,i}(x, y) \sigma_{a,k}}{A_{21} + \sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z) I_{k,i}(x, y) (\sigma_{a,k} + \sigma_{e,k})} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{k,i,\pm}(z)}{dz} = & \pm \phi_{k,i,\pm}(z) \sigma_{e,k} N_{max} \Gamma_{2k,i}(z) \\ & \mp \phi_{k,i,\pm}(z) \sigma_{a,k} N_{max} (\Gamma_{k,i} - \Gamma_{2k,i}(z)) \\ & \pm (m_n \Delta v_k) \sigma_{e,k} N_{max} \Gamma_{2k,i}(z) \\ & \mp I_{k,i} \phi_{k,i,\pm}(z) \end{aligned} \quad (3.7)$$

où $N_{max} = \max(N_t(x, y))$.

3.3.5 Résolution des équations

Ces équations différentielles couplées ne possèdent pas de solutions analytiques puisque des faisceaux optiques se propagent dans les deux sens de propagation. Lorsqu'il s'agit de modéliser des EDFAs monomodes, ces équations peuvent être simplifiées (en négligeant la dépendance spectrale et/ou la dépendance transverse de l'inversion de population) en utilisant une écriture

analytique de façon à réduire fortement le nombre d'équations du système. Mais ces modèles simplistes ne sont pas suffisants pour décrire les FM-EDFAs pour lesquels il est nécessaire de recourir à des méthodes d'intégrations numériques.

Pour cela on peut utiliser une méthode bien connue sous le nom de *Runge-Kutta d'ordre 4 (RK4)*, de façon à résoudre les équations par récurrence suivant l'axe de propagation (Oz). Pour initier la récurrence il faut connaître les *conditions initiales* du système :

- la puissance couplée dans chaque mode à la longueur d'onde de pompe en $z=0$ (pompe co-propagative),
- la puissance couplée dans chaque mode à la longueur d'onde de pompe en $z=L$ (pompe contra-propagative) avec L la longueur de l'EDF,
- la puissance couplée dans chaque mode à chaque longueur d'onde utilisée pour le signal (c'est-à-dire pour chaque canal WDM et MDM) en $z=0$ (signal co-propagatif),
- la puissance couplée dans chaque mode à chaque longueur d'onde utilisée pour le signal (c'est-à-dire pour chaque canal WDM et MDM) en $z=L$ (signal contra-propagatif),
- le niveau de bruit optique porté par chaque mode à chaque longueur d'onde à l'injection dans la EDF, i.e. le bruit de la source laser utilisée. La plupart du temps on néglige ce niveau de bruit puisqu'il est très faible au regard de celui généré par l'amplificateur lui-même par l'intermédiaire de l'ASE. On fixe alors le niveau de bruit à zéro d'une part en $z=0$ pour les faisceaux co-propagatifs et d'autre part en $z=L$ pour les faisceaux contra-propagatifs.

Le processus itératif de résolution des équations consiste à calculer l'inversion de population en tout point transverse du plan (Oxy) pour $z=z_i$ ($\eta_2(x, y, z_i)$) en connaissant la valeur du flux de photon ($\phi_{k,n,\pm}(z_i)$) en utilisant l'équation 3.6. Une fois cette étape terminée, la méthode RK4 permet de résoudre l'équation 3.7 pour déterminer $\phi_{k,n,\pm}(z_i + dz)$, qui servira à déterminer $\eta_2(x, y, z_i + dz)$ et ainsi de suite. La résolution par la méthode RK4 n'est possible que dans un seul sens de propagation, on néglige alors les faisceaux se propageant dans l'autre sens. Ceci induit une erreur sur les valeurs calculées, puisque tous les faisceaux qu'ils soient co- ou contra-propagatifs interagissent avec les ions erbium Er^{3+} . Nous verrons dans la suite qu'on parvient à contourner ce problème par l'utilisation de boucle de convergence.

3.4 Code en intensité

On parle de code en intensité, puisque ce modèle considère les profils d'intensité des modes et donc néglige les phénomènes tels que le battement modal ou le couplage de modes qui seront étudiés dans la section 3.5. En clair, on considère que les profils d'intensité aux différentes longueurs d'onde sont inchangés lors de la propagation. Ce type de code est le plus répandu pour prédire le comportement des FM-EDFAs, dans l'immense majorité des cas avec la base des modes LP. Le code, qui est décrit dans cette section, est celui développé par Guillaume Le Cocq au cours de sa thèse au sein du laboratoire [Le Cocq et al., 2012].

3.4.1 Mise en oeuvre

Première approximation

Premièrement, le code conduit à une première approximation qui s'effectue en plusieurs étapes :

- à partir des conditions initiales en $z=0$, on calcule l'inversion de population $\eta_2(x, y, z)$ et les flux de photons co-propagatifs $\phi_{k,i,+}(z)$ (en négligeant les faisceaux contra-propagatifs $\phi_{k,i,-}(z)$),

- ensuite, en considérant $\eta_2(x, y, z)$ figé et à partir des conditions initiales en $z=L$, en intégrant dans le sens décroissant, on peut calculer les flux de photons contra-propagatifs $\phi_{k,i,-}(z)$.

Les résultats obtenus lors de cette première approximation ne sont évidemment pas corrects. Il faut les affiner à l'aide d'une boucle de convergence.

Boucle de convergence

Pour chacune de ces boucles, il faut ré-évaluer successivement les grandeurs suivantes :

- l'inversion de population ($\eta_2(x, y, z)$). Ceci est effectué en fixant les flux co- et contra-propagatifs ($\phi_{k,i,\pm}(z)$) calculés à l'itération précédente. De cette façon, l'inversion de population est plus "juste" puisqu'elle tient compte de tous les faisceaux.
- les flux de photons co-propagatifs ($\phi_{k,i,+}(z)$), en figeant l'inversion de population ($\eta_2(x, y, z)$) et les faisceaux contra-propagatifs ($\phi_{k,i,-}(z)$). Cette fois le résultat est plus proche de la réalité, puisqu'il est basé sur la nouvelle évaluation de l'inversion de population.
- l'inversion de population ($\eta_2(x, y, z)$), tout en fixant les flux co- et contra-propagatifs ($\phi_{k,i,\pm}(z)$). Ce calcul est effectué en tenant compte de la ré-évaluation de $\phi_{k,n,+}(z)$ précédente.
- les flux de photons contra-propagatifs ($\phi_{k,i,-}(z)$), en figeant l'inversion de population ($\eta_2(x, y, z)$) et les faisceaux co-propagatifs ($\phi_{k,i,+}(z)$). Cette évaluation est plus proche de la réalité, puisqu'elle est basée sur l'évaluation de l'inversion de population précédente.

Cette suite d'opérations constitue une boucle de convergence. En répétant cette boucle on affine les résultats successivement. Après un certain nombre de boucles, il n'y a plus de différences entre les valeurs de l'inversion de population ($\eta_2(x, y, z)$) et des flux de photons ($\phi_{k,i,\pm}(z)$) calculées lors de deux boucles successives : c'est le signe que le code a convergé vers la solution physique. Les différentes étapes de calcul sont synthétisés sur la figure 3.2.

Résultats

Les résultats numériques fournissent l'évolution longitudinale et transverse de :

- la densité d'ions Er^{3+} dans les différents états, en particulier dans l'état excité : $N_2(x, y, z)$,
- le flux de photons des faisceaux signaux, pompe et ASE, à la fois co- et contra-propagatifs : $\phi_{k,i,\pm}(z)$.

Ces résultats sont utilisés pour calculer le gain dont profite chaque mode à chaque longueur d'onde signal λ_k . D'autres paramètres peuvent-être analysés tels que le gain moyen (G_{ave}), le gain modal différentiel (DMG(k)), le gain spectral différentiel (DSG(i)) où encore le différentiel de gain (ΔG) déjà introduits dans la section 1.2.5. Ces résultats numériques permettent également de calculer le SNR et la NF (cf. section 1.2.4).

Convergence et ordre de grandeur des paramètres de simulation

Comme nous l'avons vu dans la section 3.2, la fibre est découpée en parallélépipèdes rectangles de dimensions de l'ordre de quelques dixièmes de micromètres transversalement (plan (xOy)) et quelques centimètres longitudinalement (axe Oz) dimensions typiques pour une fibre présentant un cœur de plusieurs micromètres et une absorption linéique de plusieurs dB m^{-1} à 1530 nm. Ces valeurs peuvent fortement varier selon la précision requise, le nombre de modes guidés ou les autres paramètres de la simulation. C'est pour cela que le code a été construit de façon à ce que la discrétisation spatiale et le critère de convergence soient déterminés par un paramètre de résolution unique R . Il permet de fixer le nombre de points de la résolution

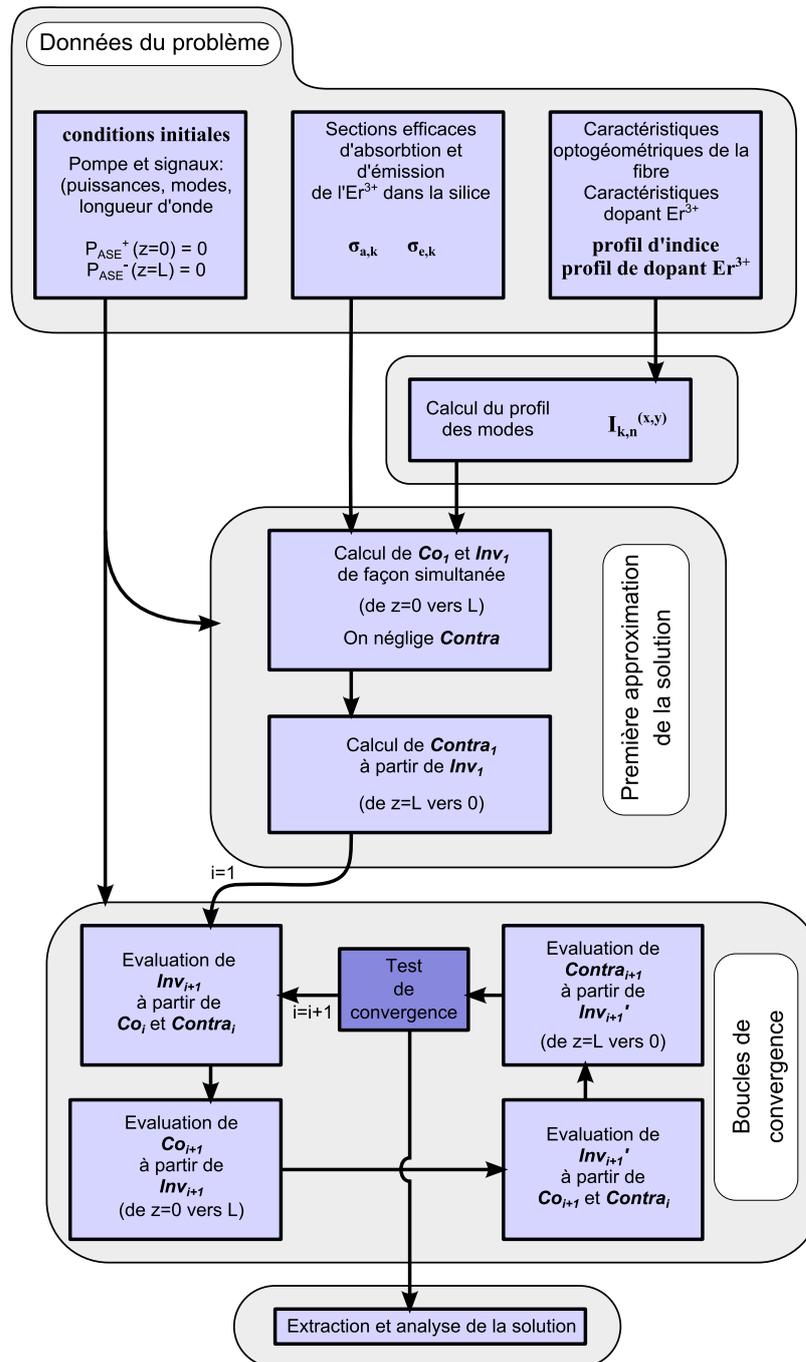


FIGURE 3.2 – Diagramme représentant les étapes de calcul pour la simulation d'un EDFA [Le Cocq, 2014].

transverse (N_x et N_y) selon la relation empirique suivante :

$$N_x = N_y = \left\lceil 10 \times R \times m_{max} \times \frac{D}{r_{coeur}} \right\rceil$$

où m_{max} est la valeur maximum de l'indice m (des modes LP_{lm} à la longueur d'onde de pompe) et D la dimension transverse sur laquelle on réalise l'intégration. Pour assurer un niveau minimum de résolution, dans le cas d'une fibre qui supporte peu de modes, il faut que le nombre de points de résolution transverses minimum soit de : $N_x = 100 \times R$. Typiquement R varie entre 0,25 et 2, selon le niveau de résolution voulu.

De la même façon, le nombre de points longitudinaux est déterminé par la relation suivante :

$$N_z = \left\lceil 10 \times R \times L \times N_{max} \times \sigma_{a,p} \right\rceil$$

On peut expliquer cette relation en se basant sur l'équation 3.7. Si l'on néglige la dépendance modale, en considérant une absorption "petit signal" de la pompe et une intégrale de recouvrement pompe-dopant égale à 1, la puissance de pompe varie selon une exponentielle décroissante de distance caractéristique d'absorption $\frac{1}{N_{max} \sigma_{a,p}}$. Ainsi, selon la définition de la longueur du pas dz lorsque $R=1$, la différence de puissance de pompe maximum entre deux points successifs est de l'ordre de 3%.

Le critère de convergence est le gain dont profite chaque canal utilisé pour le signal. Le code a pour instruction de poursuivre les boucles de convergence tant que celui-ci n'est pas stabilisé, selon la relation suivante :

$$\max(G_{b+1k_s,i} - G_{bk_s,i}) < \frac{0,1}{R}$$

où k_s représente l'indice des longueurs d'ondes λ_s utilisées pour le multiplexage WDM du signal. Ainsi, pour $R=1$, la convergence est atteinte lorsque la différence maximale de gain pour tous les canaux signaux est inférieure à 0,1 dB. Là aussi, une sécurité dans le code assure un minimum de 3 boucles de convergences. Typiquement, le code converge en moins de dix boucles, mais il existe des configurations d'amplificateurs (avec une configuration de pompage contra-propagative par exemple) nécessitant plusieurs dizaines de boucles de convergence.

Concernant la discrétisation spectrale, elle est de l'ordre du nanomètre pour une bande spectrale de 100 nm centrée sur la bande C.

Afin d'illustrer les exigences en terme de résolution pour la bonne convergence du code, prenons un exemple et étudions l'évolution des solutions en fonction du facteur de résolution R . Prenons le cas d'un amplificateur qui fera l'objet d'une optimisation plus tard dans ce manuscrit (cf. figure 4.2.2). Dans cet exemple, les gains de 40 signaux simultanément amplifiés par un FM-EDFA conventionnel à distribution de dopant homogène sont simulés. Ces signaux sont distribués sur 4 longueurs d'ondes dans la bande C et sur 10 modes spatiaux. Les résultats de l'analyse de convergence en fonction du niveau de résolution pour cette simulation sont reportés sur la figure 3.3, sur laquelle il est possible de voir :

- l'évolution de la discrétisation spatiale (N_x, N_y et N_z) en fonction de R (figure 3.3(b)). Notons que N_x et N_y sont bien égaux et que, dans cet exemple particulier, N_z leur est aussi égal (ce qui n'est pas nécessairement le cas),
- l'évolution du nombre de boucles de convergence nécessaire pour obtenir une solution stable (figure 3.3(a)),
- le temps de calcul nécessaire, qui évolue de façon proportionnelle à R^3 (ce qui est directement lié au fait que le nombre de points dans l'espace est proportionnel à R^3) sur la figure 3.3(d),

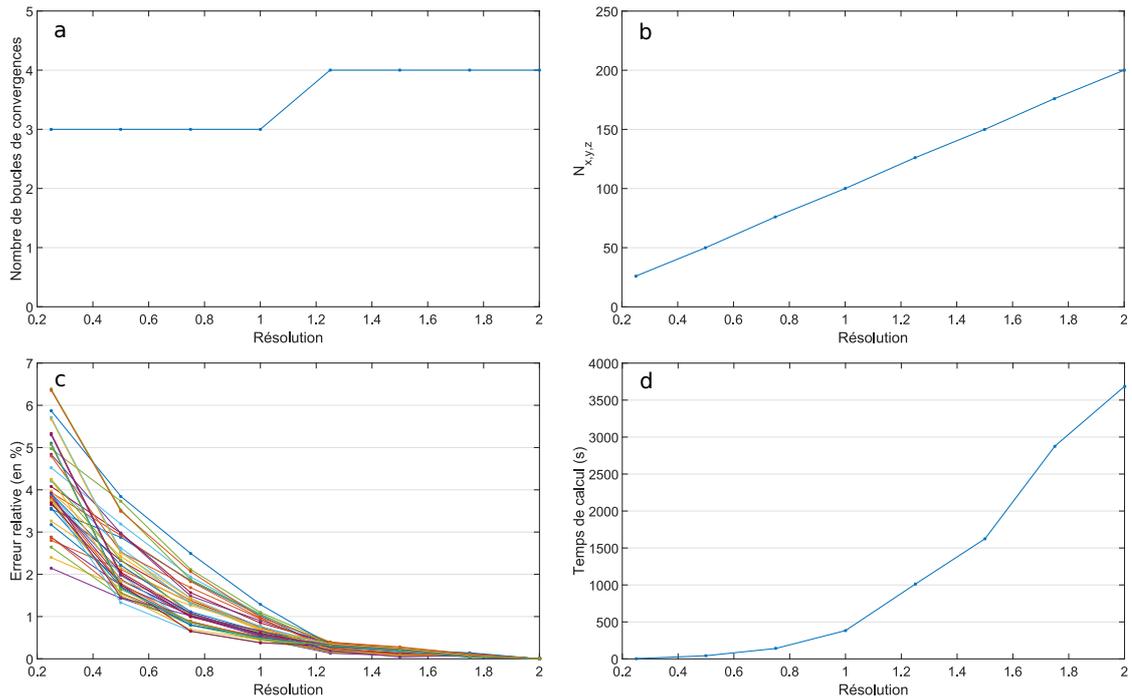


FIGURE 3.3 – (a) Nombre de boucles de convergence en fonction du niveau de résolution R . (b) Discrétisation spatiale en fonction du niveau de résolution. (c) Erreur sur les valeurs de gain des 40 signaux simultanément amplifiés, en relatif (en %). Notons que, dans cet exemple, le gain moyen des 40 signaux est de 20 dB. d. Temps de calcul (sur un microprocesseur de type Intel® Core™ i7 à 3,4 GHz).

- et enfin l’erreur sur la valeur des gains (en dB relatif). L’erreur sur la valeur du gain a été obtenue en comparant les résultats avec ceux obtenus avec un niveau de résolution valant 2 (figure 3.3(c)).

Les résultats présentés sur la figure 3.3 sont très dépendants de la géométrie de l’amplificateur qui est simulé, surtout au niveau du temps de calcul. Par exemple, les effets de saturation du gain (lorsque la puissance signal est importante) vont bien souvent nécessiter de nombreuses boucles de convergence. Ainsi, les résultats de la figure 3.3 sont essentiellement illustratifs et en toute rigueur chaque simulation devrait faire l’objet d’une étude de convergence.

Il faut noter que le modèle nécessite la détermination des profils d’intensité des modes guidés à chaque longueur d’onde. Un code de calcul de ces modes est implémenté au sein du modèle de simulation des FM-EDFAs, basé sur une méthode de résolution par éléments finis, comme par exemple celle présentée par Zhu [Zhu and Brown, 2002]. Il faut également préciser que le modèle en intensité ne différencie pas la dégénérescence en polarisation des modes spatiaux. Ce modèle est le plus souvent utilisé avec la base de mode LP et ainsi, lorsqu’on parle de mode de propagation dans cette configuration, on parle de mode spatial. Les deux dégénérescences en polarisations des modes se comportent de façon identique dans cette approximation et ne nécessitent pas un traitement individuel.

3.5 Code en champ

Les modèles décrivant l'amplification dans des SMFs ou des fibres très largement multimodes sont basés dans l'immense majorité des cas sur le modèle en intensité qui est tout à fait adapté. La situation est différente pour les systèmes légèrement multimodes où la compétition modale implique un nombre de modes bien quantifié, suggérant l'utilisation de modèles basés sur le champ électrique pour comprendre le plus précisément et de façon aussi réaliste que possible le problème. Un tel modèle est particulièrement pertinent pour décrire la compétition modale dans les systèmes lasers qui sont rarement strictement monomodes ou pour évaluer les paramètres tels que le DMG dans les amplificateurs légèrement multimodes développés pour le SDM.

Des phénomènes aussi fins que l'évolution longitudinale de l'intensité transverse (induite par le battement de mode) et le couplage de modes sont connus pour avoir lieu dans de tels systèmes. Deux modèles considérant uniquement le battement de mode, utilisant la base de modes vectoriels et négligeant le bruit optique et les faisceaux contra-propagatifs ont été développés l'un par Lim [Lim et al., 2013] et l'autre par Akhtari [Akhtari and Krummrich, 2013]. Akhtari et al. ont également étudié cet effet expérimentalement en 2015 [Akhtari et al., 2015], tout comme Stremplewski et al. la même année [Stremplewski and Koepke, 2015]. Un autre modèle proposé par Nasiri Mahalati et al. en 2014 est similaire à celui présenté dans la suite, il considère à la fois le battement de modes et le couplage de mode dans un FM-EDFA mais ne tient pas compte des faisceaux contra-propagatifs et du bruit optique.

Le modèle en champ que j'ai développé durant ma thèse et qui est présenté dans la suite utilise des équations basées sur le champ électrique pour former un modèle d'amplificateur complet. Il tient compte à la fois du battement de modes et du couplage de mode par le milieu à gain, de l'ensemble des faisceaux co- et contra-propagatifs et du bruit optique. Il est notamment utilisé pour évaluer l'impact du mécanisme d'amplification sur la dégradation de la qualité du signal pour les systèmes de télécommunications utilisant le MDM aussi précisément que possible.

Ce modèle utilise le même formalisme que celui décrit dans la section 2.4, ce qui implique que les équations 3.6 et 3.7 doivent être modifiées en conséquence.

3.5.1 Différences avec le code en intensité

Pour ce modèle on considère les faisceaux pompe et signal (se propageant à la même longueur d'onde) comme cohérents, ce qui implique qu'il faille tenir compte des effets de battements de modes (déjà introduits dans la section 2.4). En effet, si l'on considère que ces faisceaux sont cohérents, la distribution d'intensité résultante est donnée par la combinaison de leurs champs électriques et magnétiques et non par la somme de leurs intensités.

Par ailleurs, le couplage de modes via le milieu à gain va être introduit en revisitant la théorie des modes guidés.

Équations de propagation

Concernant les équations de propagation, le modèle en champ utilise des équations différentielles couplées pour faisceaux signal et pompe, en supposant une enveloppe lentement variable A . Dans ce modèle théorique, seul l'impact de l'amplification sur la partie imaginaire de la susceptibilité est pris en compte. Il faut noter qu'un développement similaire est présenté par Nasiri Mahalati et al. [Nasiri Mahalati et al., 2014].

En considérant un faible contraste d'indice (ce qui est généralement le cas pour les FM-EDFs), avec ε_r la permittivité relative du milieu dépendant uniquement des composantes transverses et

possédant une partie imaginaire non-nulle, le champ électrique vérifie :

$$\Delta \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) + k_0^2 \epsilon_r \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) = 0 \quad (3.8)$$

L'équation vérifiée par le mode i (solution de l'équation de propagation quand la permittivité est réelle) de constante de propagation $\beta_{k,i}$ (réelle) est :

$$\Delta_{\perp} \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) + k_0^2 \text{Re}(\epsilon_r) \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) = \beta_i^2 \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) \quad (3.9)$$

En décomposant le champ sur les modes guidés et en introduisant l'équation 3.9 dans l'équation 3.8, nous obtenons :

$$\sum_i \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta_{k,i}^2 + jk_0^2 \text{Im}(\epsilon_r) \right) \vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) = 0 \quad (3.10)$$

En utilisant la séparation des variables sur le champ, en introduisant la notion d'enveloppe tout comme dans la section 2.4 :

$$\vec{E}_{k,i,\pm}(x,y,z) = \vec{F}_{k,i}(x,y) A_{k,i,\pm}(z) \exp(\pm j \beta_{k,i} z)$$

On obtient l'équation différentielle vérifiée pour les enveloppes :

$$\sum_i 2\beta_{k,i} \vec{F}_{k,i}(x,y) \frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} \exp(\pm j \beta_{k,i} z) + k_0^2 \text{Im}(\epsilon_r) \vec{F}_{k,i}(x,y) A_{k,i,\pm}(z) \exp(\pm j \beta_{k,i} z) = 0 \quad (3.11)$$

En multipliant cette équation par $A_{k,j,\pm}$ et en intégrant sur les composantes transverses nous trouvons l'équation différentielle vérifiée pour l'enveloppe d'un mode :

$$\frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} = - \sum_j \frac{k_0^2}{2\beta_{k,i}} A_{k,j,\pm}(z) \exp(j(\beta_{k,j} - \beta_{k,i})z) \iint \text{Im}(\epsilon_r) \vec{F}_{k,i}(x,y) \cdot \vec{F}_{k,j}(x,y) dS \quad (3.12)$$

Il faut rappeler que les modes considérés constituent une base de modes orthogonaux, c'est-à-dire tels que $\iint F_{k,i} \cdot F_{k,j} dS = \delta_{i,j}$.

On utilise les propriétés suivantes :

$$\epsilon_r = 1 + \chi^{(1)} = 1 + \chi' + i\chi''$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$$

$$\beta = \frac{n\omega}{c}$$

et on note :

$$\Theta_{k,i,j}(z) = \Delta\beta_{k,i,j} z = (\beta_{k,i} - \beta_{k,j}) z$$

D'après [Desurvire, 1990], on peut écrire :

$$\text{Im}(\epsilon_r) = \chi'' = -\frac{nc}{\omega} (\sigma_{e,k} N_2(x,y) - \sigma_{a,k} N_1(x,y))$$

Ainsi, en combinant ces éléments à l'équation 3.12 :

$$\begin{aligned}\frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} &= \sum_j \frac{k_0^2}{2\beta_{k,i}} A_{k,j,\pm}(z) \exp(\pm j \Theta_{k,i,j}(z)) \\ &\quad \times \iint \frac{nc}{\omega} (\sigma_{e,k} N_2(x,y) - \sigma_{a,k} N_1(x,y)) \vec{F}_{k,i}(x,y) \cdot \vec{F}_{k,j}(x,y) dS \\ \frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} &= \sum_j \frac{1}{2} \frac{\omega^2}{c^2} \frac{c}{n\omega} \frac{nc}{\omega} A_{k,j,\pm}(z) \exp(\pm j \Theta_{k,i,j}(z)) \\ &\quad \times \iint (\sigma_{e,k} N_2(x,y) - \sigma_{a,k} N_1(x,y)) \vec{F}_{k,i}(x,y) \cdot \vec{F}_{k,j}(x,y) dS \\ \frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} &= \sum_j \frac{1}{2} A_{k,j,\pm}(z) \exp(\pm j \Theta_{k,i,j}(z)) \\ &\quad \times \iint (\sigma_{e,k} N_2(x,y) - \sigma_{a,k} N_1(x,y)) \vec{F}_{k,i}(x,y) \cdot \vec{F}_{k,j}(x,y) dS\end{aligned}$$

Les équations de population deviennent dans le cas du modèle en champ, pour chaque mode i (l'indice j représentant la somme sur tous les modes guidés) :

$$\boxed{\frac{\partial A_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} = \sum_j \frac{1}{2} A_{k,j,\pm}(z) g_{k,i,j} \exp(\pm j \Theta_{k,i,j}(z))} \quad (3.13a)$$

avec

$$\boxed{g_{k,i,j} = \iint [\sigma_{e,k} N_2(x,y,z) - \sigma_{a,k} N_1(x,y,z)] \vec{F}_{k,i}(x,y) \cdot \vec{F}_{k,j}(x,y) dS} \quad (3.13b)$$

Le couplage de mode apparaît dans ces équations à travers le terme $g_{k,i,j}$ dans l'équation (3.13b), qui représente les intégrales de recouvrement entre les distributions transverses des champs électriques de deux modes à travers l'inversion de population "vue" par ces modes. Ainsi les coefficients de couplage $g_{k,i,j}$ forment des matrices de taille $i \times i$ pour chaque longueur d'onde (cf. équations 3.14) pour lesquelles :

- les termes diagonaux $g_{k,i,i}$, regroupés dans la matrice D, représentent l'amplification (absorption du mode (k,i,\pm)) et sont équivalents à l'équation 3.7 du modèle en intensité. Ainsi, lorsque $g_{k,i,i}$ est positif le mode profite d'une amplification, alors qu'il subit l'absorption dans le cas contraire.
- les termes hors-diagonal $g_{k,i,j \neq i}$ représentent le couplage entre différents modes via le milieu à gain (sa distribution d'intensité), et forment la matrice notée C. Dans le cas où le terme $g_{k,i,j \neq i}$ est positif, le mode considéré i reçoit de la puissance provenant du mode j ce qui devient du bruit optique sur ce canal spatial. À l'inverse, lorsqu'il est négatif le phénomène contraire se produit et le mode i subit des pertes.

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{pmatrix} A_{k,1,\pm} \\ A_{k,2,\pm} \\ \vdots \\ A_{k,n,\pm} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} (D + C) \begin{pmatrix} A_{k,1,\pm} \\ A_{k,2,\pm} \\ \vdots \\ A_{k,n,\pm} \end{pmatrix} \quad (3.14a)$$

$$D = \begin{pmatrix} g_{k,1,1} & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \ddots \\ 0 & \dots & 0 & g_{k,i,i} \end{pmatrix} \quad (3.14b)$$

$$C = \begin{pmatrix} 0 & \dots & g_{k,1,2} e^{\pm j\Theta_{k,1,2}(z)} & \dots & g_{k,1,i} e^{\pm j\Theta_{k,1,i}(z)} \\ g_{k,2,1} e^{\pm j\Theta_{k,2,1}(z)} & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \\ g_{k,i,1} e^{\pm j\Theta_{k,i,1}(z)} & \dots & g_{k,i,i-1} e^{\pm j\Theta_{k,i,i-1}(z)} & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (3.14c)$$

Il faut noter que pour qu'il y ait correspondance entre les équations de propagation des modèles en champ et en intensité, il suffit de réduire les matrices $g_{k,i,j}$ à leurs éléments diagonaux, autrement dit de poser : $g_{k,i,j \neq i} = 0$. Cela revient à négliger le couplage entre modes par le milieu à gain lors de la propagation.

Concernant l'ASE, elle est considérée comme une somme de faisceaux lumineux incohérents à différentes longueurs d'onde (correspondant à la bande spectrale utilisée pour la discrétisation spectrale), se propageant sur différents modes qui sont calculés indépendamment. Dans ce contexte, la distribution transverse locale de l'intensité pour l'ASE à une longueur d'onde λ_k est donnée par la somme incohérente des champs électriques des modes se propageant à cette longueur d'onde. On peut ainsi calculer l'intensité des modes pour l'ASE :

$$I_{k,i}^{ASE}(x, y) = \overrightarrow{F_{k,i}}(x, y) \cdot \overrightarrow{F_{k,i}}(x, y) \quad (3.15)$$

Ensuite, les équations de propagation utilisées pour l'ASE sont les mêmes que pour le modèle en intensité :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi_{k,i,\pm}(z)}{\partial z} &= \pm \phi_{k,i,\pm}(z) \sigma_{e,k} \iint I_{k,i}^{ASE}(x, y) N_2(x, y, z) dS \\ &\mp \phi_{k,i,\pm}(z) \sigma_{a,k} \iint I_{k,i}^{ASE}(x, y) (N(x, y, z) - N_2(x, y, z)) dS \\ &\pm \Delta \nu \iint I_{k,i}^{ASE}(x, y) N_2(x, y, z) dS \end{aligned} \quad (3.16)$$

Équations de population

Concernant les équations de population, pour les faisceaux signal et pompe (dans les équations 3.6) le terme $\sum_i \phi_{k,i,\pm}(z) I_{k,i}(x, y)$ devient $\mathcal{S}_{k,\pm}(x, y, z)$ (à un facteur d'échelle près) en accord

avec l'équation 2.25. Ce terme est maintenant dépendant de la position longitudinale z puisque la distribution d'intensité dépend du déphasage entre les différents modes guidés aux longueurs d'onde considérées de leurs amplitudes respectives. Ceci conduit aux équations de population pour le modèle en champ :

$$N_2(x, y, z) = N(x, y, z) \times \frac{\mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{P}}(x, y, z) + \mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{s}}(x, y, z) + \mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{ASE}}(x, y, z)}{A_{21} + \mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{P}}(x, y, z) + \mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{s}}(x, y, z) + \mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{ASE}}(x, y, z)} \quad (3.17a)$$

avec :

$$\mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{P}}(x, y, z) = \sum_{\pm} \mathcal{I}_{p,\pm}(x, y, z) \sigma_{a,p} \quad (3.17b)$$

$$\mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{s}}(x, y, z) = \sum_k \sum_{\pm} \mathcal{I}_{k,\pm}(x, y, z) \sigma_{a,k} \quad (3.17c)$$

$$\mathcal{H}_{\text{num}}^{\text{ASE}}(x, y, z) = \sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z) I_{k,i}^{\text{ASE}}(x, y) \sigma_{a,k} \quad (3.17d)$$

$$\mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{P}}(x, y, z) = \sum_{\pm} \mathcal{I}_{p,\pm}(x, y, z) (\sigma_{a,p} + \sigma_{e,p}) \quad (3.17e)$$

$$\mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{s}}(x, y, z) = \sum_k \sum_{\pm} \mathcal{I}_{k,\pm}(x, y, z) (\sigma_{a,k} + \sigma_{e,k}) \quad (3.17f)$$

$$\mathcal{H}_{\text{denom}}^{\text{ASE}}(x, y, z) = \sum_k \sum_i \sum_{\pm} \phi_{k,i,\pm}(z) I_{k,i}^{\text{ASE}}(x, y) (\sigma_{a,k} + \sigma_{e,k}) \quad (3.17g)$$

Les indices p , s et ASE se rapportent aux différents types de faisceaux dont on doit tenir compte dans le code (pompe, signal, ASE).

Que ce soit pour les équations de propagation ou pour les équations de population, il faut évidemment adapter les différentes sommes sur le nombre de modes i au nombre de mode(s) guidé(s) à la longueur d'onde λ_k considérée.

3.5.2 Mise en oeuvre

Pour résoudre numériquement les équations 3.13, 3.16 et 3.17, on utilise le même type de résolution RK4 que pour le modèle en intensité. De la même façon, l'algorithme est divisé en deux parties : première approximation et boucles de convergence, elles-mêmes divisées en deux étapes, l'une pour les faisceaux co-propagatifs et l'autre pour les faisceaux contra-propagatifs (cf. section 3.4.1).

Résultats

Le code en champ fournit, en plus des évolutions transverses et longitudinales de $N_2(x, y, z)$ et $\phi_{k,i,\pm}(z)$, les évolutions du couplage de mode par le milieu à gain. Il permet également d'étudier l'impact du battement de mode sur ces différents paramètres.

Avec ce modèle, il faut également utiliser un code de calcul des modes guidés, tenant compte cette fois de la dégénérescence en polarisation et fournissant la distribution transverse du champ électrique des différents modes de propagation. C'est pourquoi, lorsqu'on veut comparer les deux modèles, il faut tenir compte d'un facteur 2 quant à la puissance optique portée par chaque mode (voir section 2.3 et la figure 2.7).

Bien qu'il soit compatible avec n'importe quelle base de mode, le choix de celle utilisée

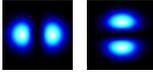
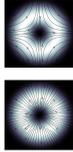
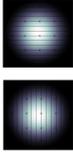
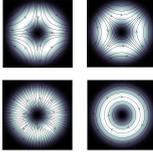
Modèle	Modes pompe	Modes signaux		
en intensité				Profils d'intensité fixes au cours de la propagation
en champ				-Battement de modes -Couplage par le milieu à gain

FIGURE 3.4 – Configuration modale utilisée pour comparer les modèles en champ et en intensité dans le cas d'un FM-EDFA 6-modes.

pour ce modèle en champ est primordial. En effet, si l'on utilise la base des modes LP, on néglige nécessairement les battements entre modes vectoriels qui les constituent : le phénomène de battement de mode se limite alors aux différents modes LP guidés à la longueur d'onde considérée. Puisque le modèle en champ tient compte d'effets très fins, il semble pertinent d'utiliser la base de mode la plus réaliste.

3.6 Comparatif des modèles en intensité et en champ

3.6.1 FM-EDFA 6 modes

Pour comparer les résultats obtenus avec les deux types de modèles, prenons l'exemple d'un amplificateur utilisant une FM-EDF guidant 6-modes dans la bande spectrale utilisée pour le WDM, objet de la thèse de Guillaume Le Cocq[Le Cocq, 2014]. Cette FM-EDF a un profil d'indice de réfraction ($\Delta n = 9,7 \times 10^{-3}$) et une distribution transverse d'ions Er^{3+} (de concentration 14×10^{24} ions/m³) tous deux de type échelon. Cette fibre a un cœur circulaire de rayon 7,5 μm .

Concernant le modèle en champ, la base de modes vectoriels a été choisie pour refléter au mieux la réalité et tenir compte de tous les battements possibles (voir section 2.4.3). Cette fibre supporte 34 modes à 980 nm (longueur d'onde de pompe) et 12 modes vectoriels dans la bande spectrale utilisée pour les signaux. Concernant le modèle en intensité, la base de modes LP a été choisie puisque c'est cette base de modes qui est utilisée conventionnellement.

La longueur de fibre amplificatrice est de 2,6 m, le signal est multiplexé de 1530 nm à 1560 nm avec un espacement entre les canaux spectraux de 1 nm et une puissance d'entrée de 20 μW sur chaque mode signal vectoriel et à chaque longueur d'onde, correspondant à 40 μW pour chaque mode spatial LP équivalent. Les modes utilisés comme signaux sont les modes HE_{11}^{odd} et HE_{11}^{even} , HE_{21}^{odd} et TE_{01} , HE_{21}^{even} et TM_{01} équivalent respectivement aux modes LP_{01} , LP_{11}^{even} et LP_{11}^{odd} . Cet FM-EDFA utilise un schéma de pompage co-propagatif avec une puissance totale de pompe de 600 mW, répartie en 2×300 mW sur chacun des modes HE_{21}^{odd} et TE_{01} , équivalent au mode LP_{11}^{even} . Ces différents paramètres sont résumés dans la figure 3.4.

Cette configuration d'amplificateur a été choisie pour mettre en lumière, à l'aide d'un unique exemple :

- les effets de battement de modes sur le gain calculé pour les 3(6) modes LP(vectoriels),

- les effets du couplage de mode induits par le milieu à gain sur les 3(6) modes LP(vectoriels) non-utilisés en tant que canaux signaux (c'est-à-dire avec une puissance nulle à l'entrée de l'amplificateur).

3.6.2 Résultats du code en champ

Coefficients de couplage

Premièrement, les évolutions longitudinales des termes $g_{k,i,j}$ (provenant de l'équation 3.13b) sont présentées dans les figures 3.5 et 3.6. Seuls certains coefficients de couplage des modes i (avec tous les modes j) sont présentés : ces modes sont ceux pour lesquels la puissance à l'entrée de la fibre est non-nulle. On peut observer que le *battement de mode* induit un effet sur les coefficients de couplage $g_{k,i,j}$ qui se manifeste par des oscillations dans leurs évolutions longitudinales, que l'on n'observe pas dans le cas d'un modèle en intensité (voir section suivante ou section 1.2.5). Concernant ces oscillations, l'équation 2.26 montre les conditions d'accord de phase entre deux modes se propageant dans une fibre optique avec des constantes de propagations $\beta_{k,i,j}$ différentes. Ainsi, au cours de la propagation les taux de couplage $g_{k,i,j}$ évoluent selon ces différences de phase.

Les coefficients $g_{k,i,j}$ ont des valeurs plus élevées dans le cas des modes qui ont la même dégénérescence spatiale (odd ou even) et la même parité l . Les modes TE_{0m} et TM_{0m} sont des cas particuliers qui se couplent principalement avec les modes $HE_{2m}^{odd/even}$. C'est ce qui peut-être observé dans la figure 3.5(b) correspondant au mode de pompe HE_{21}^{odd} pour lequel les plus grandes valeurs du terme $g_{k,i,j}$ sont avec les modes : TE_{01} , HE_{41}^{odd} , HE_{61}^{odd} , EH_{21}^{odd} et EH_{41}^{odd} .

Pour les longueurs d'onde des faisceaux signaux et de pompe, l'évolution longitudinale des termes $g_{k,i,i}$ (coefficients de couplage d'un mode vers lui-même) est principalement contrôlée par l'évolution longitudinale de l'inversion de population. Comme on peut le voir dans l'expression de l'équation 3.13b, le terme $g_{p,i,i}$ est négatif à λ_p , reflétant l'absorption de la pompe ($\sigma_{e,p} = 0$). On peut faire la même observation sur les figures 3.5(a,b).

En revanche, le terme $g_{s,i,i}$ est positif à λ_s comme on peut le voir sur les figures 3.6(a-f) :

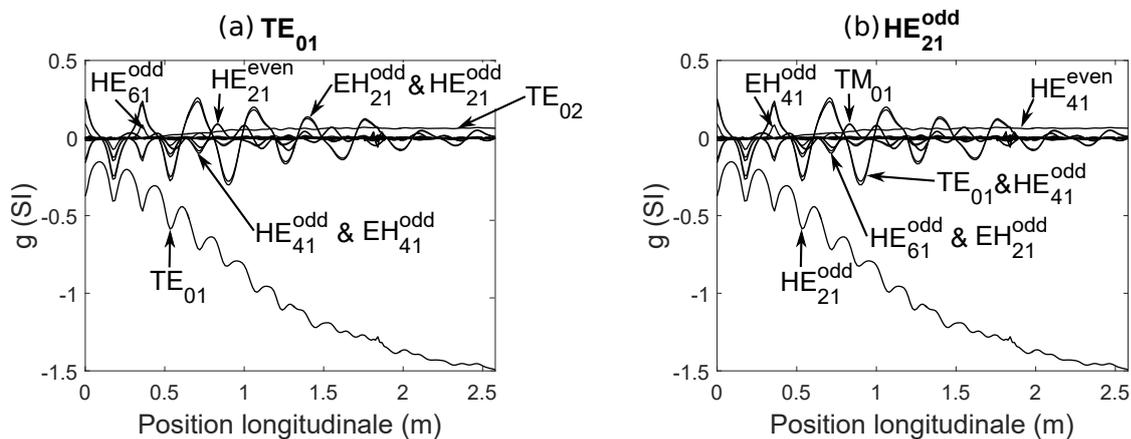


FIGURE 3.5 – Évolution longitudinale du terme $g_{p,i,j}$ présenté dans l'équation 3.13b à la longueur d'onde de pompe ($\lambda_p = 980\text{nm}$) pour les modes TE_{01} (a) et HE_{21}^{odd} (b). Seuls les modes i correspondants aux plus grandes valeurs de ce terme sont analysées. Il est important de noter que certaines courbes sont superposées et sont identifiées par le symbole "&".

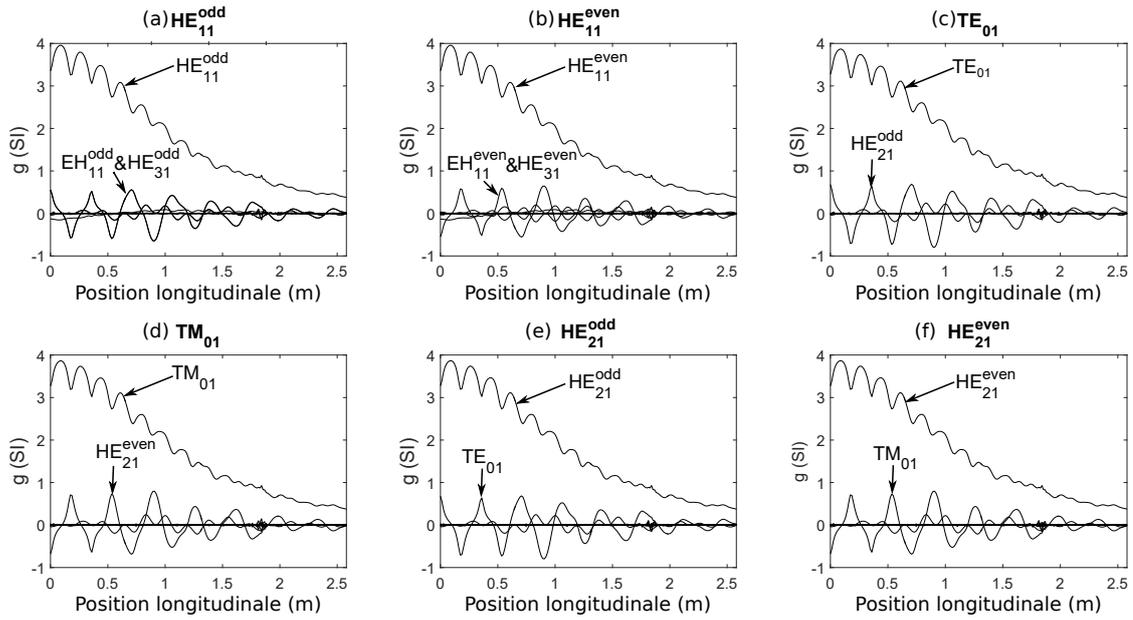


FIGURE 3.6 – Évolution longitudinale du terme $g_{s,i,j}$ présenté dans l'équation 3.13b pour la longueur d'onde signal ($\lambda_s = 1550$ nm) pour les modes i : (a) HE_{11}^{odd} , (b) HE_{11}^{even} , (c) TE_{01} , (d) TM_{01} , (e) HE_{21}^{odd} et (f) HE_{21}^{even} . Seuls les modes j correspondant aux plus grandes valeurs de ce terme sont identifiés. Il est important de noter que certaines courbes sont superposées et sont identifiées par le symbole "&".

puisque le signal est amplifié l'inversion de population est effective. Concernant le couplage vers les autres modes ($g_{s,i,n \neq i}$), les coefficients oscillent autour de zéro à cause des conditions d'accord de phase périodiques entre les modes. Ainsi, ce couplage est alternativement pertes ou bruit provenant des autres canaux.

Que ce soit pour les modes à la longueur d'onde de pompe ou pour ceux aux différentes longueurs d'onde signal, l'amplitude des oscillations observées pour les coefficients de couplage diminue au cours de la propagation. Cela provient du fait que le coefficient $g_{k,i,j}$ tient compte de l'inversion de population transverse et que celle-ci diminue longitudinalement.

Évolution des puissances portées par les modes

En regardant plus en détails l'évolution des puissances portées par les modes à la longueur d'onde de pompe présentée dans la figure 3.7, on peut constater que les couplages les plus élevés ont lieu avec les modes HE_{21}^{even} et TM_{01} . Cela pourrait paraître contredire les résultats extraits des figures 3.5 puisque ces deux modes ne correspondent pas aux plus grandes valeurs du coefficient $g_{k,i,j}$. Cependant, cela peut s'expliquer par les valeurs de β qui sont proches de celles des modes de pompe choisis. Cette dépendance est introduite dans l'équation 3.13a à travers le terme de phase $\exp(j(\beta_{k,n} - \beta_{k,i})z)$. Ceci est également lié au fait que l'évolution de la puissance portée par les modes présentée dans la figure 3.7 est le résultat des contributions de tous les modes alors que la figure 3.5 présente l'évolution des termes $g_{k,i,j}$ pour un mode particulier. Il est important de préciser que les coefficients de couplages $g_{k,i,j}$ ne représentent pas à eux seuls le phénomène de couplage : ils indiquent simplement une tendance de couplage entre

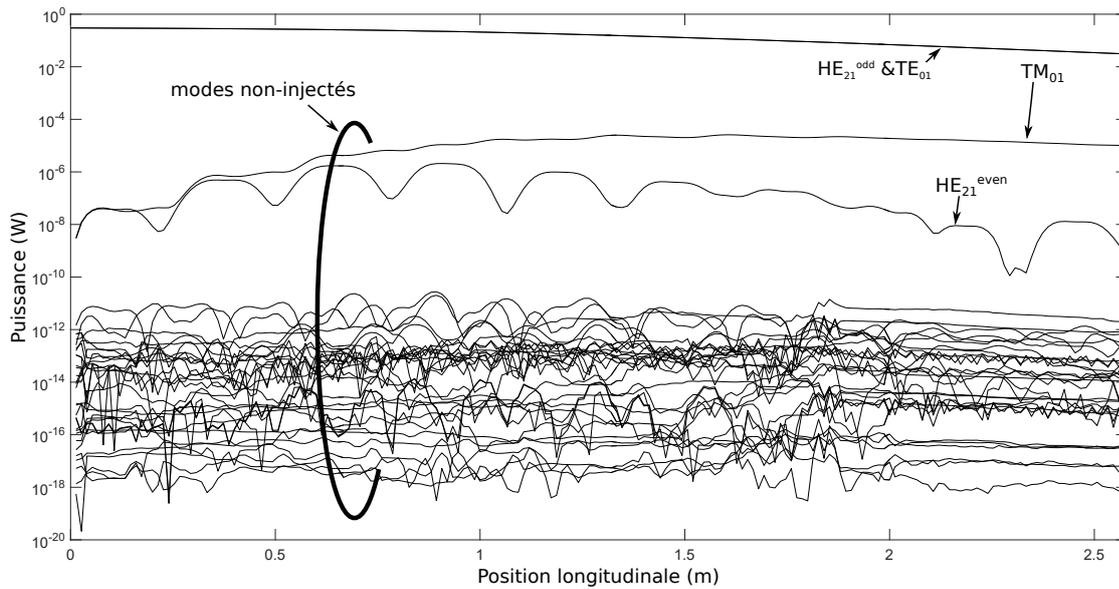


FIGURE 3.7 – Évolution longitudinale de la puissance portée par les modes à 980 nm obtenue avec le modèle en champ. Les modes de pompe choisis en entrée de fibre sont les modes HE_{21}^{odd} et TE_{01} . Seuls certains modes sont identifiés. Il est important de noter que certaines courbes sont superposées et sont identifiées par le symbole “&”.

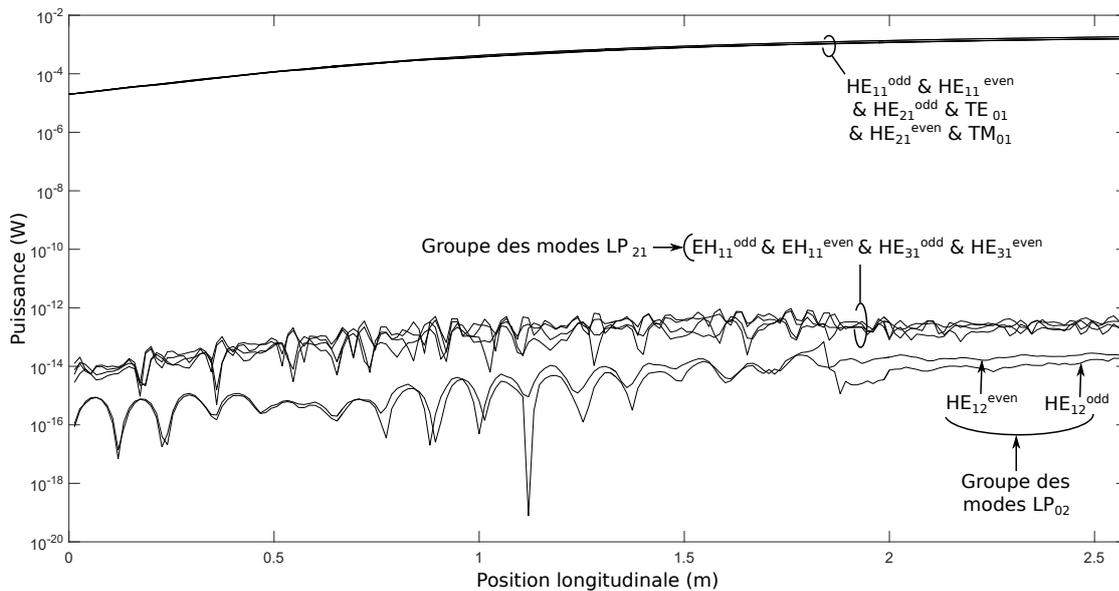


FIGURE 3.8 – L'évolution longitudinale de la puissance portée par chaque mode à 1550 nm obtenu avec le modèle en champ. Il est important de noter que certaines courbes sont superposées et sont identifiées par le symbole “&”.

deux modes. Pour pouvoir parler de phénomène de couplage, l'accord de phase et la puissance portée par chaque mode doivent être pris en compte, comme c'est le cas dans l'équation 3.13a. Des observations similaires peuvent être faites pour les différents modes aux longueurs d'ondes utilisées pour le WDM. Toutefois, le point le plus important à souligner est que le couplage de modes dû à l'amplification générée par le FM-EDFA est très faible à la fois pour la pompe et les faisceaux signaux (au moins 35 dB de différence avec les modes injectés).

3.6.3 Comparaison des résultats obtenus avec les deux modèles

Évolution longitudinale de la population N_2

Les résultats précédents, obtenus avec le modèle en champ et avec la base des modes vectoriels, sont maintenant comparés à ceux obtenus en utilisant le modèle classique en intensité avec la base des modes LP. Cette comparaison est possible en "reconstruisant" les modes LP avec la procédure décrite dans la section 2.3.

L'objectif de cette comparaison est de mettre en évidence le fait que les prédictions du modèle en intensité et celles du modèle en champ peuvent différer significativement pour certaines configurations d'amplificateurs. Pour cela, les résultats présentés sont ceux provenant des deux modèles avec les mêmes paramètres et les mêmes conditions initiales, qui correspondent incidemment à une configuration réaliste de FM-EDFA.

Dans le cas du modèle en champ, l'inversion de population moyenne normalisée présentée sur la figure 3.9 montre des oscillations au cours du premier mètre de propagation à cause du battement entre les modes de pompe HE_{21}^{odd} et TE_{01} qui est décrit dans la figure 2.10(f). La période spatiale de ces oscillations correspondant à la longueur de battement de ces modes ($L_{\text{battement}}=0,36$ m). Au-delà de cette longueur, les oscillations deviennent plus complexes puisque les modes signaux commencent à porter une puissance de plus en plus importante. Ainsi, l'impact des faisceaux signaux sur l'inversion de population devient de plus en plus significatif alors que la puissance de pompe décroît. Ceci est donc de plus en plus significatif au cours de la propagation.

Évolution des puissances portées par les modes

L'évolution longitudinale de la puissance portée par les modes à la longueur d'onde de pompe et à deux longueurs d'onde signal spécifique ($\lambda_s=1530$ nm et $\lambda_s=1560$ nm) le sont respectivement dans les figures 3.10 et 3.11. Afin de simplifier la lecture de ces deux dernières figures, seuls les modes avec une puissance en entrée de fibre non-nulle sont présentés, puisque le couplage de mode a été évalué comme négligeable dans la partie précédente.

Au sujet de la propagation des faisceaux signaux (cf. figure 3.11), les résultats provenant des deux modèles sont, cette fois, très différents. On peut observer qu'avec le modèle en intensité, le mode LP_{11}^{even} est le plus amplifié tandis que le LP_{11}^{odd} est le moins amplifié, avec un écart très important entre les deux (jusqu'à 16 dB en sortie de fibre). Avec le modèle en champ, les courbes représentant l'évolution des puissances portées par ces deux modes sont presque superposées. Le battement de mode est principalement responsable de ces différences, tout comme il l'était pour celles concernant la population N_2 . En effet, dans le cas du modèle en intensité, les intégrales de recouvrement Υ (cf. section 1.4.2) entre le faisceau de pompe et les modes signaux restent constantes au cours de la propagation. Dans l'exemple traité ici, la plus faible valeur de cette intégrale est reportée avec le mode signal LP_{11}^{odd} , la plus grande l'étant avec le modes LP_{11}^{even} . L'évolution longitudinale de la puissance de pompe est visible dans la figure 3.10 et permet d'observer une très légère différence entre les deux modèles. Cette différence est le résultat du battement de modes et du couplage qui modifient l'interaction

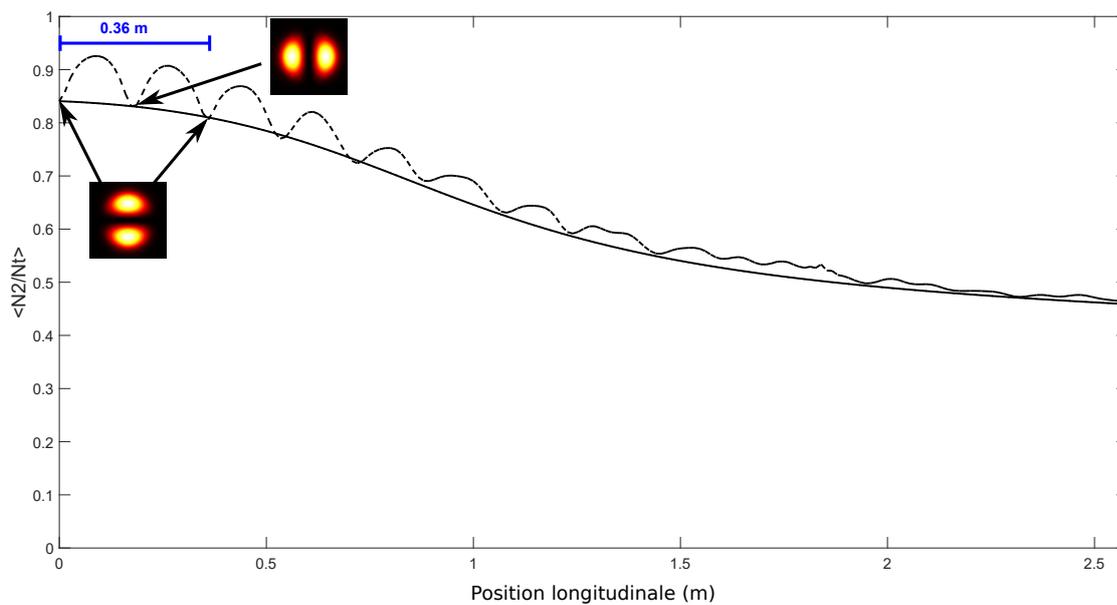


FIGURE 3.9 – Évolution longitudinale de la population N_2 moyenne normalisée obtenue avec le modèle en intensité utilisant la base de modes LP (trait plein) et avec le modèle en champ utilisant la base de modes vectoriels (pointillés). Dans le second cas, pour la première longueur de battement, la distribution d'intensité résultante du faisceau de pompe est décrite à certaines positions z particulières.

entre les modes de pompe et les ions erbium Er^{3+} . La distribution transverse homogène de la concentration de dopant erbium explique le faible changement dans l'absorption du faisceau de pompe. Avec le modèle en champ, le phénomène de battement de modes aux longueurs d'ondes des canaux signaux et de pompe changent les valeurs de ces intégrales Υ au cours de la propagation, générant les différences observées. Cela conduit à la situation où les modes signaux correspondant au groupe des modes LP_{11} ont des intégrales de recouvrement très similaires avec le faisceau de pompe. L'intégrale de recouvrement Υ pour le mode LP_{01} est très peu affectée par ces changements puisque la distribution d'intensité transverse de ce mode a une symétrie circulaire. Les différences pour le mode fondamental, contrairement au groupe des modes LP_{11} , ne sont pas dues à la modification des intégrales de recouvrement pour ce mode mais sont la conséquence des changements concernant le groupe des modes LP_{11} abordés plus tôt. Ces changements sur le groupe des modes LP_{11} modifient l'équilibre du gain de l'amplificateur, avec pour conséquence un gain plus élevé pour le mode fondamental. On peut également observer les oscillations induites par le *battement de mode* dans l'évolution des puissances portées par les modes signaux (cf. l'encart de la figure 3.11(a)).

Il faut également rappeler que, l'amplification étant réalisée via les ions Er^{3+} , les intégrales de recouvrement peuvent être significativement modifiées par la distribution transverse de ces derniers. Ceci n'était pas le cas de l'exemple choisi ici pour lequel les ions erbium sont distribués uniformément ce qui simplifie ces intégrales de façon à faciliter la compréhension des phénomènes et de leurs conséquences.

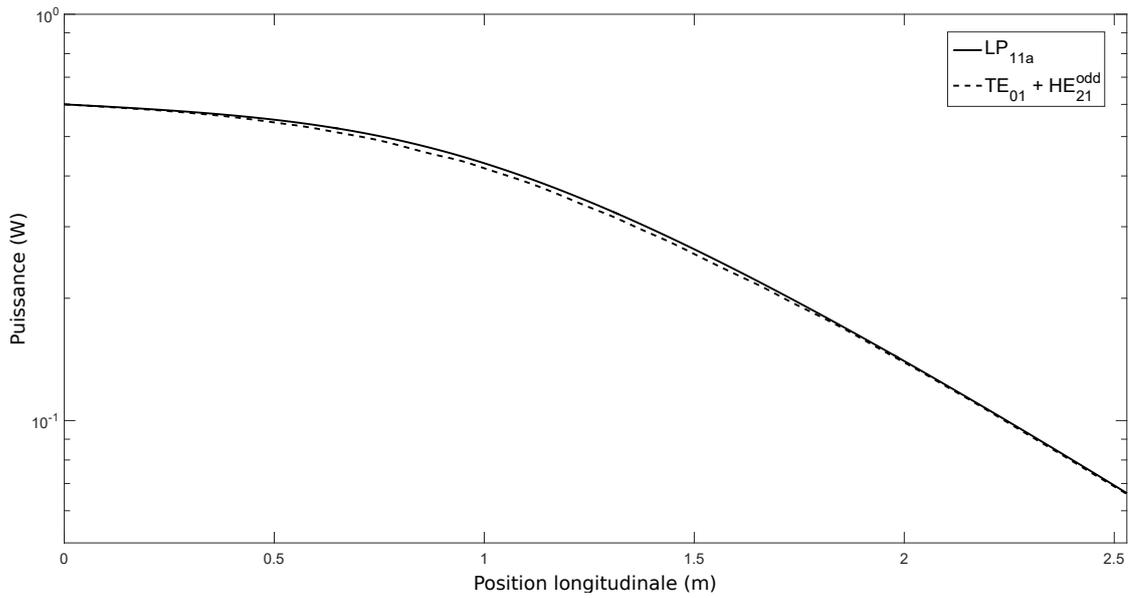


FIGURE 3.10 – Évolution longitudinale des puissances de pompe portées à 980 nm et calculées avec le modèle en intensité utilisant les modes LP (trait plein) et le modèle en champ considérant les modes vectoriels (pointillés).

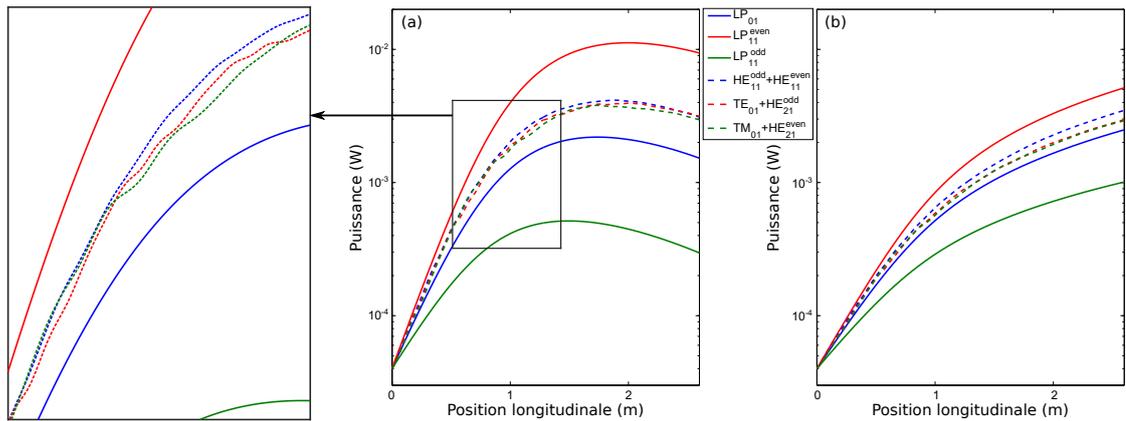


FIGURE 3.11 – Évolution longitudinale de la puissance portée par les modes signaux à 2 longueurs d'onde particulières : (a) 1530 nm et (b) 1560 nm. Pour chacune de ces longueurs d'onde, les résultats obtenus avec le modèle en intensité considérant les modes LP (trait plein) et avec le modèle en champ considérant les modes vectoriels (pointillés) sont présentés.

Gain

Les différences observées précédemment se reflètent également dans les valeurs du gain. Dans le cas du modèle en intensité (voir la figure 3.12(a)), le gain modal est dans l'ordre croissant : $G_{LP_{11}^{odd}} < G_{LP_{01}} < G_{LP_{11}^{even}}$, ce qui est cohérent avec les observations précédentes sur les intégrales de recouvrement. Pour ces simulations, le gain moyen (G_{moyen}) est de 17,1 dB, l'excursion de

gain (ΔG) est de 16 dB. Les valeurs de DSG pour 4 longueurs d'onde représentatives et celles des valeurs de DMG calculées avec les deux modèles sont reportés respectivement dans les tableaux 3.1 et 3.2. Avec le code en champ, les résultats sont très différents (cf. figure 3.12(b)), comme on pouvait s'y attendre au vu des observations précédentes. Effectivement, le gain moyen calculé est de 18,9 dB, l'excursion de gain (ΔG) est de 3 dB. Ceci conduit à une différence de 13 dB sur la valeur de ΔG entre les deux modèles. On peut dire que, dans notre exemple, le *battement de mode* agit comme un égaliseur de gain intrinsèque.

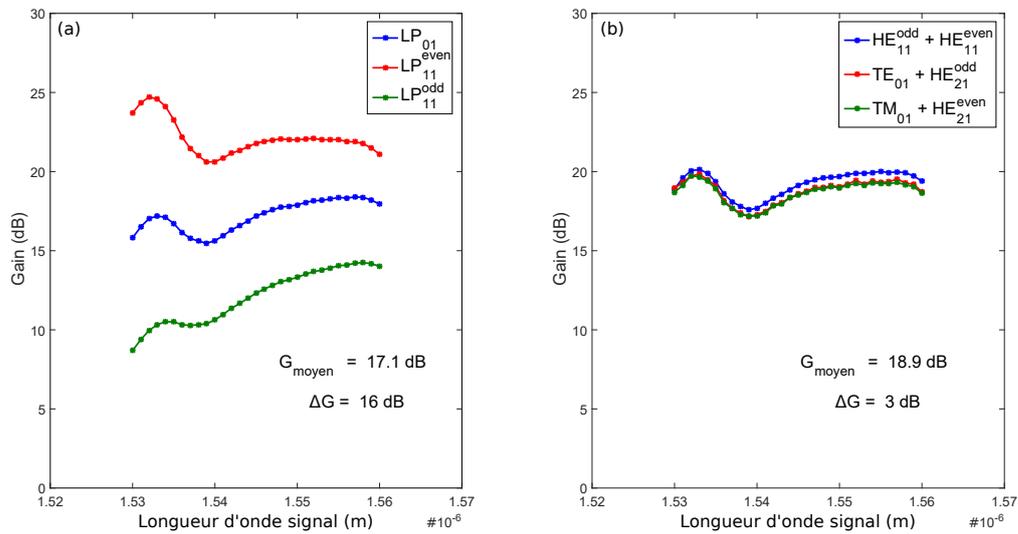


FIGURE 3.12 – Gain modal et spectral fourni par le FM-EDFA simulé avec (a) le modèle en intensité utilisant la base de modes LP et (b) le modèle en champ utilisant la base de mode vectoriels.

DSG	LP ₀₁	LP _{11a}	LP _{11b}
modèle en intensité	2,9 dB	4,1 dB	5,6 dB
modèle en champ	2,6 dB	2,7 dB	2,6 dB

TABLEAU 3.1 – Valeur de Differential Spectral Gain (DSG, cf. figure 1.20) calculée à partir des résultats du modèle en intensité et de ceux du modèle en champ

DMG	1530 nm	1540 nm	1550 nm	1560 nm
modèle en intensité	15 dB	10 dB	8,7 dB	7,1 dB
modèle en champ	0,3 dB	0,5 dB	0,7 dB	0,8 dB

TABLEAU 3.2 – Valeur de Differential Modal Gain (DMG, cf. figure 1.20) calculée à partir des résultats du modèle en intensité et de ceux du modèle en champ

Conclusion

Comme le montrent les résultats précédents, la prise en compte des effets du battement de mode et du couplage de modes peut grandement modifier les résultats fournis par les modèles

d'amplificateurs. Dans l'exemple précédent, les performances obtenues avec le modèle en intensité auraient été jugées très insuffisantes, alors qu'avec le modèle en champ ses performances auraient été déclarées bonnes pour les raisons exposées plus tôt. Par conséquent, dans cette configuration d'amplificateur le modèle en intensité donne des résultats trompeurs lorsqu'il est appliqué aux FM-EDFAs. Il est donc important, pour chaque configuration de FM-EDFA, de vérifier que les effets habituellement négligés par le modèle en intensité n'ont pas d'impact significatif sur les performances prédites. Il faut noter que, pour les deux modèles, la méthode de calcul pour l'ASE est la même et donne donc les mêmes résultats.

Le modèle en champ pour les FM-EDFAs est compatible avec n'importe quelle base de modes. Il ressort de ce travail que le milieu à gain ne semble pas être une importante source de couplage dans les FM-EDFAs. Les résultats suggèrent également que le changement de la partie réelle de l'indice de réfraction dû à l'amplification (négligé dans notre étude) aura lui aussi un impact négligeable puisqu'il est du même ordre de grandeur que celui de la partie imaginaire. D'autre part, le *battement de modes* a un impact important sur le gain (13 dB de différence sur la valeur de ΔG) et les solutions exactes des modes de propagation doivent donc être utilisées pour tenir compte de toutes les possibilités de battement de mode. Afin de déterminer si le battement de modes doit-être pris en compte ou non, il faut considérer la configuration globale de l'amplificateur. L'amplification est un processus complexe gouverné par l'intégrale de recouvrement transverse, Υ , entre la distribution transverse de l'intensité du faisceau de pompe, $\mathcal{I}_{p,\pm}(x, y, z)$, la distribution transverse de la concentration d'erbium, $N_t(x, y)$ et les distributions transverses d'intensité des modes signaux à leurs différentes longueurs d'onde $\mathcal{I}_{k,s,\pm}(x, y, z)$. Tout ce qui modifie ces intégrales au cours de la propagation aura donc un effet sur le gain. Il est difficile de déterminer précisément les paramètres qui permettraient de savoir si, dans un cas donné, le modèle en champ doit-être utilisé ou si le modèle en intensité est suffisant. Cependant, on peut identifier des cas où il faut tenir compte du modèle en champ. Par exemple, si l'inversion de population transverse induite par le(s) faisceau(x) de pompe a une symétrie de rotation d'ordre élevé (typiquement supérieure à 1), les effets du battement de modes doivent être considérés. C'était d'ailleurs le cas dans l'exemple précédent avec le(s) mode(s) de pompe LP_{11}^{even} (ou HE_{21}^{odd} et TE_{01}).

L'exemple étudié plus tôt utilise une configuration de pompage par le cœur, qui est probablement le cas pour lequel l'impact du *battement de mode* est le plus important. Cependant, le *battement de mode* a également lieu à la longueur d'onde de pompe dans une configuration de pompage par la gaine mais le grand nombre de modes de pompe guidés à cette longueur d'onde et leurs faibles intégrales de recouvrement avec la zone dopée réduirait probablement son impact sur le gain. Pour finir, notons que, en pratique, une très faible ellipticité du cœur est suffisante pour que les modes vectoriels deviennent linéairement polarisés. Cependant, nous avons vu dans la section 2.4.3 que même dans ce cas les modes (de même polarisation) subissent les effets de battement de mode. Quoiqu'il en soit, le modèle en champ est compatible avec n'importe quelle base de mode et les effets du battement de mode et du couplage de modes restent effectifs [Akhtari et al., 2015; Stremplewski and Koepke, 2015].

3.7 Méthode numérique d'optimisation

Les modèles présentés dans les parties précédentes permettent de prédire le comportement d'un FM-EDFA pour un jeu de paramètres donné. Cependant, l'un des objectifs des modèles numériques est de déterminer des configurations d'amplificateurs optimisées pour l'égalisation du gain spectral et modal. Pour cela, il est nécessaire d'intégrer les codes basés sur les modèles précédents au sein d'un code plus large mettant en œuvre une méthode d'optimisation.

Ce code doit tenir compte des nombreux degrés de liberté du problème physique :

- le schéma de pompage : puissance de pompe totale, sens de propagation et fraction de puissance portée par chaque mode de pompe,
- la distribution transverse de la concentration en erbium $N_f(x, y)$ et le niveau maximum de concentration N_{max} ,
- la nature du verre dopé (sections efficaces d'émission et d'absorption)
- le type de signal à amplifier (longueur d'onde, mode signal et puissance du signal).

Lors de l'optimisation de la configuration du FM-EDFA, certains de ces degrés de liberté sont fixés (par choix ou par nécessité) : les autres sont alors les variables de l'optimisation. Lorsque le nombre de ces variables reste faible, il est rapide d'en mener l'étude complète par une étude paramétrique. A contrario lorsque ce nombre augmente, le temps de calcul devient trop important pour adopter une telle approche : c'est pour cela qu'il faut avoir recours à des méthodes numériques d'optimisation. Il en existe de nombreuses et, parmi les plus répandues, on peut citer celle de Newton, les algorithmes génétiques ou encore la méthode du gradient. Leur objectif est de trouver l'optimum d'une fonction en jouant sur les différentes variables en un minimum de temps. Il faut donc définir une fonction d'optimisation traduisant les objectifs du problème physique.

3.7.1 Méthode du gradient

Un code d'optimisation basé sur la méthode du gradient (gradient descent ou GD en anglais) a été mis en place au sein du laboratoire par Guillaume Le Cocq au cours de sa thèse [Le Cocq et al., 2013]. Dans un premier temps, nous verrons comment ce code fonctionne et comment nous l'avons modifié avec différentes fonctionnalités ajoutées au cours de cette thèse.

Principe

L'optimisation s'effectue sur n variables X , ce qui détermine la dimensionnalité du problème. Notons ces variables sous forme de vecteur :

$$\vec{X} = (X_1 X_2 \dots X_n)$$

La fonction d'optimisation $F(\vec{X})$ est celle dont on cherche l'extremum. En partant d'un point initial (déterminé aléatoirement ou non) dans l'espace des variables \vec{X}_0 , l'algorithme procède de façon itérative pour déterminer le point de calcul suivant \vec{X}_{i+1} à partir du précédent \vec{X}_i :

$$\vec{X}_{i+1} = \vec{X}_i + \gamma \times \overrightarrow{grad}(F(\vec{X}_i))$$

avec γ un facteur de pas qui définit également si l'algorithme converge vers un maximum ($\gamma > 0$) ou un minimum ($\gamma < 0$) de la fonction F . Ce facteur de pas γ peut-être constant ou être ajusté au cours de l'optimisation (on parle alors de pas adaptatif). Le vecteur \vec{X} , définissant un point de l'espace des solutions, se déplace de proche en proche de façon à ce que la fonction F croisse ou décroisse selon le cas choisi, atteignant finalement un extremum (si elle ne diverge pas). Il faut donner à γ une valeur bien choisie : si elle est trop grande l'algorithme oscille autour de la solution et ne converge pas, si elle est trop petite le temps de convergence devient très long et la méthode perd de son intérêt.

Cette méthode implique également de calculer le gradient de la fonction F , c'est-à-dire l'impact sur cette fonction de la variation de chacune des variables X indépendamment les unes des autres et ce à la fois pour une augmentation ou pour une réduction de la valeur de ce

paramètre (soit $2n$ évaluations du FM-EDFA en plus de celle du point de départ, pour un total de $2n + 1$ évaluations).

Cette méthode possède toutefois un inconvénient majeur : la solution fournie peut ne pas être l'extremum absolu, la convergence ayant bien souvent lieu vers un extremum local. Il faut alors confirmer la solution obtenue en réalisant de multiples simulations ayant chacune un point de départ différent choisi aléatoirement.

Méthode du gradient modifiée

Afin d'accélérer la convergence du code, la méthode du gradient a donc été modifiée. L'objectif est de réduire le nombre de fois où il est nécessaire de calculer le gradient. En effet, cette étape est très chronophage puisqu'elle implique de faire appel $2n + 1$ fois au modèle de FM-EDFA. Pour optimiser la vitesse de convergence de l'algorithme, nous avons implémenté un pas adaptatif.

La méthode est donc modifiée de la façon suivante :

- calcul de $\vec{grad}(F(\vec{X}_0))$. Permet de définir un vecteur de translation dans l'espace à n dimensions défini par le vecteur \vec{X} .
- ce vecteur de translation est utilisé pour calculer l'itération suivante, en se passant du calcul du gradient. Tant que la fonction $F(\vec{X})$ reste croissante (ou décroissante), l'algorithme continue à se déplacer le long de l'axe défini par le vecteur de translation. Tant que l'algorithme conserve le même "cap" le pas double à chaque itération.
- lorsque l'évolution de $F(\vec{X})$ change de sens de variation, c'est-à-dire qu'elle diminue (si on cherche un maximum) ou qu'elle augmente (si on cherche un minimum), l'algorithme effectue une bifurcation. Il utilise les trois dernières positions (\vec{X}_i , \vec{X}_{i-1} et \vec{X}_{i-2}) pour déterminer où se trouve l'extremum le long de l'axe de translation. Ce point devient le nouveau point de départ et on répète les étapes jusqu'à la convergence.

Il est également nécessaire de réduire plus ou moins fortement la valeur du pas après une bifurcation. En effet, lorsque la bifurcation est d'environ 90° il faut réduire fortement le pas, alors que s'il est plus proche de 0° le pas ne doit pas être trop fortement réduit.

En conclusion, la méthode du gradient modifiée permet de réduire le temps de calcul d'un facteur 10 comparé à la méthode du gradient classique, dans le cas où l'optimisation se limite à 7 variables.

Fonction d'optimisation pour les FM-EDFAs

Comme nous l'avons vu, la méthode du gradient utilise une fonction d'optimisation dont le rôle est de traduire le problème physique en une observable quantifiée nécessaire pour le modèle d'optimisation. Pour les FM-EDFAs, l'objectif à atteindre est l'égalisation du gain entre les différents modes et aux différentes longueurs d'onde tout en conservant un gain élevé.

La fonction d'optimisation F pourrait être le facteur de platitude de gain $\frac{\Delta G}{G_{\text{moyen}}}$ (introduit dans la section 1.2.5) puisqu'il reflète bien la problématique et a été utilisée pour comparer les performances des EDFAs monomodes dans le cadre du WDM. Mais ce facteur n'est pas très adapté au cas des FM-EDFAs puisque :

- numériquement, la valeur de $\frac{\Delta G}{G_{\text{moyen}}}$ varie de façon inhomogène en fonction des performances,
- pour les gains élevés et les excursions de gain faibles, le facteur est quasi-monotone ce qui n'aidera pas l'algorithme à converger rapidement vers l'extremum puisque la norme du gradient sera faible,

- le facteur de platitude de gain diverge lorsque le gain est faible et l'excursion de gain élevée.

Pour utiliser un algorithme d'optimisation il faut que la fonction d'optimisation F varie le plus linéairement possible, pour faciliter la convergence. Cette fonction doit donc remplir les critères suivants :

- pas de valeur divergente de la fonction,
- pas de valeur monotone ou de point présentant un gradient nul,
- une orientation du gradient permettant une convergence plus rapide.

La fonction d'optimisation qui a été choisie pour la méthode du gradient modifiée est la suivante :

$$F(\vec{X}) = G_{\text{moyen}}(\vec{X}) - 10 \times \Delta G(\vec{X}) \quad (3.18)$$

Cette fonction permet à la fois de garantir un niveau de gain moyen élevé et de répondre à la problématique de l'égalisation spectrale et modale du gain.

Nouvelles fonctionnalités de l'algorithme du gradient modifiée

Pour améliorer encore la vitesse de l'algorithme j'ai ajouté certaines fonctionnalités au code d'optimisation gradient descent modifié. Premièrement, le calcul du gradient a été parallélisé puisque les différents calculs à cette étape sont indépendants. Cela permet d'améliorer d'un facteur non-négligeable la vitesse de calcul de l'algorithme, en fonction du nombre de cœurs de processeurs accessibles pour la parallélisation.

D'autre part, la convergence du code est atteinte lorsque la valeur de γ passe en dessous d'un seuil. En effet, à chaque bifurcation le pas est divisé par un facteur déterminé par "l'angle" de la bifurcation. Cependant, l'algorithme oscille parfois de nombreuses fois autour de l'optimum tout en étant extrêmement proche. Une sécurité a été ajoutée au code pour diminuer davantage la valeur de γ lorsque cette situation se présente.

Enfin, le gradient évalue l'impact d'une variation de $\pm p\%$ de chaque variable sur la fonction d'optimisation. La valeur de p est généralement fixe (de l'ordre de quelques %) mais peut être adaptative. En effet, dans certains cas, le point étudié (symbolisé par le vecteur \vec{X}) se trouve dans un sous-espace de solutions relativement homogène et il est assez difficile de déterminer dans quelle direction doit se déplacer l'algorithme. Dans ces cas, il peut-être nécessaire d'augmenter la valeur de p , de façon à élargir le sous-espace de solutions accessibles lors du calcul du gradient. A l'inverse, on peut se trouver dans un cas où le sous-espace de solutions où se trouve l'optimum est très petit devant la zone accessible par le calcul du gradient. Dans ces cas, il faut diminuer la valeur de p pour décrire avec une précision suffisante le sous-espace de solutions et déterminer la direction dans laquelle il faut se déplacer pour atteindre l'optimum. Le facteur p est adaptatif, ce qui permet d'améliorer la convergence de l'algorithme. Cette modification a également un autre effet : elle permet de corriger en partie l'inconvénient majeur de la méthode du gradient qui ne converge pas toujours vers un extremum absolu. En effet, si la solution vers laquelle convergeait l'algorithme est un extremum local et qu'il se situe assez proche (dans l'espace à n dimensions) de l'extremum absolu, l'augmentation de la valeur de p engendrée par le calcul du gradient à pas adaptatif peut permettre de le détecter.

Ces différentes nouvelles fonctionnalités permettent d'augmenter le nombre de variables sur lesquelles l'optimisation s'opère. Cela permet, par exemple, d'effectuer des optimisations sur un plus grand nombre de modes de pompe (et donc sur des FM-EDFAs avec un plus grand nombre de modes signaux), ou encore d'optimiser conjointement les fractions de puissance portées par ces modes et la distribution transverse de la concentration de dopant erbium (ce qui est très utile dans le cas des cœurs pixellisés, qui seront discutés dans le chapitre 4), ou encore pour étudier des configurations de pompage co- et contra-propagatif.

3.8 Conclusion

L'un des objectifs principaux du travail de thèse rapporté dans ce manuscrit est de déterminer des géométries d'amplificateurs optimisées en terme de gain (gain moyen élevé et différentiel de gain modal et spectral faible). Pour cela, nous avons pu nous appuyer sur des outils numériques déjà existants au laboratoire (modèle en intensité, code de calcul des modes guidés, algorithme du gradient modifié). Par ailleurs, certains de ces outils ont été améliorés (méthode du gradient) et d'autres ont été créés au cours de ma thèse (modèle en champ). L'objectif de cette large palette d'outils numériques est d'être le plus prédictif possible quant au comportement physique des fibres actives, en tenant compte de tous les effets pertinents (couplage de modes, battement de modes).

Dans le prochain chapitre, nous verrons comment ces outils ont permis d'identifier des géométries de fibres actives dont les performances remplissent les objectifs de performances fixés pour un système de télécommunication utilisant la technologie MDM.

Chapitre 4

Design et réalisation de FM-EDFA

4.1	Introduction	86
4.2	Fibre dopées erbium réalisées par voie MCVD	86
4.2.1	État de l'art et limitations	86
4.2.2	Étude de configurations de FM-EDFAs à dopant homogène	87
4.3	Fibres dopées erbium micro-structurées	90
4.3.1	Histoire des fibres micro-structurées	90
4.3.2	Réflexion Totale Interne Modifiée	92
4.3.3	Apport de la micro-structuration pour les FM-EDFAs	93
4.3.4	Réalisation d'une FM-EDF à cœur micro-structurée	94
4.4	Fibres dopées erbium micro-structurées à inclusions	98
4.4.1	Paramètres	100
4.4.2	Avantages complémentaires liés à la présence des inclusions	101
4.4.3	Étude de configurations de FM-EDF MSI à dopant homogène	103
4.4.4	FM-EDFA 10-modes	105
4.5	Réalisation et caractérisation d'une fibre micro-structurée à inclusions	113
4.5.1	Fabrication de la FM-EDF micro-structurée à inclusions	113
4.5.2	Vérification du point de fonctionnement	114
4.5.3	Caractérisation de la fibre	116
4.6	Conclusion	118

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons les résultats numériques et les différentes réalisations de FM-EDFAs adaptés au MDM.

Dans un premier temps, nous aborderons les FM-EDFAs obtenus à partir de fibres réalisées par voie MCVD, c'est-à-dire présentant un profil d'indice de type échelon et une distribution transverse de concentration erbium avec une symétrie cylindrique. Nous verrons que cette méthode de fabrication, associée au dopage en solution pour l'incorporation des ions Er^{3+} , possède des limites qui ne permettent pas de réaliser l'égalisation des gains dès lors que le nombre de modes devient important.

Ensuite, nous présenterons une géométrie alternative de fibre reposant sur l'assemblage de différents barreaux de silice (c'est-à-dire de différentes compositions) conduisant à une fibre micro-structurée. En appliquant ce type d'assemblage au cœur d'une fibre, il est possible de disposer d'un plus grand nombre de degrés de liberté, notamment quant aux distributions de dopant erbium accessibles à la fabrication, et ainsi de dépasser les limitations des méthodes conventionnelles.

Cependant, même si le recours aux fibres micro-structurées permet d'envisager des profils de dopant erbium beaucoup plus complexes, on conserve une forte dépendance vis à vis des limites de fabrication, notamment la reproductibilité des préformes. C'est pour cela qu'un nouveau design alternatif a été étudié au cours de ma thèse. En pratique, il s'agit d'une fibre dont le cœur est issu d'un micro-assemblage dont l'élément de base présente deux indices de réfraction distincts. Ce nouveau design permet de profiter des degrés de liberté offerts par le micro-assemblage du cœur tout en utilisant des méthodes de fabrication conventionnelles. Nous verrons que ce design possède également d'autres avantages qui peuvent être exploités pour favoriser l'égalisation des gains. Avec ce design, une FM-EDF 10 modes, dont les performances prédites sont bien meilleures que son équivalent conventionnel, a été réalisée.

4.2 Fibre dopées erbium réalisées par voie MCVD

4.2.1 État de l'art et limitations

Le procédé MCVD, présenté dans l'annexe A.1.2, permet de fabriquer des préformes de fibres optiques qui peuvent être actives si on les dope avec des ions de terre rare. C'est ce procédé qui est communément utilisé pour fabriquer des EDFAs monomodes, en ajoutant un dopage en ions aluminium Al^{3+} connus pour modifier les propriétés photoluminescentes des ions Er^{3+} de sorte à permettre l'égalisation spectrale du gain. Ce procédé permet de réaliser les préformes couche par couche, ce qui implique que le profil d'indice de réfraction et la distribution transverse de dopant erbium aient une symétrie cylindrique.

Comme nous l'avons déjà abordé dans la partie 1.4.3, de nombreuses FM-EDFs fabriquées par ce procédé ont été reportées ces dernières années. La figure 4.1 montre les différents profils d'indice et distributions de dopant erbium (lorsqu'ils ont été reportés) obtenus par des méthodes conventionnelles dans le cadre du développement des FM-EDFAs.

Ces différentes réalisations ont déjà été discutées dans le premier chapitre et l'objectif est ici de discuter des limites des procédés de fabrication conventionnels. En effet, comme nous l'avons vu dans la section 1.4.2 il existe deux stratégies pour adapter les FM-EDFAs au contexte du MDM : mettre en forme le faisceau de pompe ou adapter l'EDP. La meilleure façon d'obtenir un gain égalisé modalement et spectralement semble d'utiliser ces deux stratégies conjointement. Ce constat prend tout son sens dans la perspective de l'augmentation du nombre de modes amplifiés simultanément.

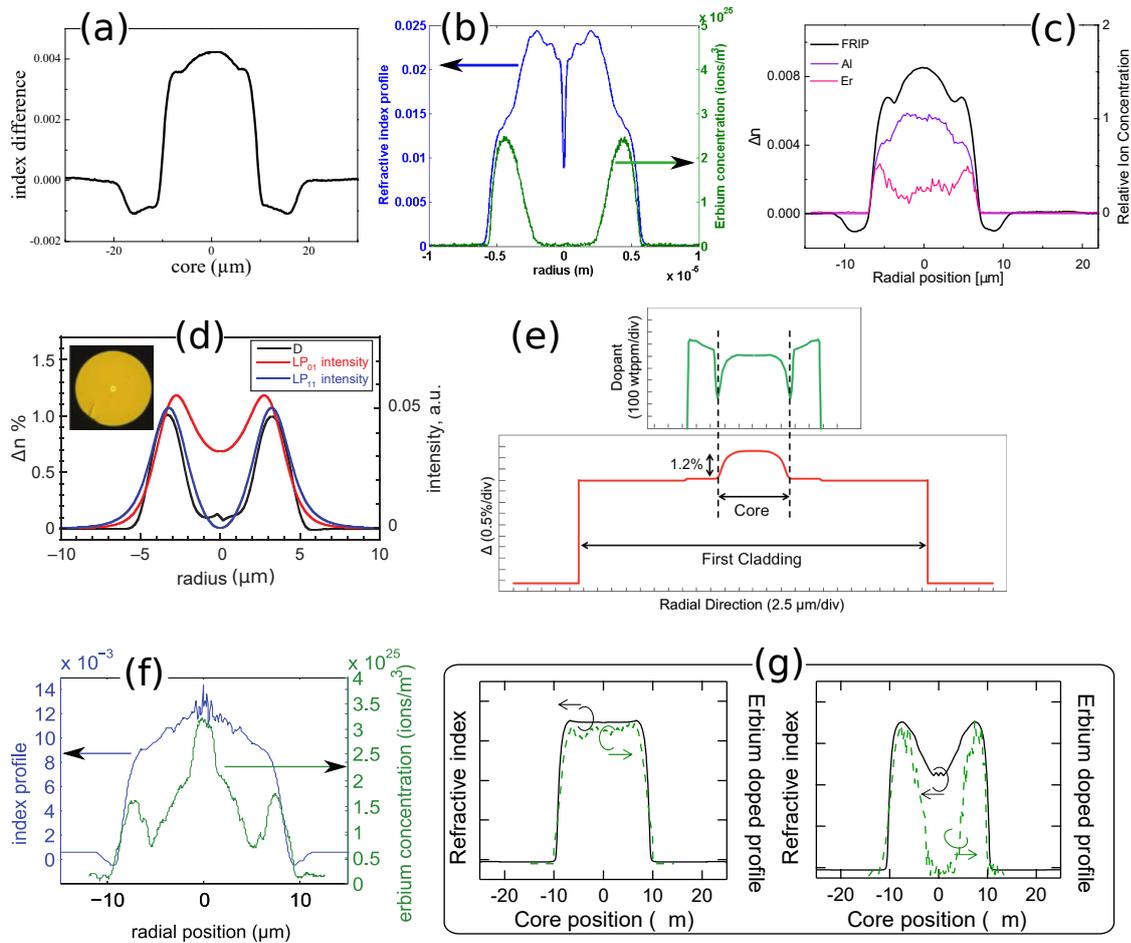


FIGURE 4.1 – Profils d'indice et EDPs (lorsqu'ils ont été reportés) dans les références (a) [Jung et al., 2011], (b) [Le Cocq et al., 2012], (c) [Jung et al., 2013b], (d) [Ono et al., 2015], (e) [Wakayama et al., 2016], (f) [Le Cocq et al., 2013] et (g) [Wada et al., 2016]

A l'analyse de la figure 4.1, on peut constater qu'il est assez difficile d'obtenir en pratique un profil d'indice de réfraction qui soit parfaitement en "échelon", mais il est possible de réduire les déformations de ce profil de façon à ce que les modes de propagation soient très faiblement impactés. Concernant l'adaptation de l'EDP, on constate que de nombreuses réalisations utilisent un profil de dopant en anneau. Ce type de profil est efficace pour des FM-EDFAs utilisant jusqu'à 6-modes mais n'est pas adapté à l'augmentation du nombre de modes amplifiés simultanément. Tout comme pour les profils d'indice de réfraction, il est difficile de réaliser des FM-EDFs dont le profil de dopant soit parfaitement maîtrisé, d'autant plus lorsqu'on cherche à obtenir des EDPs complexes.

4.2.2 Étude de configurations de FM-EDFAs à dopant homogène

Devant le constat établi à la section précédente, il semble que la seule possibilité aujourd'hui viable et reproductible (par voie MCVD) soit de faire reposer le contrôle de l'égalisation du gain

sur la mise en forme du faisceau de pompe. Dans ce but, des optimisations par méthode du gradient modifiée (cf. section 3.7.1) ont été faites pour des FM-EDFAs 6-, 8-, 10-, 12- et 15-modes, selon les paramètres suivants :

- FM-EDF conventionnelle à saut d'indice ($\Delta n_{conv} = n_{c,conv} - n_{g,conv}$) fixé,
- EDP homogène en échelon,
- adaptation de la taille du cœur pour sélectionner le nombre de modes signaux,
- multiplexage sur 4 longueurs d'onde caractéristiques (1530, 1540, 1550 et 1560 nm),
- 20 μW de puissance signal par mode et par longueur d'onde,
- densité de puissance de pompe constante,
- optimisation des fractions de puissances portées par les modes de pompe.

Pour chacune de ces configurations, le nombre de degré de liberté est d'abord fixé égal au nombre de modes guidés à 980 nm, puis on procède comme suit :

- optimisation des fractions de puissance de pompe totale portée par chaque mode de pompe,
- lorsque l'optimisation a convergé, le mode de pompe avec la plus faible fraction de puissance est retiré de l'optimisation (sa fraction de puissance est alors fixée à 0).
- on procède à une nouvelle optimisation avec ce nouveau nombre de degré de liberté. L'objectif est de réduire le nombre de modes de pompe utilisés dans la configuration optimale,
- l'opération se répète jusqu'à avoir éliminé tous les modes de pompe sauf 1.

Pour illustrer ce processus, la figure 4.2 reprend les résultats des itérations d'optimisations par méthode du gradient modifiée successivement appliquées à un FM-EDFA 6-modes. Comme

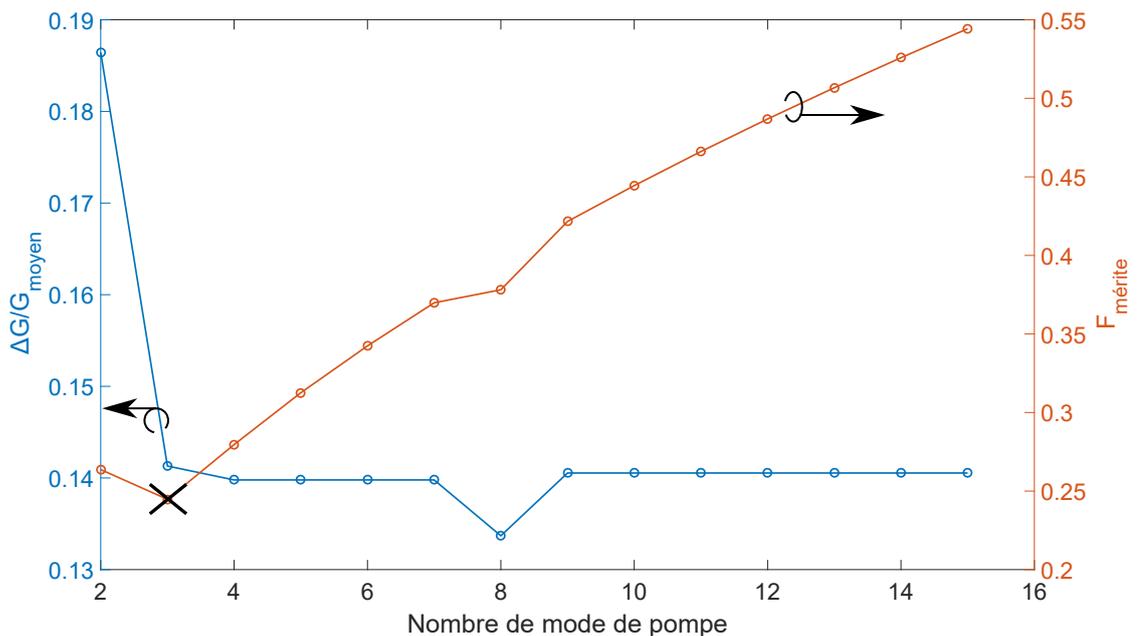


FIGURE 4.2 – Résultats numériques des optimisations par méthode du gradient modifiée successivement appliquées à un FM-EDFA 6-modes conventionnel. Les valeurs de $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ de l'optimum pour chaque itération (en bleu) et celles de la fonction de mérite de l'optimum pour chaque itération (en orange) sont reportées. La configuration optimale est indiquée par la croix, correspondant au minimum de la fonction de mérite.

nous l'avons déjà vu, le facteur permettant habituellement d'évaluer les performances d'un EDFA est le paramètre $\Delta G/G_{\text{moyen}}$. Cependant, dans le cas présent, il est nécessaire d'utiliser un facteur de mérite qui tienne également compte du nombre de modes de pompe (nmp) utilisés. Pour cela, une fonction de mérite pertinente est :

$$F_{\text{mérite}} = \sqrt{nmp} \times \frac{\Delta G}{G_{\text{moyen}}} \quad (4.1)$$

En utilisant le rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$, l'optimum aurait été déterminé à 8 modes de pompe alors que la variation en ce point n'est pas significative en terme de performances. De plus, le nombre de mode de pompe est un élément fondamental pour les FM-EDFAs :

- les technologies de mise en forme de faisceau gèrent aujourd'hui un nombre limité de faisceaux simultanément. Par exemple, la technologie aujourd'hui la plus avancée, à savoir celle basée sur les réflexions multiples sur lame de phase (qui sera décrite dans la section 4.5.3) permet de gérer au maximum 15 faisceaux toutes longueurs d'onde confondues.
- plus le nombre de modes de pompe est important, plus l'amplificateur sera sensible aux instabilités et aux imperfections de la mise en forme du faisceau de pompe.

Ainsi, le point de fonctionnement optimum choisi est celui correspondant au minimum de la fonction de mérite, soit ici pour 3 modes de pompe.

Les résultats obtenus, selon cette procédure et en utilisant les deux types de facteurs de mérite (à savoir $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ et la fonction de mérite $F_{\text{mérite}}$), pour les configurations de FM-EDFAs 6-, 8-, 10-, 12- et 15-modes sont reportés dans la figure 4.3.

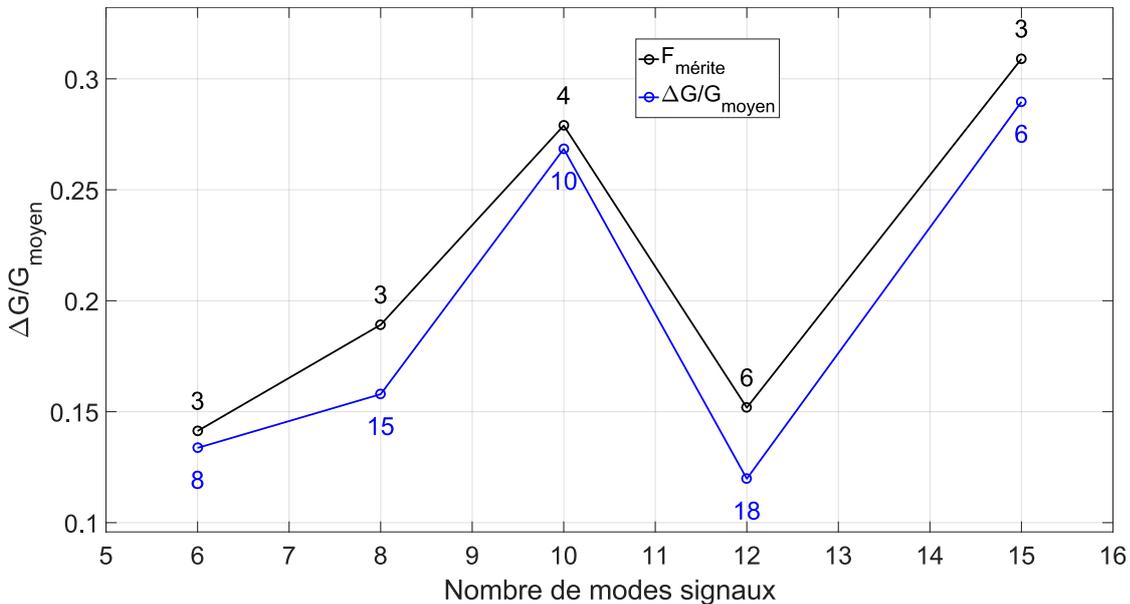


FIGURE 4.3 – Résultats de l'optimisation selon la procédure précédemment décrite, en utilisant comme facteur de mérite la valeur de $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ (en bleu) et la fonction de mérite $F_{\text{mérite}}$ (en noir) pour des FM-EDFAs conventionnels 6-, 8-, 10-, 12- et 15-modes. Les performances en terme de $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ sont présentées ainsi que le nombre de modes de pompe nécessaires pour chaque configuration.

Tout d'abord, on peut une nouvelle fois observer qu'il est nécessaire de tenir compte du nombre de mode de pompe pour déterminer la configuration optimale. En effet, lorsqu'on utilise le facteur de mérite habituel $\Delta G/G_{\text{moyen}}$, on peut aboutir à des configurations nécessitant un grand nombre de modes de pompe. De plus on constate qu'en utilisant la fonction de mérite $F_{\text{mérite}}$, la diminution du nombre de mode de pompe se fait au prix d'une diminution des performances raisonnable.

On peut observer que les performances obtenues numériquement après optimisation semblent insuffisantes pour une application Télécom. En effet, lorsque le nombre de modes amplifiés simultanément augmente, les performances se dégradent pour atteindre un rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ dépassant 0,3 pour un FM-EDFA 15-modes. Concernant les performances simulées pour le FM-EDFA 12-modes, bien qu'elles soient meilleures que ce à quoi on pourrait s'attendre selon l'évolution des performances, l'amélioration se fait au prix d'une augmentation du nombre de mode de pompe nécessaires et sont permises par une symétrie favorable entre modes signaux et modes de pompe. Concernant le FM-EDFA 15-modes, les performances ne pourraient être significativement améliorées par l'utilisation d'un plus grand nombre de modes de pompe, cela s'explique par l'effet de la structure des modes (symétrie) liée à l'apparition du mode signal LP_{03} .

Il semble donc que l'idée de faire reposer l'égalisation des gains uniquement sur la mise en forme du faisceau de pompe ne soit pas une solution viable. Nous en restons donc au constat qui a été fait au début du présent chapitre ; à savoir qu'il est nécessaire de mettre en forme à la fois le faisceau de pompe et la distribution transverse de l'erbium. Pour cela, il faut envisager d'autres géométries de fibre pour dépasser les limites inhérentes aux techniques de fabrication conventionnelles par voie MCVD et dopage en solution (voir section 1.4.3).

4.3 Fibres dopées erbium micro-structurées

Une approche alternative aux techniques conventionnelles et qui permet de contourner les limitations portant sur les distributions de dopant erbium réalisables, a été proposée en 2013 par [Le Cocq et al., 2013]. Le but de cette partie est de présenter brièvement les éléments nécessaires à la compréhension de cette approche qui a été développée avant mon arrivée dans le laboratoire. Cette compréhension est nécessaire pour appréhender les étapes de la réflexion ayant conduit au design qui sera présenté dans la suite de ce manuscrit.

On rappelle tout d'abord que cette approche repose sur un savoir-faire du laboratoire et consiste en un micro-assemblage à base de différents barreaux de silice dont la composition varie, afin de réaliser une fibre micro-structurée. Cette micro-structuration, lorsqu'elle est réalisée dans le cœur de la fibre, offre de nouvelles possibilités notamment en terme de mise en forme de la distribution de l'erbium. On peut parler de pixelisation du cœur, celui-ci étant composé de multiples cellules de forme hexagonale et de petite taille. Cette pixelisation permet de contrôler indépendamment la concentration de dopant erbium dans chacun des pixels et ainsi de réaliser des distributions de dopant erbium complexes.

4.3.1 Histoire des fibres micro-structurées

Les premières démonstrations de fibres micro-structurées ont été réalisées en 1974 par Kaiser et étaient constituées d'un cœur de silice suspendu [Kaiser and Astle, 1974]. Les Fibres à Cristaux Photoniques (Photonic Crystal Fibers ou PCFs en anglais), proposées au milieu des années 90, constituent une version plus aboutie de ces fibres tout en appartenant à la même famille [Knight et al., 1996]. De manière simplifiée, il existe deux mécanismes de guidage pour les PCFs : par Réflexion Totale Interne Modifiée (RTIM) et par Bande Interdite Photonique (BIP). Le mécanisme

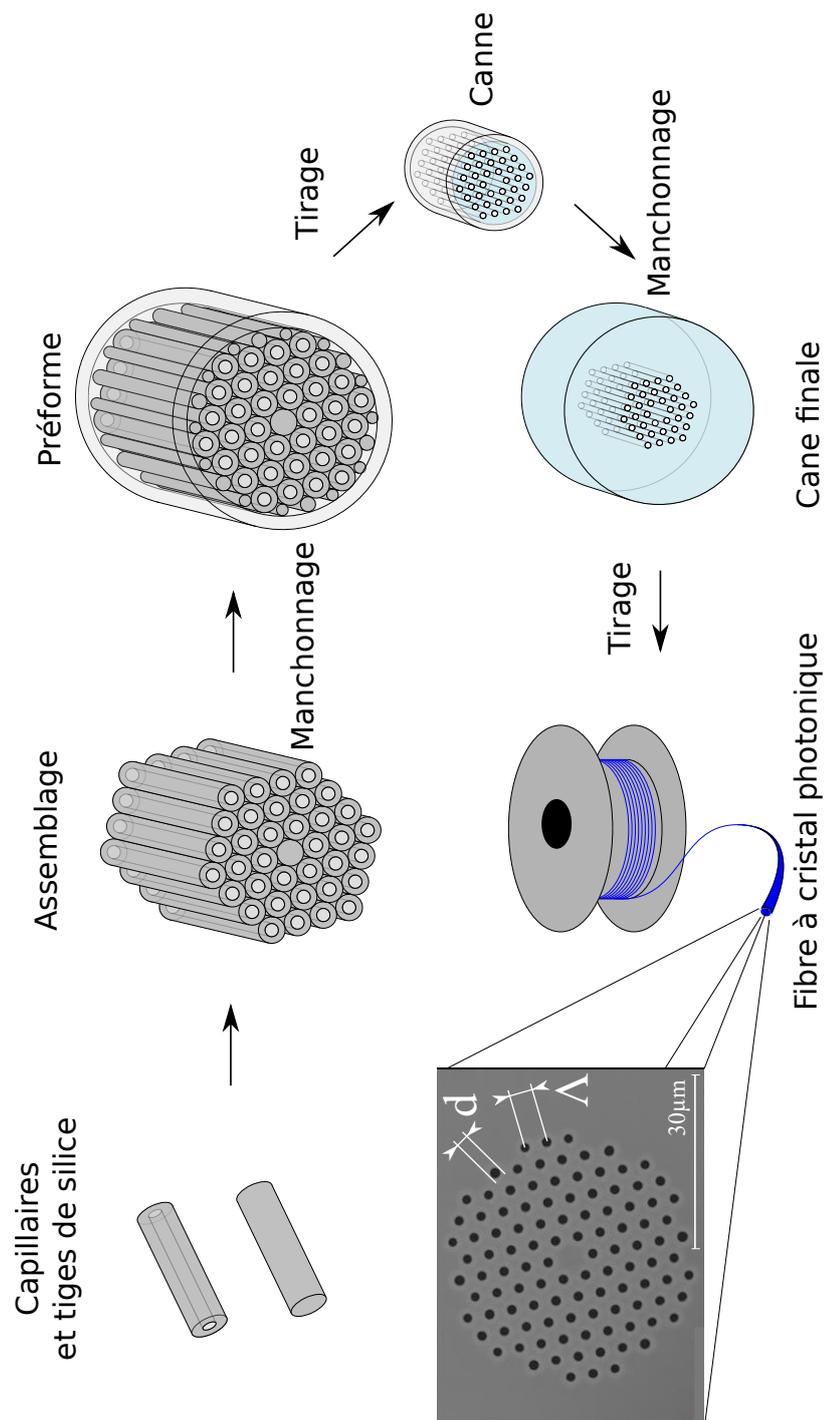


FIGURE 4.4 – Principales étapes de la fabrication des PCFs par assemblages-étirages successifs.

de guidage par BIP est particulier et ne sera pas étudié dans ce manuscrit puisque les différentes géométries qui y sont présentées n'y ont pas recours.

Les PCFs air-silice constituent, d'une certaine manière, un cristal photonique puisqu'elles sont formées de trous d'air entourés de silice qui forment un réseau à deux dimensions dans le plan transverse, généralement invariant selon l'axe de propagation (Oz). C'est cette structure qui constitue la gaine optique, l'absence de trou d'air au centre de la fibre constituant le cœur.

Le champ d'applications des PCFs est vaste :

- fibres infiniment monomodes [Birks et al., 1997],
- confinement extrême de la lumière pour exacerber les effets non-linéaires [Petropoulos et al., 2003; Kudlinski et al., 2012],
- fibres à grande aire effective pour application laser [Baz et al., 2013b; Aleshkina et al., 2011; Yehouessi et al., 2016],

La méthode de fabrication des PCFs la plus répandue est connue sous le nom de méthode "d'assemblage-étirage" (Stack and Draw en anglais), dont les principales étapes sont résumées dans la figure 4.4. Il est ainsi possible de réaliser des structures à maille hexagonale ou encore carrée, des structures comportant plusieurs défauts (pour réaliser des MCFs), des cœurs de différentes formes (triangle, losange, hexagone,...) en créant plusieurs défauts voisins.

Avec cette technique, on peut également réaliser des fibres toutes solides (c'est-à-dire sans trou d'air) en utilisant des tiges de silice d'indices de réfraction différents pour réaliser le cœur et la gaine.

4.3.2 Réflexion Totale Interne Modifiée

Les propriétés optiques des PCFs sont déterminées par les dimensions caractéristiques du cristal photonique, à savoir :

- la distance entre 2 trous consécutifs qui constitue le pas du réseau Λ ,
- la taille des trous d'air, définie par leur diamètre d .

Les mécanismes de guidage de l'onde électromagnétique se propageant par RTIM dans un cristal photonique sont proches de ceux d'une fibre conventionnelle. Lorsque la longueur d'onde est très grande devant les dimensions du réseau ($\Lambda/\lambda \ll 1$), l'onde ne résout pas la structure fine de l'indice de réfraction. Dans ce cas, on peut considérer le milieu comme étant quasi-homogène, avec un indice n_{FSM} donné par la théorie du milieu effectif [Renversez et al., 2005] :

$$n_{FSM} = \sqrt{f n_b^2 + (1 - f) n_h^2} \quad (4.2a)$$

avec f le facteur de remplissage, rapport de surface entre les inclusions et la maille :

$$f = \frac{S_{inclusion}}{S_{maille}} \quad (4.2b)$$

où n_h et n_b représentent respectivement les valeurs d'indice haut et bas, soit respectivement l'indice du matériau en silice et l'indice des trous d'air. Ainsi, l'indice n_{FSM} peut-être vu comme un indice moyen, ce qui reflète bien la réalité physique puisque la lumière ne résout pas la structure fine du milieu. Dans le cas où la maille est hexagonale et les inclusions circulaires, le facteur de remplissage f s'écrit :

$$f = \frac{\pi\sqrt{3}}{6} \left(\frac{d}{\Lambda}\right)^2 \quad (4.3)$$

En prenant cette définition de n_{FSM} comme celle de l'indice de la gaine, on peut faire l'analogie avec les fibres conventionnelles et c'est pour cela qu'on parle de guidage par RTI

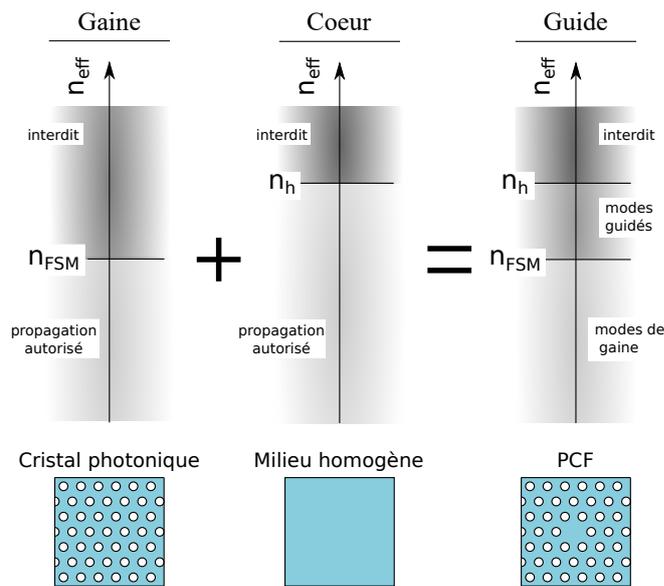


FIGURE 4.5 – Mécanisme de guidage de la lumière dans les PCFs guidant par Réflexion Totale Interne Modifiée (RTIM). Tout comme pour les fibres conventionnelles, il existe au moins un mode guidé tel que $n_{FSM} < n_{eff} < n_h$.

modifiée : c'est ce qui est décrit dans la figure 4.5.

Lorsque la longueur d'onde est très petite devant les dimensions de la maille, l'onde résout les variations d'indice de réfraction, elle est confinée dans les zones de haut indice et dans ce cas :

$$n_{FSM} = n_h$$

Dans le cas intermédiaire, c'est-à-dire si la longueur d'onde est de dimension similaire à celle de la maille, il faut résoudre les équations de Maxwell pour calculer les indices effectifs des modes qui se propagent dans cette structure.

Il est à noter que, dans tous les cas, il faut faire appel à des outils numériques pour calculer les distributions des champs électriques et magnétiques ainsi que les indices effectifs des modes de propagation et ainsi s'assurer que la géométrie de la fibre correspond aux objectifs.

4.3.3 Apport de la micro-structuration pour les FM-EDFAs

Comme cela a été décrit dans la section 4.2, les difficultés rencontrées lors des tentatives de réalisation de profils complexes par voie MCVD rendent nécessaire l'étude de nouvelles possibilités. La méthode de fabrication des FM-EDF à cœur micro-structurés s'apparente à celle des PCFs (cf. figure 4.6), en utilisant des capillaires pour réaliser la gaine et des tiges de silice dopées erbium pour le cœur [Hilaire et al., 2006; Baz et al., 2013a]. Cette méthode offre de nombreux avantages par rapport aux méthodes conventionnelles :

- la pixélisation du cœur permet de contrôler finement l'indice de réfraction et la concentration en ions erbium des différentes cellules. Le profil de dopant de la fibre obtenue est contrôlé plus finement puisqu'il est possible de sélectionner les tiges qui constituent les différentes cellules (7, 19, 37, ... selon la taille choisie pour le cœur) en fonction de leur

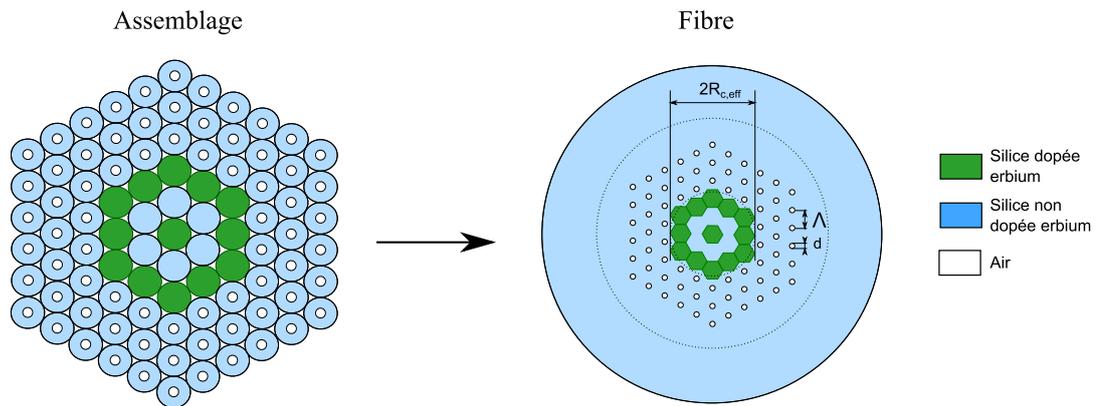


FIGURE 4.6 – Principe de base de la géométrie et de la fabrication d'une fibre micro-structurée dopée erbium faiblement multimode.

concentration en erbium. Cela permet d'aboutir à des EDPs complexes, par exemple ne possédant pas de symétrie azimutale ce qui aurait été difficile en utilisant les procédés conventionnels,

- la possibilité de réaliser une fibre toute solide (c'est-à-dire sans trous d'air), si l'on dispose de tiges de verre possédant les indices de réfractifs voulus,
- la limitation de la diffusion de l'erbium entre zones dopées, contrairement au procédé MCVD combiné au dopage en solution,
- la possibilité d'utiliser des arrangements de cellules pour le cœur permettant la levée de dégénérescence des modes spatiaux (cf. chapitre 5).

La composition modale de ce type de fibre est contrôlée lors du tirage de la fibre en modifiant la valeur du paramètre $\frac{d}{\Lambda}$.

4.3.4 Réalisation d'une FM-EDF à cœur micro-structurée

Différentes configurations de FM-EDF à cœur micro-structuré ont été étudiées par Guillaume Le Cocq et sont présentées dans son manuscrit de thèse [Le Cocq, 2014]. Parmi ces configurations, une fibre à cœur micro-structuré a été réalisée afin de démontrer l'efficacité de cette stratégie quant au contrôle du profil d'indice et de dopant. La géométrie de fibre a été choisie pour permettre l'égalisation performante du gain sur 4 modes (cf. figure 4.7).

Cette structure a été réalisée à partir de deux types de silice avec un indice de réfraction très proche :

- des tubes de silice pure (Suprasil F300 de chez HERAEUS) pour la gaine,
- des barreaux de silice pure (dopée ou non en erbium) obtenus par la technique Sol-Gel (voir annexe A.1.2).

Les étapes de fabrication de cette fibre sont présentées dans la figure 4.8. La fibre réalisée est très proche de la géométrie désirée, tant du point de vue du profil d'indice que de celui du profil de dopant.

Concernant le profil d'indice, l'ensemble des éléments de l'assemblage possèdent un indice proche de la silice pure puisque le dopage erbium n'induit pas une variation significative de l'indice de réfraction à ce niveau de concentration et que la méthode Sol-Gel produit une silice dont l'indice est très proche de celui des tubes de silice pure Suprasil F300. Dans ce contexte,

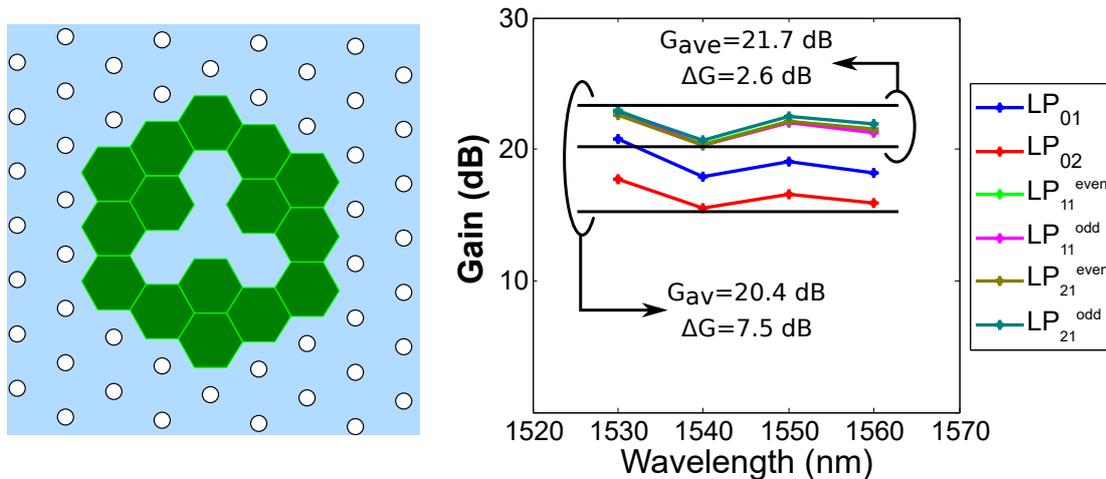


FIGURE 4.7 – Géométrie de l'EDP choisie pour la réalisation de FM-EDF à cœur micro-structuré. La valeur de gain moyen sur l'ensemble des canaux ainsi que l'excursion de gain ont également été reportées (en noir), pour une fibre de longueur L égale à 7 m. En gris, le gain moyen et l'excursion de gain des modes excentrés (les modes LP_{11} et LP_{21}) [Le Cocq, 2014].

les propriétés de guidage de la fibre sont uniquement déterminées par les valeurs de Λ et de $\frac{d}{\Lambda}$ (voulues respectivement égales à 3,28 et 0,29) et atteintes à 1 % et 4 % près respectivement.

Concernant le profil de dopant, la structuration de l'EDP est parfaitement délimitée et correspond à la géométrie visée. La transition zone dopée/zone non-dopée est franche, la diffusion du dopant est limitée grâce à cette méthode de fabrication.

Cette réalisation est la preuve qu'il est possible d'obtenir des fibres très fidèles à la géométrie visée, tant du point de vue du profil d'indice que de celui de l'EDP. Les profils de dopants accessibles par cette méthode sont sans comparaison avec ceux qu'il est possible d'obtenir avec les technique conventionnelles, ce qui ouvre de très nombreux degrés de liberté quant à l'obtention de FM-EDFs adaptées au contexte du MDM.

Performances

Actuellement, il n'est pas possible de doper les verres réalisés par voie sol-gel à un niveau en aluminium nécessaire pour obtenir des propriétés spectrales de l'erbium compatibles avec le WDM. La fibre détaillée ci-avant a tout de même été testée en régime d'amplification, de façon à déterminer le gain des groupes de modes LP_{11} et LP_{21} : les résultats sont reportés dans la figure 4.9. Tout d'abord, les profils des modes expérimentaux sont en très bon accord avec les profils théoriques que ce soit pour les modes signaux ou pour le profil de pompe (combinaison des modes LP_{01} et LP_{02}).

Cependant, le gain fourni par le FM-EDFA est très faible : 4 dB et 6 dB à 1530 nm respectivement pour les modes LP_{11} et LP_{21} en utilisant 150 mW de puissance de pompe. On observe également l'impact de l'absence d'aluminium sur le gain spectral, caractérisé par deux maxima à 1530 nm et 1550 nm ainsi qu'un minimum à 1540 nm avec un écart important entre ces valeurs.

On peut expliquer les faibles valeurs de gain par deux phénomènes :

- la modification ou le rétrécissement de la raie d'absorption à 980 nm (la diode de pompe utilisée émet à 974 nm), qui nuit à la bonne absorption de la pompe,

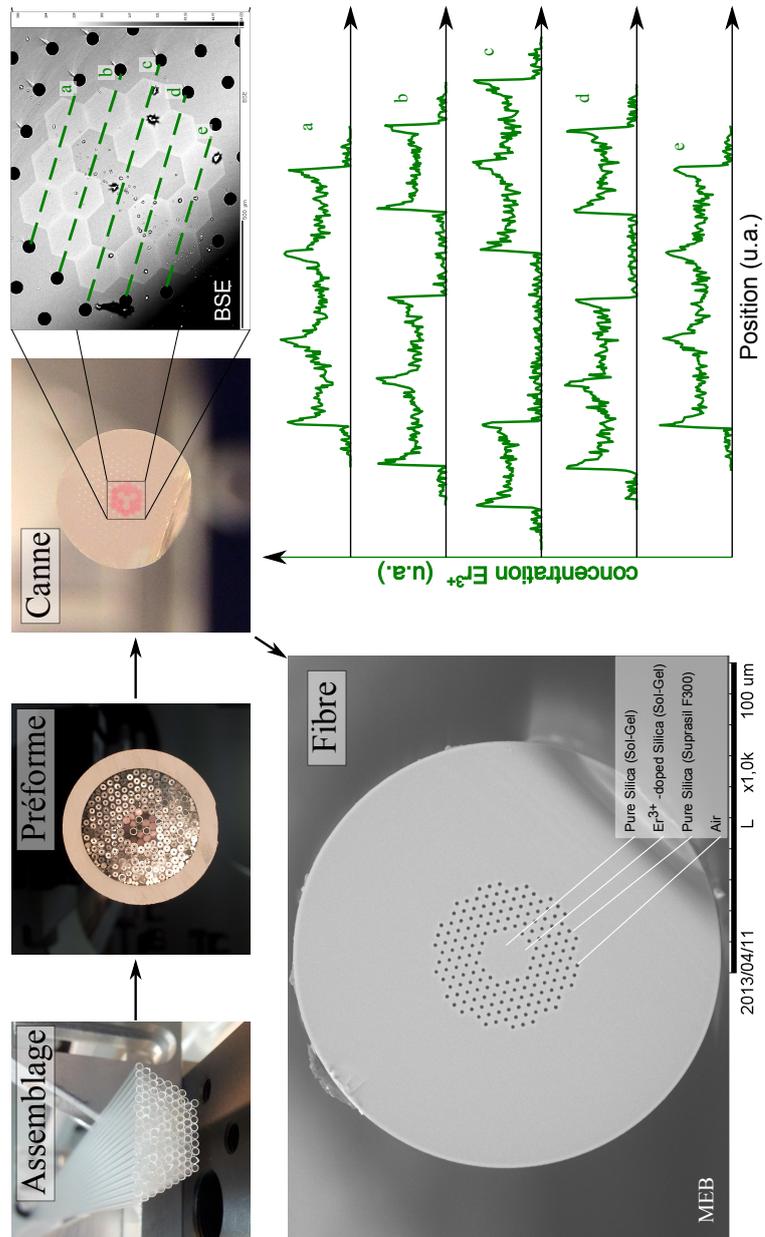


FIGURE 4.8 – Réalisation de la géométrie de fibre de la figure 4.7 par méthode d’assemblage-étirage : assemblage de capillaires, manchonnage dans un tube, tirage en canne et finalement en fibre. Les éléments de silice dopée erbium apparaissent colorés en rose. L’imagerie par rétro-diffusion d’électrons (Back-scattered electron ou BSE en anglais) en haut à droite montre la structuration du cœur de la canne. L’analyse micro-sonde sur cinq axes dans le plan de clive de la canne permet d’observer le profil de dopant. La photo de la face clivée obtenue par microscopie à balayage électronique (MEB) est présentée en bas à gauche [Le Cocq, 2014].

- la formation d'agglomérats d'ions Er^{3+} (phénomène de clustering) lié à la forte concentration de l'erbium et à la non-présence d'aluminium [Myslinski et al., 1997].

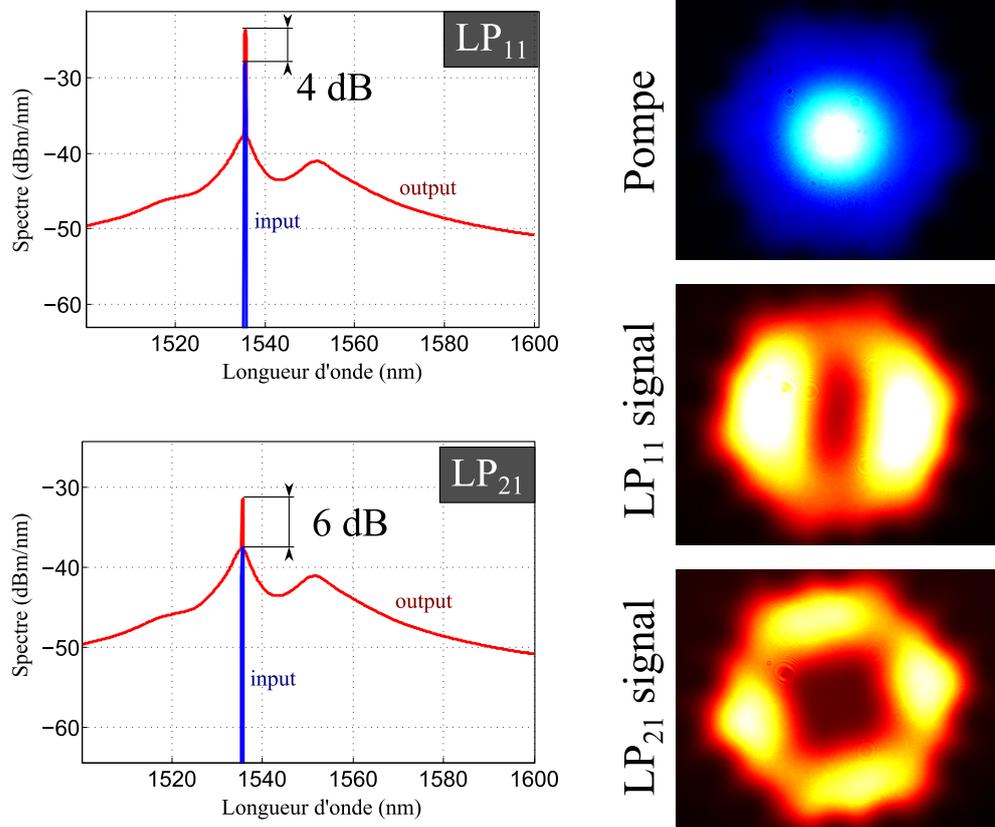


FIGURE 4.9 – Caractérisation expérimentale de la FM-EDF à cœur micro-structuré.

La réalisation d'une FM-EDF à cœur micro-structuré à partir de matières premières plus adéquates (verre alumino-silicate) devrait permettre l'amélioration des propriétés spectrales et amplificatrices, tout en conservant les avantages offerts par cette géométrie de fibre (EDP complexe et profil d'indice maîtrisé finement). Le procédé MCVD pourrait fournir ces éléments à condition d'usiner (mécaniquement ou par attaque chimique) les préformes obtenues pour en extraire le cœur. Le principal inconvénient est la faible quantité de matière disponible après l'extraction, qui implique d'utiliser plusieurs préformes différentes pour le cœur de la fibre finale. Dès lors, cette approche rend la méthode très sensible au problème de reproductibilité des préformes (sur le profil d'indice de réfraction et la distribution de l'erbium). En effet, ce type de fibre étant très sensible aux variations d'indice entre les différents éléments du cœur, il faut donc les réduire au minimum en utilisant une méthode de fabrication la plus reproductible possible et/ou le moins de préformes possibles pour réaliser le cœur.

4.4 Fibres dopées erbium micro-structurées à inclusions

Comme nous venons de le voir, il est assez difficile en pratique d'obtenir la matière première permettant la réalisation des configurations de FM-EDF à cœur micro-structuré présentées dans la section précédente. C'est pourquoi, au cours de ma thèse, je me suis intéressé à l'étude d'une approche alternative qui combine les avantages de la micro-structuration du cœur (notamment sur la réalisation de distributions de dopant erbium complexes) tout en étant réalisable par des procédés conventionnels.

C'est tout naturellement que l'étude s'est portée sur une configuration utilisant :

- un cœur micro-structuré obtenu par assemblage-étirage pour conserver la flexibilité offerte par l'arrangement des pixels constituant le cœur et permettant un contrôle très fin du profil d'indice de réfraction et de la mise en forme du dopant erbium lors de la fabrication,
- des éléments issus d'une méthode de fabrication bien maîtrisée et flexible en terme de compositions de verres accessibles (la méthode MCVD), éléments qui seront ré-adaptés à cette configuration.

La configuration étudiée fait appel aux mêmes méthodes d'assemblage que précédemment (voir section 4.3.3) mais les éléments constituant le cœur proviennent, cette fois, de préformes MCVD (voir figure 4.10). Pour cela, la préforme ne possède pas un profil d'indice conventionnel, mais une double structure concentrique composée d'un cœur (d'indice de réfraction n_2), d'une première gaine optique (appelée piédestal et d'indice de réfraction n_1) et d'une seconde gaine optique (d'indice de réfraction n_0), tels que $n_2 > n_1 > n_0$ comme décrit dans la figure 4.10. Pour notre utilisation, la préforme réalisée est usinée pour en extraire la partie centrale (à savoir le cœur et le piédestal), qui sert ensuite d'élément de base pour l'assemblage du cœur de la FM-EDF. Dans ce cas, la gaine peut, par exemple, être réalisée avec des tiges de silice pure. La FM-EDF obtenue possède donc un cœur micro-structuré dont nous allons voir qu'il équivaut à une structure multi-cœurs couplés du fait de la différence d'indice entre le cœur et le piédestal qui permet le guidage de l'onde lumineuse par RTI. Pour simplifier la compréhension, les cœurs satellites d'indice de réfraction n_2 seront, dans la suite, désignés par le terme *inclusions*. Cette configuration de fibre sera désignée sous l'appellation FM-EDF micro-structurée à inclusions (avec pour abréviation FM-EDF MSI).

Cette géométrie présente plusieurs avantages :

- le procédé MCVD associé au dopage en solution permet la réalisation de préformes dopées erbium et aluminium adaptées au WDM,
- la quantité de matière disponible, après usinage de la préforme, est suffisante pour qu'une seule préforme puisse être utilisée pour réaliser une FM-EDF,
- cette configuration permet de conserver les possibilités de mise en forme de la distribution de l'erbium offertes par la pixelisation en utilisant des préformes avec des niveaux de dopant différents,
- les profils d'indice de réfraction et de dopant erbium exacts de la préforme ont peu d'impact sur ceux de la fibre finale. Cela permet de faire face aux problématiques abordées dans la section 4.2 ; à savoir la difficulté à contrôler finement ces paramètres lors de la fabrication et le besoin de reproductibilité,
- la FM-EDF obtenue n'utilise pas de trous d'air, facilitant les étapes de fabrication de la fibre ainsi que les soudures éventuelles.

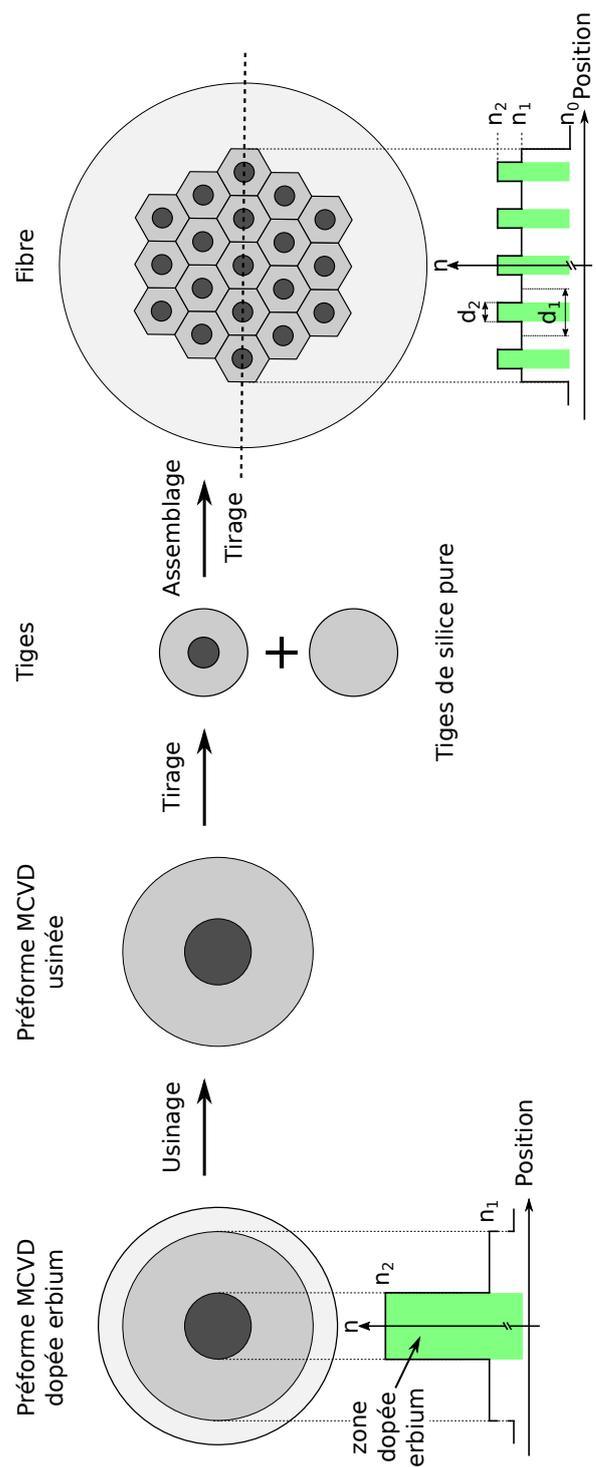


FIGURE 4.10 – Principales étapes de fabrication de FM-EDF micro-structurée à inclusions.

4.4.1 Paramètres

Au-delà des paramètres n_0 , n_1 et n_2 , d'autres grandeurs sont importantes pour définir les propriétés de guidage de ce type de fibre : le rayon des cellules hexagonales composant le cœur qui est proportionnel à d_1 , ainsi que le rayon des inclusions qui est, lui, proportionnel à d_2 (cf. figure 4.10). On peut observer que d_1 correspond au pas du réseau, Λ , dans le cas d'un arrangement régulier.

Pour quantifier le caractère multimode d'une telle structure, il est utile de faire appel au paramètre bien connu qu'est la fréquence normalisée V , de façon analogue à ce qui a été fait dans la section 4.3.2 :

$$V_{\text{cœur}} = \frac{2\pi A_{\text{cœur}}}{\lambda \sqrt{3\pi}} \sqrt{n_{FSM}^2 - n_0^2} \quad (4.4a)$$

avec $A_{\text{cœur}}$ l'aire totale du cœur et :

$$n_{FSM} = \sqrt{n_1^2 + f(n_2^2 - n_1^2)} \quad (4.4b)$$

et :

$$f = \frac{\text{Aire d'une inclusion}}{\text{Aire totale d'un sous élément de la maille}} \quad (4.4c)$$

Dans le cas d'éléments à section hexagonale et d'inclusions à section circulaire, on a :

$$f = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \left(\frac{d_2\sqrt{3}}{2d_1} \right)^2 \quad (4.5)$$

L'objectif est que, dans la bande spectrale d'utilisation, le matériau composant le cœur de la fibre soit perçu comme homogène optiquement, c'est-à-dire que la présence des inclusions ne cause pas de perturbation significative de la distribution transverse de l'onde électromagnétique se propageant en son sein. Encore dit autrement, on souhaite que l'onde lumineuse ne résolve pas la structure fine des différents matériaux composant le cœur : ainsi les modes de propagations ne doivent pas être confinés dans une ou plusieurs inclusions.

Une indication de l'effet de la présence des inclusions sur l'onde électromagnétique se propageant dans le cœur d'une telle fibre peut être obtenue en comparant les dimensions de la structure à celle(s) de la (des) longueur(s) d'onde considérée(s), tout comme pour l'effet des trous d'air dans le cas des PCFs. Si la longueur d'onde est du même ordre de grandeur ou très grande devant la dimension d_2 , l'onde lumineuse se propageant dans le cœur verra, en général, un indice de réfraction moyen n_{FSM} comme décrit dans l'équation 4.4b. La figure 4.11 illustre cette propriété : les distributions du champ électrique des 4 premiers modes guidés d'une même structure sont reportés dans 3 cas : $\lambda \ll d_2$, $\lambda \simeq d_2$ et $\lambda \gg d_2$. Il faut également envisager un autre cas limite : à dimension d_2 fixée, si d_1 devient très grand les inclusions deviennent trop éloignées pour être couplés et la fibre se comporte comme une fibre multi-cœurs.

Par ailleurs, notons que le paramètre de fréquence normalisée d'une inclusion (noté V_2), permet de définir à quel point le champ transverse de l'onde optique est confiné au sein d'une inclusion. On définit cette fréquence normalisée par :

$$V_2 = \frac{2\pi d_2}{\lambda} \frac{1}{2} \sqrt{n_2^2 - n_1^2} \quad (4.6)$$

Si la valeur de V_2 est petite (typiquement, plus petite que 1), le champ transverse de l'onde optique ne peut pas être bien confiné dans l'inclusion. Généralement, de plus faibles valeurs de

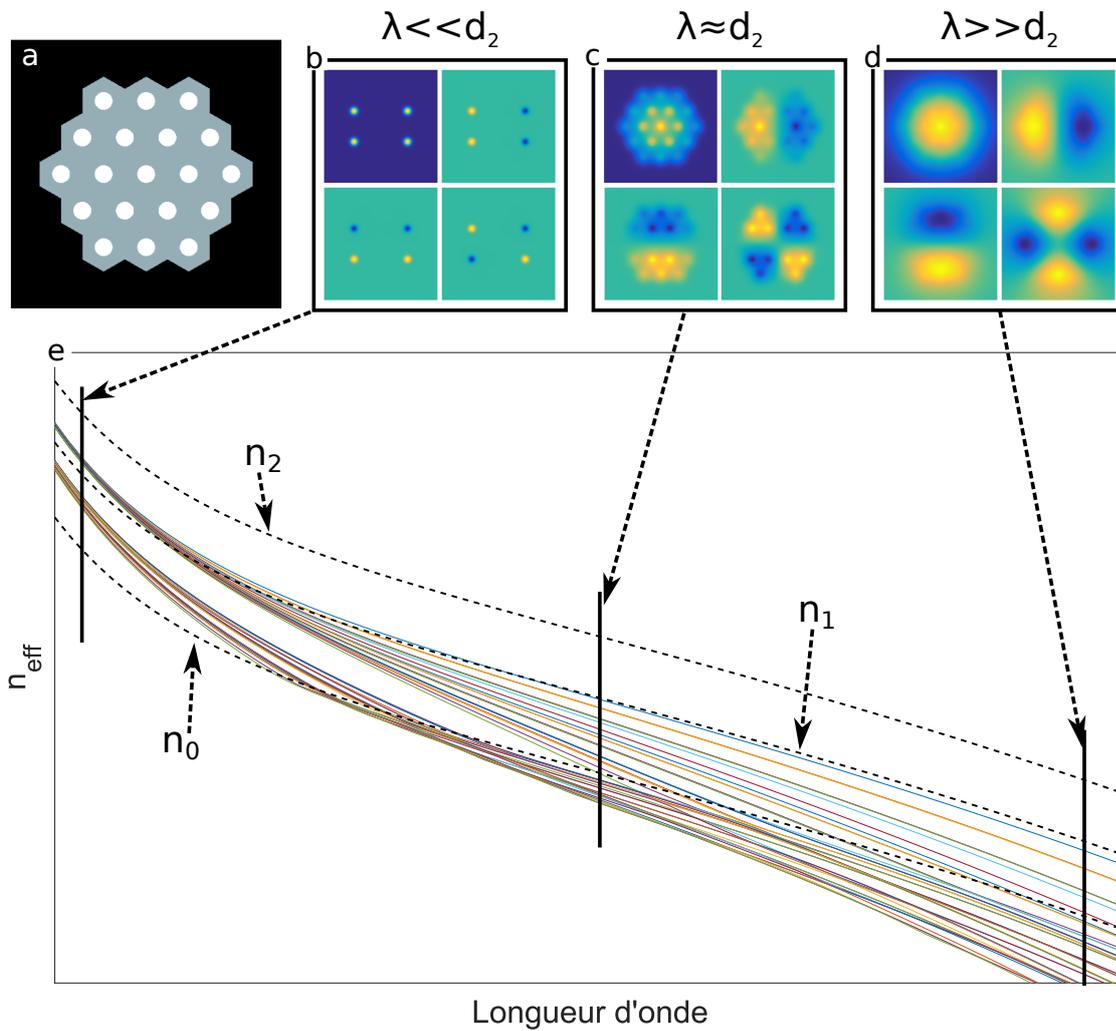


FIGURE 4.11 – Influence de la longueur d'onde sur les distributions d'intensité des modes. (a) Profil transverse d'indice de réfraction. Profils du champ électrique des 4 premiers modes guidés dans le cas d'une longueur d'onde de dimension : (b) très petite, (c) du même ordre de grandeur ou (d) très grande devant d_2 . (e) Évolution des indices effectifs des 40 premiers modes guidés en fonction de la longueur d'onde et configurations correspondants aux cas présentés en (b–d).

V_2 sont préférables, typiquement $V_2 < 0,8$.

Dans tous les cas, il est nécessaire d'avoir recours à la résolution des équations de Maxwell pour calculer les indices effectifs et les distributions transverses des champs électriques et magnétiques des différents modes de propagation pour s'assurer que la lumière n'est pas confinée dans une ou plusieurs inclusions.

4.4.2 Avantages complémentaires liés à la présence des inclusions

La géométrie de fibre présentée précédemment possède un avantage complémentaire : la différence d'indice de réfraction entre les inclusions (d'indice n_2) et le piédestal (d'indice n_1) a

tendance à "déformer" les profils d'intensité des modes. C'est ce qu'on observe sur les figures 4.12 et 4.13, qui présentent :

- concernant la figure 4.12 : une configuration de FM-EDF MSI telle que $n_1 = n_2$, ce qui revient à la configuration présentée dans la section précédente.
- concernant la figure 4.13 : une configuration de FM-EDF MSI telle que $n_1 \neq n_2$.

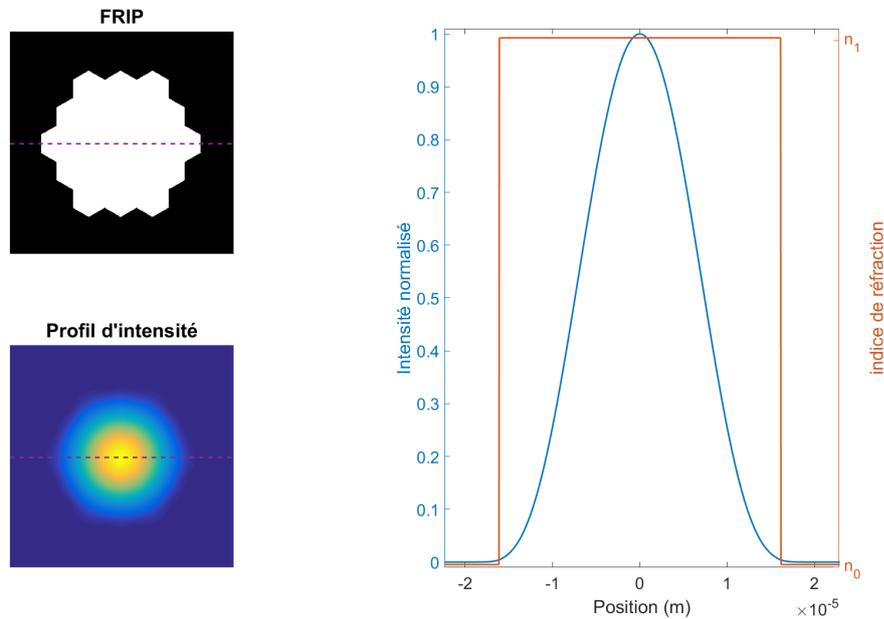


FIGURE 4.12 – Exemple de FM-EDF à cœur micro-structuré pour lequel $n_1 = n_2$: profil d'indice de réfraction de la FM-EDF (Fiber Refractive Index Profile ou FRIP en anglais), profil d'intensité du mode fondamental à 980 nm et leurs coupes selon l'axe (Ox).

Pour illustrer la déformation du profil d'intensité des modes, le profil d'intensité selon l'axe (Ox) du mode fondamental à 980 nm a été superposé au profil d'indice de réfraction selon le même axe pour les deux cas. Avec le design proposé dans cette partie, le profil d'intensité est déformé par rapport au cas de référence (figure 4.12) et possède des maxima d'intensité localisés au sein des inclusions : la lumière tend donc à s'y confiner.

Cet effet est proportionnel à la différence d'indice Δn_{2-1} entre les inclusions et le piédestal et peut être utilisé à bon escient. En effet, dans cette configuration seules les inclusions sont dopées avec des ions erbium (puisqu'elles correspondent au cœur de la préforme mère) et sont donc optiquement actives. En tirant partie de l'effet de confinement de la lumière dans les inclusions, il est possible d'augmenter l'intégrale de recouvrement pompe-dopant et dopant-signal. Cela aura des effets à différents niveaux :

- le seuil d'inversion de population est plus bas que pour un FM-EDFA conventionnel équivalent, augmentant d'autant l'efficacité de l'amplificateur (cf. section 4.4.3). La déformation des modes aux différentes longueurs d'onde, qui aboutit à des maxima d'intensité localisés dans les inclusions, augmente le recouvrement entre les modes de pompe et les modes du signal à amplifier : ceci facilite l'égalisation des gains.

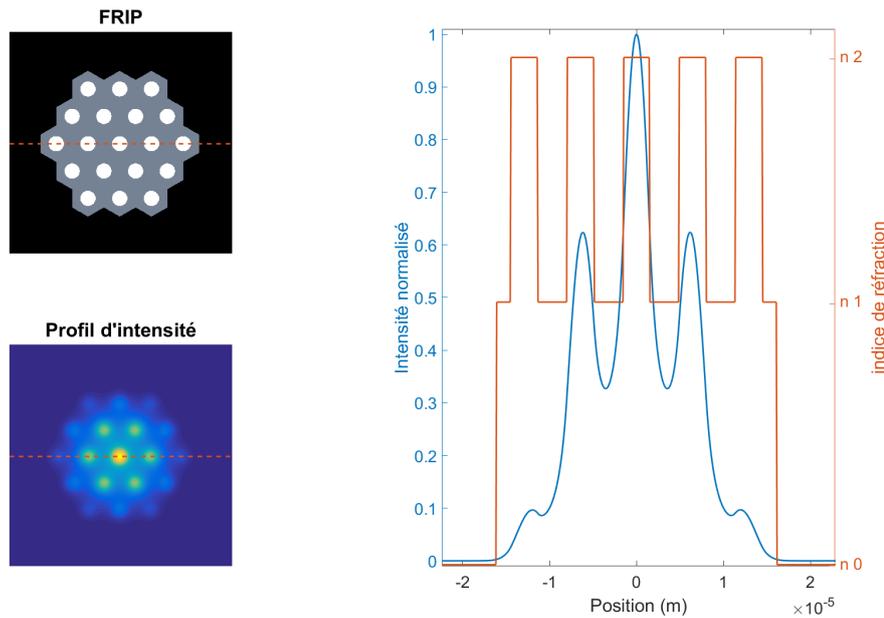


FIGURE 4.13 – Exemple de FM-EDF à cœur micro-structuré pour lequel $n_1 > n_2$: profil d'indice de réfraction de la FM-EDF MSI (Fiber Refractive Index Profile ou FRIP en anglais), profil d'intensité du mode fondamental à 980 nm et leurs coupes selon l'axe (Ox).

- cela permet de corriger, au moins en partie, l'un des défauts de cette configuration : la longueur de fibre optimale. Puisque la zone dopée activement ne représente qu'une partie de la surface du cœur, sans cette déformation la longueur de FM-EDF optimale pour un gain donné (pour une concentration de dopant fixée) serait plus importante qu'avec une FM-EDF conventionnelle équivalente.

Ainsi, il est fondamental de chercher une configuration pour les paramètres n_0 , n_1 , n_2 , d_1 et d_2 qui représente un équilibre entre celle présentée dans la section précédente (section 4.3) et le cas limite d'une fibre multi-cœurs.

4.4.3 Étude de configurations de FM-EDF MSI à dopant homogène

De façon à mettre en avant les possibilités offertes par la géométrie de fibre proposée, une étude similaire à celle présentée dans la section 4.2.2 a été menée. Pour que la comparaison soit équitable, les paramètres de la FM-EDF MSI sont choisis tels que :

- les paramètres n_1 , n_2 , d_1 et d_2 sont tels que $n_{FSM} = n_{c,conv}$ ¹,
- la différence d'indice $n_{FSM} - n_0$ est égale à Δn_{conv} ¹,
- le dopage est homogène, c'est-à-dire que toutes les inclusions présentent la même concentration en erbium,
- la taille du cœur est adaptée de manière à sélectionner le nombre de modes signaux,

Tout comme pour l'étude précédente, l'optimisation a porté sur des configurations de FM-EDFAs 6-, 8-, 10-, 12- et 15-modes, avec les mêmes caractéristiques pour le signal (puissance par mode, longueur d'onde). La puissance de pompe ainsi que la longueur optimale ont été

1. On rappelle que Δn_{conv} représente le saut d'indice d'une FM-EDF conventionnelle à saut d'indice et que $n_{c,conv}$ représente l'indice du cœur d'une telle fibre.

ajustées pour permettre le même niveau de gain moyen que pour l'étude précédente. Le reste de la procédure d'optimisation est identique.

Les résultats sont résumés par la figure 4.14 où sont également rappelés les résultats d'optimisation concernant les FM-EDFAs conventionnels. Ces résultats démontrent que l'approche à base de fibre micro-structurée à inclusions permet globalement d'atteindre de meilleures performances même avec un profil de dopant simple. Ceci est particulièrement vrai pour les configurations à 10-modes et 15-modes, pour lesquelles le rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ est respectivement de 0,14 et 0,17, contre 0,28 et 0,31 dans le cas de FM-EDFAs conventionnels, tout cela en nécessitant un nombre de modes de pompe contenu.

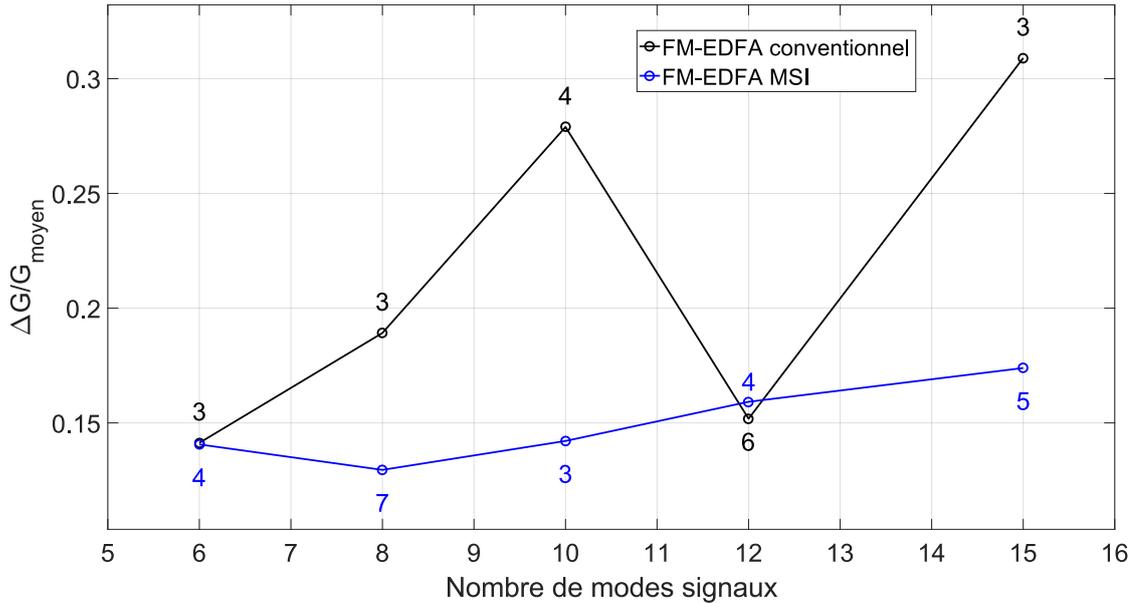


FIGURE 4.14 – Résultats de l'optimisation selon la procédure décrite dans la section 4.2.2, pour des FM-EDFAs conventionnels (en noir) et des FM-EDFAs MSI (en bleu) 6-, 8-, 10-, 12- et 15-modes. Les performances en terme de paramètre $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ sont présentées. Le nombre de modes de pompe nécessaires pour chaque configuration est également reporté.

Efficacité de conversion de puissance

On calcule généralement l'efficacité de conversion de puissance de pompe (Power conversion efficiency ou PCE en anglais) d'un EDFA monomode pour comparer les performances de deux amplificateurs de ce type [Anthony et al., 2012]. En se basant sur la méthode de calcul de la PCE pour les EDFAs monomodes (cf. équation 4.7a), on peut calculer cette efficacité pour les FM-EDFAs (cf. équation 4.7b).

$$PCE = \frac{\sum_k P_{s,out} - \sum_k P_{s,in}}{P_{pompe}} \quad (4.7a)$$

$$PCE = \frac{\sum_i \sum_k P_{s,out} - \sum_i \sum_k P_{s,in}}{P_{pompe}} \quad (4.7b)$$

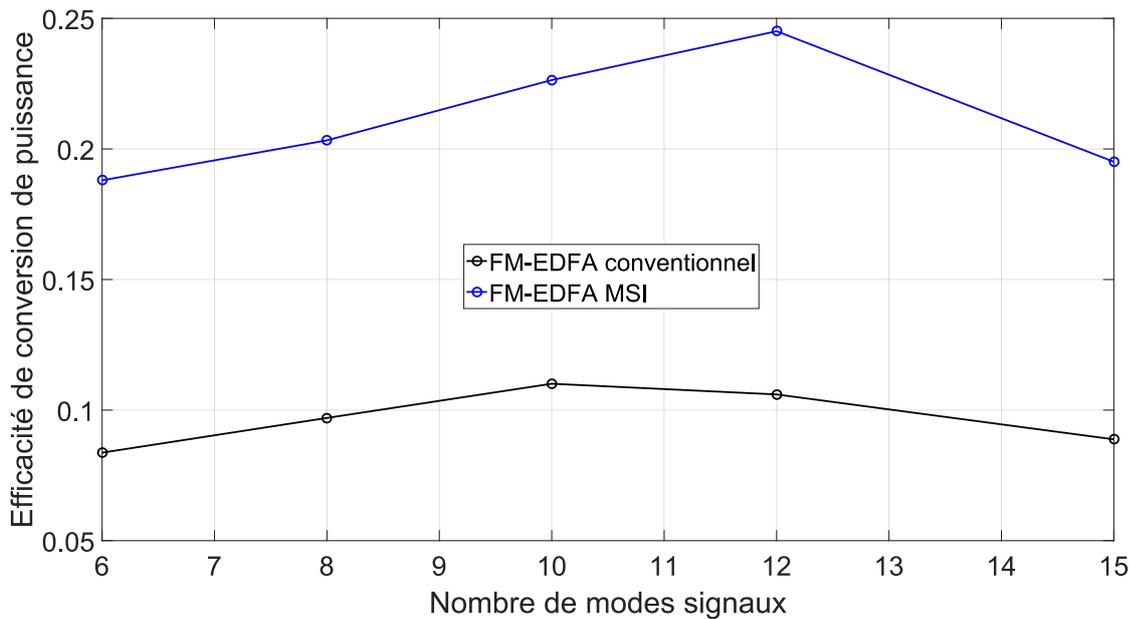


FIGURE 4.15 – Évolution de l'efficacité de conversion de puissance en fonction du nombre de modes signaux amplifiés simultanément pour deux géométries de FM-EDF : conventionnelle et à cœur micro-structuré à inclusions.

où les indices i et k représentent respectivement les sommes sur les modes et les longueurs d'onde signal, $P_{s,in}$ et $P_{s,out}$ les puissances des signaux en entrée et en sortie de l'amplificateur et P_{pompe} la puissance de pompe en entrée d'amplificateur.

L'étude proposée sur les optimisations de la mise en forme des faisceaux de pompe par méthode du gradient modifiée pour deux types de FM-EDFs (conventionnelle et à cœur micro-structuré à inclusions) permet également de comparer les efficacités de conversion de puissance de pompe pour les différents nombres de modes signaux étudiés. La figure 4.15 montre les différentes valeurs de PCE pour les deux types de fibres. La géométrie de fibre à cœur micro-structuré à inclusions présentée dans ce manuscrit permet de doubler l'efficacité de conversion de puissance par rapport aux FM-EDF conventionnelles, comme cela avait été annoncé dans la section 4.4.2. Ce type de géométrie de fibre permet d'atteindre l'inversion de population plus facilement et ainsi d'obtenir le même niveau de gain qu'une FM-EDF conventionnelle avec une puissance de pompe plus faible. À titre de comparaison, les EDFAs monomodes atteignent, quant à eux, des valeurs de PCEs de l'ordre de 0,6.

4.4.4 FM-EDFA 10-modes

Configuration de la FM-EDF MSI

L'un des objectifs du projet FUI MODAL dans lequel j'ai été impliqué au cours de ma thèse, est de développer un FM-EDFA capable d'amplifier 10 modes simultanément. Au regard des difficultés déjà évoquées pour réaliser des FM-EDFs selon les approches conventionnelles c'est tout naturellement que la configuration de FM-EDF MSI a été choisie pour réaliser cet amplificateur.

La préforme à l'origine de la FM-EDF MSI présentée dans la suite de ce travail a été obtenue

par MCVD. La structure cœur - piédestal est obtenue lors du dépôt et se trouve entourée d'une gaine de silice issue du tube substrat. Après attaque chimique ou mécanique, une partie de cette gaine de silice est préservée afin d'éviter les complications pouvant être amenées au cours du fibrage par le contact direct du piédestal avec le milieu extérieur.

En tenant compte des valeurs des paramètres n_0 , n_1 , n_2 , d_1 et d_2 réalisables par voie MCVD, une configuration de FM-EDF MSI optimisée pour égaliser le gain des 10 modes signaux est proposée dans la figure 4.16. Les paramètres de cette fibre sont :

- différence d'indice $n_1 - n_0 = 4,4 \times 10^{-3}$,
- différence d'indice $n_2 - n_0 = 8 \times 10^{-3}$,
- $d_2 = 2,5 \mu\text{m}$,
- $d_1 = \Lambda = 6 \mu\text{m}$,
- rapport des dimensions cœur - piédestal de la préforme MCVD : 0,423
- rapport des dimensions cœur - anneau de silice de la préforme MCVD : 0,397
- présence d'un anneau de silice pour éviter les défauts d'interface lors de l'assemblage du cœur,
- concentration de dopant identique au sein de chaque inclusion
- 10 modes guidés dans la bande C, 20 modes guidés à 980 nm (cf. figure 4.17).

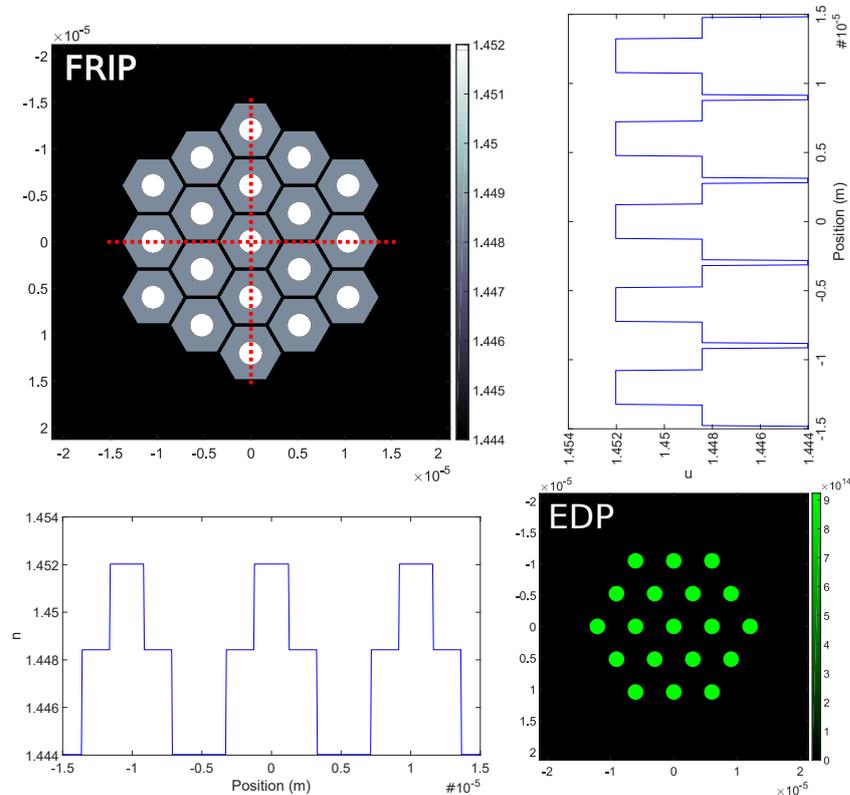


FIGURE 4.16 – Configuration de FM-EDFA MSI 10-modes : profil d'indice de réfraction 2D (Fiber Refractive Index Profile ou FRIP en anglais), coupes selon l'axe (Ox) et selon l'axe (Oy) (respectivement en bas à gauche et en haut à droite) et la distribution en dopant erbium (EDP).

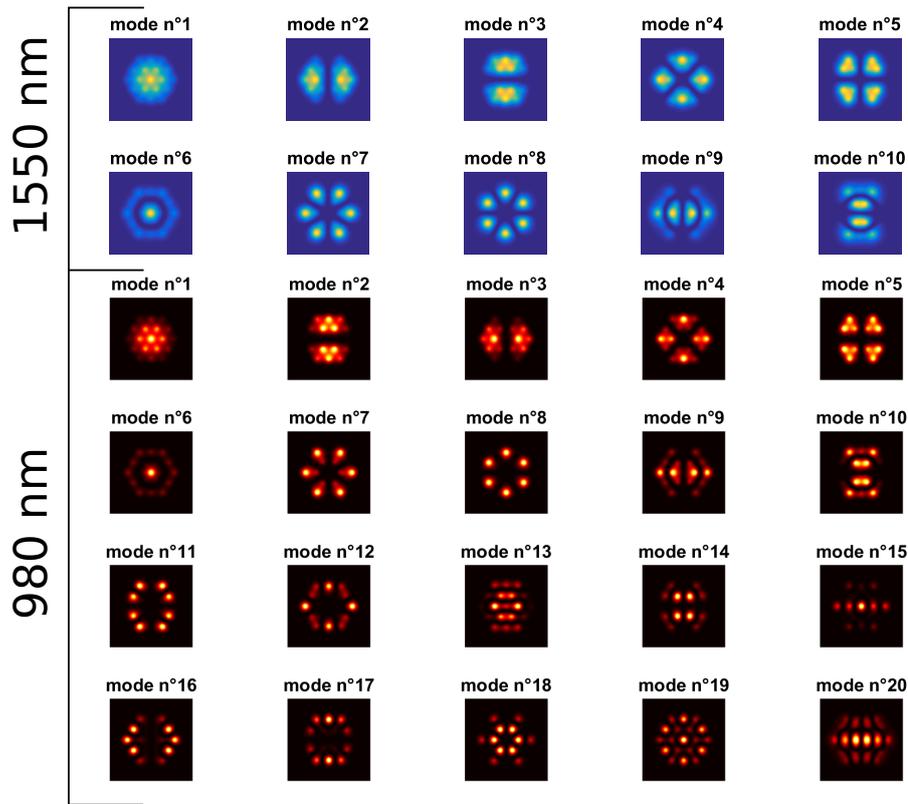


FIGURE 4.17 – Distribution d'intensité des modes guidés à 1550 nm et à 980 nm dans le cas de la géométrie de fibre présentée figure 4.16.

Optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe

De façon à déterminer la configuration de pompage optimale d'un amplificateur utilisant cette FM-EDF MSI, la procédure présentée dans les sections 4.2.2 et 4.4.3 est appliquée (optimisations successives par méthode du gradient modifiée, utilisation de la fonction de mérite,...). Les paramètres de cette optimisation sont synthétisés dans le tableau 4.1.

Puissance de pompe (W)	0,3
Puissance signal	12 μ W/mode/longueur d'onde
Canaux WDM par mode	4 (de 1530 nm à 1560 nm par pas de 10 nm)
Longueur de fibre	1,68 m
[Er ³⁺]	1×10^{26} ions/m ³

TABLEAU 4.1 – Paramètres d'optimisation choisis pour initier la méthode du gradient modifiée pour un FM-EDFA 10-modes utilisant une FM-EDF MSI selon la configuration présentée dans la figure 4.16.

Le résultat de l'optimisation par méthode du gradient modifiée est présenté dans le tableau 4.2 et met en jeu 4 modes de pompe (les modes n°8, 9, 10 et 15) pour un gain moyen de 19,2 dB et une valeur du paramètre ΔG de 2,4 dB (cf. figure 4.18). Du point de vue du gain et de l'excursion

de gain, les performances prédites pour cet amplificateur sont très proches de celles d'un amplificateur monomode, puisque la valeur de $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ pour cette configuration est de 0,125.

Gain moyen	19,2 dB
ΔG	2,4 dB
DMG (de 1530 nm à 1560 nm)	0,5 - 0,6 - 0,9 - 1,1 dB
Nombre de modes de pompe	4
Numéro des modes de pompe	8 - 9 - 10 - 15
Fraction de puissance de pompe respective	0,23 - 0,26 - 0,36 - 0,15

TABLEAU 4.2 – Résultats de l'optimisation par méthode du gradient modifiée pour un amplificateur 10 modes utilisant une FM-EDF MSI selon la configuration présentée dans la figure 4.16.

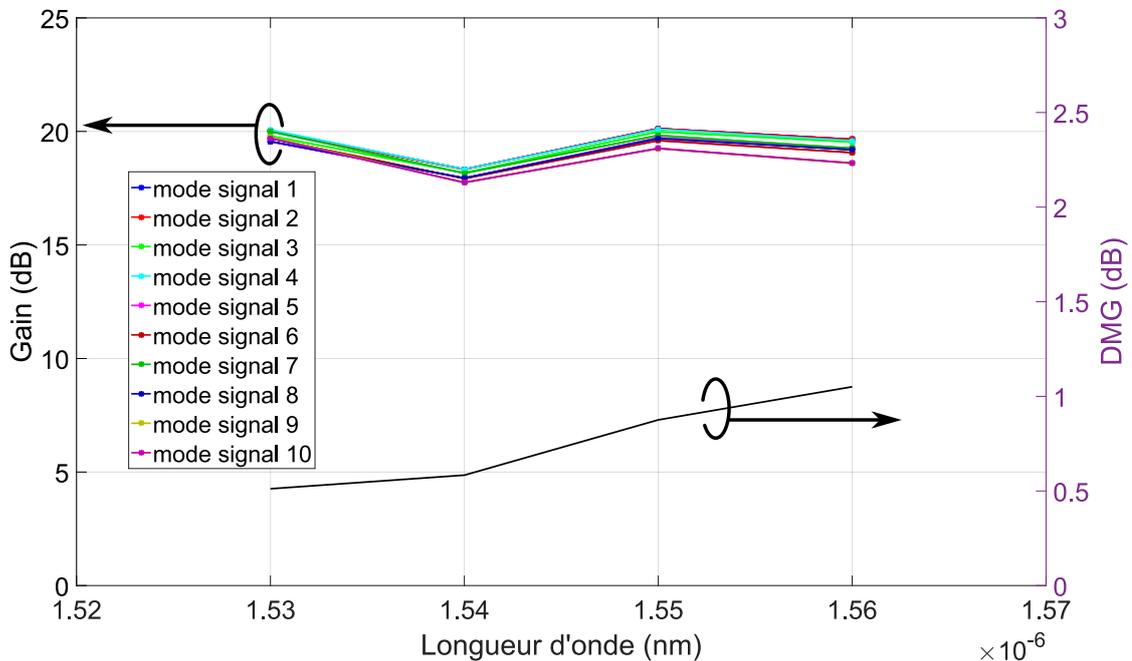


FIGURE 4.18 – Gain spectral et modal et gain modal différentiel (DMG) fournis par le FM-EDFA 10 modes dans la configuration optimisée.

Il faut souligner également que, dans cette configuration, toutes les inclusions ont le même niveau de concentration en ions erbium. Ceci :

- implique qu'une seule préforme MCVD serait suffisante pour l'assemblage et la réalisation de cette FM-EDF MSI,
- confirme également que ce type de fibre particulière permet d'atteindre un très bon niveau de performances tout en conservant un EDP homogène dans chaque inclusion,
- suggère que le degré de liberté concernant la mise en forme de la distribution du dopant erbium pourrait par exemple être utilisé pour réduire davantage le nombre de modes de pompe nécessaires à l'égalisation des gains.

Stabilité de la solution vis à vis de la mise en forme du faisceau de pompe

Afin de déterminer si la solution présentée ci-dessus est stable vis à vis d'une légère variation des paramètres d'utilisation de la fibre, une analyse de stabilité sur les fractions de puissance portée par les 4 modes de pompe a été effectuée. L'objectif est de déterminer si le point de fonctionnement fourni par la méthode du gradient modifiée et détaillé plus tôt correspond bien à un optimum. En partant des valeurs optimales présentées dans le tableau 4.2, les quatre variables (c'est-à-dire les puissances des 4 modes de pompe) sont étudiées les unes à la suite des autres en testant des valeurs autour de la valeur optimale. Afin d'explorer le même espace de solutions, la puissance de pompe totale est maintenue constante (300 mW). Dans la pratique, cela pourrait représenter le cas où les fractions de puissance des différents modes sont fixées (utilisation de coupleurs ou d'un multiplexeur spatial générant une combinaison cohérente des 4 modes au lieu de 4 canaux de pompe indépendants) avec une incertitude quant au couplage réel vers les modes souhaités par rapport aux valeurs définies théoriquement.

Pour présenter le principe de cette analyse de stabilité, prenons l'exemple d'une configuration à 3 modes de pompe (notés mode 1, 2 et 3) avec les fractions de puissance respectives suivantes : 0,5, 0,3 et 0,2. Pour tester la stabilité vis à vis du mode 1, sa fraction de puissance est, par exemple, augmentée de 5%. Dans ce cas il faut compenser cette augmentation en diminuant les fractions de puissances dans les autres modes, afin de maintenir la puissance totale de pompe constante. Ces diminutions sont appliquées proportionnellement à leurs fractions initiales respectives. Ici, la fraction de puissance du mode 2 est réduite de 3%, et celle du mode 3 de 2%. Ceci porte les fractions de puissances respectives à : 0,55, 0,27, 0,18.

Pour l'analyse de stabilité de la configuration présentée dans la section 4.4.4, la variation de puissance étudiée est de $\pm 5\%$ autour de la configuration optimale déterminée par méthode du gradient modifiée. Les résultats permettent d'étudier l'évolution du gain moyen (G_{moyen}) et de l'excursion de gain (ΔG). La figure 4.19 présente l'évolution du paramètre G_{moyen} (en bleu, trait plein), du paramètre $G_{\text{moyen}} \pm \Delta G/2$ (en bleu, trait en pointillés) et enfin du rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ (en orange). Les pourcentages reportés sont les taux de variations par rapport à la configuration dite optimale, pour le gain moyen et l'excursion de gain.

Cette analyse montre que le point de fonctionnement déterminé est bien un optimum, si l'on se limite à 4 modes de pompe et à une puissance totale de pompe de 300 mW. L'impact d'une variation de l'ordre de $\pm 5\%$ de la puissance portée par les modes de pompe est faible (en moyenne de 0,006% sur le gain moyen et de 6% sur l'excursion de gain). Les 3 modes pour lesquels cette variation a le plus d'impact sont les modes n°8, 9 et 10. La variation du rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ est très faible (de l'ordre de quelques millièmes).

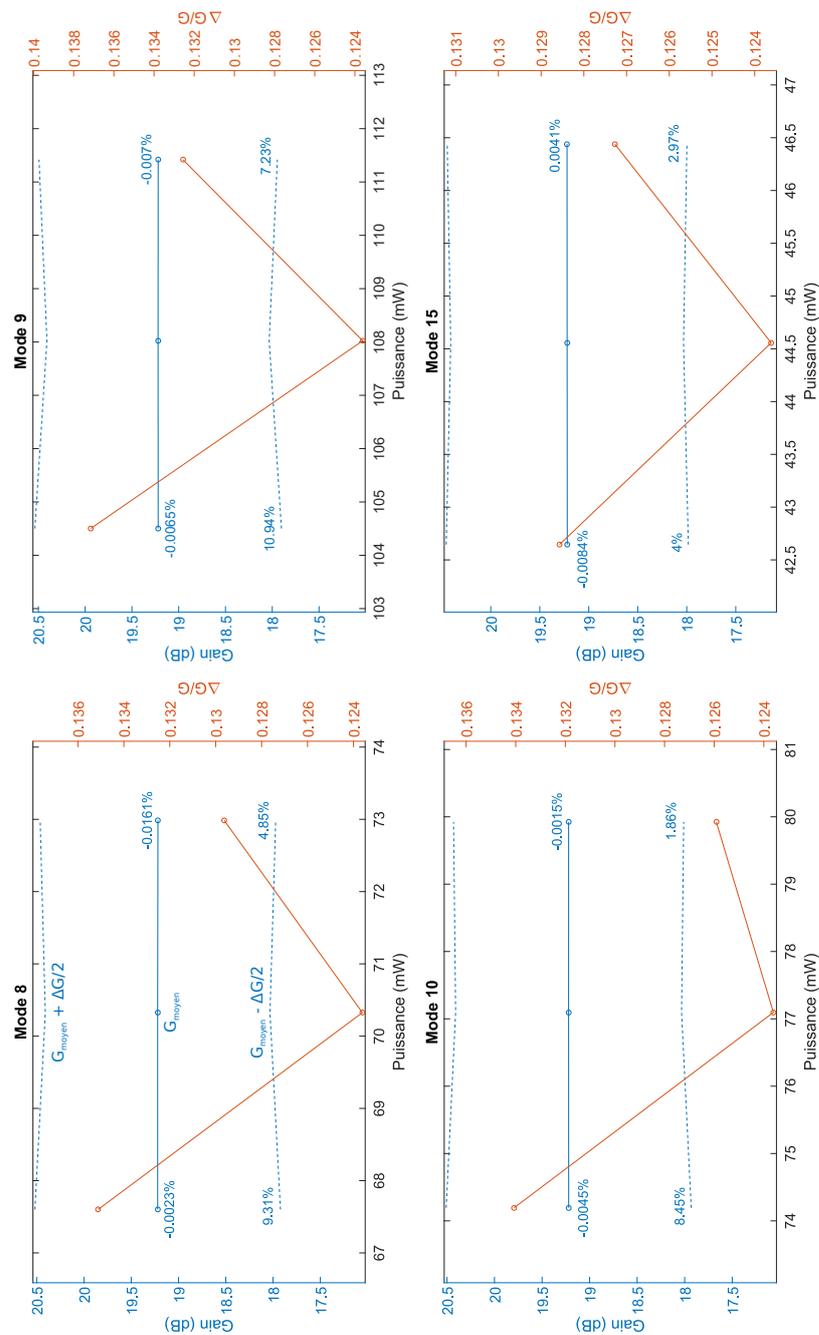


FIGURE 4.19 – Analyse de stabilité vis à vis de la puissance portée par les modes de pompe n°8, 9, 10 et 15 comparativement à la configuration de référence (point central des différentes courbes), la puissance de pompe totale étant maintenue constante. Les pourcentages reportés sont les taux de variations par rapport à la configuration de référence, pour le gain moyen et l’excursion de gain ($G_{\text{moyen}} / \Delta G$).

Stabilité de la solution vis à vis de la puissance de pompe

De la même façon, une seconde analyse de stabilité a été effectuée mais, cette fois, dans le cas où la puissance de pompe totale n'est pas maintenue constante. Le but est de déterminer l'impact des changements de puissance pour les différents modes de pompe sur les performances expérimentales, en considérant que la puissance couplée dans chaque mode de pompe peut être contrôlée indépendamment. Les résultats obtenus en terme de gain moyen (G_{moyen}) et d'excursion de gain (ΔG) sont reportés dans la figure 4.20.

L'étude de stabilité complémentaire tend à confirmer que le point de fonctionnement déterminé par méthode du gradient modifiée correspond à une configuration de pompage stable. De plus, l'augmentation de puissance portée par n'importe lequel des 5 mode de pompe permet d'augmenter le gain moyen sans trop aggraver l'excursion de gain.

Les performances d'un FM-EDFA mettant à profit cette géométrie de fibre et dont la mise en forme du faisceau de pompe est celle déterminée par méthode du gradient modifiée semblent très prometteuses. La réalisation de cette fibre et sa caractérisation seront présentées dans la section suivante.

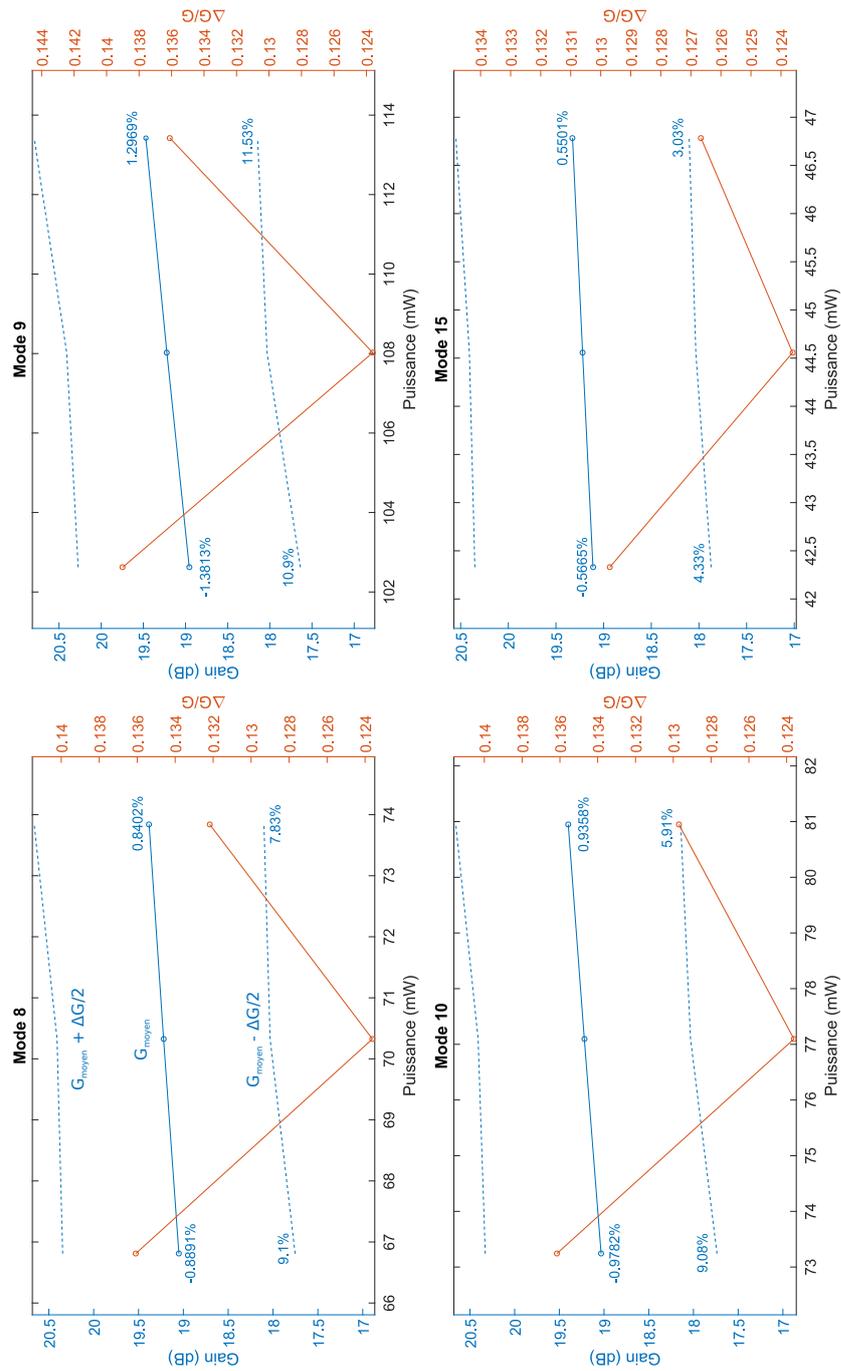


FIGURE 4.20 – Analyse de stabilité complémentaire des modes de pompe n°8, 9, 10 et 15 rapport à la configuration de référence, dans le cas où la puissance de pompe totale n'est pas constante. Les pourcentages reportés sont les taux de variations par rapport à la configuration dite optimale, pour le gain moyen et l'excursion de gain ($G_{\text{moyen}} / \Delta G$).

4.5 Réalisation et caractérisation d'une fibre micro-structurée à inclusions

4.5.1 Fabrication de la FM-EDF micro-structurée à inclusions

Afin de démontrer la faisabilité technique et les performances de ce type de fibre, une préforme MCVD dopée erbium a été réalisée, de façon à réaliser la géométrie de fibre présentée dans la section 4.4.4. On peut constater sur la figure 4.21(a) que le profil d'indice de la préforme obtenue par MCVD est très proche de la cible, la différence la plus notable concerne le "trou" central qui n'aura pas d'impact sur la structure finale. En effet, le rapport des dimensions entre le cœur de la préforme (qui correspond aux inclusions de la fibre finale) et le piédestal est de 0,416 (soit un écart de 1,65 % avec la valeur cible). Les indices de réfraction de la préforme sont également très proches de ceux visés ($\langle n_2 \rangle \approx 4,4 \times 10^{-3}$, $\langle n_1 \rangle \approx 8 \times 10^{-3}$). Avec ces valeurs, on établit que les dimensions de la fibre finale doivent être telle que $\Lambda = 6 \mu\text{m}$ pour assurer le guidage de 10 modes dans la bande C. Le cœur de la préforme est également dopé avec des ions Er^{3+} et Al^{3+} pour permettre l'amplification dans la bande C.

Cette préforme a ensuite été usinée (par attaque chimique) en conservant un anneau de silice pure, comme indiqué sur la figure 4.21(a), en respectant les rapports de dimensions de la géométrie proposée (rapport des dimensions cœur - anneau silice de la préforme MCVD égal à 0,389, soit un écart de 2 % avec la valeur cible). Cette préforme a ensuite été tirée pour obtenir des baguettes qui ont été combinées avec des baguettes de silice pure pour obtenir la fibre dont la photographie est présentée sur la figure 4.21(b). Le pas du réseau (Λ) mesuré par microscopie optique et microscopie à balayage électronique est d'environ $6 \mu\text{m}$. L'arrangement des "pixels" composant le cœur est régulier et correspond parfaitement à la géométrie visée. Les pixels de la couronne extérieure sont légèrement déformés, ce qui pourrait être corrigé en utilisant des baguettes de silice pure de différentes tailles afin de mieux combler les vides au niveau de l'interface entre les éléments constituant le cœur et ceux constituant la gaine optique de la fibre finale. Cela démontre à quel point cette géométrie de fibre est réalisable avec des méthodes de fabrication maîtrisées au sein du laboratoire (MCVD, dopage en solution, assemblage-étirage).

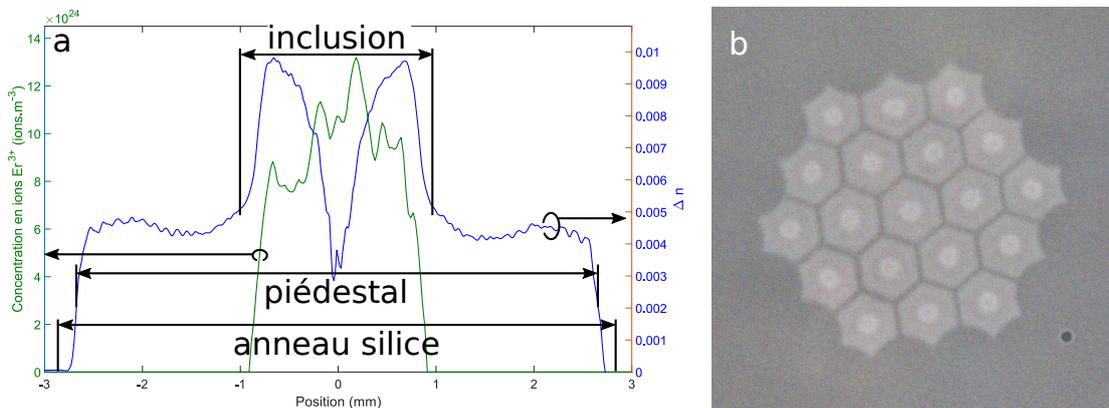


FIGURE 4.21 – Réalisation de la géométrie de fibre amplificatrice 10-modes proposée dans la section 4.4.4 : (a) profil d'indice de la préforme MCVD réalisée présentant un cœur, une zone piédestal d'indice supérieur à celui de la gaine de silice pure environnante, distribution de la concentration en ions erbium Er^{3+} . (b) Photographie par microscopie optique de la face clivée de la fibre réalisée.

4.5.2 Vérification du point de fonctionnement

A partir des mesures effectuées sur la préforme (profil d'indice de réfraction, distribution du dopant erbium, rapports des dimensions) et sur la fibre réalisée (dimensions), le profil d'indice ainsi que la distribution de dopant erbium 2D sont reconstitués afin de vérifier si l'optimisation faite sur le profil théorique et présentée dans la section 4.4.4 est transposable à la fibre réalisée. On constate tout d'abord que les distributions d'intensité des modes aux différentes longueurs d'onde d'intérêt sont très proches de celles obtenues avec le profil théorique.

Dans un second temps, les performances du FM-EDFA utilisant cette fibre sont simulées en utilisant la mise en forme du faisceau de pompe déterminée par la méthode du gradient modifiée. Ces résultats sont synthétisés dans le tableau 4.3 et sont également très proches de ceux du design théorique, ce qui semble logique puisque les deux géométries de fibres sont très proches. Le gain modal et spectral, reporté dans la figure 4.22, prédit une valeur du paramètre $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ pour cette configuration de 0,129, très proche de celle de la configuration théorique.

Longueur de fibre	24,5 m
Gain moyen	19,4 dB
ΔG	2,5 dB
$\Delta G/G_{\text{moyen}}$	0.129
DMG (de 1530 nm à 1560 nm)	0.7, 0.7, 0.9, 1 dB

TABLEAU 4.3 – Performances simulées du FM-EDFA 10-modes utilisant la fibre réalisée, dans les mêmes conditions que la configuration théorique optimale.

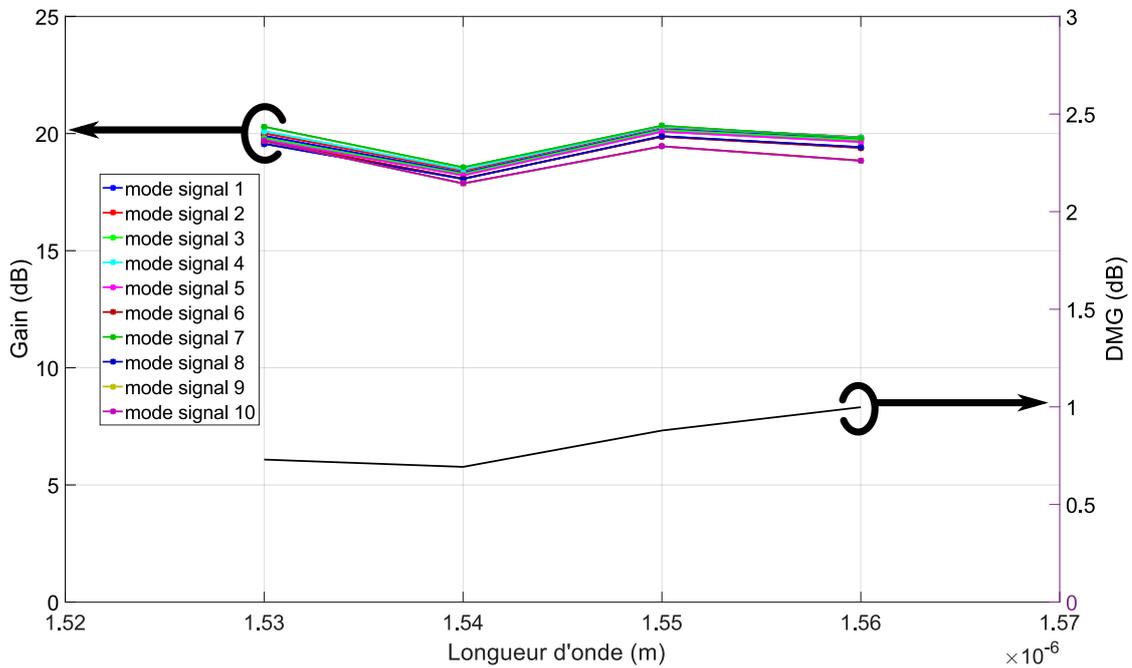


FIGURE 4.22 – Gain spectral et modal et gain modal différentiel (DMG) simulés à partir des caractéristiques de la FM-EDF 10-modes réalisée et de l'optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe.

Les différents éléments qui ont été présentés (indice de réfraction, profil de dopant, performances simulées du FM-EDFA 10-modes) montrent que la fibre réalisée est en très bon accord avec la géométrie ciblée et constitue une très bonne candidate pour l'intégration dans un FM-EDFA 10-modes.

Des mesures de pertes et d'absorption erbium ont été effectuées sur la FM-EDF MSI réalisée et sont présentées dans la figure 4.23. Ces mesures ont été effectuées par méthode de réduction successive (cut-back en anglais) en utilisant 50 m de la FM-EDF réalisée, intercalée entre deux tronçons de fibre monomode. Les pertes de fond sont de l'ordre de $0,12 \text{ dB m}^{-1}$ tandis que l'absorption est de l'ordre de $2,2 \text{ dB m}^{-1}$ à 1530 nm . La première valeur est relativement élevée, probablement du fait d'extra-pertes induites par l'assemblage du cœur. Ce point pourra être amélioré lors d'une prochaine réalisation (application d'un protocole de nettoyage de l'assem-

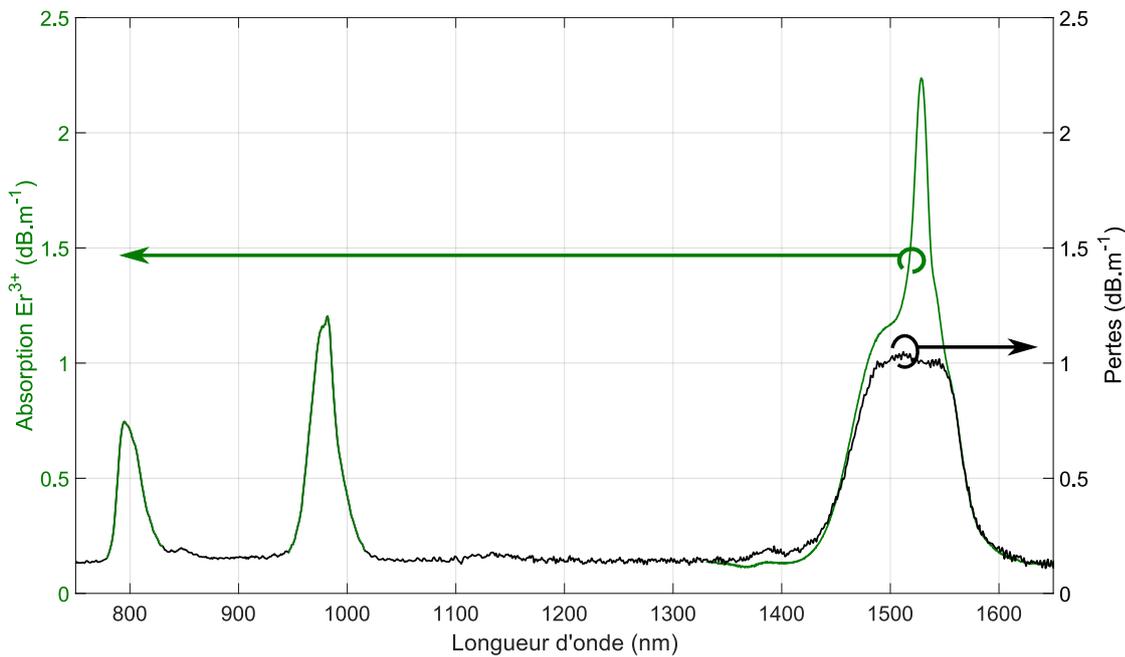


FIGURE 4.23 – Mesures de pertes (en noir) et d'absorption (en vert) de la FM-EDF MSI 10-modes réalisée.

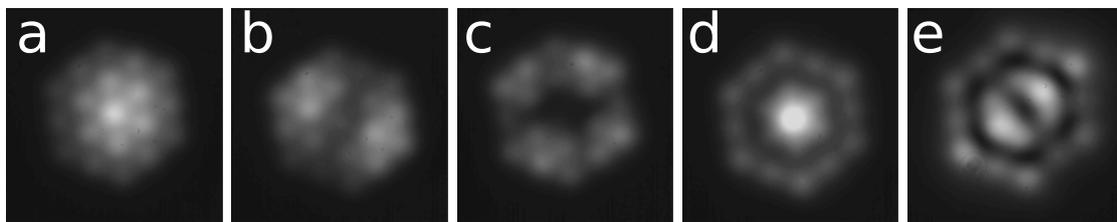


FIGURE 4.24 – Contenu modal en sortie de FM-EDF MSI 10-modes sous différentes conditions d'injection d'un faisceau gaussien, dans la gamme spectrale du signal. On peut reconnaître les distributions d'intensité correspondant majoritairement aux modes : (a) LP_{01} , (b) LP_{11} , (c) LP_{21} , (d) LP_{02} et (e) LP_{12} .

blage avant étirage, déjà mis en œuvre pour d'autres réalisations). La seconde valeur est environ deux fois plus faible que celle rencontrée pour une fibre erbium standard. Il faut cependant moduler cette remarque par le fait que le mode fondamental est ici préférentiellement sondé. En pratique, une longueur optimale de 25 m (similaire à un EDFA monomode) est escomptée étant donné que les modes de pompe utilisés présentent, eux, un meilleur recouvrement avec la zone dopée. Nous avons également cherché à exciter les différents modes guidés (dans la plage de longueur d'onde du signal) par cette FM-EDF MSI en utilisant un faisceau gaussien de petite dimension (à l'aide d'une fibre de type UHNA3) sous différentes conditions d'injection et en observant à l'aide d'une caméra le contenu modal en sortie de fibre. On peut identifier les distributions d'intensité correspondant aux modes LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} et LP_{12} (dans les figures 4.24(a-e) respectivement) de la FM-EDF MSI 10-modes présentés dans la figure 4.17.

4.5.3 Caractérisation de la fibre

Pour caractériser les propriétés amplificatrices de la fibre réalisée, il est nécessaire d'utiliser un dispositif de multiplexage spatial permettant de générer les profils transverse des différents modes guidés par la FM-EDF. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser la technologie de réflexions multiples sur lame de phase (Multi Plane Light Conversion ou MPLC en anglais) mise au point par la société CAILabs également partenaire du projet FUI MODAL. Avec cette technologie, il est possible de convertir, par exemple, les modes fondamentaux provenant de différentes SMF en faisceaux dont le profil transverse correspond aux modes guidés par une fibre légèrement multimode [Labroille et al., 2014]. Pour la FM-EDF réalisée, la configuration choisie est :

- concernant les 10 modes signaux : 10 SMFs constituent les canaux d'entrée d'un multiplexeur spatial et sont convertis en 10 faisceaux indépendants correspondant aux 10 modes guidés par la fibre dans la bande C. Ces faisceaux sont collimatés pour être injectés dans la FM-EDF.
- concernant la composition modale de pompe optimisée : 1 fibre HI-1060 (utilisée communément pour guider le faisceau de pompe des EDFAs) constitue le canal d'entrée pour le faisceau de pompe. Le multiplexeur spatial génère un faisceau qui correspond à la combinaison cohérente des 4 modes de pompe sélectionnés (selon leurs fractions de puissance respectives). La distribution transverse du champ électrique et de l'intensité de cette superposition sont présentées dans la figure 4.25.

Le multiplexeur spatial (noté MUX) gère à la fois le faisceau de pompe et les différents faisceaux signaux. Il joue ainsi également le rôle de multiplexeur pompe-signal. En utilisant un second multiplexeur spatial identique (ne gérant que les faisceaux signaux) en sortie de fibre amplificatrice (noté DEMUX), de façon à symétriser le dispositif, il est possible de démultiplexer les faisceaux signaux pour les analyser indépendamment. De cette façon, il est possible d'analyser séparément les différents modes signaux pour, d'une part, déterminer le niveau de diaphonie induit entre les modes et, d'autre part, mesurer les puissances portées par les différents modes signaux afin de calculer le gain des différents modes, le DMG,... Le montage expérimental est schématisé sur la figure 4.26.

Bien que la diaphonie ne soit pas l'un des phénomènes fondamentaux pour ce type de fibre (contrairement à l'excursion de gain), il est important d'en tenir compte pour caractériser le plus précisément possible les performances de la fibre amplificatrice. Ce phénomène de diaphonie est abordé plus en détails dans le chapitre 5. Cependant, on peut s'attendre à ce que celle-ci reste à un niveau raisonnable permettant le DSP en sortie.

A ce jour, les différents éléments du dispositif expérimental sont en cours d'assemblage et les premières mesures devraient pouvoir être effectuées dans les prochaines semaines.

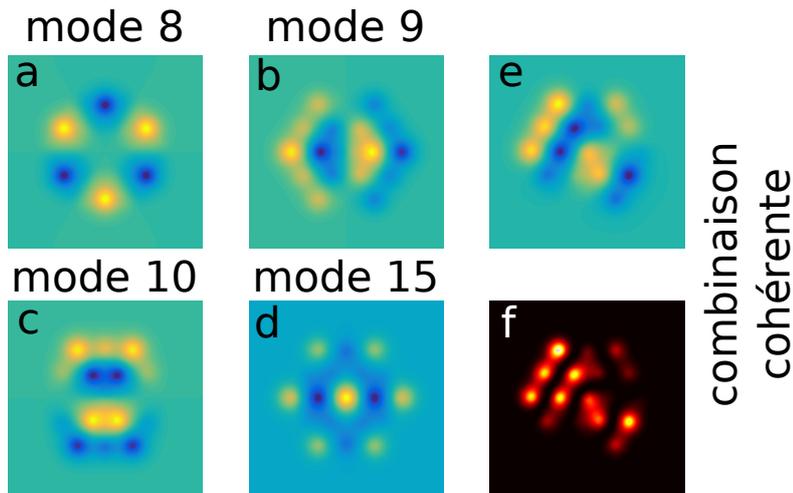


FIGURE 4.25 – Distribution transverse du champ électrique des modes guidés à la longueur d’onde de pompe sélectionnés par méthode du gradient modifiée : (a) mode 8, (b) mode 9, (c) mode 10, (d) mode 15. Distribution transverse de la combinaison cohérente de ces modes sans déphasage entre eux (selon leurs fractions de puissance respectives) pour : (e) le champ électrique et (f) l’intensité.

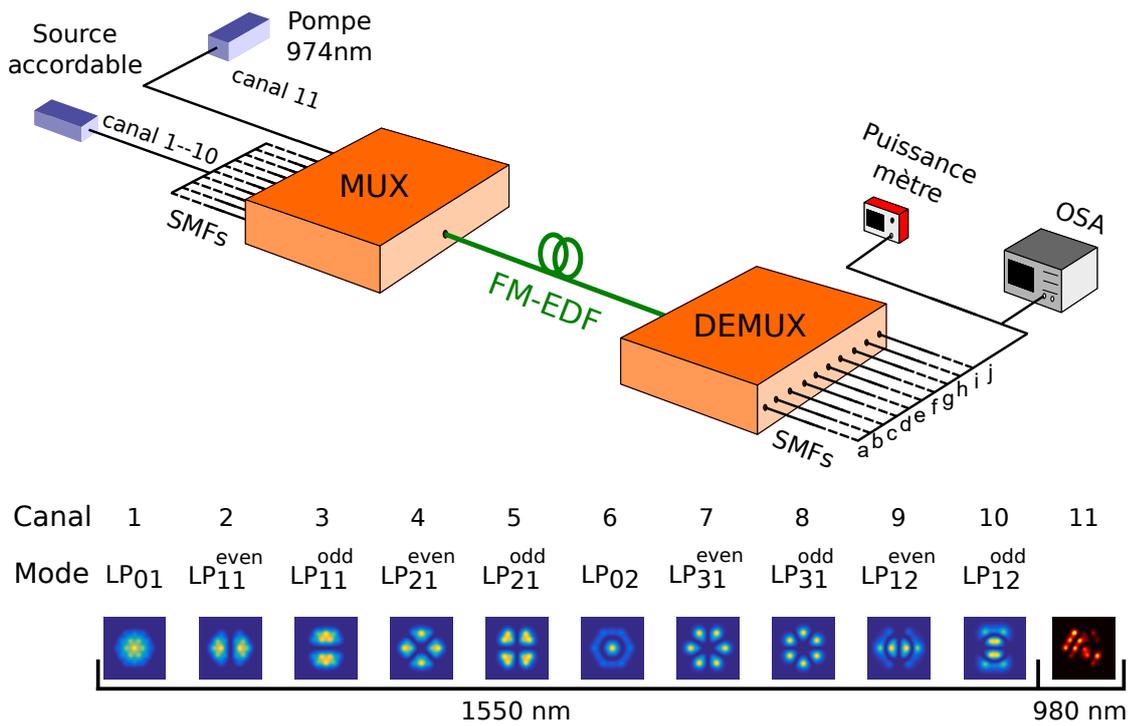


FIGURE 4.26 – Montage expérimental du FM-EDFA 10-modes utilisant la FM-EDF MSI réalisée.

4.6 Conclusion

Au cours du présent chapitre, différentes géométries de fibres utilisées pour réaliser des FM-EDFAs ont été passées en revue. La géométrie de fibre associée aux méthodes de fabrication conventionnelles ne permet pas de réaliser l'égalisation des gains lorsque le nombre de modes devient important, c'est pourquoi les fibres à cœur micro-structurés sont envisagées comme une alternative intéressante. Ce type de fibre permet de dépasser les limitations des méthodes conventionnelles, notamment du point de vue du contrôle de la distribution de dopant erbium dans le cœur. Malgré cela, ce type de géométrie nécessite l'obtention de préformes avec des caractéristiques précises et est ainsi soumise aux limites de reproductibilité des préformes. Un design alternatif a donc été étudié, combinant les avantages de la micro-structuration du cœur avec une diminution des contraintes sur la fabrication de préforme et présentant des avantages complémentaires favorisant l'égalisation des gains et améliorant l'efficacité de conversion de puissance de pompe. Cette géométrie a fait l'objet d'un dépôt de brevet et a été utilisée pour réaliser une FM-EDF 10 modes, dont les performances prédites sont bien meilleures que son équivalent conventionnel. Les mesures expérimentales pour confirmer ces performances sont actuellement en cours.

Chapitre 5

Amplificateurs partagés

5.1 Principe	120
5.1.1 Aspects économiques	120
5.1.2 Levée de dégénérescence	125
5.1.3 Diaphonie	128
5.1.4 Déploiement	129
5.2 FM-EDFA partagé 5-modes	129
5.2.1 Caractéristiques de la FM-EDF et montage expérimental	129
5.2.2 Caractérisation du FM-EDFA	130
5.2.3 Conclusion	134
5.3 FM-EDFA partagé 8-modes	135
5.3.1 Levée de dégénérescence	135
5.3.2 Optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe	138
5.3.3 Réalisation de la fibre	140
5.3.4 Caractérisation de la fibre	142
5.3.5 Conclusion	147
5.4 Conclusion	149

La technologie de multiplexage spatial semble être une solution prometteuse pour augmenter le débit maximum porté par une fibre optique unique et ainsi faire face à la saturation de la capacité du réseau télécom longue distance actuel (voir section 1.3). Cependant, de nombreux points clés restent à définir, tant du point de vue des composants (filtres égaliseurs de gain modaux, MIMO $n \times n$,...) que du point de vue de l'architecture d'un tel réseau (fibre de ligne multimode et/ou multi-cœur, pertes des différents modes, type de format de modulation,...), rendant le délai avant son implémentation possible difficile à estimer.

D'ici là, un premier pas d'intégration de certains éléments mis au point pour le SDM au sein du réseau monomode actuel pourrait être envisagé. Au cours de ma thèse, je me suis intéressé à la possibilité d'intégrer les amplificateurs légèrement multimodes développés dans le cadre du MDM, au sein du réseau monomode actuel. L'idée serait alors de remplacer N-EDFAs monomodes par un unique FM-EDFA supportant N-modes, de façon à mutualiser la fonction d'amplification.

Tout d'abord, nous aborderons l'intérêt majeur de cette approche au travers d'une étude de l'estimation des économies d'énergie qu'elle pourrait engendrer. Nous verrons que l'utilisation d'un FM-EDFA N-modes permet de réduire à la fois les coûts d'exploitation (Operational Expenditure ou OPEX en anglais) et les dépenses au capital (Capital Expenditure ou CAPEX en anglais), comparativement à N-EDFAs monomodes en parallèle. Nous verrons également que la FM-EDF doit répondre à de nouvelles contraintes pour pouvoir être utilisée dans ce contexte. En effet, il est nécessaire de lever la dégénérescence entre modes du même groupe afin de pouvoir utiliser les différents modes spatiaux comme des canaux indépendants, de sorte à ne pas complexifier le traitement du signal.

Ensuite, une première réalisation d'amplificateur partagé 4-modes est rapportée. La caractérisation de cet FM-EDFA partagé permet d'observer que la levée de dégénérescence des modes spatiaux est effective et permet d'utiliser les modes appartenant au même groupe indépendamment. Cette fibre amplificatrice repose sur un profil de dopant en anneau connu pour égaliser le gain des modes LP_{11} et LP_{21} , mais ne semble pas adaptée au cas de l'amplification partagée d'un grand nombre de canaux.

Puis, une géométrie de FM-EDF 8-modes adaptée à ce contexte a été imaginée, réalisée et caractérisée expérimentalement. Cette géométrie de fibre fait appel à un profil de dopant homogène et l'égalisation des gains repose alors totalement sur la mise en forme du faisceau de pompe. La configuration théorique semble très prometteuse en terme d'égalisation des gains. Les mesures expérimentales montrent que la levée de dégénérescence est maîtrisée, tant du point de vue du design théorique que de celui de la réalisation. Cependant, comme nous l'avons déjà abordé dans la section 4.2, les difficultés rencontrées lors de la réalisation (concernant la distribution de dopant erbium) ne permettent pas d'atteindre expérimentalement le niveau de performances prédit en terme d'égalisation des gains.

Il faut préciser qu'une partie du travail présenté dans ce chapitre a eu lieu avant ceux présentés dans la section 4.4. Des évolutions, notamment sur la technologie MPLC (gestion des longueurs d'onde signal et pompe avec une seule lame de phase) seront présentées dans le présent chapitre.

5.1 Principe

5.1.1 Aspects économiques

Au delà de la performance, le critère économique est évidemment le facteur déterminant pour évaluer la viabilité du recours aux FM-EDFAs pour des applications commerciales. Cependant,

la réponse est difficile à donner pour le moment puisqu'il n'existe aujourd'hui aucune standardisation pour cette nouvelle technologie et que de nombreux défis restent encore à relever pour qu'elle soit complètement opérationnelle. Pour évaluer l'impact économique des FM-EDFAs, deux aspects sont importants : CAPEX et OPEX.

Concernant le CAPEX, la mise en commun de plusieurs composants (carte électronique, diode de pompe, isolateurs, coupleur pompe-signal,...) semble très attractive puisque leur prix croît linéairement avec le nombre d'EDFA monomodes utilisés en parallèle. Même si un unique EDFA monomode sera probablement toujours moins cher qu'un FM-EDFA, il paraît évident qu'à partir d'un certain nombre de canaux N (qui représente, soit, le nombre d'EDFAs monomodes en parallèle soit, le nombre de modes amplifiés par le FM-EDFA), la seconde approche deviendra moins chère. Aujourd'hui, il est difficile de quantifier précisément ce nombre de canaux minimum qui rendrait les FM-EDFAs plus attractifs, du point de vue du CAPEX, beaucoup de questions sur la configuration de l'amplificateur et les attentes des utilisateurs restent ouvertes.

Concernant l'OPEX, il est possible d'en estimer la partie relative à la consommation électrique de la (des) diode(s) de pompe. Pour cela, un modèle très simple peut être proposé pour étudier les architectures esquissées dans la figure 5.1, soit : (i) plusieurs EDFAs monomodes en parallèles, (ii) un unique FM-EDFA dans une configuration de pompage par le cœur et (iii) un unique FM-EDFA avec une configuration de pompage par la gaine interne. Le but de cette étude est d'estimer la puissance optique nécessaire pour chacune de ces architectures de façon à évaluer la consommation de puissance électrique de la (des) diode(s) laser de pompe, qui est l'un des composants (de la couche optique) les plus consommateur au sein de l'amplificateur.

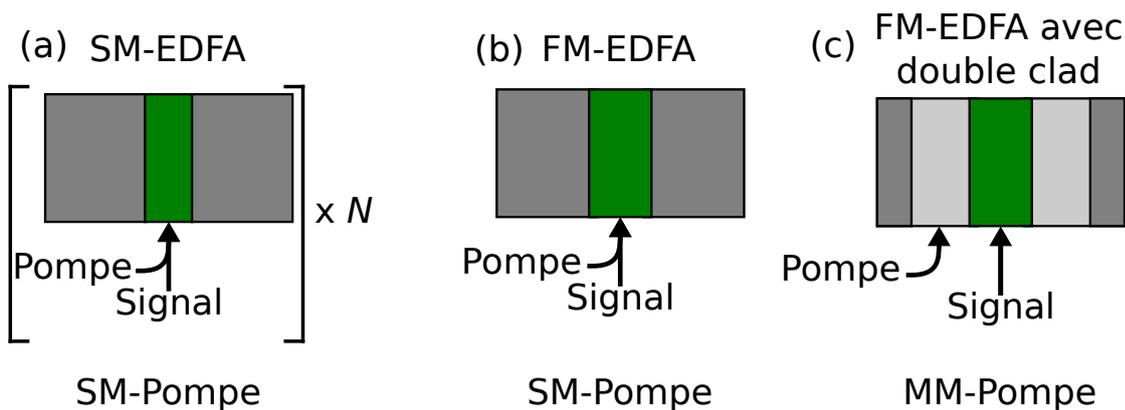


FIGURE 5.1 – Les trois architectures étudiées pour estimer la consommation de puissance électrique liée à la diode de pompe des amplificateurs optiques : (a) N EDFAs monomodes en parallèle pompés par le cœur, (b) FM-EDFA N -modes pompé par le cœur avec une diode de pompe monomode (SM-Pompe), (c) FM-EDFA pompé par la gaine avec une diode de pompe multimode (MM-Pompe).

En considérant une fibre à saut d'indice avec une ouverture numérique valant 0,16 et une taille de cœur variable, la puissance optique consommée par un FM-EDFA peut être estimée, de façon approchée pour la comparer à celle de N EDFAs monomodes en parallèles.

Premièrement, il est possible d'approximer la consommation de puissance optique de N EDFAs monomodes par $N \times P_{op}^0$, où P_{op}^0 est la puissance optique consommée par un seul EDFA monomode (fixée arbitrairement à 50 mW pour cette étude). Ce comportement linéaire est reportée sur la figure 5.2.

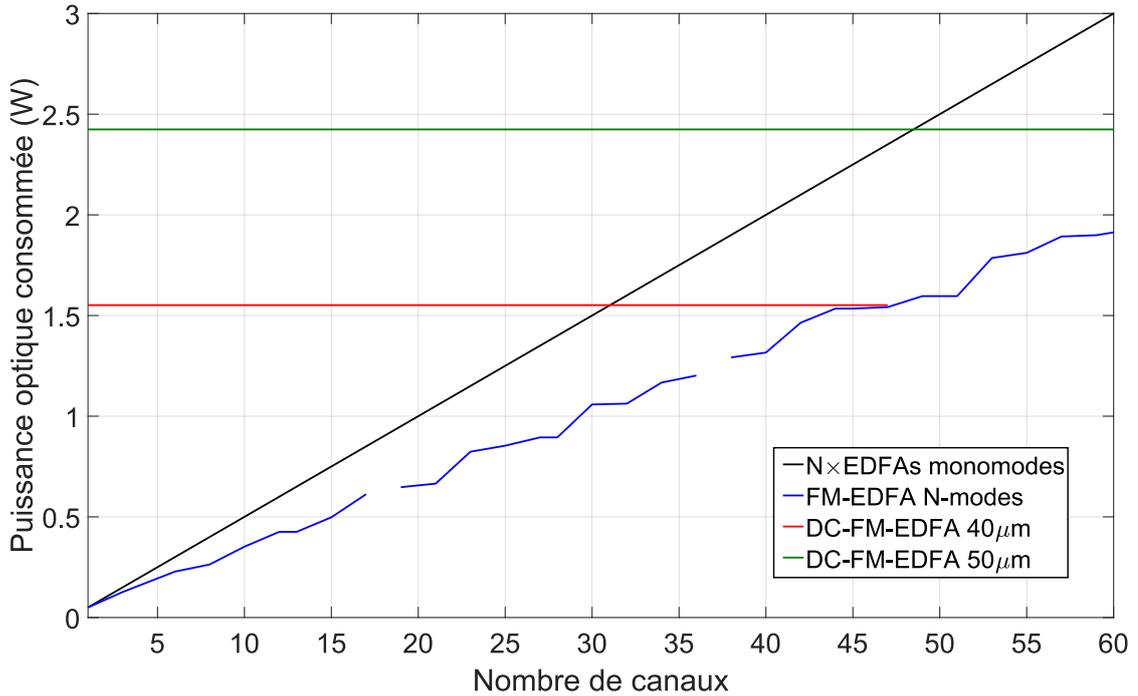


FIGURE 5.2 – Puissance optique consommée pour différentes architectures : N EDFAs monomodes, FM-EDFA N-modes pompé par le cœur, FM-EDFA pompé par la gaine (Double-Clad FM-EDFA ou DC-FM-EDFA en anglais) d'un rayon de 40 μm et de 50 μm en fonction du nombre N de canaux.

Deuxièmement, dans le cas d'un FM-EDFA pompé par le cœur, le gain moyen fourni par l'amplificateur est déterminé par la puissance de pompe injectée (si la longueur de fibre et la puissance signal totale sont fixées). Il est assez simple de démontrer que, pour obtenir le même niveau de gain moyen, il est nécessaire d'injecter la même puissance optique de pompe par unité de surface dans le cœur de la FM-EDF que pour un EDFA monomode. En d'autres termes, l'intensité moyenne du faisceau de pompe doit être la même dans un EDFA monomode et un FM-EDFA en configuration de pompage par le cœur, soit :

$$I_p = \frac{P_{op}^0}{S^0} = \frac{P'_{op}}{S'} \quad (5.1)$$

avec I_p l'intensité moyenne du faisceau de pompe, P_{op}^0 et P'_{op} les puissances optiques de pompe respectivement pour un EDFA monomode et un FM-EDFA, S^0 et S' respectivement les surfaces du cœur pour un EDFA monomode et un FM-EDFA. Il est important de noter que ce modèle très simple ne considère pas la problématique d'égalisation des gains.

Par ailleurs, le rapport des surfaces de cœur entre un EDFA monomode et un FM-EDFA peut être estimé par le rapport des fréquences normalisées V au carré ($V = \frac{2\pi r_{cœur}}{\lambda} \times ON$), puisqu'il y a conservation du produit entre angle solide et l'ouverture numérique au carré. Ainsi, on peut écrire, à partir de l'équation 5.1 (en considérant la même ouverture numérique pour les deux

fibres) :

$$P'_{op} = \frac{S'}{S_0} P_{op}^0 = \frac{V'^2}{2.405^2} P_{op}^0 \quad (5.2)$$

Le nombre N de modes spatiaux guidés par un FM-EDFA en fonction de la fréquence normalisée V' peut être obtenu par un calcul de modes. Il est ainsi possible de représenter l'évolution de la puissance optique consommée en fonction du nombre de modes spatiaux guidés (voir figure 5.2). La valeur de V' est choisie pour correspondre à la valeur de la fréquence de coupure du mode suivant (par exemple, pour un EDFA monomode, cette valeur serait fixée à 2,405). Des résultats similaires ont été rapportés par Krummrich [Krummrich, 2011].

On peut observer des interruptions dans la courbe de la figure 5.2 relative aux FM-EDFAs en configuration de pompage par le cœur. Ces interruptions sont dues au fait que nous avons considéré qu'une seule diode de pompe monomode ne peut délivrer au maximum que 600 mW de puissance optique pour rester sous le seuil de dommages. Ainsi, le nombre de diodes requises pour un FM-EDFA N -modes est égal à la troncature à l'unité de $\frac{P'_{op}(W)}{0,6}$. On note que la courbe moyenne de la puissance optique augmente de façon linéaire avec le nombre de canaux N : cela est lié au fait que $V^2 \simeq N \times 4$ pour une fibre à saut d'indice [Snyder and Love, 1983].

Enfin, dans le cas d'un FM-EDFA à double gaine (Double-Clad ou DC-FM-EDFA en anglais), la situation est légèrement différente puisqu'il faut considérer la dimension de la gaine interne au lieu de celle du cœur. Dans le cas d'une répartition homogène de la puissance de pompe dans la gaine interne, on obtient :

$$P''_{op} = \frac{S_{DC}}{S_0} P_{op}^0 \quad (5.3)$$

où S_{DC} représente l'aire de la gaine interne. Dans ce cas, la puissance optique nécessaire est indépendante de la surface du cœur et donc de N . Une approche similaire peut également être adoptée pour évaluer la puissance optique consommée par les DC-MC-EDFA (cf. section 1.4.1). Deux configurations sont étudiées, selon la dimension de la gaine interne (40 μm et 50 μm), et on peut observer que les consommations de puissance optique deviennent inférieures au cas des fibres monomodes pour un nombre minimum de mode spatiaux relativement élevé (environ 30 modes pour le premier cas et 50 pour le second cas). Il faut noter que, pour une dimension de gaine interne et une différence d'indice entre le cœur et la gaine interne fixées, il existe un nombre maximum de mode spatiaux guidés dans le cœur, puisque les dimensions du cœur doivent rester inférieure à celle de la gaine interne. C'est pourquoi, la consommation de puissance optique du DC-MC-EDFA 40 μm peut au mieux égaler celle d'un FM-EDFA équivalent (lorsque le nombre de mode atteint 47) puisque dans ce cas le cœur de la DC-MC-EDF a les mêmes dimensions que la gaine interne.

La puissance optique consommée ainsi calculée permet de déduire la consommation de puissance électrique de la (des) diode(s) laser de pompe. On peut distinguer deux sources de consommation électrique pour les diodes laser : le courant d'excitation (driving current en anglais) qui permet de générer les photons dans la cavité et le courant de contrôle du refroidisseur thermo-électrique (Thermo-electric cooler ou TEC en anglais).

Pour N EDFA monomodes, la consommation électrique de la diode de pompe se décompose donc comme suit :

$$P_{elec} = N \times (P_{drive} + P_{TEC}) \quad (5.4a)$$

avec :

$$P_{drive} = U \left(\frac{P_{op}^0}{\epsilon} + I_{th} \right) \quad (5.4b)$$

$$P_{TEC} = A \exp(\alpha P_{op}^0) \quad (5.4c)$$

où U est la différence de potentiel appliquée à la diode, A et α sont des caractéristiques du composant qui dépendent de la température et peuvent être trouvées dans la fiche technique du fabricant, ϵ est le coefficient d'efficacité du laser, I_{th} le courant de seuil.

Par conséquent, en utilisant N EDFAs monomodes en parallèle, la consommation de puissance électrique augmente linéairement avec le nombre N d'amplificateurs (cf. figure 5.3). Il est également possible d'utiliser des diodes lasers n'utilisant pas de TEC de façon à réduire la consommation de puissance électrique : ce cas est également décrit dans la figure 5.3. Dans cette situation, la puissance optique maximale fournie par une seule diode est limitée à environ 300 mW.

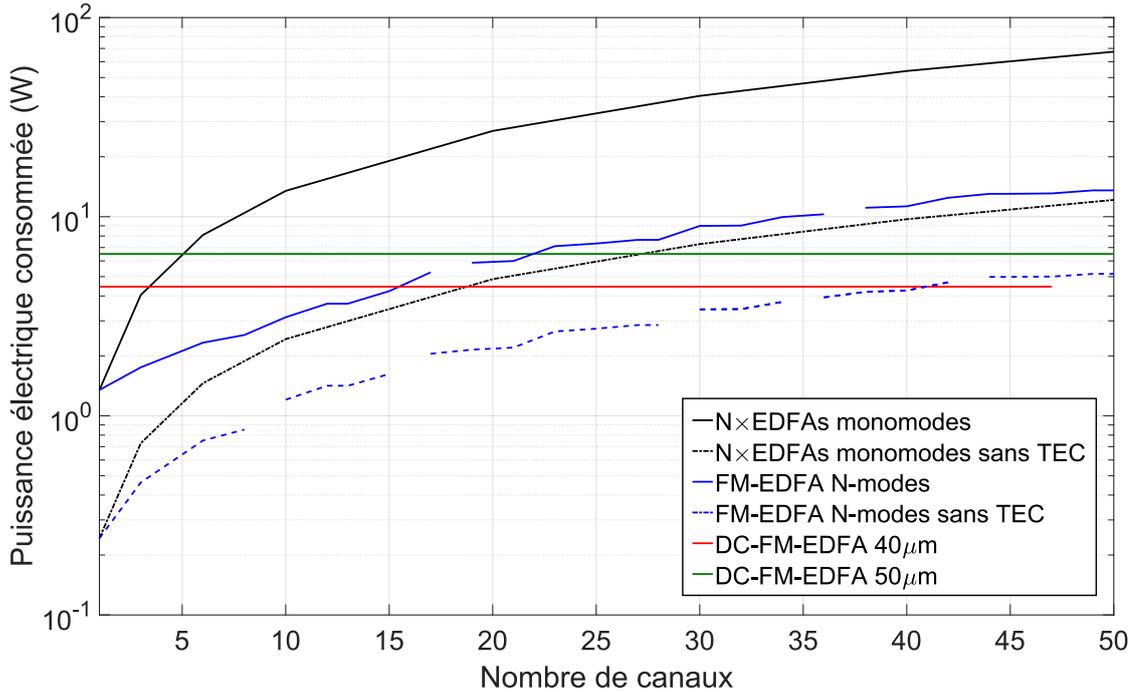


FIGURE 5.3 – Consommation de puissance électrique de la (des) diode(s) laser de pompe pour les différentes architecture étudiées en fonction du nombre de canaux N . Ces résultats sont obtenus avec les caractéristiques typiques des diodes lasers monomodes et multimode à 980 nm.

Au sujet des FM-EDFAs en configuration de pompage par le cœur, les deux termes permettant de décrire la puissance électrique consommée (P'_{drive} et P'_{TEC}) s'écrivent :

$$P'_{drive} = U \left(\frac{P'_{op}}{\epsilon} + I_{th} \right) \quad (5.5a)$$

$$P'_{TEC} = A \exp(\alpha P'_{op}) \quad (5.5b)$$

Comme il a déjà été mentionné plus tôt, lorsque la puissance optique P'_{op} nécessaire dépasse 600 mW, une seconde diode laser est nécessaire, ce qui a été pris en compte lors des calculs et est mis en évidence par les interruptions dans la courbe de la figure 5.3. Tout comme pour les EDFAs monomodes, le cas d'utilisation de diodes laser ne nécessitant pas de TEC est également présenté.

Pour la configuration de pompage par la gaine interne, des diodes laser multimode sont

utilisées. Ce type de diode laser ne nécessite pas de TEC pour les niveaux de puissance considérés. De ce fait, seul le courant d'excitation P''_{drive} doit être considéré :

$$P''_{elec} = P''_{drive} = U \left(\frac{P''_{op}}{\epsilon} + I_{th} \right) \quad (5.6)$$

L'analyse de la figure 5.3 fait apparaître qu'un FM-EDFA N-modes consomme moins d'énergie que N EDFAs en parallèle. Ce phénomène est plus prononcé dans le cas où un TEC est nécessaire : un gain d'un facteur 4 sur la consommation de puissance électrique peut être attendu lorsqu'au moins 6 modes sont utilisés. Sans l'utilisation d'un TEC, ce gain est réduit à environ 2. Jusqu'à environ 15 modes amplifiés simultanément, une seule diode laser est suffisante pour la configuration de pompage par le cœur. Enfin, l'utilisation de la configuration de pompage par la gaine interne devient intéressante lorsque le nombre de modes amplifiés simultanément dépasse 20. L'intérêt limité de cette approche pour des nombres de modes plus faibles est lié à la difficulté à atteindre une intensité de saturation suffisante dans le cœur, même avec une gaine interne de 40 μm seulement, telle que considérée ici. Il faut noter que les calculs présentés ici ne tiennent pas compte des intégrales de recouvrement entre les modes spatiaux et la distribution de dopant, qui aura tendance à diminuer l'efficacité des amplificateurs multimodes par rapport aux amplificateurs monomodes.

5.1.2 Levée de dégénérescence

Le principe de l'amplification partagée est que différents signaux, provenant de différentes SMFs, soient (i) convertis en différents modes spatiaux d'un FM-EDFA, (ii) amplifiés en partageant le même faisceau de pompe avant d'être (iii) reconvertis et réinjectés dans différentes SMFs. Pour que cette architecture puisse être utilisable, il faut mettre au point un système générant un couplage faible entre les différents canaux spatiaux. Pour cela, il est nécessaire d'employer des multiplexeurs et demultiplexeurs spatiaux générant un faible taux de couplage ainsi qu'une FM-EDF dont la géométrie limite les couplages entre les canaux modaux utilisés.

On peut distinguer deux types de fibres permettant la levée de dégénérescence des indices effectifs :

- les fibres à cœur elliptique, pour lesquelles l'effet est fort entre modes spatiaux et faible entre les deux polarisations d'un même mode,
- les fibres à cœur circulaire utilisant des barreaux de contrainte (type fibre à maintien de polarisation), pour lesquelles l'effet est faible entre modes spatiaux et fort entre les deux polarisations d'un même mode.

De façon à conserver l'architecture actuelle au niveau du récepteur (concernant le traitement MIMO appliqué aux deux polarisations d'un même mode spatial), il faut que la biréfringence (différence d'indices effectifs entre les deux polarisations d'un même mode spatial) induite par la levée de dégénérescence soit faible, c'est pourquoi les fibres à cœur elliptique ont été choisies.

Une fibre à cœur elliptique permet de répondre au problème de couplage de modes par propagation en levant la dégénérescence des indices effectifs des modes appartenant au même groupe (par exemple les modes LP_{11}^{even} et LP_{11}^{odd}). En effet, pour une fibre "conventionnelle" à cœur circulaire, les modes spatiaux appartenant au même groupe sont dégénérés et donc fortement couplés lors de la propagation, ce qui implique l'utilisation d'un MIMO pour décorrélérer les informations qu'ils sont susceptibles de porter. Le choix d'une FMF à cœur elliptique permet d'éviter ce phénomène et autorise l'utilisation de ces modes comme des canaux indépendants sans avoir recours à un traitement spécifique en réception. L'impact du facteur d'ellipticité du cœur (défini par le rapport entre le rayon du grand axe et celui du petit axe) sur la levée de

dégénérescence des indices effectifs des modes guidés à 1550 nm pour une FMF à saut d'indice ($\Delta n = 9,7 \times 10^{-3}$) est présenté dans la figure 5.4. Ces simulations sont faites en faisant varier les dimensions du cœur d'un cœur circulaire à un cœur elliptique tout en maintenant la surface du cœur constante pour conserver un nombre de modes guidés similaires. Les six modes guidés, lorsque le cœur de la fibre est circulaire, sont les modes spatiaux LP_{01} , $LP_{11}^{even,odd}$, $LP_{21}^{even,odd}$ et LP_{02} . Le mode LP_{31}^{even} est proche de sa fréquence normalisée de coupure lorsque le cœur est circulaire et devient guidé lorsque le facteur d'ellipticité augmente. En effet, ce mode est orienté selon le grand axe de l'ellipse et profite de l'accroissement de la valeur de celui-ci pour être guidé. La levée de dégénérescence des indices effectifs est importante puisque, par exemple, lorsque le facteur d'ellipticité atteint 1,3, la différence minimale d'indice effectif est de $0,8 \times 10^{-3}$ ce qui est considéré comme suffisant pour utiliser chacun de ces modes spatiaux comme un canal de transmission indépendant [Sillard et al., 2011].

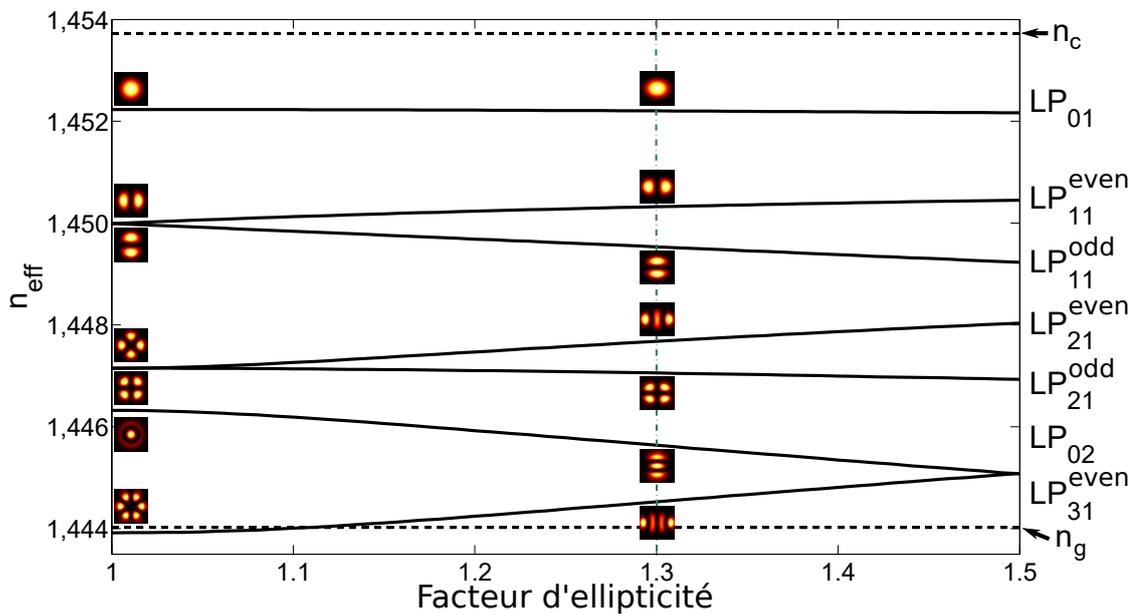


FIGURE 5.4 – Évolution des indices effectifs en fonction du facteur d'ellipticité pour une FMF à saut d'indice ($\Delta n = 9,7 \times 10^{-3}$) guidant 6 modes à 1550 nm.

La valeur absolue de la différence d'indice effectif entre les différents modes guidés est reliée à trois paramètres :

- le nombre de modes guidés à la longueur d'onde considérée,
- la valeur de la différence d'indice cœur - gaine,
- le facteur d'ellipticité du cœur .

En effet, la différence d'indice cœur - gaine fixe la gamme de valeurs accessibles pour les indices effectifs des différents modes. Prenons l'exemple d'une fibre à saut d'indice Δn et supposons que les valeurs des indices effectifs des modes sont régulièrement espacées entre n_c et n_g (ce qui n'est pas le cas en réalité). Le saut d'indice minimum pour assurer une différence minimale d'indices effectifs Δn_{eff}^{min} , en considérant un nombre de mode signaux (nms) donné, est donné par :

$$\Delta n = nms \times \Delta n_{eff}^{min} \quad (5.7)$$

Dans cette approximation, pour 8 modes (spatiaux) signaux, le saut d'indice minimum assurant une levée de dégénérescence supérieure ou égale à $0,5 \times 10^{-3}$ devrait être de 4×10^{-3} . Dans la réalité, les indices effectifs ne sont pas espacés régulièrement et le saut d'indice doit être plus grand (de l'ordre de deux à trois fois plus important) pour remplir les conditions fixées. Le facteur d'ellipticité permet de balayer les possibilités en terme de différence d'indices effectifs, comme nous l'avons vu dans la figure 5.4. La surface du cœur a un effet sur le nombre de modes guidés et un effet négligeable sur la levée de dégénérescence.

La levée de dégénérescence permet de répondre aussi à la problématique de couplage lors de l'injection puisqu'elle a également un effet sur la distribution d'intensité des modes : lorsque le facteur d'ellipticité augmente chaque mode possède une distribution d'intensité singulière. C'est particulièrement visible sur la figure 5.4 pour les modes LP_{21}^{even} , LP_{21}^{odd} , LP_{02} et LP_{31}^{even} , mais c'est également vrai pour les autres modes. Cet effet n'est pas à négliger puisque, dans le cas d'une fibre à cœur circulaire, il suffit d'effectuer une rotation de $\frac{\pi}{2}$ ou de $\frac{\pi}{4}$ pour passer respectivement du mode LP_{11}^{even} au mode LP_{11}^{odd} ou du mode LP_{21}^{even} au mode LP_{21}^{odd} . De plus, même si le cœur d'une fibre conventionnelle n'est pas parfaitement circulaire, il est extrêmement difficile d'en déterminer en pratique les axes propres. C'est ce qui rend impossible, en pratique, la sélection d'un seul et unique mode d'un groupe donné à l'injection, générant donc un fort couplage entre modes spatiaux appartenant au même groupe. L'utilisation d'une FMF à cœur elliptique permet, d'une part, de définir des axes propres facilement observables en pratique, de façon à orienter le cœur de la fibre pour l'injection et, d'autre part, de rendre la distribution d'intensité de chaque mode unique. Ceci permet de sélectionner avec une grande pureté un seul et unique mode spatial lors de l'injection et ainsi de limiter fortement le couplage à cette étape.

Il faut également noter que les modes d'une fibre à cœur elliptique ne sont plus à proprement parler des modes scalaires LP_{lm} (bien qu'ils soient linéairement polarisés), mais seront désignés sous cette appellation dans la suite pour simplifier la compréhension. De plus, par convention, les modes orientés selon le grand axe de l'ellipse seront notés *even*.

Au regard de ce qui vient d'être dit, l'utilisation d'une FM-EDF à cœur circulaire augmenterait la complexité du DSP au niveau du récepteur pour les canaux correspondant aux modes fortement couplés (ceux appartenant au même groupe) et nécessiterait l'utilisation d'un MIMO 4×4 qui serait incompatible avec le réseau monomode actuel (il serait alors impossible de "router" librement les canaux au risque de perdre les informations). En utilisant une FM-EDF à cœur elliptique, chaque canal (correspondant à un mode spatial de propagation) peut être utilisé indépendamment et cette architecture n'augmenterait pas la complexité du DSP. Cette approche est similaire à celle proposée par Riesen et al., et qui a également été utilisée plus récemment par Ip et al. pour une transmission sur fibre passive guidant 3 modes [Riesen et al., 2012; Ip et al., 2015].

Il faut noter que l'utilisation d'une fibre à cœur elliptique génère également une biréfringence (différence d'indice effectif entre deux états de polarisation d'un même mode spatial), à l'origine d'un décalage temporel devant être corrigé au niveau du récepteur (cf. section 1.1.8). Cependant, cette biréfringence reste faible (au moins un ordre de grandeur plus faible que la levée de dégénérescence des indices effectifs entre les modes spatiaux) et ne devrait pas nécessiter de traitement plus complexe que celui déjà mis en place pour les deux polarisations du mode fondamental dans une fibre monomode, compte tenu de la faible longueur de propagation au sein de la FM-EDF.

Enfin, le choix d'une FM-EDF à cœur elliptique présente également l'avantage de relâcher la contrainte fondamentale sur le gain modal différentiel qui s'applique à un FM-EDFA utilisant ce type de fibre. En effet, puisque chaque canal spatial peut être traité indépendamment, des pertes différentes ou des filtres égaliseurs de gain différents peuvent être appliqués aux différents canaux après reconversion vers les modes fondamentaux des différentes SMFs.

5.1.3 Diaphonie

Il faut noter que le couplage devient, du point de vue du système (multiplexeurs spatiaux et FM-EDF), une source de bruit souvent qualifié de diaphonie (cross-talk ou XT en anglais). On peut illustrer le phénomène de diaphonie d'un tel système en considérant, par exemple, trois canaux de transmission (cf. figure 5.5). Successivement, on a :

1. Pour un canal d'entrée donné (par exemple le canal n°1), après conversion en un mode spatial de la FM-EDF par un mutliplexeur spatial noté MUX et injection, une fraction de la puissance lumineuse de départ se couple dans les autres modes.
2. Ces différents modes se propagent dans la fibre, en subissant le couplage par propagation qu'il est possible de négliger en première approximation en raison de l'utilisation d'une fibre à cœur elliptique et de la faible longueur de fibre.
3. A la sortie de la fibre, les modes sont reconvertis vers les modes fondamentaux de différentes SMFs par un multiplexeur spatial noté DEMUX (pour démultiplexeur). Le phénomène de couplage peut de nouveau se produire, ce qui aggrave encore la diaphonie du système.

Avec l'architecture d'amplificateur partagé, telle que décrite dans la figure 5.5, les sources de couplage aux extrémités (côté MUX et côté DEMUX) sont multiples :

- alignement incorrect de la fibre dans le plan transverse avec les faisceaux du MUX ou du DEMUX,
- mauvaise orientation des axes de l'ellipse du cœur selon ceux choisis pour générer les modes spatiaux par les MUX/DEMUX spatiaux. L'impact d'un décalage angulaire est étudié dans l'annexe C,
- désaccord entre les distributions d'intensité générées lors de la conversion de mode et celles des modes propres de la FM-EDF.

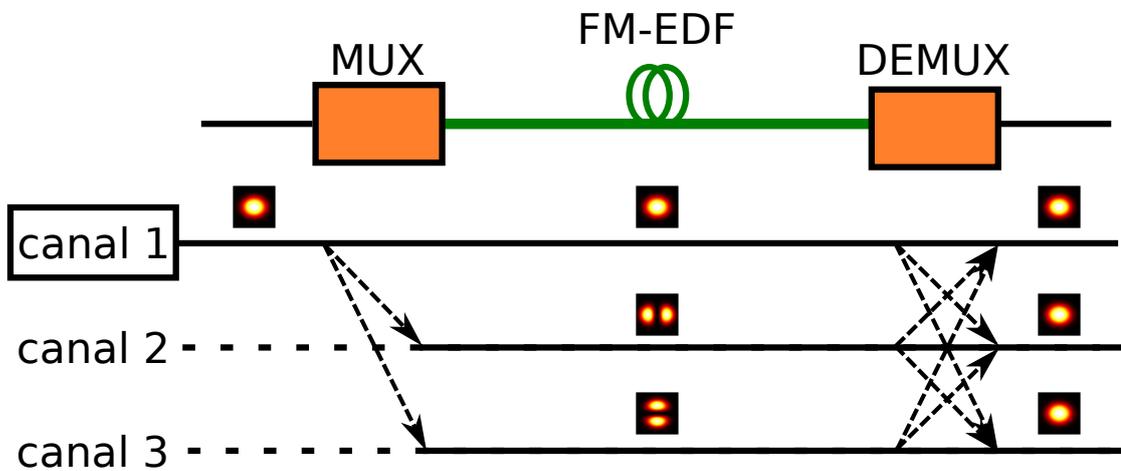


FIGURE 5.5 – Illustration de la diaphonie subie par le canal d'entrée n°1 en considérant un système d'amplification partagée à trois canaux et en négligeant le couplage par propagation au sein de la FM-EDF.

Nous verrons que malgré ces différentes sources de couplage, la diaphonie mesurée sur ce type de système avec les composants disponibles aujourd'hui atteint un niveau de performances déjà très satisfaisant.

5.1.4 Déploiement

Le déploiement d'un amplificateur partagé au sein du réseau télécom longue distance pourrait permettre, comme nous l'avons vu, une réduction significative du coût de l'amplification et semble en phase avec la problématique de montée en capacité de ces réseaux tout en représentant un premier pas d'intégration de composants développés pour le MDM. Cependant, dans ces réseaux, les amplificateurs sont répartis régulièrement et leurs effets, notamment sur la diaphonie et le DMG, sont donc concaténés tout au long de la transmission ce qui augmente d'autant la contrainte sur les performances de l'amplificateur¹. A titre d'exemple, le niveau maximum de diaphonie supportable pour une transmission SDM peut être estimé, avec l'approche proposée par Winzer et al., à -16 dB, -24 dB et -32 dB respectivement pour des modulations du signal de type QPSK, 16-QAM et 64-QAM (pour 1 dB de pénalité sur le OSNR) [Winzer et al., 2011]. Comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre, les performances atteintes expérimentalement, notamment sur la diaphonie, nécessitent encore des améliorations avant d'envisager un déploiement dans le réseau télécom longue distance.

A plus court terme, ce type d'amplificateur partagé peut trouver sa place dans le réseau métropolitain. En effet, ce type de réseau nécessite moins d'amplificateurs concaténés puisque les distances de propagation sont bien inférieures à celles des réseaux longues distances. De plus, de nombreux éléments générateurs de pertes γ sont utilisés (par exemple dans les nœuds de commutations optiques) compensés par des amplificateurs regroupés en des points particuliers du réseau. Cette architecture de réseau rend très intéressante la possibilité de mutualiser la fonction d'amplification non seulement du point de vue économique (CAPEX et OPEX) mais également du point de vue de l'encombrement qui est une préoccupation importante pour ces réseaux. C'est donc probablement dans ce type de réseau qu'un module d'amplification partagée basé sur la technologie MDM trouverait d'abord sa place.

5.2 FM-EDFA partagé 5-modes

Afin de démontrer la faisabilité technique de l'implantation d'un FM-EDFA partagé au sein du réseau monomode actuel, une première réalisation de FM-EDF à cœur elliptique a été faite à partir de fibres issues de préformes MCVD. L'objectif est de faire une première preuve de concept expérimentale, notamment du point de vue de la diaphonie d'un tel système. Dans une première étape, la FM-EDF choisie possède une distribution du dopant erbium en anneau, puisque ce type de distribution a permis d'égaliser les gains des modes non-centrés (les modes $LP_{11}^{even,odd}$ et $LP_{21}^{even,odd}$ dans ce cas) lors de travaux précédents [Le Cocq et al., 2012]. Une nouvelle réalisation de cette fibre a donc été faite mais cette fois avec un cœur elliptique.

5.2.1 Caractéristiques de la FM-EDF et montage expérimental

Les propriétés opto-géométriques de cette fibre sont celles qui ont été présentées dans la figure 5.4. Le facteur d'ellipticité du cœur est de 1,3 pour un rayon du grand axe de $8,8 \mu\text{m}$, assurant une différence minimale entre les indices effectifs de $0,8 \times 10^{-3}$ à 1550 nm et une différence d'indices effectifs de $1,2 \times 10^{-3}$ à la fois pour les modes $LP_{11}^{even}-LP_{11}^{odd}$ et les modes $LP_{21}^{even}-LP_{21}^{odd}$. Le profil d'indice de réfraction et la distribution de dopant erbium sont présentés dans la figure 5.6(a). Le profil d'indice de réfraction 2D mesuré sur la FM-EDF est également

1. Par exemple, une diaphonie de -35 dB pour un amplificateur unique conduit à une valeur de -15 dB après traversée de 100 amplificateurs.

présenté dans la figure 5.6(b). Cette FM-EDF guide 7 modes spatiaux dans la bande C mais les modes LP_{02} et LP_{31}^{even} ne seront pas utilisés dans la suite.

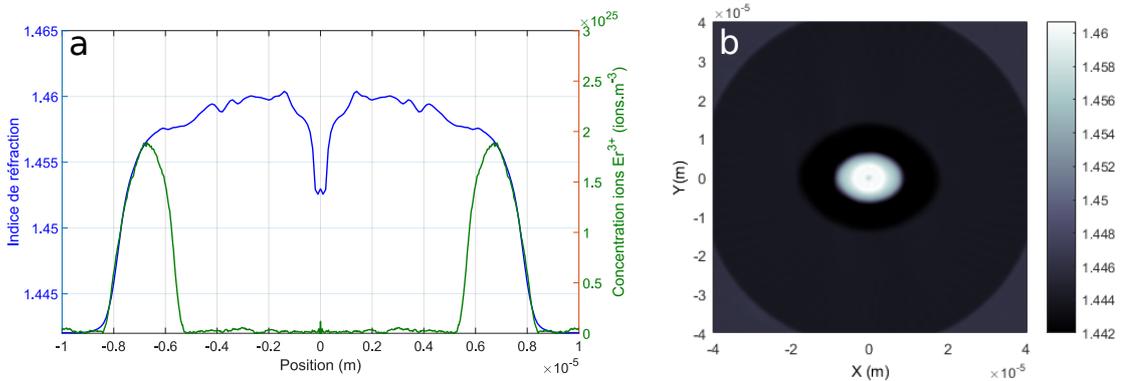


FIGURE 5.6 – (a) Distribution de dopant et profil d'indice de réfraction de la FM-EDF mesurés sur la préforme. (b) Profil d'indice de réfraction 2D mesuré sur la FM-EDF avec un système IFA-100.

En utilisant cette FM-EDF, un amplificateur 5-modes est construit et sa mise en place expérimentale est décrite dans la figure 5.7(a). Le système utilise des multiplexeurs et démultiplexeurs spatiaux basés sur la technologie MPLC développée par la société CAILabs et déjà présentée dans la section 4.5.3. Les lames de phase de ces MUX et DEMUX ont été spécialement conçues pour générer les profils des modes spatiaux (dans la bande C) de cette FM-EDF. L'utilisation d'un DEMUX sélectif modalement permet d'analyser indépendamment les cinq canaux signaux. Les faisceaux signaux sont générés par cinq lasers accordables différents couplés dans cinq SMFs dont les modes fondamentaux sont convertis en cinq modes spatiaux de la FM-EDF par le MUX. Le faisceau de pompe, lui, est directement injecté dans la fibre, sans mise en forme spécifique. Les faisceaux signaux et le faisceau de pompe sont multiplexés en espace libre et injectés ensemble dans la FM-EDF dont l'orientation (en entrée et en sortie de fibre) est contrôlée à l'aide de rotateurs de fibre. Les modes en sortie de fibre sont observés à l'aide d'une caméra InGaAs : un très bon accord entre les distributions d'intensité théoriques des modes et celles observées expérimentalement est observé (voir figure 5.7(b)). La sortie de la FM-EDF est injectée dans le DEMUX qui reconvertit les différents modes spatiaux en modes fondamentaux de différentes SMFs. Ces SMFs peuvent être connectées, l'une après l'autre ou toutes ensemble, à un mesureur de puissance ou à un analyseur de spectre optique (Optical Spectral Analyzer ou OSA en anglais). Le système est utilisable dans les deux sens de propagation, ce qui permet de contrôler la qualité de l'injection et de la conversion des modes spatiaux du côté du DEMUX en les observant à la caméra après leur sortie de la fibre. Les observations faites dans cette configuration sont similaires à celles présentées dans la figure 5.7(b).

5.2.2 Caractérisation du FM-EDFA

La procédure expérimentale mise en place pour caractériser le système d'amplificateur partagé est divisée en deux parties, nommées respectivement mesures "OFF" et "ON". La première partie est destinée à être une mesure de référence hors régime d'amplification et la seconde une mesure en régime d'amplification. Pour faciliter l'analyse, différentes longueurs d'onde sont attribuées aux différents canaux spatiaux, de la même façon que pour l'approche proposée par Salsi et al. [Salsi et al., 2012d].

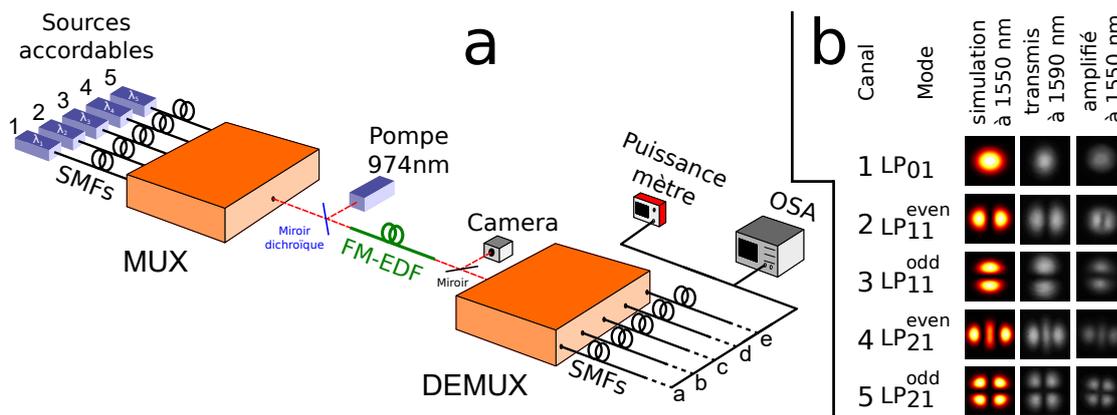


FIGURE 5.7 – (a) Configuration expérimentale du FM-EDFA (OSA : Optical Spectral Analyzer ou Analyseur de spectre optique). (b) Comparaison des distributions d'intensité des modes spatiaux déterminés théoriquement et enregistrés expérimentalement. Lorsque la fibre n'est pas pompée optiquement, la longueur d'onde de 1590 nm (peu impactée par l'absorption²) est prise comme point de comparaison.

Premièrement, les cinq canaux signaux (dont les longueurs d'onde sont régulièrement espacées de 1590 nm à 1598 nm) sont utilisés à l'entrée du MUX tous ensemble, sans faisceau de pompe. Chaque canal du DEMUX est analysé successivement à l'aide d'un OSA et son spectre est enregistré : ce sont les mesures "OFF". Cette bande de longueur d'onde est choisie comme référence pour les faisceaux signaux afin de minimiser l'effet de l'absorption de l'erbium² tout en restant dans la bande spectrale de fonctionnement des MUX et DEMUX. Les propriétés de transmission du système, tout comme celles des sources accordables, sont similaires à ces longueurs d'onde et dans la bande C, permettant d'utiliser les mesures "OFF" comme référence pour le calcul du gain. Ainsi la mesure du gain à une longueur d'onde correspond à celle d'un mode spatial.

Ensuite, en régime d'amplification, le faisceau de pompe est injecté dans la FM-EDF de façon à maximiser la puissance des faisceaux signaux en sortie de fibre. De nombreux modes parmi les 18 modes guidés à la longueur d'onde de pompe (974 nm) sont ainsi excités. En effet, si l'utilisation de modes de pompe centrés donne de très bons résultats dans le cas d'un cœur circulaire, l'ellipticité du cœur rend nécessaire de ré-adapter le profil de pompe à l'asymétrie du cœur pour maximiser l'absorption du faisceau de pompe. En l'absence de MUX spatial dédié (ce qui était le cas à l'époque de ces travaux), ceci sera obtenu en travaillant sur l'injection du faisceau gaussien issu de la diode de pompe : décentrage, ajustement de taille,... Pour cette seconde série de mesures, tout comme pour la première, différentes longueurs d'onde sont attribuées aux différents canaux d'entrée (cette fois de 1550 nm à 1558 nm). Les spectres pour chaque canal du DEMUX sont enregistrés successivement à l'aide d'un OSA (mesures "ON").

Que ce soit pour les mesures "OFF" ou "ON" l'OSA reçoit les signaux provenant du canal sous test (c'est-à-dire à la longueur d'onde attribuée au canal du MUX correspondant au canal du DEMUX connecté à l'OSA) mais également du bruit provenant des autres canaux à leurs différentes longueurs d'onde (qu'on désigne par diaphonie). Avec cette procédure, il est donc possible d'examiner à la fois le gain et la diaphonie du système global. Pour calculer la diaphonie du système hors amplification, les cinq spectres obtenus lors de la série de mesure "OFF" sont

2. Nous avons calculé qu'il subsistait environ 4,5 % et 2,8 % d'absorption respectivement à 1590 nm et 1598 nm.

utilisés pour construire une matrice 5×5 où les lignes correspondent aux différents canaux (spatiaux) du MUX (canaux d'entrée) et les colonnes aux différents canaux du DEMUX (canaux de sortie). Les puissances mesurées aux différentes longueur d'onde sont utilisées pour remplir cette matrice selon la relation suivante :

$$XT_{i,j}(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{i,j}}{P_{i,i}} \right) \quad (5.8)$$

avec $P_{i,j}$ la puissance optique mesurée en sortie à la longueur d'onde attribuée au i – ième canal d'entrée sur le j – ième canal de sortie.

Pour remplir la matrice 5×5 correspondant aux mesures "ON" la formule a été modifiée pour tenir compte de l'émission stimulée amplifiée (ASE) tout comme dans l'équation 1.14 :

$$XT_{i,j}(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{i,j}^{ON}}{P_{i,i}^{ON}} \right) \quad (5.9a)$$

avec :

$$P_{i,j}^{ON}(W) = P_{i,j}^{ON} \text{ mesurée}(W) - P_{i,j}^{ON} \text{ ASE}(W) \quad (5.9b)$$

Le gain est calculé en comparant les éléments diagonaux de la matrice 5×5 contenant les puissances optique obtenues à partir des mesures "ON" à ceux de la matrice provenant des mesures "OFF" :

$$G_i(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{i,i}^{ON}}{P_{i,i}^{OFF}} \right) \quad (5.10)$$

Cette méthode de calcul du gain est différente du gain net qui compare la puissance entrant côté MUX à celle sortant côté DEMUX. Ce choix est motivé par le fait que notre but est de mesurer le gain fourni par la fibre indépendamment des autres composants. En outre, il nous est difficile de mesurer aisément la puissance signal en entrée sans perturber les conditions d'injection.

Les résultats expérimentaux sont obtenus avec une longueur de fibre optimisée (pour obtenir la platitude de gain) de 2,25 m et les différents spectres mesurés sont reportés dans la figure 5.8.

Tout d'abord, la diaphonie globale du système est résumée dans le tableau 5.1 pour les mesures "OFF" (en haut) et les mesures "ON" (en bas). Les valeurs de diaphonie sont minimisées en ajustant la position des lames de phase, l'orientation du cœur de la FM-EDF et les conditions d'injection côté MUX et côté DEMUX, à l'aide d'une caméra et d'un OSA.

L'analyse de ces tableaux amène les remarques suivantes : concernant les mesures hors régime d'amplification (mesures "OFF"), la diaphonie est relativement faible (au maximum de $-11,3$ dB et en moyenne de $-16,5$ dB). Un point important à mettre en valeur est le niveau de diaphonie entre les canaux correspondant aux modes LP_{11}^{even} et LP_{11}^{odd} et aux modes LP_{21}^{even} et LP_{21}^{odd} qui est au maximum de -13 dB. Cela permet de démontrer, en pratique, l'efficacité de la levée de dégénérescence permise par l'utilisation d'un cœur elliptique. Les plus importantes valeurs de diaphonie sont attribuées à un couplage à l'injection et non lors de la propagation dans la FM-EDF elle-même.

Pour les mesures en régime d'amplification (mesures "ON"), la puissance de pompe couplée dans la fibre est d'environ 100 mW. Les valeurs de diaphonie pour ces mesures sont résumées dans le tableau 5.1 (en bas) tandis que les valeurs de gain modal sont présentées dans le tableau 5.2. On note que le régime d'amplification ne dégrade pas les valeurs de diaphonie pour les modes appartenant au même groupe (inférieure à -20 dB pour les modes $LP_{11}^{even,odd}$ et à -16 dB pour les modes $LP_{21}^{even,odd}$). Globalement, la diaphonie en régime d'amplification est inférieure à

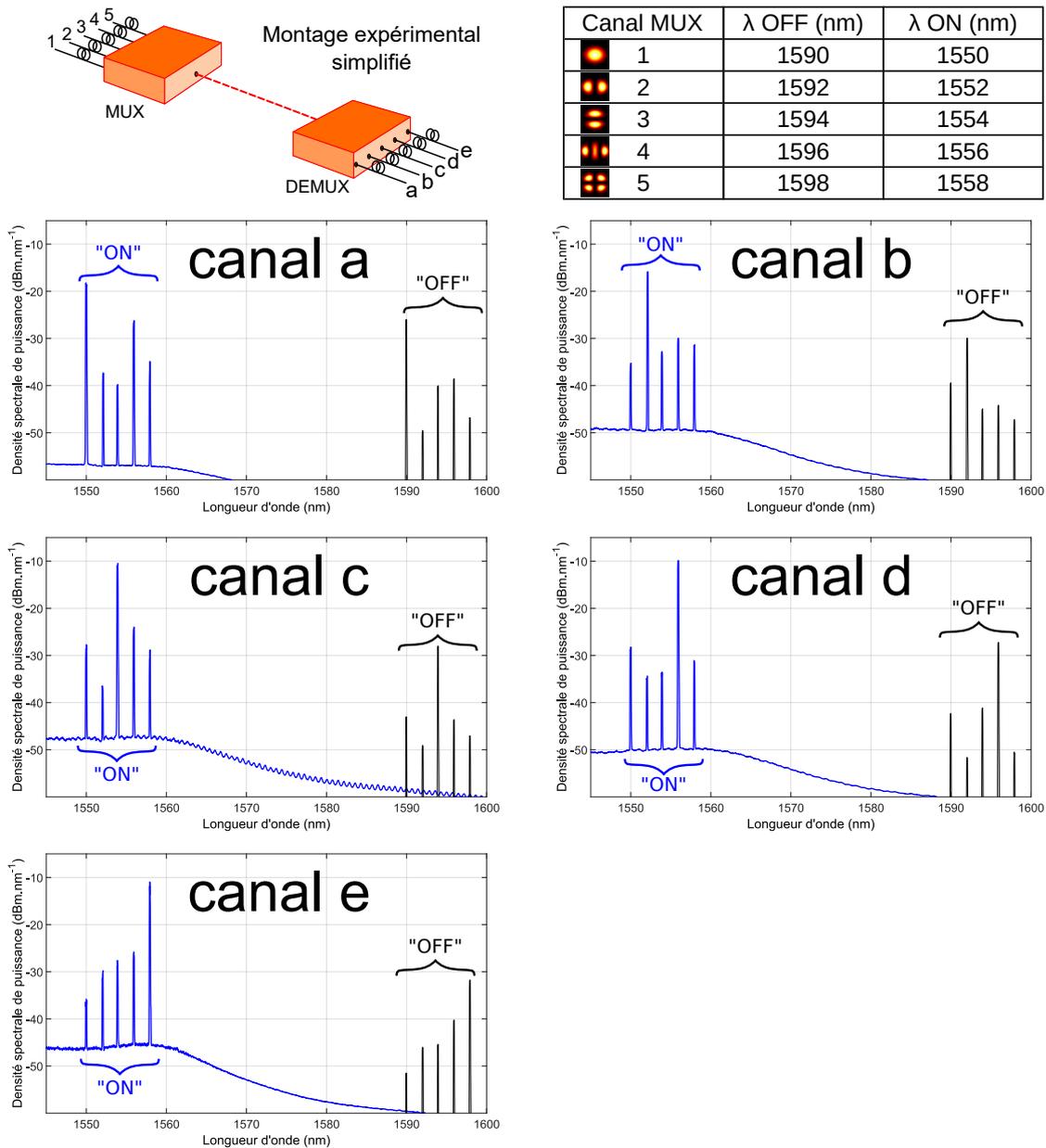


FIGURE 5.8 – Spectres correspondant aux mesures “ON” (en bleu) et “OFF” (en noir) pour un canal DEMUX donné (de a à e) avec tous les canaux d’entrée chargés (de 1 à 5).

–9,5 dB et en moyenne de –18,5 dB.

La dégradation apparente de la diaphonie pour le canal correspondant au mode LP_{01} peut s’expliquer par la valeur de l’excursion modale de gain. En effet, en considérant les modes LP_{11}^{even} , LP_{11}^{odd} , LP_{21}^{even} et LP_{21}^{odd} , le FM-EDFA partagé fournit un gain moyen de 17,4 dB avec un DMG de 7 dB. Pour rappel, la distribution de dopant erbium en anneau de cette fibre possède un faible recouvrement avec le mode fondamental, ce qui explique que le gain soit bien plus faible pour

"OFF"		Canal de sortie				
		LP ₀₁	LP ₁₁ ^{even}	LP ₁₁ ^{odd}	LP ₂₁ ^{even}	LP ₂₁ ^{odd}
Canal d'entrée	LP ₀₁	-	-13,5	-17,1	-16,3	-25,5
	LP ₁₁ ^{even}	-19,6	-	-19,2	-21,7	-16,1
	LP ₁₁ ^{odd}	-12,0	-16,9	-	-13,1	-17,4
	LP ₂₁ ^{even}	-11,3	-16,9	-16,4	-	-13,0
	LP ₂₁ ^{odd}	-15,0	-15,4	-15,3	-18,7	-

"ON"

Canal d'entrée	LP ₀₁	-	-17,2	-9,5	-10,1	-18,0
	LP ₁₁ ^{even}	-21,5	-	-20,7	-18,4	-13,7
	LP ₁₁ ^{odd}	-29,4	-22,4	-	-23,2	-17,2
	LP ₂₁ ^{even}	-16,4	-20,2	-14,2	-	-16,0
	LP ₂₁ ^{odd}	-24,0	-20,4	-17,9	-20,2	-

TABEAU 5.1 – Diaphonie du système en decibels pour les mesures "OFF" (en haut) et "ON" (en bas), calculée en utilisant les spectres de la figure 5.8 avec les équations 5.8 et 5.9. Pour ces mesures une longueur de fibre de 2,25 m est utilisée avec une puissance de pompe d'environ 100 mW en régime d'amplification.

Canal (mode)	1 (LP ₀₁)	2 (LP ₁₁ ^{even})	3 (LP ₁₁ ^{odd})	4 (LP ₂₁ ^{even})	5 (LP ₂₁ ^{odd})
Gain (dB)	7,7	13,8	17,6	17,4	20,8

TABEAU 5.2 – Gain (dB) du FM-EDFA partagé 4-modes, calculé en utilisant l'équation 5.10 pour chaque canal du montage expérimental, pour une longueur de fibre de 2,25 m et une puissance de pompe de 100 mW.

ce canal. Ainsi, le DMG influence les valeurs de diaphonie calculées en régime d'amplification. A la différence de ce qui est schématisé dans la figure 5.5, les modes ne sont pas équitablement amplifiés lors de la propagation, ce qui modifie la distribution de puissance sur les différents canaux de sortie. La valeur du DMG, en considérant les cinq modes, est de 13,1 dB, ce qui semble expliquer la dégradation de la diaphonie observée pour le canal correspondant au mode le moins amplifié par la FM-EDF (pour les mesures "ON").

5.2.3 Conclusion

La réalisation expérimentale d'un FM-EDFA partagé basé sur la technologie MDM et utilisant une FM-EDF à cœur elliptique démontre l'amplification de signaux provenant de cinq canaux différents. La diaphonie du système, mesurée expérimentalement en régime d'amplification, est inférieure à -9,5 dB. En considérant les modes non-centrés, dont le profil de dopant erbium en anneau doit permettre d'égaliser le gain, la diaphonie est inférieure à -13 dB hors régime d'amplification et à -16 dB en régime d'amplification entre modes appartenant au même groupe, ce qui constitue un niveau de performance encourageant. Dans ces conditions, le gain moyen est de 17,5 dB et le DMG de 7 dB.

L'ellipticité du cœur permet de réduire la diaphonie et d'utiliser chaque mode de la FM-EDF comme un canal indépendant, puisque les valeurs de diaphonie les plus élevées sont attribuées

au couplage à l'injection ou au DMG en régime d'amplification. Cependant, cette forme de cœur combinée à l'utilisation d'une distribution transverse du dopant erbium en anneau dégrade les valeurs de DMG et de gain moyen par rapport aux performances obtenues avec une fibre circulaire dans de précédents travaux (avec un cœur circulaire) [Le Cocq et al., 2012]. En effet, l'ellipticité du cœur modifie les distributions d'intensité des modes et par conséquent les valeurs des intégrales de recouvrement pompe/dopant/signal.

Ces résultats pourraient être améliorés en réduisant l'ellipticité du cœur et/ou en ré-adaptant la distribution de dopant erbium et/ou en mettant en forme le faisceau de pompe de façon à réduire le DMG tout en conservant les avantages liés à la levée de dégénérescence des indices effectifs. C'est ce que nous allons voir à présent.

5.3 FM-EDFA partagé 8-modes

Après la preuve de concept présentée dans la section précédente, nous avons cherché à déterminer une configuration de fibre permettant d'atteindre l'égalisation des gains tout en assurant la levée de dégénérescence des indices effectifs. Par la même occasion, nous avons choisi de porter le nombre de modes amplifiés simultanément à huit. Dans ce nouveau travail, l'égalisation des gains repose uniquement sur la mise en forme du faisceau de pompe, la distribution de dopant étant homogène pour faciliter l'étape de fabrication de la préforme par voie MCVD et l'adaptation à des profils d'intensité très variés. Pour ce nouveau système, il est envisagé d'utiliser pour la première fois des multiplexeurs spatiaux traitant à la fois les longueurs d'onde signal et pompe.

Pour déterminer la configuration optimale de FM-EDF, la procédure se décompose en deux étapes :

- Détermination des propriétés opto-géométriques de la fibre (valeur du saut d'indice, dimensions du cœur et facteur d'ellipticité) permettant le guidage du nombre de modes souhaité dans la bande C ainsi que la levée de dégénérescence des indices effectifs.
- Optimisation par méthode du gradient modifiée de la mise en forme du faisceau de pompe pour atteindre l'égalisation des gains.

5.3.1 Levée de dégénérescence

En partant d'un profil d'indice de référence (déjà réalisé au laboratoire par voie MCVD et dont la recette est donc maîtrisée), il est possible de déterminer la valeur de rayon du cœur (circulaire) permettant le guidage du nombre de modes désiré. Cela permet de réduire le nombre de cas à étudier pour déterminer une configuration permettant d'assurer la levée de dégénérescence des indices effectifs. Le profil d'indice de référence utilisé est celui d'une préforme de type saut d'indice ($\Delta n \approx 13,7 \times 10^{-3}$), le rayon du cœur permettant de guider 8 modes à 1550 nm peut aller de $8,3 \mu\text{m}$ à $8,8 \mu\text{m}$. Dans la suite on notera :

Le facteur d'ellipticité e (avec r_1 le rayon du grand axe et r_2 celui du petit axe) :

$$e = \frac{r_1}{r_2} \quad (5.11a)$$

Le rayon d'un cœur circulaire ayant la même surface ($R_{\text{cœur}eq.}$) est relié à r_1 et r_2 par les relations :

$$r_1 = \sqrt{e} \times R_{\text{cœur}eq.} \quad (5.11b)$$

$$r_2 = \frac{R_{\text{cœur}eq.}}{\sqrt{e}} \quad (5.11c)$$

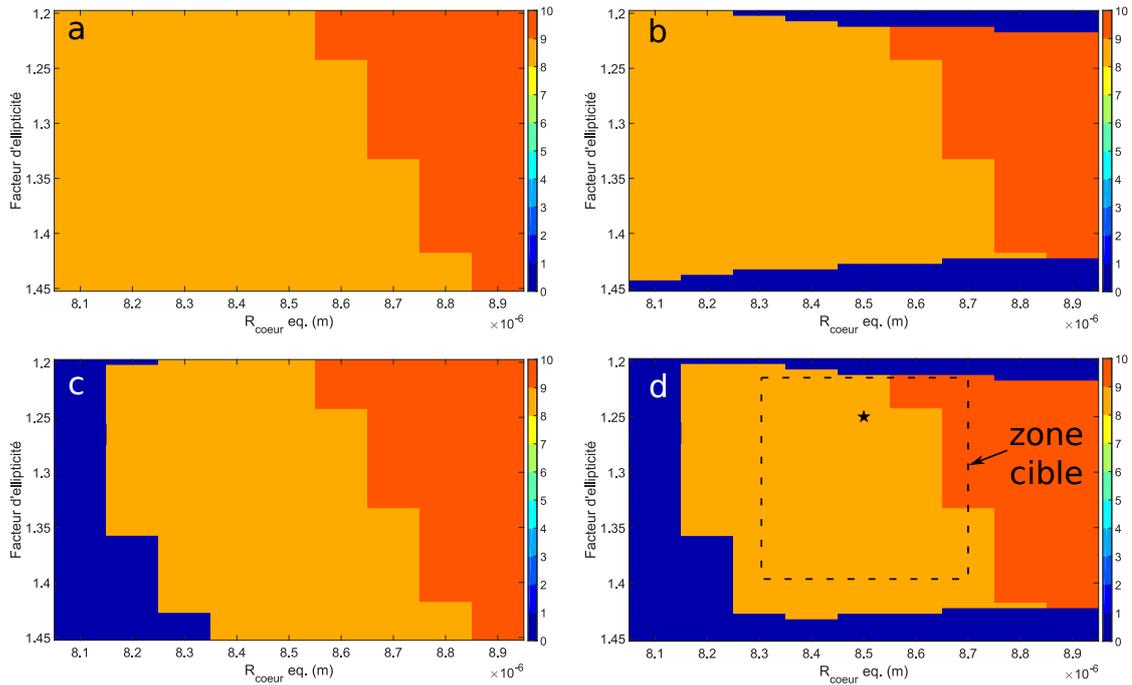


FIGURE 5.9 – (a) Nombre de modes guidés en fonction du facteur d'ellipticité et du rayon de cœur équivalent, en tenant compte des conditions sur : (b) la levée de dégénérescence minimale, (c) le confinement des modes, (d) des deux contraintes. Les zones bleues correspondent aux couples de valeurs $(R_{coeur\ eq.}, e)$ pour lesquels ces conditions ne sont pas respectées.

Il faut maintenant déterminer les couples de valeurs cibles $(R_{coeur\ eq.}, e)$ pour la réalisation de la fibre. La figure 5.9(a) présente l'évolution du nombre de modes guidés (à 1550 nm) en fonction de la valeur du rayon de cœur équivalent $(R_{coeur\ eq.})$ et de celle du facteur d'ellipticité (e) . On fixe arbitrairement la différence minimale d'indice effectif entre modes non-dégénérés à $0,5 \times 10^{-3}$, ce qui réduit la zone cible (voir figure 5.9(b)). A partir de maintenant, la zone bleue correspond aux couples de valeurs $(R_{coeur\ eq.}, e)$ pour lesquels cette condition n'est pas respectée. Il faut également tenir compte du facteur de confinement (intégrale de recouvrement du mode avec le cœur) des différents modes dans le cœur (pour s'assurer que les 8 modes soient bien guidés) : celui-ci doit être supérieur ou égal à 90 % (cf. figure 5.9(c)). En considérant ces différentes contraintes, la zone cible pour le fibrage est définie pour (cf. figure 5.9(d)) :

- un facteur d'ellipticité compris entre 1,22 et 1,4,
- un rayon de cœur équivalent compris entre 8,3 μm et 8,7 μm .

Le point de fonctionnement retenu est celui pour lequel $R_{coeur\ eq.}$ suffisamment élevé pour assurer un confinement maximum des modes, tout en évitant que le mode suivant ne soit guidé. Dans ces conditions la valeur choisie pour $R_{coeur\ eq.}$ est de 8,5 μm . Pour cette valeur, l'impact du facteur d'ellipticité sur les indices effectifs des modes est présenté dans la figure 5.10. Dans ce cas, une valeur de facteur d'ellipticité minimale de 1,22 permet d'assurer une levée de dégénérescence des indices effectifs suffisante (supérieure à $0,5 \times 10^{-3}$).

Ainsi, la configuration choisie pour l'optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe est celle pour laquelle $e=1,25$ et $R_{coeur\ eq.}=8,5 \mu\text{m}$ (symbolisée par une étoile dans la figure 5.9(d)). Les valeurs de facteur de confinement des modes et de différences d'indices effectifs sont

présentées respectivement dans les tableaux 5.3 et 5.4.

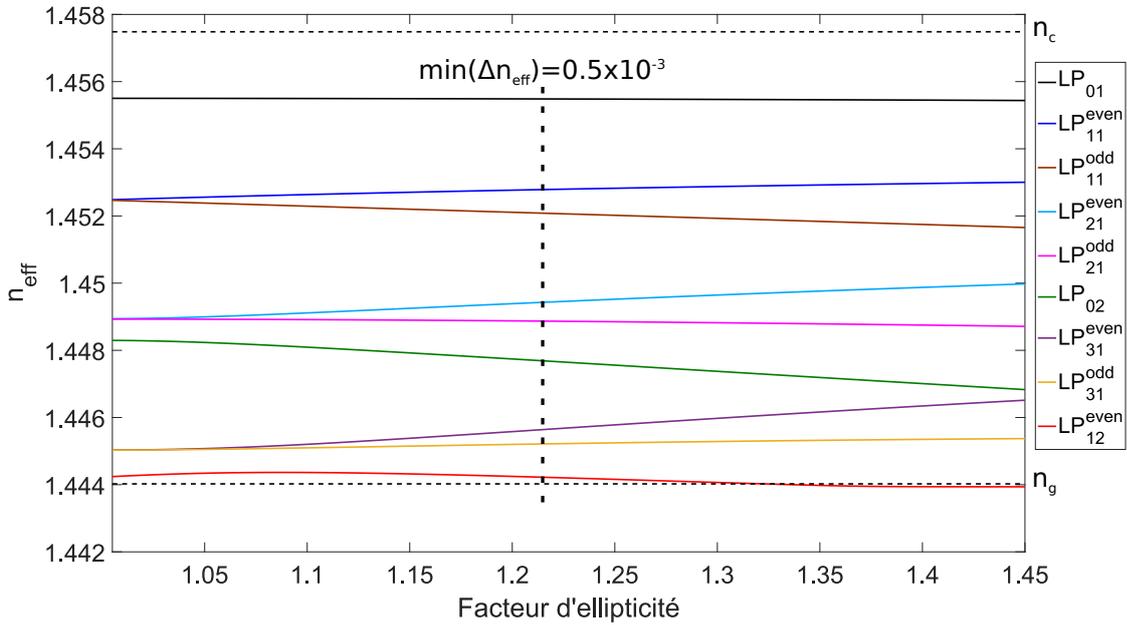


FIGURE 5.10 – Évolution des indices effectifs des modes en fonction du facteur d’ellipticité à 1550 nm pour un $R_{cœur,eq.}=8,5 \mu m$, Δn étant fixé à $13,7 \times 10^{-3}$.

Mode a - Mode b	1 - 2	2 - 3	3 - 4	4 - 5	5 - 6	6 - 7	7 - 8
Δn_{eff}	2,6	0,8	2,5	0,67	1,3	1,8	0,53

TABLEAU 5.3 – Différences d’indices effectifs des 8 modes guidés à 1550 nm rapportées dans l’ordre décroissant des indices effectifs.

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8
Confinement (en %)	99,8	99,3	98,8	97,6	96,9	93,8	91,5	91,5

TABLEAU 5.4 – Facteur de confinement des modes (dans le cœur) guidés à 1550 nm.

5.3.2 Optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe

Dans la configuration opto-géométrique retenue précédemment, la FM-EDF guide 8 modes dans la bande C et 21 modes à la longueur d'onde de pompe. Les distributions transverses d'intensité de ces modes ainsi que le profil d'indice et de dopant erbium sont visibles dans la figure 5.11. Le profil d'indice de réfraction est celui d'une préforme de référence alors que le profil de dopant est supposé homogène à ce stade.

Les paramètres utilisés pour l'optimisation par méthode du gradient modifiée sont résumés dans le tableau 5.5. La procédure décrite dans les sections 4.2.2 et 4.4.3 est utilisée, comme pour les optimisations précédentes.

Les résultats obtenus après optimisation permettent d'isoler deux solutions présentées dans le tableau 5.6 et dont les performances sont reportées en figure 5.12. La première correspond au minimum de la fonction de mérite (introduite dans la section 4.2.2) et est désignée solution n°1. Pour cette solution, le rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ est de 0,12 en utilisant cinq modes de pompe. Cependant, le nombre total de faisceaux pouvant être traités par un multiplexeur spatial à l'époque de ce travail, ne pouvait pas excéder douze. De plus, le niveau de performance de tels dispositifs est inversement proportionnel à ce nombre, rendant nécessaire de minimiser le nombre de modes de pompe utilisés. C'est pourquoi la solution n°2 est finalement envisagée, car elle utilise un nombre de modes de pompe égal à trois avec une dégradation des performances contenue. Le système développé ici doit permettre de valider la mise en forme, avec une lame de phase unique, des faisceaux signaux et pompe.

Puissance de pompe (W)	0,3
Puissance signal	20 μ W/mode/longueur d'onde
Canaux WDM par mode	4 (de 1530 nm à 1560 nm par pas de 10 nm)
[Er ³⁺]	1×10^{26} ions/m ³

TABLEAU 5.5 – Paramètres d'optimisation par méthode du gradient modifiée pour un FM-EDFA 8-modes utilisant une FM-EDF à cœur elliptique.

Solution	n°1	n°2
Gain moyen - ΔG	22 dB - 2,7 dB	21,8 dB - 4,6 dB
DMG (de 1530 nm à 1560 nm)	1,2 - 0,6 - 0,9 - 1 dB	3,5 - 2,3 - 2,3 - 2,2 dB
Nombre de modes de pompe	5	3
Numéro des modes de pompe	6 - 9 - 16 - 18 - 21	6 - 16 - 18
Fraction de puissance respective	0,16 - 0,17 - 0,34 - 0,21 - 0,12	0,2 - 0,64 - 0,16

TABLEAU 5.6 – Résultats d'optimisation par méthode du gradient modifiée pour un FM-EDFA partagé 8-modes utilisant la FM-EDF à cœur elliptique présentée dans la figure 5.11.

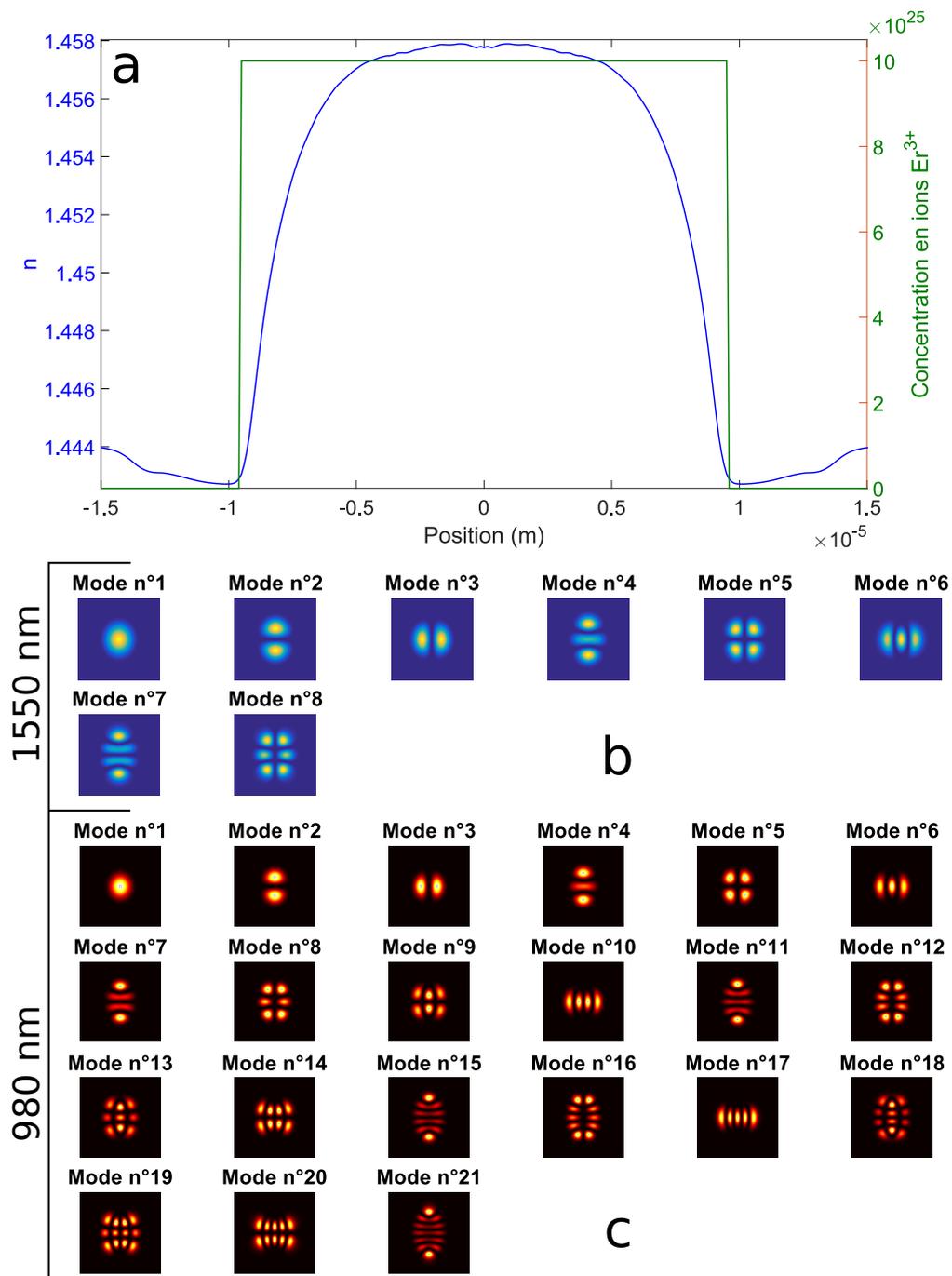


FIGURE 5.11 – Caractéristiques de la FM-EDF utilisée pour l'optimisation par méthode du gradient modifiée : (a) profil d'indice de réfraction et de dopant erbium, (b) distribution transverse d'intensité des modes à 1550 nm et (c) à 980 nm.

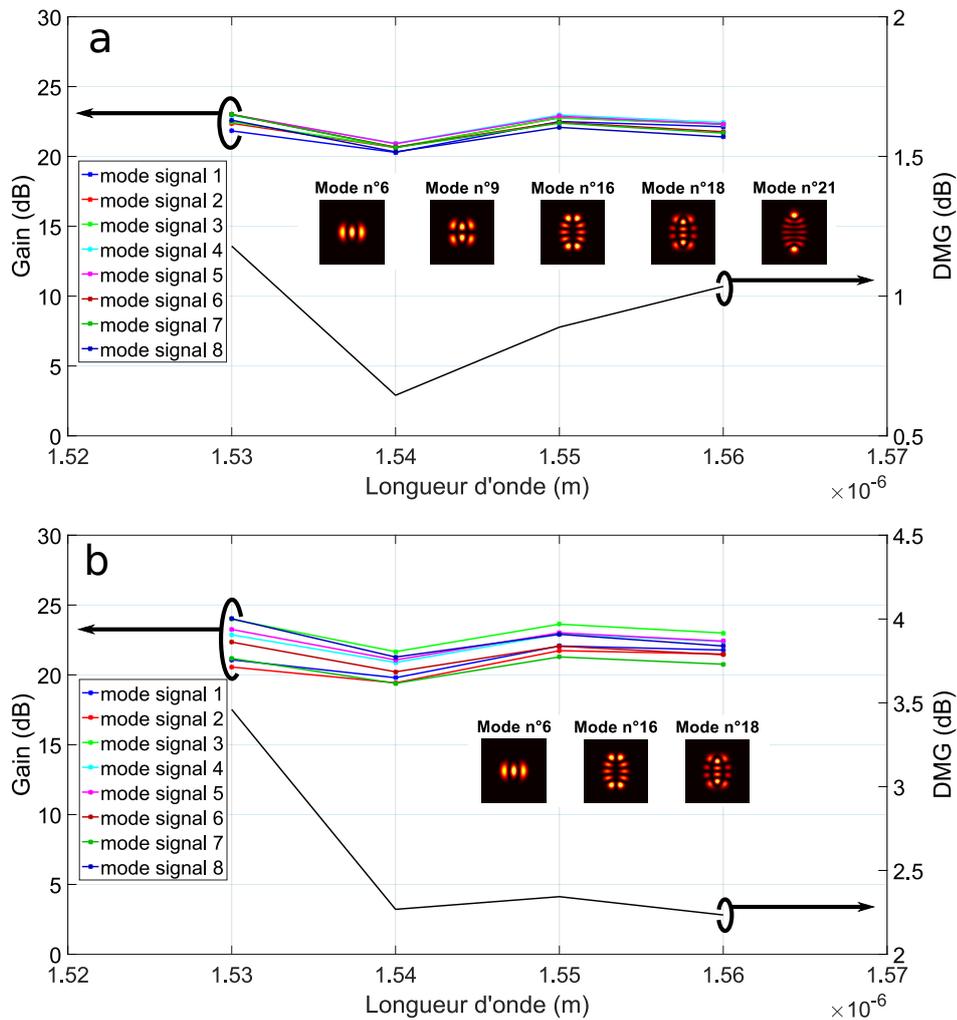


FIGURE 5.12 – Gain spectral et modal et gain modal différentiel (DMG) simulés à partir des caractéristiques de la FM-EDF 8-modes théorique à cœur elliptique et de l’optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe pour les solutions : (a) n°1 et (b) n°2. Les modes spatiaux de pompe déterminés par l’optimisation, pour chacune des deux solutions, sont également reportés sur chaque figure.

5.3.3 Réalisation de la fibre

Une FM-EDF à cœur elliptique a été fabriquée avec pour objectif de réaliser la configuration précédente. Le profil d’indice de cette fibre est proche de l’objectif théorique, avec un saut d’indice légèrement plus élevé ($\Delta n \approx 14 \times 10^{-3}$). Le facteur d’ellipticité du cœur est de 1,22, pour un rayon de cœur équivalent égal à $8,6 \mu\text{m}$, soit $r_1 = 9,6 \mu\text{m}$ et $r_2 = 7,8 \mu\text{m}$. Ces valeurs sont déduites du profil d’indice de réfraction à deux dimensions de la fibre, mesuré à l’aide du système IFA-100 (cf. figure 5.13(a)). Les distributions d’intensité des modes sont extrêmement proches de celles calculées pour la configuration théorique. Les différences d’indices effectifs et les facteurs de confinement des modes guidés à 1550 nm sont présentés respectivement dans les

tableaux 5.7 et 5.8.

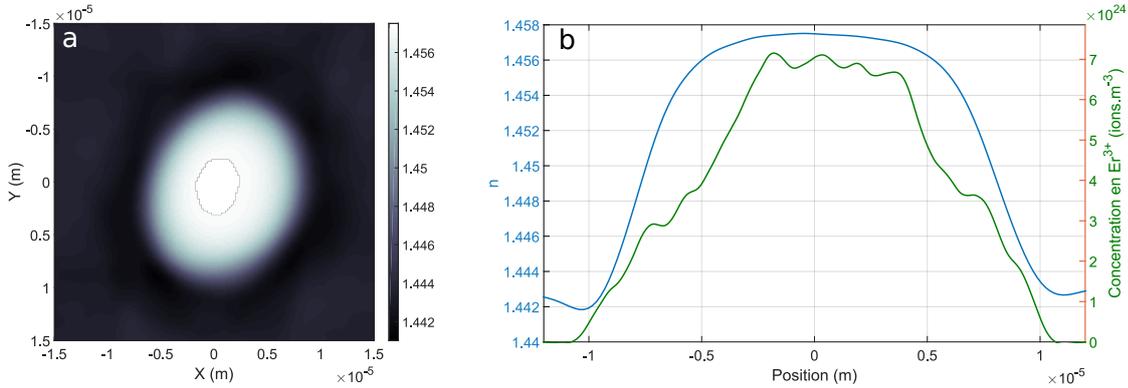


FIGURE 5.13 – (a) Profil d'indice de réfraction à deux dimensions du cœur de la FM-EDF réalisée, mesuré à l'aide d'un système IFA-100. (b) Profils d'indice et de dopant erbium (mesuré sur préforme) de la FM-EDF.

La distribution transverse de dopant erbium a été mesurée sur la préforme par analyse microsonde. Celle-ci et le profil d'indice de réfraction sont reportés dans la figure 5.13(b). On peut constater que la distribution du dopant erbium est assez différente de celle visée, avec un pic de concentration au centre du cœur. Cette différence rend nécessaire une nouvelle optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe, puisque la configuration optimale déterminée sur le profil théorique n'est pas adaptée à la fibre réalisée.

Mode a - Mode b	1 - 2	2 - 3	3 - 4	4 - 5	5 - 6	6 - 7	7 - 8
Δn_{eff}	2,8	0,8	2,6	0,7	1,2	1,8	0,6

TABLEAU 5.7 – Différences d'indices effectifs des 8 modes guidés à 1550 nm par la FM-EDF réalisée, identifiés dans l'ordre décroissant des indices effectifs.

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8
Confinement (en %)	99,9	99,3	98,9	97,6	96,9	93,8	90,4	90,2

TABLEAU 5.8 – Facteur de confinement des modes (dans le cœur) guidés à 1550 nm par la FM-EDF réalisée.

Les paramètres de l'optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe par méthode du gradient modifiée sont les mêmes que précédemment, mis à part la longueur de fibre qui est adaptée pour obtenir un gain moyen d'au moins 20 dB avec un minimum d'excursion spectrale. Le résultat de l'optimisation met en jeu 2 modes de pompe (correspondants aux modes n°16 et n°18 de la figure 5.11) avec pour fraction de puissance de pompe respectives 0,77 et 0,23. Les performances de l'amplificateur partagé dans ces conditions sont reprises dans le tableau 5.9. Ces performances sont nettement moins bonnes que celles de la configuration théorique, puisque le rapport $\Delta G/G_{\text{moyen}}$ est de 0,415. Cette baisse des performances par rapport à la configuration théorique s'explique principalement par la distribution du dopant erbium, dont le pic central favorise fortement le mode fondamental comparativement aux autres modes (voir figure 5.14(a)). Plus généralement, ce type de distribution de dopant favorise les modes les mieux confinés

au détriment des modes les plus excentrés. Les modes de pompe sélectionnés par la méthode d'optimisation et leur superposition cohérente sont également présentés dans les figures 5.14(b-d).

Gain moyen	23,4 dB
ΔG	9,7 dB
$\Delta G/G_{\text{moyen}}$	0,415
DMG (de 1530 nm à 1560 nm)	5,2 - 5,4 - 8 - 9,4 dB

TABLEAU 5.9 – Performances simulées du FM-EDFA partagé 8-modes utilisant la FM-EDF à cœur elliptique réalisée, après optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe par méthode du gradient modifiée.

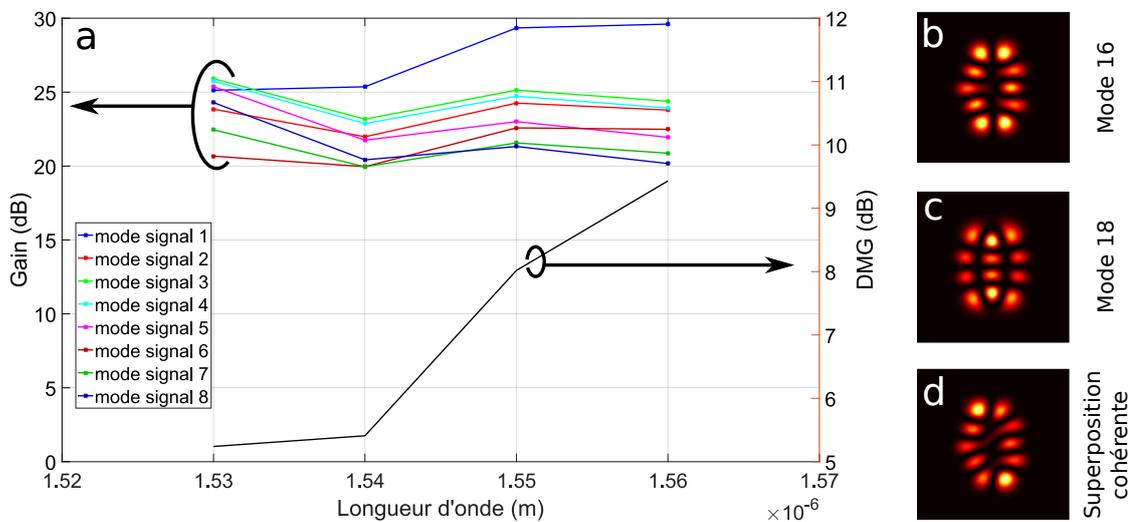


FIGURE 5.14 – (a) Gain spectral et modal et gain modal différentiel (DMG) simulés à partir des caractéristiques de la FM-EDF 8-modes réalisée et de l'optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe. Distribution transverse d'intensité des deux modes guidés à la longueur d'onde de pompe sélectionnés par méthode du gradient modifiée : (b) mode n°16, (c) mode n°18. (d) Distribution transverse d'intensité de la combinaison cohérente de ces modes sans déphasage entre eux (selon leurs fractions de puissance respectives).

5.3.4 Caractérisation de la fibre

Dans le but de vérifier les performances de la FM-EDF réalisée, le montage expérimental du FM-EDFA correspondant a été mis en place. Comme précédemment, les multiplexeurs spatiaux sont fournis par la société CAILabs dans la configuration suivante :

- concernant les 8 modes signaux : deux multiplexeurs spatiaux identiques sont chargés de convertir les modes fondamentaux de 8 SMFs vers les modes spatiaux de la FM-EDF et sont utilisés pour jouer les rôles de MUX et DEMUX.
- concernant la composition modale de pompe : les lames de phase utilisées sont les premières à gérer les longueurs d'onde signal et pompe [Labroille et al., 2016]. L'un des multiplexeurs comporte deux fibres de type HI-1060, dont les modes sont utilisés

pour générer chacun des deux modes de pompe sélectionnés. L'autre multiplexeur (voir figure 5.15) comporte une seule voie d'entrée pour le faisceau de pompe, chargé de générer la distribution d'intensité correspondant à la superposition cohérente de ces deux modes, présentée dans la figure 5.14(d).

Le système permet de valider le fonctionnement de la technologie MPLC avec une lame de phase traitant les deux gammes de longueur d'onde (pompe et signal) à la fois. Le système est utilisable dans les deux sens de propagation, permettant de tester à la fois :

- la configuration de pompe avec deux voies d'entrée indépendantes (correspondant chacune à l'un des modes de pompe sélectionnés), pour conserver la possibilité d'ajuster librement le niveau de puissance portée par ces deux modes.
- la configuration de pompe utilisant la combinaison cohérente des modes de pompe sélectionnés. Cette configuration permettrait d'ouvrir de nouvelles possibilités quant à la mise en forme du faisceau de pompe en rendant accessible des mises en forme très complexes.

Le montage expérimental est décrit dans la figure 5.15 et nécessite d'orienter les axes du cœur elliptique selon ceux choisis pour les multiplexeurs spatiaux à l'aide d'un rotateur de fibre. Contrairement aux expérimentations précédentes (présenté dans la section 5.2.1), une seule source accordable est utilisée pour tester les huit canaux d'entrée. L'analyse de la diaphonie du système nécessite donc d'enregistrer $8 \times 8 = 64$ spectres (pour chaque série de mesure) à l'aide d'un analyseur de spectre optique. Les valeurs de diaphonie sont calculées à partir des puissances optiques mesurées en utilisant les formules déjà présentées dans les équations 5.8 et 5.9.

Concernant les mesures en régime d'amplification (mesures "ON"), plusieurs configurations sont possibles :

1. l'utilisation des deux canaux d'entrée 9 et 10 indépendants, correspondant aux modes de pompe n°16 et n°18.
2. utiliser l'autre multiplexeur qui ne comporte qu'un seul canal d'entrée pour la longueur d'onde de pompe (le canal 11) correspondant à la combinaison cohérente de ces modes de pompe.
3. ajouter un miroir dichroïque sur le trajet du faisceau en espace libre pour injecter directement un faisceau gaussien à la longueur d'onde de pompe, comme c'était le cas dans le montage mis en place pour l'amplificateur partagé 4 modes.

Bien que les modes spatiaux générés à la longueur d'onde de pompe par les multiplexeurs semblent en très bon accord avec les modes théoriques, ces canaux souffrent de pertes importantes (de l'ordre de 8 dB) qui ne permettent pas de réaliser une inversion de population suffisante avec la puissance de pompe dont nous disposons. Les sources de ces pertes sont en cours d'identification et seront corrigées lors des prochaines réalisations de multiplexeurs spatiaux, par exemple pour ceux utilisés dans le cadre des travaux présentés dans la section 4.4. Dans ce contexte, pour pouvoir tout de même mesurer la diaphonie du système et estimer le gain, la configuration n°3 a été mise en place. Il faut noter que des mesures selon les configurations n°1 et n°2 ont été réalisées récemment et ont montré des résultats similaires à ceux présentés ci-après. Ces mesures ont également permis de valider la possibilité d'utiliser la combinaison cohérente des modes de pompe (configuration n°2).

La longueur de fibre utilisée est d'environ 8 m. Les mesures "OFF" sont faites à 1590 nm (pour s'éloigner de la bande d'absorption de l'erbium) et servent de valeur de référence pour le calcul du gain. Les mesures "ON" sont faites à 1550 nm avec une puissance de pompe couplée d'environ 100 mW. Tout d'abord la diaphonie hors et en régime d'amplification (correspondant respectivement aux 64 spectres de la série de mesure "OFF" et aux 64 de la série de mesure "ON") est calculée et présentée dans les tableaux 5.11. Ces mesures démontrent une nouvelle fois

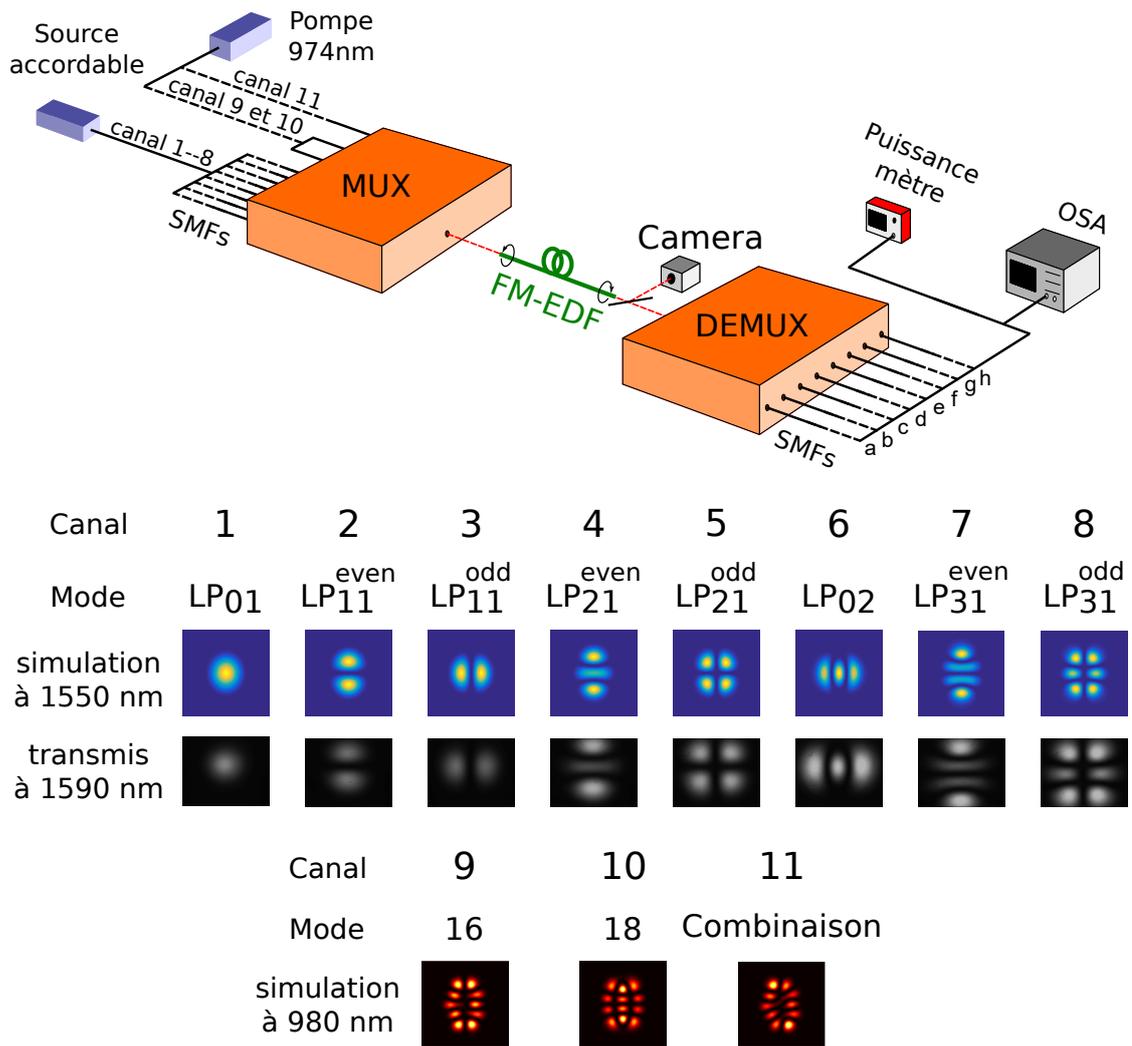


FIGURE 5.15 – Configuration expérimentale du FM-EDFA et correspondance entre les canaux d’entrées et les modes de la FM-EDF à 1550 nm et 980 nm. Les photographies expérimentales des modes signaux sont également reportées.

l’efficacité de la levée de dégénérescence des indices effectifs pour rendre les canaux indépendants. Le niveau de diaphonie moyen est de $-23,2$ dB (mesures “OFF”) et de $-21,5$ dB (mesures “ON”), la plus mauvaise valeur est de $-13,1$ dB (mesures “OFF”) et $-12,4$ dB (mesures “ON”). Concernant les modes appartenant au même groupe, (c’est-à-dire les modes $LP_{11}^{even,odd}$, $LP_{21}^{even,odd}$ et $LP_{31}^{even,odd}$) le niveau de diaphonie est inférieur à $-15,9$ dB hors amplification et de $-12,8$ dB en régime d’amplification.

Pour calculer le gain sur toute la bande C, d’autres mesures sont ajoutées aux mesures “ON” précédentes, à trois longueurs d’onde spécifiques : 1530 nm, 1540 nm et 1560 nm, uniquement pour le canal de sortie correspondant au canal d’entrée testé. Cette méthode de mesure n’est pas optimale pour caractériser un FM-EDFA, puisqu’il n’est pas complètement “chargé” (c’est-à-dire que tous les modes signaux ne sont pas utilisés simultanément), ce qui réduit fortement

le phénomène de compétition modale au sein de l'amplificateur. Cette méthode a cependant été choisie car la caractérisation précise en régime d'amplification aurait nécessité un nombre important de sources laser indépendantes, de façon à attribuer une longueur d'onde spécifique à chaque canal d'entrée pour ne pas considérer la diaphonie comme du gain. De plus, le différentiel de gain prédit pour cet amplificateur est important et la configuration de pompage ne permet pas de contrôler la mise en forme du faisceau de pompe avec une grande précision, rendant moins utile sa caractérisation précise en régime d'amplification.

A partir des différents spectres enregistrés, le gain est calculé selon l'équation 5.10 et les résultats sont synthétisés dans la figure 5.16 et le tableau 5.12. Le gain moyen dans cette configuration est de 11,8 dB pour un ΔG de 9 dB. Malgré des conditions de caractérisation non-optimales, la tendance prédite pour le gain se retrouve en partie dans ces mesures :

- le gain le plus élevé est pour le mode fondamental
- les modes les plus excentrés ont le gain le plus faible.

Les différences avec le gain prédit théoriquement proviennent très probablement de la mise en forme du faisceau de pompe, qui n'est pas finement contrôlé expérimentalement. A ce stade, nous retiendrons donc essentiellement les résultats des mesures de diaphonie, les mesures en amplification nécessitant une nouvelle itération pour la réalisation des MUX/DEMUX.

"OFF"		Canal de sortie							
		LP ₀₁	LP ₁₁ ^{even}	LP ₁₁ ^{odd}	LP ₂₁ ^{even}	LP ₂₁ ^{odd}	LP ₀₂	LP ₃₁ ^{even}	LP ₃₁ ^{odd}
Canal d'entrée	LP ₀₁	-	-21,2	-15,4	-31,0	-26,4	-19,2	-24,3	-27,3
	LP ₁₁ ^{even}	-30,2	-	-20,7	-13,6	-20,7	-31,9	-19,7	-32,0
	LP ₁₁ ^{odd}	-16,0	-22,9	-	-27,4	-23,2	-23,0	-20,6	-22,0
	LP ₂₁ ^{even}	-26,5	-18,6	-33,5	-	-16,9	-22,4	-13,1	-14,9
	LP ₂₁ ^{odd}	-25,1	-15,7	-23,0	-15,9	-	-25,3	-22,8	-15,3
	LP ₀₂	-22,4	-25,7	-18,4	-25,4	-22,8	-	-33,1	-30,6
	LP ₃₁ ^{even}	-30,0	-24,7	-24,7	-18,6	-29,1	-31,9	-	-17,3
	LP ₃₁ ^{odd}	-27,0	-35,2	-30,5	-18,8	-14,8	-19,8	-19,4	-
"ON"									
Canal d'entrée	LP ₀₁	-	-33,8	-19,5	-26,8	-22,5	-27,4	-29,1	-37,5
	LP ₁₁ ^{even}	-22,4	-	-15,9	-14,6	-12,4	-26,8	-32,3	-32,2
	LP ₁₁ ^{odd}	-15,7	-26,3	-	-36,9	-18,6	-18,1	-26,4	-27,5
	LP ₂₁ ^{even}	-15,8	-15,1	-19,8	-	-12,8	-13,4	-16,4	-14,8
	LP ₂₁ ^{odd}	-17,5	-15,0	-14,0	-23,8	-	-23,8	-25,8	-21,8
	LP ₀₂	-26,9	-20,9	-23,0	-20,6	-24,8	-	-35	-19,9
	LP ₃₁ ^{even}	-15,1	-19,0	-21,2	-16,6	-19,1	-23,3	-	-20,5
	LP ₃₁ ^{odd}	-15,8	-18,5	-14,8	-18,6	-15,6	-21,5	-22,3	-

TABLEAU 5.10 – Diaphonie du système en dB pour les mesures "OFF" (en haut) et "ON" (en bas) du montage expérimental, calculée en utilisant les spectres enregistrés combinés avec les équations 5.8 et 5.9. Pour ces mesures une longueur de fibre de 8 m est utilisée avec une puissance de pompe couplée dans la fibre d'environ 100 mW en régime d'amplification.

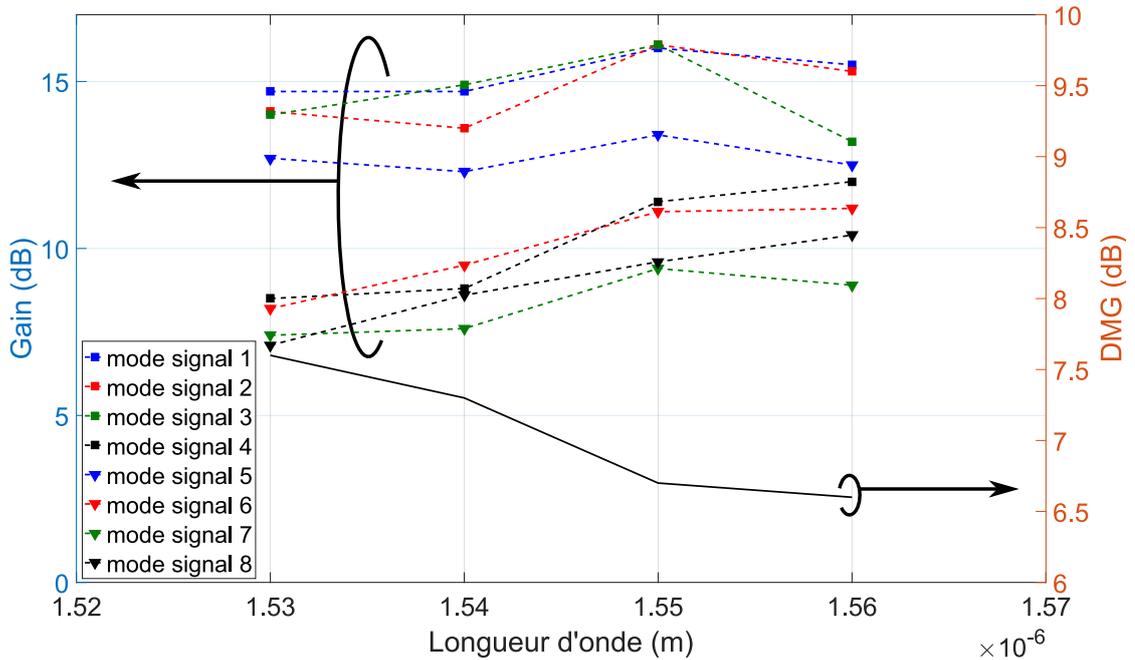


FIGURE 5.16 – Gain spectral et modal et gain modal différentiel (DMG) fourni par la FM-EDF 8-modes pour une longueur de 8 m, une puissance de pompe d'environ 100 mW et une injection du faisceau de pompe dans la configuration n°3.

"OFF"		Canal de sortie									
		LP ₀₁	LP ₁₁ ^{even}	LP ₁₁ ^{odd}	LP ₂₁ ^{even}	LP ₂₁ ^{odd}	LP ₀₂	LP ₃₁ ^{even}	LP ₃₁ ^{odd}	LP ₁₂ ^{even}	LP ₁₂ ^{odd}
Canal d'entrée	LP ₀₁	-	-7,7	-13,2	-17,7	-26,2	-17,6	-21,1	-24,6	-25,4	-22,4
	LP ₁₁ ^{even}	-10,5	-	-	-7,6	-4,7	-6,4	-12,1	-20,4	-17,5	-20,9
	LP ₁₁ ^{odd}	-11,9	-	-	-10,8	-12,2	-10,9	-18,4	-22,2	-23,8	-17,5
	LP ₂₁ ^{even}	-16,8	-2,5	-5,9	-	-	-7,9	-8,7	-4,0	-13,1	-8,8
	LP ₂₁ ^{odd}	-24,1	-15,3	-10,0	-	-	-8,6	-11,6	-4,9	-17,1	-11,5
	LP ₀₂	-11,8	-8,3	-4,7	-6,5	-12,0	-	-15,0	-15,4	-5,1	-11,2
	LP ₃₁ ^{even}	-20,7	-19,9	-8,3	-5,4	-0,7	-9,6	-	-	-12,8	-12,7
	LP ₃₁ ^{odd}	-18,0	-10,7	-9,8	-1,4	-3,5	-10,1	-	-	-12,1	-9,7
	LP ₁₂ ^{even}	-17,8	-21,5	-13,9	-13,4	-12,5	-5,2	-18,0	-17,3	-	-
	LP ₁₂ ^{odd}	-13,1	-8,0	-10,4	-8,8	-3,4	-8,6	-16,2	-15,5	-	-

TABLEAU 5.11 – Diaphonie du système en dB pour les mesures "OFF" (en haut) et "ON" (en bas) du montage expérimental, calculée en utilisant les spectres enregistrés combinés avec les équations 5.8 et 5.9. Pour ces mesures une longueur de fibre de 8 m est utilisée avec une puissance de pompe couplée dans la fibre d'environ 100 mW en régime d'amplification.

Gain (dB)		Canal (mode de la FM-EDF)							
		1(LP ₀₁)	2(LP ₁₁ ^{even})	3(LP ₁₁ ^{odd})	4(LP ₂₁ ^{even})	5(LP ₂₁ ^{odd})	6(LP ₀₂)	7(LP ₃₁ ^{even})	8(LP ₃₁ ^{odd})
λ (nm)	1530	14,7	14,1	14	8,5	12,7	8,2	7,4	7,1
	1540	14,7	13,6	14,9	8,8	12,3	9,5	7,6	8,6
	1550	16	16,1	16,1	11,4	13,4	11,1	9,4	9,6
	1560	15,5	15,3	13,2	12	12,5	11,2	8,9	10,4

TABLEAU 5.12 – Gain spectral et modal du système en dB calculé en utilisant les spectres de la enregistrés avec l'équation 5.10. Pour ces mesures une longueur de fibre de 8 m est utilisée avec une puissance de pompe couplée dans la fibre d'environ 100 mW en régime d'amplification.

Transmissions de données

Pour démontrer que le niveau de diaphonie du système permet effectivement d'utiliser les canaux indépendamment, nous avons réalisé quelques tests de transmissions de données. Pour cela nous avons choisi, par exemple, les canaux correspondant aux modes LP₁₁^{even} et LP₁₁^{odd}. Ces canaux sont particulièrement scrutés car ils nécessiteraient l'utilisation d'un MIMO 4×4 dans le cas d'une fibre à cœur circulaire. Pour cela, nous avons utilisé le dispositif dans les mêmes conditions que pour les mesures "ON" présentées précédemment. La longueur d'onde choisie est de 1561,862 nm (correspondant au canal ITU-T³ 15), avec une modulation de type QPSK à 12,5 Gsymbole/s sur une seule polarisation et deux trames indépendantes, une pour chaque canal. Seuls les deux canaux considérés sont "chargés" simultanément et analysés l'un après l'autre au niveau du récepteur. La figure 5.17 présente les captures d'écran du logiciel d'analyse de la chaîne télécom dont nous disposons au sein du laboratoire. Les mesures mettent en évidence une transmission sans erreur sur chacun des canaux, sans utilisation de code correcteur d'erreur particulier.

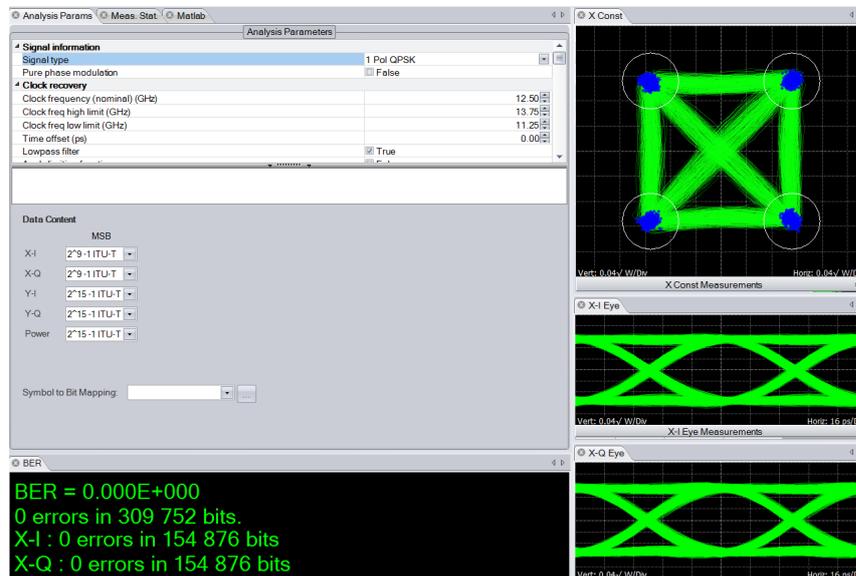
Même s'il s'agit ici d'un test préliminaire, il permet de valider le concept d'amplification partagée utilisant les effets de la levée de dégénérescence pour utiliser les différents modes spatiaux comme des canaux indépendants. Il paraît évident que davantage de mesures restent encore à mettre en place pour caractériser complètement ces propriétés, par exemple en chargeant tous les modes simultanément ou encore en utilisant plusieurs canaux spectraux sur chaque mode. Le but des mesures présentées ici est de valider le concept, sans attendre d'avoir un système fournissant un différentiel de gain optimal.

5.3.5 Conclusion

En conclusion, les mesures démontrent une levée de dégénérescence efficace permettant d'utiliser indépendamment les canaux correspondant aux modes spatiaux habituellement fortement couplés dans une fibre à cœur circulaire : les modes LP₁₁^{even,odd}, LP₂₁^{even,odd} et LP₃₁^{even,odd}. La diaphonie hors amplification est inférieure à -13,1 dB et à -12,4 dB en régime d'amplification. Le gain moyen fourni par l'amplificateur utilisant cette fibre est de 11,8 dB pour un ΔG de 9 dB, qui s'explique par le profil de dopant qui favorise les modes les plus confinés et par la configuration de pompage ne permettant pas de contrôler parfaitement le contenu modal injecté à la longueur d'onde de pompe. Un test de transmission de données, en régime d'amplification, a été effectué sur ce système, en utilisant deux modes habituellement fortement couplés : les modes LP₁₁^{even} et LP₁₁^{odd}. Ce test a permis de démontrer que le niveau de diaphonie permet effectivement d'utiliser les canaux correspondants indépendamment.

3. International Telecommunication Union - Telecommunication standardization sector

Canal LP_{11}^{even}



Canal LP_{11}^{odd}

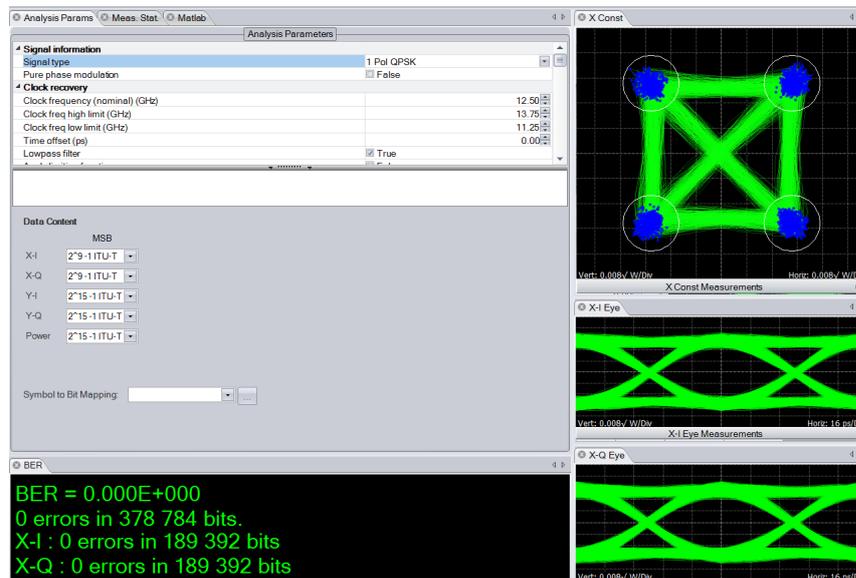


FIGURE 5.17 – Mesures de taux d'erreur (Bit Error Rate ou BER en anglais); de diagramme de constellation et de diagramme de l'œil pour une transmissions sur deux canaux correspondant aux modes LP_{11}^{even} et LP_{11}^{odd} .

Des pistes d'améliorations existent :

- concernant la FM-EDF, l'utilisation d'une autre distribution de dopant erbium devrait permettre d'améliorer fortement le différentiel de gain modal. D'autre part, il pourrait être intéressant de déterminer la valeur minimale de différence des indices effectifs permettant d'utiliser les modes spatiaux appartenant au même groupe indépendamment. En effet, la limite de $0,5 \times 10^{-3}$ est fixée arbitrairement en se référant aux valeurs déterminées dans le cadre de transmissions MDM pour les FMFs afin de limiter la diaphonie sur des distances de plusieurs kilomètres [Sillard et al., 2011]. Dans le contexte de l'amplificateur partagé, la longueur de fibre est tout au plus de quelques dizaines de mètres, il doit donc être possible d'abaisser la contrainte sur la levée de dégénérescence à $0,1 \times 10^{-3}$ comme c'est le cas pour les fibres à maintien de polarisation ou encore dans le contexte des modes à moment orbital angulaire [Noda et al., 1986; Bozinovic et al., 2013]. Cela permettrait d'élargir les configurations de fibres éligibles pour cette application.
- concernant les multiplexeurs spatiaux, la réduction des pertes à la longueur d'onde de pompe est la principale amélioration nécessaire. Cela permettrait de valider l'utilisation de lames de phases travaillant à la fois sur les longueurs d'onde signal et pompe, ainsi que l'utilisation de la combinaison cohérente de plusieurs modes de pompe. Ce dernier point permettrait d'augmenter de façon significative les configurations de pompage réalisables et par conséquent de relâcher la contrainte sur la distribution de dopant erbium.

Des travaux sont déjà en cours sur ces points : d'une part, un nouveau design de fibre (basé sur la géométrie de fibre présentée dans la section 4.4) est en cours d'étude et, d'autre part, les sources des pertes pour le faisceau de pompe au sein des multiplexeurs spatiaux ont été en partie identifiées.

5.4 Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons démontré qu'un dispositif d'amplification partagée basé sur un FM-EDFA serait compatible avec le réseau monomode métropolitain actuel. En effet, pour les amplificateurs réalisés (à 4- et 8-modes) les différents canaux d'entrée (correspondants chacun à un mode de propagation de la FM-EDF) peuvent être utilisés indépendamment puisque le niveau de diaphonie du système est faible. Cela est permis par la levée de dégénérescence des indices effectifs des modes spatiaux induite par l'utilisation d'un cœur elliptique. Des améliorations techniques ont été apportées au cours de ce travail et notamment sur les multiplexeurs spatiaux qui peuvent désormais gérer à la fois les canaux signaux et pompe. Il reste à réduire les pertes pour les canaux de pompe et à confirmer que la combinaison cohérente des modes de pompe désirés permet bien d'atteindre le niveau de performances attendu. Ces points sont déjà en cours d'étude et montrent de très bons résultats.

Cependant, tout comme pour les FM-EDFAs conventionnels, la mise en forme du faisceau de pompe ne suffit pas à réduire suffisamment l'excursion de gain. Il est nécessaire de contrôler finement la distribution de dopant erbium voire même d'utiliser des distributions complexes, ce que les techniques conventionnelles de réalisation de fibres dopées erbium ne permettent pas. C'est pourquoi la possibilité de transposer la géométrie de fibre à cœur micro-structuré à inclusions au contexte de l'amplification partagée est en cours d'étude.

Conclusion générale

Le développement d'une nouvelle génération d'amplificateurs à fibres dopées erbium (EDFA) adaptés aux transmissions multiplexées modalement a été le principal sujet d'étude de cette thèse tant théoriquement qu'expérimentalement. Dans le cadre du FUI MODAL, nous avons développé une configuration d'amplificateur susceptible d'amplifier simultanément 10 modes spatiaux. En parallèle à ces travaux, nous avons étudié la possibilité d'intégrer des amplificateurs légèrement multimodes au sein du réseau monomode actuel, de façon à réaliser des économies d'énergie.

Après la présentation du contexte et le survol de l'état de l'art sur les transmissions multiplexées modalement (chapitre 1), les éléments théoriques sur les bases de modes ainsi que l'effet du *battement de modes* ont été abordés dans le chapitre 2. Le chapitre 3 fut consacré aux différents outils de simulation numérique développés pour modéliser et mettre au point des configurations de FM-EDFAs permettant d'égaliser les gains spectralement et modalement. En plus des outils déjà présents au laboratoire (code de simulation d'amplificateurs basé sur un modèle en intensité, algorithme d'optimisation par méthode du gradient) de nouveaux outils ont été développés : code de simulation d'amplificateurs basé sur un modèle en champ et tenant compte des effets de battement de modes et de couplage de modes par le milieu à gain et ajout de nouvelles fonctionnalités à l'algorithme du gradient. Le modèle en champ a permis de montrer que le couplage de modes induit par le milieu à gain est négligeable tandis que le phénomène de battement de modes peut, selon les cas, grandement influencer les performances prédites de l'amplificateur comparativement au modèle en intensité. Ces codes sont aujourd'hui pleinement opérationnels et disponibles au laboratoire et sont transposables à d'autres domaines d'applications utilisant des fibres actives légèrement multimodes, comme par exemple les fibres à grande aire effective pour la réalisation de laser de puissance. Concernant les perspectives, le développement de modèles numériques d'amplificateurs tenant compte du couplage induit par les micro- et macro-courbures permettrait d'intégrer des effets non documentés à ce jour dans les FM-EDFAs.

Le chapitre 4 a été consacré aux géométries de FM-EDFAs susceptibles de réaliser l'égalisation des gains et a mis en avant les limites des méthodes conventionnelles de fabrication de fibres. Pour répondre à cette problématique, une nouvelle géométrie de fibre basée sur le micro-assemblage du cœur a été proposée. Ce nouveau type de fibre fait l'objet d'un dépôt de brevet et facilite grandement la mise en forme du dopant erbium et possède également des avantages complémentaires dont il est possible de tirer partie pour réaliser l'égalisation des gains. Une FM-EDF basée sur cette géométrie et réalisant l'amplification simultanée de 10 modes spatiaux a été rapportée. Cette géométrie de fibre utilise une mise en forme optimisée du faisceau de pompe (déterminée par méthode du gradient modifiée) et qui est réalisée par des multiplexeurs spatiaux basés sur la technologie MPLC mise au point par la société CAILabs. Concernant les géométries de FM-EDFAs, la concaténation de fibres aux profils de dopant différents reste une alternative à étudier. Une telle solution reste compatible avec la nouvelle géométrie de

fibre à cœur micro-structuré proposée dans ce manuscrit et pourrait permettre d'ajouter un nouveau degré de liberté pour aboutir à des configurations optimisées. Cette configuration de fibre pourrait également rendre accessibles de nouvelles géométries de fibres actives complexes, et ses domaines d'applications potentiels sont nombreux et doivent être étudiés : l'égalisation du gain fourni par d'autres types d'amplificateurs à fibre (dopée Ytterbium ou Thulium par exemple) ou encore pour favoriser le gain de l'un des modes au dépend des autres (par exemple, le mode fondamental dans le cas des lasers à fibres à grande aire effective).

Le chapitre 5 était dédié à l'étude de la possibilité d'un premier pas d'intégration des amplificateurs légèrement multimodes au sein des réseaux monomodes actuels. Pour cela il est nécessaire de lever la dégénérescence des indices effectifs entre modes spatiaux de façon à rendre chaque canal spatial indépendant au sein de l'amplificateur : nous y sommes parvenus en utilisant une fibre à cœur elliptique. L'un des résultats notable est la première démonstration expérimentale de FM-EDF à cœur elliptique à 5-modes. Les résultats démontrent un niveau de diaphonie très faible entre les canaux spatiaux, particulièrement entre les canaux correspondant aux modes appartenant aux mêmes groupes et habituellement fortement couplés (inférieure à -13 dB hors régime d'amplification et à -16 dB en régime d'amplification). La distribution transverse de dopant dans cette fibre est annulaire, ce type de distribution ayant été utilisé avec succès dans des travaux précédents pour égaliser le gain des modes non-centrés. Cependant, dans le cas d'une fibre à cœur elliptique ce type de distribution n'est pas adapté et induit une excursion de gain élevée. Après cette validation de concept, une nouvelle étude a donc été menée sur une FM-EDF 8-modes à cœur elliptique. Lors de cette étude, la distribution de dopant est fixée comme étant homogène de façon à simplifier la fabrication, en faisant reposer l'égalisation des gains sur la mise en forme du faisceau de pompe. Après l'optimisation numérique de la configuration, la FM-EDF a été réalisée et caractérisée. Le niveau de diaphonie du système utilisant cette fibre est faible (inférieure à $-13,1$ dB hors amplification et à $-12,4$ dB en régime d'amplification) et la levée de dégénérescence spatiale (entre modes du même groupe) est suffisante pour utiliser les canaux spatiaux indépendamment. Toutefois, la distribution de dopant de la fibre réalisée ne permet pas de réaliser l'égalisation des gains, même en utilisant une mise en forme complexe du faisceau de pompe. C'est pourquoi la possibilité de transposer à ce contexte la nouvelle géométrie de fibre présentée dans le chapitre 4 est à l'étude et semble prometteuse.

En tant que future technologie en cours d'étude, il n'existe pas aujourd'hui de standardisation pour le MDM. Ainsi, il est difficile d'avoir une vue claire, aujourd'hui, de ce à quoi une ligne de transmission basée entièrement sur cette technologie ressemblerait. En conséquence, il est difficile de connaître exactement le niveau de performance que les différents composants (parmi lesquels les FM-EDFAs) développés pour ce nouveau type de multiplexage doivent atteindre. Jusqu'à présent, concernant les FM-EDFAs, les paramètres habituellement utilisés pour évaluer leurs performances sont le gain moyen (qui doit être supérieur à 20 dB), le DMG et le ΔG (idéalement zéro). Ces paramètres sont-ils suffisants et sont-ils les plus pertinents pour évaluer les performances des FM-EDFAs pour une intégration future dans des réseaux longue distance ? La question reste ouverte car, premièrement, il semble peu probable que les différents modes spatiaux éprouveront les mêmes pertes modales différentielles (Mode Dependent Losses ou MDL en anglais) au cours de la propagation. Quelle stratégie serait alors adoptée pour compenser cet effet ? L'amplificateur devra-t-il jouer ce rôle ? Dans ce cas, les critères actuels d'évaluation des performances de l'amplificateur devraient être revus en conséquence pour intégrer cette contrainte supplémentaire et une valeur de DMG bien choisie (par conséquent, différente de zéro) pourrait permettre de compenser cet effet.

Deuxièmement, tout comme pour les EDFAs monomodes, une égalisation de gain spectrale serait nécessaire pour les FM-EDFAs. En effet, si la contrainte d'excursion modale de gain est

supportée uniquement par le FM-EDFA, l'amplification via les ions Er^{3+} implique une excursion spectrale du gain qui doit être corrigée. L'utilisation de filtres égaliseurs de gains spectraux pourrait impliquer qu'en plus des critères actuels, l'amplificateur doive fournir une excursion spectrale du gain semblable pour tous les modes de manière à pouvoir réaliser cette opération avec un composant unique. La situation est encore plus compliquée si la FM-EDF ne peut pas fournir une valeur de DMG assez faible pour les réseaux de télécommunication longue distance. Cela exigerait, en outre, d'utiliser un filtre égaliseur de gains modaux ou des filtres égaliseurs de gains spectraux et modaux qui doivent toujours être développés. Une méthode pour réaliser un filtre égaliseur de gains modaux utilisant un modulateur spatial de lumière (SLM) a été proposée par Nasiri Mahalati et al. [Nasiri Mahalati et al., 2014]. Cette technique nécessite un composant actif (le SLM) qui ne semble pas compatible avec une mise en place sur le terrain.

Finalement, comme il a été présenté lors de la revue de l'état de l'art, quelques travaux ont utilisé la technique du pompage par la gaine qui exige une grande quantité de puissance de pompe. La consommation électrique des diodes de pompe est un paramètre fondamental à prendre en compte, particulièrement pour les réseaux de télécommunications longue distance. Ce niveau de consommation d'énergie est-il acceptable dans ce contexte ? Cette question aborde certains enjeux plus généraux liés à l'efficacité de conversion de puissance, qui pourrait aussi être un paramètre pertinent pour évaluer les performances d'un FM-EDFA. Pour récapituler, les FM-EDFAs dans le contexte du MDM sont des composants clés, intégrés dans un système large et complexe et devront être abordés comme tels et en tenant compte des contraintes que cela implique, lorsque toutes ces contraintes seront connues.

La réponse dépend beaucoup de celui qui pose la question. Il ne faut jamais hésiter à mentir, à dire un peu n'importe quoi quand la question ne vous plaît pas.

Michel Houellebecq

L'écriture ressemble à la prostitution. D'abord on écrit pour l'amour de la chose, puis pour quelques amis, et à la fin, pour de l'argent.

Molière

Bibliographie

- K. S. Abedin, M. F. Yan, T. F. Taunay, B. Zhu, E. M. Monberg, and D. J. DiGiovanni. State-of-the-art multicore fiber amplifiers for space division multiplexing. *Optical Fiber Technology*, 2016. ISSN 1068-5200. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520016301079>. (Cité en page 27.)
- G. P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, 2007. ISBN 978-0-12-369516-1. Google-Books-ID : b5S0JqHMoxAC. (Cité en page 11.)
- S. Akhtari and P. Krummrich. Impact of Mode Beating Effects in Optical Multi-Mode Amplifiers for Space Division Multiplexing. *IEEE Photonics Technology Letters*, 25(24) :2482–2485, 2013. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2013.2288118. (Cité en page 67.)
- S. Akhtari, M. Finkenbusch, R. Winfield, and P. Krummrich. Experimental analysis of the impact of beating between signal modes on few-mode erbium doped fiber amplifier performance. In *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*, page Tu3C.4. OSA, 2015. ISBN 978-1-55752-937-4. doi : 10.1364/OFC.2015.Tu3C.4. (Cité en pages 67 et 80.)
- S. S. Aleshkina, M. E. Likhachev, A. D. Pryamikov, D. A. Gaponov, A. N. Denisov, M. M. Bubnov, M. Y. Salganskii, A. Y. Laptev, A. N. Guryanov, Y. A. Uspenskii, N. L. Popov, and S. Fevrier. Very-large-mode-area photonic bandgap Bragg fiber polarizing in a wide spectral range. *Optics Letters*, 36(18) :3566–3568, 2011. doi : 10.1364/OL.36.003566. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-36-18-3566>. (Cité en page 92.)
- R. Anthony, R. Lahiri, and S. Biswas. Study of Power Conversion Efficiency of a Novel Hybrid L-Band Erbium Doped Fiber Amplifier. *International Journal of Computer Applications*, 44(14) :1–4, Apr. 2012. URL <http://www.ijcaonline.org/archives/volume44/number14/6328-8688>. (Cité en page 104.)
- N. Bai, E. Ip, T. Wang, and G. Li. Multimode fiber amplifier with tunable modal gain using a reconfigurable multimode pump. *Optics Express*, 19(17) :16601–16611, 2011. doi : 10.1364/OE.19.016601. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-17-16601>. (Cité en page 31.)
- N. Bai, E. Ip, Y.-K. Huang, E. Mateo, F. Yaman, M.-J. Li, S. Bickham, S. Ten, J. Linares, C. Montero, V. Moreno, X. Prieto, V. Tse, K. Man Chung, A. P. T. Lau, H.-Y. Tam, C. Lu, Y. Luo, G.-D. Peng, G. Li, and T. Wang. Mode-division multiplexed transmission with inline few-mode fiber amplifier. *Optics Express*, 20(3) :2668–2680, 2012a. doi : 10.1364/OE.20.002668. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-3-2668>. (Cité en pages 25 et 31.)
- N. Bai, E. Ip, Y. Luo, G.-D. Peng, T. Wang, and G. Li. Experimental Study on Multimode Fiber Amplifier Using Modal Reconfigurable Pump. In *OSA Technical Digest*, page OW1D.3.

- OSA, 2012b. ISBN 978-1-55752-938-1. doi : 10.1364/OFC.2012.OW1D.3. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2012-OW1D.3>. (Cité en page 29.)
- A. Baz, L. Bigot, G. Bouwmans, and Y. Quiquempois. Single-Mode, Large Mode Area, Solid-Core Photonic BandGap Fiber With Hetero-Structured Cladding. *Journal of Lightwave Technology*, 31(5) :830–835, 2013a. (Cité en page 93.)
- A. Baz, H. E. Hamzaoui, I. Fsaifes, G. Bouwmans, M. Bouazaoui, and L. Bigot. A pure silica ytterbium-doped sol-gel-based fiber laser. *Laser Physics Letters*, 10(5) :055106, 2013b. ISSN 1612-202X. doi : 10.1088/1612-2011/10/5/055106. URL <http://iopscience.iop.org/1612-202X/10/5/055106>. (Cité en page 92.)
- P. C. Becker, N. A. Olsson, and J. R. Simpson. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers : Fundamentals and Technology*. Academic Press, 1st edition edition, 1999. ISBN 9780120845903. (Cité en pages 21 et 61.)
- S. Berdague and P. Facq. Mode division multiplexing in optical fibers. *Applied Optics*, 21(11) : 1950–1955, 1982. doi : 10.1364/AO.21.001950. URL <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-21-11-1950>. (Cité en page 24.)
- S. Bigo. Coherent optical long-haul system design. In *Optical Fiber Communication Conference*, OSA Technical Digest, page OTh3A.1. Optical Society of America, 2012. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2012-OTh3A.1>. (Cité en page 13.)
- L. Bigot. *Structure homogène et inhomog ne de la transition $4I\ 13/2 - 4I\ 15/2$ de l'amplificateur   fibre dop e erbium dans des verres d'oxydes, de fluorures et de sulfures*. PhD thesis, 2002. URL <http://www.theses.fr/2002LY010035>. (Cité en page 15.)
- L. Bigot, G. Le Cocq, and Y. Quiquempois. Few-Mode Erbium-Doped Fiber Amplifiers : A Review. *Journal of Lightwave Technology*, 33(3) :588–596, 2015. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2014.2376975. (Cité en page 33.)
- T. A. Birks, J. C. Knight, and P. S. Russell. Endlessly single-mode photonic crystal fiber. *Optics Letters*, 22(13) :961–963, 1997. doi : 10.1364/OL.22.000961. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-22-13-961>. (Cité en page 92.)
- N. Bozinovic, Y. Yue, Y. Ren, M. Tur, P. Kristensen, H. Huang, A. E. Willner, and S. Ramachandran. Terabit-Scale Orbital Angular Momentum Mode Division Multiplexing in Fibers. *Science*, 340 (6140) :1545–1548, June 2013. ISSN 0036-8075, 1095-9203. doi : 10.1126/science.1237861. URL <http://science.sciencemag.org/content/340/6140/1545>. (Cité en page 149.)
- J. Bures. *Optique guid e : fibres optiques et composants passifs tout-fibre*. Presses internationales Polytechnique, [Montréal], 2009. ISBN 978-2-553-01420-8 2-553-01420-1. (Cité en page 36.)
- G. Charlet. *Etude des formats de modulation et des méthodes de détection pour les transmissions multiplex es en longueurs d'ondes sur fibre optique au débit de 40Gb/s et 100Gb/s*. PhD thesis, 2011. URL <http://www.theses.fr/2011PA112008/document>. (Cité en page 177.)
- H. Chen, N. K. Fontaine, R. Ryf, C. Jin, B. Huang, K. Shang, R. J. Essiambre, L. Wang, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Sasaki, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle. Demonstration of Cladding-Pumped Six-Core Erbium-Doped Fiber Amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, 34(8) :1654–1660, 2016a. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2016.2515053. (Cité en page 27.)

- H. Chen, C. Jin, B. Huang, N. K. Fontaine, R. Ryf, K. Shang, N. Grégoire, S. Morency, R.-J. Essiambre, G. Li, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle. Integrated cladding-pumped multi-core few-mode erbium-doped fibre amplifier for space-division-multiplexed communications. *Nat Photon*, 10(8) :529–533, 2016b. ISSN 1749-4885. doi : 10.1038/nphoton.2016.125. URL <http://www.nature.com.buproxy.univ-lille1.fr/nphoton/journal/v10/n8/full/nphoton.2016.125.html>. (Cité en page 27.)
- X. Chen, A. Li, J. Ye, A. Al Amin, and W. Shieh. Reception of mode-division multiplexed superchannel via few-mode compatible optical add/drop multiplexer. *Optics Express*, 20(13) : 14302–14307, 2012. doi : 10.1364/OE.20.014302. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-13-14302>. (Cité en page 25.)
- M. Cvijetic, I. B. Djordjevic, and N. Cvijetic. Dynamic multidimensional optical networking based on spatial and spectral processing. *Optics Express*, 20(8) :9144–9150, 2012. doi : 10.1364/OE.20.009144. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-8-9144>. (Cité en page 25.)
- J. Dawson, S.W. and P. Trischitta. TAT-12/13 project overview. In *IEE Colloquium on Transoceanic Cable Communications - TAT 12 and 13 Herald a New Era*, pages 2/1–2/5, 1996. doi : 10.1049/ic:19960443. (Cité en page 15.)
- E. Desurvire. Study of the complex atomic susceptibility of erbium-doped fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 8(10) :1517–1527, 1990. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/50.59191. (Cité en pages 29 et 68.)
- E. Desurvire, J. R. Simpson, and P. C. Becker. High-gain erbium-doped traveling-wave fiber amplifier. *Optics Letters*, 12(11) :888–890, 1987. doi : 10.1364/OL.12.000888. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-12-11-888>. (Cité en page 14.)
- M. J. F. Digonnet. *Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers, Revised and Expanded*. CRC Press, 2001. (Cité en page 21.)
- M. J. F. Digonnet and C. J. Gaeta. Theoretical analysis of optical fiber laser amplifiers and oscillators. *Applied Optics*, 24(3) :333–342, 1985. doi : 10.1364/AO.24.000333. URL <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-24-3-333>. (Cité en page 61.)
- R. Essiambre, M. Mestre, R. Ryf, A. Gnauck, R. Tkach, A. Chraplyvy, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle. Experimental Investigation of Inter-Modal Four-Wave Mixing in Few-Mode Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 25(6) :539–542, 2013. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2013.2242881. (Cité en page 25.)
- Z. S. Eznavah, N. K. Fontaine, H. Chen, J. Antonio-Lopez, J. C. A. Zacarias, B. Huang, A. Amezcua-Correa, C. Gonnet, P. Sillard, L. Guifang, A. Schulzgen, R. Ryf, and R. A. Correa. Ultra-Low DMG Multimode EDFA. In *Optical Fiber Communication Conference (2017), paper Th4A.4*, page Th4A.4. Optical Society of America, Mar. 2017. doi : 10.1364/OFC.2017.Th4A.4. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2017-Th4A.4>. (Cité en page 29.)
- N. K. Fontaine, B. Huang, Z. S. Eznavah, H. Chen, J. Cang, B. Ercan, A. Velaquez-Benitez, S. H. Chang, R. Ryf, A. Schulzgen, J. C. A. Zaharias, P. Sillard, C. Gonnet, J. E. A. Lopez, and R. Amezcua-Correa. Multi-mode optical fiber amplifier supporting over 10 spatial modes. In *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3, 2016. (Cité en pages 29 et 32.)

- E. L. T. d. Gabory, K. Matsumoto, S. Fujita, S. Nakamura, S. Yanagimachi, and J. Abe. Transmission of 256gb/s PM-16qam signal through hybrid cladding and core pumping scheme MC-EDFA controlled for reduced power consumption. In *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3, Mar. 2017. (Cité en page 27.)
- A. Ghazisaeidi, I. F. d. J. Ruiz, R. Rios-M ller, L. Schmalen, P. Tran, P. Brindel, A. C. Meseguer, Q. Hu, F. Buchali, G. Charlet, and J. Renaudier. Advanced C+L-Band Transoceanic Transmission Systems Based on Probabilistically Shaped PDM-64qam. *Journal of Lightwave Technology*, 35(7) :1291–1299, Apr. 2017. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2017.2657329. (Cité en page 13.)
- C. R. Giles and E. Desurvire. Modeling erbium-doped fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 9(2) :271–283, 1991. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/50.65886. (Cité en pages 16, 60 et 61.)
- M. Gong, Y. Yuan, C. Li, P. Yan, H. Zhang, and S. Liao. Numerical modeling of transverse mode competition in strongly pumped multimode fiber lasers and amplifiers. *Optics Express*, 15(6) :3236–3246, 2007. doi : 10.1364/OE.15.003236. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-15-6-3236>. (Cité en page 29.)
- P. Gregg, P. Kristensen, S. Golowich, and S. Ramachandran. Demonstration of a Thin-Ring Air Core Fiber Supporting 22 Stable Angular Momentum Modes. In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3, Sept. 2016. (Cité en page 55.)
- L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, J. W. Nicholson, D. Jakobsen, R. Lingle, and B. Palsdottir. Few Mode Transmission Fiber with low DGD, low Mode Coupling and low Loss. In *National Fiber Optic Engineers Conference*, OSA Technical Digest, page PDP5A.1. Optical Society of America, 2012. doi : 10.1364/NFOEC.2012.PDP5A.1. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=NFOEC-2012-PDP5A.1>. (Cité en page 25.)
- S. Hilaire, D. Pagnoux, P. Roy, and S. Fevrier. Numerical study of single mode Er-doped microstructured fibers : influence of geometrical parameters on amplifier performances. *Optics Express*, 14(22) :10865–10877, 2006. doi : 10.1364/OE.14.010865. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-14-22-10865>. (Cité en page 93.)
- K.-P. Ho and J. Kahn. Delay-Spread Distribution for Multimode Fiber With Strong Mode Coupling. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(21) :1906–1909, 2012. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2012.2218280. (Cité en page 25.)
- K.-P. Ho and J. M. Kahn. Statistics of Group Delays in Multimode Fiber With Strong Mode Coupling. *Journal of Lightwave Technology*, 29(21) :3119–3128, 2011. URL <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-29-21-3119>. (Cité en page 25.)
- S. Iano, T. Sato, S. Sentsui, T. Kuroha, and Y. Nishimura. Multicore optical fiber. In *Optical Fiber Communication*, 1979 OSA Technical Digest Series, page WB1. Optical Society of America, 1979. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-1979-WB1>. (Cité en page 24.)
- K. Igarashi, D. Soma, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki. Ultra-dense spatial-division-multiplexed optical fiber transmission over 6-mode 19-core fibers. *Opt. Express, OE*, 24(10) :10213–10231, May 2016. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.24.010213. URL <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=oe-24-10-10213>. (Cité en pages 1 et 26.)

- E. Ip. Gain Equalization for Few-Mode Fiber Amplifiers Beyond Two Propagating Mode Groups. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(21) :1933–1936, 2012. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2012.2219521. (Cité en page 33.)
- E. Ip, N. Bai, Y.-K. Huang, E. Mateo, F. Yaman, S. Bickham, H.-Y. Tam, C. Lu, M.-J. Li, S. Ten, A. P. T. Lau, V. Tse, G.-D. Peng, C. Montero, X. Prieto, and G. Li. 88x3x112-Gb/s WDM Transmission over 50-km of Three-Mode Fiber with Inline Multimode Fiber Amplifier. In *OSA Technical Digest*, page Th.13.C.2. OSA, 2011. ISBN 978-1-55752-931-2. doi : 10.1364/ECOC.2011.Th.13.C.2. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=ECOC-2011-Th.13.C.2>. (Cité en pages 29 et 31.)
- E. Ip, M.-J. Li, K. Bennett, S. Bickham, Y.-K. Huang, A. Tanaka, E. Mateo, J. Hu, T. Wang, A. Korolev, K. Koreshkov, W. Wood, J. Linares, C. Montero, V. Moreno, X. Prieto, Y. Yano, Y. Aono, T. Tajima, and K. Fukuchi. Few-mode fiber transmission with in-line few-mode erbium-doped fiber amplifier. In G. Li, editor, *NGOC SPIE Proceedings*, page 864709, Jan. 2013a. doi : 10.1117/12.2008913. URL <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?doi=10.1117/12.2008913>. (Cité en page 29.)
- E. Ip, M.-j. Li, Y.-K. Huang, A. Tanaka, E. Mateo, W. Wood, J. Hu, Y. Yano, and K. Koreshkov. 146x6x19-Gbaud Wavelength- and Mode-Division Multiplexed Transmission over 10x50-km Spans of Few-Mode Fiber with a Gain-Equalized Few-Mode EDFA. page PDP5A.2. OSA, 2013b. ISBN 978-1-55752-962-6. doi : 10.1364/OFC.2013.PDP5A.2. URL <zotero://attachment/16/>. (Cité en page 31.)
- E. Ip, G. Milione, M.-J. Li, N. Cvijetic, K. Kanonakis, J. Stone, G. Peng, X. Prieto, C. Montero, V. Moreno, and J. Li ares. SDM transmission of real-time 10gbe traffic using commercial SFP + transceivers over 0.5km elliptical-core few-mode fiber. *Optics Express*, 23(13) :17120–17126, 2015. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.23.017120. (Cité en page 127.)
- C. Jin, B. Ung, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle. Tailored modal gain in a multi-mode erbium-doped fiber amplifier based on engineered ring doping profiles. In P. Cheben, J. Schmid, C. Boudoux, L. R. Chen, A. Del ge, S. Janz, R. Kashyap, D. J. Lockwood, H.-P. Looock, and Z. Mi, editors, *Photonics North 2013*, page 89150A, Oct. 2013. doi : 10.1117/12.2033945. URL <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?doi=10.1117/12.2033945>. (Cité en page 33.)
- C. Jin, B. Ung, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle. Annular-cladding erbium doped multicore fiber for SDM amplification. *Opt. Express, OE*, 23(23) :29647–29659, Nov. 2015. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.23.029647. URL <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=oe-23-23-29647>. (Cité en page 27.)
- Y. Jung, S. Alam, Z. Li, A. Dhar, D. Giles, I. P. Giles, J. K. Sahu, F. Poletti, L. Gr uner-Nielsen, and D. J. Richardson. First demonstration and detailed characterization of a multimode amplifier for space division multiplexed transmission systems. *Optics Express*, 19(26) :B952, Dec. 2011. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.19.00B952. URL <https://www.osapublishing.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-19-26-B952>. (Cité en pages 29, 31, 32 et 87.)
- Y. Jung, Q. Kang, J. Sahu, B. Corbett, R. Winfield, F. Poletti, S. Alam, and D. Richardson. Few-mode EDFA supporting 5 spatial modes with reconfigurable differential modal gain control. In *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, pages 1–3, 2013a. doi : 10.1049/cp.2013.1467. (Cité en pages 29, 31 et 32.)

- Y. Jung, Q. Kang, V. A. J. M. Sleiffer, B. Inan, M. Kushnerov, V. Veljanovski, B. Corbett, R. Winfield, Z. Li, P. S. Teh, A. Dhar, J. Sahu, F. Poletti, S. U. Alam, and D. J. Richardson. Three mode Er³⁺ ring-doped fiber amplifier for mode-division multiplexed transmission. *Optics Express*, 21(8) :10383–10392, 2013b. doi : 10.1364/OE.21.010383. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-21-8-10383>. (Cité en pages 29, 32 et 87.)
- Y. Jung, Q. Kang, J. Sahu, B. Corbett, J. O’Callaghan, F. Poletti, S.-U. Alam, and D. Richardson. Reconfigurable Modal Gain Control of a Few-Mode EDFA Supporting Six Spatial Modes. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(11) :1100–1103, 2014a. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2014.2315500. (Cité en pages 29, 31 et 32.)
- Y. Jung, E. Lim, Q. Kang, T. May-Smith, N. Wong, R. Standish, F. Poletti, J. Sahu, S. Alam, and D. Richardson. Cladding pumped few-mode EDFA for mode division multiplexed transmission. *Optics Express*, 22(23) :29008–29013, 2014b. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.22.029008. (Cité en pages 29 et 31.)
- P. Kaiser and H. W. Astle. Low-Loss Single-Material Fibers Made From Pure Fused Silica. *Bell System Technical Journal*, 53(6) :1021–1039, 1974. ISSN 1538-7305. doi : 10.1002/j.1538-7305.1974.tb02780.x. URL <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/j.1538-7305.1974.tb02780.x/abstract>. (Cité en page 90.)
- Q. Kang, E.-L. Lim, Y. Jung, J. Sahu, F. Poletti, C. Baskiotis, S.-U. Alam, and D. Richardson. Accurate modal gain control in a multimode erbium doped fiber amplifier incorporating ring doping and a simple LP₀₁ pump configuration. *Optics Express*, 20(19) :20835–20843, 2012. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.20.020835. (Cité en page 32.)
- Q. Kang, E. L. Lim, Y. Jung, F. Poletti, S.-u. Alam, and D. J. Richardson. Design of Four-Mode Erbium Doped Fiber Amplifier with Low Differential Modal Gain for Modal Division Multiplexed Transmissions. In *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, OSA Technical Digest (online), page OTu3G.3. Optical Society of America, 2013. doi : 10.1364/OFC.2013.OTu3G.3. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-OTu3G.3>. (Cité en page 33.)
- K. Kao and G. Hockham. Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 113(7) :1151, 1966. ISSN 00203270. doi : 10.1049/piee.1966.0189. URL <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/piee.1966.0189?crawler=true>. (Cité en page 171.)
- J. C. Knight, T. A. Birks, P. S. J. Russell, and D. M. Atkin. All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding. *Optics Letters*, 21(19) :1547–1549, 1996. doi : 10.1364/OL.21.001547. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-21-19-1547>. (Cité en page 90.)
- C. Koebele. Mode-division-multiplexing as a possibility to cope with the increasing capacity demand in optical transmission systems, 2012. URL <http://www.theses.fr/2012TELE0014>. (Cité en pages 175 et 177.)
- C. Koebele, M. Salsi, G. Charlet, and S. Bigo. Nonlinear Effects in Mode-Division-Multiplexed Transmission Over Few-Mode Optical Fiber. *IEEE Photonics Technology Letters*, 23(18) :1316–1318, 2011. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2011.2160532. (Cité en page 25.)

- S. K. Korotky. Price-Points for Components of Multi-Core Fiber Communication Systems in Backbone Optical Networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, 4(5) :426–435, 2012. doi : 10.1364/JOCN.4.000426. URL <http://jocn.osa.org/abstract.cfm?URI=jocn-4-5-426>. (Cité en page 24.)
- P. M. Krummrich. Optical amplification and optical filter based signal processing for cost and energy efficient spatial multiplexing. *Optics Express*, 19(17) :16636–16652, 2011. doi : 10.1364/OE.19.016636. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-17-16636>. (Cité en pages 24 et 123.)
- H. Kubota and T. Morioka. Few-mode optical fiber for mode-division multiplexing. *Optical Fiber Technology*, 2011. doi : 10.1016/j.yofte.2011.06.011. (Cité en page 25.)
- A. Kudlinski, D. Labat, G. Melin, and A. Mussot. Highly nonlinear photonic crystal fiber with an unprecedented high figure of merit at 1 μm . In *Advanced Photonics Congress*, OSA Technical Digest (online), page SM4E.2. Optical Society of America, 2012. doi : 10.1364/NP.2012.SM4E.2. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=NP-2012-SM4E.2>. (Cité en page 92.)
- 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. *Optics Express*, 22(13) :15599–15607, 2014. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.22.015599. (Cité en page 116.)
- G. Labroille, N. Barre, P. Jian, and J. F. Morizur. Multi-Wavelength Multiplexer with Independent Mode Control Based on Multi-Plane Light Conversion. In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3, Sept. 2016. (Cité en page 142.)
- G. Le Cocq. *Nouvelle génération d'amplificateurs à fibres dopées Erbium : amplificateurs multimodes adaptés aux transmissions multiplexées modalement*. PhD thesis, Lille 1, Nov. 2014. URL <http://www.theses.fr/2014LIL10107>. (Cité en pages 64, 72, 94, 95 et 96.)
- 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. *Optics Express*, 20(24) :27051–27061, 2012. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.20.027051. (Cité en pages 29, 32, 33, 62, 87, 129 et 135.)
- 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. *Optics Express*, 21(25) :31646–31659, 2013. doi : 10.1364/OE.21.031646. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-21-25-31646>. (Cité en pages 29, 33, 81, 87 et 90.)
- J. Li, J. Du, L. Ma, M.-J. Li, K. Xu, and Z. He. Second-order few-mode Raman amplifier for mode-division multiplexed optical communication systems. *Opt. Express, OE*, 25(2) :810–820, Jan. 2017. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.25.000810. URL <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=oe-25-2-810>. (Cité en page 27.)
- M.-J. Li, E. Ip, and Y.-K. Huang. Large effective area FMF with low DMGD. In *2013 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*, pages 86–87, 2013. doi : 10.1109/PHOSST.2013.6614465. (Cité en page 25.)
- E. L. Lim, Q. Y. Kang, M. Gecevicius, F. Poletti, S.-u. Alam, and D. J. Richardson. Vector Mode effects in Few Moded Erbium Doped Fiber Amplifiers. In *Optical Fiber Communication*

- Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, OSA Technical Digest (online), page OTu3G.2. Optical Society of America, 2013. doi : 10.1364/OFC.2013.OTu3G.2. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-OTu3G.2>. (Cité en page 67.)
- A. Lobato, F. Ferreira, M. Kuschnerov, D. van den Borne, S. L. Jansen, A. Napoli, B. Spinnler, and B. Lankl. Impact of mode coupling on the mode-dependent loss tolerance in few-mode fiber transmission. *Optics Express*, 20(28) :29776–29783, 2012. doi : 10.1364/OE.20.029776. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-28-29776>. (Cité en page 25.)
- G. Lopez-Galmiche, Z. S. Eznavah, J. E. Antonio-Lopez, A. M. V. Benitez, J. R. Asomoza, J. J. S. Mondragon, C. Gonnet, P. Sillard, G. Li, A. Schülzgen, C. M. Okonkwo, and R. A. Correa. Few-mode erbium-doped fiber amplifier with photonic lantern for pump spatial mode control. *Opt. Lett., OL*, 41(11) :2588–2591, June 2016. ISSN 1539-4794. doi : 10.1364/OL.41.002588. URL <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=ol-41-11-2588>. (Cité en page 29.)
- Y. Ma, S. Makovejs, Q. Wang, W. A. Wood, N. Kaliteevskiy, J. Li, and C. Zhang. Evaluating 200g/400g solutions for practical deployments in long-haul network. *Electronics Letters*, 52(19) :1624–1625, 2016. ISSN 0013-5194. doi : 10.1049/el.2016.2221. (Cité en page 13.)
- K. Maeda, Y. Tsuchida, R. Sugizaki, and H. Matsuura. Multicore erbium doped fiber amplifiers. In *Proc. SPIE 9773, Optical Metro Networks and Short-Haul Systems VIII*, 977302, volume 9773, pages 977302–977302–7, 2016. doi : 10.1117/12.2208402. URL <http://dx.doi.org/10.1117/12.2208402>. (Cité en page 27.)
- R. Mears, L. Reekie, I. Jauncey, and D. Payne. Low-noise erbium-doped fibre amplifier operating at 1.54 μm . *Electronics Letters*, 23(19) :1026, 1987. ISSN 00135194. doi : 10.1049/el:19870719. URL http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_19870719. (Cité en page 14.)
- G. Milione, E. Ip, M.-J. Li, J. Stone, G. Peng, and T. Wang. Mode crosstalk matrix measurement of a 1 km elliptical core few-mode optical fiber. *Optics Letters*, 41(12) :2755, June 2016. ISSN 0146-9592, 1539-4794. doi : 10.1364/OL.41.002755. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=ol-41-12-2755>. (Cité en page 49.)
- P. P. Mitra and J. B. Stark. Nonlinear limits to the information capacity of optical fibre communications. *Nature*, 411(6841) :1027–1030, 2001. ISSN 0028-0836. doi : 10.1038/35082518. URL <http://www.nature.com/nature/journal/v411/n6841/fu11/4111027a0.html>. (Cité en page 22.)
- A. Morea, S. Spadaro, O. Rival, J. Perello, F. Agraz Bujan, and D. Verchere. Power Management of Optoelectronic Interfaces for Dynamic Optical Networks. In *37th European Conference and Exposition on Optical Communications*, OSA Technical Digest (CD), page We.8.K.3. Optical Society of America, 2011. doi : 10.1364/ECOC.2011.We.8.K.3. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=ECOC-2011-We.8.K.3>. (Cité en page 24.)
- T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto. Few-Mode Fibers Supporting More Than Two LP Modes For Mode-Division-Multiplexed Transmission With MIMO DSP. *Journal of Lightwave Technology*, 32(14) :2468–2479, 2014. URL <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-32-14-2468>. (Cité en page 25.)
- M. Movassaghi, M. K. Jackson, V. M. Smith, and W. J. Hallam. Noise figure of erbium-doped fiber amplifiers in saturated operation. *Journal of Lightwave Technology*, 16(5) :812–817, May 1998. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/50.669009. (Cité en page 19.)

- S. Mumtaz, R. Essiambre, and G. Agrawal. Nonlinear Propagation in Multimode and Multicore Fibers : Generalization of the Manakov Equations. *Journal of Lightwave Technology*, 31(3) : 398–406, 2013. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2012.2231401. (Cité en page 25.)
- P. Myslinski, D. Nguyen, and J. Chrostowski. Effects of concentration on the performance of erbium-doped fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 15(1) :112–120, Jan. 1997. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/50.552118. (Cité en page 97.)
- R. Nasiri Mahalati, D. Askarov, and J. Kahn. Adaptive modal gain equalization techniques in multi-mode erbium-doped fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 32(11) :2133–2143, 2014. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2014.2314746. (Cité en pages 67 et 153.)
- J. Noda, K. Okamoto, and Y. Sasaki. Polarization-maintaining fibers and their applications. *Journal of Lightwave Technology*, 4(8) :1071–1089, Aug. 1986. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.1986.1074847. (Cité en page 149.)
- G. Nykolak, S. A. Kramer, J. R. Simpson, D. J. DiGiovanni, C. R. Giles, and H. M. Presby. An erbium-doped multimode optical fiber amplifier. *IEEE Photonics Technology Letters*, 3(12) : 1079–1081, 1991. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/68.118007. (Cité en page 29.)
- H. Ono, T. Hosokawa, K. Ichii, S. Matsuo, and M. Yamada. Improvement of differential modal gain in few-mode fibre amplifier by employing ring-core erbium-doped fibre. *Electronics Letters*, 51(2) :172–173, 2015. ISSN 0013-5194. doi : 10.1049/el.2014.3411. (Cité en pages 29, 33 et 87.)
- P. Petropoulos, H. Ebendorff-Heidepriem, V. Finazzi, R. Moore, K. Frampton, D. Richardson, and T. Monro. Highly nonlinear and anomalously dispersive lead silicate glass holey fibers. *Optics Express*, 11(26) :3568–3573, 2003. doi : 10.1364/OE.11.003568. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-11-26-3568>. (Cité en page 92.)
- S. Poole, D. Payne, R. Mears, M. Fermann, and R. Laming. Fabrication and characterization of low-loss optical fibers containing rare-earth ions. *Journal of Lightwave Technology*, 4(7) : 870–876, July 1986. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.1986.1074811. (Cité en page 14.)
- B. J. Puttnam, R. S. Luis, W. Klaus, J. Sakaguchi, J.-M. Delgado Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, Y. Tamura, T. Hayashi, M. Hirano, and others. 2.15 Pb/s transmission using a 22 core homogeneous single-mode multi-core fiber and wideband optical comb. In *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3. IEEE, 2015. URL http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=7341685. (Cité en page 24.)
- G. Rademacher, S. Warm, and K. Petermann. Analytical Description of Cross-Modal Nonlinear Interaction in Mode Multiplexed Multimode Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(21) : 1929–1932, 2012. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2012.2219519. (Cité en page 25.)
- S. Ramachandran. Modes with Angular Momentum in Optical Fibers and their Applications. In *Advanced Photonics 2016 (IPR, NOMA, Sensors, Networks, SPPCom, SOF) (2016), paper SoM4G.5*, page SoM4G.5. Optical Society of America, July 2016. doi : 10.1364/SOF.2016.SoM4G.5. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=SOF-2016-SoM4G.5>. (Cité en page 55.)
- G. Renversez, B. Kuhlmeij, S. Guenneau, and D. Felbacq. *Foundations Of Photonic Crystal Fibres*. World Scientific Publishing Company, 2005. (Cité en page 92.)

- D. J. Richardson, J. M. Fini, and L. E. Nelson. Space-division multiplexing in optical fibres. *Nature Photonics*, 7(5) :354–362, 2013a. ISSN 1749-4885. doi : 10.1038/nphoton.2013.94. URL <http://www.nature.com/nphoton/journal/v7/n5/full/nphoton.2013.94.html>. (Cité en pages 22 et 25.)
- D. J. Richardson, J. M. Fini, and L. E. Nelson. Space-division multiplexing in optical fibres. *Nat Photon*, 7(5) :354–362, 2013b. ISSN 1749-4885. doi : 10.1038/nphoton.2013.94. URL <http://www.nature.com/nphoton/journal/v7/n5/full/nphoton.2013.94.html>. (Cité en page 1.)
- N. Riesen, J. Love, and J. Arkwright. Few-mode elliptical-core fiber data transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(5) :344–346, 2012. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2011.2178825. (Cité en page 127.)
- R. Ryf, A. Sierra, R.-J. Essiambre, S. Randel, A. Gnauck, C. A. Bolle, M. Esmaelpour, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalakakis, A. Sureka, D. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle. Mode-Equalized Distributed Raman Amplification in 137-km Few-Mode Fiber. In *37th European Conference and Exposition on Optical Communications*, OSA Technical Digest (CD), page Th.13.K.5. Optical Society of America, 2011. doi : 10.1364/ECOC.2011.Th.13.K.5. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=ECOC-2011-Th.13.K.5>. (Cité en page 27.)
- R. Ryf, H. Chen, and N. K. Fontaine. Mode-division multiplexing over few-mode fibers. In *2016 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (SUM)*, pages 138–139, 2016a. doi : 10.1109/PHOSST.2016.7548785. (Cité en page 25.)
- R. Ryf, H. Chen, N. K. Fontaine, A. M. Velazquez-Benitez, J. E. Antonio-Lopez, J. C. Alvarado, Z. S. Eznavah, C. Jin, B. Huang, S. H. Chang, and B. Ercan. 10-Mode Mode-Multiplexed Transmission with Inline Amplification. In *ECOC 2016 Proceedings*, Düsseldorf, 2016b. (Cité en pages 29 et 32.)
- J. Sakaguchi, W. Klaus, J. M. Delgado Mendinueta, B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Awaji, N. Wada, T. Hayashi, T. Nakanishi, T. Watanabe, Y. Kokubun, T. Takahata, and T. Kobayashi. Large Spatial Channel (36-Core \times 3 mode) Heterogeneous Few-Mode Multicore Fiber. *Journal of Lightwave Technology*, 34(1) :93–103, Jan. 2016. ISSN 0733-8724, 1558-2213. doi : 10.1109/JLT.2015.2481086. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7274315>. (Cité en page 26.)
- M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, C. Koebele, E. Dutisseuil, G. Charlet, and S. Bigo. 155x100Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7,200km. In *35th European Conference on Optical Communication, 2009. ECOC '09*, volume 2009-Supplement, pages 1–2, 2009. (Cité en page 13.)
- 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. In *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, OSA Technical Digest (online), page Th.3.A.6. Optical Society of America, 2012a. doi : 10.1364/ECEOC.2012.Th.3.A.6. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=ECEOC-2012-Th.3.A.6>. (Cité en page 33.)
- 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. In *OSA Technical Digest*, page Th.3.A.6. OSA, 2012b. ISBN 978-1-55752-950-3. doi : 10.1364/ECEOC.2012.Th.3.A.6. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=ECEOC-2012-Th.3.A.6>. (Cité en page 29.)
- M. Salsi, J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, H. Mardoyan, P. Tran, G. Charlet, and S. Bigo. 100 Gb/s and Beyond for Submarine Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 30(24) :3880–3887, 2012c. URL <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-30-24-3880>. (Cité en page 13.)
- 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. In *OSA Technical Digest*, 2012d. ISBN 978-1-55752-950-3. (Cité en page 130.)
- C. E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, 5(1) :3–55, 2001. ISSN 1559-1662. doi : 10.1145/584091.584093. URL <http://doi.acm.org/10.1145/584091.584093>. (Cité en page 23.)
- P. Sillard, M. Bigot-Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost. Few-mode fiber for uncoupled mode-division multiplexing transmissions. In *ECOC 2011*, 2011. ISBN 978-1-55752-931-2. (Cité en pages 25, 126 et 149.)
- 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 *Optical Communication (ECOC), 2015 European Conference on*, pages 1–3. IEEE, 2015. URL http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=7341980. (Cité en pages 29 et 32.)
- V. Sleiffer, Y. Jung, V. Veljanovski, R. G. H. Van Uden, M. Kuschnerov, H. Chen, B. Inan, L. G. Nielsen, Y. Sun, D. J. Richardson, and others. 73.7 Tb/s (96 x 3 x 256-Gb/s) mode-division-multiplexed DP-16qam transmission with inline MM-EDFA. *Optics express*, 20(26) :B428–B438, 2012. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=oe-20-26-B428>. (Cité en pages 29 et 31.)
- A. W. Snyder and J. D. Love. *Optical waveguide theory*. London ; New York : Chapman and Hall, 1983. ISBN 978-0-412-24250-2. URL <http://trove.nla.gov.au/version/45450198>. (Cité en pages 123 et 189.)
- 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)*, pages 1–3, 2015. doi : 10.1109/ECOC.2015.7341686. (Cité en page 24.)
- D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, K. Igarashi, T. Tsuritani, H. Taga, I. Morita, and M. Suzuki. 665 and 947b/s/Hz Ultra-highly Aggregate-Spectral-Efficient SDM/WDM Transmission over 6-Mode 19-Core Fibre Using DP-16qam/64qam Signals. In *ECOC 2016 - Post Deadline Paper; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3, Sept. 2016. (Cité en pages 24 et 26.)
- N. W. Spellmeyer. Communications performance of a multimode EDFA. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(10) :1337–1339, 2000. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/68.883822. (Cité en page 29.)

- P. Stremplewski and C. Koepke. Up-converted emission and mode beating in Er³⁺-doped fibers. *Optics Express*, 23(22):28288, Nov. 2015. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.23.028288. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=oe-23-22-28288>. (Cité en pages 67 et 80.)
- B. Sévigny, G. L. Cocq, C. C. Carrero, C. Valentin, P. Sillard, G. Bouwmans, L. Bigot, and Y. Quiquempois. Advanced S Imaging : Application of Multivariate Statistical Analysis to Spatially and Spectrally Resolved Datasets. *Journal of Lightwave Technology*, 32(23):4606–4612, Dec. 2014. ISSN 0733-8724. doi : 10.1109/JLT.2014.2362960. (Cité en page 51.)
- Y. Tamura, H. Sakuma, K. Morita, M. Suzuki, Y. Yamamoto, K. Shimada, Y. Honma, K. Sohma, T. Fujii, and T. Hasegawa. Lowest-Ever 0.1419-dB/km Loss Optical Fiber. In *Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers (2017)*, paper Th5D.1, page Th5D.1. Optical Society of America, Mar. 2017. doi : 10.1364/OFC.2017.Th5D.1. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2017-Th5D.1>. (Cité en page 13.)
- Y. Tottori, T. Kobayashi, and M. Watanabe. Low Loss Optical Connection Module for Seven-Core Multicore Fiber and Seven Single-Mode Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(21):1926–1928, 2012. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2012.2219305. (Cité en page 24.)
- P. Trischitta, M. Colas, M. Green, G. Wuzniak, and J. Arena. The TAT-12/13 Cable Network. *IEEE Communications Magazine*, 34(2):24–28, 1996. ISSN 0163-6804. doi : 10.1109/35.481240. (Cité en page 15.)
- R. S. Tucker. Scalability and Energy Consumption of Optical and Electronic Packet Switching. *Journal of Lightwave Technology*, 29(16):2410–2421, 2011. URL <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-29-16-2410>. (Cité en page 24.)
- M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima. Core-pumped 10-mode EDFA with Cascaded EDF Configuration. In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3, 2016. (Cité en pages 29, 33 et 87.)
- M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima. Coupled 2-LP 6-core EDFA with 125 μm cladding diameter. In *Optical Fiber Communication Conference (2017)*, paper Th4A.6, page Th4A.6. Optical Society of America, Mar. 2017. doi : 10.1364/OFC.2017.Th4A.6. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=OFC-2017-Th4A.6>. (Cité en page 27.)
- Y. Wakayama, K. Igarashi, D. Soma, H. Taga, and T. Tsuritani. Novel 6-Mode Fibre Amplifier with Large Erbium-Doped Area for Differential Modal Gain Minimization. In *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, pages 1–3, 2016. (Cité en pages 29, 31 et 87.)
- J. Wang, J. Y. Yang, I. M. Fazal, N. Ahmed, Y. Yan, B. Shamee, A. E. Willner, K. Birnbaum, J. Choi, B. Erkmen, S. Dolinar, and M. Tur. 25.6-bit/s/Hz spectral efficiency using 16-QAM signals over pol-muxed multiple orbital-angular-momentum modes. In *IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting*, pages 587–588, Oct. 2011. doi : 10.1109/PHO.2011.6110684. (Cité en page 55.)
- P. Winzer. Energy-Efficient Optical Transport Capacity Scaling Through Spatial Multiplexing. *IEEE Photonics Technology Letters*, 23(13):851–853, 2011. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2011.2140103. (Cité en page 24.)

- P. Winzer, A. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, and J.-Y. Dupuy. Penalties from in-band crosstalk for advanced optical modulation formats. In *2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, 2011. (Cité en page 129.)
- A. M. Yao and M. J. Padgett. Orbital angular momentum : origins, behavior and applications. *Adv. Opt. Photon., AOP*, 3(2) :161–204, June 2011. ISSN 1943-8206. doi : 10.1364/AOP.3.000161. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=aop-3-2-161>. (Cité en page 55.)
- J.-P. Yehouessi, G. Bouwmans, O. Vanvincq, A. Cassez, R. Habert, Y. Quiquempois, and L. Bigot. Ultra large mode area pixelated Bragg fiber. In *Proc. SPIE 9728, Fiber Lasers XIII : Technology, Systems, and Applications*, volume 9728, pages 97280G–97280G–6, 2016. doi : 10.1117/12.2210881. URL <http://dx.doi.org/10.1117/12.2210881>. (Cité en page 92.)
- Y. Yue, Y. Yan, N. Ahmed, J. Y. Yang, L. Zhang, Y. Ren, H. Huang, K. M. Birnbaum, B. I. Erkmen, S. Dolinar, M. Tur, and A. E. Willner. Mode Properties and Propagation Effects of Optical Orbital Angular Momentum (OAM) Modes in a Ring Fiber. *IEEE Photonics Journal*, 4(2) : 535–543, Apr. 2012. ISSN 1943-0655. doi : 10.1109/JPHOT.2012.2192474. (Cité en page 55.)
- N. Zhao, B. Huang, R. Amezcua-Correa, X. Li, and G. Li. Few-Mode Fiber Optical Parametric Amplifier. In *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, OSA Technical Digest (online), page OTu2D.5. Optical Society of America, 2013. doi : 10.1364/OFC.2013.OTu2D.5. URL <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-OTu2D.5>. (Cité en page 27.)
- Z. Zhu and T. G. Brown. Full-vectorial finite-difference analysis of microstructured optical fibers. *Opt. Express, OE*, 10(17) :853–864, Aug. 2002. ISSN 1094-4087. doi : 10.1364/OE.10.000853. URL <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?uri=oe-10-17-853>. (Cité en page 66.)

Compléments sur les fibres optique pour les télécommunications

A.1	Guidage de la lumière	169
A.1.1	Lois de Snell-Descartes	169
A.1.2	Méthodes de fabrication	172
A.2	Les fibres optique actives	174
A.3	Compléments sur les MIMOs	174

A.1 Guidage de la lumière

A.1.1 Lois de Snell-Descartes

Dans un milieu homogène, la lumière se propage de façon rectiligne. Cependant, lorsqu'elle rencontre l'interface séparant deux milieux de propriétés optiques différentes (cette interface étant appelée dioptre) elle se scinde en deux nouvelles ondes. L'une est réfléchi (retour dans le milieu de provenance), l'autre est réfractée (transmission au delà de la surface du dioptre) comme schématisé sur la figure A.1.

Les lois de Snell-Descartes permettent de déterminer les directions dans lesquelles les rayons réfléchis et réfractés se propagent. Pour un milieu isotrope et homogène, ces lois s'écrivent :

Première loi Les trois rayons (incident, réfléchi et réfracté) appartiennent au même plan, défini par le rayon incident lui-même et la normale au dioptre au point d'incidence.

Deuxième loi L'angle du rayon réfléchi par rapport à la normale est identique à l'angle d'incidence.

$$i_1 = r \quad (\text{A.1})$$

Troisième loi L'angle de réfraction est lié à l'angle d'incidence et à la réfringence des deux milieux optiques, suivant l'équation suivante :

$$n_1 \sin(i_1) = n_2 \sin(i_2) \quad (\text{A.2})$$

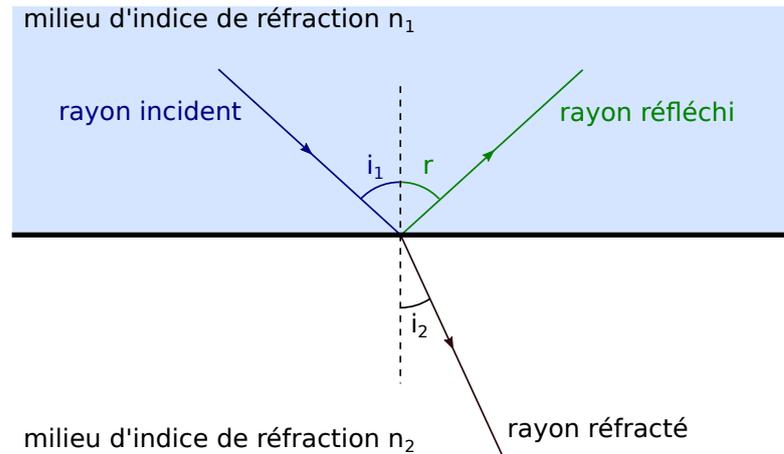


FIGURE A.1 – Schéma représentant le phénomène de réfraction et de réflexion de la lumière sur un dioptré

Il existe des conditions pour lesquelles il n'existe pas de rayon réfracté. Ces conditions sont les suivantes :

1. L'indice de réfraction du milieu d'incidence est supérieur à celui du milieu de réfraction ($n_1 > n_2$).
2. L'angle d'incidence est supérieur à l'angle d'incidence limite de réfraction $i_1 > i_{lim} = \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$.

On parle alors de Réflexion Totale (RT), c'est ce phénomène qui est utilisé pour piéger la lumière dans un guide d'onde.

Guide d'onde plan

Un guide d'onde peut-être schématisé par un empilement de trois couches planes de matériaux différents choisi de telle sorte que le matériau le plus réfringent soit entouré par ceux qui le sont moins (cf. Figure A.2). Dans cette configuration, la couche centrale est appelée "cœur" (qui guide la lumière) et les autres couches sont appelées "gaines". Ainsi, il existe des conditions pour lesquelles l'onde se propageant dans le cœur sera dans la configuration de RT pour les deux dioptrés formés par la couche centrale et les deux couches extérieures. De cette façon la lumière sera piégée dans le cœur par RT successive, on parle de Réflexion Totale Interne (RTI). Par ce phénomène de RTI, l'onde lumineuse est forcée de se propager depuis l'entrée de la structure jusqu'à son autre extrémité.

Les conditions pour se trouver en configuration de RTI sont les conditions de RT appliquées à chacun des deux dioptrés. Ainsi, les conditions sur l'angle i_2 :

1. $\frac{\pi}{2} - i_2 > i_{lim(2-1)}$
2. $\frac{\pi}{2} - i_2 > i_{lim(2-3)}$

Ces conditions peuvent-être simplifiées, en supposant $n_1 < n_3$ la condition $\frac{\pi}{2} - i_2 > i_{lim(2-3)}$ devient suffisante au guidage de la lumière dans le cœur. Cette condition sur i_2 peut être transposée à i_1 en utilisant la troisième loi de Snell-Descartes (équation A.2), en supposant que l'indice de réfraction du milieu extérieur est de 1 (par exemple composé d'air) :

$$\sin(i_1) < \sqrt{n_2^2 - n_3^2} \quad (\text{A.3})$$

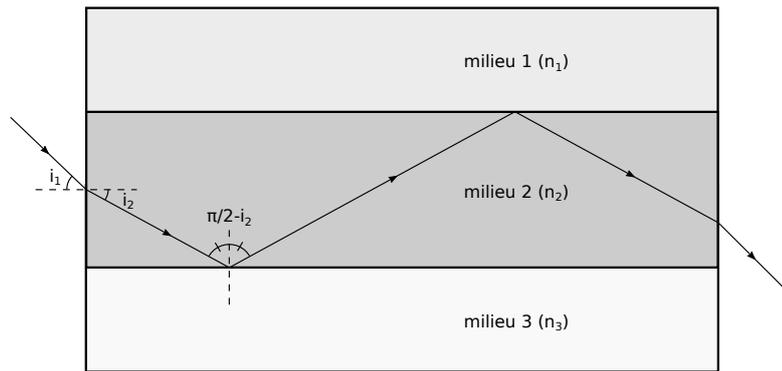


FIGURE A.2 – Phénomène de RTI dans un guide d'onde

Cette condition limite sur l'angle i_1 est nommée Ouverture Numérique (ON). Dans le cas simplifié d'un guide symétrique avec $n_1 = n_3 = n_g$ (indice de la gaine) et $n_2 = n_c$ (indice du cœur) :

$$\sin(i_1) < ON \text{ avec } ON = \sqrt{n_c^2 - n_g^2} \quad (\text{A.4})$$

Les fibres optiques

Il est possible de fabriquer des guides d'ondes en matériaux sous différents états physiques (solide, liquide ou gazeux) et dans le cas des matériaux solides, de différents types (verre, cristal, polymère). Les fibres optiques dites "conventionnelles" sont des guides d'onde à 3 dimensions, la partie centrale (le cœur) est entourée de la gaine d'indice de réfraction légèrement moins élevé (cf. figures A.3a et A.3b). Souvent, un fourreau de matière polymère est ajouté autour de la fibre afin qu'elle soit plus résistante vis-à-vis des contraintes mécaniques qu'elle aura à subir durant sa manipulation.

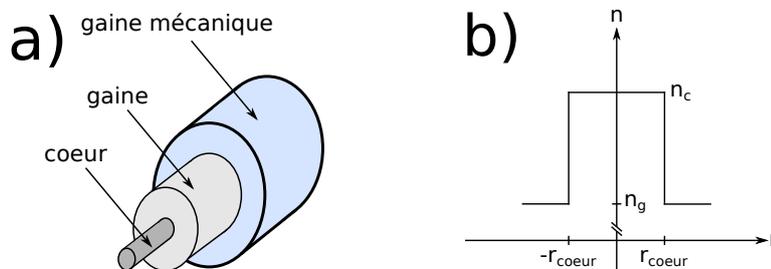


FIGURE A.3 – a) Schéma technique d'une fibre optique et b) profil transverse d'indice d'une fibre conventionnelle type échelon.

A l'heure actuelle, les fibres optiques dédiées aux télécommunications longues distances sont fabriquées en verre à base de silice (SiO_2). Lors de la propagation de l'onde lumineuse dans le cœur de la fibre optique, différents mécanismes physiques vont engendrer des pertes énergétiques de l'onde confinée. Ces pertes sont fonction du matériau utilisé, de la structure géométrique du guide et des contraintes appliquées lors de son utilisation. La silice est un matériau qui permet d'obtenir des niveaux de transparence particulièrement bas et proches d'être égaux en pratique [Kao and Hockham, 1966] (cf. figure A.4). Il est impératif, dans le

contexte des télécommunications longues distances, de réduire les pertes au maximum sous peine de perdre l'information portée par l'onde lumineuse. C'est pour cela que la silice a été choisie pour les fibres optique utilisées dans ce contexte.

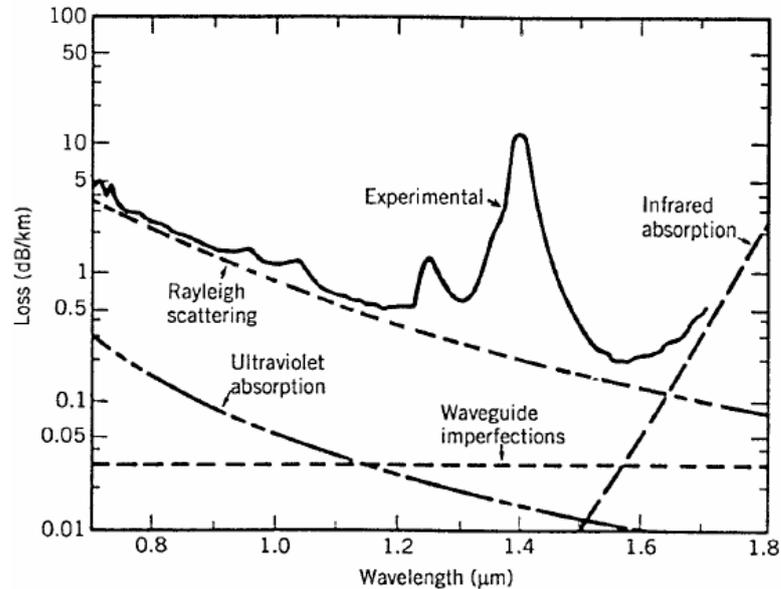


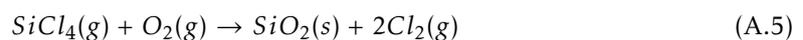
FIGURE A.4 – Atténuation spectrale de la silice

Prenons l'exemple de la fibre SMF-28e+® de chez CORNING® utilisée dans le contexte des télécommunications (qui remplit les recommandations G652 D de l'ITU-T¹). Le diamètre du cœur est de 8,2 µm, celui de la gaine optique est de 125 µm et celui de la gaine polymère de 250 µm. Le niveau d'atténuation de ce type de fibre est inférieur à 0,20 dB km⁻¹ à 1550 nm. Cela signifie qu'après une propagation de 100 km, seulement 1 % de la puissance lumineuse de départ subsiste. Comparativement, le niveau d'atténuation dans les câbles coaxiaux est 1000 fois plus élevé. Notons que, le minimum d'atténuation spectrale est situé dans l'infrarouge (1550 nm). Le débit maximum étant en partie limité par la fréquence de la porteuse de signal, cela a permis dans les années 80 une augmentation des limites fondamentales du débit d'information.

A.1.2 Méthodes de fabrication

Plusieurs procédés de fabrication de fibres optiques existent. L'objectif commun à tous ces procédés est de réaliser une préforme composée de verre de silice (SiO₂) d'une grande pureté. Pour la plupart de ces procédés la méthode consiste à déposer des fines couches de verre sur un substrat. Par dépositions successives, il est possible de construire des couches de silice concentriques.

Le dépôt est obtenu en injectant des précurseurs en phase vapeur qui s'oxyderont à haute température (entre 1600 °C et 2000 °C). La réaction chimique de base est la suivante :



1. International Telecommunication Union - Telecommunication standardization sector

En fonction de la nature des précurseurs utilisés, il est possible de modifier l'indice de réfraction du verre obtenu. Il est donc possible de construire un profil d'indice susceptible de permettre le phénomène de RTI.

Modified Chemical Vapor Deposition (MCVD) Pour ce procédé, le substrat est un cylindre de verre creux de dimension centimétrique. Le dépôt se fait à l'intérieur de ce tube qui tourne autour de son axe, un brûleur se déplace longitudinalement pour permettre d'atteindre la température permettant l'oxydation des précurseurs.

Outside Vapor Deposition (OVD) Ce procédé consiste à déposer des couches d'indice sur la surface extérieure d'un barreau "cible" (le substrat). Ce barreau sera retiré après le dépôt. La préforme sera ensuite refermée et densifiée.

Plasma assisted Chemical Vapor Deposition (PCVD) Ce procédé est similaire au MCVD mais le brûleur est remplacé par un générateur micro-ondes qui génère un plasma.

Vapor Axial Deposition (VAD) Procédé similaire à l'OVD à la différence que le dépôt se fait verticalement sur l'extrémité de la cible. La préforme croît spontanément.

Il existe un autre procédé nommé Solution-gélification (sol-gel). Ce procédé est différent des précédents et permet la production de matériaux vitreux par polymérisation sans recourir à la fusion. Le verre est directement fabriqué à partir d'une solution liquide de silice et d'autres composés chimiques en présence de catalyseurs.

De la préforme à la fibre optique

La préforme réalisée doit souvent être épaissie pour obtenir le bon rapport de taille entre le cœur et la gaine. Ensuite, elle doit être étirée pour lui donner sa forme finale de fibre. Cette étape est réalisée à l'aide d'une tour de fibrage. Le principe est le suivant : la préforme est introduite dans un four par son extrémité supérieure puis chauffée (autour de 2000 °C) pour devenir ductile. Ensuite, à l'extrémité inférieure du four, le fin fil de verre est tiré par un cabestan. Au cours de l'opération, la fibre optique est recouverte par la gaine de protection polymère (appelé gaine mécanique). Cette étape permet le passage d'une préforme d'un diamètre de l'ordre du centimètre (pouvant atteindre plusieurs dizaines de centimètres) et de la dizaine de centimètre (jusqu'à plusieurs mètres) de long à une fibre optique de diamètre micrométrique. Le diamètre de la fibre ainsi obtenue est contrôlé en asservissant la vitesse d'entrée de la préforme dans le four et celle de sortie de la fibre du four. Il est fondamental de contrôler le diamètre de la fibre réalisée puisque ce paramètre aura une importance capitale sur la façon dont la lumière est guidée dans le cœur de la fibre dont la dimension est liée homothétiquement au diamètre extérieur.

La lumière ne se propage pas de manière aussi triviale que décrit précédemment dans la fibre optique. Cette propagation est le résultat d'interférences complexes lorsque l'onde se réfléchit à l'interface cœur-gaine. Les résultats de ces interférences sont appelés modes transverses et sont décrits par les équations de Maxwell. Une partie de ce manuscrit est dédiée à ces modes transverses (voir chapitre 2), mais il est utile, pour la compréhension de ce qui apparaît avant cette partie, de connaître certaines informations à ce sujet :

- Il peut exister un ou plusieurs mode(s) transverse(s) de propagation au sein d'une fibre optique.
- Le nombre de mode guidés par la fibre optique est relié à plusieurs paramètres : la longueur d'onde, le diamètre du cœur et la différence d'indice entre le cœur et la gaine. Un paramètre est utilisé pour déterminer ce nombre de modes : il s'agit de la fréquence

normalisée V , reliée à l'ON définie dans l'équation A.4 par :

$$V = \frac{2\pi r_{\text{coeur}}}{\lambda} ON \quad (\text{A.6})$$

- La fibre optique est dite *monomode* si elle permet le guidage d'un seul mode de propagation (à la longueur d'onde d'intérêt). Dans le cas contraire elle est dite *multimode*.

A.2 Les fibres optique actives

Comme nous l'avons vu précédemment, lors de la fabrication de la préforme, différents éléments chimiques (appelés co-dopants) peuvent-être ajoutés aux précurseurs de la silice. Certains co-dopants (Germanium, Phosphore,...) ont pour objectif de contrôler l'indice de réfraction du verre réalisé, mais il existe d'autres co-dopants, qui sont optiquement actifs. Ce sont ces derniers qui permettent d'obtenir des amplificateurs et des lasers à fibre.

Nous traiterons ici le cas des amplificateurs, puisque ce sera le sujet de cette thèse. Leur fonctionnement est basé sur les processus d'absorption, d'émission stimulée et d'émission spontanée (cf. figure A.5). Pour comprendre comment fonctionne ces processus, prenons l'exemple d'un système à trois niveaux :

- Un faisceau laser dont la longueur d'onde correspond à la transition du niveau 1 vers le niveau 3 est appelé faisceau de pompe. Les photons constituant ce faisceau (d'énergie notée $h\nu_p$) subissent le phénomène d'absorption, un électron du dopant se retrouve dans un état excité correspondant au niveau 3 et relaxe ensuite très rapidement (via une transition non-radiative) vers le niveau 2.
- Un faisceau dont la longueur d'onde correspond à la transition du niveau 1 vers le niveau 2, est appelé faisceau signal. L'un des photons constituant ce faisceau (d'énergie notée $h\nu_s$) peut subir :
 - le phénomène d'absorption s'il rencontre un ion dans un état non-excité, le dopant se retrouve ainsi dans l'état excité correspondant au niveau 2.
 - le phénomène d'émission stimulée s'il rencontre un ion dans un état excité, ce photon signal est ainsi dupliqué.
- Il existe un autre phénomène, concomitant aux deux précédents : les ions excités peuvent à tout moment retourner dans leur état fondamental en émettant spontanément un photon générant ainsi un bruit optique.

Le phénomène d'amplification du signal est lié à un paramètre important : l'inversion de population (c'est-à-dire le rapport entre le nombre d'ions dopants dans l'état excité et le nombre total d'ions). En effet, localement plus la proportion d'ions dopants dans l'état excité est importante, plus la probabilité pour un photon signal d'en rencontrer un (et d'être dupliqué par émission stimulée) est importante. La conséquence est simple : pour qu'un signal soit amplifié (c'est-à-dire que sa puissance optique soit plus grande à la sortie de l'amplificateur qu'elle ne l'était à l'entrée), il faut qu'il y ait plus de 50 % des ions dopants dans l'état excité (soit une inversion de population supérieure à 0.5).

Nous reparlerons de ces processus dans la section 1.2.

A.3 Compléments sur les MIMOs

La figure A.6 correspond au schéma d'un détecteur cohérent présenté dans la figure 1.4, et sera utilisé pour réaliser la démonstration qui suit. Nous supposons que les polarisations

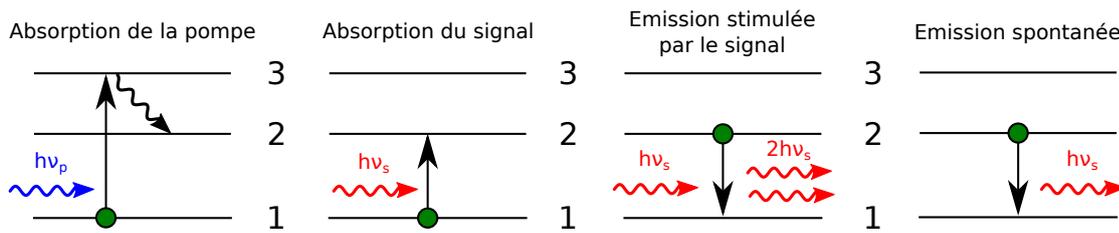


FIGURE A.5 – Les mécanismes d’absorption de la pompe, d’absorption du signal, d’émission stimulée et d’émission spontanée d’un système à 3 niveaux.

du signal et de l’oscillateur local (en entrée de détecteur cohérent) sont linéaires et ont pour direction un axe incliné à 45° par rapport à l’axe (Ox), de telle sorte à ce que leurs composantes suivant les axes (Ox) et (Oy) sont équivalentes.

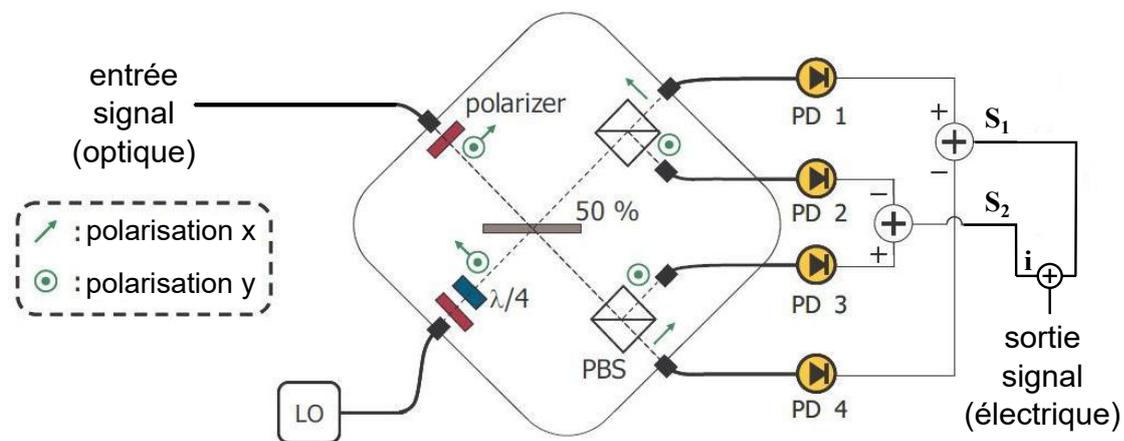


FIGURE A.6 – Schéma d’un récepteur cohérent Koebele [2012]. PBS : séparateur de faisceaux polarisant, PD : Photodiode.

Sous ces conditions de polarisations, il est possible d’exprimer le résultat des interférences à l’entrée du récepteur cohérent entre les ondes du signal (s) et de l’oscillateur local (l_o) sous la forme suivante (et ce quelque soit l’axe) :

$$E_s = A_s e^{i(\omega_s t + \phi_s^{(t)})}$$

$$E_{l_o} = A_{l_o} e^{i(\omega_{l_o} t + \phi_{l_o})}$$

Les axes neutres de la lame $\lambda/4$ sont orientés suivant les axes (Ox) et (Oy), l’intensité reçue par chaque photo-détecteur est obtenue en considérant l’état d’interférence des deux faisceaux. La présence de réflexions (séparateurs de faisceaux) et d’une lame $\lambda/4$ va modifier la phase à l’origine des deux ondes pour chacun des quatre chemins optiques. En se basant sur le schéma de la figure A.6, on obtient :

$$I_{PD1} \propto \frac{1}{2} |E_s e^{i\frac{\pi}{2}} + E_{l_o} e^{i\frac{\pi}{2}}|^2$$

$$I_{PD2} \propto \frac{1}{2} |E_s e^{i\pi} + E_{lo} e^{i\frac{\pi}{2}}|^2$$

$$I_{PD3} \propto \frac{1}{2} |E_s e^{i\frac{\pi}{2}} + E_{lo} e^{i\pi}|^2$$

$$I_{PD4} \propto \frac{1}{2} |E_s + E_{lo} e^{i\pi}|^2$$

En développant :

$$I_{PD1} = \frac{1}{2} |A_s|^2 + \frac{1}{2} |A_{lo}|^2 + A_s A_{lo} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

$$I_{PD2} = \frac{1}{2} |A_s|^2 + \frac{1}{2} |A_{lo}|^2 - A_s A_{lo} \sin(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

$$I_{PD3} = \frac{1}{2} |A_s|^2 + \frac{1}{2} |A_{lo}|^2 + A_s A_{lo} \sin(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

$$I_{PD4} = \frac{1}{2} |A_s|^2 + \frac{1}{2} |A_{lo}|^2 - A_s A_{lo} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

Puis,

$$S_1 = I_{PD1} - I_{PD4} = 2A_s A_{lo} \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

$$S_2 = I_{PD3} - I_{PD2} = 2A_s A_{lo} \sin(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})$$

En considérant S_1 et S_2 comme respectivement la partie réelle et imaginaire du signal on obtient :

$$S = S_1 + iS_2 = 2A_s A_{lo} e^{i(\Delta\omega t + \Delta\phi^{(t)})}$$

A partir de ce signal complexe il devient aisé de retrouver $\phi_s^{(t)}$ et A_s .

Application au cas du multiplexage en polarisation

Comme nous l'avons vu dans la section 1.1.5, il est possible d'utiliser chaque polarisation comme un nouveau canal supportant le débit de symboles standard. Le décalage temporel entre les composantes en polarisation du signal, ainsi qu'une modification complexe de l'état de polarisation de l'onde induits par la dispersion en polarisation nécessitent d'être corrigés.

La modification de la polarisation initiale ($e_x^0 e_y^0$) vers la polarisation de sortie ($e_x e_y$) peut être symbolisée grâce à une matrice de Jones :

$$\begin{pmatrix} e_x \\ e_y \end{pmatrix} = J \begin{pmatrix} e_x^0 \\ e_y^0 \end{pmatrix}$$

Pour retrouver l'information, il faut appliquer la matrice inverse au niveau du récepteur :

$$\begin{pmatrix} s_x \\ s_y \end{pmatrix} = J^{-1} \begin{pmatrix} e_x \\ e_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{xx} & h_{yx} \\ h_{xy} & h_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_x \\ e_y \end{pmatrix}$$

Les deux états de polarisation en sortie de fibre sont séparés à l'aide d'un séparateur de faisceaux polarisant (PBS pour Polarisation Beam Splitter de type Glan - Taylor, cf. figure A.6), chaque composante en polarisation étant une combinaison linéaire des deux états initiaux. Ces

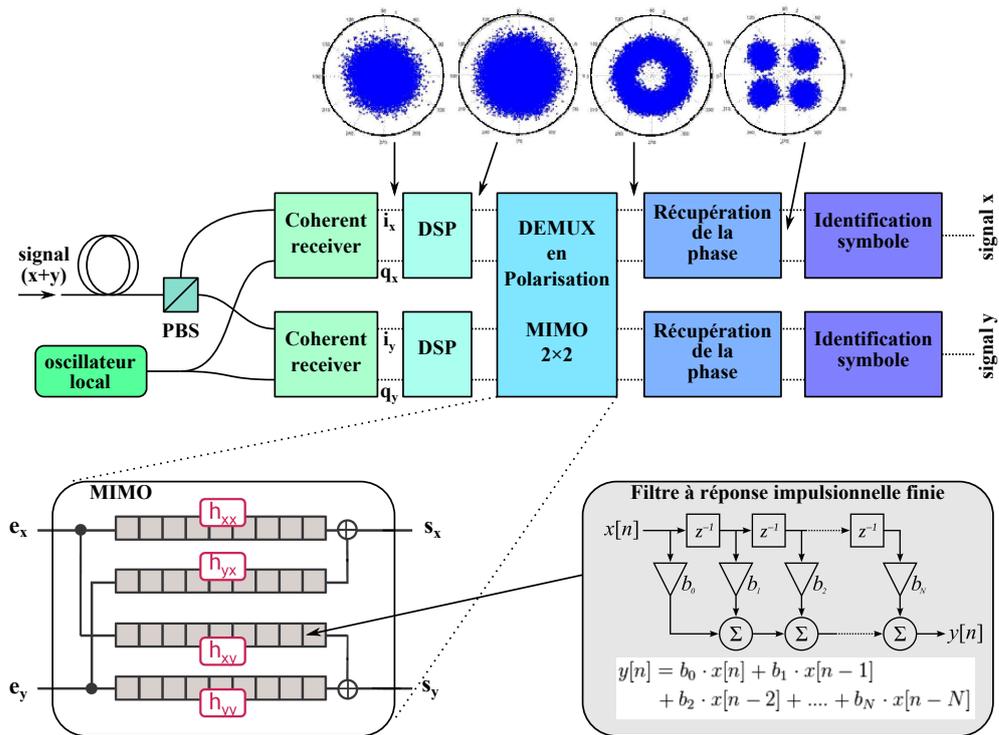


FIGURE A.7 – Schéma d'un récepteur cohérent permettant la détection de signaux multiplexés en polarisation et modulés en intensité et en phase [Charlet, 2011; Koebele, 2012].

deux faisceaux optiques sont alors envoyés dans un détecteur cohérent. Le traitement MIMO trouve sa place après numérisation des signaux et compensation de la dispersion chromatique (voir figure A.7).

Complément de calcul

B.1	Résolution des équations de Maxwell	179
B.1.1	Établissement des équations d'onde vectorielles inhomogènes	179
B.1.2	Solutions exactes pour les fibres optiques à saut d'indice	182
B.1.3	Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice	184
B.2	Expressions des champs	185
B.2.1	Modes TM et TE	185
B.2.2	Modes hybrides	187
B.2.3	Expression des champs des modes TM et TE	190
B.2.4	Expression des champs des modes hybrides HE et EH	191

B.1 Résolution des équations de Maxwell

B.1.1 Établissement des équations d'onde vectorielles inhomogènes

Tout d'abord, en appliquant certaines identités vectorielles aux équations 2.8a et 2.8b, on calcule les équations d'onde vectorielles inhomogènes (puisqu'elles contiennent le vecteur densité de courant \vec{j}).

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) &= \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A} \\ \vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) &= 0 \\ \vec{\nabla} \wedge (\vec{\Psi} \vec{A}) &= \vec{\Psi}(\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) + \vec{\nabla} \vec{\Psi} \wedge \vec{A}\end{aligned}$$

où \vec{A} est un vecteur, $\vec{\Psi}$ un scalaire, $\vec{\nabla}$ l'opérateur gradient et $\vec{\nabla}^2$ l'opérateur vecteur laplacien.

En prenant le rotationnel de l'équation (2.8a) et en utilisant l'équation (2.8b), on peut écrire :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = i \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} k_0 \vec{\nabla} \wedge \vec{H}$$

$$\begin{aligned}\vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \vec{\nabla}^2 \vec{E} &= i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} k_0 \left(\vec{J} - i\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 n^2 \vec{E} \right) \\ (\vec{\nabla}^2 + k_0^2 n^2) \vec{E} &= \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} k_0 \vec{J}\end{aligned}\quad (\text{B.1})$$

D'après les identités vectorielles précédentes :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = 0$$

$$\vec{\nabla} \cdot \left(\vec{J} - i\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 n^2 \vec{E} \right) = 0$$

d'où :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = -i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\vec{\nabla} \cdot \vec{J}}{k_0 n^2} - \vec{E} \frac{\vec{\nabla} n^2}{n^2} = -i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\vec{\nabla} \cdot \vec{J}}{k_0 n^2} - \vec{E} \cdot \vec{\nabla} \ln(n^2)$$

En remplaçant dans l'équation (B.1) :

$$\boxed{(\vec{\nabla}^2 + k_0^2 n^2) \vec{E} = -\vec{\nabla}(\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \ln(n^2)) - i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left[k_0 \vec{J} + \frac{1}{k_0} \vec{\nabla} \left(\frac{\vec{\nabla} \cdot \vec{J}}{n^2} \right) \right]} \quad (\text{B.2})$$

On peut procéder de la même manière pour le champ magnétique, en calculant cette fois le rotationnel de l'équation (2.8b) et en utilisant l'équation (2.8a) :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = \vec{\nabla} \wedge \vec{J} - i\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 \vec{\nabla} \wedge n^2 \vec{E}$$

D'après (2.7d), la troisième identité vectorielle et (2.8a) :

$$-\vec{\nabla}^2 \cdot \vec{H} = \vec{\nabla} \wedge \vec{J} + k_0^2 n^2 \vec{H} - i\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 \vec{\nabla} n^2 \wedge \vec{E}$$

De (2.8b) :

$$\vec{E} = (\vec{J} - \vec{\nabla} \wedge \vec{H}) * \left(-i\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{k_0 n^2} \right)$$

Dans l'équation précédente :

$$(k_0^2 n^2 + \vec{\nabla}^2) \vec{H} = -\vec{\nabla} \wedge \vec{J} + \frac{\vec{\nabla} n^2}{n^2} \wedge (\vec{J} - \vec{\nabla} \wedge \vec{H})$$

Enfin, en utilisant une propriété fondamentale du produit vectoriel :

$$\boxed{(k_0^2 n^2 + \vec{\nabla}^2) \vec{H} = -\vec{\nabla} \wedge \vec{J} - \vec{J} \wedge \vec{\nabla} \ln(n^2) + (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) \wedge \vec{\nabla} \ln(n^2)} \quad (\text{B.3})$$

Les équations d'onde vectorielles inhomogènes sont donc :

$$\left(\vec{\nabla}^2 + k_0^2 n^2\right) \vec{E} = -\vec{\nabla} \left(\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \ln(n^2) \right) - i \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left[k_0 \vec{J} + \frac{1}{k_0} \vec{\nabla} \left(\frac{\vec{\nabla} \cdot \vec{J}}{n^2} \right) \right] \quad (\text{B.4a})$$

$$\left(k_0^2 n^2 + \vec{\nabla}^2\right) \vec{H} = -\vec{\nabla} \wedge \vec{J} - \vec{J} \wedge \vec{\nabla} \ln(n^2) + \left(\vec{\nabla} \wedge \vec{H}\right) \wedge \vec{\nabla} \ln(n^2) \quad (\text{B.4b})$$

Équations d'onde vectorielles modales

Considérons maintenant que le guide d'onde est invariant par translation (c'est-à-dire que l'indice de réfraction est indépendant de z), on peut donc écrire les champs \vec{E} et \vec{H} sous la forme séparable :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{e}(x, y) e^{i\beta z} \quad (\text{B.5})$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \vec{h}(x, y) e^{i\beta z} \quad (\text{B.6})$$

$$\text{avec : } \vec{e}(x, y) = \vec{e}_t + \hat{z}e_z = \hat{x}e_x + \hat{y}e_y + \hat{z}e_z$$

$$\text{et } \vec{h}(x, y) = \vec{h}_t + \hat{z}h_z = \hat{x}h_x + \hat{y}h_y + \hat{z}h_z$$

où \hat{x} , \hat{y} , \hat{z} sont les vecteurs unitaires des composantes cartésiennes et \vec{e}_t , \vec{h}_t le vecteur champ (électrique ou magnétique) transverse. Le système de coordonnées polaires cylindriques est plus adapté à la description des modes de propagation d'une fibre optique, celle-ci ayant une symétrie de révolution :

$$\vec{E}(r, \phi, z) = \vec{e}(r, \phi) e^{i\beta z} \quad (\text{B.7})$$

$$\vec{H}(r, \phi, z) = \vec{h}(r, \phi) e^{i\beta z} \quad (\text{B.8})$$

$$\text{avec : } \vec{e}(r, \phi) = \vec{e}_t + \hat{z}e_z = \hat{r}e_r + \hat{\phi}e_\phi + \hat{z}e_z$$

$$\text{et } \vec{h}(r, \phi) = \vec{h}_t + \hat{z}h_z = \hat{r}h_r + \hat{\phi}h_\phi + \hat{z}h_z$$

Les champs \vec{E} et \vec{H} donnés par les équations B.5-B.8 sont les champs du mode caractérisé par la constante de propagation β selon z et d'amplitude \vec{e} et \vec{h} invariantes en z . Ce sont des ondes planes inhomogènes dans le sens où les surfaces équiphases sont des plans. Ainsi, puisque n , \vec{e} et \vec{h} sont indépendants de z , nous pouvons montrer dans notre cas (avec $\vec{U} = \vec{E}$ ou \vec{H}) :

$$\vec{\nabla} = \vec{\nabla}_t + \hat{z} \frac{\partial}{\partial z} = \vec{\nabla}_t + i\beta \hat{z}$$

$$\vec{\nabla}^2 \vec{U} = \vec{\nabla}_t^2 \vec{U} + \frac{\partial^2 \vec{U}}{\partial z^2} = \vec{\nabla}_t^2 \vec{U} - \beta^2 \vec{U}$$

$$\vec{\nabla} \ln(n^2) = \vec{\nabla}_t \ln(n^2)$$

$$\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \ln(n^2) = \vec{E}_t \cdot \vec{\nabla}_t \ln(n^2)$$

Avec ces simplifications et en l'absence de courant \vec{J} , (B.4a) et (B.4b) deviennent les équations d'onde vectorielles modales dont les solutions sont les constantes de propagations β et les

expressions de \vec{e} et \vec{h} sont celles des champs des modes propres de propagation :

$$\left(\vec{\nabla}_t^2 - \beta^2 + k_0^2 n^2\right) \vec{e} = -\left(\vec{\nabla}_t + i\beta \hat{z}\right) \left(\vec{e}_t \cdot \vec{\nabla}_t \ln(n^2)\right) \quad (\text{B.10a})$$

$$\left(\vec{\nabla}_t^2 - \beta^2 + k_0^2 n^2\right) \vec{h} = \left[\left(\vec{\nabla}_t + i\beta \hat{z}\right) \wedge \vec{h}\right] \wedge \vec{\nabla}_t \ln(n^2) \quad (\text{B.10b})$$

Pour aboutir aux équations des coordonnées transverses de \vec{e} et \vec{h} et aux équations différentielles couplées des composantes longitudinales, il faut exprimer l'opérateur vecteur laplacien transverse $\vec{\nabla}_t^2$ avec $u = \vec{e}, \vec{h}$ et l'opérateur scalaire laplacien transverse ∇_t^2 :

$$\vec{\nabla}_t^2 u = \hat{r} \left[\nabla_t^2 u_r - \frac{2}{r^2} \frac{\partial u_\phi}{\partial \phi} - \frac{u_r}{r^2} \right] + \hat{\phi} \left[\nabla_t^2 u_\phi + \frac{2}{r^2} \frac{\partial u_r}{\partial \phi} - \frac{u_\phi}{r^2} \right] + \hat{z} \nabla_t^2 u_z$$

Il faut également exprimer l'opérateur gradient transverse $\vec{\nabla}_t$.

$$\vec{\nabla}_t = \hat{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\hat{\phi}}{r} \frac{\partial}{\partial \phi}$$

En utilisant ces expressions dans les équations B.10a et B.10b, il est possible d'obtenir le système de quatre équations suivant, pour les coordonnées transverses de \vec{e} et \vec{h} , uniquement en fonction des dérivées des composantes longitudinales (i.e. : ie_z et ih_z).

$$e_r = \frac{i}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \left(\beta \frac{\partial e_z}{\partial r} + \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{k_0}{r} \frac{\partial h_z}{\partial \phi} \right) \quad (\text{B.11a})$$

$$e_\phi = \frac{i}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \left(\frac{\beta}{r} \frac{\partial e_z}{\partial \phi} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} k_0 \frac{\partial h_z}{\partial r} \right) \quad (\text{B.11b})$$

$$h_r = \frac{i}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \left(\beta \frac{\partial h_z}{\partial r} - \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{k_0 n^2}{r} \frac{\partial e_z}{\partial \phi} \right) \quad (\text{B.11c})$$

$$h_\phi = \frac{i}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \left(\frac{\beta}{r} \frac{\partial h_z}{\partial \phi} + \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} k_0 n^2 \frac{\partial e_z}{\partial r} \right) \quad (\text{B.11d})$$

Pour aboutir également au système d'équations différentielles couplées des composantes longitudinales e_z et h_z

$$\nabla_t^2 e_z + (n^2 k_0^2 - \beta^2) e_z - \frac{\partial \ln(n^2)}{\partial r} \frac{\beta}{(n^2 k_0^2 - \beta^2)} \left[\beta \frac{\partial e_z}{\partial r} + \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{k_0}{r} \frac{\partial h_z}{\partial \phi} \right] = 0 \quad (\text{B.12a})$$

$$\nabla_t^2 h_z + (n^2 k_0^2 - \beta^2) h_z - \frac{\partial \ln(n^2)}{\partial r} \frac{n^2 k_0^2}{(n^2 k_0^2 - \beta^2)} \left[\frac{\partial h_z}{\partial r} - \frac{\beta}{k_0 r} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{\partial e_z}{\partial \phi} \right] = 0 \quad (\text{B.12b})$$

B.1.2 Solutions exactes pour les fibres optiques à saut d'indice

L'objectif de cette partie est de déterminer les constantes de propagation β ainsi que les expressions analytiques des champs électrique et magnétique des modes vectoriels. On reprend les équations (B.12a) et (B.12b). Dans notre cas les indices sont constants respectivement dans

le cœur et dans la gaine, le terme $\frac{\partial \ln(n^2)}{\partial r}$ est donc nul sauf à l'interface cœur /gaine. Nous procéderons dans la suite par dichotomie en déterminant les solutions pour la gaine et pour le cœur séparément. Ces équations deviennent donc :

$$\nabla_t^2 e_z + (n^2 k_0^2 - \beta^2) e_z = 0 \quad (\text{B.13a})$$

$$\nabla_t^2 h_z + (n^2 k_0^2 - \beta^2) h_z = 0 \quad (\text{B.13b})$$

On définit également les paramètres modaux U et W comme suit :

$$U^2 = r_{\text{coeur}}^2 (k_0^2 n_c^2 - \beta^2) = r_{\text{coeur}}^2 k_0^2 (n_c^2 - n_{\text{eff}}^2) \quad (\text{B.14a})$$

$$W^2 = r_{\text{coeur}}^2 (\beta^2 - k_0^2 n_g^2) = r_{\text{coeur}}^2 k_0^2 (n_{\text{eff}}^2 - n_g^2) \quad (\text{B.14b})$$

Ces paramètres sont reliés à la fréquence normalisée V par :

$$V = \sqrt{U^2 + W^2} = r_{\text{coeur}} k_0 \sqrt{n_c^2 - n_g^2}$$

En explicitant l'opérateur scalaire laplacien transverse ∇_t^2 , les équations (B.13a) et (B.13b) deviennent (avec $u_z = e_z, h_z$) :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} + \frac{U^2}{r_{\text{coeur}}^2} \right) u_z(r, \phi) = 0 \quad (\text{B.15a})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} - \frac{W^2}{r_{\text{coeur}}^2} \right) u_z(r, \phi) = 0 \quad (\text{B.15b})$$

L'équation B.15a est valable pour le cœur ($0 < r < r_{\text{coeur}}$) alors que l'équation B.15b la gaine ($r > r_{\text{coeur}}$). On remarque que $u_z(r, \phi)$ est invariant selon l'axe Oz et que, de plus, il répond aux contraintes de symétrie circulaire (invariance après rotation de 2π). On peut donc écrire les solutions des équations (B.15a) et (B.15b) sous la forme séparable :

$$u_z(r, \phi) = u_z(r) \begin{pmatrix} \cos(l\phi) \\ \sin(l\phi) \end{pmatrix} \quad \text{où } l \in \mathbb{N}$$

Les équations (B.15a) et (B.15b) s'écrivent maintenant :

$$\frac{\partial^2 u_z(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u_z(r)}{\partial r} + \left(\frac{U^2}{r_{\text{coeur}}^2} - \frac{l^2}{r^2} \right) u_z(r) = 0 \quad (\text{dans le coeur}) \quad (\text{B.16a})$$

$$\frac{\partial^2 u_z(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial u_z(r)}{\partial r} - \left(\frac{W^2}{r_{\text{coeur}}^2} - \frac{l^2}{r^2} \right) u_z(r) = 0 \quad (\text{dans la gaine}) \quad (\text{B.16b})$$

Ces équations ont pour solutions, avec l l'ordre de la fonction de Bessel :

— fonctions de Bessel de 1^{ère} espèce $\left(J_l \left(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}} \right) \right)$ et 2^{dé} espèce pour la première,

— fonctions de Bessel modifiées de 1^{ère} espèce $\left(I_l \left(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}} \right) \right)$ et 2^{dé} espèce pour la seconde.

On rejette les fonctions Y_l et I_l , dans le cœur et la gaine respectivement car elles divergent (en $r=0$ et à l'infini respectivement).

Ce qui donne :

$$u_z(r) = J_l \left(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}} \right) \quad (\text{dans le coeur}) \quad (\text{B.17a})$$

$$u_z(r) = K_l \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \quad (\text{dans la gaine}) \quad (\text{B.17b})$$

On peut donc écrire :

$$e_z(r, \phi) = Af_l(\phi) \begin{cases} \frac{J_l \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right)}{J_l(U)} & (\text{dans le coeur}) \\ \frac{K_l \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right)}{K_l(W)} & (\text{dans la gaine}) \end{cases} \quad (\text{B.18a})$$

$$h_z(r, \phi) = Bg_l(\phi) \begin{cases} \frac{J_l \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right)}{J_l(U)} & (\text{dans le coeur}) \\ \frac{K_l \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right)}{K_l(W)} & (\text{dans la gaine}) \end{cases} \quad (\text{B.18b})$$

où A et B sont des constantes imaginaires et f_l et g_l des fonctions $\sin(l\phi)$ ou $\cos(l\phi)$ qui restent à préciser.

Le choix de f_l et g_l doit être cohérent avec les équations B.11a-B.11d. C'est-à-dire que, les composantes e_r, e_ϕ, h_r, h_ϕ doivent être exprimées uniquement en fonction de f_l ou de g_l , de façon à pouvoir écrire les conditions de continuité en $r=r_{coeur}$ indépendamment de ϕ . Par exemple, prenons $f_l(\phi) = \sin(l\phi)$ dans l'expression de e_z de l'équation B.18a, il faut nécessairement que $g_l(\phi) = \cos(l\phi)$ (dans l'expression de h_z de l'équation B.18b) pour que e_r s'exprime uniquement en $\sin(l\phi)$ (équation B.11a).

Il en résulte deux combinaisons :

$$f_l(\phi) = \cos(l\phi) \quad \text{et} \quad g_l(\phi) = -\sin(l\phi) \quad \text{modes pairs} \quad (\text{B.19a})$$

$$f_l(\phi) = \sin(l\phi) \quad \text{et} \quad g_l(\phi) = \cos(l\phi) \quad \text{modes impairs} \quad (\text{B.19b})$$

On remarque que, pour les modes pairs, les composantes e_r et h_ϕ sont en $\cos(l\phi)$ (donc symétriques par rapport à Ox), alors que les composantes e_ϕ et h_r sont en $\sin(l\phi)$ (c'est-à-dire symétriques par rapport à Oy). Et inversement pour les modes impairs.

B.1.3 Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice

Pour obtenir l'équation aux valeurs propres, il faut écrire les conditions de continuité à l'interface cœur - gaine pour les composantes azimutales et radiales de \vec{e} et \vec{h} . En effet, les composantes e_z et h_z telles qu'elles sont écrites en (B.18a) et (B.18b) répondent déjà à cette condition. On notera, dans la suite, J'_l et K'_l les dérivées des fonctions de Bessel J_l et K_l par rapport à l'argument U ou W respectivement.

On aboutit finalement à l'équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre

optique à saut d'indice (en utilisant la relation $n_{eff} = \frac{\beta}{k_0}$):

$$l^2 n_{eff}^2 \frac{V^4}{(WU)^4} = \left(n_c^2 \frac{J_1'(U)}{U J_1(U)} + n_g^2 \frac{K_1'(W)}{W K_1(W)} \right) \left(\frac{J_1'(U)}{U J_1(U)} + \frac{K_1'(W)}{W K_1(W)} \right) \quad (\text{B.20})$$

Les solutions de cette équation sont discrètes et donnent les valeurs de U pour chaque mode. Ces solutions dépendent évidemment de l (ordre de la fonction de Bessel), des indices n_g et n_c et de la fréquence normalisée V .

Il existe deux types de solutions à cette équation, les modes pour lesquels l'un ou l'autre des champs est transverse (modes Transverse Magnétique ou Transverse Électrique) et les modes hybrides (modes HE et EH).

B.2 Expressions des champs

Les constantes A et B introduites dans les expressions longitudinales e_z et h_z des équations B.18a et B.18b doivent maintenant être précisées. Leur choix va permettre d'exprimer les autres composantes de la façon la plus simple possible. Nous allons examiner successivement les modes TE et TM, puis les modes hybrides.

B.2.1 Modes TM et TE

Solutions à l'équation aux valeurs propres

Les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} pour les modes TM_{0m} s'écrivent, à partir des équations B.18a, B.18b, B.11a-B.11d :

$$e_z = A \begin{cases} \frac{J_0\left(\frac{Ur}{r_{coeur}}\right)}{J_0(U)} & r \leq r_{coeur} \\ \frac{K_0\left(\frac{Wr}{r_{coeur}}\right)}{K_0(W)} & r > r_{coeur} \end{cases} \quad (\text{B.21a})$$

$$e_r = \frac{\beta}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \frac{\partial i e_z}{\partial r} \quad (\text{B.21b})$$

$$h_\phi = \frac{k_0 n^2}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{\partial i e_z}{\partial r} \quad (\text{B.21c})$$

$$e_\phi = h_r = h_z = 0 \quad (\text{B.21d})$$

On peut vérifier facilement (en écrivant la condition de continuité sur h_ϕ ou $n^2 e_r$) que l'équation aux valeurs propres de ces modes correspond à l'annulation de la première parenthèse de (B.20), soit :

$$\left(n_c^2 \frac{J_1(U)}{U J_0(U)} + n_g^2 \frac{K_1(W)}{W K_0(W)} \right) = 0 \quad (\text{B.22})$$

En procédant de la même manière pour la seconde combinaison, qui correspond aux modes TE_{0m} , on obtient :

$$h_z = B \begin{cases} \frac{J_0\left(\frac{Ur}{r_{coeur}}\right)}{J_0(U)} & r \leq r_{coeur} \\ \frac{K_0\left(\frac{Wr}{r_{coeur}}\right)}{K_0(W)} & r > r_{coeur} \end{cases} \quad (\text{B.23a})$$

$$h_r = \frac{\beta}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \frac{\partial i h_z}{\partial r} \quad (\text{B.23b})$$

$$e_\phi = \frac{-k_0 n^2}{n^2 k_0^2 - \beta^2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\partial i h_z}{\partial r} \quad (\text{B.23c})$$

$$h_\phi = e_r = e_z = 0 \quad (\text{B.23d})$$

et

$$\left(\frac{J_1(U)}{U J_0(U)} + \frac{K_1(W)}{W K_0(W)} \right) = 0 \quad (\text{B.24})$$

Solutions analytiques

Modes TM Il est possible de préciser les expressions de e_r et h_ϕ pour les modes TM en appliquant le calcul de différentiel sur e_z et h_z et en considérant que :

$$- n_c^2 k_0^2 - \beta^2 = \frac{U^2}{r_{coeur}^2} \text{ dans le cœur}$$

$$- n_g^2 k_0^2 - \beta^2 = \frac{-W^2}{r_{coeur}^2} \text{ dans la gaine}$$

Ainsi, à partir des équations B.21 :

$$e_r = -i\beta r_{coeur} A \begin{cases} \frac{J_1\left(\frac{Ur}{r_{coeur}}\right)}{U J_0(U)} & \text{dans le cœur} \\ \frac{-K_1\left(\frac{Wr}{r_{coeur}}\right)}{W K_0(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.25a})$$

$$h_\phi = -i\beta r_{coeur} A \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \begin{cases} \frac{n_c^2 J_1\left(\frac{Ur}{r_{coeur}}\right)}{U J_0(U)} & \text{dans le cœur} \\ \frac{-n_g^2 K_1\left(\frac{Wr}{r_{coeur}}\right)}{W K_0(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.25b})$$

La composante e_z est imaginaire ainsi les composantes transverses sont réelles. Pour avoir la forme la plus simple pour e_r , prenons :

$$A = iU \frac{J_0(U)}{\beta r_{coeur} J_1(U)}$$

En utilisant l'équation aux valeurs propres (équation B.22) on peut écrire (pour les fonctions de

gaine) :

$$\frac{UJ_0(U)}{J_1(U)} = \frac{-n_c^2 WK_0(W)}{n_g^2 K_1(W)}$$

Les expressions finales des trois composantes e_z , e_r et h_ϕ sont présentées dans les équations B.30. On peut vérifier directement la continuité de h_ϕ , puis à l'aide de l'équation aux valeurs propres, de e_z et de $n^2 e_r$ (e_r étant discontinu).

modes TE Pour les modes TE, e_ϕ et h_r sont données à partir des équations B.23 :

$$h_r = -i\beta r_{\text{coeur}} B \begin{cases} \frac{J_1(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}})}{UJ_0(U)} & \text{dans le cœur} \\ \frac{-K_1(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}})}{WK_0(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.26a})$$

$$e_\phi = ik_0\beta r_{\text{coeur}} B \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \begin{cases} \frac{J_1(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}})}{UJ_0(U)} & \text{dans le cœur} \\ \frac{-K_1(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}})}{WK_0(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.26b})$$

Maintenant c'est la constante B qu'il faut définir pour avoir la forme la plus simple pour e_ϕ :

$$B = i \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{UJ_0(U)}{k_0 r_{\text{coeur}} J_1(U)}$$

En utilisant l'équation aux valeurs propres (équation B.24) on peut écrire (pour les fonctions de gaine) :

$$\frac{UJ_0(U)}{J_1(U)} = \frac{-WK_0(W)}{K_1(W)}$$

Les expressions finales des trois composantes e_ϕ , h_r et h_z sont présentés dans les équations B.31 et il est aisé de vérifier leur continuité en $r=r_{\text{coeur}}$.

B.2.2 Modes hybrides

Pour les modes hybrides, les deux constantes A et B, introduites dans les équations B.18a et B.18b, interviennent dans les expressions des composantes transverses données par les équations B.11a-B.11d. A l'aide des dérivées de J_l et de K_l , puis en se servant des identités suivantes où le « ' » indique la dérivée par rapport à l'argument :

$$J_l(x) = \frac{x}{2l} (J_{l-1}(x) + J_{l+1}(x))$$

$$J_l'(x) = \frac{1}{2} (J_{l-1}(x) - J_{l+1}(x))$$

$$K_l(x) = \frac{x}{2l} (K_{l-1}(x) - K_{l+1}(x))$$

$$K'_l(x) = \frac{-1}{2} (K_{l-1}(x) + K_{l+1}(x))$$

Les quatre composantes transverses s'écrivent respectivement dans le cœur et dans la gaine :

$$e_r = -i \frac{r_{coeur}}{2} f_l(\phi) \begin{cases} \frac{1}{U J_l(U)} \left(J_{l-1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} - A\beta \right] + J_{l+1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} + A\beta \right] \right) \\ \frac{1}{W K_l(W)} \left(K_{l-1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} - A\beta \right] - K_{l+1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} + A\beta \right] \right) \end{cases}$$

$$e_\phi = -i \frac{r_{coeur}}{2} g_l(\phi) \begin{cases} \frac{1}{U J_l(U)} \left(J_{l-1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} - A\beta \right] - J_{l+1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} + A\beta \right] \right) \\ \frac{1}{W K_l(W)} \left(K_{l-1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} - A\beta \right] + K_{l+1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[Bk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} + A\beta \right] \right) \end{cases}$$

$$h_r = i \frac{r_{coeur}}{2} g_l(\phi) \begin{cases} \frac{1}{U J_l(U)} \left(J_{l-1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] - J_{l+1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta + Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] \right) \\ \frac{1}{W K_l(W)} \left(K_{l-1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] + K_{l+1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] \right) \end{cases}$$

$$h_\phi = -i \frac{r_{coeur}}{2} f_l(\phi) \begin{cases} \frac{1}{U J_l(U)} \left(J_{l-1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] + J_{l+1} \left(\frac{Ur}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta + Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] \right) \\ \frac{1}{W K_l(W)} \left(K_{l-1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] - K_{l+1} \left(\frac{Wr}{r_{coeur}} \right) \left[B\beta - Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \right] \right) \end{cases}$$

L'une des deux composantes A ou B peut être choisie arbitrairement, mais l'autre s'en déduit à l'aide du produit matriciel (provenant des conditions de continuité des composantes e_ϕ et h_ϕ en $r=r_{coeur}$) :

$$\begin{pmatrix} \beta \left(n_c^2 \frac{J'_n(U)}{U J_n(U)} + n_g^2 \frac{K'_n(W)}{W K_n(W)} \right) & -\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} n k_0 \left(\frac{n_c^2 W^2 + n_g^2 U^2}{U^2 W^2} \right) \\ -\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} n k_0 \left(\frac{n_c^2 W^2 + n_g^2 U^2}{U^2 W^2} \right) & \beta \left(\frac{J'_n(U)}{U J_n(U)} + \frac{K'_n(W)}{W K_n(W)} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A \\ B \end{pmatrix} = 0$$

Pour simplifier, posons :

$$b_1 = \frac{J'_l(U)}{U J_l(U)}$$

$$b_2 = \frac{K'_l(W)}{W K_l(W)}$$

et

$$\frac{n_g^2}{n_c^2} = 1 - 2\Delta$$

Le produit matriciel précédent s'écrit alors :

$$\begin{cases} Al\beta\left(\frac{V}{UW}\right)^2 - B(b_1 + b_2)k_0\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 0 \\ An_c^2 [b_1 + (1 - 2\Delta)b_2]k_0\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} - Bl\beta\left(\frac{V}{UW}\right)^2 = 0 \end{cases}$$

On peut ainsi établir la relation en A et B :

$$\frac{B}{A} = \frac{\beta}{k}\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}F_2 = n_c^2\frac{k_0}{\beta}\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}F_1$$

Avec

$$F_1 = \left(\frac{UW}{V}\right)^2 \left[\frac{b_1 + (1 - 2\Delta)b_2}{l} \right]$$

et

$$F_2 = \left(\frac{V}{UW}\right)^2 \left[\frac{l}{b_1 + b_2} \right]$$

Pour simplifier le plus possible les expressions des composantes électriques e_r et e_ϕ , on utilisera :

$$A = \frac{-iU}{\beta r_{coeur}}$$

Puis, avec l'expression de $\frac{B}{A}$ en F_2 , on en déduit :

$$B = -i\left(\frac{U}{k_0 r_{coeur}}\right)F_2\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$$

On en déduit :

$$Bk_0\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \pm A\beta = -i\left(\frac{U}{r_{coeur}}\right)(F_2 \pm 1)$$

Pour les composantes h_r et h_ϕ , on procède de la même façon. A l'aide de l'expression de $\frac{B}{A}$ en F_1 , on en déduit :

$$B = -i\left(\frac{U}{\beta r_{coeur}}\right)\left(\frac{k_0}{\beta}\right)F_1 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$$

En substituant A et B, on trouve pour h_r et h_ϕ :

$$\begin{cases} B\beta \pm Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} = -i\left(\frac{U}{r_{coeur}}\right)\left(\frac{k_0}{\beta}\right)\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}(F_1 \pm 1) \\ B\beta \pm Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} = -i\left(\frac{U}{r_{coeur}}\right)\left(\frac{k_0}{\beta}\right)\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}(F_1 \pm (1 - 2\Delta)) \end{cases}$$

Après substitution des quantités $Bk_0\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \pm A\beta$, $B\beta \pm Ak_0 n_c^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$ et $B\beta \pm Ak_0 n_g^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$ dans les expressions des composantes transverses, on aboutit aux expressions des six composantes établies par Snyder et Love et qui sont reportées dans les équations B.34 [Snyder and Love, 1983].

B.2.3 Expression des champs des modes TM et TE

Les modes transverses magnétiques (TM) et transverse électriques (TE) sont obtenus pour $l=0$, ce qui permet d'exploiter certaines propriétés des fonctions de Bessel, à savoir :

$$J'_0(U) = -J_1(U) \text{ et } K'_0(W) = -K_1(W)$$

Pour les modes TE et TM, l'équation (B.20) s'écrit :

$$\left(n_c^2 \frac{J_1(U)}{U J_0(U)} + n_g^2 \frac{K_1(W)}{W K_0(W)} \right) \left(\frac{J_1(U)}{U J_0(U)} + \frac{K_1(W)}{W K_0(W)} \right) = 0 \quad (\text{B.29})$$

De plus :

$$f_0(\phi) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad g_0(\phi) = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

A chaque combinaison précédente correspond l'annulation de l'un des termes entre parenthèses de l'équation aux valeurs propres des modes TE et TM (équation B.29).

Modes TM

Pour la première (c'est-à-dire $f_0(\phi) = 1$ et $g_0(\phi) = 0$), l'équation (B.18b) permet d'écrire $h_z = 0$, il s'agit donc bien d'un mode transverse magnétique (TM). Les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} pour les modes TM_{0m} s'écrivent, à partir des équations B.18a, B.18b et B.11a-B.11d :

$$e_z = \begin{cases} i \frac{U}{\beta r_{\text{coeur}}} \frac{J_0\left(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}}\right)}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ -i \frac{n_c^2}{n_g^2} \frac{W}{\beta r_{\text{coeur}}} \frac{K_0\left(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}}\right)}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases}$$

$$e_r = \begin{cases} \frac{J_1\left(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}}\right)}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ \frac{n_c^2}{n_g^2} \frac{K_1\left(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}}\right)}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases}$$

$$h_\phi = \begin{cases} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{\text{eff}}} \frac{J_1\left(\frac{Ur}{r_{\text{coeur}}}\right)}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{\text{eff}}} \frac{K_1\left(\frac{Wr}{r_{\text{coeur}}}\right)}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases}$$

$$e_\phi = h_r = h_z = 0 \quad (\text{B.30a})$$

On peut vérifier facilement (en écrivant la condition de continuité sur h_ϕ ou $n^2 e_r$) que l'équation aux valeurs propres de ces modes correspond à l'annulation de la première parenthèse

de (B.29), soit :

$$\left(n_c^2 \frac{J_1(U)}{UJ_0(U)} + n_g^2 \frac{K_1(W)}{WK_0(W)} \right) = 0$$

Modes TE

En procédant de la même manière pour la seconde combinaison, qui correspond aux modes TE_{0m} , on obtient :

$$h_z = \begin{cases} i \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{U}{k_0 r_{coeur}} \frac{J_0(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ -i \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{W}{k_0 r_{coeur}} \frac{K_0(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (B.31a)$$

$$h_r = \begin{cases} n_{eff} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{J_1(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ n_{eff} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{K_1(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (B.31b)$$

$$e_\phi = \begin{cases} -\frac{J_1(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_1(U)} & \text{dans le coeur} \\ -\frac{K_1(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_1(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (B.31c)$$

$$h_\phi = e_r = e_z = 0 \quad (B.31d)$$

Correspondant à l'annulation de la seconde parenthèse de (B.29)

$$\left(\frac{J_1(U)}{UJ_0(U)} + \frac{K_1(W)}{WK_0(W)} \right) = 0$$

B.2.4 Expression des champs des modes hybrides HE et EH

Les autres solutions de l'équation (B.20), c'est à dire pour $l \neq 0$, peuvent-être obtenues en effectuant un changement de variable :

$$x = \frac{J_l'(U)}{UJ_l(U)}, \quad c = l^2 n_{eff}^2 \frac{V^4}{(WU)^4} \quad \text{et} \quad b = \frac{K_l'(W)}{WK_l(W)}$$

Il arrive donc :

$$n_c^2 x^2 + xb(n_c^2 + n_g^2) + (n_g^2 b^2 - c) = 0 \quad (B.32)$$

La résolution de cette équation du second degré conduit à :

$$\Delta = [b(n_c^2 - n_g^2)]^2 + 4n_c^2 c \quad (B.33a)$$

$$x_{\pm} = \frac{-b}{2} \left(\frac{n_g^2}{n_c^2} + 1 \right) \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left[b \left(\frac{n_g^2}{n_c^2} - 1 \right) \right]^2 + \frac{4c}{n_c^2}} \quad (\text{B.33b})$$

Les deux solutions de cette équation définissent les modes HE_{lm} et EH_{lm} , respectivement associées à x_- et x_+ . Les composantes des champs \vec{e} et \vec{h} pour les modes HE_{lm} et EH_{lm} s'écrivent :

$$e_r = f_l(\phi) \begin{cases} \frac{a_1 J_{l-1}(\frac{Ur}{r_{coeur}}) + a_2 J_{l+1}(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} & \text{dans le coeur} \\ -\frac{U}{W} \left[\frac{a_1 K_{l-1}(\frac{Wr}{r_{coeur}}) - a_2 K_{l+1}(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} \right] & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34a})$$

$$e_\phi = g_l(\phi) \begin{cases} \frac{a_1 J_{l-1}(\frac{Ur}{r_{coeur}}) - a_2 J_{l+1}(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} & \text{dans le coeur} \\ -\frac{U}{W} \left[\frac{a_1 K_{l-1}(\frac{Wr}{r_{coeur}}) + a_2 K_{l+1}(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} \right] & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34b})$$

$$e_z = f_l(\phi) \begin{cases} -i \frac{U}{\beta r_{coeur}} \frac{J_l(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} & \text{dans le coeur} \\ -i \frac{U}{\beta r_{coeur}} \frac{K_l(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34c})$$

$$h_r = g_l(\phi) \begin{cases} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{eff}} \left[\frac{a_3 J_{l-1}(\frac{Ur}{r_{coeur}}) - a_4 J_{l+1}(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} \right] & \text{dans le coeur} \\ \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{eff}} \frac{U}{W} \left[\frac{a_5 K_{l-1}(\frac{Wr}{r_{coeur}}) + a_6 J_{l+1}(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} \right] & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34d})$$

$$h_\phi = f_l(\phi) \begin{cases} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{eff}} \left[\frac{a_3 J_{l-1}(\frac{Ur}{r_{coeur}}) + a_4 J_{l+1}(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} \right] & \text{dans le coeur} \\ -\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{n_c^2}{n_{eff}} \frac{U}{W} \left[\frac{a_5 K_{l-1}(\frac{Wr}{r_{coeur}}) - a_6 J_{l+1}(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} \right] & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34e})$$

$$h_z = g_l(\phi) \begin{cases} -i \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{UF_2}{kr_{coeur}} \frac{J_l(\frac{Ur}{r_{coeur}})}{J_l(U)} & \text{dans le coeur} \\ -i \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{UF_2}{kr_{coeur}} \frac{K_l(\frac{Wr}{r_{coeur}})}{K_l(W)} & \text{dans la gaine} \end{cases} \quad (\text{B.34f})$$

Avec :

$$a_1 = \frac{F_2 - 1}{2}$$

$$a_2 = \frac{F_2 + 1}{2}$$

$$a_3 = \frac{F_1 - 1}{2}$$

$$a_4 = \frac{F_1 + 1}{2}$$

$$a_5 = \frac{F_1 - 1 + 2\Delta}{2}$$

$$a_6 = \frac{F_1 + 1 - 2\Delta}{2}$$

$$b_1 = \frac{J'_l(U)}{UJ_l(U)}$$

$$b_2 = \frac{K'_l(W)}{WK_l(W)}$$

$$\Delta = \frac{1 - \frac{n_g^2}{n_c^2}}{2}$$

$$F_1 = \left(\frac{UW}{V}\right)^2 \left[\frac{b_1 + (1 - 2\Delta)b_2}{l} \right] \quad F_2 = \left(\frac{V}{UW}\right)^2 \left[\frac{l}{b_1 + b_2} \right]$$

Impact du décalage angulaire dans une fibre à cœur elliptique

C.1 Taux de couplage à l'injection	195
C.2 Impact sur la diaphonie	196

C.1 Taux de couplage à l'injection

L'influence d'un décalage angulaire entre les axes utilisés pour la mise en forme spatiale des faisceaux et ceux du cœur elliptique de la fibre peut être caractérisée en calculant les intégrales de recouvrement entre (voir figure C.1) :

- les champs électriques de modes orientés selon les axes de référence,
- les champs électriques de modes orientés selon des axes avec un décalage angulaire déterminé par rapport aux axes de référence.

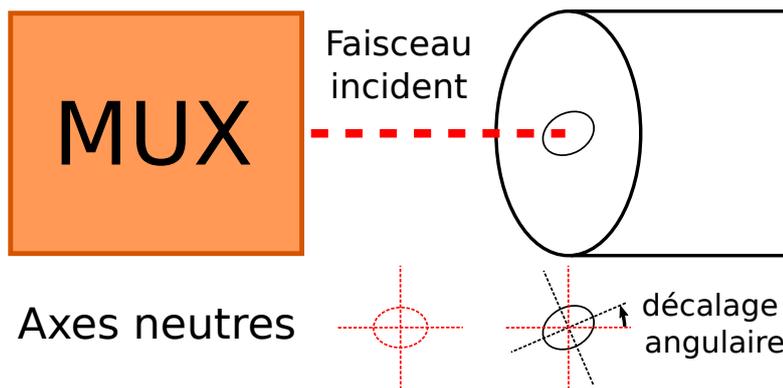


FIGURE C.1 – Principe de décalage angulaire entre les axes neutres du MUX et ceux du cœur de la fibre.

Ainsi, le taux de couplage d'un mode de référence i (dans notre cas un mode en sortie de

MUX) vers un mode j (de la fibre à cœur elliptique, en fonction du décalage angulaire) se calcule grâce à la relation :

$$\Gamma_{i,j} = \iint F_i(x,y) \cdot F_j(x,y) dS \quad (C.1)$$

où $F_i(x,y)$ représente le profil en champ normalisé du mode i . Le taux de puissance couplée d'un mode i vers un mode j est alors obtenu en calculant $|\Gamma_{i,j}|^2$. De la même façon, on peut calculer les pertes à l'injection d'un mode i (fraction de puissance injectée sur les autres modes) via :

$$P_i = \sum_j |\Gamma_{i,j}|^2 \quad (C.2)$$

La figure C.2 présente les résultats de l'influence du décalage angulaire sur les taux de couplage des 8 modes signaux guidés par la FM-EDF à cœur elliptique présentée dans la section 5.3. On peut constater que :

- le mode LP_{01} se couple majoritairement vers lui-même (voir figure C.2a). On peut toutefois vérifier que l'utilisation d'un cœur elliptique rompt la symétrie de révolution de ce mode, puisque le taux de puissance couplée est inférieur à 1 lorsque le décalage angulaire augmente.
- le groupe des modes LP_{11} se couple principalement l'un vers l'autre (voir figures C.2b,c). Lorsque le décalage angulaire est d'environ 45° n'importe lequel de ces deux modes en espace libre excite autant les deux modes spatiaux de la fibre à cœur elliptique. On peut également vérifier que ces deux modes ne sont pas parfaitement symétriques par rotation de 90° puisque avec ce décalage angulaire le taux de puissance couplée vers l'autre mode spatial est différent de 1.
- les modes $LP_{21}^{even,odd}$ et LP_{02} se couplent principalement entre eux (cf figures C.2d-f). Avec une forte tendance au couplage pour les modes LP_{21}^{even} et LP_{02} lorsque le décalage angulaire devient proche de 90° en raison de leurs similarités de distribution d'intensité.
- les modes du groupe LP_{31} se couplent principalement l'un vers l'autre (voir figures C.2g,h).
- pour les modes les mieux confinés dans le cœur un décalage angulaire résulte principalement en du couplage entre modes tandis que pour les modes les plus excentrés (les modes $LP_{31}^{even,odd}$) un décalage angulaire engendre des pertes importantes (voir figure C.2i).

C.2 Impact sur la diaphonie

L'impact d'un décalage angulaire sur la diaphonie a été mesuré avec le montage expérimental présenté dans la figure 5.15. Après une mesure de référence de la diaphonie et des pertes, la FM-EDF à cœur elliptique est cassée puis préparée et installée dans une soudeuse. A l'aide de la soudeuse, il est possible de contrôler le décalage angulaire entre les deux tronçons de fibre, comme présenté dans la figure C.3.

La diaphonie et les pertes du système (calculés avec les équations présentées dans la section 5.2.2) ont été relevés pour différentes valeurs de décalage angulaire et trois canaux d'entrée correspondants aux modes LP_{11}^{even} , LP_{31}^{even} et LP_{31}^{odd} . Les résultats sont reportés dans les figures C.4. L'interprétation des résultats va dans le sens des observations faites dans la partie précédente :

- le mode LP_{11}^{even} se couple principalement vers le mode LP_{11}^{odd} , et lorsque le décalage angulaire dépasse 45° la diaphonie avec ce mode devient positive (voir figure C.4a). Ceci signifie que la puissance couplée vers le mode LP_{11}^{odd} est plus importante que celle couplée vers le mode initial LP_{11}^{even} . L'aggravation de la diaphonie par rapport à la situation de

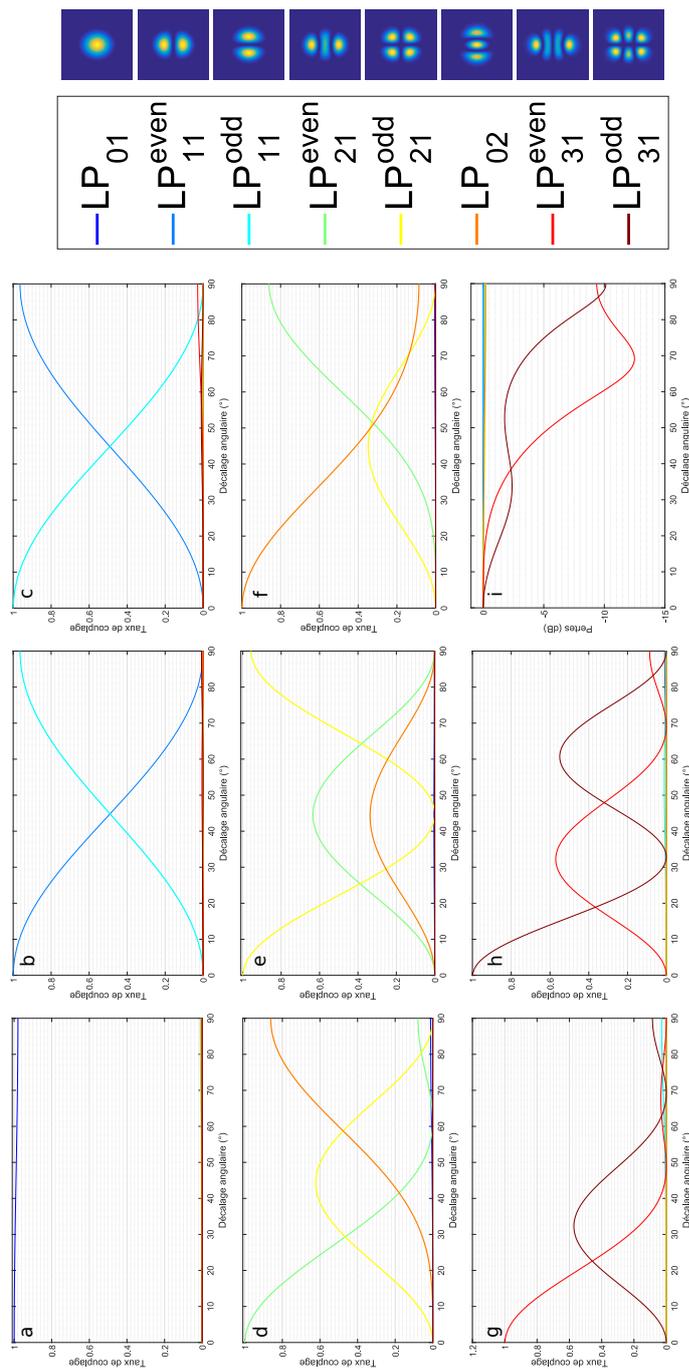


FIGURE C.2 – Taux de couplage en fonction du décalage angulaire dans le cas de la FM-EDF à cœur elliptique 8-modes présentée dans la section 5.3, pour les modes de référence : a. LP_{01} , b. LP_{11}^{even} , c. LP_{11}^{odd} , d. LP_{21}^{even} , e. LP_{21}^{odd} , f. LP_{02} , g. LP_{31}^{even} , h. LP_{31}^{odd} . Les pertes en fonction du décalage angulaire sont présentés dans la figure i.

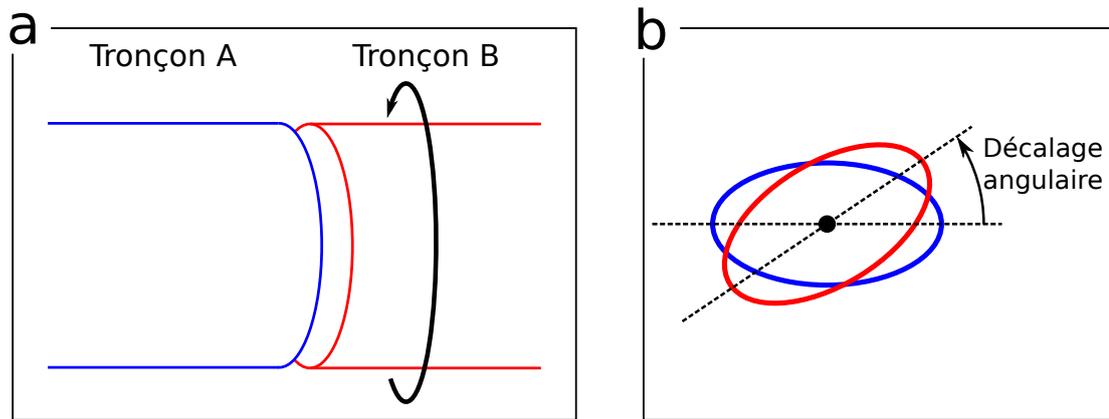


FIGURE C.3 – Contrôle du décalage angulaire entre deux tronçons de la FM-EDF à cœur elliptique à l'aide d'une soudeuse pour fibre optique : a. vue latérale et b. vue transverse.

départ a lieu pour un décalage angulaire supérieur à 8° .

- les modes du groupe LP_{31} se couplent entre eux et l'aggravation de la diaphonie devient significative pour un décalage angulaire supérieur à environ 15° (voir figures C.4b,c).
- les pertes engendrés par le décalage angulaire sont plus importantes sur les modes du groupe LP_{31} (les moins bien confinés dans le cœur) et sont significatives (c'est-à-dire supérieures à 1 dB) pour un décalage angulaire supérieur à environ 15° .

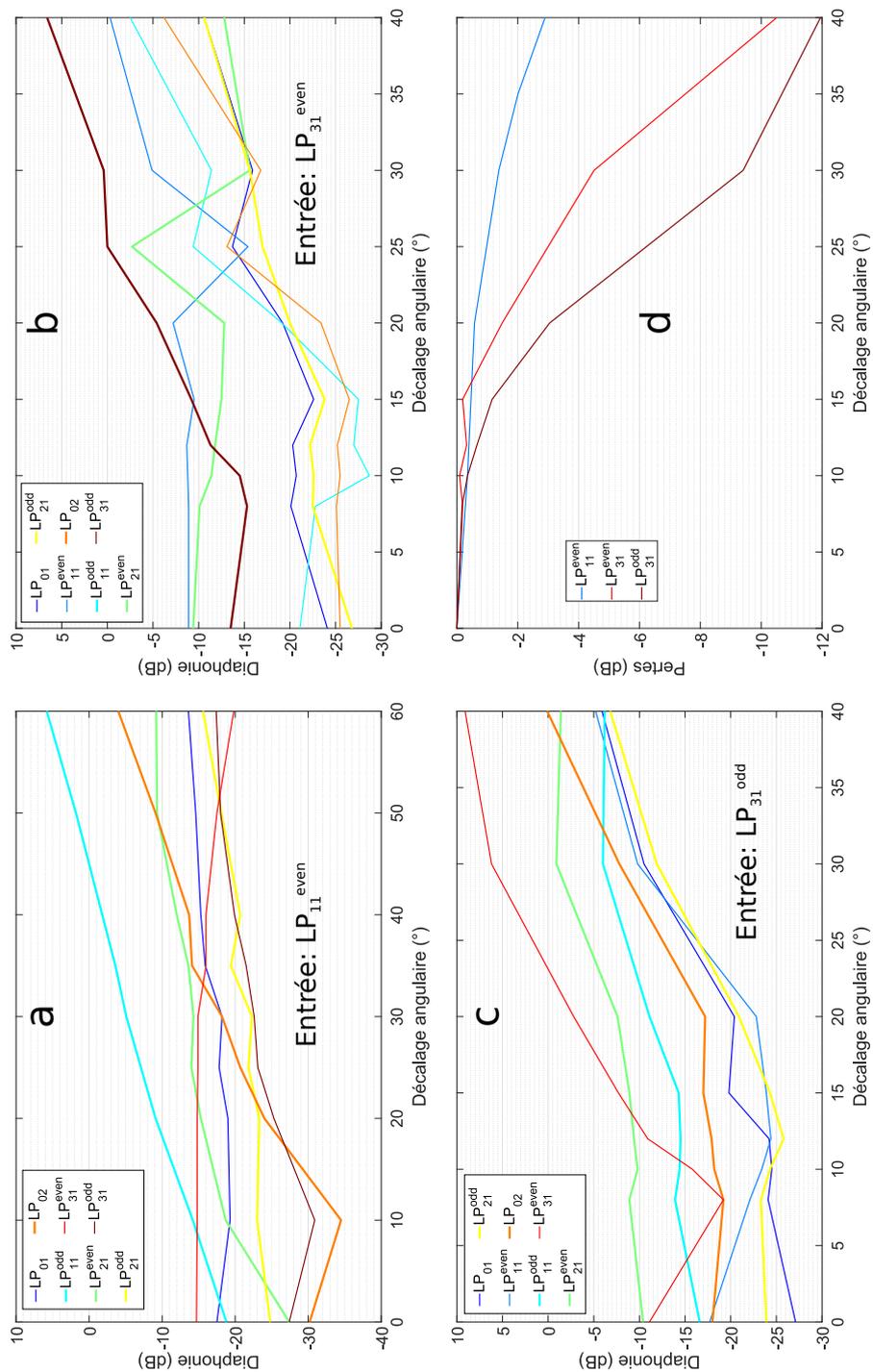


FIGURE C.4 – Diaphonie en fonction du décalage angulaire mesurée avec le montage de la figure 5.15 pour les canaux d’entrée correspondants aux modes : a. LP_{11}^{even} , b. LP_{31}^{even} et c. LP_{31}^{odd} . Les pertes en fonction du décalage angulaire sont présentés dans la figure d.

Table des matières

Résumé	xi
Remerciements	xiii
Acronymes	xv
Sommaire	xvii
Introduction générale	1
1 Généralités	3
1.1 Les fibres optiques pour les télécommunications	4
1.1.1 Principes	4
1.1.2 Formats de modulation simples	5
1.1.3 Multiplexage et formats de modulation avancés	6
1.1.4 Formats de modulation avancés	6
1.1.5 Multiplexage	7
1.1.6 Limitations	8
1.1.7 Traitement du signal numérique et codes correcteurs d'erreurs directs	12
1.1.8 Multiple Input Multiple Output	13
1.2 Les répéteurs	13
1.2.1 Erbium Doped Fiber Amplifier	14
1.2.2 Spectroscopie de l'erbium	15
1.2.3 Fonctionnement microscopique des EDFAs	15
1.2.4 Aspect macroscopique des EDFAs	17
1.2.5 Caractéristiques fondamentales des EDFAs monomodes	19
1.3 Multiplexage spatial	22
1.3.1 Mise en oeuvre	23
1.4 Répéteurs pour SDM	26
1.4.1 Répéteurs pour MCF	26
1.4.2 Répéteurs pour MDM	27
1.4.3 Etat de l'art	29
1.5 Conclusion	33
2 Modes transverses dans une fibre optique	35
2.1 Équations d'onde dans un guide circulaire à saut d'indice	36
2.1.1 Notations	36
2.1.2 Equations de Maxwell	37

2.1.3	Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice	38
2.1.4	Modes TM et TE	38
2.1.5	Modes hybrides HE et EH	39
2.1.6	Propriétés des modes vectoriels	40
2.2	Modes scalaires	43
2.2.1	Équation d'onde scalaire	43
2.2.2	Équation aux valeurs propres	44
2.2.3	Modes LP	45
2.3	Nomenclature	46
2.4	Battement de modes	50
2.4.1	Définition	50
2.4.2	Modèle	50
2.4.3	Exemples	51
2.4.4	Limitations	54
2.5	Conclusion	54
3	Modélisations numériques des FM-EDFAs	57
3.1	Intérêt	58
3.2	Discretisation des dimensions du problème	58
3.3	Équations régissant le phénomène d'amplification	59
3.3.1	Équations d'inversion de population	59
3.3.2	Équations de propagation	60
3.3.3	Interaction lumière-matière	60
3.3.4	Approximation de l'état stationnaire	61
3.3.5	Résolution des équations	61
3.4	Code en intensité	62
3.4.1	Mise en oeuvre	62
3.5	Code en champ	67
3.5.1	Différences avec le code en intensité	67
3.5.2	Mise en oeuvre	71
3.6	Comparatif des modèles en intensité et en champ	72
3.6.1	FM-EDFA 6 modes	72
3.6.2	Résultats du code en champ	73
3.6.3	Comparaison des résultats obtenus avec les deux modèles	76
3.7	Méthode numérique d'optimisation	80
3.7.1	Méthode du gradient	81
3.8	Conclusion	84
4	Design et réalisation de FM-EDFA	85
4.1	Introduction	86
4.2	Fibre dopées erbium réalisées par voie MCVD	86
4.2.1	État de l'art et limitations	86
4.2.2	Étude de configurations de FM-EDFAs à dopant homogène	87
4.3	Fibres dopées erbium micro-structurées	90
4.3.1	Histoire des fibres micro-structurées	90
4.3.2	Réflexion Totale Interne Modifiée	92
4.3.3	Apport de la micro-structuration pour les FM-EDFAs	93
4.3.4	Réalisation d'une FM-EDF à cœur micro-structuré	94
4.4	Fibres dopées erbium micro-structurées à inclusions	98

4.4.1 Paramètres	100
4.4.2 Avantages complémentaires liés à la présence des inclusions	101
4.4.3 Étude de configurations de FM-EDF MSI à dopant homogène	103
4.4.4 FM-EDFA 10-modes	105
4.5 Réalisation et caractérisation d'une fibre micro-structurée à inclusions	113
4.5.1 Fabrication de la FM-EDF micro-structurée à inclusions	113
4.5.2 Vérification du point de fonctionnement	114
4.5.3 Caractérisation de la fibre	116
4.6 Conclusion	118
5 Amplificateurs partagés	119
5.1 Principe	120
5.1.1 Aspects économiques	120
5.1.2 Levée de dégénérescence	125
5.1.3 Diaphonie	128
5.1.4 Déploiement	129
5.2 FM-EDFA partagé 5-modes	129
5.2.1 Caractéristiques de la FM-EDF et montage expérimental	129
5.2.2 Caractérisation du FM-EDFA	130
5.2.3 Conclusion	134
5.3 FM-EDFA partagé 8-modes	135
5.3.1 Levée de dégénérescence	135
5.3.2 Optimisation de la mise en forme du faisceau de pompe	138
5.3.3 Réalisation de la fibre	140
5.3.4 Caractérisation de la fibre	142
5.3.5 Conclusion	147
5.4 Conclusion	149
Conclusion générale	151
Bibliographie	155
A Compléments sur les fibres optique pour les télécommunications	169
A.1 Guidage de la lumière	169
A.1.1 Lois de Snell-Descartes	169
A.1.2 Méthodes de fabrication	172
A.2 Les fibres optique actives	174
A.3 Compléments sur les MIMOs	174
B Complément de calcul	179
B.1 Résolution des équations de Maxwell	179
B.1.1 Établissement des équations d'onde vectorielles inhomogènes	179
B.1.2 Solutions exactes pour les fibres optiques à saut d'indice	182
B.1.3 Équation aux valeurs propres des modes guidés dans une fibre à saut d'indice	184
B.2 Expressions des champs	185
B.2.1 Modes TM et TE	185
B.2.2 Modes hybrides	187
B.2.3 Expression des champs des modes TM et TE	190
B.2.4 Expression des champs des modes hybrides HE et EH	191

C Impact du décalage angulaire dans une fibre à cœur elliptique	195
C.1 Taux de couplage à l'injection	195
C.2 Impact sur la diaphonie	196
Table des matières	201

Résumé

La saturation annoncée du débit maximal d'information véhiculable par des fibres optiques monomodes rend nécessaire l'étude de nouvelles technologies susceptibles de répondre aux besoins toujours croissants des utilisateurs. Dans ce but, la technologie de multiplexage spatial semble très prometteuse et est très étudiée depuis 2011. En pratique, cette approche nécessite d'adapter et/ou de développer l'ensemble des briques élémentaires qui constitueraient la nouvelle ligne de transmission.

Le but de cette thèse est d'approfondir les travaux initiés sur cette thématique en associant théorie et expérience de façon à réaliser des répéteurs optiques adaptés à cette nouvelle technologie, et plus particulièrement au cas du multiplexage modal dans des fibres légèrement multimodes. La principale contrainte qui s'applique à ce type d'amplificateurs est de réaliser l'égalisation simultanée des gains sur les différents canaux de transmission, à savoir les modes et les longueurs d'onde. Des outils numériques de modélisation et d'optimisation de ces amplificateurs ont été développés de façon à explorer de nombreuses configurations et à identifier celles qui sont optimales. En particulier, un modèle numérique tenant compte du battement de modes et du couplage entre modes induit par le milieu amplificateur a été développé. Dans le cadre de cette étude, une nouvelle configuration de fibre à cœur micro-structuré permettant de dépasser les limitations liées aux méthodes conventionnelles de fabrication de fibres a été étudiée. Ce type de configuration de fibre est très prédictive et permet d'obtenir un gain élevé et égalisé sur l'ensemble des canaux tout en favorisant l'efficacité énergétique du composant. Un autre volet de ce travail de thèse a consisté à étudier la possibilité d'intégrer les amplificateurs légèrement multimodes au sein du réseau monomode actuel de façon à partager la fonction d'amplification à un coût avantageux en terme d'énergie et de composants.

Mots clés : photonique, télécommunications, fibres optiques, amplificateurs optiques, amplificateurs à fibres dopées erbium, fibres optiques multimodes, multiplexage modal, multiplexage spatial, amplificateurs partagés

FEW-MODE ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIERS FOR FUTURE TELECOMMUNICATION NETWORKS

Abstract

The capacity crunch announced for single mode long-haul telecommunication networks necessitates the study of new technologies able to meet the ever-growing needs of users. In this purpose, the technology of space division multiplexing (SDM) seems promising and is subject to extensive research since 2011. For this purpose, it is necessary to adapt and/or to develop all the fiber components that make up an optical fiber network to a high level of performance for future implementation of an optical cable based on SDM technology.

The purpose of this thesis consists in pursuing the works introduced on this topic by associating theory and experiments so as to realize optical repeaters adapted to this new technology, and more particularly to one of these approaches: mode division multiplexing in few-mode fibers. The main constraint for this kind of amplifiers is to realize the simultaneous gain equalization of the different telecommunications channels: spatial modes and wavelengths. Numerical tools have been developed to model and optimize these amplifiers so as to explore numerous configurations and identify the most appropriate. Particularly, a numerical model taking into account mode beating and mode coupling induced by the amplifying medium has been developed. Within the framework of this study, a new fibre configuration with micro-structured core allowing to overcome the limitations of the conventional fabrication methods has been studied. This fiber configuration is very predictive and can provide high and equalized gain over the different channels while optimizing the energy efficiency of the component. Another dimension of this thesis has been to study the possibility to integrate few-mode fiber amplifiers in the current single mode network, in order to share the amplification function and so realize cost savings.

Keywords: photonics, telecommunications, optical fibers, mode division multiplexing, space division multiplexing, shared amplifier