

Thèse

présentée à

UNIVERSITE DE LILLE – FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

**Ecole Doctorale Sciences de l'Ingénierie et des Systèmes, Université de Lille, Nord de
France**

en vue de l'obtention du titre de Docteur de l'Université de Lille dans la spécialité

Photonique, Microélectronique

Par

Bewindin Alfred SAWADOGO

Soutenue le 25 Octobre 2022

**Conception et mise en œuvre d'émetteurs Terahertz multiples via
l'association de fibre multi-cœurs et de réseaux de photodiodes : application
aux télécommunications à très haut débit**

Président : Laurent CLAVIER, Professeur, IEMN-IMT Nord-Europe

Rapporteur : Stéphane BLIN, Maître de conférences HDR, IES Montpellier

Rapporteur : Christophe PEUCHERET, Professeur, ENSSAT Lannion

Examinatrice : Anne-Laure BILLABERT, Maître de conférences HDR, CNAM Paris

Examineur : Laurent CLAVIER, Professeur, IEMN-IMT Nord-Europe

Directeur de thèse : Davy P. GAILLOT, Maître de conférences HDR, IEMN

Co-directeur de thèse : Laurent BIGOT, Directeur de Recherche, PhLAM

Invité : Esben ANDRESEN, Maître de conférences HDR, PhLAM

Invité : Guillaume DUCOURNAU, Professeur, IEMN

A ma précieuse femme,
A nos futurs enfants,
A ma famille,
A tous les enseignants et professeurs qui m'ont encadré depuis l'école primaire,
A la nation burkinabè qui m'est si chère
Je dédie ce mémoire

Conception et mise en œuvre d'émetteurs Terahertz multiples via l'association de fibre multi-cœurs et de réseaux de photodiodes : application aux télécommunications à très haut débit

Résumé

Les prévisions de CISCO indiquent que la demande en capacité de transmission ne cesse de croître au fil des années. En plus des utilisations actuelles, on assiste à l'émergence de nouvelles applications telles que la réalité augmentée, les hologrammes, ou encore les communications entre véhicules qui exigent des capacités de l'ordre de la centaine de Gbit/s et plus. Dans le domaine des radiocommunications, différentes approches sont envisagées en vue de répondre à ces besoins. La première consiste en des systèmes MIMO où l'agrégation de plusieurs canaux permet d'atteindre des débits plus élevés que l'état de l'art. La seconde est l'investigation de nouvelles bandes de fréquences dont la gamme THz (100 GHz-10 THz). Dans ce sens, la bande 250-320 GHz, qui a fait l'objet d'une standardisation (IEEE.802.15.3d) en 2017, apparaît particulièrement prometteuse car elle présente un bon compromis entre bande passante et performances technologiques. Différentes démonstrations de liaisons ont été faites dans cette bande à l'aide d'émetteurs et de récepteurs optoélectroniques. Cependant, force est de constater que les bilans de liaison sont pour la plupart dégradés non seulement à cause de l'atténuation atmosphérique et des pertes en espace libre élevées à ces fréquences (10 dB/m à 300 GHz) mais aussi en raison des relatives faibles puissances des émetteurs THz, surtout lorsqu'ils sont basés sur le photomélange (typiquement moins de 0 dBm). Ceci constitue un frein au développement de transmissions sur de longues distances basées sur cette technologie.

Dans le but de permettre des communications à très haut débit avec de meilleurs bilans de liaison, cette thèse réunit deux briques technologiques différentes. D'une part, nous développons un réseau d'émetteurs THz constitué de photodiodes qui, grâce au principe de la combinaison de puissance bien connu en radiofréquence, permet au système de générer plus de puissance THz que des émetteurs unitaires classiques. D'autre part, pour exciter le réseau de photodiodes, nous tirons parti d'une nouvelle génération de fibres optiques, les fibres multi-cœurs, qui trouve également un intérêt pour la réalisation du multiplexage spatial dans les futurs réseaux optiques. En assemblant ces deux briques technologiques, nous démontrons, pour la première fois à notre connaissance, l'excitation d'un réseau de 4 photodiodes par une fibre à 4 cœurs. L'intérêt de ce travail est qu'il démontre la possibilité de réaliser des liaisons autour de 300 GHz à des débits allant jusqu'à 100 Gbit/s, avec de meilleures bilans de liaison que ceux des liaisons basées sur une photodiode unitaire. Alternativement, il serait possible de réaliser le multiplexage spatial de données sur 4 porteuses THz différentes dans le but d'atteindre des débits de plusieurs centaines de Gbit/s. Du reste, nous investiguons, dans ce travail, de nouvelles bandes pour les communications THz à travers la caractérisation d'une photodiode unitaire à 800 GHz pour des débits allant à 10 Gbit/s.

Mots clés : télécommunications, photonique, THz, photodiodes, fibres multi-cœurs, réseau d'émetteurs, très haut débit, Radiofréquence, multiplexage spatial

Conception and realization of multiple Terahertz transmitters via the association of multicore fibers and photodiode arrays : application to high data rate telecommunications

Abstract

CISCO forecasts indicate that the demand for transmission capacity is more and more growing. In addition to current applications, there is the emergence of new applications such as augmented reality, holograms, vehicle-to-vehicle communications which require capacities in the order of a hundred of Gbit/s and more. In the field of radiocommunications, different approaches are being considered to meet these needs. The first consists of MIMO systems where the aggregation of several channels allows to reach higher data rates than the state of the art. The second is the investigation of new frequency bands including the THz region (100 GHz-10 THz). In this respect, the 250-320 GHz band, which was standardised (IEEE.802.15.3d) in 2017, seems particularly promising as it offers a good compromise between bandwidth and technological performances. Various demonstrations of links in this band have been made using optoelectronic transmitters and receivers. However, it is clear that the link budgets are mostly degraded not only because of atmospheric attenuation and high free space path losses at these frequencies (10 dB/m at 300 GHz) but also because of the relatively low power of THz transmitters, especially when they are based on photo-mixing (typically less than 0 dBm). This hinders the realization of long distance transmissions based on this technology.

Aiming at enabling very high data rate communications with better link budgets, this thesis brings together two different technological blocks. On the one hand, we develop an array of THz transmitters consisting of photodiodes which, thanks to the principle of power combination well known in radio frequency, allows the system to generate more THz power than some conventional single transmitters. On the other hand, in order to excite the photodiodes array, we take advantage of a new generation of optical fibres, the multi-core fibres, which are also of interest for spatial multiplexing in future optical networks. By assembling these two technological bricks, we demonstrate, for the first time, to the best of our knowledge, the excitation of a 4 photodiode array by a 4-core fibre. The interest of this work is that it demonstrates the possibility of developing links around 300 GHz at rates up to 100 Gbit/s, with better link budgets than those based on single photodiode. Alternatively, it would be possible to perform spatial data multiplexing on 4 different THz carriers in order to achieve data rates of several hundred Gbit/s. Last but not least, we investigate new frequency bands for THz communications through the characterization of a single photodiode at 800 GHz for data rates up to 10 Gbit/s.

Key words: Telecommunications, Photonics, THz, photodiodes, multicore fiber, emitter array, high data rate, radiofrequency, spatial division multiplexing

Remerciements

Cette thèse est l'aboutissement d'un travail mené sous la supervision et avec la collaboration de plusieurs chercheurs. Mes premiers mots de gratitude vont à l'endroit de mes deux co-directeurs de thèse, Laurent BIGOT et Davy GAILLOT, ainsi que mes deux co-encadrants, Guillaume DUCOURNAU et Esben ANDRESEN. Venant de deux mondes technologiques différents, à savoir la photonique et les radiofréquences, ils ont imaginé un projet qui fait converger ces mondes afin de tirer parti des avantages de l'un et de l'autre. Ma gratitude est d'autant plus grande qu'ils ont été présents et impliqués à chaque étape de la thèse. J'ai beaucoup appris à leurs côtés, aussi bien à propos des expérimentations que l'approfondissement de concepts théoriques. Par le biais de leurs remarques et suggestions, j'ai été emmené à creuser, à investiguer, à explorer, à affiner mon travail jusqu'à obtenir les résultats consignés dans ce manuscrit. J'ai également une pensée pour mes camarades doctorants, notamment Alex CHEDID, Maroun BSAIBES et Fatima EL MOUSSAOUI, avec qui j'ai eu moult interactions constructives. Ces 3 années pendant lesquelles nous nous sommes côtoyés m'ont permis d'apprendre d'eux, de leurs parcours, de leurs sujets de recherche tout aussi intéressants les uns que les autres. J'ai particulièrement apprécié l'esprit d'entraide et de solidarité qui a prévalu dans nos rapports. Par ailleurs, je voudrais remercier Géraud BOUWMANS, Monika BOUET et Karen BAUDELLE dont l'expertise en matière de fabrication de fibres optiques a contribué à la réussite de cette thèse. Je garde de bons souvenirs de notre collaboration. Il ne serait pas superflu d'adresser ici un mot de remerciement à Rémi HABERT et Damien LABAT qui m'ont permis de monter en compétence dans la caractérisation des microlentilles. Damien m'a consacré beaucoup de son temps dans le cadre de l'assemblage Fibre/microlentille. J'ai apprécié sa patience, sa diligence et son sens élevé de la pédagogie.

Il y a d'autres personnes avec qui j'ai eu des collaborations ponctuelles et que je m'en voudrais de ne pas remercier. Sont de ceux-là Olivier VANVINCQ sur la partie mode solver, Rédha KASSI sur la partie mesure de bruit de phase, Shuo ZHENG sur la partie chaîne télécoms, Jean YAMMINE sur la partie simulation Zemax, Gaelle BREVALLE sur la partie fabrication de lentille best form, Malek ZEGAOUI sur la partie fabrication des UTC-PD, Gloria BORONG LIVE sur la partie mesure MEB et Aritrio BANDYOPADHYAY sur la partie caractérisation des UTC-PD. Pour terminer, je remercie l'ensemble du PhLAM, de l'IEMN et de l'Université de Lille pour ces 3 années de recherche doctorale sur la photonique THz.

Table des matières

Résumé.....	5
Abstract	6
Remerciements	7
Liste des figures.....	11
Liste des tableaux.....	14
Acronymes.....	17
Introduction générale.....	21
Chapitre 1 : Communications optiques et radiocommunications à très hauts débits	23
1.1. Options possibles pour les communications à hauts débits	24
1.1.1. Cas des réseaux fibrés	24
1.1.2. Réseaux de radiocommunications	30
1.2. Pistes de travail pour les réseaux optiques du futur.....	34
1.2.1. Exploitation des fibres actuelles.....	35
1.2.2. Nouvelles fibres pour les réseaux optiques	38
1.3. Axes de développement dans le contexte des radiocommunications.....	44
1.3.1. Généralités sur les ondes THz	44
1.3.2. Etat de l'art des transmissions THz	52
1.4. Perspectives de développement en photonique-THz	55
1.5. Conclusion et organisation du manuscrit.....	58
Références.....	60
Chapitre 2 : Fibres multi-cœurs pour application Photonique THz.....	68
2.1. Considérations générales sur les fibres multi-cœurs	69
2.1.1. Rappel sur le guidage de la lumière dans les fibres optiques	69
2.1.2. Types de fibres multi-cœurs présentées dans la littérature	75
2.1.3. Composants pour l'excitation sélective des cœurs : Fan-In/Fan-Out	79
2.1.4. Fibres multi-cœurs utilisées dans le contexte Photonique THz	85
2.2. Solutions possibles pour exciter une ou plusieurs photodiodes à partir d'une fibre multi-cœurs	88
2.2.1. Lentilles GRIN	89
2.2.2. Réseau de microlentilles	93
2.2.3. Lentille best form	95
2.3. Conclusion	95
Références.....	97
Chapitre 3 : Design, fabrication et caractérisation d'une fibre multi-cœurs fonctionnalisée	101
3.1. Choix des propriétés opto-géométriques	102

3.2. Fabrication.....	105
3.2.1. Réalisation d'une préforme mère par MCVD	105
3.2.2. Etirage/assemblage	106
3.3. Caractérisation des propriétés de guidage des fibres réalisées.....	108
3.3.1. Caractérisation géométrique.....	108
3.3.2. Caractérisation optique des fibres	113
3.4. Fibre équipée de Fan-In/Fan-Out.....	125
3.5. Couplage entre la MCF et les UTC-PD	125
3.5.1. Résultats de caractérisation des microlentilles GRIN.....	126
3.5.2. Couplage à l'aide d'un réseau de microlentilles.....	129
3.5.3. Couplage à l'aide de lentilles best form	130
3.6. Conclusion	136
Références.....	137
Chapitre 4 : Liaisons THz basées sur le photomélange.....	138
4.1. Considérations générales sur les photodiodes	139
4.1.1. Principe du photomélange	139
4.1.2. Principaux types de photodiodes opérant autour de 1,55 μm	141
4.1.3. Performances des photodiodes en Photonique THz.....	148
4.1.4. Les réseaux d'UTC-PD présentés dans la littérature	149
4.2. Fabrication et caractérisation d'une UTC-PD unitaire.....	153
4.2.1. Fabrication d'une UTC-PD	153
4.2.2. Caractérisation d'UTC-PD	156
4.3. Démonstration d'un réseau d'UTC-PD excité par une fibre multi-cœurs.....	169
4.4. Conclusion	172
Références.....	173
Conclusion générale et perspectives.....	175
Annexe.....	179
A. Guidage de la lumière dans les guides multiples : couplage entre guides	179
B. Calcul sur les incertitudes.....	184
Liste des publications	186
Proceedings	186

Liste des figures

Figure 1.1. a) Schéma d'une liaison optique. b) Illustration d'un système WDM.....	25
Figure 1.2. Système cohérent à 100 Gbit/s.....	26
Figure 1.3. Le spectre électromagnétique et les bandes radios	30
Figure 1.4. Synoptique d'une chaîne de radiocommunication	30
Figure 1.5. Schéma d'un système radio sur fibre	34
Figure 1.6. Efficacité spectrale tendant vers la limite non linéaire de Shannon [29]	35
Figure 1.7. a) Diminution progressive du pic d'absorption des fibres standards. b) Système utilisant 3 bandes distinctes. Adapté de [2].....	36
Figure 1.8. Profil d'indice d'une fibre à gradient d'indice avec les 5 premiers groupes de modes dont les indices effectifs s'étendent entre l'indice de cœur et l'indice de gaine. Adapté de [31].....	38
Figure 1.9. Profil d'indice d'une fibre à saut d'indice avec 6 premiers groupes de modes dont les indices effectifs s'étendent entre l'indice de cœur et l'indice de gaine. Adapté de [31]	40
Figure 1.10. Différents types de MCF en fonction de la disposition des cœurs. Adapté de [60].....	42
Figure 1.11. Différence de complexité entre une approche MCF et une FM-MCF guidant toutes deux 6 modes. Adapté de [60].....	43
Figure 1.12. a) Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence. Adapté de [89]. b) Canaux de transmission dans le format IEEE 802.15.3d [90].....	47
Figure 1.13. Différentes architectures des systèmes THz tout-électronique	49
Figure 1.14. Emetteur THz basé sur le photomélangé. a) Emetteur à 1 canal. b) Emetteur à 4 canaux	50
Figure 1.15. Relation débit - distance des transmissions listées dans le Tableau 1.8 en fonction de la technologie des émetteurs utilisés	54
Figure 1.16. Configuration de l'émetteur photonique THz proposé dans ce travail	55
Figure 2.1. Illustration d'une MCF fonctionnalisée	69
Figure 2.2. a) Illustration des éléments composant une fibre. b) Schéma de la réflexion totale interne. c) Relation entre le vecteur d'onde et la constante de propagation	70
Figure 2.3. a) Distribution d'intensité et orientation du champ électrique de quelques modes vectoriels [2]. b) Distribution d'intensité de quelques modes LP.....	73
Figure 2.4. Relation entre la diaphonie et le pas entre cœurs d'une MCF. Adapté de [6]	76
Figure 2.5. Illustration d'une fibre à 7 cœurs et du fan-in correspondant [14].....	79
Figure 2.6. a) Fabrication de FIFO de type conique fondu [28]. b) Fabrication de FIFO par usage d'adhésif [29]	80
Figure 2.7. a) Profil d'indice de la SSMF. b) Profil d'indice initial de la fibre intermédiaire. c) Profil d'indice de la fibre intermédiaire affinée. d) Profil d'indice de la MCF. Adapté de [30].....	81
Figure 2.8. a) Mesure des pertes d'insertion. b) Mesure de la diaphonie.....	81
Figure 2.9. Raccordement de a) deux fibres différentes. b) deux fibres avec un désalignement latéral. c) deux fibres avec un désalignement angulaire. Adapté de [39].....	83
Figure 2.10. Ecart entre les positions des cœurs du FIFO réalisé et leurs positions idéales. a) Pour le fan-in. b) Pour le fan-out. Adapté de [29].	84
Figure 2.11. Beamforming via une MCF dans une liaison radio. Adaptée de [41].....	85
Figure 2.12. Schéma de la transmission full duplex de la référence [44].....	86
Figure 2.13. Banc expérimental mis en œuvre dans [45]	87
Figure 2.14. Performances de transmission rapportées dans [45]	88
Figure 2.15. a) Evolution d'un faisceau gaussien injecté en entrée d'une lentille GRIN. b) Evolution du rayon du faisceau dans la fibre GRIN d'Alcatel 85/125 [48].....	89
Figure 2.16. a) Caractéristiques d'une lentille GRIN. Adapté de [48]. b) Focalisation à l'aide d'une GRIN précédée d'un spacer. Adapté de [49].....	90

Figure 2.17. a) Couplage par l'emploi d'un réseau de microlentilles. b) Focalisation d'un faisceau par une lentille. Adapté de [55]	93
Figure 2.18.a) Réseau de microlentilles à faible épaisseur. b) Réseau de microlentilles à épaisseur plus élevée.....	94
Figure 2.19. a) Photo du réseau de microlentilles de [56]. b) Photos du réseau de microlentilles de [57]	94
Figure 2.20. Schéma d'une lentille best form vue de profil [58].....	95
Figure 3.1. Illustration d'une fibre de 4 cœurs	102
Figure 3.2. MFD en fonction du rayon de cœur ($\Delta n=30.10^{-3}$) à 1,55 μm pour des profils parfaits.....	103
Figure 3.3. a) Profil d'indice de réfraction de la fibre A (bleu) et intensité de son mode fondamental (orange). b) Profil d'indice de réfraction de la fibre B (bleu) et intensité de son mode fondamental (orange)	104
Figure 3.4. a) Illustration de la mise en œuvre des précurseurs lors d'un dépôt en phase vapeur de silice [3]. b) Schéma de l'indice de réfraction en fonction de la concentration de dopant pour différents composants sous leur forme oxydée [3].	105
Figure 3.5. Principales étapes de fabrication d'une MCF	106
Figure 3.6. Schéma de la procédure d'étirage/fibrage.....	107
Figure 3.7. Photos MEB de différentes fibres. a) TF4127A. b) TF4131B	109
Figure 3.8. Photos MEB et mesure des dimensions de la fibre A	110
Figure 3.9. Photos MEB et mesure des dimensions de la fibre B	111
Figure 3.10. Image 2D du profil d'indice de la fibre A mesuré à l'IFA.....	112
Figure 3.11. Schéma du montage de mesure du MFD et du taux de couplage à l'aide de la caméra .	114
Figure 3.12. a) Image 2D des quatre cœurs obtenus à l'aide de la caméra. b) Profil d'intensité de deux cœurs	114
Figure 3.13. Image obtenue à la a) Sensibilité1 et à la b) Sensibilité2.....	116
Figure 3.14. Correspondance entre les numéros des cœurs et leur emplacement dans la maille	117
Figure 3.15. Profil d'intensité des cœurs de la fibre B considérés deux à deux. a) C1C2 b) C2C3 c) C3C4 d) C4C1. Mesures réalisées en Sensibilité2	118
Figure 3.16. Schéma du montage pour la mesure du MFD en champ lointain	120
Figure 3.17. Intensité mesurée en champ lointain pour a) la fibre A et b) la fibre B	121
Figure 3.18. Schéma du montage de mesure OTDR	123
Figure 3.19. a) Trace OTDR de la fibre A. b) Ajustement linéaire de la trace OTDR entre 20 m et 60 m	124
Figure 3.20. Illustration du banc de caractérisation de microlentilles	126
Figure 3.21. a) MCF soudée à un spacer soudé à la microlentille FiberTech Lille. b) Spots obtenus à la caméra pour la structure MCF+Spacer+Microlentille FiberTech Lille. c) MCF collée à l'ensemble spacer + microlentille Grintech. d) Spots obtenus à la caméra pour la structure MCF+Spacer+Microlentille Grintech	127
Figure 3.22. Illustration d'un réseau de microlentilles	129
Figure 3.23. Simulation d'une lentille best form à l'aide du logiciel Zemax	131
Figure 3.24. a) Fichier d'impression de la lentille best form. b) Fibre équipée de la lentille imprimée. c) Spots obtenus à la caméra dans le cas d'une excitation non sélective en entrée	133
Figure 3.25. Banc de test de la tenue en puissance de l'assemblage MCF/GRIN.....	134
Figure 3.26. Schéma du banc expérimental de mesure des pertes de la structure fan in-fibre A- microlentille GRIN.....	135
Figure 4.1. Illustration de la génération THz par photomélangement	140
Figure 4.2. a) Schéma d'une photodiode PIN. b) Structure de bande d'une photodiode PIN.....	142
Figure 4.3. Allure de la caractéristique statique d'une photodiode à l'obscurité et sous éclairage [6] 142	

Figure 4.4. a) Modèle de circuit équivalent d'une photodiode PIN. b) Modèle simplifié. c) Modèle simplifié d'une photodiode PIN connectée à une charge RL [5]	143
Figure 4.5. Allure typique de a) la réponse d'une photodiode. b) la réponse fréquentielle d'une photodiode	145
Figure 4.6. a) Eclairage vertical d'une photodiode, par le haut. b) Eclairage latéral de la photodiode	146
Figure 4.7. a) Schéma d'une UTC-PD. b) Structure de bande d'une UTC-PD.....	147
Figure 4.8. Modèle de circuit équivalent d'une UTC-PD [10].....	147
Figure 4.9. Combinaison de photocourants de deux photodiodes en parallèle	149
Figure 4.10. Schéma d'excitation du réseau de photodiodes réalisée dans [22]	150
Figure 4.11. Comparaison graphique de a) la puissance RF maximale des photodiodes de [22]. b) le courant de saturation des photodiodes de [22]	151
Figure 4.12. Réponses en fréquence d'une photodiode unitaire, d'un réseau de deux et d'un réseau de trois photodiodes PIN. Adapté de [22]	152
Figure 4.13. Masque de a) une UTC-PD unitaire et b) un réseau de 4 UTC-PD	153
Figure 4.14. Principales étapes de fabrication des UTC-PD [20]	155
Figure 4.15. Photo MEB du réseau d'UTC-PD réalisé	156
Figure 4.16. a) Schéma du banc de mesure des propriétés électriques des UTC-PD. b) Photo du banc de caractérisation sous pointes (Cas de détection en bande 750-1100 GHz)	157
Figure 4.17. a) Caractéristique de l'UTC-PD à différentes puissances optiques incidentes. b) Tracé du photocourant en fonction de la puissance optique (biais= -0,2V)	158
Figure 4.18. Tracé du photocourant (en valeur absolue) obtenu sans éclairage optique.	159
Figure 4.19. Tracé du courant pour différentes valeurs de bias (UTC-PD polarisée en directe)	160
Figure 4.20. Schéma du banc expérimental des mesures de puissance	161
Figure 4.21. a) Evolution de la puissance THz en fonction du photocourant en échelle linéaire à 320 GHz (bias : -1 V). b) Evolution de la puissance THz en fonction du photocourant en échelle logarithmique. c) Réponse en fréquence de l'UTC-PD entre 290 et 350 GHz à 8 mA (bias : -1 V) ..	161
Figure 4.22. Schéma du banc expérimental utilisé pour les mesures en transmission de données	162
Figure 4.23. a) Courbes de BER à 50, 80 et 100 Gbit/s. b-d) Constellations obtenues à 320 GHz pour des photocourants de 4, 7 et 8 mA respectivement	163
Figure 4.24. Schéma du banc de caractérisation en puissance de l'UTC-PD.....	164
Figure 4.25. a) Illustration de l'ensemble UTC-PD + accès coplanaires. b) Pertes de conversion du mélangeur en fonction de la fréquence.....	164
Figure 4.26. a) Evolution de la puissance en fonction du bias de l'UTC-PD de 6 μm à des valeurs de photocourant différentes. b) Evolution de la puissance en fonction du bias pour des UTC-PD de différents diamètres opérant à 800 GHz (à photocourant constant : 1 mA)	165
Figure 4.27. a) Evolution de la puissance THz générée par l'UTC-PD de 3 μm à 800 et 1000 GHz (bias : -0,3/-0,5V). b) Evolution de la puissance THz générée par les UTC-PD de 2 μm pour une fréquence de 800 GHz (bias : -0,8 V) et 3 μm (bias : -0,3 V).....	166
Figure 4.28. Spectres relatifs à l'UTC-PD de 3 μm émettant à 800 GHz (en bleu) puis 1000 GHz (en rouge). Bias : - 0,3/-0,5 V ; photocourant : 5/6,8 mA. RBW : 200 kHz.....	167
Figure 4.29. Schéma du banc de caractérisation en transmission de données de l'UTC-PD	168
Figure 4.30. Constellations correspondant aux performances indiquées dans le Tableau 4.6	169
Figure 4.31. Banc expérimental de la caractérisation en puissance du réseau d'UTC-PD.....	170
Figure 4.32. a. Evolution de la puissance pic des UTC-PD en fonction du photocourant total. b) Evolution de la puissance pic mesurée comparée à la puissance idéale en fonction du nombre d'UTC-PD	171

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Caractéristiques des réseaux fibrés de moyennes et longues distances [5]	28
Tableau 1.2. Caractéristiques des différentes technologies radio de faible portée [13], [14], [15], [16], [17]	32
Tableau 1.3. Principales fréquences porteuses des satellites de télécommunications et bande passante associée.....	33
Tableau 1.4. Performances atteintes lors de transmissions sur FMF à modes fortement couplés.....	40
Tableau 1.5. Performances atteintes lors de transmissions sur FMF à modes faiblement couplés	40
Tableau 1.6. Quelques transmissions FM-MCF rapportées dans la littérature [77], [78], [31].....	43
Tableau 1.7. Comparaison entre la 5G et les prévisions 6G en termes de débit et de latence. Adapté de [90]	46
Tableau 1.8. Résumé des performances et caractéristiques de quelques transmissions THz rapportées dans la littérature [118] [94] [91]. (Ref : référence, t.r : temps réel, SHM : mélangeur, SBD : diode de Schottky, PD : photodiode, MMIC : Circuit intégré monolithique hyperfréquences, HEMT : transistor à électron de grande mobilité, HBT : transistor à hétérojonction bipolaire, TWTA : amplificateur tube à onde progressive).....	53
Tableau 1.9. Spécifications du cahier de charges des différents éléments du système	56
Tableau 1.10. Etat de l’art de réseaux de photodiodes. (PIC : circuit photonique intégrée, PCA : antenne photoconductrice, PD : Photodiode)	57
Tableau 2.1. Equivalence modes scalaires – modes vectoriels	74
Tableau 2.2. Propriétés de quelques MCF présentées dans la littérature	78
Tableau 2.3. Exigences et critères de l’usage des MCF dans les différents types de réseaux [27].	79
Tableau 2.4. Exemples de FIFO et paramètres associés rapportés dans la littérature	83
Tableau 2.5. Caractéristiques de la MCF utilisée dans la référence [41]	85
Tableau 2.6. Résultats d’application des Equations (2.61) et (2.62) dans le cas d’une lentille GRIN de rayon 50 μm (ng : 1,474).....	91
Tableau 2.7. Résultats d’application des Equations (2.61) et (2.62) dans le cas d’une lentille GRIN de rayon 70 μm (ng : 1,474).....	91
Tableau 2.8. Performances de structures microlentillées avec des GRIN	92
Tableau 3.1. Tableau récapitulatif des caractéristiques opto-géométriques des préformes réalisées et des fibres A et B attendues	104
Tableau 3.2. Récapitulatif des paramètres géométriques des fibres.....	113
Tableau 3.3. Récapitulatif des taux de couplages (en dB) entre les cœurs de la fibre A.....	117
Tableau 3.4. Taux de couplage (en dB) relatifs à la fibre B.....	119
Tableau 3.5. Récapitulatif de la mesure de MFD	122
Tableau 3.6. Résumé des caractéristiques optiques des fibres	124
Tableau 3.7. Mesure des pertes d’insertion (termes diagonaux) et du couplage entre cœurs (termes non diagonaux) pour les fibres A et B équipées de fan-in/fan-out (valeurs en dB)	125
Tableau 3.8. Caractéristiques des microlentilles FiberTech et Grintech	128
Tableau 3.9. Comparaison entre résultats théoriques et résultats expérimentaux pour les microlentilles FiberTech Lille et Grintech	128
Tableau 3.10. Simulations en vue de déterminer les paramètres de microlentilles adéquats pour une opération à 1550 nm	130
Tableau 3.11. Performances d’une lentille best form de longueur variant entre 168 à 600 μm	132
Tableau 3.12. Comparaison entre résultats théoriques et résultats expérimentaux dans le cas de la lentille best form développée.....	133
Tableau 3.13. Tableau récapitulatif des lentilles caractérisées.....	134
Tableau 3.14. Résultats des mesures de pertes des structures fan in-MCF-microlentille GRIN.....	135

Tableau 4.1. Performances de photodiodes rapportées dans la littérature.....	149
Tableau 4.2. Comparaison des performances d'une photodiode unitaire, d'un réseau de deux et d'un réseau de trois photodiodes PIN. Adapté de [22]	151
Tableau 4.3. Performances de réseaux de photodiodes rapportées dans la littérature.....	152
Tableau 4.4. Structure épitaxiale choisie pour la réalisation des UTC-PD	154
Tableau 4.5. Résultats de mesures électriques effectuées sur 3 UTC-PD de surfaces différentes	159
Tableau 4.6. Performances de l'UTC-PD en transmission de données à 800 GHz (bias : -1 V et photocourant : 9 mA)	168
Tableau 4.7. Photocourant total et puissance pic en fonction du nombre d'UTC-PD.....	171

Acronymes

AC	: Alternating Current
ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
AFG	: Arbitrary Function Generator
ANR	: Agence Nationale de la Recherche
AON	: Active Optical Network
ASE	: Amplified Spontaneous Emission
ASK	: Amplitude Shift Keying
ASIC	: Application Specific Integrated Circuit
BBU	: Base Band Unit
BER	: Bit Error Rate
CAO	: Conception Assistée par Ordinateur
CMOS	: Complementary Metal Oxyde Semiconductor
CO	: Central Office
CPW	: CoPlanar Waveguide
DC	: Direct Current
DCF	: Dispersion Compensated Fiber
DMGD	: Differential Mode Group Delay
DP-QPSK	: Dual Polarized- Quadrature Phase Shift Keying
DSF	: Dispersion Shifted Fiber
ECL	: External Cavity Laser
EDFA	: Erbium Doped Fiber Amplifier
EHF	: Extra High Frequency
EVM	: Error Vector Magnitude
EVOA	: Electronic Variable Optical Attenuator
FEC	: Forward Error Correction
FIFO	: Fan-In Fan-Out
FMF	: Few Mode Fiber
FM-MCF	: Few Mode-MultiCore Fiber

FSO	: Free Space Optics
FSPL	: Free Space Path Loss
FTTH	: Fiber To The Home
GEO	: Geosynchronous Equatorial Orbit
GPIB	: General Purpose Interface Bus
GRIN	: Graded INdex
HBT	: Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	: High Electron Mobility Transistor
IEMN	: Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie
IF	: Intermediate Frequency
IFA	: InterFiber Analysis
LED	: Light Emitting Diode
LEO	: Low Earth Orbit
LF	: Low Frequency
LNA	: Low Noise Amplifier
LP	: Linearly Polarized
LTG	: Low Temperature Grown
MCF	: MultiCore Fiber
MCVD	: Modified Chemical Vapor Deposition
MDL	: Mode Dependant Loss
MEB	: Microscope Electronique à Balayage
MFD	: Mode Field Diameter
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MMF	: MultiMode Fiber
MMI	: Multimode Interferometer
MMIC	: Monolithic Microwave Integrated Circuit
MZM	: Mach Zendher Modulator
NASA	: National Aeronautics and Space Administration
NG-PON	: New Generation-Passive Optical Network

NRZ	: Non-Return to Zero
NZ-DSF	: Non-Zero Dispersion Shifted Fiber
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ONU	: Optical Network Unit
ONSR	: Optical Signal to Noise Ratio
OOK	: On/Off Keying
OSA	: Optical Spectrum Analyzer
OTDL	: Optical Time Delay Line
OTDR	: Optical Time Domain Reflectometry
PDL	: Polarization Dependent Loss
PDM	: Polarization Division Multiplexing
PGMEA	: Propylene Glycol Monomethyl Ether Acetate
PhLAM	: Physique des Lasers, Atomes et Molécules
PLCN	: Pacific Light Cable Network
PMD	: Polarization mode Dispersion
PMMA	: PolyMethyl MethAcrylate
PON	: Passive Optical Network
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RAU	: Remote Antenna Unit
RF	: RadioFrequency
RMS	: Root Mean Square
RoF	: Radio over Fiber
RTD	: Resonant Tunneling Diode
SBD	: Schottky Barrier Diode
SDM	: Space Division Multiplexing
SHF	: Supra High Frequency
SHM	: Sub-Harmonic Mixer

SiGe	: Silicone Germanium
SMD	: Spatial Mode Dispersion
SMU	: Source Meter Unit
SNR	: Signal to Noise Ratio
SOA	: Semiconductor Optical Amplifier
SPATIOTERA	: SPATIal divisiOn multiplexing for TERAbit/s terahertz communications
SSMF	: Standard Single Mode Fiber
TE	: Transverse Electric
TM	: Transverse Magnétique
TWDM	: Time Wavelength Division Multiplexing
TWTA	: Travelling Wave Tube Amplifier
UHF	: Ultra High Frequency
UHNA	: Ultra High Numerical Aperture
UIT	: Union Internationale des Télécommunications
UTC-PD	: UniTravelling Carrier PhotoDiode
UWB	: Ultra Wide Band
VHF	: Very High Frequency
VSG	: Vector Signal Generator
WANTED	: Wireless Area Network of THz Emitters and Detectors
WDM	: Wavelength Division Multiplexing
WLAN	: Wireless Local Area Network
WMAN	: Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	: Wireless Metropolitan Area Network
WWAN	: Wireless Metropolitan Area Network
WSS	: Wavelength Selective Switch

Introduction générale

Nous vivons une ère des communications marquée notamment par le niveau sans cesse croissant des échanges de données à travers le monde. Les prévisions de CISCO (www.cisco.com) indiquent que cette tendance haussière va se poursuivre dans les années à venir si bien que le besoin d'augmenter la capacité des systèmes de transmission (aussi bien en optique qu'en radiocommunications) est de plus en plus pressant. Dans le domaine optique, les pistes les plus investiguées ont trait au multiplexage spatial à l'aide de fibres multimodes ou multi-cœurs. Dans les radiocommunications, les solutions envisagées tournent, entre autres, autour des systèmes MIMO et de l'utilisation de la bande THz. Les fréquences THz, qui s'étendent de 100 GHz à 10 THz, présentent le mérite d'ouvrir la voie à des liaisons sans fil à 100 Gbit/s et plus, nécessaires pour des applications telles que les hologrammes, les communications entre véhicules et la réalité augmentée. La "bande de 300 GHz", qui correspond à la bande de fréquences 250-320 GHz réglementée par la norme IEEE 802.15.3d, a récemment stimulé la recherche sur les communications THz. La plupart des récepteurs THz sont des dispositifs électroniques (diodes à barrière Schottky, mélangeur subharmonique) tandis que, du côté de l'émetteur, une approche électronique (mélangeurs, transistors SiGe, ...) et une approche photonique (photomélangeurs, lasers à cascade quantique, ...) sont étudiées. La génération de signaux THz par la technique de photomélange présente de nombreux avantages tels que la linéarité des signaux sur une large bande passante et la possibilité de réaliser facilement une transmission multi-porteuses en augmentant le nombre de lasers. Qui plus est, cette technique de génération THz facilite l'interconnexion future des systèmes THz avec les systèmes optiques. Habituellement, le signal THz résulte du battement de deux ondes lumineuses dans une photodiode. En terme de photomélangeurs, les photodiodes à transport unipolaire (UTC-PD) sont préférées aux photodiodes PIN car, comme nous le verrons, elles offrent une plus grande largeur de bande et un courant de saturation plus élevé. Dans tous les cas, l'un des paramètres clés de toute liaison sans fil est la puissance transmise. Malheureusement, l'approche basée sur la photonique souffre de limitations en termes puissance de sortie qui réduisent la portée des liaisons. Il est donc nécessaire de développer de nouvelles approches afin d'augmenter la puissance de la porteuse THz d'autant plus que, aux fréquences THz, l'atténuation atmosphérique et les pertes en espace libre sont élevées (plus de 10 dB/m à 300 GHz).

Menée conjointement au PhLAM et à l'IEMN, cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet SPATIOTERA financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR). L'objectif recherché est de réaliser un émetteur THz dont la puissance est supérieure à l'état de l'art des UTC-PD unitaires (0 dBm autour de 300 GHz) en s'appuyant sur le principe de combinaison de puissance. L'approche utilisée est nouvelle car elle combine une fibre multi-cœurs (nouvelles génération de fibres investiguées dans le cadre de la réalisation du multiplexage spatial dans les réseaux optiques du futur) avec un réseau d'UTC-PD.

Dans le Chapitre 1 de ce manuscrit, nous passons en revue l'état de l'art et les perspectives des communications optiques haut débit d'une part et des radiocommunications d'autre part. Le Chapitre 2 traite de l'utilisation des fibres multi-cœurs dans la photonique THz. Dans cette partie, nous ferons l'état de l'art détaillé des fibres multi-cœurs de façon générale et l'état de l'art des fibres multi-cœurs utilisées en communications THz de façon particulière. Aussi, cette

partie comportera l'étude théorique des dispositifs nécessaires au couplage de la lumière d'une SSMF vers une MCF ainsi que les dispositifs nécessaires au couplage de la lumière de la MCF vers une photodiode ou un réseau de photodiodes.

Dans le Chapitre 3, nous décrivons les étapes de design et de fabrication des MCF fonctionnalisées que nous avons développées au PhLAM. Les résultats de caractérisation seront présentés.

Le Chapitre 4 porte sur les liaisons THz basées sur le photomélangement. Après un état de l'art sur les photodiodes, nous aborderons les étapes de fabrication des photodiodes développées à l'IEMN. Les caractérisations de ces photodiodes, en propriétés électriques, en puissance et en transmissions de données seront présentées non seulement à 300 GHz mais aussi à 800 GHz où peu de démonstrations THz par photomélangement ont été faites à ce jour. Une démonstration de l'excitation d'un réseau d'UTC-PD par une fibre multi-cœurs sera présentée, établissant la preuve de concept de la combinaison de puissance dans le domaine de la Photonique THz.

La dernière partie du manuscrit, quant à elle, est dédiée à la conclusion générale assortie des perspectives.

Chapitre 1 : Communications optiques et radiocommunications à très hauts débits

1.1. Options possibles pour les communications à hauts débits	24
1.1.1. Cas des réseaux fibrés	24
1.1.1.1. Architecture générale d'une liaison optique.....	24
1.1.1.2. Généralités sur les systèmes cohérents actuels.....	25
1.1.1.3. Transmissions optiques dans les réseaux de courtes distances.....	27
1.1.1.4. Transmissions optiques dans les réseaux de moyennes et longues distances	27
1.1.2. Réseaux de radiocommunications	30
1.1.2.1. Généralités sur les radiocommunications.....	30
1.1.2.2. Liaisons radio très courtes/courtes portées.....	31
1.1.2.3. Liaisons radio de moyennes et longues portées	32
1.1.2.4. Cas des systèmes optique-radio.....	34
1.2. Pistes de travail pour les réseaux optiques du futur.....	34
1.2.1. Exploitation des fibres actuelles.....	35
1.2.1.1. Augmentation de la capacité par exploitation de nouvelles bandes optiques.....	36
1.2.1.2. Les fibres multimodes	37
1.2.2. Nouvelles fibres pour les réseaux optiques	38
1.2.2.1. Fibres faiblement multimodes	39
1.2.2.2. Fibres multi-cœurs	41
1.3. Axes de développement dans le contexte des radiocommunications.....	44
1.3.1. Généralités sur les ondes THz	44
1.3.1.1. Caractéristiques sur les ondes THz.....	44
1.3.1.2. Les ondes THz en télécommunications	45
a. Avantages des ondes THz pour les télécommunications	45
b. Scénarios des applications possibles des communications THz.....	46
c. Les fenêtres de transmission	47
1.3.1.3. Architecture des liaisons THz	48
a. Systèmes THz tout-électronique	49
b. Systèmes THz basés sur l'approche hybride photonique-électronique.....	50
1.3.2. Etat de l'art des transmissions THz	52
1.4. Perspectives de développement en photonique-THz	55
1.5. Conclusion et organisation du manuscrit.....	58
Références.....	60

Ce chapitre traite en premier lieu des systèmes de transmission optique en précisant les débits qu'ils permettent d'atteindre dans les réseaux d'accès, les réseaux métropolitains, les réseaux de cœur ainsi que les technologies qui sous-tendent ces performances. Ensuite, nous appliquons la même démarche aux systèmes de radiocommunications. Après avoir étudié les possibilités d'augmentation des capacités aussi bien en optique qu'en radiocommunications, nous étudierons les perspectives de développement en Photonique THz. A ce niveau, une brève description des objectifs de la thèse sera faite. Le chapitre se terminera par une conclusion et une présentation de l'approche proposée dans cette thèse en vue de mettre au point des émetteurs photoniques générant une puissance relativement élevée dans la bande de 300 GHz.

1.1. Options possibles pour les communications à hauts débits

Dans cette partie, nous présentons l'état de l'art des systèmes de télécommunications à hauts débits. Nous nous intéresserons aux réseaux optiques dans un premier temps et aux radiocommunications dans un second temps, en précisant les débits et technologies en vigueur dans les réseaux de petites, de moyennes et de longues distances.

1.1.1. Cas des réseaux fibrés

1.1.1.1. Architecture générale d'une liaison optique

Les systèmes de télécommunications sur fibres optiques ne datent pas d'aujourd'hui. Leurs premières fondations ont été posées dès l'invention du laser en 1960 et la mise au point progressive de fibres optiques dont l'atténuation linéique n'a cessé de décroître. En effet, depuis les premières fibres qui présentaient des pertes de 1000 dB/km, les systèmes de transmission ont vu leurs performances s'améliorer grâce à des fibres présentant aujourd'hui des pertes de fond inférieures 0,2 dB/km à 1,55 μm [1].

L'architecture de base d'une liaison optique est schématisée sur la Figure 1.1.a. Elle comprend un émetteur assurant la conversion électrique - optique, un récepteur assurant la conversion optique - électrique et un support de transmission qui est la fibre optique. L'émetteur est le plus souvent un laser en modulation interne ou externe. Le récepteur, quant à lui, est constitué, entre autres, d'un photo-détecteur (systèmes en modulation d'amplitude) ou de plusieurs photo-détecteurs (systèmes cohérents).

Dès les années 1990, les systèmes multiplexés en longueur d'onde (WDM) ont été introduits dans les systèmes de transmission optique en vue d'optimiser l'utilisation des ressources et d'augmenter les capacités de transmission [2].

Sur la Figure 1.1.b est illustrée une liaison WDM de n longueurs d'onde communément appelées canaux. Un ou plusieurs amplificateurs optiques peuvent être insérés dans la liaison afin d'en accroître la portée.

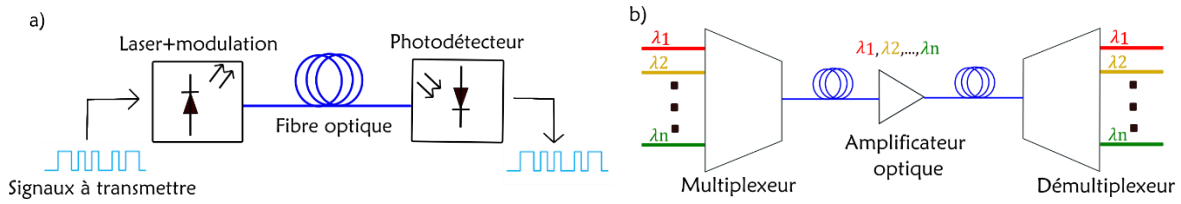


Figure 1.1. a) Schéma d'une liaison optique. b) Illustration d'un système WDM

La qualité des transmissions est habituellement mesurée par un certain nombre de critères au premier rang desquels figure le taux d'erreur binaire (BER). Ce dernier désigne la fraction moyenne de bits mal interprétés lors de la discrimination des symboles à la réception. Chaque opérateur télécom définit la valeur du BER à ne pas dépasser. Elle va de 10^{-12} pour certains opérateurs à 10^{-15} pour d'autres [1]. En vue de s'assurer de la bonne qualité des transmissions (BER inférieur au seuil), il est toujours nécessaire d'optimiser et de trouver un compromis entre les différents facteurs influençant la transmission notamment le rapport signal à bruit optique (OSNR), la dispersion et les non-linéarités.

1.1.1.2. Généralités sur les systèmes cohérents actuels

Avant l'avènement des systèmes cohérents, les systèmes optiques fonctionnaient sur la base de la détection directe, appropriée pour les formats de modulation d'intensité OOK-NRZ. Une telle modulation contient un alphabet à 2 symboles, en l'occurrence le symbole « 0 » et le symbole « 1 ». Dans ce cas, le débit symbole, le débit binaire et la largeur spectrale sont reliés par les Equations (1.1) et 1.2 [3] :

$$D_{symb} = D_b , \quad (1.1)$$

$$Bw = 2D_b , \quad (1.2)$$

où D_{symb} est le débit symbole, D_b le débit binaire et Bw la largeur spectrale.

Les débits binaires supérieurs à 40 Gbit/s sont difficilement accessibles par la modulation d'intensité car le temps symbole se réduit, ce qui rend le signal plus sensible à l'étalement temporel lié à la dispersion chromatique.

Autour de 2008, la détection cohérente, technique inspirée de la radio, a été introduite dans les transmissions optiques. Elle consiste à utiliser, en réception, un oscillateur local dont le battement avec le signal optique reçu permet de retrouver, en fréquence intermédiaire, un courant électrique portant la même modulation que le signal incident [4]. Dès lors, des formats QPSK sur double polarisation (DP-QPSK) ont été mis en œuvre, en utilisant deux paires de modulateurs Mach-Zehnder (MZM). Ils contiennent un alphabet à 4 symboles, « 00 », « 01 », « 10 », « 11 ». Dans ce cas, le débit symbole, le débit binaire et la largeur spectrale sont reliés par les Equations (1.3) et (1.4) [3] :

$$D_{symb} = \frac{1}{2} D_b , \quad (1.3)$$

$$Bw = D_b . \quad (1.4)$$

Le bénéfice immédiat de l'introduction des systèmes cohérents a été l'augmentation de l'efficacité spectrale des transmissions [2]. Par exemple, les systèmes PDM QPSK à 100 Gbit/s ont une efficacité spectrale 4 fois supérieure aux systèmes OOK-NRZ à 25 Gbit/s. L'autre avantage majeur des systèmes cohérents est que, par l'amélioration de la sensibilité du récepteur et le traitement numérique de la dispersion chromatique et de la dispersion modale de polarisation (PMD), ils ont favorisé les transmissions à très haut débit sur de longues distances [2]. La Figure 1.2 représente la configuration des systèmes cohérents actuels à 100 Gbit/s, basés sur la modulation DP-QPSK.

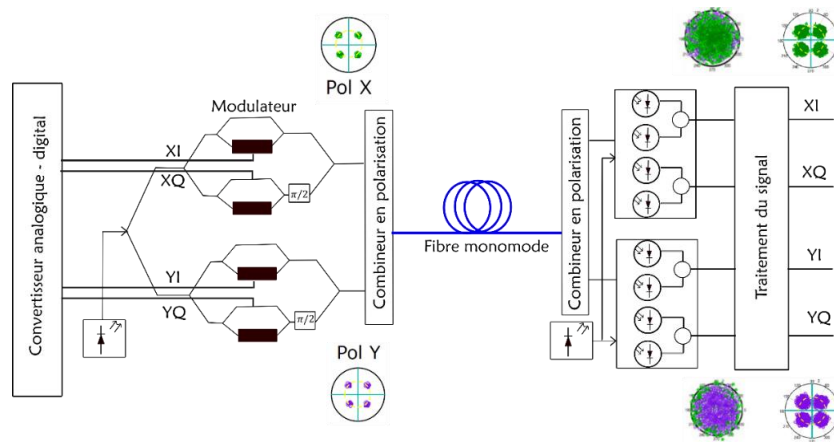


Figure 1.2. Système cohérent à 100 Gbit/s

4 séquences binaires XI, XQ, YI et YQ sont chacune modulées à 25 Gbaud par un MZM. Sur chaque constellation, l'amplitude est constante tandis que la phase prend des valeurs discrètes : $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$. Les 2 polarisations sont ensuite combinées pour être transmises sur une fibre monomode standard (SSMF). En fin de transmission, les polarisations sont séparées pour ensuite interférer chacune avec l'oscillateur local dans un mélangeur cohérent. Il en résulte quatre photo-courants liés, de façon quadratique, au champ optique incident, donc à ses composantes réelles et imaginaires. Ces signaux analogiques sont ensuite convertis en signaux numériques. Enfin, grâce à un processeur de calcul (en général des ASICs spécifiques sur les récepteurs industriels et sur l'ordinateur en local), différentes étapes de traitement de signal sont appliquées : compensation de la dispersion chromatique, égalisation des canaux, démultiplexage des deux polarisations, élimination du désaccord de fréquence et de phase entre le signal et l'oscillateur local, discrimination des symboles, comparaison des symboles reçus aux symboles attendus pour calcul du BER. Lorsque les codes correcteurs d'erreur (FEC) sont utilisés dans la transmission, un décodage FEC intervient après l'identification des symboles [5]. Les systèmes WDM cohérents basés sur la modulation DP-QPSK peuvent atteindre des capacités de plusieurs Tbit/s [4].

1.1.1.3. Transmissions optiques dans les réseaux de courtes distances

Les réseaux optiques de courtes distances sont des réseaux où les distances de transmission entre deux terminaux sont de quelques dizaines de kilomètres au plus. L'idée d'utiliser la fibre pour amener chez les abonnés différents services tels que le téléphone, la télévision, le visiophone pour ne citer que ceux-là, remonte à l'apparition de la fibre. Quelques déploiements ont été expérimentés en 1980 [6], mais, en raison des coûts élevés, le déploiement massif n'a pas été effectif. C'est au début des années 2000 que, profitant du développement de composants optoélectroniques bas coût et du fait que l'ADSL atteignait ses limites, les déploiements des réseaux d'accès sur fibre optique (FTTx) se sont faits de plus en plus massivement.

En fonction de l'utilisation de composants actifs ou passifs, les réseaux FTTx sont classés soit comme réseaux optiques actifs (AON) soit comme réseaux optiques passifs (PON). Au fil du temps, force est de constater que les PON ont été largement préférés aux AON, non seulement à cause du coût plus élevé des AON (les composants actifs coûtent en effet plus cher et nécessitent plus de maintenance), mais aussi parce que les débits des PON satisfaisaient aux services proposés.

D'un point de vue topologique, les réseaux FTTH sont classés en réseaux point-à-point et en réseaux point à multipoints. Dans le souci de raccorder plusieurs abonnés et surtout de mutualiser le coût des équipements, les opérateurs ont privilégié la topologie point à multipoints. Plusieurs générations de PON, pour la plupart normalisées, ont vu le jour progressivement. Celle qui offre le plus de capacité actuellement est le NG-PON2 dont le standard est ITU-T G.989. Apparue en 2015, le NG-PON2 permet d'atteindre un débit total de 40 Gbit/s avec une simple modulation OOK-NRZ. La technologie qui sous-tend ces performances élevées est le TWDM-PON qui consiste en l'utilisation du WDM couplé à un accès en multiplexage temporel. La bande de fréquences de la voie descendante est 1596-1603 nm et celle de la voie ascendante 1524-1544 nm. Le nombre d'abonnés varie entre 64 et 128, chacun pouvant bénéficier d'un débit allant jusqu'à 10 Gbit/s. Les abonnés sont reliés au centre de raccordement (ONU) par une fibre G652 (SSMF) ou G657 (SSMF capable de supporter de faibles rayons de courbure) sur une distance de 20-40 km [7], [8], [9].

1.1.1.4. Transmissions optiques dans les réseaux de moyennes et longues distances

Les réseaux de moyennes et longues distances correspondent aux réseaux métropolitains et aux réseaux de cœur. Les distances de transmission sont de l'ordre d'une centaine de kilomètres et plus. L'amplification et le WDM sont par conséquent nécessairement appliqués dans ces réseaux. Le Tableau 1.1 récapitule les caractéristiques des réseaux fibrés de moyennes et longues distances. On y remarque que les réseaux métropolitains ont des débits de 10-40 Gbit/s et les réseaux cœur 100 Gbit/s.

Les systèmes métropolitains à 10 Gbit/s opèrent sur des fibres à dispersion décalée mais non nulle (NZ-DSF) en bande C (G655) et bande L (G656) suivies de fibres à compensation de dispersion (DCF) [10]. Ils ont pu dépasser le débit des systèmes qui les ont précédés, à savoir 2,5 Gbit/s, car ces derniers utilisaient des fibres à dispersion nulle (DSF) autour de 1,55 μm en lieu et place des dispositifs de management de la dispersion. L'inconvénient des DSF est qu'elles ne permettent pas de contrer les phénomènes non-linéaires pouvant se produire au cours de la transmission lorsqu'on opère au voisinage de la longueur d'onde de dispersion nulle.

	Méto (~100 km)	Longue portée (>1000 km)
Longueur [km]	~100 km	>1000 km
Débit par canal [Gbit/s]	~10/~40	~100
Nombre de canaux (WDM)	~100	~100
Actif/passif ?	Actif (amplificateurs)	Actif (amplificateurs)
Modulation typique	OOK	DP-QPSK
Type de codage	Amplitude Polarisation, Longueur d'onde	Amplitude Polarisation, Longueur d'onde, Phase
Equipements cohérents ou incohérents ?	Incohérent (tend vers cohérent)	Cohérent
Fibres utilisées (normes)	G652, G653, G655, G656	G652, G654, G655, G656

Tableau 1.1. Caractéristiques des réseaux fibrés de moyennes et longues distances [5]

Le passage de 10 à 40 Gbit/s, en gardant le même format de modulation OOK, a été permis par l'exploitation d'une bande passante plus grande (30 voire 60 nm), la bande C et la bande L conjointement. Cela a imposé d'opter pour l'amplificateur Raman qui a, non seulement, une bande passante de gain potentiellement plus élevée que l'amplificateur dopé Erbium ou EDFA (plus de 100 nm vs 30 nm) mais aussi améliore l'OSNR en générant moins de bruit.

Le passage de 40 Gbit/s dans les réseaux métropolitains à 100 Gbit/s dans les réseaux de cœur, quant à lui, repose sur l'introduction de la détection cohérente et du traitement numérique des signaux à la réception décrits dans la section 1.1.1.2. En effet, les systèmes cohérents ont non seulement permis d'augmenter l'efficacité spectrale de 4 (2 polarisations et modulation I/Q) mais aussi de compenser électroniquement la dispersion chromatique, la dispersion modale de polarisation (PMD) et les effets du filtrage optique [2].

Le nombre de canaux WDM dépend de la granularité, c'est-à-dire de l'espacement entre canaux. Au fil du temps, 3 grilles ont été définies par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) : celle de 200 GHz (1,6 nm), celle de 100 GHz (0,8 nm) et celle de 50 GHz (0,4 nm). Certains constructeurs travaillent à mettre en place une granularité de 25 GHz [5]. Sur la base des 3 granularités déjà définies, 16 à 100 canaux peuvent être utilisés sur la bande 1525-1565 nm. Aujourd'hui, la capacité atteinte dans les systèmes commerciaux WDM est de plus de 76 Tbit/s avec un produit débit x distance allant jusqu'à 240 Pbit/s.km [2]. Contrairement aux réseaux d'accès, les réseaux sur moyennes et longues distances ne peuvent se passer des amplificateurs. L'accumulation du bruit des amplificateurs influence négativement l'OSNR. Cependant, la sensibilité élevée des récepteurs cohérents permet de remédier, dans une large mesure, à ce problème.

En ce qui concerne la modulation, des formats simples tels que OOK sont utilisés dans les réseaux de moyennes distances où le débit reste limité à 10-40 Gbit/s. Pour atteindre les débits

de 100 Gbit/s requis dans les réseaux de longues portées, des formats de modulation avancés comme le DP-QPSK sont utilisés pour leur efficacité spectrale plus élevée.

Comme souligné précédemment, la détection cohérente couplée au traitement numérique des signaux, a joué un rôle prépondérant dans la mise en œuvre des réseaux à 100 Gbit/s. Aujourd'hui, la détection cohérente est aussi envisagée dans les réseaux fibrés de moyennes distances [5]. En effet, les 40 Gbit/s OOK des réseaux d'accès peuvent être remplacés par un format 40 Gbit/s DP-BPSK qui sera moins gourmand en bande passante puisque l'efficacité spectrale du DP-BPSK est plus élevée. En revanche, ce changement nécessite un investissement en émetteurs et récepteurs cohérents de la part des opérateurs.

Comme indiqué dans le Tableau 1.1, les fibres utilisées sont des fibres monomodes dont les faibles pertes permettent des transmissions sur de longues distances : G652 ou SSMF, G655 ou NZ-DSF, G656 qui opère dans les bandes C et L. Si l'utilisation des fibres G653 ou DSF est possible dans les réseaux moyennes distances, elle ne l'est cependant pas dans les réseaux de longues portées à cause de l'accumulation des dégradations liées aux effets non linéaires au premier rang desquels figure le mélange à 4 ondes. Pour les liaisons de plusieurs milliers de kilomètres, des fibres à pertes inférieures à celles de la SSMF (pourtant déjà faibles, 0,2 dB/km à 1,55 μm) ont été mises au point : les G654. Constituées d'un cœur de silice pure et d'une gaine légèrement dopée, leurs pertes avoisinent 0,18 dB/km voire 0,16 dB/km à 1,55 μm . Ces fibres coûtent cher et sont habituellement réservées aux transmissions sous-marines.

Cas des liaisons sous-marines

Les liaisons sous-marines relient des stations qui sont séparées par la mer. Elles s'appuient en général sur les technologies des réseaux fibrés terrestres de longues portées, mais s'en démarquent sur quelques points [11] :

La distance de transmission est plus longue, pouvant atteindre 12.000 km

-Le taux de panne des répéteurs doit être inférieur à 1% au cours de la durée de vie moyenne de la liaison qui est de 25 ans

-L'alimentation des amplificateurs ne peut se faire localement. Le courant d'alimentation doit être transporté depuis les stations d'extrémité terrestres

-Un accent est mis sur l'étanchéité des câbles à l'eau et à l'hydrogène

-La résistance des câbles à la pression (jusqu'à 800 bar) est primordiale.

-Des fibres en cœur de silice pure sont utilisées pour les distances supérieures ou égales à 11.000 km. Leur dispersion chromatique élevée (20 ps/nm.km) est compensée dans les récepteurs cohérents. Pour les distances inférieures à cette valeur, les traditionnelles NZ-DSF et DCF sont utilisées.

Grâce à l'utilisation du multiplexage en longueur d'onde et des formats de modulations DP-QPSK, les réseaux sous-marins ont des capacités phénoménales. Par exemple, le PLCN qui est l'un des plus importants réseaux sous-marins, transporte à travers l'océan Pacifique une capacité bidirectionnelle totale de 144 Tbit/s, répartie sur 6 paires de fibres, avec un produit débit x distance de 3686 Pbit/s.km [2].

A côté des réseaux fibrés, il existe les réseaux de radiocommunications. Ces derniers répondent entre autres aux besoins de mobilité et de facilité d'installation.

1.1.2. Réseaux de radiocommunications

1.1.2.1. Généralités sur les radiocommunications

Le spectre électromagnétique est représenté sur la Figure 1.3. Comme indiqué sous le spectre, les fréquences radio et micro-ondes sont classées en plusieurs catégories par l'UIT, allant des fréquences faibles (LF) aux fréquences très élevées (EHF). Différents services opèrent à des bandes précises. Par exemple, la radio FM opère dans la bande VHF ; la télévision dans les bandes VHF et UHF ; les satellites dans les bandes UHF, SHF et EHF.

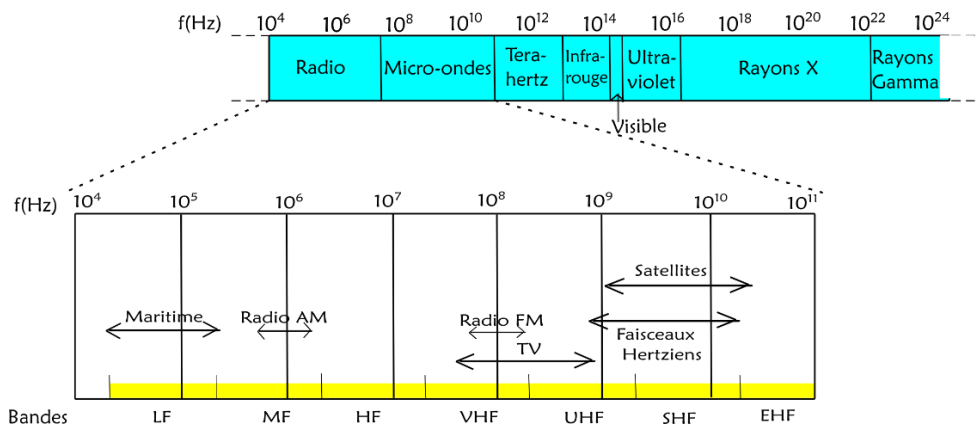


Figure 1.3. Le spectre électromagnétique et les bandes radios

La Figure 1.4 est la schématisation d'une chaîne de radiocommunication. Elle comprend en général un émetteur où l'information à transmettre module une porteuse générée par un oscillateur local. Il peut s'agir principalement d'une modulation d'amplitude (ASK), d'une modulation de phase (PSK) ou à la fois d'une modulation d'amplitude et de phase (QAM) à nombre d'états donné. Le signal issu du modulateur est amplifié puis filtré avant d'être rayonné par une antenne. Après propagation en espace libre, le signal est reçu par une antenne, filtré puis amplifié, filtré de nouveau et transposé en bande de base avant d'être démodulé. Alors a lieu la conversion analogique-numérique qui est suivie de l'application du traitement de signal. Le critère le plus important de l'amplificateur de l'émetteur est le gain/puissance de sortie tandis que le paramètre le plus crucial de l'amplificateur du récepteur est le bruit.

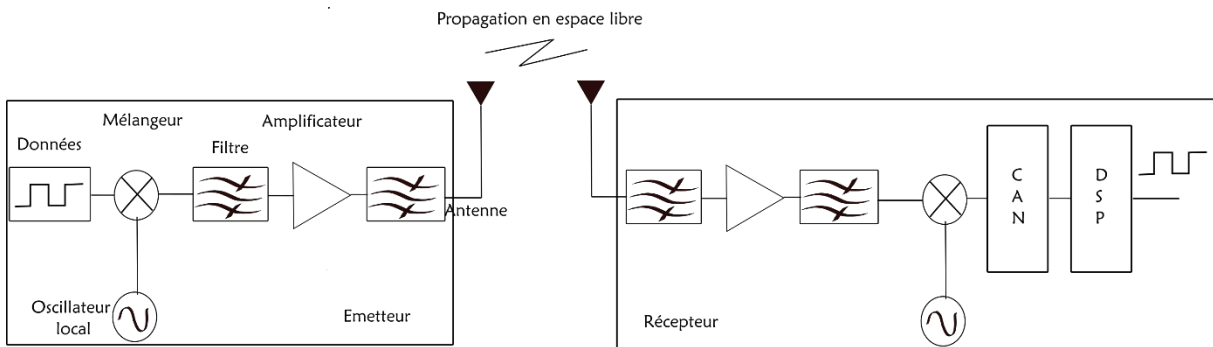


Figure 1.4. Synthèse d'une chaîne de radiocommunication

Le canal radio influence la qualité des transmissions par le biais de différents phénomènes qui lui sont rattachés.

Le premier est la dispersion sphérique des ondes en fonction de la distance, la fréquence et le gain des antennes appelée perte de trajet en espace libre (FSPL), mathématiquement traduit par l'Equation (1.5) :

$$FSPL = \left(\frac{4\pi d}{c} f \right)^2, \quad (1.5)$$

où d est la distance de propagation, f la fréquence du signal RF et c la célérité de la lumière dans le vide. Ainsi, les pertes sont quadratiques avec la fréquence ou la distance. Par ailleurs, les fréquences supérieures à 4 GHz sont éventuellement sujettes à une atténuation supplémentaire due à l'absorption par les molécules d'eau dans l'atmosphère.

Un autre phénomène impactant la qualité du signal reçu est l'évanouissement dû aux multitrajets. En effet, lorsque les ondes radio se propagent, elles se répartissent entre des ondes à trajectoire directe et d'autres qui subissent des réflexions sur des obstacles, ce qui induit une dégradation du signal à la réception, liées au déphasage existant entre les signaux des différentes trajectoires. En outre, les possibles interférences entre des canaux adjacents de différents utilisateurs est un facteur gênant dans les transmissions. Les débits et distances atteignables dans les systèmes de radiocommunications tiennent compte de ces trois paramètres et de bien d'autres tels que la puissance de l'émetteur, la sensibilité du récepteur, le bruit des amplificateurs et du récepteur, la bande passante disponible ainsi que le gain des antennes.

Les systèmes radio à capacité élevée comme la 4G, la 5G et le WiFi comprennent très souvent plusieurs antennes d'émission et plusieurs antennes de réception [12]. Cette technique est appelée entrées multiples sorties multiples (MIMO). Les radiocommunications sont utilisées, d'une part, dans les réseaux de faible portée notamment les réseaux personnels (WPAN) et les réseaux locaux (WLAN) et, d'autre part, dans les réseaux de moyennes et longues portées que sont les réseaux métropolitains (WMAN) et les réseaux de cœur (WWAN).

1.1.2.2. Liaisons radio très courtes/courtes portées

Le contenu du Tableau 1.2 indique les caractéristiques des principales technologies radio de faible portée. Les données du Tableau 1.2 qui feront le plus l'objet de notre attention sont les débits atteignables en fonction des types de technologies employées.

Le Bluetooth est une technologie utilisée généralement dans les téléphones portables ou des ordinateurs pour leur permettre de communiquer avec des périphériques (dispositifs mains-libres, imprimantes, ...). Il est surtout caractérisé par sa faible portée, son faible débit (typiquement 2 Mbit/s) ainsi que sa faible consommation d'énergie. Les paramètres consignés dans le Tableau 1.2 sont ceux de la technologie Bluetooth 5^e génération.

La technologie très large bande (UWB) répond au besoin de l'augmentation de débit des échanges de données à l'intérieur d'un bâtiment. En effet, en raison des fréquences élevées qu'elle fait intervenir, elle permet d'atteindre des débits de l'ordre de 480 Mbit/s.

La technologie Zigbee est adaptée à des applications telles que la domotique nécessitant un très faible coût, un faible débit (typiquement 250 kbit/s) et une courte portée.

	Bluetooth	UWB	Zigbee	Wifi 6
Spécification IEEE	802.15.1	802.15.3a	802.15.4	802.11.ax
Bande de fréquence (GHz)	2,4	3,1-10,6	0,868/0,915 ; 2,4	2,4/5
Bande passante par canal (MHz)	1 MHz	0,5-7,5 GHz	0,3/0,6 MHz; 2 MHz	20 MHz
Nombre de canaux	79	1-15	1/10 ; 16	8
Débit max (Gbit/s)	2 Mbit/s	480 Mbit/s	250 kbit/s	9,6 Gbit/s
Type de modulation	GFSK	BPSK, QPSK	BPSK (+ASK) O- QPSK	QAM 1024
Portée nominale	1-100 m	10 m	10-100 m	50-300 m
Consommation énergétique	<10 mW	<10 mW	<10 mW	>10 Mw

Tableau 1.2. Caractéristiques des différentes technologies radio de faible portée [13], [14], [15], [16], [17]

Le WiFi (6^e génération) est aussi un réseau courte distance (50-300 m). Il se distingue du lot par le très haut débit qu'il offre, jusqu'à 9,6 Gbit/s. Ses bonnes performances en débit s'expliquent, d'une part, par l'implémentation d'une modulation avancée à un très grand nombre d'états (QAM 1024) et, d'autre part, par l'utilisation simultanée de huit sous-porteuses (multiplexage de fréquences orthogonales ou OFDM en anglais).

En comparaison des réseaux optiques fibrés de courtes distances, les réseaux radio courtes distances sont moins performantes en terme de débit. L'avantage des transmissions optiques s'explique largement par la bande passante énorme (4,4 THz au niveau de la bande C) dont elles bénéficient.

1.1.2.3. Liaisons radio de moyennes et longues portées

Le protocole défini pour les communications radio de moyennes distances est le WiMax fixe (standard IEEE 802.16). La version dominante du WiMax exploite la bande 2-11 GHz et propose un débit nominal allant jusqu'à 70 Mbit/s sur un rayon de 50 km [18], [19]. La modulation de plusieurs sous porteuses est appliquée, chaque porteuse étant modulée en QAM 256 sur une bande de 20 MHz.

Les réseaux de longues distances comprennent les réseaux cellulaires et les réseaux satellitaires. La dernière génération des réseaux cellulaires actuellement en déploiement est la 5G. Cette dernière permet d'atteindre des débits de 1-2 Gbit/s par utilisateur dans des cellules de 300-500 m de portée. Elle exploite 2 bandes : celle de 1-7 GHz et celle de 24-29 GHz [20]. La transmission peut se réaliser simultanément sur 128 canaux, modulés chacun en QAM 256 sur une bande passante se situant entre 20 et 100 MHz [15].

Les liaisons satellitaires connaissent une forte atténuation liée non seulement à la grande distance qui sépare le satellite et la station au sol (400-2500 km pour les satellites à basse orbite LEO) mais aussi à la valeur élevée des fréquences porteuses (supérieures à 1,5 GHz), conformément à l'Equation (1.5). En raison de cette forte atténuation, c'est l'efficacité en puissance c'est-à-dire l'immunité au bruit plutôt que l'efficacité spectrale qui est privilégiée dans ce type de liaison. Les modulations les plus utilisées sont le BSPK et le QPSK. L'application de ces modulations permet d'utiliser l'amplificateur de puissance contenu dans le transpondeur du satellite à un niveau proche de la saturation. Les codes correcteurs d'erreur tels que le Reed Salomon y jouent un rôle important [21].

Traditionnellement, les télécommunications par satellite suscitaient moins d'engouement que les autres systèmes de transmission à cause de la latence (les satellites géostationnaires GEO présentent des latences de l'ordre de 240 ms). En revanche, avec la mise en place de satellites LEO, la latence n'est plus que de 25 ms [22]. Ceci constitue une amélioration remarquable, même si les satellites GEO offrent une meilleure couverture que les satellites LEO. Les principales fréquences porteuses utilisées ainsi que les bandes passantes correspondantes sont indiquées dans le Tableau 1.3 [23].

Bande	Fréquence voie descendante	Fréquence voie ascendante	Bande passante
L	1,5 GHz	1,6 GHz	15 MHz
S	1,5 GHz	2,2 GHz	70 MHz
C	4,0 GHz	6,0 GHz	500 MHz
Ku	11 GHz	14 GHz	500 MHz
Ka	20 GHz	30 GHz	3500 MHz

Tableau 1.3. Principales fréquences porteuses des satellites de télécommunications et bande passante associée

Le Tableau 1.3 montre que les satellites de la bande Ka peuvent opérer sur des bandes passantes allant jusqu'à 3,5 GHz. De ce fait, le débit total d'un satellite peut atteindre une trentaine de Gbit/s [24]. Le débit par utilisateur, quant à lui, se situe autour de 100 Mbit/s actuellement [12]. Il est courant d'agréger des centaines voire des milliers de satellites LEO dans le but d'assurer une bonne couverture. Dans ce cas de figure, les techniques MIMO portent la capacité totale à plusieurs centaines de Gbit/s [12].

Les puissances d'émission dans les liaisons de moyennes et longues portées sont de l'ordre de quelques Watts (communications mobiles) à des dizaines de kilowatts (communications satellitaires), bien au-dessus des puissances d'émission dans les réseaux de courtes distances [23].

1.1.2.4. Cas des systèmes optique-radio

La fibre optique est surtout utilisée pour répondre au besoin d'applications fixes nécessitant des débits élevés. En revanche, son installation est onéreuse eu égard aux travaux de génie civil qu'elle nécessite. Les liaisons radios, quant à elles, offrent des débits moins élevés que la fibre optique, mais elles permettent la mobilité et s'installent à des coûts relativement bas. Ainsi, en fonction des besoins, l'un ou l'autre des deux systèmes est choisi. S'il existe des cas où ces deux types de systèmes sont utilisés séparément, il est aussi important de noter qu'il existe des configurations où ils sont utilisés conjointement. Le plus illustre de ces cas est la technologie appelée « radio sur fibre » (RoF). La RoF est une technologie dans laquelle la lumière est modulée par un signal radio puis transmise le long d'une fibre optique [25]. La modulation est assurée par un MZM, comme illustré sur la Figure 1.5.

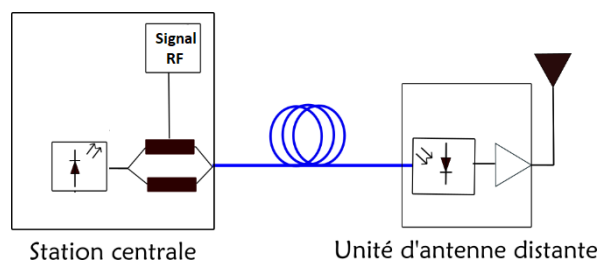


Figure 1.5. Schéma d'un système radio sur fibre

Un système RoF comprend une station centrale distribuant le signal radiofréquence de façon optique aux antennes distantes [26]. Dans les réseaux mobiles comme la 4G ou la 5G, la station centrale est majoritairement reliée aux stations de base par des fibres optiques [27], ce qui revient à l'utilisation des technologies RoF. Une telle architecture rend les équipements des stations de base plus simples, plus petits et plus légers [25], synonyme de réduction des coûts. Alternativement, le lien entre station de base et station centrale peut être établi via les paires de cuivre ou les faisceaux hertziens. Néanmoins, la RoF est privilégiée en vertu de sa large bande passante et de sa faible atténuation. Par ailleurs, elle permet l'immunité vis-à-vis des interférences avec d'autres liaisons radiofréquences.

1.2. Pistes de travail pour les réseaux optiques du futur

L'augmentation des capacités des liaisons optiques est aujourd'hui plus que jamais une problématique majeure. CISCO prévoit, par exemple, que le nombre d'utilisateurs d'Internet dans le monde passera de 3,9 milliards en 2018 à 5,3 milliards en 2023 [28]. Cela veut dire que le trafic IP global qui avoisine actuellement 333 ExaOctets par mois va indéniablement accroître. Nous nous approchons ainsi de la crise de capacité (capacity crunch), c'est-à-dire le moment où les ressources des systèmes de transmission ne seront plus en mesure de répondre aux besoins. Les réseaux optiques sont actuellement limités à une capacité approximative de 100 Tbit/s par fibre monomode [2] en dépit des apports significatifs du WDM et de la détection

cohérente. Il est difficile d'aller au-delà de cette valeur en chargeant davantage de longueurs d'onde sur la fibre à cause des effets non-linéaires, comme illustré sur la Figure 1.6 où la zone de la limite non linéaire de Shannon est indiquée.

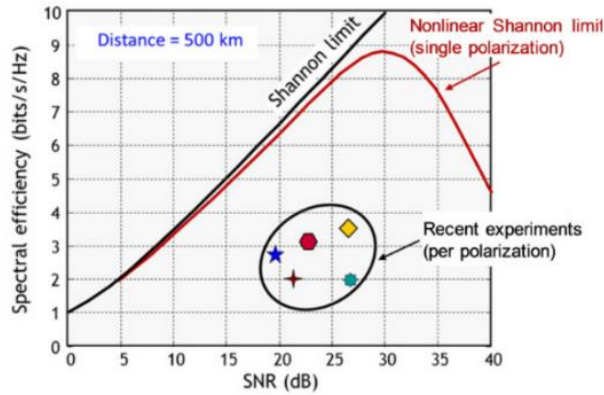


Figure 1.6. Efficacité spectrale tendant vers la limite non linéaire de Shannon [29]

Suivant le théorème de Shannon, la capacité totale d'un système de transmission optique peut s'exprimer comme suit :

$$C = M * B * 2 * \log_2(1 + SNR), \quad (1.6)$$

où M est le nombre de chemins spatiaux, B la bande passante et 2 est le nombre d'états de polarisation. Afin de faire face aux besoins croissants des utilisateurs, une option envisageable est d'augmenter le SNR. Cela est possible entre autre par la diminution du bruit des amplificateurs ou l'augmentation de la puissance des signaux. Mais, cette option n'est pas intéressante car une augmentation du SNR de 3 dB, n'améliorerait l'efficacité spectrale que de 1 bit/s/Hz (avec une polarisation). Seule une augmentation notable du SNR de plusieurs dizaines de dB pourrait avoir un impact significatif sur la capacité totale du système, ce qui est irréalisable à cause des limites imposées par les non linéarités.

La deuxième option pour augmenter la capacité des systèmes de transmission consiste à augmenter la bande passante. La troisième option porte sur l'augmentation du nombre de chemins optiques spatiaux. Les deux dernières options apparaissent comme les perspectives les plus intéressantes. Elles seront abordées dans les sections 1.2.1 et 1.2.2.

1.2.1. Exploitation des fibres actuelles

Il est envisagé d'augmenter la capacité de transmission dans les réseaux optiques en s'appuyant, entre autres, sur les fibres actuelles. La première piste consiste en l'investigation de nouvelles bandes optiques, la seconde en la propagation de plusieurs canaux sur les fibres multimodes déjà existantes.

1.2.1.1. Augmentation de la capacité par exploitation de nouvelles bandes optiques

L'Equation (1.6) indique que la capacité du système augmente linéairement avec sa bande passante. L'obstacle qui empêchait les fibres optiques standards de couvrir toute la plage de longueurs d'onde s'étendant de la bande O à la bande L (1260-1625 nm) était le pic d'absorption hydroxyle (OH) autour de 1380 nm. La courbe correspondante est représentée en rouge sur la Figure 1.7.a. Mais, progressivement, des fibres à faible voire zéro pic OH (courbe en vert et courbe en bleu sur la Figure 1.7.a) ont été développées ou sont en perspective de développement. La fibre G652D, par exemple, présente un pic OH n'excédant pas 0,35 dB/km.

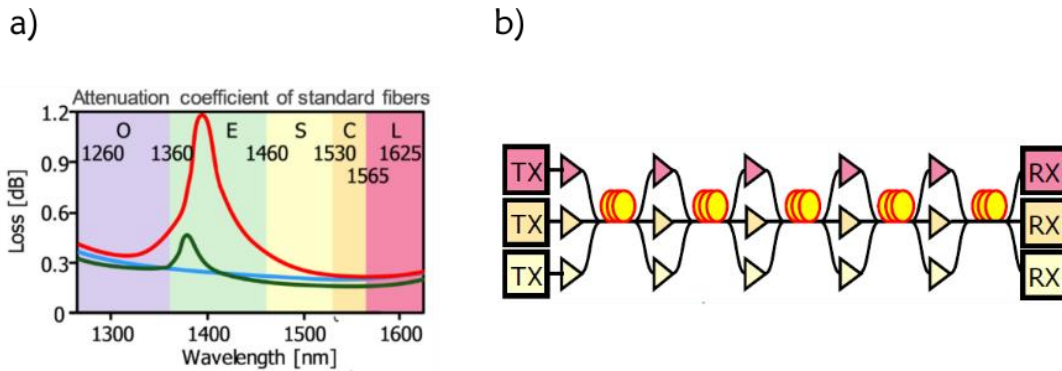


Figure 1.7. a) Diminution progressive du pic d'absorption des fibres standards. b) Système utilisant 3 bandes distinctes. Adapté de [2]

Ainsi, on dispose non plus seulement des 4,4 THz de la bande C, mais de 54 THz de bande passante, soit une multiplication par un facteur 12 [2]. En pratique, le gain en capacité ne sera pas multiplié par un facteur 12 à cause des limitations diverses du système, mais une augmentation d'un facteur 5 est atteignable.

Outre l'élimination du pic OH, l'utilisation des fibres sur la plage de longueurs d'onde 1260 - 1625 nm exige des composants (amplificateurs, lasers et filtres) qui opèrent de façon transparente sur toute la bande passante. S'agissant particulièrement des amplificateurs, les EDFA ne fonctionnent que sur la bande C ou L. Pour couvrir une plus large plage, il est nécessaire de recourir aux amplificateurs Raman ou aux amplificateurs à base de semi-conducteurs (SOA). Dans la référence [30], les auteurs ont présenté en 2017 un SOA opérant sur une bande passante de 13 THz, soit 100 nm autour de 1550 nm. Cependant, force est de reconnaître que le développement d'amplificateurs, de lasers et filtres accordables qui couvrent chacun toute la plage 1260 - 1625 nm est techniquement très difficile [2]. C'est pourquoi une approche par bande est envisagée. Représentée sur la Figure 1.7.b, l'approche par bande consiste à utiliser dans un même système plusieurs lasers émettant chacun dans une bande précise, amplifiés chacun par leur propre amplificateur et transmettant le signal à leur propre récepteur. Si un tel système permet de bénéficier de toute la bande passante s'étendant de la bande O à la bande L, il présente cependant un inconvénient non négligeable en terme d'architecture et donc de coût.

1.2.1.2. Les fibres multimodes

Les premières fibres introduites dans les télécommunications autour de 1976 [10] étaient des fibres multimodes (MMF). Elles avaient un diamètre de cœur important (62,5 μm) qui convenait aux sources LED de l'époque. Un tel diamètre permet la propagation de plus d'une cinquantaine de modes à 1,55 μm [31]. Les deux facteurs qui ont limité les fibres multimodes dès leur apparition sont le couplage entre modes et la dispersion de vitesse de groupe entre groupe de modes appelée dispersion intermodale de vitesse de groupe ou DMGD, exprimée en ns/km. Comme le montre son unité, la DMGD croît avec la distance de transmission.

Le problème immédiat que pose la DMGD est la limitation de la bande passante de transmission. Néanmoins, depuis les fibres OM1 jusqu'aux fibres OM5, des progrès ont été faits à ce niveau pour passer d'un produit bande x distance de moins de 2000 MHz.km à 4700 MHz.km. Le paramètre sur lequel les chercheurs jouent pour diminuer la DMGD est le profil d'indice des fibres. A partir de la génération de fibres OM2, le diamètre de cœur des fibres OM a été diminué à 50 μm .

Le développement technologique ayant abouti aux lasers et fibres monomodes qui offrent une bande passante beaucoup plus grande que les fibres multimodes, ces dernières ont connu un usage limité. Cependant, aujourd'hui, on s'est rendu compte que les fibres multimodes peuvent contribuer à l'augmentation de la capacité des systèmes. En effet, au lieu de propager un seul canal sur une fibre, il est envisagé d'utiliser chaque groupe de modes comme un canal [32]. Cela permettrait de disposer d'une multitude de canaux sur une fibre multimode, augmentant ainsi la capacité des systèmes. L'utilisation de plusieurs modes constitue la première forme du multiplexage spatial (SDM) dans les réseaux optiques. Nous aborderons la deuxième forme de SDM dans la section 1.2.2.2.

S'agissant de fibres multimodes, il est important de noter que les fibres à gradient d'indice ont été privilégiées par rapport aux fibres à saut d'indice puisque les premières présentent une DMGD de deux ordres de grandeur inférieure à celle des dernières [33]. Le profil d'une fibre à gradient d'indice est défini par :

$$n(r) = \begin{cases} n_{\text{cœur}} \left(1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^g\right)^{1/2} & \text{si } 0 \leq r \leq a \\ n_{\text{gaine}} & r \geq a \end{cases} \quad (1.7)$$

$$\text{Avec } \Delta = \frac{n_{\text{cœur}}^2 - n_{\text{gaine}}^2}{n_{\text{cœur}}^2}, \quad (1.8)$$

où $n_{\text{cœur}}$ est l'indice de réfraction du cœur, n_{gaine} l'indice de réfraction de la gaine, a le rayon de cœur. La valeur du facteur g tend vers 2 dans le cas des fibres à gradient d'indice utilisées dans les télécommunications, donnant une allure parabolique au profil d'indice. Son ajustement permet de diminuer le niveau de DMGD des MMF en maximisant l'écart entre les indices effectifs des modes. Sur la Figure 1.8 sont illustrés le profil d'indice d'une fibre à gradient d'indice, les profils d'intensité des 5 premiers groupes de modes ainsi que leurs indices effectifs.

Il convient de noter qu'à ce jour, l'augmentation de la capacité des systèmes de transmission par l'usage de fibres multimodes est une piste marginale. Néanmoins, elle présente l'avantage de la réduction de coûts puisqu'elle s'appuie sur des fibres déjà existantes.

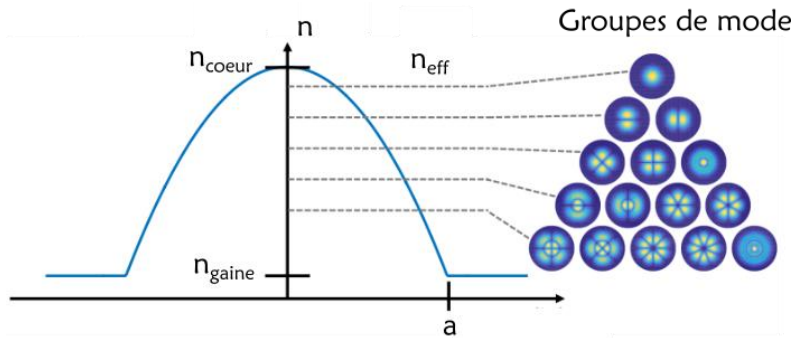


Figure 1.8. Profil d'indice d'une fibre à gradient d'indice avec les 5 premiers groupes de modes dont les indices effectifs s'étendent entre l'indice de cœur et l'indice de gaine. Adapté de [31]

Des entreprises comme Cailabs ont déjà conçu des systèmes exploitant plusieurs modes des fibres OM [32]. Son produit AROONA notamment propose des débits typiquement de 4x10 Gbit/s grâce au multiplexage de 4 groupes de modes autour 1250-1600 nm sur une paire de fibres multimodes [32]. Un seul mode de chaque groupe de modes est excité. Le couplage entre les modes d'un même groupe ne cause aucune distorsion car ces modes se propagent à la même vitesse. La distance de transmission peut aller au-delà de 10 km même si jusque-là, le déploiement ne s'est effectué qu'à l'échelle d'un établissement universitaire [32]. En fonction de l'optimisation de la liaison, le débit par groupe de modes peut atteindre 100 Gbit/s [34]. En outre, des travaux sur un système WDM de 4 longueurs d'onde autour de 850 - 950 nm sont en cours afin d'atteindre des débits de 4x25 Gbit/s sur les fibres OM5 aussi appelées fibres multimodes large bande. Dans la référence [35], est rapportée une démonstration d'une capacité de 4x25 Gbit/s sur 300 m via une fibre OM5. De même, les fibres OM3 et OM4 sont également compatibles avec le WDM [36]. Dans la référence [37], une performance de 23 Tbit/s sur une distance 17 km est réalisée dans une liaison WDM de 32 canaux utilisant chacun les 3 premiers groupes de modes (LP_{01} , LP_{11} , LP_{02} et LP_{21}) modulés à 60 Gbaud PDM-QPSK. Au bout du tronçon de 8,3 km, la DMGD totale est inférieure à 4 ns. Dans la référence [38], une capacité totale de 18 Tbit/s avec les mêmes 3 groupes de modes est démontrée dans un système de 60 canaux WDM, chacun modulé à 30 Gbaud PDM-QPSK. La distance de transmission est de 305 km, comprenant plusieurs boucles de tronçons de 8,86 km constituées de fibre OM3. La DMGD au bout d'une boucle (43,5 km) est de 8,1 ns.

1.2.2. Nouvelles fibres pour les réseaux optiques

Autant la multiplication des chemins optiques spatiaux peut passer par l'exploitation des fibres existantes, autant elle peut aussi passer par le développement de nouvelles fibres : les fibres faiblement multimodes et les fibres multi-cœurs.

1.2.2.1. Fibres faiblement multimodes

A l'instar des fibres multimodes, les fibres faiblement multimodes (FMF) peuvent contribuer à l'augmentation de la capacité des systèmes de transmission en multipliant le nombre de chemins optiques spatiaux. En revanche, les FMF constituent une rupture technologique comparativement aux MMF puisqu'il s'agit de nouvelles fibres, reposant sur un autre type de design. De plus, les FMF comptent moins de modes que les MMF, habituellement entre 3 et 15 modes [31]. De façon générale, le nombre de mode spatiaux guidé par une fibre est proportionnel au carré de la fréquence normalisée définie par :

$$V = \frac{2\pi R \sqrt{n_{\text{coeur}}^2 - n_{\text{gaine}}^2}}{\lambda}, \quad (1.9)$$

où R est le rayon du cœur de la fibre, n_{coeur} et n_{gaine} les indices de réfraction respectifs du cœur et de la gaine, λ la longueur d'onde de travail. La problématique associée à l'emploi des FMF est celle de la distance de transmission, contrainte notamment par le couplage entre les modes ou les distorsions dues à la DMGD. Il existe deux types de FMF en fonction du niveau de couplage entre modes : i) les FMF à modes fortement couplés et ii) celles à modes faiblement couplés. Ces deux familles de fibres vont être présentées à présent.

i) Les FMF à modes fortement couplés. Les fibres à gradient d'indice de diamètres de cœurs généralement inférieurs à 50 μm sont les exemples les plus illustres de FMF fortement couplées [39]. Ces dernières sont principalement caractérisées par une faible DMGD entre le mode le plus rapide et le mode le plus lent, typiquement moins de 100 ps/km [39]. Pour contrôler la DMGD, le facteur g décrivant le gradient d'indice est fixé à une valeur légèrement différente de 2 [39]. Par ailleurs, il est possible, dans les transmissions constituées de plusieurs tronçons, de recourir à la compensation de DMGD, consistant à faire propager les signaux dans une fibre à DMGD positive et dans une fibre à DMGD négative de façon alternée, à l'instar de la compensation de dispersion chromatique par DCF dans les anciennes liaisons monomodes. Un traitement MIMO $2N \times 2N$ permet de détecter simultanément N modes spatiaux multiplexés, quel que soit le niveau de couplage de modes [39]. Par conséquent, l'avantage des FMF faiblement couplées réside dans le fait que leur design n'est pas très contraignant puisque le couplage de modes n'est pas prioritairement pris en compte.

ii) Les FMF à modes faiblement couplés. L'optimisation, par exemple, du profil d'indice des fibres multimodes à saut d'indice permet d'obtenir des FMF faiblement couplées. La Figure 1.9 illustre le profil d'indice d'une fibre à saut d'indice, les profils d'intensité des 6 groupes de modes ainsi que leurs indices effectifs. Une telle FMF est caractérisée par un faible couplage entre les modes et une grande aire effective de modes. Le faible couplage est assuré en maintenant la différence d'indice effectif entre deux modes adjacents, Δn_{eff} , supérieure à 1.10^{-3} pour les modes non-dégénérés (10^{-4} pour les modes dégénérés) [40]. L'aire effective de modes doit être typiquement supérieure à 110 μm^2 afin de limiter les non-linéarités intra-modales [41]. Le contrôle de DMGD n'étant pas nécessaire dans cette approche, sa valeur atteint typiquement des milliers de ps/km [40]. Les FMF à modes faiblement couplés sont avantageuses pour les transmissions sur de longues distances en raison du faible couplage de

modes. Aussi, elles présentent un intérêt relatif au traitement MIMO : les modes/groupes de modes sont traités par des systèmes MIMO distincts, ce qui réduit la complexité du traitement.

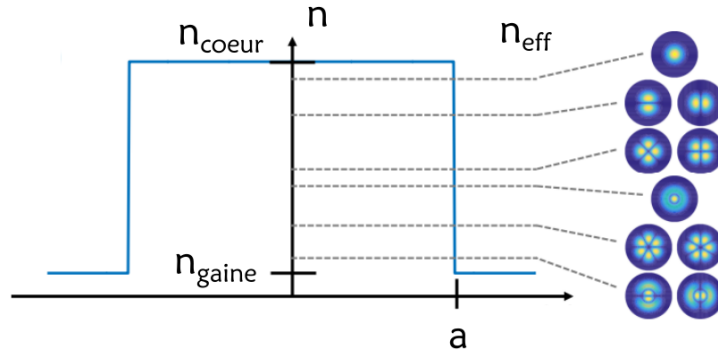


Figure 1.9. Profil d'indice d'une fibre à saut d'indice avec 6 premiers groupes de modes dont les indices effectifs s'étendent entre l'indice de cœur et l'indice de gaine. Adapté de [31]

En revanche, le design des FMF faiblement couplées est contraignant puisque le niveau de couplage de modes doit être faible. Le Tableau 1.4 indique des performances réalisées sur des FMF à modes fortement couplés et le Tableau 1.5 résume celles de FMF à modes faiblement couplés.

Nombre de modes	Aire effective du LP ₀₁ (μm ²)	Capacité par canal (Gbit/s)	Nombre de canaux WDM	Capacité totale (Tbit/s)	Distance (km)	DMGD max (ps/km)	Référence /année
3	96	160	20	15	60	39	[42] / 2013
3	59,6	60	60	18	1050	2,86	[43] / 2015
6	90	80	32	24,6	177	180	[44] / 2013
6	88	7	255	34,68	74,17	26	[45] / 2014
10	>95	60	120	115,2	87	1,3	[46] / 2015

Tableau 1.4. Performances atteintes lors de transmissions sur FMF à modes fortement couplés

Nombre de modes	Aire effective max (μm ²)	Min Δn _{eff}	Min DMGD (ps/km)	Capacité totale (Gbit/s)	Distance (km)	Référence /année
2	-	5,4.10 ⁻³	-	107	4,5	[47] / 2011
2	148,4	5,4.10 ⁻³	3000	35,3	26	[48] / 2011
2	133	>0,8.10 ⁻³	1000	200	40	[49] / 2011
4	145	-	4400	10	20	[50] / 2011
10	-	>0,6.10 ⁻³	11800	257040	48	[51] / 2011

Tableau 1.5. Performances atteintes lors de transmissions sur FMF à modes faiblement couplés

Les données du Tableau 1.4 confirment que les FMF à modes fortement couplés présentent des DMGD relativement faibles, comme mentionné précédemment. Les données du Tableau 1.5 confirment que les FMF à modes fortement couplés sont caractérisées par une différence d'indice entre modes élevée assurant un faible couplage de modes, une DMGD relativement élevée et une aire effective assez large. Cette dernière est déterminée par le rayon de cœur, la longueur d'onde de travail ainsi que le profil d'indice de la fibre. Des capacités de l'ordre de la centaine de Tbit/s [46], [51] sont atteintes grâce à la conjonction de trois facteurs : l'utilisation de plusieurs modes, l'implémentation de formats de modulation avancés notamment QPSK et QAM-16 et le multiplexage en longueur d'onde en bande C. Le mode fondamental des FMF subit une atténuation n'excédant généralement pas 0,3 dB/km à 1,55 μm [52]. Les modes d'ordre supérieur présentent, quant à eux, des atténuations légèrement supérieures. Malgré cela, les distances de transmission, peuvent atteindre, en laboratoire, un millier de kilomètres grâce à l'amplification multimode (technologie non mûre à ce jour) réalisée à la fin de chaque tronçon [43]. Par ailleurs, les auteurs de la référence [46] ont recours à la compensation de DMGD, permettant d'abaisser sa valeur en fin de transmission à 1 ps/km.

Le traitement MIMO permet de remédier aux effets de couplage entre modes à la réception. A ce propos, la référence [51] est particulièrement intéressante car, à la réception, les auteurs emploient deux systèmes MIMO 2x2 et quatre systèmes MIMO 4x4 pour traiter le couplage entre les 10 modes transmis. Une telle transmission aurait exigé un système MIMO 20x20 si la FMF employée supportait des modes fortement couplés.

1.2.2.2. Fibres multi-cœurs

Les fibres multi-cœurs (MCF) constituent la deuxième forme de réalisation du SDM dans les réseaux optiques. Si, dans le cas des FMF, les chemins spatiaux sont les modes d'un même cœur, dans le cas de MCF, les chemins spatiaux sont le ou les modes de cœurs distincts. Sur la base de l'Equation (1.6), nous savons que si un cœur transporte une capacité de 10 Gbit/s par exemple, N cœurs pourront transporter $N \times 10$ Gbit/s. C'est cette logique qui a présidé à l'investigation et aux développements des MCF. Si les MCF suscitent de plus en plus d'engouement aujourd'hui, il est tout de même important de rappeler que c'est dès 1979 que la première MCF a été fabriquée [53]. Cependant, à cause de la faible demande, le développement des MCF n'a pas été poussé très loin. En revanche, avec la nécessité aujourd'hui d'augmenter la capacité des réseaux optiques, les MCF sont revenues au goût du jour. On distingue deux types de MCF : celles à cœurs faiblement couplés et celles à cœurs fortement couplés. Les MCF à cœurs fortement couplés sont sujettes à de la diaphonie, ce qui impose un traitement MIMO à la réception. De ce point de vue, les MCF à cœurs faiblement couplés sont avantageuses et par conséquent elles sont très utilisées dans les expériences de transmission. L'arrangement des cœurs est différent d'une MCF à l'autre : on rencontre principalement la structure à un anneau [54], la structure à double anneau [55], la structure à deux pas [56], le réseau linéaire [57], la structure triangulaire [58] et la structure hexagonale à paquet serré [59] dont les photos MEB sont reportées sur la Figure 1.10.

Généralement, les MCF ont un diamètre de gaine compris entre 150 et 400 μm , d'abord pour éviter l'encombrement. Il est en résulte une contrainte sur le nombre de cœurs que peut contenir une MCF ainsi que sur le pas entre cœurs.

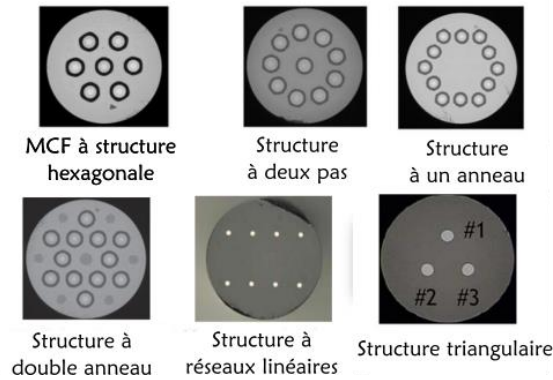


Figure 1.10. Différents types de MCF en fonction de la disposition des cœurs. Adapté de [60]

Les MCF peuvent supporter d'énormes capacités de transmission, de l'ordre du Pbit/s [61]. En termes de pertes, les MCF connaissent des atténuations du même ordre de grandeur que les SSMF [60].

Au demeurant, outre les contraintes de fabrication, le facteur limitant des MCF reste la diaphonie, c'est-à-dire le couplage de lumière d'un cœur à l'autre. Pour éviter des pénalités de transmission importantes sur les longues distances, il est nécessaire de maintenir la diaphonie à une valeur inférieure à - 25 dB [62]. Pour ce faire, différentes techniques sont employées. La première consiste à s'assurer d'un pas entre cœurs suffisamment grand [63]. La deuxième est de développer des MCF hétérogènes, c'est-à-dire des MCF dont les cœurs ont des indices de réfraction différents [64]. Une troisième solution consiste à utiliser deux cœurs adjacents de façon bidirectionnelle [65]. Une quatrième solution est d'opter pour des profils d'indice à tranchées [66]. Nous aborderons les performances réalisées lors de transmissions sur MCF dans la section 2.1.

Il convient de souligner qu'une forme hybride de SDM émerge à partir des MCF et FMF : la FM-MCF. Cette approche consiste à utiliser, dans les liaisons optiques, des fibres multi-cœurs guidant une dizaine de modes au plus dans chaque cœur. Si cette technique permet d'atteindre des capacités phénoménales allant jusqu'à 10 Pbit/s [67], il faut cependant noter que sa réalisation est soumise à plusieurs contraintes dont la réduction du couplage entre cœurs et du couplage entre modes au sein de chaque cœur. Dans le Tableau 1.6, sont répertoriées quelques transmissions sur FM-MCF rapportées dans la littérature. Le plus grand nombre de canaux spatiaux atteint, pour les transmissions répertoriées dans le Tableau 1.6, est de 114 (19 cœurs x 6 modes ou 38 cœurs x 3 modes). Les pas entre les cœurs des MCF est supérieur ou égal à 40 μm pour toutes ces transmissions, conduisant à de faibles diaphonies entre les cœurs. L'adressage des différents cœurs d'une MCF se fait habituellement via des composants fibrés appelés fan-in/fan-out (FIFO). Leur rôle est de permettre d'injecter, à partir de fibres mono-cœurs, de la lumière dans les cœurs d'une MCF de façon sélective. Nous reviendrons sur leurs performances dans la section 2.1.3.

Comme indiqué dans le Tableau 1.6, les capacités les plus élevées sont de l'ordre d'une dizaine de Pbit/s. Des liaisons à débit aussi élevé sont réalisables non seulement grâce au SDM (plusieurs cœurs et plusieurs modes par cœur) mais aussi au WDM ultra-dense ou au WDM sur les bandes C+L qui permet de bénéficier de plusieurs centaines de longueurs d'onde. Les modulations utilisées sont principalement le QPSK, le QAM 16, 64 ou même 256.

Nombre de cœurs	Nombre de modes	Pas (μm)	Diamètre de gaine (μm)	Nombre de canaux WDM	Capacité totale (Tbit/s)	Distance (km)	DMGD (ns/km)	Diaphonie max entre cœurs (dB)	Référence / année
4	3	47	160	368	1200	3,4	3	-45,5	[73]/2018
7	3	40	192	50	200	1	4,6	-80	[69]/2014
12	3	41	229	200	61,97	40,4	0,52	<-42	[68]/2014
12	3	43	230	20	23,58	527	0,03	-48,4	[71]/2016
19	6	51	267	739	10160	11,3	0,4	<-50	[75]/2017
19	6	62	318	360	2050	9,8	2,16	<-50	[76]/2015
36	3	34	306	40	421,875	5.5	7	-32	[70]/2015
38	3	-	312	368	10660	13	0,23	-35	[74]/2020
38	3	-	312	368	6200	65	-	-	[72]/2020

Tableau 1.6. Quelques transmissions FM-MCF rapportées dans la littérature [77], [78], [31]

Les distances de transmission sont majoritairement faibles, se situant autour de 65 km au maximum. La faiblesse des portées s'explique par l'impact de différents facteurs, notamment la DMGD et le couplage entre modes guidés dans le même cœur. Comme indiqué dans le Tableau 1.6, la DMGD peut atteindre 7 ns/km, d'où la nécessité du traitement MIMO à la réception. Dans la référence [71], les auteurs ont développé des fibres à faible DMGD (0,03 ns/km) en optimisant le profil d'indice. Toutefois, la portée de 527 km est en réalité la somme de 10 tronçons de 52,7 km chacun avec insertion d'amplificateurs EDFA adaptés. Le traitement MIMO à la réception remédie également à l'effet de couplage entre modes.

L'avantage décisif que possède la FM-MCF par rapport aux FMF/MMF réside dans la complexité du traitement MIMO nécessaire à la réception. En effet, comme indiqué sur la Figure 1.11, une liaison de 6 modes sur FMF à fort couplage entre modes exigerait un traitement plus complexe qu'une liaison comprenant une fibre de 3 cœurs propageant 2 modes dans chaque cœur [60]. Sur la figure, h symbolise la complexité de traitement.

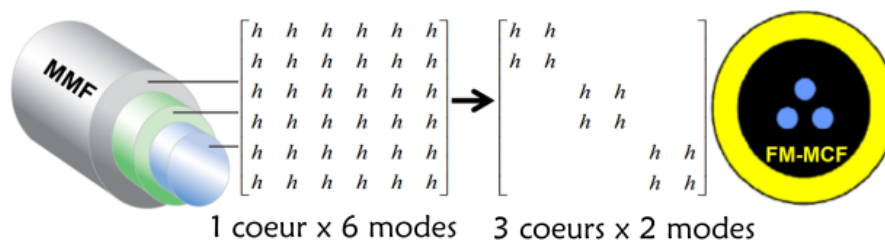


Figure 1.11. Différence de complexité entre une approche MCF et une FM-MCF guidant toutes deux 6 modes. Adapté de [60]

De tout ce qui précède, il est évident que l'implémentation du SDM dans les futurs réseaux optiques est une option intéressante pour accroître leur capacité. Conjuguée avec le WDM, il permettra notamment d'atteindre des débits de l'ordre du Pbit/s. Cependant, les approches SDM nécessitant le déploiement de nouvelles fibres (FMF, MCF ou FM-MCF) s'avéreront très coûteuses pour les opérateurs. En plus de l'énorme investissement financier qu'exige la rupture technologique, les approches par FMF, MCF et FM-MCF imposeront des composants de ligne adaptés, tels que les amplificateurs. Pour le moment, la technologie de fabrication de ces composants n'est pas suffisamment mûre. Par conséquent, à courts et moyens termes, les fibres OM semblent plus avantageuses pour les opérateurs en ce qui concerne les réseaux courtes distances. En excitant peu de modes dans les MMF déjà largement déployés dans les réseaux locaux, on peut diminuer la DMGD et réaliser ainsi une augmentation de capacité de transmission sur des fibres déjà existantes. Toutefois, il faudra ajouter aux liaisons des multiplexeurs/démultiplexeurs de modes et modules de traitement MIMO. Dans le cas des liaisons sous-marines, les MCF semblent à un stade avancé, avec en 2022 des démonstrations de mise en câble et de transmissions sur plus de 5000 km [79].

1.3. Axes de développement dans le contexte des radiocommunications

Le domaine du THz s'étend de 0,1 THz à 10 THz, ce qui correspond à une longueur d'onde comprise entre 3 mm et 30 μm . Comme illustré sur la Figure 1.3, il se situe entre le domaine des micro-ondes et du rayonnement infrarouge.

Les premières recherches approfondies sur les systèmes THz datent de 1990 lorsque la NASA a commencé le programme de Technologie THz. L'Union Européenne a suivi en lançant le programme WANTED (réseaux sans fil basés sur des émetteurs et détecteurs THz) conduit par l'Université de Cambridge de 2000 à 2003 [80]. Aujourd'hui, grâce aux travaux de la communauté de chercheurs à travers le monde, la gamme qui était jadis appelée le « gap THz », en raison de l'inexistence d'émetteurs et de récepteurs efficaces, se révèle pleine de promesses dans divers domaines d'applications.

1.3.1. Généralités sur les ondes THz

Cette partie est consacrée aux généralités sur les ondes THz. Premièrement, elle présente les caractéristiques des ondes THz. Deuxièmement, elle précise l'intérêt de ces ondes dans le contexte des télécommunications. Troisièmement, l'architecture des liaisons THz est brièvement décrite.

1.3.1.1. Caractéristiques sur les ondes THz

Au cours de leur propagation, les ondes THz subissent deux types d'atténuation. La première atténuation est le FSPL, décrit par l'Equation (1.5), au niveau de la section 1.1.2.1. Par exemple, la propagation sur une distance de 10 m occasionne une perte de 100 dB (pour des antennes isotropes) à la fréquence de 300 GHz [81]. L'utilisation d'antenne à gain élevé est par conséquent indispensable si la distance de propagation est importante. Le deuxième type d'atténuation est celui provenant de l'atmosphère. Aussi appelée atténuation atmosphérique ou

spécifique, elle est due aux molécules d'eau et d'oxygène dont les spectres vibrationnels coïncident avec l'énergie des ondes THz [82]. On observe donc, entre les pics d'absorption, des fenêtres de transmission (voir section 1.3.1.2) mais les bandes au-delà de 1 THz sont plutôt opaques. Les micro-ondes, quant à elles, subissent le FSPL mais pas l'atténuation atmosphérique. Une autre caractéristique importante des ondes THz est leur grande capacité de pénétration des matériaux diélectriques, utile à l'imagerie des matériaux et objets opaques (dans le visible) [83]. Aussi, l'affaiblissement des ondes THz dûs à la poussière, au brouillard ou à la fumée est assez faible en raison du fait que les longueurs d'ondes THz sont supérieures à celles des particules présentes dans l'air [83]. Ce n'est pas le cas des ondes infrarouges qui sont très sensibles à la poussière, au brouillard et la fumée en raison de leurs courtes longueurs d'onde. Une troisième caractéristique est la faible énergie par photon des ondes THz, typiquement de l'ordre du milli-électron-volt autour de 0,24 THz. Puisque cette énergie est de loin inférieure à l'énergie de la plupart des liaisons chimiques, les ondes THz sont peu susceptibles d'entraîner des phénomènes d'ionisation et par conséquent propices à l'utilisation dans la détection des échantillons biologiques et l'examen du corps humain [83]. Une quatrième caractéristique tient à la haute résolution spatiale que possèdent les ondes THz, comparativement aux hyperfréquences grâce à leurs longueurs d'onde plus courtes. Ceci en fait de bonnes candidates pour l'imagerie [83]. Une dernière caractéristique non moins importante des ondes THz est leur haute directivité. Cette haute directivité s'explique par leur relative courte d'onde et présente un avantage pour les liaisons télécoms [83]. Elle est utile notamment pour les liaisons point à point car réduisant les pertes par diffraction.

En raison de leurs caractéristiques, les ondes THz peuvent être utilisées dans diverses applications : radioastronomie, spectroscopie, détection moléculaire, contrôle de sécurité, biomédecine, radars, télécoms. Dans la suite de ce travail, nous concentrerons essentiellement notre discours sur l'utilisation des ondes THz dans les télécommunications.

1.3.1.2. Les ondes THz en télécommunications

a. Avantages des ondes THz pour les télécommunications

L'utilisation des fréquences THz dans les télécommunications est motivée par deux raisons principales : une très large partie de la région THz est inexploitée et non-régulée (notamment les fréquences supérieures à 275 GHz aux USA et à 300 GHz en Europe [97]) et, surtout, la gamme THz offre une large bande passante qui permet la montée en débit [84]. Cette montée en débit est nécessaire pour au moins deux raisons : i) Les débits des réseaux sans fil doublent chaque 18 mois, d'après la loi d'Edholm [85] et ii) certaines applications spécifiques ont des besoins en débit et en latence que les systèmes radio actuels ont du mal à satisfaire. Par exemple, la réalité virtuelle exige un débit minimal de 10 Gbits/s, la vidéo ultra haute définition non compressée 24 Gbits/s et la vidéo 3D 100 Gbits/s [80].

Les fréquences THz apparaissent alors comme une solution fiable et efficace pour répondre à ces besoins énormes et croissants. Elles permettent de disposer de débits très élevés comme en transmission par fibre optique, à la différence que, dans le cas du THz, nous ne sommes pas contraints par les conditions géographiques [86]. La relation entre la bande passante et le débit est donnée par la loi suivante de Shannon :

$$C = W \log_2(1 + SNR) \quad (1.10)$$

où C est la capacité d'information, W la bande passante, SNR le rapport signal à bruit. L'Equation (1.10) est l'équivalent de l'Equation (1.6). Elle indique que plus la bande passante est large plus le débit sera élevé. Il s'agit là d'un atout majeur des ondes THz qui offrent de grandes bandes passantes en vertu de leurs fréquences très élevées. Dans la référence [87], la bande passante de la transmission monocanal est de 36 GHz autour de la bande de 300 GHz. Dans la référence [88], la transmission se fait sur une bande passante de 10 GHz autour de la fenêtre 325 GHz. Dans la référence [86], les auteurs présentent la transmission multicanal de deux signaux ayant chacun une bande passante de 20 GHz (40 GHz pour les deux signaux) autour de la bande de 400 GHz. Mieux, la gamme THz a un tel potentiel qu'il serait possible d'atteindre des bandes passantes de plus de 50 GHz [89].

En outre, il est important de noter que les communications THz peuvent avoir de meilleures performances que les autres systèmes de transmission sur bien des aspects. Par exemple, la 5G (basée sur la transmission de micro-ondes) présente un débit pic de 10-20 Gbit/s tandis que le débit pic attendu pour la 6G (qui sera basée potentiellement sur la transmission d'ondes THz) est de 1 Tbit/s, comme indiqué dans le Tableau 1.7.

Performance	5G	6G (prévisions)	Facteur d'amélioration
Débit pic	10-20 Gbit/s	0,1-1 Tbit/s	10-100 fois
Débit de l'expérience utilisateur	<1 Gbit/s	Gbit/s	-
Latence	1 ms	0,1 ms	10 fois

Tableau 1.7. Comparaison entre la 5G et les prévisions 6G en termes de débit et de latence. Adapté de [90]

Comparativement aux systèmes basés sur l'optique en espace libre (FSO), les systèmes THz s'avèrent aussi plus attrayants même si l'optique offre des bandes passantes plus grandes [89] : en indoor, le FSO nécessite un alignement très précis contrairement au THz alors qu'en outdoor, l'atténuation des signaux optiques est de deux ordres de grandeur plus élevée que celle subie par les ondes THz en temps de brouillard.

b. Scénarios des applications possibles des communications THz

Les domaines d'application des communications THz sont diversifiés. On peut les classer en 3 catégories en fonction de la distance et du débit de transmission [91] :

i) Les communications à très haut débit sur de très courtes ou de courtes distances. Il s'agit d'applications où les débits peuvent atteindre 100 Gbit/s et dont les distances de transmission vont de quelques centimètres à des dizaines de mètres. Elles incluent les communications entre cartes électroniques, entre baies informatiques dans les data-centers, les communications dans les réseaux d'accès sans fil (WLAN), les liaisons d'un point d'accès THz à un objet mobile, sans oublier les bornes de téléchargements rapides « kiosk downloading » [90]. La particularité technique de ces applications est que les antennes doivent être reconfigurables afin de s'adapter aux changements constants du bilan de liaison. Par ailleurs, elles ont le mérite de permettre la réutilisation des fréquences à petite échelle sans craindre des interférences.

ii) Les communications à très haut débit sur des distances moyennes. Les distances de transmission vont de 100 m à plusieurs kilomètres. Les débits varient entre quelques dizaines de Gbit/s à 100 Gbit/s. Dans cette catégorie, nous comptons les liaisons de « backhaul » (communications entre stations de base) et de « fronthaul » (communications entre station de base et mobile) des réseaux mobiles comme la 5G. Elle comprend également les ponts sans fil (wireless bridges) dont le rôle est d'interconnecter des réseaux optiques [89]. Cela est possible puisque la grande bande passante des communications THz permet d'avoir de la transparence avec les liaisons optiques à 100 Gbit/s et plus. On parle de convergence fixe-mobile.

iii) Les communications à haut débit sur de longues distances. Elles vont de quelques kilomètres à des centaines de kilomètres. Elles concernent la liaison entre un aéronef et le sol, entre le sol et un satellite, entre un aéronef et un satellite. La réalisation de communications THz à ces portées exigera des amplificateurs (transistors ou tubes à ondes progressives) fiables, efficaces, à gain élevé et capables d'atteindre des puissances THz importantes.

c. Les fenêtres de transmission

Comme indiqué dans l'introduction de la section 1.3, la gamme THz s'étend de 0,1 THz à 10 THz. Cependant, ce n'est pas toute cette gamme qui sera utilisée dans les transmissions. Les pics d'absorption moléculaire créent des fenêtres de transmission, représentées sur la Figure 1.12.a.

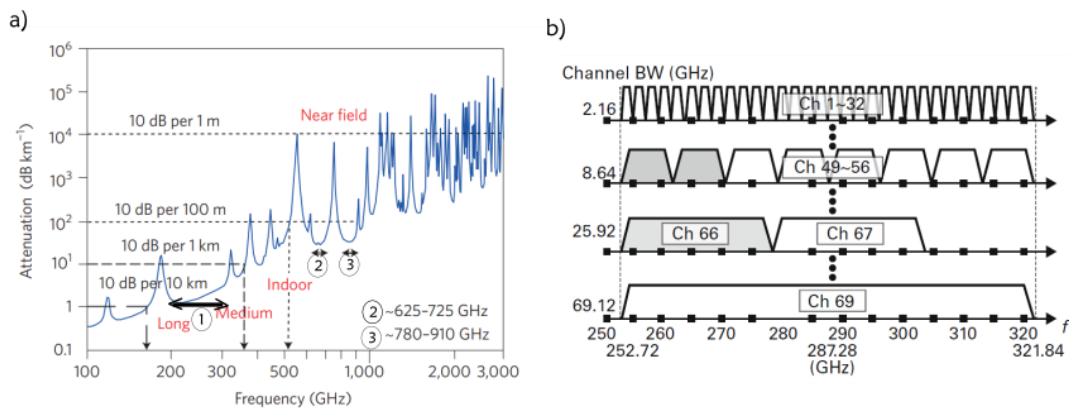


Figure 1.12. a) Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence. Adapté de [89].

b) Canaux de transmission dans le format IEEE 802.15.3d [90]

Comme indiqué sur cette figure, la première fenêtre ciblée s'étend de 200 à 320 GHz [89]. La plupart des systèmes THz à l'étude opèrent dans cette gamme de fréquences car l'atténuation atmosphérique y est faible (autour de 1-3 dB/km). Contrairement aux autres fenêtres de transmission THz, la bande 252-321 GHz a été standardisée en 2017 sous l'appellation IEEE 802.15.3d. La bande 200-252 GHz était déjà allouée à d'autres services. Le standard IEEE 802.15.3d définit des liaisons point-à-point à des débits allant jusqu'à 100 Gbits/s. En effet, avec une bande passante totale de près de 70 GHz, il est aisé d'atteindre de tels débits. Les canaux de transmission définis par le standard IEEE 802.15.3d ont une bande passante multiple de 2,16 GHz, comme illustré sur la Figure 1.12.b.

Au-delà de 600 GHz, il existe deux fenêtres pour des communications indoor, à savoir la plage 625 à 725 GHz et de 780 à 910 GHz. La propagation dans l'air des ondes de fréquences supérieures à 1 THz est très mauvaise en raison de l'absorption due à la vapeur d'eau ainsi qu'aux molécules d'oxygène. Ces fréquences ne sont généralement pas utilisées pour les transmissions THz.

La communauté scientifique s'accorde de plus en plus à dire que les fréquences les plus adéquates pour la réalisation de systèmes de transmission THz sont celles de la bande 252-320 GHz [46]. Le choix de cette bande est motivé par la nécessité du compromis entre faible atténuation spécifique, bande passante disponible et performances des émetteurs et récepteurs THz. Les fréquences situées au-delà de 320 GHz présentent, certes, des bandes passantes plus grandes mais les performances des émetteurs et récepteurs opérant à ces fréquences sont dégradées. Dans la référence [92] par exemple, la puissance typique de sortie d'un émetteur électronique opérant sur la bande 275-325 GHz est estimée entre 0 et +20 dBm tandis qu'en opérant sur la bande 380-445 GHz, la puissance émise est limitée entre -10 et +10 dBm. Ainsi, il est difficile d'avoir des sources puissantes, notamment modulées rapidement. Cette problématique est communément appelé gap THz.

En dehors des fenêtres citées précédemment, d'autres fréquences sont utilisées pour les différentes démonstrations de systèmes THz. Par exemple, dans la référence [86], la bande 375-450 GHz est utilisée. Dans la référence [93], le système fonctionne sur 400 GHz puis sur 600 GHz. La raison est que pour des distances courtes, la perte due à la propagation peut être bien compensée par des antennes à gain élevé.

In fine, la fréquence porteuse d'un système THz doit être choisie en fonction de l'application [89] : pour une application impliquant de longue distance (1-10 km), la bande adéquate est 100-150 GHz. Pour une distance moyenne (100 m-1 km), il est convenable de choisir une fréquence porteuse de 350 GHz au plus alors que pour les distances indoor (10-100 m), on peut choisir une porteuse de 500 GHz au plus. Dans tous les cas, le choix dépend bien sûr également des performances des circuits utilisés.

1.3.1.3. Architecture des liaisons THz

La réalisation d'un système de communication THz peut se faire à travers une approche tout-électronique ou une approche hybride électronique-photonique souvent appelée approche photonique.

a. Systèmes THz tout-électronique

Les architectures des chaînes de transmission THz suivant une approche tout-électronique sont schématisées sur la Figure 1.13. Dans ce cas de figure, l'émetteur et le récepteur ne sont composés que d'éléments électroniques.

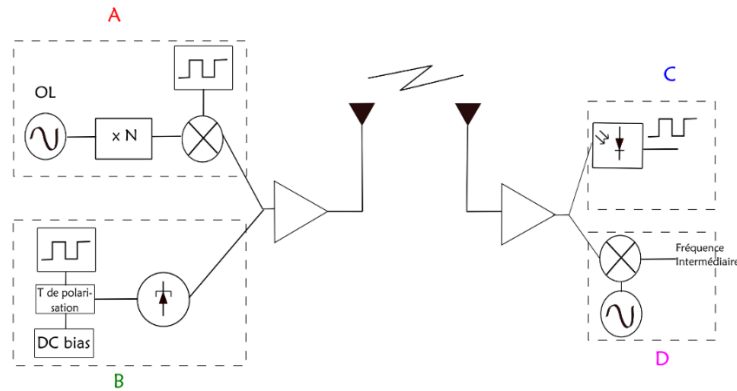


Figure 1.13. Différentes architectures des systèmes THz tout-électronique

Pour réaliser des émetteurs, il existe deux approches différentes.

i) La première est schématisée dans l'encadré A de la Figure 1.13. Elle part d'un synthétiseur qui sera multiplié N fois pour obtenir la fréquence THz désirée. Ensuite, un mélangeur THz réalise la transposition de fréquence avant que les données ne soient amplifiées et rayonnées via une antenne. Il est important de noter que le synthétiseur, la chaîne de multiplication, le mélangeur et l'antenne peuvent être réalisés soit en technologie silicium (CMOS, SiGe) soit en semi-conducteurs III-V (InP, GaAs).

Les avantages des technologies silicium résident dans leur faible coût, leur compacité et leur grande capacité d'intégration. Cependant, elles émettent relativement peu de puissance (typiquement moins de 0 dBm). L'autre limitation de ces technologies est qu'elles opèrent principalement à des fréquences inférieures à 500 GHz. A partir de cette valeur, la puissance émise diminue considérablement avec la fréquence. Les émetteurs THz à base de matériaux III-V, quant à eux, ont le mérite de fournir plus de puissance que les émetteurs à base de technologie silicium, typiquement entre -4 et +10 dBm [94]. Ils sont typiquement utilisés à des fréquences de 300 GHz et moins.

ii) La deuxième architecture d'émetteur (voir encadré B de la Figure 1.13) consiste en des diodes THz directement modulées par les données à transmettre. Les diodes à effet tunnel résonantes (RTD) et les diodes Gunn sont des exemples de diodes THz. Cette architecture présente l'avantage d'une large gamme de fréquences d'oscillation, allant de quelques GHz à 2 THz. Elle peut être particulièrement intéressante pour les fréquences supérieures à 500 GHz que les technologies III-V ou silicium ont du mal à atteindre. En revanche, les RTD et les diodes Gunn génèrent typiquement moins de -7 dBm [94].

En ce qui concerne les récepteurs THz, deux configurations basées sur l'électronique sont possibles : la réception directe et la réception hétérodyne.

i) La réception directe (voir encadré C de la Figure 1.13) comprend une antenne, un amplificateur faible bruit (LNA) et une diode (Diode à Barrière de Schottky) ou un transistor réalisant la détection quadratique. Elle a l'avantage de la simplicité. En revanche, elle ne peut être utilisée que dans les systèmes où est implémenté le format de modulation OOK.

ii) La réception hétérodyne (voir encadré D de la Figure 1.13), quant à elle, a été développée afin d’avoir accès à la phase des signaux détectés et est par conséquent adaptée aux formats de modulation avancés tels que le QPSK et le QAM. Une telle architecture comporte un oscillateur local et un mélangeur (SHM) qui permettent la descente en fréquence du signal THz pour obtenir une fréquence intermédiaire.

Il est important de noter que, pour le moment, l’amplification THz n’est pas très développée. Dans la littérature, très peu de transmissions THz ont été réalisées avec des composants actifs [91].

Le dénominateur commun entre toutes les approches tout-électronique proposées est que le débit accessible est limité à quelques Gbit/s du fait des non-linéarités [91].

b. Systèmes THz basés sur l’approche hybride photonique-électronique

L’approche hybride photonique-électronique fait intervenir des technologies photoniques à l’émission et des technologies électroniques à la réception. Le recours à la photonique est motivé par plusieurs raisons dont la large bande passante synonyme de débits très élevés, la possibilité d’interconnexion transparente des systèmes THz avec les réseaux optiques conventionnels sans oublier l’agilité en fréquences, c’est-à-dire la possibilité de contrôler plus facilement le nombre de canaux THz.

Puisque l’architecture des récepteurs THz dans cette approche est la même que dans l’approche tout-électronique (récepteur direct ou récepteur hétérodyne), nous ne schématisons sur la Figure 1.14 que l’architecture de l’émetteur.

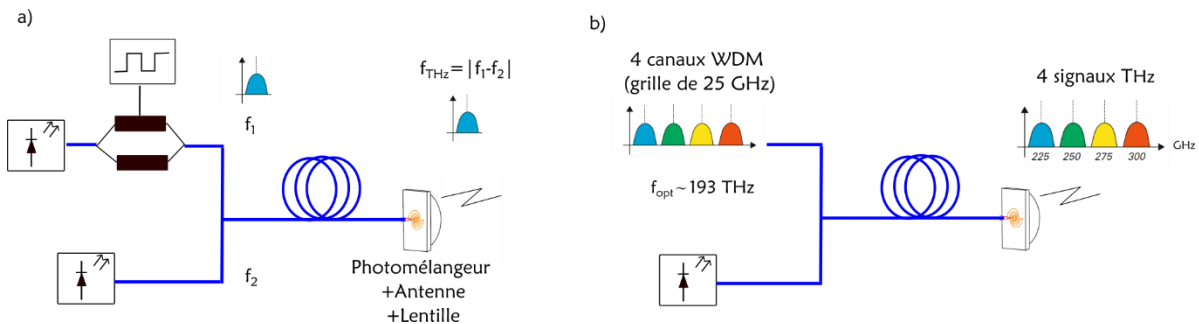


Figure 1.14. Émetteur THz basé sur le photomélange. a) Émetteur à 1 canal. b) Émetteur à 4 canaux

Dans cette approche largement répandue, la génération de signaux THz a lieu grâce au battement de deux ou plusieurs signaux optiques émis par des lasers continus. Concrètement, lorsqu’on désire obtenir un signal THz de fréquence f_{THz} , il suffit de faire battre deux signaux optiques de fréquences f_1 modulée et f_2 non modulée (ou inversement). Il en résultera un signal THz modulé de fréquence

$$f_{THz} = |f_1 - f_2| \quad (1.11)$$

Comme cela a déjà été présenté dans la partie sur les communications optiques (section 1.1.1.2), la modulation est assurée par un modulateur optique, généralement un MZM. Ses atouts majeurs sont sa grande vitesse d'opération et sa large bande passante. De plus, sur la Figure 1.14.a, nous constatons que les fonctions de modulation et de génération THz peuvent être séparées, ce qui offre une flexibilité au système [95]. Par ailleurs, réaliser une transmission multi-porteuses est relativement facile à travers cette approche car il suffira d'ajouter d'autres lasers. Sur la Figure 1.14.b, est présentée une génération de 4 fréquences THz à partir du battement de 4 canaux WDM avec une porteuse non modulée.

Le battement des signaux optiques se produit dans un composant appelé photomélangeur. Les photomélangeurs efficaces à $0,8\ \mu\text{m}$ sont les photoconducteurs (par exemple le Low Temperature Grown (LTG) – GaAs) et ceux efficaces à $1,55\ \mu\text{m}$ sont des photodiodes dont les plus connues sont les PIN [91]. Puisque les systèmes THz ont vocation à être interconnectés aux réseaux optiques très haut débit fonctionnant dans la fenêtre $1,55\ \mu\text{m}$, on s'intéressera dans cette thèse aux photodiodes plutôt qu'aux photoconducteurs.

En vue d'améliorer les performances des photodiodes PIN, les photodiodes à transport unipolaire (UTC-PD) ont été mises au point dès 1997 [94]. Comparativement aux photodiodes PIN conventionnelles, les UTC-PD ont une vitesse d'opération plus élevée (ce qui permet aux UTC-PD d'opérer à une fréquence de battement supérieure au cas d'utilisation des PIN) de même qu'un courant de saturation plus élevé (ce qui fait qu'elles génèrent plus de puissance). Elles offrent également une large bande passante pouvant atteindre 340 GHz [96]. Toutes ces performances des UTC-PD sont liées au fait que seuls les électrons gouvernent leur dynamique ; la zone d'absorption étant une zone dopée P, les électrons sont les porteurs imposant la dynamique du composant. Cependant, les meilleures UTC-PD actuelles ne peuvent émettre plus de 0 dBm [97]. Nous reviendrons en détail sur ces composants dans la section 2.1.

La pureté spectrale du signal THz généré dépend de la pureté spectrale des lasers utilisés [91]. Suivant que le contrôle de phase est important dans l'application ou pas, la génération de fréquence THz peut se faire à travers différentes approches : deux lasers indépendants [87], un laser bi-fréquence [98], un laser à modes bloqués [99], un peigne de fréquences optique [86], ... Les techniques d'accord de phase peuvent être fastidieuses mais elles permettent d'alléger le traitement du signal à la réception. L'utilisation de deux lasers indépendants pour générer les signaux THz rend l'émetteur facile à mettre en œuvre. En revanche, elle s'accompagne d'un traitement complexe de signal au niveau de la réception à cause du désaccord de phase des sources.

Une fois généré, le signal THz est rayonné à l'aide d'une antenne adaptée. Les types d'antennes utilisées sont, entre autres : les antennes intégrées planaires (bow tie, spirale) le plus souvent associées à une lentille en silicium pour extraire le signal, les antennes patch, les antennes à cornet, les antennes à cornet munies de lentilles [91].

Chaque approche de réalisation de systèmes THz présente des atouts et des limites. Ces atouts et limites sont bien détaillés dans la référence [87]. L'approche tout-électronique présentant de bonnes performances globales, elle permet d'atteindre de longues distances en vertu des puissances assez élevées qu'elle génère. Cependant, l'utilisation des multiplicateurs de fréquences au niveau de l'émetteur augmente les effets du bruit de phase. De plus, la non-linéarité des circuits cause des distorsions de signal.

L'approche basée sur la photonique, quant à elle, a le mérite d'offrir une plus large bande passante et de garantir la linéarité du processus de photomélangement. Sa limite principale est qu'elle offre moins de puissance que l'approche tout-électronique. Nous verrons tout ceci en détail dans la section 1.3.2. De ce fait, il apparaît difficile de l'utiliser sur de longues distances. Le bilan d'une liaison point à point s'écrit [125]:

$$P_r = P_e \frac{G_e G_r \lambda^2}{16 \pi^2 R^2}, \quad (1.12)$$

où R est la distance de transmission, G_e et G_r les gains des antennes d'émission et de réception respectivement, λ la longueur d'onde, P_e et P_r les puissances d'émission et de réception respectivement. Si α est l'atténuation atmosphérique en dB/km, le bilan de liaison (en dB) L_{dB} s'écrit :

$$L_{dB} = P_{e, dBm} - P_{r, dBm} = 92,45 - G_e - G_r + 20 \log(f) + 20 \log(R) + \alpha R \quad (1.13)$$

Considérons une transmission à 280 GHz sur 1 km. Les puissances des meilleures photodiodes se situant autour de 0 dBm, si les antennes d'émission et de réception ont des gains chacune de 25 dBi et l'atténuation atmosphérique est de 2 dB/km, la puissance reçue serait autour de -93,4 dBm, ce qui est assez faible pour obtenir de bonnes performances de communication (SNR, taux d'erreur binaire, ...); d'où la nécessité d'augmenter les puissances d'émission. A termes, les scénarios d'usage ainsi que les coûts associés détermineront quelle technologie (entre l'approche électronique et la photonique THz) sera privilégiée [91].

1.3.2. Etat de l'art des transmissions THz

Depuis plus d'une dizaine d'années, de nombreuses démonstrations de communications THz ont été faites par différents groupes de recherche à travers le monde. Dans le Tableau 1.8 sont répertoriés des résultats de transmissions effectuées entre 2011 et 2022, avec un accent sur les plus récentes démonstrations. Nous constatons, à partir de ce tableau, que les transmissions les plus récentes ont recours à des traitements de données offline avant démodulation. Cela s'explique par l'utilisation massive des formats de modulations avancés, motivée par la course au très haut débit. Néanmoins, il existe des transmissions à 100 Gbit/s en temps réel qui ont été réalisées grâce à une technique de stabilisation de phase [104].

Sur le plan de la modulation, les formats QAM 16 et 32 sont majoritairement utilisés par rapport aux formats OOK et QPSK puisqu'ils permettent d'atteindre des débits élevés grâce à leur plus grande efficacité spectrale. Le recours à la détection hétérodyne est systématique quand les formats de modulation avancés sont employés.

Sur le plan des bandes de fréquence utilisées, on peut noter que presque la moitié des transmissions répertoriées repose sur la bande autour de 300 GHz. En effet, cette bande est un bon compromis entre les pertes liées à l'absorption atmosphérique, les performances technologiques des composants d'émission et de réception et la bande passante disponible. Au-dessus de 300 GHz, l'absorption atmosphérique plus élevée et la faible puissance des émetteurs sont de fortes limitations. Dans la gamme de fréquences inférieure à la bande de

300 GHz, on ne dispose pas d'une bande passante aussi large et comme indiqué précédemment certaines fréquences (200-252 GHz) sont déjà allouées à d'autres services.

Ref	Fréquence (GHz)	Distance (m)	Débits (Gbit/s)	Technologies Tx/Rx	Modulation	P _{émise} (dBm)	BER, EVM%	Année
[100]	625	3	2,5	SHM/SBD	OOK	-12	2,5x10 ⁻⁷ t.r	2011
[101]	140	1500	10	SHM/SHM	QAM 16	-5	1x10 ⁻⁶ offline	2013
[102]	100	0,7	108	PD/SHM	QPSK	-7	3,8x10 ⁻³ offline	2013
[103]	240	850	64	MMIC m-HEMT InGaAs	QPSK	-4,5	5x10 ⁻³ offline	2015
[104]	300	0,1	90/100	PD/SHM	QPSK	-17	1,7x10 ⁻³ t.r	2016
[105]	450	1,8	132	UTC-PD/SHM	QAM	-28	4x10 ⁻² offline	2019
[106]	230	1	100	SiGe HBT /SiGe HBT	QAM 16	-5	4x10 ⁻³ offline	2019
[107]	300	0,5	128	PIN/SHM	QAM 16	-16,1	2x10 ⁻² offline	2019
[108]	408	10,7	157	UTC-PD/SHM	QAM 16-OFDM	-12	3,8x10 ⁻³ offline	2019
[109]	300	10	56	InGaAs mHEMT	QAM 16	-5	12% EVM	2019
[110]	340	0,1	11	RTD/RTD	ASK	-	10 ⁻¹¹	2019
[111]	666	590	9,5	InP-HEMT +TWTA	QPSK/16 APSK	-	<5% EVM offline	2019
[112]	220	20	12,8	SHM/SHM	QAM 16	-20,2	2,7x10 ⁻⁶	2020
[113]	350	26,8	120	UTC-PD/SHM	QAM 16-OFDM	-13	2,5x10 ⁻² offline	2020
[114]	300	110	115	UTC-PD/SBD	QAM 16	-5	1,5x10 ⁻²	2020
[115]	300	500	96	MMIC/MMIC	QAM 16	-	Offline	2020
[115]	300	1000	56	MMIC/MMIC	QAM 4	-	Offline	2020
[116]	220	1500	10	SHM/SHM	QAM 16	-3	1,4x10 ⁻⁹ t.r	2021
[117]	300	0,5	160	PIN/SHM	QAM 32	-13	1,5x10 ⁻² offline	2022

Tableau 1.8. Résumé des performances et caractéristiques de quelques transmissions THz rapportées dans la littérature [118] [94] [91]. (Ref : référence, t.r : temps réel, SHM : mélangeur, SBD : diode de Schottky, PD : photodiode, MMIC : Circuit intégré monolithique hyperfréquences, HEMT : transistor à électron de grande mobilité, HBT : transistor à hétérojonction bipolaire, TWTA : amplificateur tube à onde progressive)

Sur la Figure 1.15, sont représentées les performances en débit et distance des transmissions répertoriées dans le Tableau 1.8 en fonction de la technologie des émetteurs utilisés.

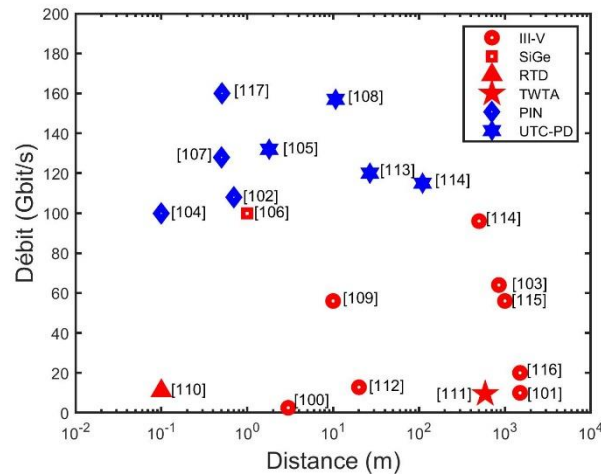


Figure 1.15. Relation débit - distance des transmissions listées dans le Tableau 1.8 en fonction de la technologie des émetteurs utilisés

On constate que les émetteurs électroniques, principalement à base de technologie III-V, sont à l'origine des transmissions sur des longues portées. Cela est dû aux puissances relativement élevées qu'ils génèrent. L'accès aux portées de 500 m et plus dans les travaux [101], [103], [115] et [116] a nécessité, en plus des émetteurs électroniques, des antennes Cassegrain ou des antennes paraboliques de gain supérieur à 50 dBi. Dans la référence [111], les auteurs ont recours à une amplification par tube à ondes progressives. Ainsi, dans les applications où le critère le plus important est la distance, les technologies électroniques seraient privilégiées par rapport aux technologies photoniques.

En outre, on s'aperçoit que ce sont les technologies photoniques qui sont à l'origine des débits les plus élevés. Comme soutenu précédemment, la large bande passante qu'offre la photonique se prête bien à la réalisation de systèmes à très haut débit. Ainsi, dans les applications où le critère le plus important est le débit, comme pour des liaisons à l'intérieur d'un data-center, les technologies photoniques seraient privilégiées par rapport aux technologies électroniques.

Dans ce contexte, une question se pose avec acuité : comment répondre au besoin des applications dans lesquelles le critère de distance et le critère de débit sont prioritaires au même degré ? Autrement dit, comment établir des liaisons à très haut débit sur des moyennes et longues distances, nécessaires dans des applications backhaul par exemple où la distance de transmission doit atteindre 1 km pour des débits de l'ordre du Tbit/s [89] ? C'est la problématique qu'adresse cette thèse dont la stratégie sera évoquée dans la section suivante. Néanmoins, il faut noter qu'à côté du défi de l'augmentation de la puissance dans les transmissions à très haut débit, il existe d'autres difficultés au premier rang desquelles on peut citer i) la stabilisation en phase et en fréquence des sources lasers, ii) le contrôle de la directivité des faisceaux THz, iii) la consommation énergétique des équipements, iv) la caractérisation du canal de propagation, v) le traitement du signal à la réception afin de reconstruire l'information

et vi) le coût des technologies qui conditionnera largement leur déploiement dans les systèmes commerciaux.

1.4. Perspectives de développement en photonique-THz

Le principal défi auquel fait face la photonique-THz aujourd'hui est celui des faibles portées, résultant du niveau relativement bas des puissances d'émission des sources basées sur la technologie photonique. Pour s'attaquer à ce défi, plusieurs voies sont explorées, telles que l'intégration photonique, les récepteurs électroniques améliorés en termes de puissance, l'amplification THz, le système multi-antennes, la combinaison de photodiodes.

Dans le cadre de cette thèse et plus largement du projet ANR SPATIOTERA dans le cadre duquel se déroule cette thèse, nous avons envisagé une technique innovante qui pourrait donner naissance à des émetteurs photoniques THz de puissance plus élevée que celles déjà rapportées dans la littérature et opérant dans la bande de 300 GHz. Pour ce faire, nous proposons de combiner un réseau d'UTC-PD avec une fibre multi-cœurs, la combinaison de puissance étant un concept bien répandu dans la communauté radiofréquence [119].

Nous avons opté pour la génération THz par UTC-PD car, comme présenté dans le Tableau 1.8, les UTC-PD permettent d'obtenir des débits de transmission très élevés. Les modulations choisies pour notre futur émetteur sont des modulations QAM et QPSK, favorables à la montée en débit. Le choix de la MCF, quant à lui, se justifie par la nécessité d'exciter simultanément et efficacement plusieurs UTC-PD. Par ailleurs, l'émetteur opérera autour de la bande de 300 GHz qui est un bon compromis entre les pertes liées à l'absorption atmosphérique, les performances technologiques et la bande passante disponible. Il est question de passer des transmissions THz classiques basées sur la génération de puissance par une seule UTC-PD à des transmissions mettant en jeu plusieurs UTC-PD en réseau, comme illustré sur la Figure 1.16. Dans les transmissions classiques, l'UTC-PD est excitée à l'aide d'une SSMF. En revanche, dans la nouvelle approche que nous proposons, l'UTC-PD unitaire est remplacée par un réseau d'UTC-PD et la SSMF est remplacée par une MCF dont le nombre et la disposition des cœurs correspondent exactement à ceux du réseau d'UTC-PD.

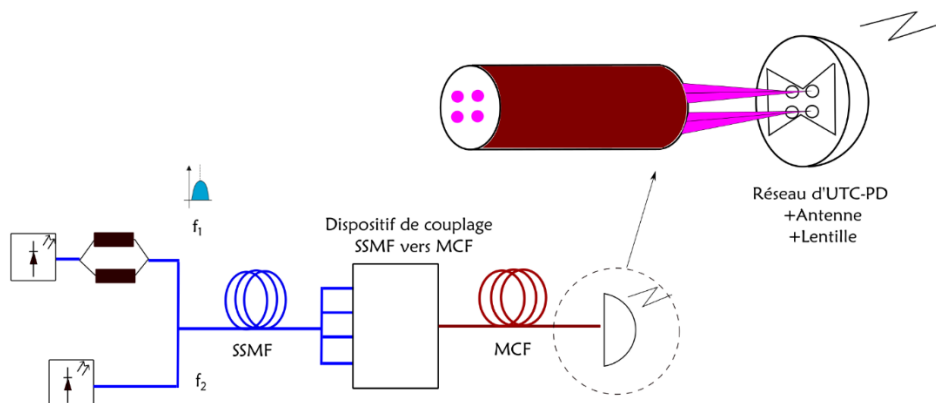


Figure 1.16. Configuration de l'émetteur photonique THz proposé dans ce travail

Les résultats attendus sont principalement l'augmentation de la puissance d'émission d'un facteur N , correspondant au nombre d'UTC-PD que comprend le réseau. Avec des réseaux de

4 UTC-PD, nous projetons obtenir une puissance à peu près 4 fois supérieure à l'état de l'art, tout en maintenant le débit à 100 Gbit/s.

Alternativement, la combinaison du réseau d'UTC-PD avec la MCF peut être utilisée pour démontrer le multiplexage spatial de données sur N porteuses THz. Pour cela, il faudra faire battre dans les N UTC-PD du réseau, non pas le même signal, mais N signaux THz différents. Ce procédé nécessite évidemment plus de lasers et de récepteurs, mais l'avantage qu'il présente est significatif, à savoir l'atteinte des débits supérieurs à 100 Gbit/s. La MCF se prête bien à notre application car, comme indiqué précédemment, les MCF constituent, en plus des FMF, les fibres de nouvelles générations pour la mise en œuvre du SDM dans les réseaux optiques. Il serait possible, in fine, de réaliser du beamsteering grâce au développement d'un réseau d'antennes adapté.

Aussi, il est nécessaire de préciser que notre système peut se relier de façon transparente aux réseaux optiques conventionnels.

		Fibre A	Fibre B	Fibre C
Paramètres des fibres	Nombre de cœurs	4	4	7
	MFD à 1,55 μm (μm)	4	4	4
	Pas entre cœurs (μm)	15	20	50
	Géométrie de la maille	Carrée	Carrée	Hexagonale
	Taux de couplage sur 1m	<-25 dB	<-25 dB	<-25 dB
	Pertes sur 1m (dB)	Faibles	Faibles	Faibles
		UTC-PD A	UTC-PD B	UTC-PD C
Paramètres des réseaux d'UTC-PD correspondants	Nombre d'UTC-PD	4	4	7
	Pas entre UTC-PD	15	20	50
	Dimensions ($\mu\text{m} \times \mu\text{m}$)	4x4	4x4	4x4
	Géométrie de la maille	Carrée	Carrée	Hexagonale
Paramètres du composant d'excitation sélective des cœurs des MCF	Diaphonie (dB)	<-25 dB	<-25 dB	<-25 dB
	Pertes d'insertion (dB)	Faibles	Faibles	Faibles
Système optique de focalisation des faisceaux optiques sur les UTC-PD	MFD final (μm)	4	4	4
	Distance de travail (μm)	100	100	100
	Pertes de couplage (dB)	Faibles	Faibles	Faibles

Tableau 1.9. Spécifications du cahier de charges des différents éléments du système

Autant la réalisation de cette nouvelle approche est pleine de promesses, autant est-elle techniquement délicate à mettre en œuvre.

Le premier défi majeur réside dans le développement des sous-systèmes adaptés, notamment la MCF, le réseau d'UTC-PD et l'antenne. Dans le design et la fabrication des fibres, on doit veiller à maintenir un niveau de diaphonie bas entre les cœurs, typiquement moins de - 25 dB. Les cœurs, au nombre de quatre dans la démonstration qui va suivre, seront organisés en maille carrée, espacés de 15/20 μm , et devront être monomodes à 1,55 μm . Ils doivent aussi être homogènes pour s'assurer d'avoir la même puissance incidente sur toutes UTC-PD. Le réseau d'UTC-PD, quant à lui, doit être composé de 4 UTC-PD ayant des caractéristiques les plus identiques possible, organisées selon la disposition et l'espacement des cœurs de la MCF. Chaque UTC-PD du réseau doit avoir une bonne sensibilité (autour de 0,1 A/W comme les UTC-PD classiques), une bande passante capable de supporter 100 Gbit/s et atteindre les performances en puissance des UTC-PD unitaires classiques, typiquement 0 dBm autour de la bande de 300 GHz. L'autre sous-système à développer est l'antenne planaire. Elle doit avoir une large bande passante et pouvoir intégrer le réseau d'UTC-PD. Notre choix s'est porté sur l'antenne bow tie qui est susceptible de répondre à ces attentes et surtout qui est simple à fabriquer.

Le deuxième défi majeur à relever est celui de mettre en place un dispositif qui permettra de coupler la lumière sélectivement dans les cœurs de la MCF. Il s'agira d'un dispositif fibré qui servira aussi d'interface entre notre système et les réseaux optiques conventionnels.

Le troisième défi majeur porte sur le couplage de la lumière en sortie de MCF vers le réseau d'UTC-PD. En effet, un système optique sera nécessaire en vue de focaliser les faisceaux optiques sur les UTC-PD, sachant qu'il y aura une distance d'une centaine de micromètres entre la face de sortie de la MCF et les UTC-PD dont l'aire est de 4x4 μm^2 chacune. Le Tableau 1.9 résume les spécifications du cahier de charges des différents éléments du système. En plus des systèmes à 4 cœurs, nous avons le projet d'aller, à moyens termes, vers un système à 7 cœurs. Dans la littérature, les réalisations de réseaux de photodiodes ne sont pas abondantes pour le moment et quelques-unes sont répertoriées dans le Tableau 1.10 [120], [121], [122], [123], [124]. Le paramètre « Alpha » est le facteur d'accroissement de la puissance du réseau d'émetteurs comparativement à un émetteur unitaire dans la direction de rayonnement maximal.

Référence / Année	Année	Type & nombre de PD	Pas du réseaux de PD (μm)	Type & nombre d'antenne	Fibre d'excitation	Fréquence (GHz)	Alpha	Distance Tx-Rx (m)	Démonstration
[120] / 2018	2018	UTC-PD 4x1	500	Bow tie 4x1	PIC	600	7 (3 Tx)	0,12	Beam steering
[121] / 2020	2020	UTC-PD 2x1	250	Slot 4x1	SSMF	300	3,5	-	Beam steering
[122] / 2021	2021	UTC-PD 2x1	500	Slot 2x4	SSMF	300	3,9	0,1	Beam steering
[123] / 2020	2020	UTC-PD 4x1	500	Slot 4x4	PIC	300	3,6 (2 Tx)	0,1	Beam steering
[124] / 2019	2019	PCA 3x3	300	Bow tie 3x3	PIC	97	8-10	-	-

Tableau 1.10. Etat de l'art de réseaux de photodiodes. (PIC : circuit photonique intégrée, PCA : antenne photoconductrice, PD : Photodiode)

Comme le montre le contenu du Tableau 1.10, les réseaux de photodiodes n'ont pas encore été utilisés en transmission THz. Leur utilisation s'est limitée, jusque-là, à des démonstrations de beam steering (orientation de faisceaux) avec majoritairement des UTC-PD autour de la bande de 300 GHz. Les antennes associées à ces réseaux sont essentiellement les antennes à fentes (slot) et les antennes bow tie. Les faisceaux d'excitation sont issus de guides d'ondes intégrés ou de SSMF. De ce fait, notre approche garde son originalité qui consiste en l'utilisation de fibres multi-cœurs pour exciter le réseau d'UTC-PD.

Ce qui est le plus intéressant à noter est l'augmentation de la puissance du réseau de photodiodes par rapport à la photodiode unitaire, traduite ici par le paramètre « alpha ». Les valeurs expérimentales du paramètre alpha s'approchent de ce qui est attendu en théorie. En effet, la théorie de la combinaison de puissance indique que lorsqu'on met en réseau N émetteurs, la puissance d'émission (en valeur linéaire) doit augmenter d'un facteur N^2 par rapport à un émetteur unitaire dans la direction de rayonnement maximal, tandis que la puissance totale rayonnée n'est multipliée que par N [124]. Ainsi, pour un réseau de 3 UTC-PD, alpha doit être égale à 9 (valeur expérimentale : 7). Pour un réseau de 2 UTC-PD, le paramètre alpha doit être égale à 4 (valeurs expérimentales : 3,5 ; 3,6 ; 3,9). L'écart qui existe entre la valeur du paramètre alpha mesurée et celle du paramètre alpha théorique traduit les difficultés d'optimisation de tous les éléments du système.

Dans la démonstration de la référence [124], la valeur du paramètre alpha indiquée dans le tableau se rapporte à l'augmentation de la puissance totale rayonnée, contrairement aux autres références où le paramètre alpha se réfère à l'augmentation de puissance obtenue dans la direction de rayonnement maximal. Notre ambition demeure de procéder à l'une des premières démonstrations des réseaux d'UTC-PD en transmission de données pour établir la preuve de concept.

1.5. Conclusion et organisation du manuscrit

Nous avons vu que face à la demande sans cesse croissante en capacité, les communications THz apparaissent aujourd'hui comme une solution viable dans le domaine des radiocommunications avec la particularité de pouvoir s'interconnecter de façon transparente avec les réseaux optiques conventionnels à des débits de 100 Gbit/s et plus. Des prédictions indiquent que la technologie THz peut permettre d'atteindre des capacités de l'ordre du Tbit/s [122]. Les scénarios d'usage des communications THz touchent aussi bien aux liaisons à très courtes distances (de carte électronique à carte électronique) qu'aux liaisons de moyennes et longues portées (backhaul dans les réseaux mobiles, communications entre une station au sol et un satellite).

D'une part, l'état de l'art des communications THz montre que les technologies électroniques, notamment la filière III-V, génèrent plus de puissance et par conséquent sont propices aux transmissions sur moyennes et longues portées. D'autre part, il montre que les technologies photoniques, en raison de leur très grande bande passante, sont à l'origine des transmissions THz présentant les plus hauts débits. Aujourd'hui, nombre de travaux de recherche se concentrent sur la mise en œuvre de systèmes offrant à la fois un débit très élevé et une portée moyenne ou longue. Les techniques investiguées à cet effet vont de l'intégration photonique à l'amplification THz en passant par la combinaison de photodiodes. C'est sur cette dernière

technique qu'est basée l'approche innovante proposée dans cette thèse. En effet, notre objectif est de passer des systèmes THz classiques où une photodiode est excitée par une fibre mono-cœur à des systèmes où un réseau de N photodiodes est excité par une fibre ayant N cœurs. Afin d'établir la preuve de concept, nous avons fixé N d'abord à 4 puis à 7. Notre approche a le mérite de faire converger deux briques technologiques issues de deux domaines distincts : d'une part, la MCF qui fait partie des nouvelles générations de fibres permettant la mise en œuvre du SDM dans les futurs réseaux optiques et, d'autre part, le réseau d'UTC-PD.

En tirant bénéfice de la combinaison cohérente des puissances générées par les 4 UTC-PD, nous ambitionnons à terme de réaliser l'une des premières démonstrations employant un réseau de photodiodes pour la transmission de données avec une puissance à peu près 4 fois supérieure à l'état de l'art, autour de la bande de 300 GHz.

Alternativement, notre approche peut être employée pour réaliser le multiplexage spatial de données sur N porteuses THz, moyennant l'ajout de lasers et de récepteurs.

La suite du manuscrit est organisée comme suit :

Le chapitre 2 traite de l'utilisation des fibres multi-cœurs dans la photonique THz. Dans cette partie, nous ferons l'état de l'art plus détaillé des fibres multi-cœurs de façon générale et l'état de l'art des fibres multi-cœurs utilisées en communications THz de façon particulière. Aussi, cette partie comportera l'étude théorique des dispositifs nécessaires au couplage de la lumière d'une SSMF vers une MCF d'une part et les dispositifs nécessaires au couplage de la lumière de la MCF vers une photodiode ou un réseau de photodiodes.

Dans le chapitre 3, nous décrirons les étapes de design et de fabrication des MCF que nous avons développées au PhLAM. Les résultats de caractérisation seront présentés.

Le chapitre 4 porte sur les liaisons THz basées sur le photomélange. Après un état de l'art sur les photodiodes, nous aborderons les étapes de fabrication des photodiodes développées à l'IEMN. Les caractérisations de ces photodiodes, en propriétés électriques, en puissance et en transmissions de données seront présentées non seulement à 300 GHz mais aussi à 800 GHz où peu de démonstrations THz par photomélange ont été faites à ce jour. Une démonstration de l'excitation d'un réseau d'UTC-PD par une fibre multi-cœurs sera présentée, établissant la preuve de concept de la combinaison de puissance dans le domaine de la Photonique THz.

La dernière partie du manuscrit, quant à elle, est dédiée à la conclusion générale assortie des perspectives.

Références

- [1] Y. Frignac, "Contribution à l'ingénierie des systèmes de transmission terrestres sur fibre optique utilisant le multiplexage en longueur d'onde de canaux modulés au débit de 40 Gbit/s," *Télécom Paris Tech*, 2003. [Online]. Available: <https://pastel.archives-ouvertes.fr/pastel-00000688>
- [2] P. J. Winzer, D. T. Neilson, and A. R. Chraplyvy, "Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years [Invited]," *Opt. Express*, vol. 26, no. 18, pp. 24190–24239, Sep. 2018, doi: 10.1364/OE.26.024190.
- [3] S. Bigo, "Coherent optical long-haul system design," in *OFC/NFOEC*, Mar. 2012, pp. 1–26.
- [4] M. Joindot, "Systèmes de transmission sur fibre optique," *Techniques de l'Ingénieur*. <https://www-techniques-ingenieur-fr.ressources-electroniques.univ-lille.fr/base-documentaire/42293210-techniques-et-systemes-de-transmission-en-reseaux-et-telecoms/download/te7115/systemes-de-transmission-sur-fibre-optique.html> (accessed Apr. 24, 2022).
- [5] E. Andresen, "Introduction à la communication cohérente." cours de master, Université de Lille, 2020.
- [6] P. Lecoy, *Communications sur fibres optiques*, 4e éd. Paris: Lavoisier Hermès, 2014.
- [7] A. Usman, N. Zulkifli, M. R. Salim, K. Khairi, and A. I. Azmi, "Optical link monitoring in fibre-to-the-x passive optical network (FTTx PON): A comprehensive survey," *Opt. Switch. Netw.*, vol. 39, p. 100596, Nov. 2020, doi: 10.1016/j.osn.2020.100596.
- [8] F. Sanya, "Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans des métropoles de pays en développement : proposition de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM," Université de Limoges, 2015. [Online]. Available: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01386160>
- [9] "Page 3 of Evolution from GPON to XG(S)-PON (1)," *Huawei Enterprise Support Community*. <https://forum.huawei.com/enterprise/en/evolution-from-gpon-to-xg-s-pon-1/thread/784589-100181?page=3> (accessed Apr. 24, 2022).
- [10] L. Bigot, "Fibres optiques pour Telecom innovantes," , Innovfibre 2021.
- [11] O. Gautheron, "Câbles sous-marins de télécommunication à fibre optique," *Réseaux Télécommunications*, Apr. 2016, doi: 10.51257/a-v2-e7105.
- [12] J. Deutschmann, T. Heyn, C. Rohde, K.-S. Hielscher, and R. German, "Broadband Internet Access via Satellite: State-of-the-Art and Future Directions," in *Broadband Coverage in Germany; 15th ITG-Symposium*, Mar. 2021, pp. 1–7.
- [13] J.-S. Lee, Y.-W. Su, and C.-C. Shen, "A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi," in *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2007, pp. 46–51. doi: 10.1109/IECON.2007.4460126.
- [14] A. A. Rahman, "Comparison of Internet of Things (IoT) Data Link Protocols," 2015. [https://www.semanticscholar.org/paper/Comparison-of-Internet-of-Things-\(-IoT-\)-Data-Link-Rahman/1cf94e2ebb27aaecdae3742e444ca9e87314216b](https://www.semanticscholar.org/paper/Comparison-of-Internet-of-Things-(-IoT-)-Data-Link-Rahman/1cf94e2ebb27aaecdae3742e444ca9e87314216b) (accessed Apr. 24, 2022).
- [15] E. J. Oughton, W. Lehr, K. Katsaros, I. Selinis, D. Bublely, and J. Kusuma, "Revisiting Wireless Internet Connectivity: 5G vs Wi-Fi 6," *Telecommun. Policy*, vol. 45, no. 5, p. 102127, Jun. 2021, doi: 10.1016/j.telpol.2021.102127.
- [16] E. Khorov, A. Kiryanov, A. Lyakhov, and G. Bianchi, "A Tutorial on IEEE 802.11ax High Efficiency WLANs," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 21, no. 1, pp. 197–216, 2019, doi: 10.1109/COMST.2018.2871099.
- [17] M. Collotta, G. Pau, T. Talty, and O. K. Tonguz, "Bluetooth 5: a concrete step forward towards the IoT," *ArXiv171100257 Cs*, Nov. 2017, Accessed: Apr. 24, 2022. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1711.00257>
- [18] D. Battu, "Systèmes numériques à haut débit du réseau d'accès," *Technol. Logicielles Archit. Systèmes*, Feb. 2013, doi: 10.51257/a-v2-te7105.

- [19] D. Tipper, "Wireless MAN Networks," presented at the Graduate Telecommunications and Networking Program, University of Pittsburgh. Accessed: Apr. 24, 2022. [Online]. Available: https://sites.pitt.edu/~dtipper/2700/2700_Slides17_2.pdf
- [20] ANFR, "Les différentes bandes de fréquences de la 5G et leurs propriétés," Dec. 08, 2020. <https://www.anfr.fr/fr/publications/dossiers-thematiques/la-5g/les-bandes-de-frequences-de-la-5g/> (accessed Apr. 24, 2022).
- [21] H. Sari, "Transmission des signaux numériques", Techniques pour l'ingénieur, p. 50, 1995.
- [22] D. Battu, "Systèmes de communications par satellite," Techniques pour l'ingénieur, p. 31, 2018.
- [23] A. Tanenbaum, *Computer networks*, 5e édition. Prentice Hall, 2011.
- [24] I. del Portillo Barrios, B. Cameron, and E. Crawley, "A technical comparison of three low earth orbit satellite constellation systems to provide global broadband," *Acta Astronaut.*, vol. 159, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.actaastro.2019.03.040.
- [25] A. M. Zin, M. S. Bongsu, S. M. Idrus, and N. Zulkifli, "An overview of radio-over-fiber network technology," in *International Conference On Photonics 2010*, Jul. 2010, pp. 1–3. doi: 10.1109/ICP.2010.5604429.
- [26] C. Lethien and C. Loyez, "Fibres optiques multimodales," Techniques pour l'ingénieur, p. 31, 2010.
- [27] M. Zhang, Y. Ji, Y. Zhang, Y. Wu, H. Xu, and W. Xu, "Remote Radar Based on Chaos Generation and Radio Over Fiber," *IEEE Photonics J.*, vol. 6, no. 5, pp. 1–12, Oct. 2014, doi: 10.1109/JPHOT.2014.2352628.
- [28] CISCO, "Cisco Annual Internet Report (2018–2023)." 2020. [Online]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.pdf>
- [29] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, Feb. 2010, doi: 10.1109/JLT.2009.2039464.
- [30] J. Renaudier *et al.*, "First 100-nm Continuous-Band WDM Transmission System with 115Tb/s Transport over 100km Using Novel Ultra-Wideband Semiconductor Optical Amplifiers," in *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2017, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2017.8346084.
- [31] B. J. Puttnam, G. Rademacher, and R. S. Luís, "Space-division multiplexing for optical fiber communications," *Optica*, vol. 8, no. 9, p. 1186, Sep. 2021, doi: 10.1364/OPTICA.427631.
- [32] Cailabs, "Comment transformer vos fibres multimodes en fibres monomodes ?" 2019. [Online]. Available: https://info.cailabs.com/hubfs/Cailabs_AROONA_WhitePaper-2_FR_201901.pdf?utm_campaign=Livre%20blanc%20%20-%202019&utm_medium=email&_hsmi=71530525&_hsenc=p2ANqtz-_szfFTKnaC7-zib-ri5d2iOk3yr6rCAfn56n8oxP3rhTg45YyhxlONA3CQx6qtVylGblNRwAoGqPyOgKNG85OwthyYWD7DtwHQx5eqKBM2-WCTAHE&utm_content=71530525&utm_source=hs_automation
- [33] D. Gloge and E. A. J. Marcatili, "Multimode theory of graded-core fibers," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, no. 9, pp. 1563–1578, Nov. 1973, doi: 10.1002/j.1538-7305.1973.tb02033.x.
- [34] "AROONA, unlimited throughput over existing multimode fibers." 2020. [Online]. Available: https://itectra.com/wp-content/uploads/2020/06/Cailabs_Aroona-Star_PG.pdf
- [35] D. Molin, M. Bigot-Astruc, A. Amezcua-Correa, and P. Sillard, "Recent Advances on MMFs for WDM and MDM," in *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California, 2018, p. W3C.1. doi: 10.1364/OFC.2018.W3C.1.
- [36] R. Motaghianezam *et al.*, "Four 45 Gbps PAM4 VCSEL based transmission through 300 m wideband OM4 fiber over SWDM4 wavelength grid," *Opt. Express*, vol. 24, no. 15, p. 17193, Jul. 2016, doi: 10.1364/OE.24.017193.
- [37] R. Ryf *et al.*, "23 Tbit/s transmission over 17-km conventional 50- μ m graded-index multimode fiber," in *OFC 2014*, Mar. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2014.Th5B.1.

- [38] R. Ryf *et al.*, “305-km combined wavelength and mode-multiplexed transmission over conventional graded-index multimode fibre,” in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2014.6964277.
- [39] P. Sillard and D. Molin, *A Review of Few-Mode Fibers for Space-Division Multiplexed Transmissions*, vol. 2013. 2013, p. 3. doi: 10.1049/cp.2013.1272.
- [40] B. Behera, M. N. Mohanty, and S. K. Varshney, “Recent Advancement in Optical Communication Using Few-mode Fibers,” in *2021 IEEE 2nd International Conference on Applied Electromagnetics, Signal Processing, & Communication (AESPC)*, Nov. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/AESPC52704.2021.9708071.
- [41] P. Sillard, M. Bigot-Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost, “Few-Mode Fiber for Uncoupled Mode-Division Multiplexing Transmissions,” in *37th European Conference and Exposition on Optical Communications (2011), paper Tu.5.LeCervin.7*, Sep. 2011, p. Tu.5.LeCervin.7. doi: 10.1364/ECOC.2011.Tu.5.LeCervin.7.
- [42] V. A. J. M. Sleiffer *et al.*, “20 × 960-Gb/s MDM-DP-32QAM transmission over 60km FMF with inline MM-EDFA,” in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, Sep. 2013, pp. 1–3. doi: 10.1049/cp.2013.1421.
- [43] R. Ryf *et al.*, “Distributed Raman amplification based transmission over 1050-km few-mode fiber,” in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341937.
- [44] R. Ryf *et al.*, “32-bit/s/Hz spectral efficiency WDM transmission over 177-km few-mode fiber,” in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2013, pp. 1–3.
- [45] Y. Chen *et al.*, “41.6 Tb/s C-band SDM OFDM transmission through 12 spatial and polarization modes over 74.17 km few mode fiber,” in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2014.6964084.
- [46] R. Ryf *et al.*, “10-Mode mode-multiplexed transmission over 125-km single-span multimode fiber,” in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341687.
- [47] A. Li, A. Al Amin, X. Chen, and W. Shieh, “Reception of mode and polarization multiplexed 107-Gb/s CO-OFDM signal over a two-mode fiber,” in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Mar. 2011, pp. 1–3.
- [48] A. Al Amin, A. Li, S. Chen, X. Chen, G. Gao, and W. Shieh, “Dual-LP₁₁ mode 4x4 MIMO-OFDM transmission over a two-mode fiber,” *Opt. Express*, vol. 19, pp. 16672–9, Aug. 2011, doi: 10.1364/OE.19.016672.
- [49] C. Koebele *et al.*, “Two mode transmission at 2x100Gb/s, over 40km-long prototype few-mode fiber, using LCOS-based programmable mode multiplexer and demultiplexer,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16593–16600, Aug. 2011, doi: 10.1364/OE.19.016593.
- [50] L. Shen *et al.*, “Design, Fabrication, Measurement and MDM Transmission of a Novel Weakly-coupled Ultra Low Loss FMF,” in *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, Mar. 2018, pp. 1–3.
- [51] T. Tsuritani and D. Soma, “Weakly-Coupled Mode Multiplexed Optical Fiber Transmission,” in *2018 23rd Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Jul. 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/OECC.2018.8730096.
- [52] E. Ip *et al.*, “88×3×112-Gb/s WDM Transmission over 50 km of Three-Mode Fiber with Inline Few Mode Fiber Amplifier,” in *37th European Conference and Exposition on Optical Communications (2011), paper Th.13.C.2*, Sep. 2011, p. Th.13.C.2. doi: 10.1364/ECOC.2011.Th.13.C.2.
- [53] S. Inao, T. Sato, S. Sentsui, T. Kuroha, and Y. Nishimura, “Multicore optical fiber,” in *Optical Fiber Communication (1979), paper WB1*, Mar. 1979, p. WB1. doi: 10.1364/OFC.1979.WB1.
- [54] H. Takara *et al.*, “1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency,” in *European Conference and Exhibition on*

- Optical Communication (2012)*, paper Th.3.C.1, Sep. 2012, p. Th.3.C.1. doi: 10.1364/ECEOC.2012.Th.3.C.1.
- [55] A. Sano *et al.*, “409-Tb/s + 409-Tb/s crosstalk suppressed bidirectional MCF transmission over 450 km using propagation-direction interleaving,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 14, pp. 16777–16783, Jul. 2013, doi: 10.1364/OE.21.016777.
- [56] S. Matsuo *et al.*, “Large-effective-area ten-core fiber with cladding diameter of about 200 μm ,” *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 23, pp. 4626–4628, Dec. 2011, doi: 10.1364/OL.36.004626.
- [57] M.-J. Li, B. Hoover, V. N. Nazarov, and D. L. Butler, “Multicore fiber for optical interconnect applications,” in *2012 17th Opto-Electronics and Communications Conference*, Jul. 2012, pp. 564–565. doi: 10.1109/OECC.2012.6276573.
- [58] R. Ryf *et al.*, “MIMO-Based Crosstalk Suppression in Spatially Multiplexed 360-Gb/s PDM-QPSK Signals for Strongly Coupled Three-Core Fiber,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 20, pp. 1469–1471, Oct. 2011, doi: 10.1109/LPT.2011.2162826.
- [59] K. Takenaga *et al.*, “Reduction of crosstalk by trench-assisted multi-core fiber,” in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Mar. 2011, pp. 1–3.
- [60] G. M. Saridis, D. Alexandropoulos, G. Zervas, and D. Simeonidou, “Survey and Evaluation of Space Division Multiplexing: From Technologies to Optical Networks,” *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 17, no. 4, pp. 2136–2156, 2015, doi: 10.1109/COMST.2015.2466458.
- [61] B. J. Puttnam *et al.*, “2.15 Pb/s transmission using a 22 core homogeneous single-mode multi-core fiber and wideband optical comb,” in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341685.
- [62] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, and J.-Y. Dupuy, “Penalties from In-Band Crosstalk for Advanced Optical Modulation Formats,” in *37th European Conference and Exposition on Optical Communications (2011)*, paper Tu.5.B.7, Sep. 2011, p. Tu.5.B.7. doi: 10.1364/ECOC.2011.Tu.5.B.7.
- [63] K. Takenaga *et al.*, “A large effective area multi-core fiber with an optimized cladding thickness,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B543–B550, Dec. 2011, doi: 10.1364/OE.19.00B543.
- [64] Y. Sasaki, Y. Amma, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Investigation of crosstalk dependencies on bending radius of heterogeneous multicore fiber,” in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2013, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2013.OTH3K.3.
- [65] T. Ito, E. L. T. de Gabory, M. Arikawa, Y. Hashimoto, and K. Fukuchi, “Reduction of influence of inter-core cross-talk in MCF with bidirectional assignment between neighboring cores,” in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2013, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2013.OTH3K.2.
- [66] M. Koshiba, K. Saitoh, K. Takenaga, and S. Matsuo, “Multi-core fiber design and analysis: coupled-mode theory and coupled-power theory,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B102–B111, Dec. 2011, doi: 10.1364/OE.19.00B102.
- [67] D. Soma, T. Tsuritani, and I. Morita, “10 Pbit/s SDM/WDM Transmission,” in *2018 IEEE Photonics Conference (IPC)*, Sep. 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/IPCon.2018.8527104.
- [68] T. Mizuno *et al.*, “12-core \times 3-mode dense space division multiplexed transmission over 40 km employing multi-carrier signals with parallel MIMO equalization,” in *OFC 2014*, Mar. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2014.Th5B.2.
- [69] R. G. H. van Uden *et al.*, “1 Km hole-assisted few-mode multi-core fiber 32QAM WDM transmission,” in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2014.6963991.
- [70] J. Sakaguchi *et al.*, “Realizing a 36-core, 3-mode fiber with 108 spatial channels,” in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2015.Th5C.2.

- [71] K. Shibahara *et al.*, “Dense SDM (12-Core \times 3-Mode) Transmission Over 527 km With 33.2-ns Mode-Dispersion Employing Low-Complexity Parallel MIMO Frequency-Domain Equalization,” *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 196–204, Jan. 2016, doi: 10.1109/JLT.2015.2463102.
- [72] G. Rademacher *et al.*, “Multi-Span Transmission over 65 km 38-Core 3-Mode Fiber,” in *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, Dec. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/ECOC48923.2020.9333329.
- [73] R. S. Luís *et al.*, “1.2 Pb/s transmission over a 160 μ m cladding, 4-Core, 3-Mode fiber, using 368 C+Lband PDM-256-QAM channels: 2018 European Conference on Optical Communication, ECOC 2018,” *ECOC 2018*, pp. 1–3, Nov. 2018, doi: 10.1109/ECOC.2018.8535233.
- [74] G. Rademacher *et al.*, “10.66 Peta-Bit/s Transmission over a 38-Core-Three-Mode Fiber,” in *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2020, pp. 1–3.
- [75] D. Soma *et al.*, “10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre Across C+L Band,” in *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2017, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2017.8346082.
- [76] D. Soma *et al.*, “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)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341686.
- [77] C. Papapavlou, K. Paximadis, and G. Tzimas, “Progress and Demonstrations on Space Division Multiplexing,” in *2020 11th International Conference on Information, Intelligence, Systems and Applications (IISA)*, Jul. 2020, pp. 1–8. doi: 10.1109/IISA50023.2020.9284353.
- [78] K. Igarashi *et al.*, “Ultra-dense spatial-division-multiplexed optical fiber transmission over 6-mode 19-core fibers,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 10, pp. 10213–10231, May 2016, doi: 10.1364/OE.24.010213.
- [79] H. Takeshita *et al.*, “First Demonstration of Uncoupled 4-Core Multicore Fiber in a Submarine Cable Prototype with Integrated Multicore EDFA,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022 (2022)*, paper M4B.1, Mar. 2022, p. M4B.1. doi: 10.1364/OFC.2022.M4B.1.
- [80] Z. Chen *et al.*, “A survey on terahertz communications,” *China Commun.*, vol. 16, no. 2, pp. 1–35, Feb. 2019, doi: 10.12676/j.cc.2019.02.001.
- [81] K. Guan *et al.*, “Measurement, Simulation, and Characterization of Train-to-Infrastructure Inside-Station Channel at the Terahertz Band,” *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 9, no. 3, pp. 291–306, May 2019, doi: 10.1109/TTHZ.2019.2909975.
- [82] C. Han, Y. Wu, Z. Chen, and X. Wang, “Terahertz Communications (TeraCom): Challenges and Impact on 6G Wireless Systems,” *ArXiv191206040 Cs Eess Math*, Dec. 2019, Accessed: Apr. 24, 2022. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1912.06040>
- [83] UIT, “Orientations technologiques des services actifs dans la gamme de fréquences 275-3 000 GHz,” UIT, 2015. [Online]. Available: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-SM.2352-2015-PDF-F.pdf
- [84] H. Shams, M. J. Fice, K. Balakier, C. C. Renaud, F. van Dijk, and A. J. Seeds, “Photonic generation for multichannel THz wireless communication,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 19, pp. 23465–23472, Sep. 2014, doi: 10.1364/OE.22.023465.
- [85] S. Cherry, “Edholm’s law of bandwidth,” *IEEE Spectr.*, vol. 41, no. 7, pp. 58–60, Jul. 2004, doi: 10.1109/MSPEC.2004.1309810.
- [86] S. Jia *et al.*, “THz photonic wireless links with 16-QAM modulation in the 375-450 GHz band,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 21, pp. 23777–23783, Oct. 2016, doi: 10.1364/OE.24.023777.
- [87] V. k. Chinni *et al.*, “Single-channel 100 Gbit/s transmission using III–V UTC-PDs for future IEEE 802.15.3d wireless links in the 300 GHz band,” *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 10, pp. 638–640, 2018, doi: 10.1049/el.2018.0905.
- [88] M. F. Hermelo, P.-T. (Boris) Shih, M. Steeg, A. Ng’oma, and A. Stöhr, “Spectral efficient 64-QAM-OFDM terahertz communication link,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 16, pp. 19360–19370, Aug. 2017, doi: 10.1364/OE.25.019360.

- [89] T. Nagatsuma, G. Ducournau, and C. C. Renaud, "Advances in terahertz communications accelerated by photonics," *Nat. Photonics*, vol. 10, no. 6, Art. no. 6, Jun. 2016, doi: 10.1038/nphoton.2016.65.
- [90] Y. Lu and X. Zheng, "6G: A survey on technologies, scenarios, challenges, and the related issues," *J. Ind. Inf. Integr.*, vol. 19, p. 100158, Sep. 2020, doi: 10.1016/j.jii.2020.100158.
- [91] G. Ducournau, M. Zaknourne, and J.-F. Lampin, "Communications sans fil en gamme térahertz - Composants et premiers systèmes," *Autom. Ingénierie Système*, Dec. 2020, doi: 10.51257/a-v1-s8165.
- [92] UIT, "Technical and operational characteristics and applications of the point-to-point fixed service applications operating in the frequency band 275-450 GHz," UIT, Report ITU-R F.2416-0, 2017. [Online]. Available: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-F.2416-2018-PDF-E.pdf
- [93] G. Ducournau *et al.*, "THz Communications using Photonics and Electronic Devices: the Race to Data-Rate," *J. Infrared Millim. Terahertz Waves*, vol. 36, no. 2, pp. 198–220, Feb. 2015, doi: 10.1007/s10762-014-0112-x.
- [94] H. Zhang, L. Zhang, and X. Yu, "Terahertz band: Lighting up next-generation wireless communications," *China Commun.*, vol. 18, no. 5, pp. 153–174, May 2021, doi: 10.23919/JCC.2021.05.010.
- [95] T. Nagatsuma *et al.*, "Terahertz wireless communications based on photonics technologies," *Opt. Express*, vol. 21, no. 20, pp. 23736–23747, Oct. 2013, doi: 10.1364/OE.21.023736.
- [96] T. Kurokawa, T. Ishibashi, M. Shimizu, K. Kato, and T. Nagatsuma, "Over 300 GHz bandwidth UTC-PD module with 600 GHz band rectangular-waveguide output," *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 11, pp. 705–706, 2018, doi: 10.1049/el.2018.0932.
- [97] P. Latzel *et al.*, "Generation of mW Level in the 300-GHz Band Using Resonant-Cavity-Enhanced Unitraveling Carrier Photodiodes," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 7, no. 6, pp. 800–807, Nov. 2017, doi: 10.1109/TTHZ.2017.2756059.
- [98] A. J. Seeds, H. Shams, M. J. Fice, and C. C. Renaud, "TeraHertz Photonics for Wireless Communications," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 3, pp. 579–587, Feb. 2015, doi: 10.1109/JLT.2014.2355137.
- [99] R. C. Steele, "Optical phase-locked loop using semiconductor laser diodes," *Electron. Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 69–71, Jan. 1983, doi: 10.1049/el:19830051.
- [100] L. Moeller, J. Federici, and K. Su, "2.5 Gbit/s duobinary signalling with narrow bandwidth 0.625 terahertz source," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 15, pp. 856–858, Jul. 2011, doi: 10.1049/el.2011.1451.
- [101] C. Wang, C. Lin, Q. Chen, B. Lu, X. Deng, and J. Zhang, "A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 7, pp. 2737–2746, Jul. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2262804.
- [102] X. Li, J. Yu, J. Zhang, Z. Dong, F. Li, and N. Chi, "A 400G optical wireless integration delivery system," *Opt. Express*, vol. 21, no. 16, pp. 18812–18819, Aug. 2013, doi: 10.1364/OE.21.018812.
- [103] I. Kallfass *et al.*, "64 Gbit/s Transmission over 850 m Fixed Wireless Link at 240 GHz Carrier Frequency," *J. Infrared Millim. Terahertz Waves*, vol. 36, no. 2, pp. 221–233, Feb. 2015, doi: 10.1007/s10762-014-0140-6.
- [104] T. Nagatsuma *et al.*, "Real-time 100-Gbit/s QPSK transmission using photonics-based 300-GHz-band wireless link," in *2016 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Oct. 2016, pp. 27–30. doi: 10.1109/MWP.2016.7791277.
- [105] X. Li *et al.*, "132-Gb/s Photonics-Aided Single-Carrier Wireless Terahertz-Wave Signal Transmission at 450GHz Enabled by 64QAM Modulation and Probabilistic Shaping," in *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2019, pp. 1–3.
- [106] P. Rodriguez-Vazquez, J. Grzyb, B. Heinemann, and U. Pfeiffer, "A 16-QAM 100-Gb/s 1-M Wireless Link with an EVM of 17% at 230 GHz in an SiGe Technology," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. PP, pp. 1–3, Mar. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2899487.

- [107] C. Castro *et al.*, “32 GBd 16QAM Wireless Transmission in the 300 GHz Band using a PIN Diode for THz Upconversion,” in *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2019, pp. 1–3.
- [108] S. Jia *et al.*, “Integrated Dual-DFB Laser for 408 GHz Carrier Generation Enabling 131 Gbit/s Wireless Transmission over 10.7 Meters,” in *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2019, pp. 1–3.
- [109] I. Dan, G. Ducournau, S. Hisatake, P. Szriftgiser, R.-P. Braun, and I. Kallfass, “A Terahertz Wireless Communication Link Using a Superheterodyne Approach,” *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 10, no. 1, pp. 32–43, Jan. 2020, doi: 10.1109/TTHZ.2019.2953647.
- [110] J. Webber, X. Yu, N. Nishigami, J.-Y. Kim, M. Fujita, and T. Nagatsuma, “Terahertz Wireless Communication using Resonant Tunneling Diodes with Radio-over-Fiber Technology,” in *JSAP-OSA Joint Symposia 2018 (2018)*, paper 18p_221B_3, Sep. 2018, p. 18p_221B_3. Accessed: Apr. 24, 2022. [Online]. Available: https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=JSAP-2018-18p_221B_3
- [111] W. R. Deal *et al.*, “A 666 GHz demonstration crosslink with 9.5 Gbps data rate,” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Jun. 2017, pp. 233–235. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059083.
- [112] Z. Niu *et al.*, “The research on 220GHz multicarrier high-speed communication system,” *China Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 131–139, Mar. 2020, doi: 10.23919/JCC.2020.03.011.
- [113] S. Wang *et al.*, “26.8-m THz wireless transmission of probabilistic shaping 16-QAM-OFDM signals,” *APL Photonics*, vol. 5, no. 5, p. 056105, May 2020, doi: 10.1063/5.0003998.
- [114] T. Harter *et al.*, “Generalized Kramers–Kronig receiver for coherent terahertz communications,” *Nat. Photonics*, vol. 14, no. 10, Art. no. 10, Oct. 2020, doi: 10.1038/s41566-020-0675-0.
- [115] C. Castro, R. Elschner, T. Merkle, C. Schubert, and R. Freund, “Long-range High-Speed THz-Wireless Transmission in the 300 GHz Band,” in *2020 Third International Workshop on Mobile Terahertz Systems (IWMTS)*, Jul. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/IWMTS49292.2020.9166263.
- [116] Y. Liu *et al.*, “10-Gbps real-time wireless link over 1.5 km at 220-GHz band based on Schottky-diode transceiver and 16-QAM modulation,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 138, p. 153874, Aug. 2021, doi: 10.1016/j.aeue.2021.153874.
- [117] S. Nellen *et al.*, “Coherent Wireless Link at 300 GHz with 160 Gbit/s Enabled by a Photonic Transmitter,” *J. Light. Technol.*, pp. 1–1, 2022, doi: 10.1109/JLT.2022.3160096.
- [118] H. Elayan, O. Amin, B. Shihada, R. M. Shubair, and M.-S. Alouini, “Terahertz Band: The Last Piece of RF Spectrum Puzzle for Communication Systems,” *IEEE Open J. Commun. Soc.*, vol. 1, pp. 1–32, 2020, doi: 10.1109/OJCOMS.2019.2953633.
- [119] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996, doi: 10.1002/bltj.2015.
- [120] Y. Zhou, G. Sakano, Y. Yamanaka, H. Ito, T. Ishibashi, and K. Kato, “600-GHz-Wave Beam Steering by Terahertz-Wave Combiner,” in *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, Mar. 2018, pp. 1–3.
- [121] Y. Matsuo, M. Che, H. Kanaya, and K. Kato, “THz-Wave Power Multiplication by Parallel-Connection UTC-PDs,” in *2020 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Oct. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/OECC48412.2020.9273546.
- [122] M. Che, K. Kondo, A. A. Ibrahim, and K. Kato, “Optical Group-delay Filters for 300-GHz-wave Beam Steering,” in *26th Optoelectronics and Communications Conference (2021)*, paper W4B.7, Jul. 2021, p. W4B.7. doi: 10.1364/OECC.2021.W4B.7.
- [123] M. Che, Y. Matsuo, H. Kanaya, H. Ito, T. Ishibashi, and K. Kato, “Optoelectronic THz-Wave Beam Steering by Arrayed Photomixers With Integrated Antennas,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 32, no. 16, pp. 979–982, Aug. 2020, doi: 10.1109/LPT.2020.3007415.

- [124] E. García-Muñoz *et al.*, "Photonic-based integrated sources and antenna arrays for broadband wireless links in terahertz communications," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 34, no. 5, p. 054001, Apr. 2019, doi: 10.1088/1361-6641/aaf8f2.
- [125] S.Silver, *Microwave Theory and Design*, in MIT Radiation Laboratory Series #12 (1949)

Chapitre 2 : Fibres multi-cœurs pour application Photonique THz

2.1. Considérations générales sur les fibres multi-cœurs	69
2.1.1. Rappel sur le guidage de la lumière dans les fibres optiques	69
2.1.2. Types de fibres multi-cœurs présentées dans la littérature	75
2.1.3. Composants pour l'excitation sélective des cœurs : Fan-In/Fan-Out	79
2.1.4. Fibres multi-cœurs utilisées dans le contexte Photonique THz	85
2.2. Solutions possibles pour exciter une ou plusieurs photodiodes à partir d'une fibre multi-cœurs	88
2.2.1. Lentilles GRIN	89
2.2.1.1. Généralités et modèle théorique	89
2.2.1.2. Exemples de microlentilles GRIN rapportés dans la littérature	92
2.2.2. Réseau de microlentilles	93
2.2.3. Lentille best form	95
2.3. Conclusion	95
Références.....	97

L'excitation du réseau d'UTC-PD par la MCF exige une fonctionnalisation de cette dernière. Ce chapitre est consacré à l'étude non seulement des MCF mais aussi des éléments faisant partie de leur fonctionnalisation. La Figure 2.1 illustre la MCF fonctionnalisée que nous mettons en œuvre dans le cadre de cette thèse. L'excitation sélective des cœurs de la MCF à partir de SSMF se fait à l'aide d'un composant fibré appelé fan-in fan-out (FIFO) dont nous n'utiliserons que la moitié. Ainsi, dans le futur, notre système pourra s'interconnecter aisément avec les réseaux optiques classiques. Au niveau de l'autre extrémité de la MCF, le système optique que nous avons choisi pour focaliser la lumière issue de la MCF vers le réseau d'UTC-PD est une lentille.

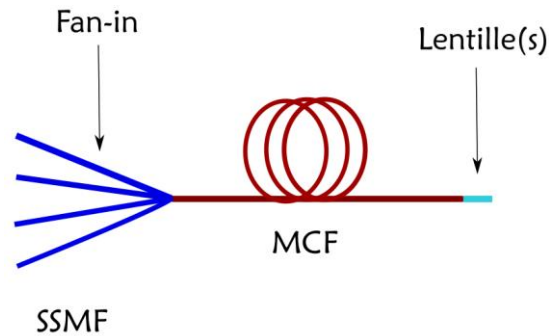


Figure 2.1. Illustration d'une MCF fonctionnalisée

Dans ce chapitre, nous abordons d'abord les principes généraux régissant la propagation de la lumière dans les fibres optiques à travers l'optique géométrique puis les lois de l'électromagnétisme. Ensuite, nous approfondirons le cas des guides multiples que constituent les MCF. Un état de l'art des MCF sera fait, incluant leur utilisation en photonique THz. L'étude des FIFO (notamment leurs méthodes de fabrication et leurs principales caractéristiques) et des types lentilles de focalisation (les MFD atteignables et les distances de travail correspondantes) clora le chapitre.

2.1. Considérations générales sur les fibres multi-cœurs

Cette section est consacrée à l'état de l'art des MCF et des FIFO avec une attention particulière sur les pertes et le taux de couplage entre cœurs. Il est aussi question d'étudier les techniques de focalisation de faisceau afin d'identifier celle qui répond le mieux à nos attentes, à savoir obtenir un MFD de $4\ \mu\text{m}$ à une distance de travail de $100\ \mu\text{m}$ à partir des 4 spots issus de la MCF. Mais au préalable, un rappel sur le guidage de la lumière dans la fibre optique est nécessaire.

2.1.1. Rappel sur le guidage de la lumière dans les fibres optiques

La fibre optique est un guide d'onde diélectrique à symétrie cylindrique. La propagation de la lumière dans une fibre peut être étudiée via i) une approche basée sur l'optique géométrique ou ii) une approche basée sur l'électromagnétisme.

i) **Approche basée sur l'optique géométrique.** La fibre optique est, dans le cas le plus simple, composée d'un milieu appelé cœur, d'indice n_c , et d'un autre milieu appelé gaine, d'indice n_g .

Dans son usage pratique, la fibre est protégée par un revêtement, comme illustré sur la Figure 2.2.a.

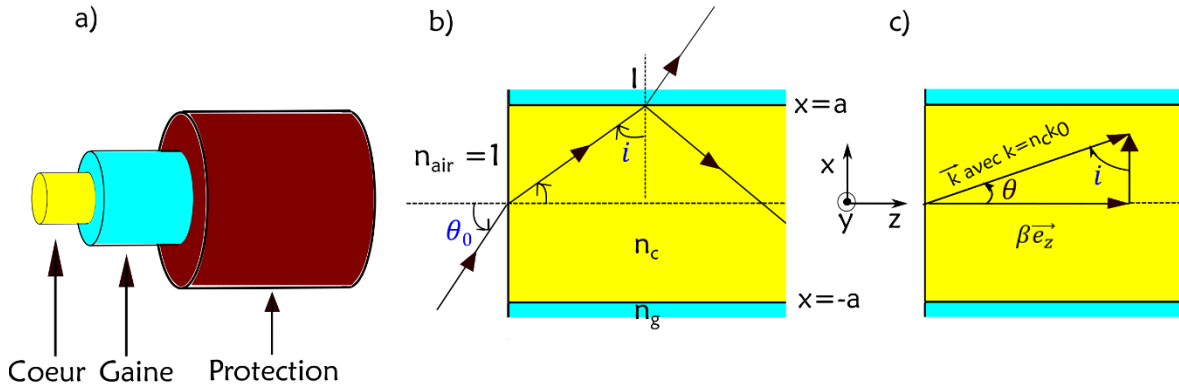


Figure 2.2. a) Illustration des éléments composant une fibre. b) Schéma de la réflexion totale interne. c) Relation entre le vecteur d'onde et la constante de propagation

Le cœur et la gaine forment deux interfaces où la lumière est réfractée au cours de sa propagation. C'est par des réflexions totales internes successives que la lumière injectée à une extrémité de la fibre atteint l'autre extrémité. La réflexion totale interne au point I, sur la Figure 2.2.b, impose que [1] :

$$n_c > n_g, \quad (2.1)$$

et

$$i_{crit} = \arcsin\left(\frac{n_g}{n_c}\right). \quad (2.2)$$

Dans l'Equation (2.2), i_{crit} représente la valeur limite que doit prendre l'angle i pour que le faisceau soit réfracté à l'intérieur du cœur de la fibre. Elle émane de la loi de Snell-Descartes sur les sinus. L'Equation (2.2) implique une condition sur l'angle d'injection θ_0 . Pour qu'il y ait réflexion totale interne et par conséquent guidage dans le cœur, θ_0 doit être inférieur à une valeur $\theta_{0,max}$ définie par :

$$n_{air} \sin(\theta_{0,max}) = n_c \sin\left(\frac{\pi}{2} - i_{crit}\right), \quad (2.3)$$

où n_{air} est l'indice de l'air égal à 1. Ce qui aboutit à :

$$\sin(\theta_{0,max}) = ON = \sqrt{n_c^2 - n_g^2}. \quad (2.4)$$

ON est l'ouverture numérique de la fibre. Elle définit le cône d'acceptance, c'est-à-dire l'ensemble des angles d'injection permettant le guidage de la lumière à l'intérieur du cœur de

la fibre. Sa valeur pour la SSMF est de 0,14. Sur la Figure 2.2.c, la constante de propagation β , est la projection du vecteur d'onde sur l'axe de propagation. Son expression est donnée par l'Equation (2.5) [1] :

$$\vec{\beta} = n_c k_0 \cos(\theta) \vec{e}_z, \quad (2.5)$$

où $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ est le vecteur d'onde dans le vide ; λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et θ l'angle entre les vecteurs $\vec{\beta}$ et \vec{k} . Pour un mode guidé, on a $0 < \theta < \frac{\pi}{2} - i_{crit}$ et β remplit la condition suivante :

$$n_g k_0 < \beta < n_c k_0. \quad (2.6)$$

Ce qui aboutit à
$$n_g < \frac{\beta}{k_0} < n_c. \quad (2.7)$$

La quantité $\frac{\beta}{k_0}$ est appelée indice effectif et notée n_{eff} . Les indices effectifs des modes guidés forment un ensemble fini et discret.

ii) **Approche basée sur l'électromagnétisme.** Ici, nous nous contenterons de donner quelques équations sans développer longuement puisque les lois de l'électromagnétisme ne sont pas l'objet principal de cette thèse.

Considérons une onde monochromatique de pulsation ω . Dans l'approximation de guidage faible, les équations de propagation des champs s'écrivent [1]:

$$\begin{cases} \vec{\Delta} \vec{E}(\vec{r}) + k_0^2 n^2 \vec{E}(\vec{r}) = \vec{0} \\ \vec{\Delta} \vec{H}(\vec{r}) + k_0^2 n^2 \vec{H}(\vec{r}) = \vec{0} \end{cases} \quad (2.8)$$

Les équations de Maxwell montrent que les composantes transverses cartésiennes des vecteurs champs électrique et magnétique e_x, e_y, h_x et h_y dépendent de leurs composantes longitudinales e_z et h_z . Par conséquent, nous nous focaliserons sur les équations de propagation pour $E_z(x, y, z)$ et $H_z(x, y, z)$ qui peuvent s'écrire comme suit [1] :

$$\begin{cases} \vec{\Delta} E_z(\vec{r}) + k_0^2 n^2 E_z(\vec{r}) = 0 \\ \vec{\Delta} H_z(\vec{r}) + k_0^2 n^2 H_z(\vec{r}) = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Puisque la fibre est un guide à symétrie cylindrique, nous pouvons utiliser le Laplacien en coordonnées cylindriques dans l'Equation (2.9). Ainsi, les composantes $e_z(x, y)$ et $h_z(x, y)$ sont solutions de l'Equation (2.10) [1] :

$$\frac{\partial^2 \Psi(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, \theta)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \Psi(r, \theta)}{\partial \theta^2} + (k_0^2 n^2 - \beta^2) \Psi(r, \theta) = 0. \quad (2.10)$$

Les solutions de l'Equation (2.10) sont un produit de fonctions à variables séparées :

$$\Psi(r, \theta) = \psi(r) \Phi(\theta), \quad (2.11)$$

où ψ et Φ décrivent la variation radiale et azimutale respectivement. Ψ doit être périodique de période 2π . La résolution de l'Equation (2.10) donne, après plusieurs opérations, le résultat suivant [1] :

$$\begin{cases} \text{Dans le coeur, } \Psi(r, \theta) = A J_\nu(\alpha r) \begin{pmatrix} \cos(\nu\theta) \\ \sin(\nu\theta) \end{pmatrix} \\ \text{Dans la gaine, } \Psi(r, \theta) = D K_\nu(\gamma r) \begin{pmatrix} \cos(\nu\theta) \\ \sin(\nu\theta) \end{pmatrix}, \end{cases} \quad (2.12)$$

où A et D sont des constantes ; J_ν et K_ν les fonctions de Bessel de première espèce et les fonctions de Bessel modifiées de deuxième espèce respectivement ; ν caractérise la dépendance azimutale du champ, $\alpha = \sqrt{k_0^2 n_c^2 - \beta^2}$ et $\gamma = \sqrt{\beta^2 - k_0^2 n_g^2}$ caractérisent la dépendance radiale du champ dans le cœur et la gaine respectivement. Nous pouvons introduire les valeurs normalisées de α et γ comme suit, où a est le rayon du cœur de la fibre :

$$\begin{cases} U = \alpha a \\ W = \gamma a. \end{cases} \quad (2.13)$$

A partir de là, nous définissons la fréquence normalisée du guide :

$$V = \sqrt{U^2 + W^2} = k_0 a \sqrt{n_c^2 - n_g^2}. \quad (2.14)$$

Pour déterminer les valeurs de β (ou n_{eff}) d'une fibre à saut d'indice, il faut appliquer l'équation aux valeurs propres suivante [1] :

$$(un_{eff})^2 \left(\frac{V}{UW} \right)^4 = \left(\left(\frac{n_c J'_\nu(U)}{U J_\nu(U)} + \frac{n_g^2 K'_\nu(W)}{W K_\nu(W)} \right) \left(\frac{J'_\nu(U)}{U J_\nu(U)} + \frac{K'_\nu(W)}{W K_\nu(W)} \right) \right), \quad (2.15)$$

où J'_ν et K'_ν sont la dérivée première de la fonction de Bessel J par rapport à U et la dérivée première de la fonction de Bessel K par rapport à W respectivement. La résolution de

l'Equation (2.15) fournit différentes valeurs discrètes de β correspondant aux modes vectoriels guidés. Lorsque $\nu = 0$, les résultats obtenus sont des modes vectoriels transverses électriques TE ($E_z(x, y, z) = 0$) ou transverses magnétiques TM ($H_z(x, y, z) = 0$). Ces modes sont notés $TE_{0\mu}$ et $TM_{0\mu}$ où μ est la $\mu^{i\text{ème}}$ racine de l'Equation (2.15). Les modes TE et TM ne sont pas dégénérés et ils possèdent une symétrie circulaire dans les fibres à saut d'indice. Les fréquences normalisées de coupure sont les racines non nulles de l'équation $J_0(x) = 0$. Lorsque $\nu \neq 0$, l'équation aux valeurs propres donne des modes hybrides HE ($\frac{H_z}{cn_{eff}\epsilon_0} < E_z$) ou EH ($E_H < \frac{H_z}{cn_{eff}\epsilon_0}$) où ϵ_0 est la permittivité du vide et c la célérité de la lumière dans le vide. Notés $HE_{\nu\mu}$ et $EH_{\nu\mu}$ ces modes sont dégénérés deux fois. Sur la Figure 2.3.a, sont présentées la distribution d'intensité et l'orientation du champ électrique de quelques modes vectoriels.

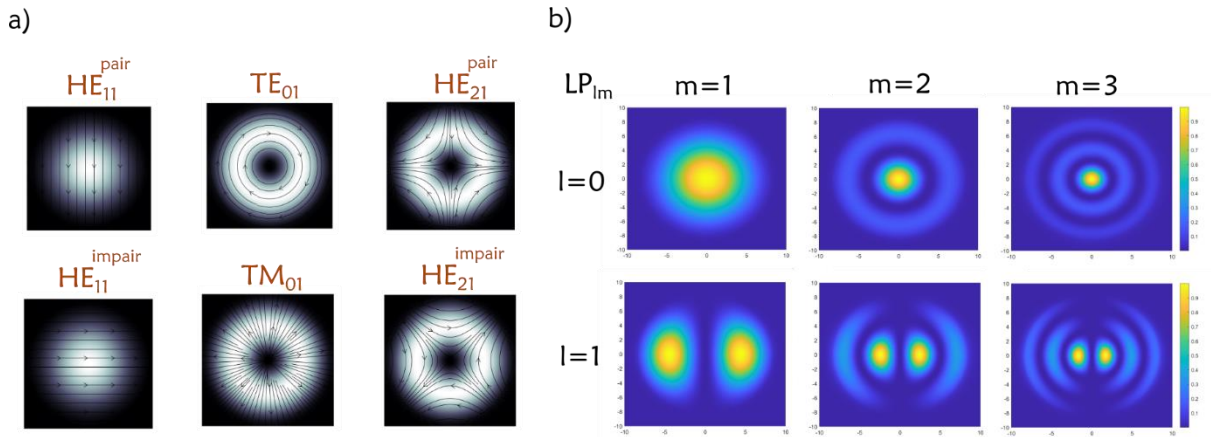


Figure 2.3. a) Distribution d'intensité et orientation du champ électrique de quelques modes vectoriels [2]. b) Distribution d'intensité de quelques modes LP

Dans les conditions de guidage faible ($n_c - n_g < n_g$), $E_z(x, y, z) = H_z(x, y, z) = 0$. Par conséquent, les composantes $E_x(x, y, z)$ et $E_y(x, y, z)$ sont linéairement indépendantes et peuvent être choisies linéairement polarisées suivant x ou y . En partant de l'équation de champ de $E_y(x, y, z)$, par exemple, il est possible, par les mêmes opérations que celles effectuées sur $E_z(x, y, z)$, d'établir les solutions de l'Equation (2.10) pour la composante $e_y(x, y)$ [1].

$$\begin{cases} \text{Dans le coeur, } e_y(x, y) = A J_l \left(\frac{Ur}{a} \right) \begin{pmatrix} \cos(l\theta) \\ \sin(l\theta) \end{pmatrix} \text{ et } E_x(x, y, z) = E_z(x, y, z) = 0 \\ \text{Dans la gaine, } e_y(x, y) = B K_l \left(\frac{Wr}{a} \right) \begin{pmatrix} \cos(l\theta) \\ \sin(l\theta) \end{pmatrix} \text{ et } E_x(x, y, z) = E_z(x, y, z) = 0. \end{cases} \quad (2.16)$$

L'équation aux valeurs propres se déduit du système d'Equations (2.16) :

$$U \frac{J'_l(U)}{J_l(U)} = W \frac{K'_l(W)}{K_l(W)}. \quad (2.17)$$

La résolution de l'Equation (2.17) pour chaque valeur de l aboutit à plusieurs solutions pour U et W notées U_{lm} et W_{lm} associées aux modes LP_{lm} . Le mode LP_{01} est le mode fondamental. Les fréquences normalisées des modes LP_{lm} sont les racines non nulles de $J_{l-1}(x) = 0$. Sur la Figure 2.3.b est présentée la distribution d'intensité de quelques modes LP. Les Equations (2.15) et (2.17) sont communément appelées « équations de dispersion ». Par ailleurs, il est important de noter que les modes LP (modes scalaires) peuvent également être déduits de combinaisons linéaires des modes vectoriels, comme indiqué dans le Tableau 2.1.

Modes scalaires	Modes vectoriels constitutifs
LP_{0m}	HE_{1m}
LP_{1m}	HE_{2m} et TE_{0m} ou TM_{0m}
$LP_{lm}, l > 1$	$HE_{(l+1)m}$ et $EH_{(l-1)m}$

Tableau 2.1. Equivalence modes scalaires – modes vectoriels

Dans le prochain chapitre de ce manuscrit, nous utiliserons un programme Matlab appelé « Mode solver » qui nous permettra de calculer les modes guidés (modes LP) des fibres de notre application à partir du profil d'indice de la préforme des fibres. Le Mode Solver sert également, en amont, pour le design des préformes, étape au cours de laquelle les modes sont calculés à partir d'un profil d'indice idéal. Développé sous forme de fonction dénommée « ModesScalaireFunction » par Olivier Vanvincq, chercheur du PhLAM, il repose sur la méthode des différences finies en une dimension. La fonction reçoit, en entrée, le profil d'indice de la fibre/préforme, la longueur d'onde de travail, le nombre radial, le nombre azimutal maximal, le pas de la méthode de différences finies et la valeur maximale du rayon de cœur de la fibre/préforme et donne, en sortie, les indices effectifs et champs des modes guidés correspondants. Dans notre cas, nous nous intéresserons uniquement au mode fondamental, LP_{01} . Les fibres multi-cœurs se distinguent des fibres classiques par le fait qu'elles constituent un cas de guide multiple. Dans ce cas de figure, il arrive que le (les) mode(s) se propageant dans un guide interfèrent avec le (les) modes d'un autre guide en raison de leur proximité. Cette problématique est traitée par la théorie des modes couplés décrite en annexe A.

2.1.2. Types de fibres multi-cœurs présentées dans la littérature

Les MCF consistent à mettre plusieurs cœurs en parallèle dans une même fibre. Elles sont divisées en deux catégories : les MCF à cœurs faiblement couplés et les MCF à cœurs fortement couplés dont nous donnerons les spécificités dans les prochains paragraphes. De façon générale, les paramètres des MCF sont : i) les paramètres relatifs à la densité spatiale des canaux, ii) la diaphonie entre canaux, iii) la complexité des récepteurs associés. Lorsqu'il s'agit d'une FM-MCF, il faut ajouter aux paramètres déjà cités tels que la DMGD (retard de groupe de modes). Ici, nous ne nous intéresserons qu'aux MCF dont chaque cœur est monomode puisque ce sont celles que nous utiliserons dans la suite.

i) **Les paramètres relatifs à la densité spatiale des canaux.** Ils sont principalement au nombre de 4, à savoir le nombre de canaux spatiaux SCC , l'efficacité spatiale SE , l'efficacité spatiale relative RSE (efficacité spatiale d'une MCF par rapport à une SSMF) et l'efficacité spectrale spatiale SSE , définis respectivement par les Equations (2.38), (2.39), (2.40) et (2.41) [5] :

$$SCC = N_c \times N_m , \quad (2.18)$$

$$SE = \frac{SCC}{\pi R_g^2} , \quad (2.19)$$

$$RSE = SCC \left(\frac{125}{2R_g} \right)^2 , \quad (2.20)$$

$$SSE = nSE , \quad (2.21)$$

où N_c , N_m , R_g et n sont respectivement le nombre de cœurs de la MCF, le nombre de modes guidés par chaque cœur, le rayon de gaine de la MCF et l'efficacité spectrale définie par le rapport du débit binaire par la bande passante du signal.

ii) **La diaphonie.** Elle est l'un des paramètres les plus importants des MCF. Exprimée en dB, elle est proportionnelle au coefficient de couplage entre cœurs voisins, κ , à la longueur de fibre L , au pas entre cœurs, Λ , à la constante de propagation du mode, β , et au rayon de courbure de la fibre, R . La diaphonie subie par un cœur i de la part d'un cœur adjacent j se traduit mathématiquement par [6] :

$$XT = 2 \frac{\kappa_{ij}^2 RL}{\beta_i \Lambda} , \quad (2.22)$$

où β_i et κ_{ij} désignent respectivement la constante de propagation du mode guidé dans le cœur i et le coefficient de couplage de mode. Toutefois, il est important de préciser que l'Equation (2.42) n'est valable que pour une MCF homogène (cœurs identiques). Le coefficient

de couplage de mode, κ_{ij} , est défini par $\kappa_{ij} = \frac{\sqrt{\Delta_1}}{a_1} \frac{U_1^2}{V_1^3 K_1^2(W_1)} \sqrt{\frac{\pi a_1}{W_1 \Lambda}} \exp\left(-\frac{W_1}{a_1} \Lambda\right)$, où $\Delta_1 = \frac{n_1^2 - n_0^2}{2n_1^2}$, $U_1^2 = a_1^2(k^2 n_1^2 - \beta^2)$ et $W_1^2 = a_1^2(\beta^2 - k^2 n_0^2)$ [7]. n_1 et n_0 sont respectivement l'indice du cœur et l'indice de la gaine. $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff}$ est la constante de propagation. λ est la longueur d'onde dans le vide. $V_1 = k a_1 n_1 \sqrt{2\Delta_1}$ est la fréquence normalisée, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde, $K_1(W_1)$ est la fonction de Bessel modifiée du 2^e type avec 1^{er} ordre et Λ est la distance entre cœurs.

La Figure 2.5 présente l'évolution de la diaphonie en fonction du pas entre cœurs d'une fibre à 7 cœurs (maille hexagonale) en phase de design, à rayon de courbure et longueur fixes. Le MFD de chaque cœur a une valeur comprise entre 9,5 et 10,5 μm . L'aire effective de la fibre est de 80 μm^2 environ. Conformément à l'Equation (2.42), la Figure 2.5 indique que, à rayon de courbure et longueur fixes, la diaphonie diminue lorsque le pas entre cœurs augmente. Elle montre aussi que la diaphonie subie par cœur central (courbe en rose) est, à peu près, six fois supérieure à celle des cœurs périphériques (courbe en rouge). L'objectif étant de fabriquer une fibre avec le moins de diaphonie possible, les auteurs ont décidé de fixer le pas entre cœurs à 45 μm .

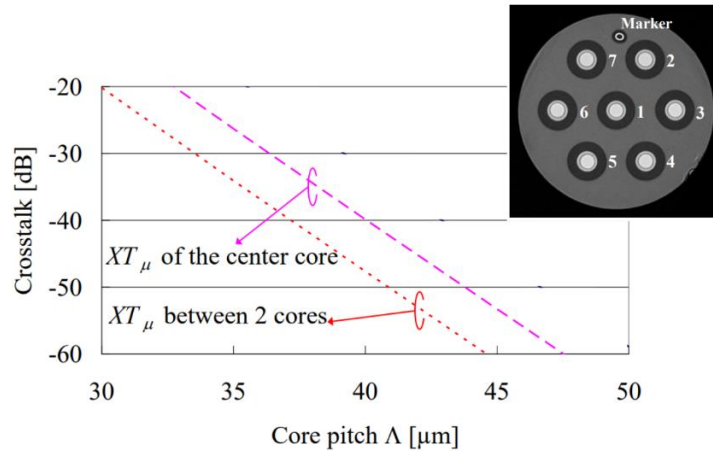


Figure 2.4. Relation entre la diaphonie et le pas entre cœurs d'une MCF. Adapté de [6]

Dans le cas d'une MCF hétérogène, l'expression de la diaphonie est différente suivant que le rayon de courbure de la MCF est inférieur ou supérieur à une valeur seuil appelée rayon de courbure critique, notée R_c [8] :

$$R_c = \frac{n_{eff}}{\Delta n_{eff}} \Lambda, \quad (2.23)$$

où n_{eff} et Δn_{eff} sont l'indice effectif d'un cœur et la différence d'indice effectif entre deux cœurs. Ainsi, la diaphonie s'écrit :

$$XT = \begin{cases} 2 \frac{\kappa_{ij}^2 RL}{\beta_i \Lambda} & \text{si } R \leq R_c \\ 2 \frac{\kappa_{ij}^2 L}{(\beta_i - \beta_j)^2 d} & \text{si } R > R_c, \end{cases} \quad (2.24)$$

où β_j et d désignent la constante de propagation du mode guidé dans le cœur j et la longueur de corrélation de la fonction de phase aléatoire ($d \ll L$) respectivement.

Les MCF à cœurs faiblement couplés ont un coefficient de couplage bas (typiquement inférieur à $0,01 m^{-1}$) surtout en raison de leur pas entre cœurs relativement élevé (typiquement supérieur à $30 \mu m$). Les MCF fortement couplées, quant à elles, ont un pas entre cœurs moins élevés (typiquement inférieur à $30 \mu m$), conduisant à des coefficients de couplage élevés (typiquement supérieur à $0,1 m^{-1}$) en l'absence de tranchées d'indice autour des cœurs [9].

Plus un cœur a de voisins, plus il connaît de diaphonie. C'est la raison pour laquelle les cœurs centraux subissent habituellement plus de diaphonie que les cœurs périphériques. L'impact de la diaphonie est sévère surtout dans les transmissions de longues portées et/ou utilisant des formats de modulation avancés (QPSK, QAM 16, QAM 64, ...) [10]. Développer des fibres à profil d'indice avec des tranchées [11], utiliser les cœurs adjacents de façon bidirectionnelle [12], réduire l'aire effective du mode [5], ou encore appliquer un traitement de signal à la réception sont des techniques employées pour remédier à la diaphonie [5]. La réduction de l'aire effective peut cependant faire apparaître des effets non linéaires. Il y a donc un compromis à trouver à ce niveau.

Particulièrement pour les MCF à cœurs fortement couplés un paramètre appelé dispersion de mode spatial (SMD) a été défini, s'exprimant en ps/\sqrt{km} . Contrairement à la DMGD qui désigne le retard entre les modes guidés dans un même cœur, la SMD désigne le retard qui existe entre les modes des différents cœurs. Plus sa valeur est élevée à la réception, plus le traitement MIMO est complexe.

iii) **La complexité des récepteurs.** Les MCF à cœurs faiblement couplés se comportent comme des canaux parallèles indépendants si bien qu'elles sont compatibles avec les récepteurs classiques employés pour les SSMF. En revanche, les MCF à cœurs fortement couplés requièrent un traitement MIMO d'autant plus complexe que l'étalement accumulé à cause de la diaphonie dépasse les marges du système de transmission. Les sous-systèmes MIMO contiennent généralement des égaliseurs souvent implémentés comme des filtres à réponse impulsionnelle finie. La complexité du traitement MIMO est typiquement proportionnelle au nombre de canaux et à l'étalement temporel accumulé. Les égaliseurs MIMO rendent le système plus coûteux qu'un système basé sur une SSMF ou une MCF faiblement couplée [13].

Dans le Tableau 2.2 sont consignées les caractéristiques de quelques MCF présentées dans la littérature où NC signifie « Non Couplées ». Les pertes sont mesurées à $1,55 \mu m$.

A partir du Tableau 2.2, on constate que l'état de l'art des MCF à cœurs faiblement couplés est plus abondant que celui des MCF fortement couplées. La raison est liée à la complexité qu'imposent les MCF à cœurs fortement couplés à la réception. Les références [11], [12] et [22] présentent les diaphonies les plus faibles car elles emploient respectivement des profils de cœurs avec tranchées et la bidirectionnalité entre cœurs adjacents. Ainsi, il est possible de descendre à des diaphonies de l'ordre de -65 dB après des centaines de km de propagation. Dans les MCF fortement couplées, la diaphonie est exploitée favorablement pour contrôler le niveau de SMD et de non-linéarités. Dans la référence [23], le coefficient d'atténuation est aussi bas car il s'agit d'une fibre à cœurs de silice pure. Grâce à sa faible SMD et sa faible atténuation, elle semble être une bonne candidate pour les futurs réseaux optiques de grandes capacités et de très longues distances.

Référence	Pas (μm)	Type	Nombre de cœurs	Longueur (km)	XT (dB)	Pertes (dB/km)	Capacité (Tbit/s)
[11]	45	NC	7	16,8	<-53	0,177	109
[14]	46,8	NC	7	76,8	$<-30,6$	0,26	112
[15]	49	NC	7	204	-48	0,207	120,7
[16]	45	Couplées	7	2520	-13	0,2	51,1
[17]	37	NC	12	52	-32	0,199	1014
[18]	Hétéro-gènes	NC	12	450	-44,3	0,186	818
[12]	37,5	NC	16	880	-65	-	-
[19]	35	NC	19	10,1	<-30	0,23	305
[20]	41 & 48	NC	22	31	-30	0,20	2150
[21]	29	NC	32	1644,8	-39,4	$<0,24$	50
[22]	45	NC	4	5350	-62,7	0,177	16,6
Référence	Pas (μm)	Type	Nombre de cœurs	Longueur (km)	SMD ($\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$)	Pertes (dB/km)	Capacité (Tbit/s)
[23]	19,8	Couplées	4	17,3	3,14	0,158	-
[24]	16,4	Couplées	12	3	8,4	0,29	0,03
[25]	20	Couplées	4	5500	6,6	0,16	34,6
[26]	29,4	Couplées	3	1000	-	0,185	34,3

Tableau 2.2. Propriétés de quelques MCF présentées dans la littérature

Le Tableau 2.2 indique aussi que les MCF ont des pertes similaires aux SSMF à $1,55 \mu\text{m}$. Il confirme également que les MCF dont le pas entre cœurs est supérieur à $30 \mu\text{m}$ sont majoritairement faiblement couplées tandis que celles ayant un pas inférieur à cette valeur sont fortement couplées. Les MCF ayant plus de 32 cœurs sont rares car de telles fibres auront soit de grands diamètres de gaine qui conduiraient à des fibres encombrantes, soit un pas très petit propice à la diaphonie.

Pour atteindre des portées d'une centaine de mètres et plus, il est indispensable d'utiliser des amplificateurs. Les auteurs de la référence [16] par exemple emploient un EDFA (amplificateur optique dopé Erbium). Ceux de la référence [15] utilisent à la fois un EDFA et un amplificateur Raman. Les capacités indiquées dans le Tableau 2.2 atteignent 2,15 Pbit/s en raison du recours

au multiplexage en longueur d'onde WDM/DWDM [20]. Par exemple, dans les références [17] et [18], les canaux DWDM en bande C+L sont au nombre de 222 et 406, respectivement.

En résumé, si le développement de composants de ligne adapté aux MCF se poursuit (amplificateurs multi-cœurs, filtres, ...) le déploiement de ces dernières pourra être envisagé dans les réseaux optiques à moyens termes. Dans les réseaux de cœur, il faudra des systèmes MCF d'efficacité spectrale spatiale élevée et d'un niveau de diaphonie élevée pour remédier à la SMD et aux non linéarités. En revanche, les besoins d'intégration/compacité y sont faibles. Les réseaux métropolitains vont requérir des systèmes MCF de grande efficacité spectrale spatiale, une diaphonie moyenne et un niveau d'intégration moyen. Enfin, dans les data-centers, il faudra des systèmes très intégrés ayant une faible diaphonie et une efficacité spectrale spatiale élevée. Le Tableau 2.3 résume ces besoins et exigences [27].

Réseaux de cœur	Réseaux métropolitains	Data centers
Haute SSE	Haute SSE	Haute SSE
Diaphonie élevée	Diaphonie moyenne	Faible diaphonie
Faible intégration	Intégration moyenne	Forte intégration

Tableau 2.3. Exigences et critères de l'usage des MCF dans les différents types de réseaux [27].

2.1.3. Composants pour l'excitation sélective des cœurs : Fan-In/Fan-Out

Les FIFO sont des multiplexeurs et démultiplexeurs spatiaux qui permettent de coupler sélectivement la lumière de plusieurs SSMF vers les différents cœurs d'une MCF. Leur développement a été motivé par la nécessité d'adresser sélectivement les cœurs d'une MCF dans le contexte du SDM, avec peu de pertes d'insertion et peu de couplage entre les cœurs. Du même coup, relier des MCF aux réseaux optiques conventionnels composés de SSMF pourra être facilité par les FIFO. Un tel composant est illustré sur la Figure 2.6. On y voit 7 fibres standards couplées à une fibre à 7 cœurs.

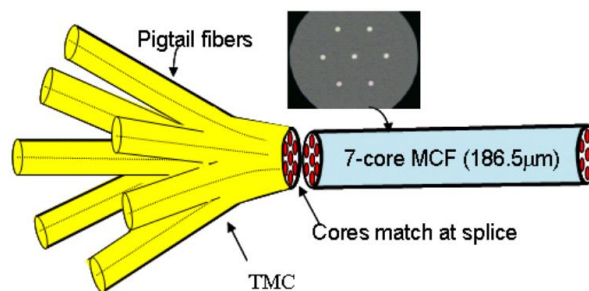


Figure 2.5. Illustration d'une fibre à 7 cœurs et du fan-in correspondant [14]

Il y a plusieurs techniques utilisées pour fabriquer les FIFO. Le processus général de la fabrication de FIFO de type conique fondu est illustré sur la Figure 2.7.a [28]. Il consiste à insérer n fibres standards dans un capillaire en verre ayant n trous disposés selon la structure finale désirée (hexagonale, triangulaire, rectangulaire, ...). Dans l'exemple de la Figure 2.7.a, il y a 19 trous organisés en structure hexagonale. Ensuite, le capillaire contenant les fibres est étiré et affiné en son milieu. Le rapport d'élongation est contrôlé de telle sorte que la structure finale ait la distance entre cœurs qui correspondra à celle de la MCF à laquelle ce FIFO sera couplé. La dernière étape consiste à couper le taper en deux pour obtenir deux fan-in/out.

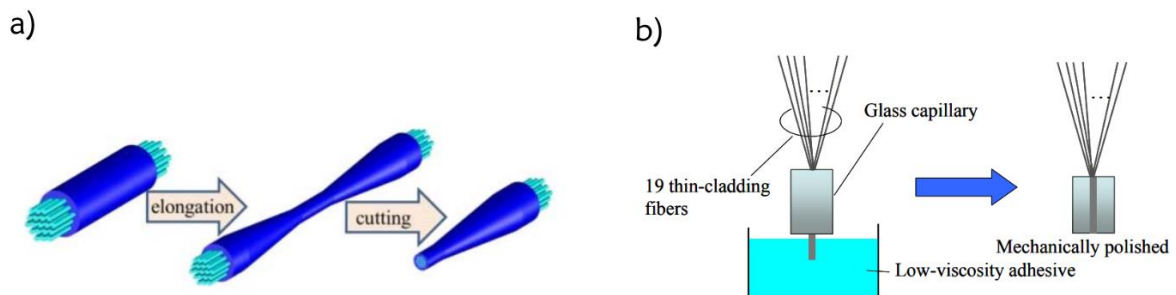


Figure 2.6. a) Fabrication de FIFO de type conique fondu [28]. b) Fabrication de FIFO par usage d'adhésif [29]

Une autre méthode, employée dans [29], est illustrée sur la Figure 2.7.b. 19 fibres à gaine mince sont introduites dans un capillaire en verre suffisamment grand pour accueillir l'assemblage. Ensuite, l'extrémité des fibres est immergée dans une colle liquide à faible viscosité. Cette colle est aspirée afin de combler l'espace entre les fibres qui deviennent alors une structure compacte sous l'effet de la tension de surface de la colle. Après durcissement de la colle, la structure compacte se consolide. La dernière étape est le polissage mécanique de l'extrémité de l'assemblage. On obtient ainsi un fan-in ou un fan-out. Les FIFO qui seront présentés dans le Chapitre 3 ont été fabriqués par la société Chiral Photonics, suivant la méthode du « cœur disparaissant ». Cette méthode consistant en l'utilisation d'une fibre intermédiaire entre la SSMF et la MCF est détaillée dans la référence [30] portant sur le design de FIFO pour une fibre à 7 cœurs organisés en maille hexagonale (MFD : $6\ \mu\text{m}$, ON : 0,21, diamètre cœur/diamètre de gain : $6,1/125\ \mu\text{m}$, pas entre cœurs : $35\ \mu\text{m}$). Les Figures 2.8.a, 2.8.b et 2.8.d illustrent respectivement le profil d'indice de la SSMF, le profil d'indice initial de la fibre intermédiaire et le profil d'indice de la MCF. N_1 est l'indice de réfraction du cœur central, N_2 l'indice des cœurs périphériques et N_3 l'indice de gaine commun des trois fibres. Les pointillés rouges indiquent les indices effectifs des guides correspondants. L'optimisation des pertes de couplage consiste en l'affinement de la fibre intermédiaire de sorte que la différence d'indice effectif entre la MCF et la fibre intermédiaire affinée soit la plus petite possible, comme illustré

sur les Figures 2.8.c-d. Cette approche de fabrication de FIFO est qualifiée de « méthode à cœur disparaissant » car, comme indiqué sur la Figure 2.8.c, l'indice effectif de la fibre intermédiaire affinée ne tient pas compte du cœur central qui n'est plus guidant à cette échelle. Ce dernier semble ainsi avoir disparu pour la lumière confinée dans le guide d'indice N_2 .

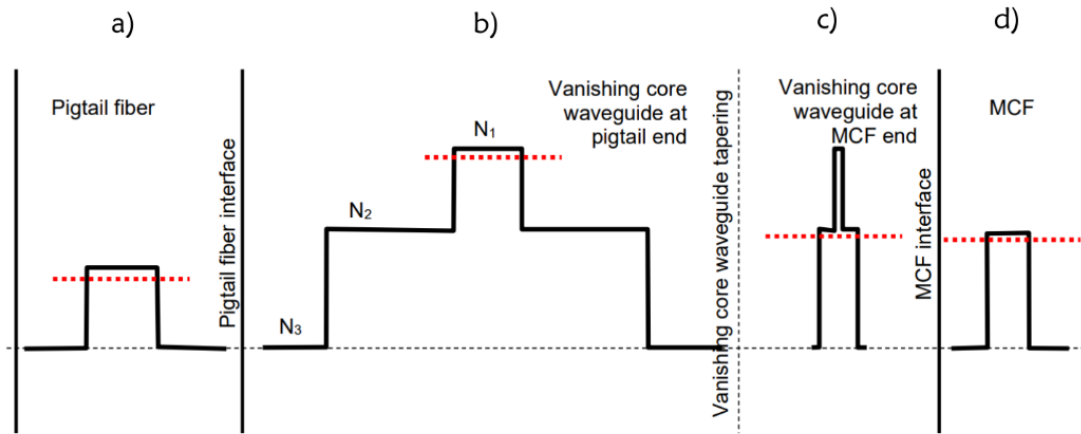


Figure 2.7. a) Profil d'indice de la SSMF. b) Profil d'indice initial de la fibre intermédiaire. c) Profil d'indice de la fibre intermédiaire affinée. d) Profil d'indice de la MCF. Adapté de [30]

Il existe d'autres méthodes de fabrications telles que l'assemblage de fibres gravées [31] que nous ne développerons pas car ce n'est pas l'objectif principal de cette thèse. Sur le plan optique, les FIFO sont caractérisés essentiellement par deux paramètres : les pertes d'insertion (IL) et la diaphonie (XT).

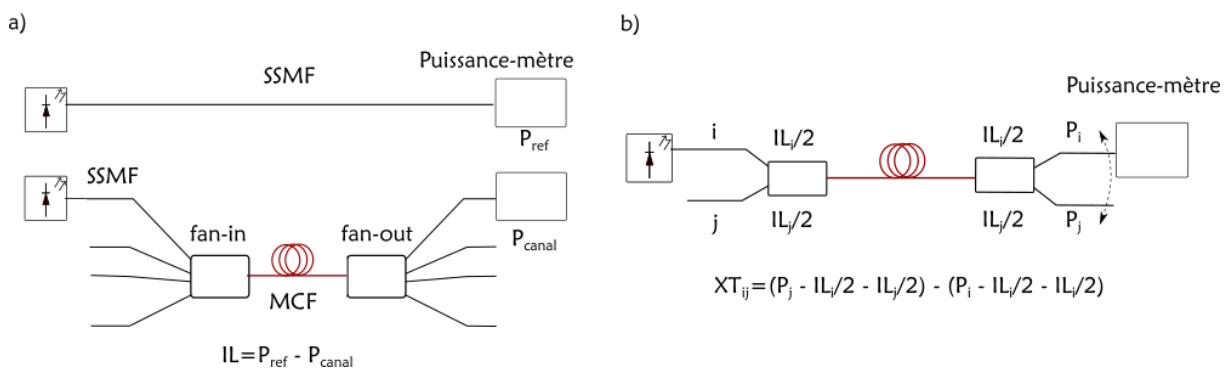


Figure 2.8. a) Mesure des pertes d'insertion. b) Mesure de la diaphonie

La mesure des pertes d'insertion, décrite sur la Figure 2.9.a, se fait en deux temps. D'abord, il faut procéder à la mesure de la puissance de référence en injectant de la lumière dans une courte

SSMF. Ensuite, il faut insérer la MCF équipée de FIFO, puis injecter la lumière dans un canal/cœur donné et mesurer la puissance du même canal/cœur en sortie. Les pertes d'insertion du canal considéré correspondent à la différence (en dB) entre la puissance en sortie du canal P_{canal} (en dBm) et la puissance de référence P_{ref} (en dBm), comme mentionné dans l'équation suivante :

$$IL = P_{ref} - P_{canal} . \quad (2.25)$$

Ainsi, il est possible de mesurer les pertes d'insertion de chaque canal. Toutes les puissances seront exprimées en dBm dans la suite du paragraphe. Dans l'Equation (2.45), les pertes de la fibre sont incluses dans les pertes d'insertion. Les pertes propres au FIFO peuvent cependant être isolées grâce à une mesure d'atténuation de la fibre. On considère que les pertes en entrée ou en sortie valent $IL/2$.

La diaphonie ou crosstalk entre deux canaux i et j de la MCF équipée de FIFO (voir Figure 2.9.b) se détermine en injectant de la lumière dans le canal i et en mesurant, d'une part, la puissance obtenue à la sortie du canal i (P_i) et, d'autre part, la puissance obtenue à la sortie du canal j (P_j). En faisant la différence entre P_i et P_j , on trouve la valeur du crosstalk entre i et j . Il est néanmoins important de soustraire les pertes d'insertion affectant les puissances de sortie des différents canaux. Cette procédure se traduit mathématiquement par les Equations (2.46)-(2.48) où $P_{corrigé}$ désigne la puissance en sortie moins les pertes d'insertion du FIFO pour le canal considéré en entrée (ici, i) et en sortie (ici i ou j). Nous supposons que les pertes d'insertion d'un canal sont équitablement réparties entre le fan-in et le fan-out.

$$XT_{ij} = P_{j\text{corrigé}} - P_{i\text{corrigé}} , \quad (2.26)$$

$$XT_{ij} = \left(P_j - \frac{IL_i}{2} - \frac{IL_j}{2} \right) - \left(P_i - \frac{IL_i}{2} - \frac{IL_i}{2} \right) , \quad (2.27)$$

$$XT_{ij} = P_j - P_i + \left(\frac{IL_i}{2} - \frac{IL_j}{2} \right) , \quad (2.28)$$

Dans le cas où les canaux i et j ont les mêmes pertes d'insertion, l'Equation (2.48) devient :

$$XT_{ij} = P_j - P_i , \quad (2.29)$$

Dans le Tableau 2.4, nous avons répertorié un ensemble de paramètres de FIFO rapportés dans la littérature. La configuration générale est fan-in - MCF - fan-out. La longueur d'onde de travail est voisine de $1,55 \mu\text{m}$. Ce tableau montre que les FIFO de l'état de l'art ont des pertes d'insertion faibles, typiquement moins de -2 dB. La valeur maximale de pertes d'insertion dans

le tableau est de -2,2 dB, rapportée dans [33] et leur valeur minimale est inférieure à -0,7 dB [35]. Les pertes moyennes s'élèvent à -1,1 dB.

Références	Nombre de cœurs	Pas entre cœurs (μm)	Longueur de la MCF (m)	MFD (μm)	Pertes d'insertion max (dB)	Diaphonie max (dB)
[32]	4	40	5	-	<-0,7	<-55
[33]	6	49,6	0,5	7,5	<-2,2	<-53
[34]	7	41,5	8	7,2	<-1,2	<-62
[35]	7	-	4,5	-	<-0,7	<-64
[36]	7	45	2	-	<-1,2	<-50
[37]	7	44,8	1	10,1	<-0,72	<-52,1
[29]	19	43,7	0	9,9	<-1,1	<-51
[38]	19	36,6	20	9,8	<-1,15	<-61

Tableau 2.4. Exemples de FIFO et paramètres associés rapportés dans la littérature

Les pertes de FIFO sont, en réalité, la somme de différents types de pertes : pertes internes liées au matériau, pertes à cause de la diaphonie entre cœurs, mauvaise adaptation de mode et/ou de pas entre FIFO et MCF, pertes d'épissurage. Les pertes internes liées au matériau des FIFO sont comparables à celles des SSMF puisque les matériaux sont les mêmes (généralement, de la silice avec un dopage) [14]. Les pertes dues à la diaphonie dépendent essentiellement du pas entre cœurs. Plus ce dernier est grand, plus les pertes de couplage sont faibles.

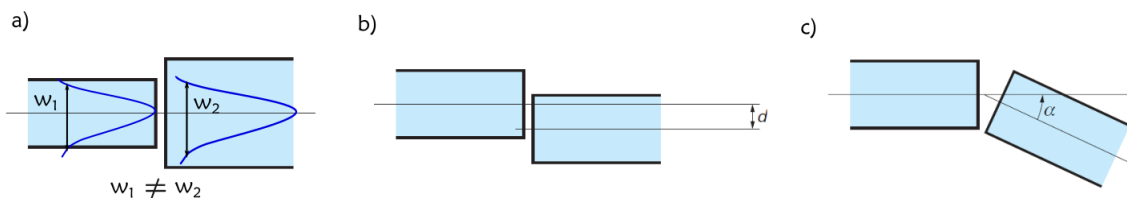


Figure 2.9. Raccordement de a) deux fibres différentes. b) deux fibres avec un désalignement latéral. c) deux fibres avec un désalignement angulaire. Adapté de [39].

Les pertes liées au désaccord de mode entre le FIFO et la MCF, schématisé sur la Figure 2.10.a, sont définies par [39] :

$$T = \left[\frac{2w_1w_2}{w_1^2 + w_2^2} \right]^2, \quad (2.30)$$

où w_1 et w_2 sont les MFD du mode se propageant dans un cœur du FIFO et de la MCF, respectivement. Dans la référence [28], les pertes dues à la différence de MFD sont de 0,3 dB. En outre, lors des épissures, d'autres pertes peuvent apparaître, notamment s'il y a un désalignement latéral/désaccord de pas (voir Figure 2.10.b) ou un désalignement angulaire (voir Figure 2.10.c) entre les cœurs du FIFO et ceux de la MCF. Dans la référence [28], par exemple, les pertes dues au désalignement angulaire s'élèvent à 0,5 et 0,9 dB pour les cœurs centraux et pour les cœurs périphériques respectivement. Les pertes dues aux désalignements latéral et angulaire s'expriment respectivement par les Equations (2.51) et (2.52) dans le cas où $w_1 = w_2 = w$ [39] :

$$T = e^{\left(-\frac{d^2}{w^2}\right)}, \quad (2.31)$$

$$T = e^{\left(-\frac{k^2n^2w^2\alpha^2}{4}\right)}, \quad (2.32)$$

où w , k , n , d et α désignent respectivement le waist du mode, le vecteur d'onde, l'indice de réfraction du cœur, le désalignement latéral et le désalignement angulaire. A titre d'exemple, sur les Figures 2.11.a et 2.11.b, rapportées dans [29], les erreurs de positionnement des cœurs respectivement d'un fan-in et d'un fan-out de 19 cœurs sont présentées. Cette erreur est l'écart existant entre la position idéale du cœur et sa position après fabrication du FIFO. L'erreur maximale est de $\pm 0,37 \mu\text{m}$. Cette bonne précision fait partie des raisons pour lesquelles les pertes d'insertion globales des FIFO sont relativement faibles. Il faut noter que le désaccord de pas est plus sensible dans les cas de couronnes.

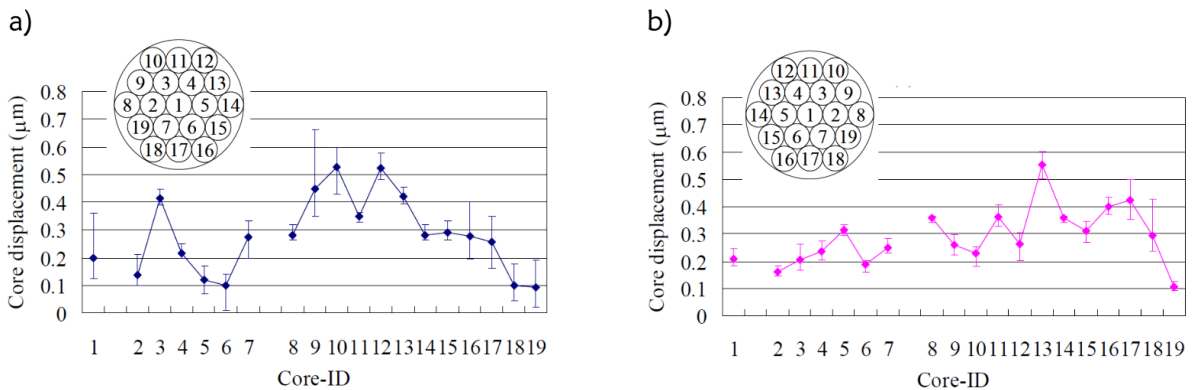


Figure 2.10. Ecart entre les positions des cœurs du FIFO réalisé et leurs positions idéales. a) Pour le fan-in. b) Pour le fan-out. Adapté de [29].

Dans le Tableau 2.4, on constate que les valeurs de diaphonie sont faibles (typiquement inférieures à -50 dB) en raison du pas suffisamment grand qu'il y a entre les cœurs (typiquement

supérieur à 36,6 μm). Lorsque l'on développe des FIFO pour des applications FM-MCF (MCF dont chaque cœur est faiblement multimode), il est important de mesurer les différences de pertes subies par les modes guidés dans un même cœur (MDL). Dans [40], les auteurs se sont assurés d'une variation de MDL inférieure à 2 dB dans le cas d'une fibre de 19 cœurs dont chaque cœur est multimode.

2.1.4. Fibres multi-cœurs utilisées dans le contexte Photonique THz

Quelques démonstrations de radio sur fibres multi-cœurs ont déjà été rapportées dans la littérature. Dans la référence [41], un système de beamforming (formation de faisceaux) basé sur une fibre à 7 cœurs est présenté. Le banc expérimental correspondant est schématisé sur la Figure 2.12. Des données en format NRZ modulent un signal optique présentant deux raies spectrales séparées de 50 GHz, résultant de la modulation d'une porteuse par un signal sinusoïdal de 25 GHz délivré par le générateur de signaux (VSG). Le signal optique est ensuite amplifié puis divisé en deux pour être transmis dans deux cœurs différents de la MCF. Le beamforming est réalisé à l'aide de lignes à retard optique (OTDL) situées dans le centre de contrôle (CO). Du côté de l'antenne (RAU), les signaux sont détectés par deux photodiodes (PD). Les atténuateurs variables servent à contrôler la puissance incidente. La MCF utilisée a un pas entre cœurs de 38 μm et une longueur de 2 km. Ses caractéristiques, mesurées à 1,55 μm , sont résumées dans le Tableau 2.5 :

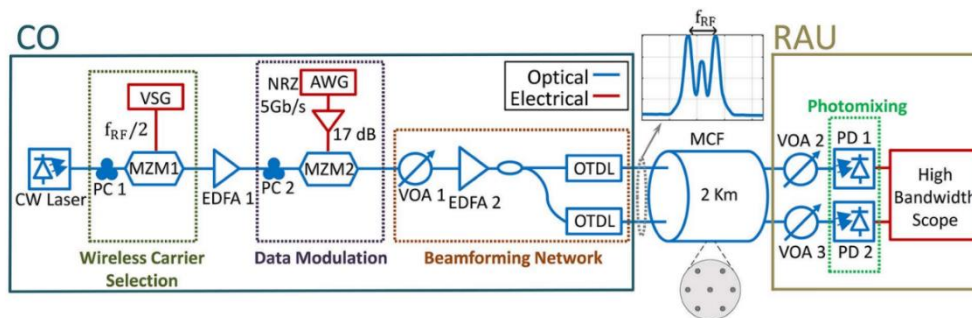


Figure 2.11. Beamforming via une MCF dans une liaison radio. Adaptée de [41]

Numéro du cœur	0	1	2	3	4	5	6
Pertes d'insertion (dB)	3,1	5,3	4,0	3,9	3,8	4,7	4,0
Diaphonie (dB)	-32,0	-34,7	-36,2	-37,6	-34,8	-32,2	-35,0

Tableau 2.5. Caractéristiques de la MCF utilisée dans la référence [41]

A partir de ce tableau, on voit que les pertes d'insertion qui se situent en moyenne autour de 4,1 dB sont relativement élevées par rapport aux FIFO présentées dans le Tableau 2.4. La

diaphonie, quant à elle, est acceptable. Ainsi, les auteurs démontrent avec succès du beamsteering allant jusqu'à une différence de $\pi/2$ entre les signaux détectés. Par ailleurs, d'autres chercheurs de l'Université de Valence et de l'Université de Londres qui publient abondamment sur le sujet de la radio sur MCF, ont démontré avec succès du beamsteering à l'aide d'une fibre à 4 cœurs et de 4 photodétecteurs [42]. Basé sur une fréquence de 26 GHz, le système permet d'orienter le faisceau sur une plage de 20° avec un débit de 16,8 Gbit/s par utilisateur. La fibre utilisée a des pertes de 0,44 dB/km à $1,55 \mu\text{m}$ et présente une diaphonie inférieure à -40 dB pour une longueur de 150 m. Les deux premiers exemples que nous venons de citer [41] [42] s'inscrivent dans le cadre de la 5G où l'emploi des MCF aura le mérite de centraliser les fonctionnalités de beamforming et de MIMO dans le centre de contrôle [43]. Pour cela, les antennes 5G pourraient être moins onéreuses, légères, à faible consommation offrant de grandes capacités. Les MCF se prêtent aussi bien au beamforming car elles offrent des longueurs optiques identiques pour les différents cœurs [43].

L'utilisation des MCF dans des systèmes THz est, aujourd'hui, à l'état embryonnaire. L'état de l'art sur le sujet est encore pauvre, surtout dominé par les publications de l'Université de Valence et de l'Université de Londres. Dans la référence [44], par exemple, des chercheurs de ces Universités démontrent sur 1 km l'utilisation d'une fibre à 7 cœurs en full duplex (utilisation simultanée en sens montant et descendant), représentée sur la Figure 2.13. L'originalité et l'intérêt de leur démonstration résident dans l'utilisation dans le sens descendant (downlink) d'une même longueur d'onde λ_U comme signal pilote de génération THz via le battement avec le signal modulé λ_D . Le signal λ_U est réutilisé dans le sens montant (uplink) pour moduler la fréquence intermédiaire. La détection cohérente du signal modulé se fait à l'unité en bande de base (BBU) grâce à l'ajout d'un oscillateur local (ECL3). Le signal THz généré a une fréquence de 182 GHz et se propage sur une distance de 0,25 m. Le signal λ_D passe par le cœur n°7 de la fibre, le signal λ_U par les cœurs n°4 (cœur central) et n°6 dans le sens descendant et dans le sens montant respectivement. La MCF employée est une fibre commerciale de référence SM-7C1500 (6,1/125) dont les cœurs sont organisés en maille hexagonale, avec un pas entre cœurs de $35 \mu\text{m}$. Le MFD des cœurs à $1,55 \mu\text{m}$ se situe entre 5,7 et $6,5 \mu\text{m}$. Cependant, ni les auteurs de l'article, ni le constructeur de la fibre n'a mentionné ses performances en termes de pertes et de diaphonie.

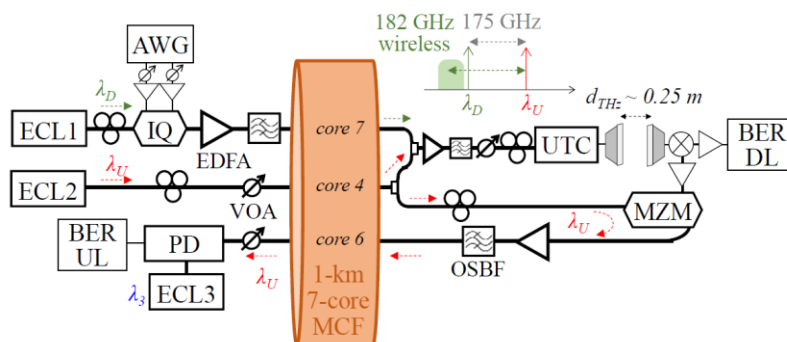


Figure 2.12. Schéma de la transmission full duplex de la référence [44]

Au demeurant, l'intérêt majeur de l'utilisation des MCF dans les communications THz est l'augmentation de la capacité de transmission. Le multiplexage de plusieurs canaux THz pourrait permettre d'atteindre des débits de l'ordre du Tbit/s et plus. Dans la référence [45], le banc expérimental illustré sur la Figure 2.14 conduit à un débit total de 1,059 Tbit/s sur une porteuse de 350 GHz, pour une distance de transmission de 10 m.

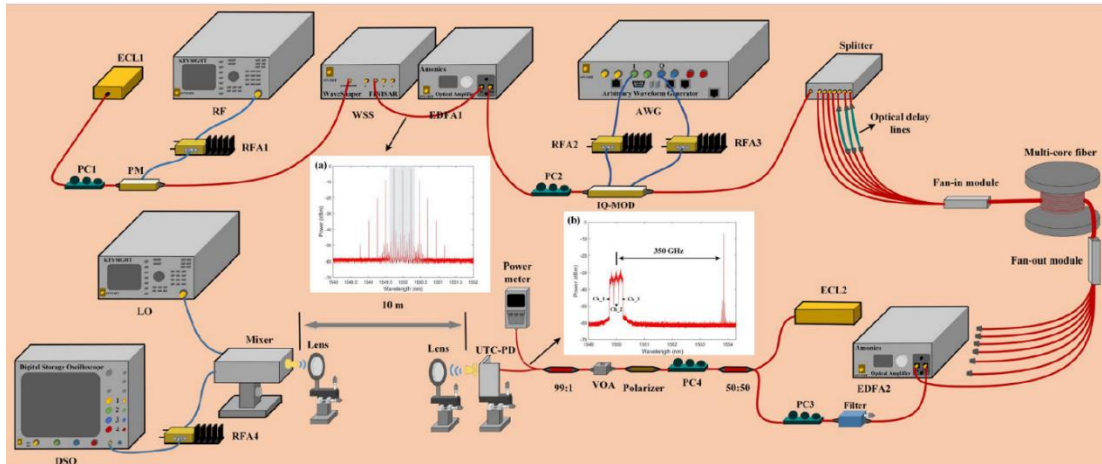


Figure 2.13. Banc expérimental mis en œuvre dans [45]

La modulation du signal optique (provenant de ECL1) par un signal RF permet d'obtenir des raies spectrales autour de $1,55 \mu\text{m}$ parmi lesquelles 3 seront sélectionnées grâce à un switch sélectif en longueur d'onde (WSS). Ces 3 canaux seront modulés puis divisés en 7 pour être transmis dans une fibre de 7 cœurs munie de FIFO. Des lignes à retard sont utilisées pour décorréler les canaux. Un 2^e laser (ECL2) joue le rôle d'oscillateur local pour effectuer le battement avec les signaux émanant des 7 cœurs de la fibre afin de produire des signaux autour de 350 GHz via une UTC-PD. Ces signaux THz se propagent sur 10 m, entre deux lentilles. Un débit de 1,059 Tbit/s est potentiellement accessible car la transmission compte au total 21 canaux modulés à 14 Gbaud, QAM 16. A la réception, une descente en fréquence est réalisée à l'aide d'un mélangeur. Il est important de noter que les signaux des 7 cœurs n'ont pas été transmis simultanément, ils ont été détectés, cœur après cœur, pour une unique UTC-PD. Cette démonstration demeure cependant intéressante car elle montre que si un réseau de 7 UTC-PD est utilisé en lieu et place de l'UTC-PD unitaire, il serait possible d'augmenter la puissance du signal THz (ce qui est l'objectif de l'approche proposée dans cette thèse) ou alternativement d'atteindre un débit de 1 Tbit/s en détection simultanée, si les 7 signaux THz étaient différents et que 7 récepteurs appropriés étaient employés. Le niveau de la diaphonie sur la longueur de MCF utilisée (1 km) était bas, même si les auteurs n'ont pas indiqué sa valeur. Ils n'ont pas fait cas non plus des pertes de la fibre. Sur la Figure 2.15 est présentée la courbe de BER correspondant au cœurs n°5. A 14 Gbaud, tous les BER obtenus sont en deçà du seuil FEC à 20% d'entête. A droite sont illustrées les constellations des 3 canaux guidés dans ce cœur. Elles sont de qualité similaire. Les canaux des 6 autres cœurs présentent des performances

comparables au cœur n°5. Par conséquent, les MCF se prêtent bien à l'augmentation des débits dans les systèmes THz.

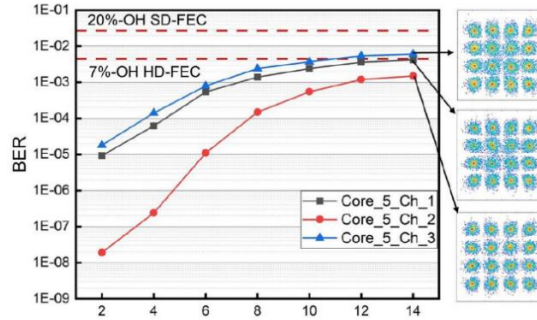


Figure 2.14. Performances de transmission rapportées dans [45]

Le développement de réseaux d'UTC-PD fiables et efficaces est la prochaine étape pour rendre le multiplexage spatial effectif dans les communications THz. D'un autre côté, des dispositifs de couplage efficace entre la MCF et le réseau d'UTC-PD doivent aussi être développés.

2.2. Solutions possibles pour exciter une ou plusieurs photodiodes à partir d'une fibre multi-cœurs

Dans notre application, la MCF est utilisée pour interfacer un réseau de photodiodes (Figure 1.16). Les cœurs de la MCF étant monomodes à 1,55 μ m les faisceaux peuvent être approximés par une distribution d'intensité gaussienne, c'est-à-dire sous la forme [46] :

$$I(r, z) = e^{-\frac{2r^2}{w(z)^2}}, \quad (2.33)$$

où r est la distance au centre du faisceau, et w est le rayon du mode à $1/e^2$ aussi appelé waist. A la sortie de la MCF, le faisceau gaussien diverge, suivant l'Equation (2.54) [46] :

$$w(L) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda L}{n\pi w_0^2} \right)^2}, \quad (2.34)$$

où n , L et w_0 désignent respectivement l'indice de réfraction du milieu, la distance parcourue par le faisceau à partir de la face de sortie de la MCF, et le waist à $z=0$. Le rayon de courbure du front d'onde correspondant est donné par l'équation suivante [46] :

$$R(L) = L \left[1 + \left(\frac{n\pi w_0^2}{\lambda L} \right)^2 \right]. \quad (2.35)$$

La divergence du faisceau ne favorise pas le couplage de la lumière dans un autre composant si ce dernier n'est pas positionné au waist. Par conséquent, l'utilisation d'un dispositif de focalisation de la lumière s'impose. Il existe plusieurs techniques pour coupler la lumière d'une

fibre vers un autre composant, via la formation, à une distance de travail voulue, d'une image, éventuellement modifiée en taille, de la face de sortie de la fibre. Parmi ces techniques figurent i) les lentilles à gradient d'indice (GRIN), ii) les réseaux de microlentilles, iii) les lentilles best form. Nous étudierons chacune de ces techniques dans les prochains paragraphes.

2.2.1. Lentilles GRIN

2.2.1.1. Généralités et modèle théorique

Les lentilles GRIN sont couramment utilisées pour coupler la lumière d'une fibre vers un autre composant (fibre, photodiode, ...). Ces composants sont simplement des morceaux de fibre à gradient d'indice qui vont jouer le rôle de lentille. L'indice de réfraction de la lentille GRIN se présente sous la forme de l'Equation (1.7). En posant $\alpha = 2$ et en utilisant le développement limité de la fonction racine carrée, l'indice de réfraction devient [47] :

$$n(r) = \begin{cases} n_{coeur} \left(1 - \frac{g^2}{2} r^2 \right) & \text{si } 0 \leq r \leq a \\ n_{gaine} & r \geq a, \end{cases} \quad (2.36)$$

avec
$$g = \frac{\sqrt{2\Delta}}{a}, \quad (2.37)$$

où g est la constante de gradient, exprimé en mm^{-1} . La variation radiale de l'indice de réfraction fait que le profil d'intensité de la lumière guidée dans la GRIN évolue de manière sinusoïdale avec une période P qui s'exprime comme suit :

$$P = \frac{2\pi}{g} \quad (2.38)$$

Les Figures 2.16.a et 2.16.b représentent respectivement l'évolution d'un faisceau gaussien incident sur une lentille GRIN et l'évolution du rayon du faisceau dans la fibre GRIN d'Alcatel 85/125 (85 μm de diamètre de cœur, 125 μm de diamètre de gaine) à 1,55 μm .

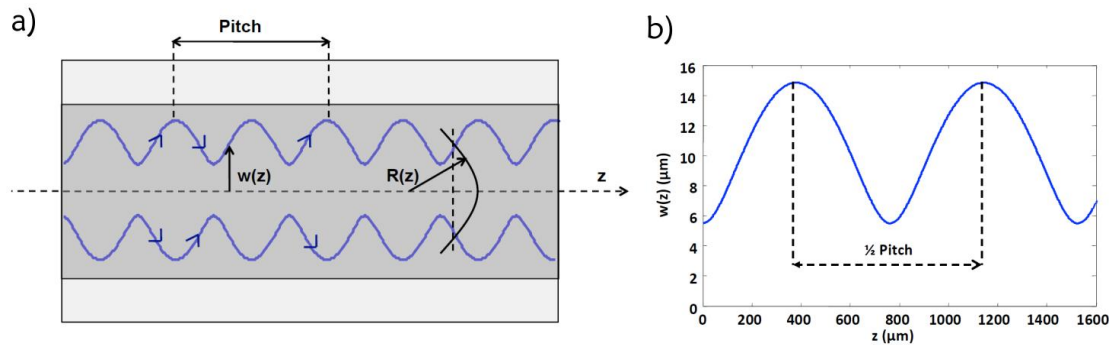


Figure 2.15. a) Evolution d'un faisceau gaussien injecté en entrée d'une lentille GRIN. b) Evolution du rayon du faisceau dans la fibre GRIN d'Alcatel 85/125 [48]

Dans le cas où un tel dispositif est utilisé, deux paramètres, illustrés sur la Figure 2.17.a, vont nous intéresser pour qualifier le faisceau en sortie de GRIN : le premier est w_s , le waist ou plus petit rayon de faisceau qui peut être atteint grâce à la lentille et le second est la distance de travail z_w , séparant la face de sortie de la fibre et le point où se trouve w_s .

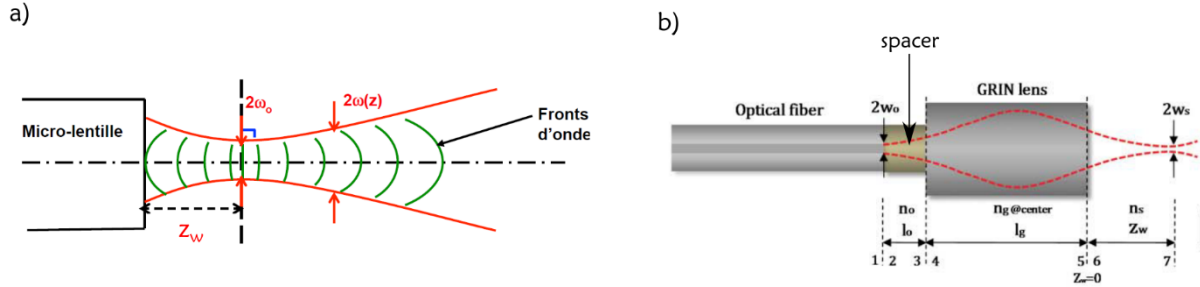


Figure 2.16. a) Caractéristiques d'une lentille GRIN. Adapté de [48]. b) Focalisation à l'aide d'une GRIN précédée d'un spacer. Adapté de [49]

Dans le but d'avoir plus de latitude quant à la taille du faisceau imagé par la lentille GRIN et à la distance de travail, il est courant de placer un morceau de silice avant cette dernière (voir Figure 2.17.b). Aussi appelé « spacer », ce morceau de silice permet une légère divergence du faisceau avant sa focalisation par la GRIN. Son épaisseur doit être choisie de telle sorte que le rayon du faisceau à l'entrée de la microlentille GRIN soit inférieur au rayon de cette dernière. Cela permet d'éviter les effets de troncation.

Les paramètres du système optique complet peuvent être calculés à partir de la théorie de l'optique matricielle qui est un formalisme mathématique de calcul de la trajectoire des rayons lumineux dans un système optique centré. Dans le cas de la Figure 2.17.b, on peut écrire, dans le cas d'un faisceau gaussien [49] :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = M_{67}M_{56}M_{45}M_{34}M_{23}M_{12} . \quad (2.39)$$

où M_{ij} représente la matrice de transfert qui relie le vecteur représentant le rayon d'entrée en i au vecteur représentant le rayon de sortie en j . L'Equation (2.59) devient :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & z_w \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{n_g}{n_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(gl_g) & \frac{1}{g} \sin(gl_g) \\ -g \sin(gl_g) & \cos(gl_g) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{n_o}{n_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & l_o \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{n_f}{n_s} \end{pmatrix}. \quad (2.60)$$

où z_w , n_g , n_s , n_o , l_o , g , l_g , n_f désignent respectivement la distance de travail, l'indice de réfraction de l'axe optique de la GRIN, l'indice de l'air, l'indice du spacer, sa longueur, la constante de gradient de la GRIN, sa longueur et l'indice du cœur de la fibre située avant le spacer. L'Equation (2.60) aboutit à finalement à :

$$w_s = \frac{a_o w_o}{n_g g \sqrt{\sin^2(g l_g) + \left(\frac{a_o}{n_o n_g g}\right)^2 (n_o \cos(g l_g) - n_g g l_o \sin(g l_g))^2}}, \quad (2.61)$$

$$z_w = \frac{n_s \left[\left(1 + \left(\frac{a_o l_o}{n_o}\right)^2 - \left(\frac{a_o}{n_g g}\right)^2\right) \sin(2 g l_g) - 2 \frac{a_o^2 l_o}{n_o n_g g} \cos(2 g l_g) \right]}{2 n_g g \left[\sin^2(g l_g) + \left(\frac{a_o}{n_o n_g g}\right)^2 (n_o \cos(g l_g) - n_g g l_o \sin(g l_g))^2 \right]}, \quad (2.62)$$

Avec
$$a_o = \frac{\lambda}{\pi n_f w_o^2},$$

où a_o est l'inverse de la zone de Rayleigh, w_o le waist du faisceau en sortie de fibre ; w_s le waist minimal obtenu en espace libre grâce à la focalisation. En fonction des valeurs de w_s et z_w désirées, il faut choisir les paramètres de spacer et de lentille GRIN appropriés. Si les températures de fusion sont compatibles, la microlentille GRIN peut être soudée au spacer qui sera lui-même soudé à la fibre. L'autre option consiste à les coller à l'aide d'une colle optique. L'application des Equations (2.61) et (2.62) dans le cas d'une lentille GRIN dont l'axe optique et l'indice de réfraction le plus faible sont respectivement de 1,474 et 1,444 donne les résultats consignés dans les Tableaux 2.6 (rayon de la GRIN : 50 μm) et 2.7 (rayon de la GRIN : 70 μm).

l_g (μm)	l_o (μm)							
	50		100		200		240	
	w_s	z_w	w_s	z_w	w_s	z_w	w_s	z_w
1100	6,6	488,5	3,9	288,4	2,1	153,4	1,8	127,6
1200	2,9	171,8	2,3	116,4	1,6	54,6	1,4	39
1300	2,2	65,2	1,9	31,7	-	-	-	-

Tableau 2.6. Résultats d'application des Equations (2.61) et (2.62) dans le cas d'une lentille GRIN de rayon 50 μm (n_g : 1,474)

l_g (μm)	l_o (μm)							
	50		100		200		240	
	w_s	z_w	w_s	z_w	w_s	z_w	w_s	z_w
1100	2,9	230,7	2,5	172,5	1,9	96,4	1,5	48,9
1200	2,3	119,4	2,1	80,8	1,7	21,8	-	-
1300	2,1	40,9	1,9	8,3	-	-	-	-

Tableau 2.7. Résultats d'application des Equations (2.61) et (2.62) dans le cas d'une lentille GRIN de rayon 70 μm (n_g : 1,474)

2.2.1.2. Exemples de microlentilles GRIN rapportés dans la littérature

Dans la littérature, plusieurs dispositifs de focalisation reposant sur les microlentilles GRIN ont déjà été démontrés. Le Tableau 2.8 donne un aperçu des performances obtenues à 1,55 μm .

Référence	Longueur du spacer (mm)	Microlentille GRIN			Propriétés du faisceau (mesurées)	
		Type	Longueur (mm)	Constante de gradient (/mm)	Distance de travail (mm)	Waist (μm)
[50]	0	50/125	0,41	5,5	0,11	6,5
[50]	0	100/140	0,55	3,76	0,20	8
[50]	0,36	50/125	0,12	5,5	0,5	11,5
[50]	0,36	100/140	0,21	3,76	0,65	12,5
[50]	0,48	100/140	0,17	3,76	1	14
[51]	0	85/125	-	4,12	<0,175	5,5-14,2
[51]	0,4	85/125	-	4,12	<0,847	2,7-29
[51]	0	125/125	-	1,65	<1,38	5,5-37,5
[51]	0,4	125/125	-	1,65	<2,03	4,6-45
[52]	0,29	50/125	0,21	5,59	0,19	6,15
[52]	0,29	50/125	0,13	5,59	0,53	15,16

Tableau 2.8. Performances de structures microlentillées avec des GRIN

Le Tableau 2.8 concerne uniquement des fonctionnalisations de fibres monomodes ayant des rayons de cœur compris entre 4,1 et 4,5 μm . Les démonstrations de GRIN sur MCF s'intéressent plus au taux de pertes qu'au waist ou à la distance de travail [53]. Le Tableau 2.8 confirme que l'ajout de silice avant la microlentille GRIN permet d'augmenter la distance de travail. On le remarque par exemple dans le cas de GRIN 125/125 pour laquelle les distances de travail avec et sans silice sont de 2,03 mm et 1,38 mm, respectivement [43]. La plus petite distance de travail répertoriée dans le Tableau 2.8 est de 110 μm [50]. Le waist minimal atteignable, quant à lui, est de 2,7 μm [51]. Les taux de pertes ne sont pas indiqués dans les démonstrations répertoriées, mais nous savons à partir de [54] qu'il est possible d'atteindre des pertes de -0,8 dB. Ceci est important pour les applications où la puissance est un enjeu crucial. Les structures dont les caractéristiques sont présentées dans les deux dernières lignes du Tableau 2.8 illustrent bien le fait que, pour une même longueur de spacer et un même type de GRIN, le waist dépend de la longueur de la microlentille GRIN. Pour une GRIN de 210 μm , le waist est de 6,15 μm tandis qu'il est de 15,16 μm pour une longueur de GRIN de 130 μm . Aussi,

les deux structures mentionnées ci-dessus révèlent l'écart qui peut exister entre le modèle théorique décrit par les Equations (2.59)-(2.62) et les résultats expérimentaux. En effet, dans le cas de la GRIN de 210 μm , les résultats expérimentaux indiquent un waist de 6,15 μm et une distance de travail de 190 μm tandis que le modèle analytique prédisait un waist de 4 μm et une distance de travail de 165 μm , soit une différence relative de 31% et de 13% respectivement. Dans le cas de la GRIN de 130 μm , les résultats expérimentaux indiquent un waist de 15,16 μm et une distance de travail de 530 μm tandis que le modèle analytique prédisait un waist de 12 μm et une distance de travail de 538 μm , soit une différence relative de 21% et de 1,5% respectivement. Les auteurs de l'article imputent ces écarts aux erreurs des composants de mesure, aux limitations des équipements de fabrication et aux erreurs commises par l'opérateur durant les mesures.

2.2.2. Réseau de microlentilles

Une autre méthode de focalisation consiste à employer un réseau de microlentilles entre la MCF et le réseau d'UTC-PD, comme illustré sur la Figure 2.18.a.

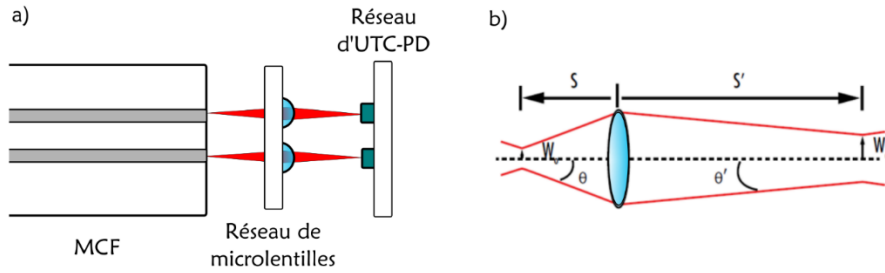


Figure 2.17. a) Couplage par l'emploi d'un réseau de microlentilles. b) Focalisation d'un faisceau par une lentille. Adapté de [55]

Sur la Figure 2.18.b, un faisceau de waist w_o situé à une distance s d'une lentille bi-convexe est focalisé en un faisceau de waist w'_o au bout d'une distance s' . Soit f la focale de la lentille. La relation entre w_o et w'_o s'écrit [55] :

$$w'_o = \frac{f}{\sqrt{(|s| - f)^2 + z_R^2}} w_o, \quad (2.63)$$

avec z_R la zone de Rayleigh égale à $\frac{n\pi w_o^2}{\lambda}$ où n est l'indice du milieu et λ la longueur d'onde. Appelons α le facteur d'agrandissement du faisceau, correspondant au rapport $\frac{w'_o}{w_o}$. Il s'écrit [55] :

$$\alpha = \frac{f}{\sqrt{(|s| - f)^2 + z_R^2}}. \quad (2.64)$$

Différentes transformations mathématiques faisant intervenir les angles de divergence θ et θ' , permettent d'établir une relation entre s , s' et α [55]:

$$s' = f + \alpha^2(|s| - f) . \quad (2.65)$$

Idéalement, nous privilégions un système compact comme celui illustré sur la Figure 2.19.a où le waist initial se trouve sur la face d'entrée des microlentilles. Mais très vite, on se rend compte par application de l'Equation (2.65) qu'un tel système ne peut réaliser un agrandissement de 1. Ceci est pourtant notre objectif car nous voulons avoir un waist final égal au waist initial.

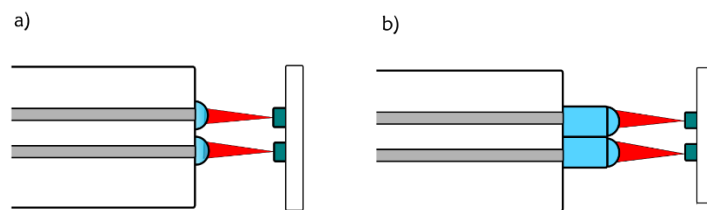


Figure 2.18.a) Réseau de microlentilles à faible épaisseur. b) Réseau de microlentilles à épaisseur plus élevée

Puisqu'il est indispensable de permettre au faisceau de diverger sur une certaine distance avant d'être focalisé, nous avons envisagé la structure illustrée sur la Figure 2.19.b où des microlentilles solidaires les unes des autres seraient imprimées sur la face de sortie de la MCF, de telle sorte que le faisceau émanant de chaque cœur soit focalisé par une microlentille épaisse. Dans la référence [56], une structure similaire (voir Figure 2.20.a) permet de transformer un faisceau de $26 \mu\text{m}$ de MFD sur la face de la microlentille en un faisceau de $6,1 \mu\text{m}$ de MFD au bout de $115 \mu\text{m}$. La fibre utilisée est une MCF à 7 cœurs opérant à une longueur d'onde de $1,55 \mu\text{m}$. L'indice des microlentilles est de 1,54.

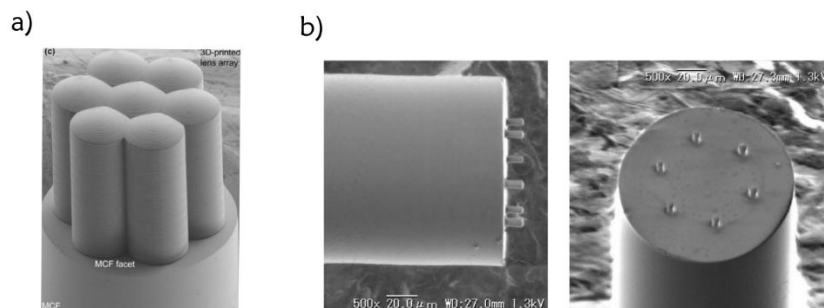


Figure 2.19. a) Photo du réseau de microlentilles de [56]. b) Photos du réseau de microlentilles de [57]

Dans la référence [57], la structure illustrée sur la Figure 2.20.b permet convertir 6 faisceaux de 10 μm de MFD chacun en des faisceaux de 3 μm à une longueur d'onde de 0,97 μm .

2.2.3. Lentille best form

Coupler la lumière issue de la MCF vers le réseau d'UTC-PD peut se faire en employant des lentilles dites « best form ». Il s'agit de lentilles asymétriques adressant la surface totale de la fibre et dont l'objectif est la collimation et la focalisation des faisceaux en minimisant l'aberration sphérique. La Figure 2.21 est le schéma d'une lentille best form vue de profil.

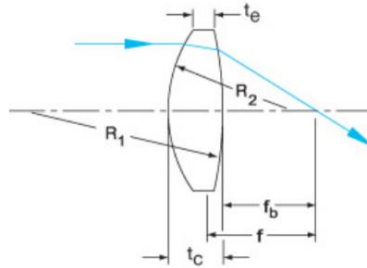


Figure 2.20. Schéma d'une lentille best form vue de profil [58]

t_e , t_c , R_1 , R_2 , f_b , et f désignent respectivement l'épaisseur de la partie supérieure de la lentille, l'épaisseur de sa partie inférieure, le rayon de courbure arrière, le rayon de courbure avant, la focale et la focale arrière. A ce jour, la littérature à propos de lentilles best form réalisées sur des MCF n'est pas abondante. Le design de lentille best form se fait sur des logiciels tels que Zemax qui calculent et optimisent les paramètres de la lentille en fonction du waist et de la distance de travail recherchés. Les résultats du design de la lentille best form qui a été fabriquée dans le cadre de cette thèse sont consignés dans le chapitre 3.

2.3. Conclusion

Nous avons vu qu'en résolvant les équations de propagation de champ, on obtient les modes guidés dans une fibre. Un mode est caractérisé par une constante de propagation et une distribution d'intensité. Le nombre de modes que peut guider une fibre dépend de la fréquence normalisée, qui à son tour dépend du rayon de la fibre, des indices de réfraction du cœur et de la gaine, puis de la longueur d'onde d'opération. Si la fréquence normalisée d'une fibre à saut d'indice est inférieure à 2,405, la fibre est monomode. Dans le cas contraire, elle est multimode. Dans le cadre de cette thèse, nous utilisons des guides monomodes multiples à 1,55 μm . Lorsque deux guides sont placés côte-à-côte, il y a échange d'énergie, ce qui peut être décrit par la théorie des modes couplés. Un tel couplage existe notamment entre les cœurs d'une MCF. Pour limiter le couplage entre cœurs, il faut s'assurer d'avoir que le pas entre cœurs et le rayon de courbure de la fibre soient suffisamment grands. En entrée de MCF, les FIFO, composants fibrés permettant d'adresser sélectivement les cœurs des MCF à partir de SSMF, doivent aussi avoir un niveau de diaphonie bas de même que de faibles pertes d'insertion. A la sortie, il existe plusieurs types de dispositifs pour coupler la lumière de la MCF vers le réseau d'UTC-PD et nous avons brièvement décrit 3 techniques. Le cahier de charges de notre projet impose

Chapitre 2 : Fibres multi-cœurs pour application Photonique THz

d'obtenir un MFD de 4 μm environ à une distance de focalisation de 100 μm environ. C'est en fonction de cet objectif que l'ensemble FIFO, MCF et microlentille sera designé, fabriqué puis caractérisé dans le Chapitre 3.

Références

- [1] Guillaume, Le Cocq, "Nouvelle génération d'amplificateurs à fibres dopées Erbium: amplificateurs multimodes adaptés aux transmissions multiplexées modalement," Université de Lille, 2014. Accessed: May 22, 2022. [Online]. Available: https://pepite-depot.univ-lille.fr/LIBRE/EDSMRE/2014/50376-2014-Le_Cocq.pdf
- [2] J. B. Trinel, "Amplificateurs à fibres dopées erbium faiblement multimodes pour les futurs réseaux de télécommunications," Université de Lille, 2017.
- [3] O. Vanvincq, "Théorie des modes couplés," presented at the Cours M2, Université de Lille, Jan. 2019.
- [4] J. Bures, *Optique guidée : Fibres optiques et composants passifs tout-fibre*. Presses Internationales Polytechnique, 2011. Accessed: May 22, 2022. [Online]. Available: <https://univ-scholarvox-com.ressources-electroniques.univ-lille.fr/book/88815749>
- [5] R. Mercy Kingsta and R. Shantha Selvakumari, "A review on coupled and uncoupled multicore fibers for future ultra-high capacity optical communication," *Optik*, vol. 199, p. 163341, Dec. 2019, doi: 10.1016/j.ijleo.2019.163341.
- [6] T. Hayashi, T. Taru, O. Shimakawa, T. Sasaki, and E. Sasaoka, "Design and fabrication of ultra-low crosstalk and low-loss multi-core fiber," *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16576–16592, Aug. 2011, doi: 10.1364/OE.19.016576.
- [7] F. Ye, J. Tu, K. Saitoh, and T. Morioka, "Simple analytical expression for crosstalk estimation in homogeneous trench-assisted multi-core fibers," *Opt. Express*, vol. 22, no. 19, pp. 23007–23018, Sep. 2014, doi: 10.1364/OE.22.023007.
- [8] S. Matsuo *et al.*, "High-Spatial-Multiplicity Multicore Fibers for Future Dense Space-Division-Multiplexing Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 6, pp. 1464–1475, Mar. 2016.
- [9] K. Saitoh and S. Matsuo, "Multicore Fiber Technology," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 55–66, Jan. 2016.
- [10] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, and J.-Y. Dupuy, "Penalties from In-Band Crosstalk for Advanced Optical Modulation Formats," in *37th European Conference and Exposition on Optical Communications (2011)*, paper Tu.5.B.7, Sep. 2011, p. Tu.5.B.7. doi: 10.1364/ECOC.2011.Tu.5.B.7.
- [11] J. Sakaguchi *et al.*, "Space Division Multiplexed Transmission of 109-Tb/s Data Signals Using Homogeneous Seven-Core Fiber," *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 658–665, Feb. 2012, doi: 10.1109/JLT.2011.2180509.
- [12] M. Arikawa, T. Ito, E. Le Taillandier de Gabory, and K. Fukuchi, "Crosstalk reduction using bidirectional signal assignment over square lattice structure 16-core fiber for gradual upgrade of SSMF-based lines," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341839.
- [13] B. J. Puttnam, G. Rademacher, and R. S. Luís, "Space-division multiplexing for optical fiber communications," *Optica*, vol. 8, no. 9, p. 1186, Sep. 2021, doi: 10.1364/OPTICA.427631.
- [14] B. Zhu *et al.*, "112-Tb/s Space-division multiplexed DWDM transmission with 14-b/s/Hz aggregate spectral efficiency over a 76.8-km seven-core fiber," *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16665–16671, Aug. 2011, doi: 10.1364/OE.19.016665.
- [15] H. Takara *et al.*, "120.7-Tb/s (7 SDM/180 WDM/95.8 Gb/s) MCF-ROPA un epeateder transmission of PDM-32QAM channels over 204 km," in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2014.6964265.
- [16] K. Takeshima *et al.*, "51.1-Tbit/s MCF Transmission Over 2520 km Using Cladding-Pumped Seven-Core EDFAs," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 2, pp. 761–767, Jan. 2016.
- [17] H. Takara *et al.*, "1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency," in *European Conference and Exhibition on Optical Communication (2012)*, paper Th.3.C.1, Sep. 2012, p. Th.3.C.1. doi: 10.1364/ECEOC.2012.Th.3.C.1.

- [18] A. Sano *et al.*, “409-Tb/s + 409-Tb/s crosstalk suppressed bidirectional MCF transmission over 450 km using propagation-direction interleaving,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 14, pp. 16777–16783, Jul. 2013, doi: 10.1364/OE.21.016777.
- [19] J. Sakaguchi *et al.*, “19-core fiber transmission of 19×100×172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s,” in *Optical Fiber Communication Conference (2012)*, paper PDP5C.1, Mar. 2012, p. PDP5C.1. doi: 10.1364/OFC.2012.PDP5C.1.
- [20] B. J. Puttnam *et al.*, “2.15 Pb/s transmission using a 22 core homogeneous single-mode multi-core fiber and wideband optical comb,” in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sep. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/ECOC.2015.7341685.
- [21] T. Mizuno *et al.*, “32-core Dense SDM unidirectional transmission of PDM-16QAM signals over 1600 km using crosstalk-managed single-mode heterogeneous multicore transmission line,” in *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2016, pp. 1–3.
- [22] H. Takeshita *et al.*, “First Demonstration of Uncoupled 4-Core Multicore Fiber in a Submarine Cable Prototype with Integrated Multicore EDFA,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022 (2022)*, paper M4B.1, Mar. 2022, p. M4B.1. doi: 10.1364/OFC.2022.M4B.1.
- [23] T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, T. Nakanishi, and T. Taru, “Coupled Multi-Core Optical Fiber Suitable for Long-Haul Transmission,” p. 5.
- [24] T. Sakamoto *et al.*, “Twisting-Rate-Controlled 125 μm Cladding Randomly Coupled Single-Mode 12-Core Fiber,” *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 2, pp. 325–330, Jan. 2018.
- [25] R. Ryf *et al.*, “Long-Distance Transmission over Coupled-Core Multicore Fiber,” in *ECOC 2016 - Post Deadline Paper; 42nd European Conference on Optical Communication*, Sep. 2016, pp. 1–3.
- [26] G. Rademacher *et al.*, “A Comparative Study of Few-Mode Fiber and Coupled-Core Multi-Core Fiber Transmission,” *J. Light. Technol.*, vol. 40, no. 6, pp. 1590–1596, Mar. 2022, doi: 10.1109/JLT.2021.3124521.
- [27] G. M. Saridis, D. Alexandropoulos, G. Zervas, and D. Simeonidou, “Survey and Evaluation of Space Division Multiplexing: From Technologies to Optical Networks,” *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 17, no. 4, pp. 2136–2156, 2015, doi: 10.1109/COMST.2015.2466458.
- [28] H. Uemura, K. Omichi, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiha, “Fused taper type fan-in/fan-out device for 12 core multi-core fiber,” in *2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology*, Jul. 2014, pp. 49–50.
- [29] K. Watanabe, T. Saito, and M. Shiino, “Development of fiber bundle type fan-out for 19-core multicore fiber,” in *2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology*, Jul. 2014, pp. 44–46.
- [30] V. I. Kopp, J. Park, J. Singer, D. Neugroschl, and A. Gillooly, “Low Return Loss Multicore Fiber-Fanout Assembly for SDM and Sensing Applications,” in *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2020, pp. 1–3.
- [31] M. Yoshida, T. Hirooka, and M. Nakazawa, “Low-loss and reflection-free fused type fan-out device for 7-core fiber based on a bundled structure,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 16, pp. 18817–18826, Aug. 2017, doi: 10.1364/OE.25.018817.
- [32] K. Watanabe, M. Takahashi, R. Sugizaki, and Y. Arashitani, “Four-core Fan-in/Fan-out applicable for O to L-band operation,” in *26th Optoelectronics and Communications Conference (2021)*, paper T2C.4, Jul. 2021, p. T2C.4. doi: 10.1364/OECC.2021.T2C.4.
- [33] H. Uemura, K. Takenaga, T. Ori, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiha, “Fused taper type fan-in/fan-out device for multicore EDF,” in *2013 18th OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS)*, Jun. 2013, pp. 1–2.
- [34] L. Gan *et al.*, “Ultra-Low Crosstalk Fused Taper Type Fan-In/Fan-Out Devices for Multicore Fibers,” in *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2019, pp. 1–3.
- [35] K. Watanabe, T. Saito, K. Imamura, and M. Shiino, “Development of fiber bundle type fan-out for multicore fiber,” in *2012 17th Opto-Electronics and Communications Conference*, Jul. 2012, pp. 475–476. doi: 10.1109/OECC.2012.6276529.

- [36] O. Shimakawa, M. Shiozaki, T. Sano, and A. Inoue, "Pluggable Fan-out realizing Physical-contact and low coupling loss for Multi-core fiber," in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013 (2013)*, paper OM3I.2, Mar. 2013, p. OM3I.2. doi: 10.1364/OFC.2013.OM3I.2.
- [37] M. Yoshida, T. Hirooka, and M. Nakazawa, "Fused type fan-out device for multi-core fiber based on bundled structure," in *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2016, pp. 1–3.
- [38] K. Watanabe and T. Saito, "Compact fan-out for 19-core multicore fiber, with high manufacturability and good optical properties," in *2015 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Jun. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/OECC.2015.7340323.
- [39] M. Joindot, "Fibres optiques pour télécommunications," *Techniques de l'Ingénieur*. <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/technologies-de-l-information-th9/techniques-et-systemes-de-transmission-en-reseaux-et-telecoms-42293210/fibres-optiques-pour-telecommunications-e7110/> (accessed May 22, 2022).
- [40] K. Shikama, Y. Abe, H. Ono, and A. Aratake, "Low-Loss and Low-Mode-Dependent-Loss Fan-In/Fan-Out Device for 6-Mode 19-Core Fiber," *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 2, pp. 302–308, Jan. 2018, doi: 10.1109/JLT.2017.2765404.
- [41] Á. Morales, I. T. Monroy, F. Nordwall, and T. Sørensen, "50 GHz optical true time delay beamforming in hybrid optical/mm-wave access networks with multi-core optical fiber distribution," *Chin. Opt. Lett.*, vol. 16, no. 4, p. 040603, Apr. 2018.
- [42] M. Morant, A. Trinidad, E. Tangdiongga, T. Koonen, and R. Llórente, "5G NR Multi-Beam Steering Employing a Photonic TTD Chip Assisted by Multi-Core Fiber," in *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Mar. 2019, pp. 1–3.
- [43] M. Morant, A. Trinidad, E. Tangdiongga, T. Koonen, and R. Llorente, "Experimental Demonstration of mm-Wave 5G NR Photonic Beamforming Based on ORRs and Multicore Fiber," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, no. 7, pp. 2928–2935, Jul. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2894402.
- [44] M. Morant, L. Gonzalez-Guerrero, C. C. Renaud, and R. Llorente, "Multicore fiber-assisted photonic sub-THz generation for full-duplex wireless transmission," in *Broadband Access Communication Technologies XV*, Mar. 2021, vol. 11711, pp. 103–108. doi: 10.1117/12.2581494.
- [45] H. Zhang *et al.*, "Aggregated 1.059 Tbit/s photonic-wireless transmission at 350 GHz over 10 meters," in *26th Optoelectronics and Communications Conference (2021)*, paper T5A.3, Jul. 2021, p. T5A.3. doi: 10.1364/OECC.2021.T5A.3.
- [46] C. Labbé and B. Plancoulaine, "Faisceaux gaussiens - Théorie et mesures," *Opt. Photonique*, Jan. 2022, doi: 10.51257/a-v1-e4042.
- [47] S. Bondarenko, M. Hülsemann, A. Mai, and P. Steglich, "Fiber-to-chip light coupling using a graded-index lensed fiber collimator," *Opt. Eng.*, vol. 60, no. 1, p. 014105, Jan. 2021, doi: 10.1117/1.OE.60.1.014105.
- [48] D. M. Nguyen, "Investigations et caractérisations de fibres et guides optiques très fortement non-linéaires," *Optique/Photonique*. Université de Rennes 1, 2011, p. 263.
- [49] W. Jung, W. A. Benalcazar, A. Ahmad, U. Sharma, H. Tu, and S. A. B. M.d, "Numerical analysis of gradient index lens-based optical coherence tomography imaging probes," *J. Biomed. Opt.*, vol. 15, no. 6, p. 066027, Nov. 2010, doi: 10.1117/1.3523374.
- [50] Y. Mao, S. Chang, S. Sherif, and C. Flueraru, "Graded-index fiber lens proposed for ultrasmall probes used in biomedical imaging," *Appl. Opt.*, vol. 46, no. 23, pp. 5887–5894, Aug. 2007, doi: 10.1364/AO.46.005887.
- [51] M. Thual, D. Malarde, B. Abherve-Guegen, P. Rochard, and P. Chanclou, "Truncated Gaussian beams through microlenses based on a graded-index section," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 1, p. 015402, Jan. 2007, doi: 10.1117/1.2431798.
- [52] C. Wang, Y. Zhang, J. Sun, J. Li, X. Luan, and A. Asundi, "High-Efficiency Coupling Method of the Gradient-Index Fiber Probe and Hollow-Core Photonic Crystal Fiber," *Appl. Sci.*, vol. 9, no. 10, Art. no. 10, Jan. 2019, doi: 10.3390/app9102073.

- [53] G. Chen, H. Deng, and L. Yuan, "Optimization of GRIN lenses coupling system for twin-core fiber interconnection with single core fibers," *Opt. Commun.*, vol. 418, pp. 10–15, Jul. 2018, doi: 10.1016/j.optcom.2018.02.036.
- [54] P. Chanclou, M. Thual, J. Lostec, D. Pavy, M. Gadonna, and A. Poudoulec, "Collective Microoptics on Fiber Ribbon for Optical Interconnecting Devices," *J. Light. Technol.*, vol. 17, no. 5, p. 924, May 1999.
- [55] Edmund Optics, "Gaussian Beam Propagation | Edmund Optics." <https://www.edmundoptics.eu/knowledge-center/application-notes/lasers/gaussian-beam-propagation/> (accessed May 23, 2022).
- [56] P.-I. Dietrich *et al.*, "Printed freeform lens arrays on multi-core fibers for highly efficient coupling in astrophotonic systems," *Opt. Express*, vol. 25, no. 15, pp. 18288–18295, Jul. 2017, doi: 10.1364/OE.25.018288.
- [57] Y. Kamiura, T. Kurisawa, C. FUJIKAWA, and O. MIKAMI, "High optical coupling efficiency of polymer microlens and pillar on single mode fiber for silicon photonics," *Jpn. J. Appl. Phys.*, 2022, doi: 10.35848/1347-4065/ac6386.
- [58] Thorlabs, "Ø1" N-BK7 Best Form Spherical Lenses, Uncoated." https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=900 (accessed May 23, 2022).

Chapitre 3 : Design, fabrication et caractérisation d'une fibre multi-cœurs fonctionnalisée

3.1. Choix des propriétés opto-géométriques	102
3.2. Fabrication.....	105
3.2.1. Réalisation d'une préforme mère par MCVD	105
3.2.2. Etirage/assemblage	106
3.3. Caractérisation des propriétés de guidage des fibres réalisées.....	108
3.3.1. Caractérisation géométrique.....	108
3.3.1.1. Caractérisation géométrique des fibres à l'aide du MEB	108
3.3.1.2. Calcul des pas entre cœurs des fibres par interférométrie transverse (IFA)	112
3.3.2. Caractérisation optique des fibres	113
3.3.2.1. Mesures via la caméra.....	113
a. Calcul du MFD.....	114
b. Calcul du taux de couplage entre cœurs.....	115
3.3.2.2. Mesure du MFD en champ lointain.....	119
a. Description du banc expérimental	119
b. Résultats des mesures de MFD en champ lointain	121
3.3.2.3. Mesures OTDR.....	122
a. Description du dispositif de mesure.....	122
b. Méthode de calcul du coefficient d'atténuation linéique.....	123
c. Résultats des mesures OTDR	123
3.4. Fibre équipée de Fan-In/Fan-Out.....	125
3.5. Couplage entre la MCF et les UTC-PD	125
3.5.1. Résultats de caractérisation des microlentilles GRIN.....	126
3.5.2. Couplage à l'aide d'un réseau de microlentilles.....	129
3.5.3. Couplage à l'aide de lentilles best form	130
3.6. Conclusion	136
Références.....	137

Dans ce chapitre, nous décrivons tout d'abord les étapes de design, de fabrication et de caractérisation de deux fibres multi-cœurs (MCF). Notre application nécessite une MCF à maille carrée ayant un pas entre cœurs de $15\ \mu\text{m}$ avec un MFD de $4\ \mu\text{m}$ environ à la longueur d'onde de $1,55\ \mu\text{m}$ (fibre A) et d'une MCF équivalente mais présentant un pas de $20\ \mu\text{m}$ (fibre B). Les deux fibres doivent être monomodes à $1,55\ \mu\text{m}$ et le taux de couplage entre cœurs dans ces fibres doit être le plus faible possible pour minimiser la diaphonie au niveau des UTC-PD. Les pertes des fibres n'ont pas fait l'objet de spécifications particulières dans le cahier de charges étant donné que la longueur de fibre que nous comptons utiliser pour exciter les UTC-PD est faible (environ 70-80 cm).

Dans ce chapitre, nous traitons aussi des dispositifs de couplage : le premier permet d'adresser sélectivement les cœurs de la MCF, le second assure le couplage de la lumière de la MCF vers le réseau d'UTC-PD. A ce propos, le cahier de charges impose un dispositif permettant d'obtenir des spots de $4\ \mu\text{m}$ de diamètre pour une distance de travail d'une centaine de microns. Le dispositif d'adressage sélectif des cœurs doit, quant à lui, présenter des pertes d'insertion et une diaphonie les plus faibles possible. Les pertes de couplage de la fibre fonctionnalisée seront également évaluées.

3.1. Choix des propriétés opto-géométriques

Méthodologie

La figure 3.1 illustre une fibre de 4 cœurs.



Figure 3.1. Illustration d'une fibre de 4 cœurs

Le design d'une fibre commence par le choix des propriétés opto-géométriques, c'est-à-dire le rayon de cœur de la fibre et son profil d'indice qui sont conditionnés, dans notre cas, par la longueur d'onde de travail et le MFD recherché.

La première étape consiste à identifier, à l'aide d'un mode solver, un profil d'indice et une taille de cœur qui permettent d'approcher le MFD attendu. Elle est réalisée en considérant des profils d'indice de réfraction parfaits et a pour but de fixer une cible pour la réalisation de la préforme. Le profil d'indice étant fixé, la deuxième étape consiste à dimensionner, avec une légère majoration, le diamètre de cœur de la préforme et le diamètre de préforme qui permettraient de respecter le rapport final cœur/pas sur la fibre.

La troisième étape consiste en la réalisation de la préforme. La mesure de son profil d'indice permet de relancer les calculs de modes afin de trouver le facteur d'étirage (facteur d'échelle) le plus propice.

Lors de la quatrième et dernière étape, on procède à un réajustement (par attaque chimique avec bain de fluorure d'hydrogène par exemple) du diamètre extérieur de la préforme si celui-ci est trop élevé par rapport au rapport cœur/pas visé. Après quoi, commence la phase de fabrication de la fibre.

Application

Dans notre cas, le MFD recherché est de 4 μm . Les limites technologiques de fabrication imposent une différence d'indice de réfraction maximale $\Delta n = 30 \cdot 10^{-3}$ à 1,55 μm . Dans le but de fixer une cible pour la réalisation de préforme, nous calculons, à l'aide du code Matlab de calcul de modes présenté au Chapitre 2, l'évolution du MFD en fonction du rayon de cœur pour une fibre de profil à saut d'indice parfait et une fibre à gradient d'indice parfait. Nous nous limitons à ces deux types de profil d'indice car ils sont plus répandus [1]. La Figure 3.1 illustre les résultats respectivement obtenus.

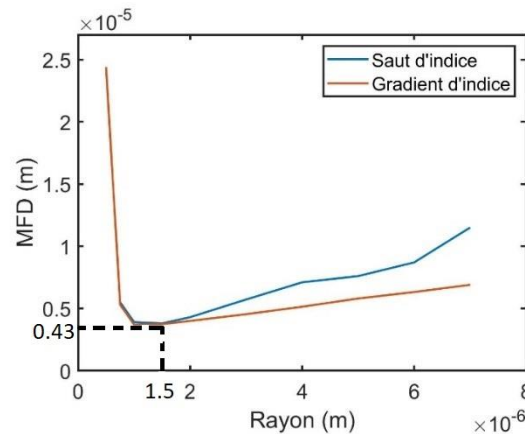


Figure 3.2. MFD en fonction du rayon de cœur ($\Delta n=30 \cdot 10^{-3}$) à 1,55 μm pour des profils parfaits

La Figure 3.2 montre que pour cette fibre, il faut un rayon de cœur autour de 1,5 μm pour atteindre le MFD recherché, aussi bien en utilisant un profil à saut d'indice qu'un profil à gradient d'indice. Le MFD souhaité pouvant être atteint dans les deux cas, nous choisissons par conséquent de fabriquer une préforme à saut d'indice car le temps et la complexité du processus de fabrication de cette dernière sont moindres comparativement à ceux nécessaires pour une préforme à gradient d'indice. Afin de respecter les rapports finaux sur fibre, le rayon de cœur de la préforme et le diamètre de préforme doivent remplir la condition énoncée par l'Equation (3.1) :

$$\frac{r_{\text{cpreforme}}}{d_{\text{preforme}}} = \frac{r_{\text{cfibre}}}{\text{pas}}, \quad (3.1)$$

où $r_{\text{cpreforme}}$, r_{cfibre} , d_{preforme} et pas désignent le rayon de cœur de la préforme, le rayon de cœur de la fibre, le diamètre de la préforme et le pas entre cœurs de la MCF, respectivement. Cette équation n'est valable que dans le cas d'un assemblage direct des tiges issues de la préforme (barreaux disposés côte-à-côte) pour former les cœurs de la MCF. Après calcul, nous trouvons qu'il faut un rayon de préforme de 1,6 mm et 1,2 mm respectivement pour la fibre A (pas de 15 μm) et la fibre B (pas de 20 μm), le diamètre usuel de la préforme étant de 16 mm. A l'issue de leur réalisation par MCVD (voir section 3.2.1 ci-après), on observe que les

préformes réalisées ont respectivement un rayon de cœur de 1,9 mm et 1,3 mm. On note une légère majoration par rapport aux valeurs obtenues analytiquement. La différence d'indice maximale mesurée sur les préformes réalisées, à l'aide du profilomètre P106 de la société PK, est de 28.10^{-3} la fibre A et de 25.10^{-3} pour la fibre B (courbes bleues des Figures 3.2.a et b). Nous implémentons de nouveau le mode solver avec les profils d'indice réels des deux préformes. Cela conduit à un rayon de cœur de $1,74 \mu\text{m}$ et un facteur d'échelle adéquat de $0,9.10^{-3}$ dans le cas de la fibre A puis un rayon de cœur de $1,5 \mu\text{m}$ et un facteur d'échelle adéquat de $1,25.10^{-3}$ dans le cas de la fibre B, pour obtenir un MFD de $4,04 \mu\text{m}$ environ. Ces valeurs de facteur d'échelle sont adéquates car non seulement elles assurent un comportement monomode de la fibre à $1,55 \mu\text{m}$ ($V=1,64 < 2,405$) mais aussi l'intensité du mode fondamental a une forme quasi-gaussienne, comme nous pouvons le constater sur les courbes en orange des Figures 3.3.a et 3.3.b. Nous remarquons que les sommets des profils de préforme ne sont pas plats comme celui d'un profil à saut d'indice parfait. Une fois les facteurs d'étirage fixés, le diamètre extérieur de la préforme sera réajusté par une attaque chimique afin de respecter le rapport cœur/pas visé.

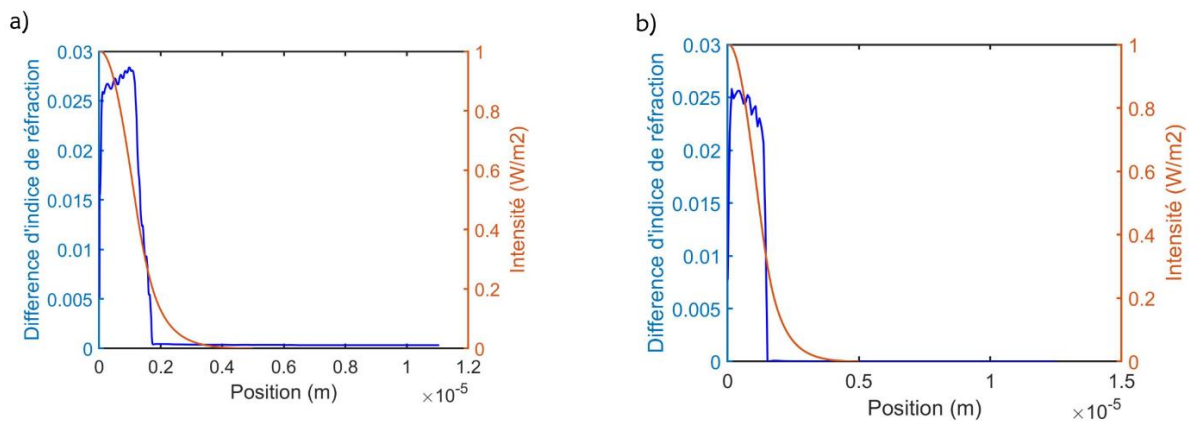


Figure 3.3. a) Profil d'indice de réfraction de la fibre A (bleu) et intensité de son mode fondamental (orange). b) Profil d'indice de réfraction de la fibre B (bleu) et intensité de son mode fondamental (orange)

Dans le Tableau 3.1 sont résumées les caractéristiques opto-géométriques des préformes réalisées et des fibres A et B attendues.

	Fibre A	Fibre B
Pas attendu (μm)	15	20
Δn	28.10^{-3}	25.10^{-3}
$r_{c\text{preforme}}$ (mm)	1,93	1,3
Profil	~Saut d'indice	~Saut d'indice
Facteur d'échelle	$0,9.10^{-3}$	$1,25.10^{-3}$
$r_{c\text{fibre}}$ prévu (μm)	1,74	1,5
MFD à $1,55 \mu\text{m}$ prévu (μm)	4,0	4,0
Monomode à $1,55 \mu\text{m}$ (μm)	Oui ($V=2,01$)	Oui ($V=1,64$)

Tableau 3.1. Tableau récapitulatif des caractéristiques opto-géométriques des préformes réalisées et des fibres A et B attendues

3.2. Fabrication

La fabrication d'une fibre optique passe par plusieurs étapes parmi lesquelles figurent la réalisation de la préforme dont les dimensions ont été préalablement déterminées, suivie de l'étirage/fibrage. Lorsqu'il est particulièrement question d'une MCF, une étape d'assemblage s'insère dans le processus.

3.2.1. Réalisation d'une préforme mère par MCVD

Les préformes de nos MCF sont réalisées par MCVD (dépôt chimique en phase vapeur modifiée) à FiberTech Lille. Mise au point par Bell Labs en 1974, la technique MCVD est un procédé interne où un matériau vitreux (cœur) est déposé à l'intérieur d'un tube de silice qui constituera la gaine de la future fibre [2]. Un banc MCVD comprend généralement 3 éléments : un tour de verrier qui assure la rotation du tube et la translation d'une source de chaleur (un chalumeau dans notre cas), un cabinet de gaz qui contient les différents précurseurs nécessaires aux réactions chimiques et une armoire de commande permettant de piloter l'ensemble des phases de fabrication et d'intervenir manuellement en cas de besoin. La fabrication de la préforme par MCVD se déroule en plusieurs étapes. La première consiste à injecter des précurseurs sous forme de vapeur dans un tube en silice de 25 mm de diamètre extérieur. Ces vapeurs de précurseurs proviennent de sources liquides (SiCl_4 , GeCl_4 , ...) comme illustré sur la Figure 3.4.a. Ces vapeurs sont amenées jusque dans le tube réacteur via un gaz porteur généralement constitué d'un mélange d'oxygène et d'hélium.

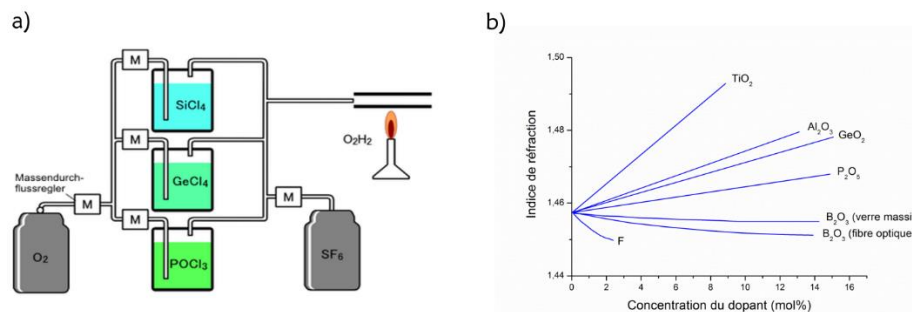
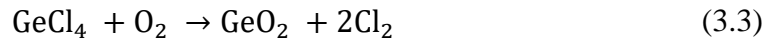
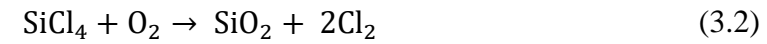


Figure 3.4. a) Illustration de la mise en œuvre des précurseurs lors d'un dépôt en phase vapeur de silice [3]. b) Schéma de l'indice de réfraction en fonction de la concentration de dopant pour différents composants sous leur forme oxydée [3].

Le tube est en rotation sur le tour. Sous l'action d'un chalumeau qui se déplace lentement dans un sens (dépôt) et rapidement dans l'autre sens (retour), le tube est localement chauffé et par conséquent les vapeurs de précurseurs s'oxydent. Il se dépose un mélange poreux appelé suie qui se vitrifie aussitôt grâce à l'action du chalumeau. Les Equations (3.2) et (3.3) donnent respectivement l'équation bilan de l'oxydation du chlorure de silicium et celle du chlorure de

germanium. Pour que les réactions soient complètes, il faut que la température des gaz dans la zone réactionnelle soit suffisante (1300°C, typiquement).



La vitrification de la suie conduit à une fine couche de verre (densifiée et transparent) de 10-20 µm. La vitesse de vitrification des suies dépend de plusieurs paramètres tels que la température et la longueur de la zone chaude ou encore le type de dopants utilisés. La troisième étape consiste à répéter l'opération en changeant, si besoin, le mélange gazeux pour déposer d'autres couches afin d'obtenir le profil de concentration en dopant (donc l'indice de réfraction) souhaité. La relation entre l'indice de réfraction et la concentration de dopants introduits sous forme d'oxydes dans la silice est présentée sur la Figure 3.4.b. La dernière étape de fabrication de la préforme se résume à l'opération de rétreint et de fermeture. Elle intervient lorsque le dépôt interne correspond au diamètre de cœur recherché pour la préforme. S'effectuant dans des conditions de chauffe plus importante (1900 à 2000° C, température de ramollissement de la silice) et un ralentissement de la vitesse de déplacement du chalumeau, elle permet de réduire le diamètre du tube en silice de 30 mm à environ 16 mm, jusqu'à sa fermeture complète. En fonction de l'épaisseur des couches déposées, cette phase prend beaucoup de temps car, non seulement, il faut effectuer plusieurs passes de chalumeau mais, aussi, parce que la vitesse de ce dernier est réduite à quelques centimètres par minute, la longueur typique d'une préforme étant de quelques mètres.

3.2.2. Etirage/assemblage

Les principales phases qui ont lieu après la fabrication de la préforme sont indiquées sur la Figure 3.4. Il s'agit notamment d'un certain nombre d'étrirage/fibrage et d'assemblage.

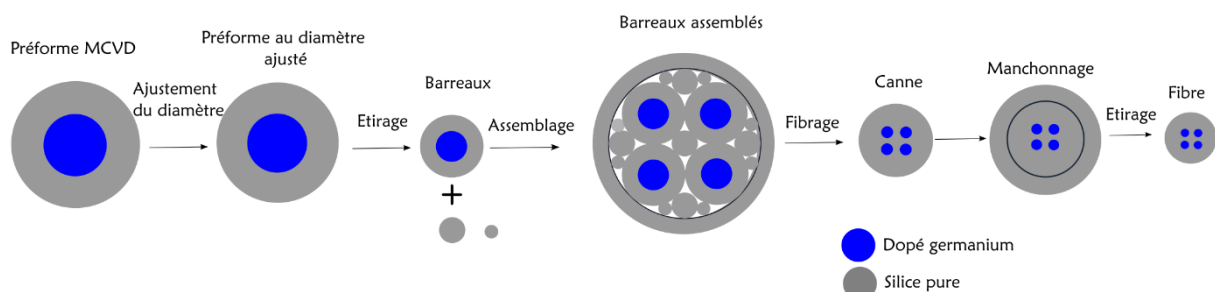


Figure 3.5. Principales étapes de fabrication d'une MCF

Conformément à ce qui est indiqué sur la Figure 3.5, la préforme obtenue par MCVD est d'abord réajustée en terme de diamètre extérieur, puis chauffée à 2130°C et étirée de sorte à former des barreaux dont la partie centrale constituée de silice dopée à l'oxyde de germanium constituera les cœurs de la future fibre. A côté des barreaux dopés, sont fabriqués des barreaux en silice pure de différents diamètres à partir de barreaux centimétriques en silice pure qui feront partie de la gaine de la fibre. Pour effectuer l'opération d'étirage, on emploie l'équipement schématisé sur la Figure 3.6.

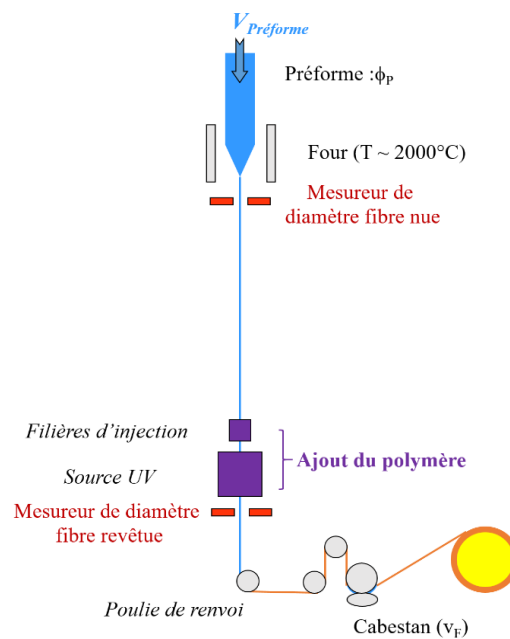


Figure 3.6. Schéma de la procédure d'étirage/fibrage

Après quelques minutes d'attente, l'extrémité basse de la préforme introduite dans un four chauffé à 2000°C environ, coule sous son propre poids pour constituer une goutte de verre qui servira d'amorce au fibrage. Un dispositif permet de mesurer le diamètre des barreaux ou de la fibre tout juste en sortie du four. Quand il s'agit de l'étirage de fibre, un cabestan est utilisé pour contrôler la vitesse de tirage de la fibre, la vitesse de descente de la préforme dans le four étant également pilotée. En revanche, quand il s'agit de l'étirage de barreau, c'est un tracteur qui est utilisée. Le diamètre de la préforme, ϕ_p , sa vitesse de descente, v_p , le diamètre des barreaux, ϕ_b et la vitesse, v_b à laquelle ils sont tractés sont liés par l'Equation (3.4) qui reflète la conservation de matière :

$$\phi_b^2 v_b = \phi_p^2 v_p . \quad (3.4)$$

Les différents barreaux sont ensuite assemblés dans un tube en silice. Les barreaux dopés sont placés en maille carrée suivant la disposition de cœurs recherchée. Les barreaux non dopés sont insérés dans les espaces non occupés par les barreaux dopés afin d'ajuster la géométrie de

l'ensemble. Une canne est fibrée à partir de l'assemblage précédemment obtenu. Cette canne est d'abord manchonnée (mise dans un tube de silice) puis étirée afin d'obtenir les dimensions attendues de la MCF (un diamètre de 165/250 μm et un pas entre cœurs de 15/20 μm respectivement pour les fibres A et B). Cela suppose évidemment de bien ajuster le rapport entre la vitesse de descente de la canne et celle du cabestan. Enfin, il est nécessaire d'appliquer un revêtement à la fibre pour la protéger contre les agressions de l'environnement notamment la poussière et l'humidité et surtout pour améliorer ses propriétés mécaniques. Pour ce faire, l'équipement de fibrage (voir Figure 3.6) comprend un dispositif d'ajout de revêtement, placé entre la sortie du four et le cabestan. Ce dispositif applique de la résine sous forme liquide à la fibre puis une source UV en assure la polymérisation. La distance entre le four et le dispositif d'ajout de la résine doit être telle que la fibre arrivant au dispositif doit être suffisamment refroidie. Un bon revêtement est un revêtement qui a les caractéristiques suivantes : bonne géométrie (concentricité, régularité pour éviter les phénomènes de courbure), bonne adhésion à la fibre mais aussi facilité d'enlèvement pour les opérations de connexion, imperméabilité à l'eau et stabilité dans le temps [3]. Par cette démarche, deux MCF ont été réalisées au sein de la plateforme FiberTech Lille, selon le cahier de charges énoncé dans le Chapitre 1. Elles seront notées A et B dans la suite.

3.3. Caractérisation des propriétés de guidage des fibres réalisées

Une fois réalisées, les MCF passent à la phase de caractérisation. Cette dernière consiste en l'évaluation des propriétés opto-géométriques des fibres afin de s'assurer qu'elles sont conformes au cahier de charges. Les propriétés géométriques (pas, diamètre de cœur, diamètre de gaine) sont, ici, mesurées à l'aide des microscopes optique et électronique et de l'interférométrie transverse (analyseur d'indice IFA de la société InterFiber Analysis). Les propriétés optiques, quant à elles, sont principalement évaluées à l'aide d'une caméra (mesure du MFD et du taux de couplage) et d'un réflectomètre optique (mesure du coefficient d'atténuation linéique).

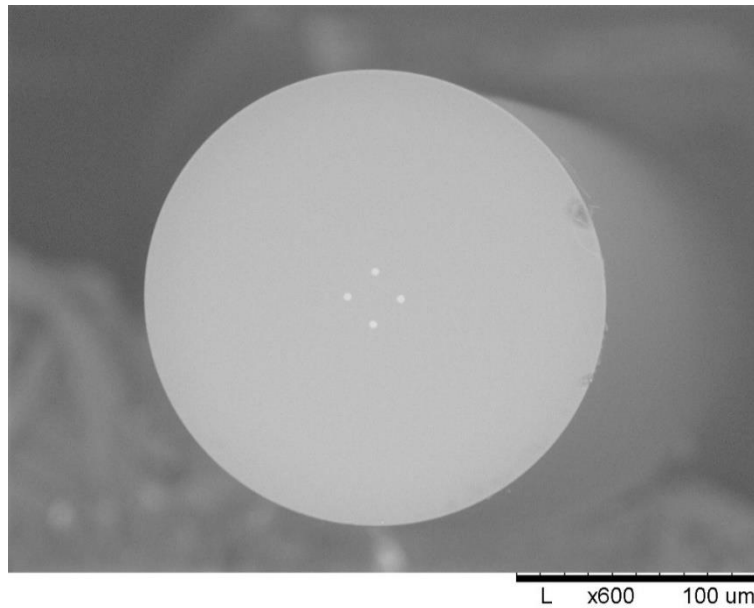
3.3.1. Caractérisation géométrique

Dans un premier temps, nous nous intéressons à la caractérisation géométrique des fibres, c'est-à-dire leurs dimensions : pas, diamètre de cœur, diamètre de gaine. Pour effectuer les mesures, nous utilisons un Microscope Electronique à Balayage (MEB), puis l'interféromètre. Ensuite nous comparons les résultats de ces deux méthodes complémentaires.

3.3.1.1. Caractérisation géométrique des fibres à l'aide du MEB

Le MEB est un microscope qui permet, entre autres, de mesurer les dimensions des fibres optiques [4]. En fonction du facteur de grossissement sur lequel il est réglé, il est possible de mesurer de très petites distances telles que le rayon du cœur de la fibre. Nous avons fait plusieurs tirages avant d'obtenir des fibres dont les dimensions satisfaisaient le cahier de charges, particulièrement le pas entre cœurs. En termes de pas, nous voulons une fibre de 15 μm et une autre de 20 μm de pas. La Figure 3.7 montre les photos MEB de quelques tirages.

a)



b)

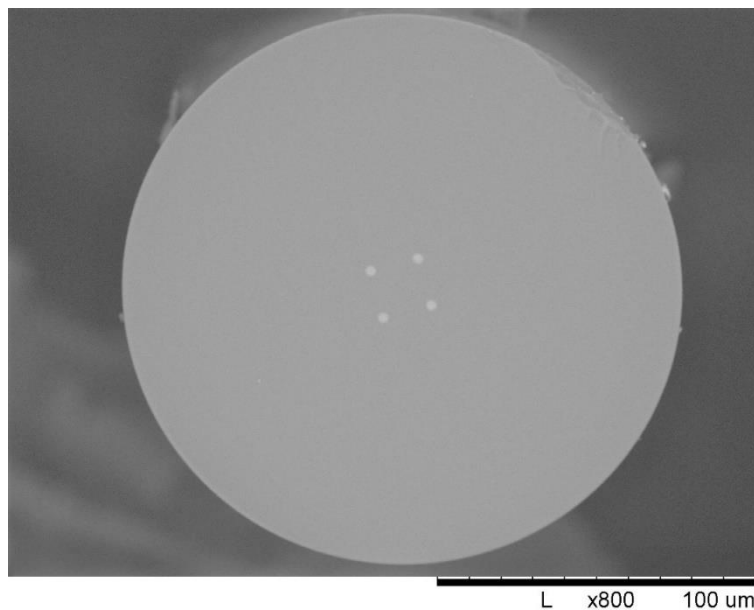
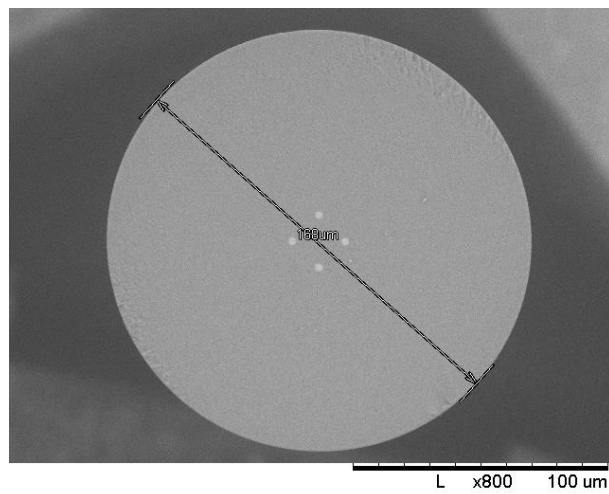


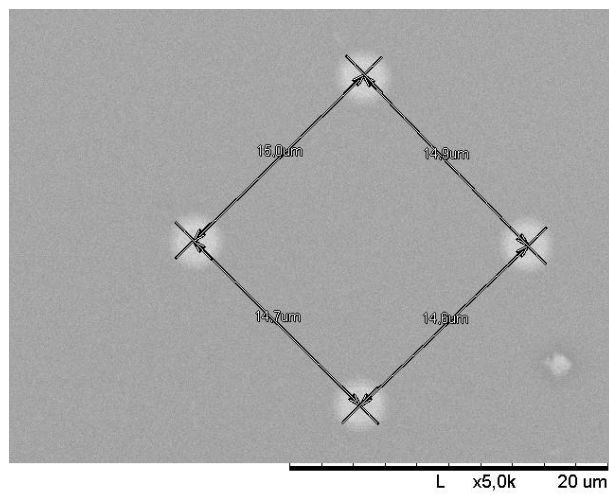
Figure 3.7. Photos MEB de différentes fibres. a) TF4127A. b) TF4131B

Les tirages qui satisfont à nos critères en termes de pas sont TF4135D pour le pas de 15 μm et TF4155B pour le pas de 20 μm . Dans la suite de cette thèse, nous ne considérerons que ces deux fibres dont les photos MEB sont illustrées respectivement sur la Figure 3.8 et la Figure 3.9. Nous les nommons fibre A et B, respectivement.

a)



b)



c)

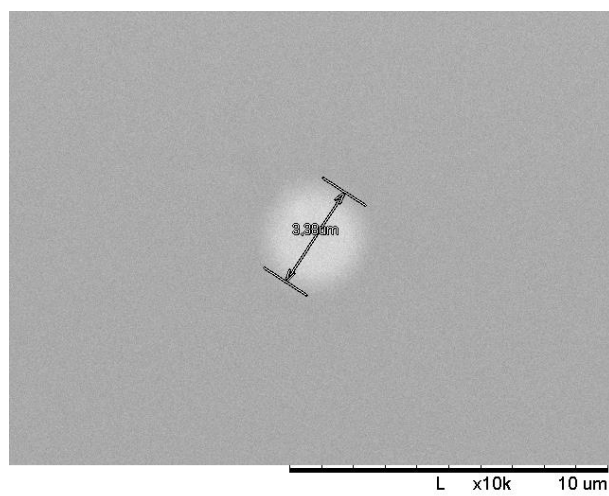
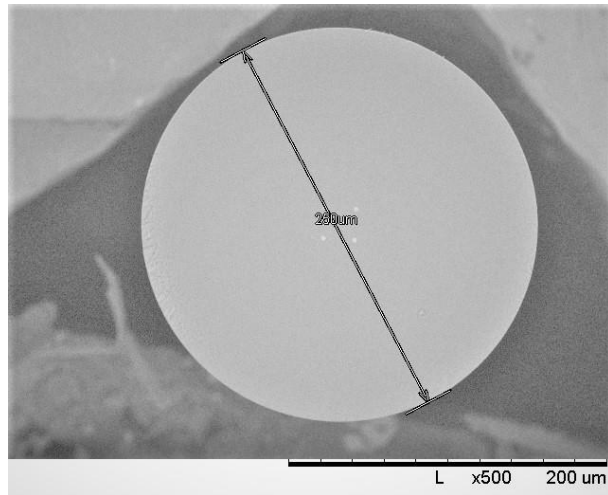
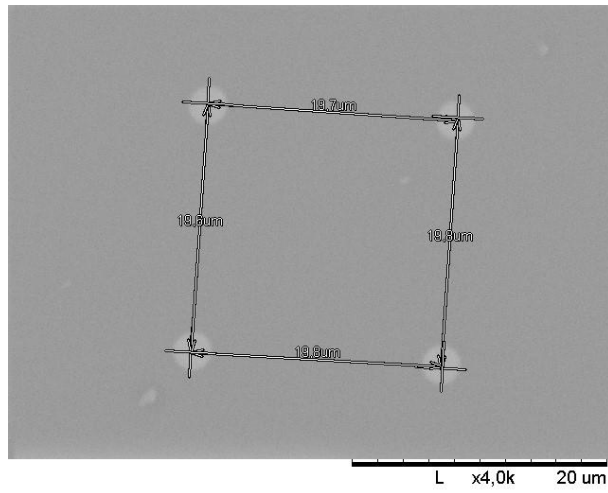


Figure 3.8. Photos MEB et mesure des dimensions de la fibre A

a)



b)



c)

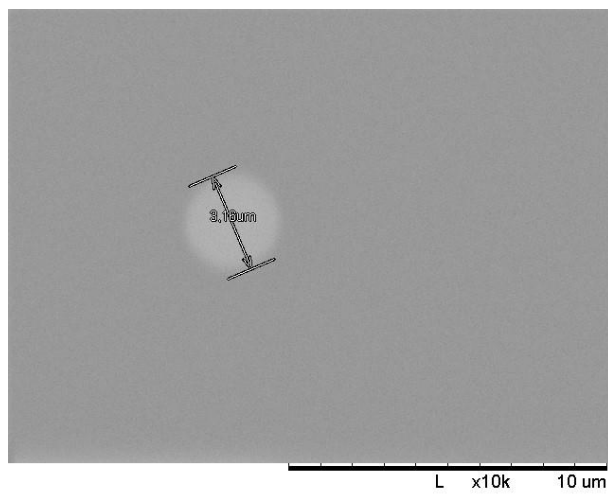


Figure 3.9. Photos MEB et mesure des dimensions de la fibre B

Nous obtenons, pour la fibre A, un diamètre de cœur de 3,38 μm , un diamètre de gaine de 168 μm , un pas moyen de 14,8 μm . Les dimensions de la fibre B sont : 250 μm pour le diamètre de gaine, 3,16 μm pour le diamètre de cœur et 19,7 μm de pas moyen. Les dimensions de cœurs mentionnées assurent un comportement monomodal des fibres A et B à 1,55 μm . En plus de la méthode MEB, il est possible de mesurer le pas des fibres sur les profils d'indice 2D issus des mesures par interférométrie transverse.

3.3.1.2. Calcul des pas entre cœurs des fibres par interférométrie transverse (IFA)

La mesure à l'IFA (<http://www.amstechnologies.com/fr/products/optical-technologies/equipment/fiber-optic-test-measurement/measurement-of-fiber-properties/index-of-refraction/view/ifa-100-refractive-index-profiler-for-optical-fibers/>) d'un petit bout de fibre (20 cm environ) fournit une image 2D de son profil d'indice. Le pas des fibres se calcule en s'appuyant sur cette image 2D. Nous utilisons un programme Matlab qui calcule la distance entre les cœurs à partir de leurs coordonnées en pixels sur l'image 2D. Le programme repose sur la formule générale permettant de calculer la distance entre deux points A(x_1, y_1) et B(x_2, y_2) dans un plan :

$$AB = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} . \quad (3.5)$$

Ensuite, il s'agit de multiplier la distance en pixel par la résolution c'est-à-dire la relation entre pixels et μm . L'image 2D de la fibre A mesurée à l'IFA est illustrée sur la Figure 3.10 :

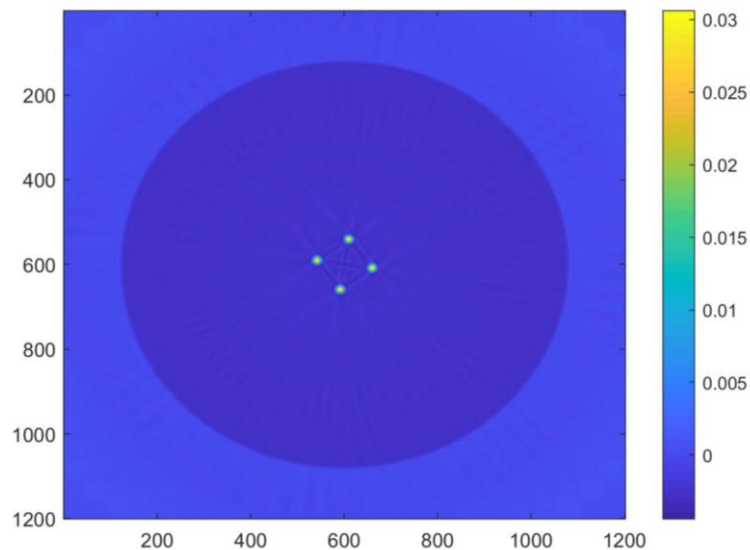


Figure 3.10. Image 2D du profil d'indice de la fibre A mesurée à l'IFA

Après extraction des coordonnées des cœurs en pixel, nous calculons les pas et le pas moyen. Pour la fibre A, on trouve un pas moyen de 15,0 μm et pour la fibre B un pas moyen de 20,1 μm . Les caractéristiques géométriques des fibres sont résumées dans le Tableau 3.2 où la précision est de 0,3-0,5 μm .

Paramètres mesurés	Fibre A		Fibre B	
	MEB	IFA à 650nm	MEB	IFA à 650nm
Diamètre de la gaine (μm)	168	166	250	248
Diamètre du cœur (μm)	3,4	3,5	3,2	3,0
Pas moyen (μm)	14,8	15,0	19,7	20,1

Tableau 3.2. Récapitulatif des paramètres géométriques des fibres

Conclusion : Les résultats de mesure à l'IFA et au MEB sont très proches. Néanmoins, nous estimons que les mesures à l'IFA sont plus précises. En effet, le MEB utilisé est un mini-MEB, c'est-à-dire que sa résolution est inférieure à celle d'un MEB classique. Ainsi, nous retenons que pour la fibre A, le diamètre est de 168 μm , le diamètre de cœur de 3,48 μm et le pas moyen de 15 μm . Concernant la fibre B, le diamètre est de 250 μm , le diamètre de cœur de 3 μm et le pas moyen de 20,1 μm . Ces caractéristiques répondent très bien aux exigences du cahier de charges (moins de 1% d'écart sur le pas).

3.3.2. Caractérisation optique des fibres

La caractérisation optique des fibres nous amène à nous intéresser à leurs propriétés de transmission : MFD, taux de couplage entre cœurs et coefficient d'atténuation linéique. Pour cela, nous utilisons, d'une part, une caméra infrarouge qui servira à recueillir le profil d'intensité des cœurs et, ainsi, à calculer le MFD et le taux de couplage entre cœurs. D'autre part, nous présentons la mesure en champ lointain qui est une autre technique de mesure du MFD et nous terminerons cette partie par la mesure du coefficient d'atténuation linéique réalisée par réflectométrie optique.

3.3.2.1. Mesures via la caméra

Le banc expérimental schématisé sur la Figure 3.11.a pour but d'évaluer le MFD et le taux de couplage entre cœurs des fibres réalisées. Il permet l'injection de lumière à une longueur d'onde de 1,55 μm dans les différents cœurs de la MCF sous test via une fibre UHNA3 (fibre présentant une large ouverture numérique de 0,35) à laquelle elle est aboutée. La source optique utilisée est un supercontinuum de marque YSL dont la puissance d'émission est réglée à 48% (sa puissance maximale est de 7,5 W) et un taux de répétition de 1 MHz. Elle permet d'éviter les interférences sur la caméra en sortie. Le spectre des sources supercontinuum est large et relativement plat avec un haut degré de cohérence spatiale qui permet une bonne focalisation des faisceaux. Les deux miroirs sont de marque Thorlabs.

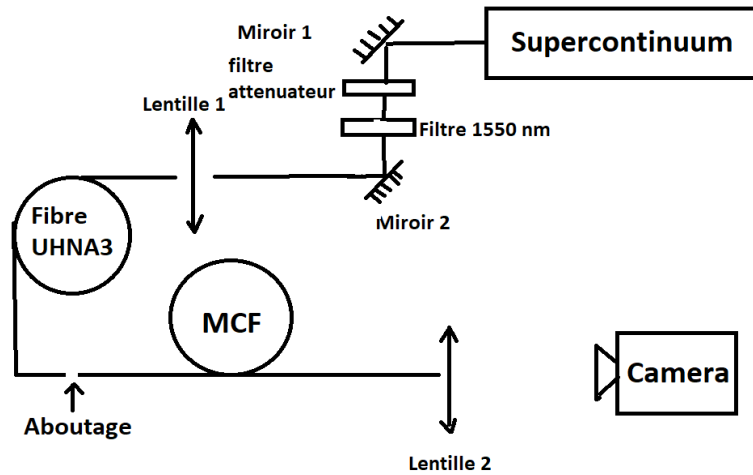


Figure 3.11. Schéma du montage de mesure du MFD et du taux de couplage à l'aide de la caméra

Deux lentilles sont utilisées, une première (C230TMD, type C, NL, $f=4,51$, $ON=0,55$) pour focaliser la lumière dans la fibre UHNA3 et une deuxième (C150TME, $f=2\text{mm}$, $ON=0,5$) pour focaliser le faisceau issu de la MCF sur la caméra. La fibre UHNA3 (de marque Nufern, distribuée par Thorlabs) est une fibre monomode, ayant une ouverture numérique de 0,35 et couvrant la gamme de spectre 960-1600 nm. Elle présente un MFD de $4,1 \pm 0,3 \mu\text{m}$ à 1550 nm. La caméra, de marque Goodrich SUI, est connectée à un ordinateur qui permet d'enregistrer les résultats obtenus grâce au logiciel SUI Image Analysis. Un filtre atténuateur (densité neutre 0,2) et un filtre passe-bande à 1550 nm de marque Thorlabs sont insérés entre les deux miroirs.

a. Calcul du MFD

La Figure 3.12.a montre l'image 2D obtenue grâce à la caméra.

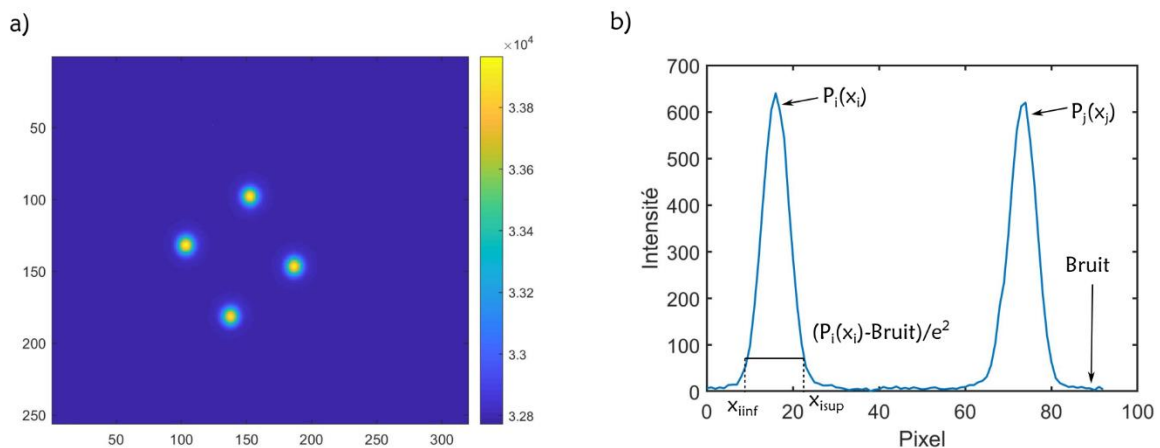


Figure 3.12. a) Image 2D des quatre cœurs obtenus à l'aide de la caméra. b) Profil d'intensité de deux cœurs

On y voit les 4 cœurs éclairés par le supercontinuum lorsqu'une injection non sélective est réalisée en entrée (fibres non aboutées). Pour calculer le MFD, il faut connaître la résolution

moyenne R (le nombre de $\mu\text{m}/\text{pixel}$) et le profil de l'intensité lumineuse dans le cœur considéré. R se calcule en considérant deux à deux les cœurs de la MCF. Les profils d'intensité de deux cœurs i et j sont représentés sur la Figure 3.11.b, où $P_i(x_i)$ et $P_j(x_j)$ sont les maxima d'intensité respectivement de i et de j . La résolution s'obtient en divisant le pas par l'écart en pixel entre les deux cœurs comme décrit par l'Equation (3.6) :

$$R = \frac{\text{Pitch}}{x_j - x_i}. \quad (3.6)$$

La résolution finale est la moyenne des résolutions obtenues en considérant les cœurs de la MCF deux à deux. Le MFD correspond alors à la hauteur à $1/e^2$ de l'intensité maximale, sans oublier la soustraction du bruit de fond de l'amplitude maximale. Mathématiquement, le MFD s'exprime comme suit :

$$\text{MFD} = (x_{isup} - x_{iinf}) * R, \quad (3.7)$$

où x_{isup} et x_{iinf} sont respectivement les abscisses des deux points dont les ordonnées sont égales à la hauteur à $1/e^2$ de l'intensité maximale. En appliquant la méthode de calcul décrite ci-dessus, nous obtenons un MFD moyen de $4,34 \mu\text{m}$ dans le cas de la fibre A et un MFD moyen de $4,3 \mu\text{m}$ dans le cas de la fibre B.

b. Calcul du taux de couplage entre cœurs

On parle de couplage ou diaphonie lorsqu'une partie de la lumière injectée dans un cœur i de la MCF se retrouve dans le cœur j . Le rapport entre la puissance allant dans le cœur j et la puissance se propageant dans le cœur i est appelé « taux de couplage ». Nous exploiterons les profils d'intensité obtenus à l'aide de la caméra pour calculer le taux de couplage entre les cœurs des MCF.

Méthode de calcul du taux de couplage entre cœurs

Durant les mesures faites avec une caméra, il est nécessaire de prendre en compte le bruit. De plus, vu que des moyennages sont faits sur les valeurs de bruit, il faut tenir compte des erreurs liées au moyennage. Afin d'augmenter la dynamique de mesure, nous utilisons pour la plupart des mesures deux sensibilités : une première sensibilité que nous notons « *Sensibilité1* » et une deuxième sensibilité, plus grande, que nous appelons « *Sensibilité2* ». Cette dernière est nécessaire pour avoir une bonne précision sur les amplitudes faibles, proches du niveau de bruit. La caméra nous permet de choisir une *Sensibilité2* égale à 2, 4 ou 8 fois la *Sensibilité1*. Nous appelons R_s le rapport des sensibilités. Nous avons choisi une *Sensibilité2* égale à 8 fois *Sensibilité1* afin de disposer de la meilleure dynamique. Par exemple, sur la Figure 3.13.a où la caméra est réglée sur la *Sensibilité1*, on n'aperçoit pas le cœur de gauche. En revanche, lorsqu'on passe à la *Sensibilité2* (Figure 3.13.b), il devient visible.

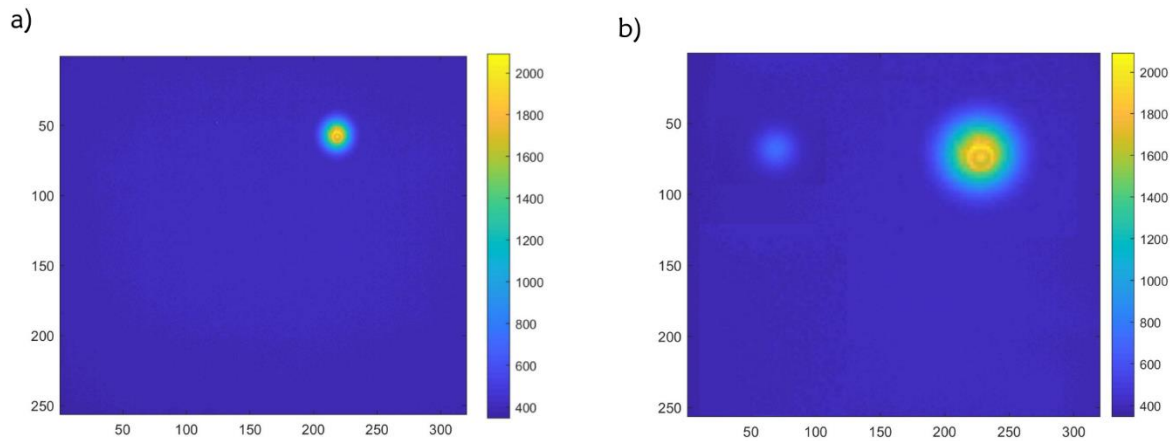


Figure 3.13. Image obtenue à la a) Sensibilité1 et à la b) Sensibilité2

Le taux de couplage entre cœurs est défini comme suit :

$$TC_{ij} = \frac{(P_j - Moy(BruitSensibilité2))/R_s}{P_i - Moy(BruitSensibilité1)} \pm Erreur , \quad (3.8)$$

avec
$$R_s = \frac{Sensibilité2}{Sensibilité1} = 8 . \quad (3.9)$$

TC_{ij} est le taux de couplage entre le cœur i et le cœur j , P_j est l'amplitude lumineuse maximale dans le cœur j , P_i l'amplitude lumineuse maximale dans le cœur i , $Moy(BruitSensibilité1)$ est la moyenne de bruit quand la caméra est réglée sur $Sensibilité1$, $Moy(BruitSensibilité2)$ est la moyenne de bruit quand la caméra est réglée sur $Sensibilité2$. Il convient de noter que, les conditions expérimentales et la caméra de mesure permettent de mesurer un taux de couplage minimal d'environ -35 dB. La méthode de calcul des incertitudes est décrite en annexe B.

Calcul du taux de couplage entre cœurs

Nous considérons les cœurs deux à deux pour étudier leur taux de couplage. $C_i C_j$ décrit le couplage entre le cœur i et le cœur j . Les résultats des mesures de taux de couplage en dB entre les cœurs de la fibre A (pas : 15 μm), sur 1 m puis sur 70 m, sont résumés dans le Tableau 3.3 où n'ont été considérés que les couplages de cœurs situés sur le même côté de maille carrée. Les cœurs situés sur les diagonales de la maille carrée connaissent moins de couplage. La correspondance entre les numéros des cœurs et leur emplacement dans la maille est donnée sur la Figure 3.14.

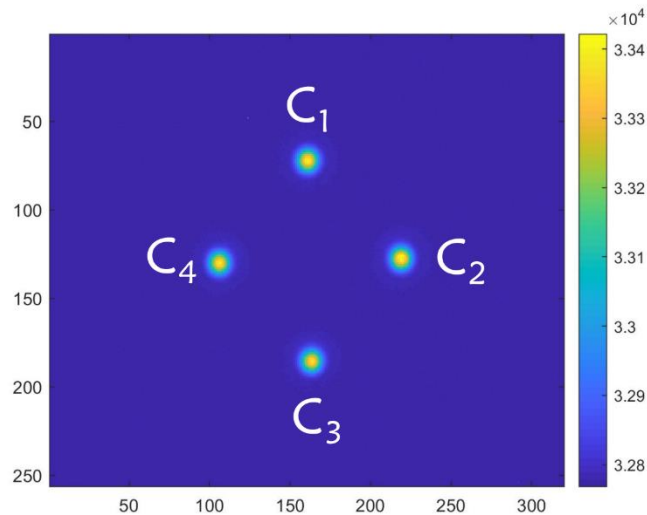


Figure 3.14. Correspondance entre les numéros des cœurs et leur emplacement dans la maille

Entrée \ Sortie	1m				70m			
	C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4
C1	-	-22,1	-	-22,5	-	-12,5	-	-14,1
C2	-21,1	-	-22,7	-	-13,6	-	-1,7	-
C3	-	-21,9	-	-22,6	-	-1,8	-	-0,8
C4	-20,9	-	-21,9	-	-10,97	-	-0,2	-

Tableau 3.3. Récapitulatif des taux de couplages (en dB) entre les cœurs de la fibre A

Remarques :

- Il convient de noter que l'erreur relative maximale de ces mesures est d'environ 0,02 dB.
- Sur 1 m, le taux de couplage est inférieur à -20 dB. Le taux de couplage moyen vaut -21,9 dB. Ceci est acceptable pour notre application.
- Sur 70 m, il y a un très fort taux de couplage. Notamment les cœurs 2,3 et 4 ont des taux de couplage supérieurs à -0,2 dB. Dans ce cas de figure, nous n'avons pas eu besoin de recourir à des mesures avec deux sensibilités différentes. La formule de taux de couplage appliquée est la suivante :

$$TC = \frac{P_j - Moy(BruitSensibilité1)}{P_i - Moy(BruitSensibilité1)} \quad (3.10)$$

L'incertitude est extrêmement faible puisque l'erreur $\Delta Moy(BruitSensibilité1)$ vaut $2,3 \cdot 10^{-3}$ (voir annexe B) :

$$\frac{\Delta TC}{TC} = \frac{\Delta Moy(BruitSensibilité1)}{P_i - Moy(BruitSensibilité1)} + \frac{\Delta Moy(BruitSensibilité1)}{P_j - Moy(BruitSensibilité1)} \approx 0. \quad (3.11)$$

-Le niveau de couplage très élevé entre les cœurs 2,3 et 4 fait qu'il serait impossible d'utiliser 70 m de cette fibre pour notre application.

En résumé, on trouve que le taux de couplage sur 1 m de la fibre A se situe en moyenne autour de -21,9 dB.

En procédant de la même manière, nous calculons les taux de couplage relatifs à la fibre B (pas entre cœurs : 20 μm). Sur une longueur de 1 m, les profils d'intensité de la fibre B montrent des cœurs parfaitement isolés au regard de la dynamique de mesure dont nous disposons, c'est-à-dire que lorsqu'on injecte une puissance dans un cœur i , toute la puissance reste dans le cœur i , comme nous pouvons l'observer sur la Figure 3.15. Les plateaux observés au sommet des profils d'intensité s'expliquent par la saturation de la caméra en *Sensibilité 2*.

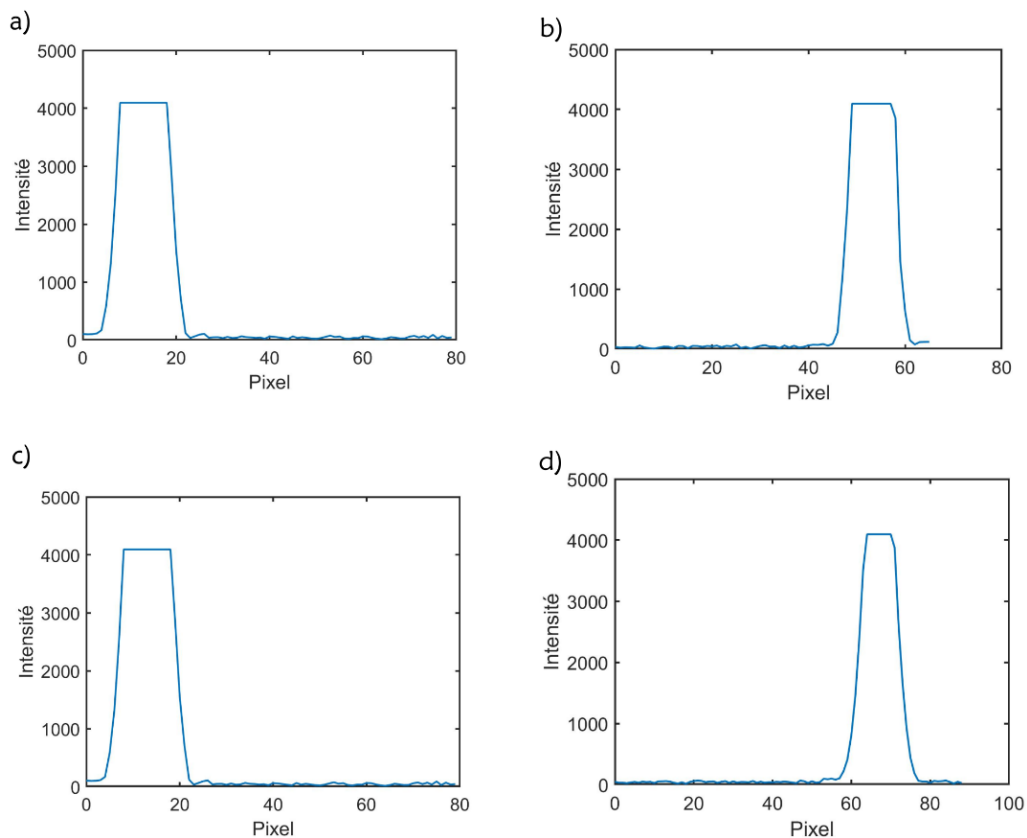


Figure 3.15. Profil d'intensité des cœurs de la fibre B considérés deux à deux. a) C1C2 b) C2C3 c) C3C4 d) C4C1. Mesures réalisées en Sensibilité2

Dans le Tableau 3.4, nous résumons les taux de couplage concernant la fibre B sur 1 m puis sur 90 m :

Entrée Sortie	1m				90m			
	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄
C ₁	-	<-35	-	-	-	<-35	-	-24,56
C ₂	<-35	-	<-35	-	<-35	-	<-35	-
C ₃	-	<-35	-	-	-	<-35	-	-20,46
C ₄	<-35	-	<-35	-	-26,2	-	-18,7	-

Tableau 3.4. Taux de couplage (en dB) relatifs à la fibre B

Remarques :

-L'erreur relative maximale de ces mesures est d'environ 0,29 dB.

Sur 1 m de la fibre B, il n'y a pas de couplage détectable avec la dynamique de mesure dont nous disposons. Les cœurs sont bien isolés. Cela est logique car le pas de la fibre B qui est de 20,1 μm est nettement plus grand que le pas de la fibre A qui est de 15,0 μm . Le principe énoncé dans la section 2.14 indique que plus le pas d'une MCF est élevé, moins il y a de couplage.

-Même sur 90 m de la fibre B, les taux de couplage restent très faibles grâce au pas élevé.

-Les couples de cœurs (C₁C₂) et (C₂C₃) sont très isolés sur 90 m.

Par ailleurs, il existe une approche analytique du taux de couplage. Analytiquement, la moyenne statistique de taux de couplage est donnée par l'Equation (2.42), si $\mu_{XT} < -20 \text{ dB}$. Lorsqu'on calcule analytiquement le taux de couplage de la fibre A sur une longueur de 1 m (rayon de cœur 1,74 μm , $n_{eff}=1,4513$, pas=15 μm , R=3,25 cm), on trouve 0,89% soit -20,5 dB. Cette valeur est légèrement plus grande que la valeur trouvée expérimentalement. Sur une longueur de 70 m, la diaphonie dépasse largement -20 dB et la formule n'est donc pas applicable. Le calcul du taux de couplage relatif à la fibre B donne -60,1 dB et -40,6 dB, respectivement sur 1 et 90 m. La différence entre résultats expérimentaux et résultats analytiques sur 1 m s'explique par les limites de la caméra. Sur 90 m, elle s'explique le fait que le couplage semble dépendre à un certain degré du rayon de courbure de la fibre et de la direction de la courbure. Mais ce point reste à confirmer par des études approfondies. Par conséquent, on n'utilisera dans la suite de ce travail que les valeurs expérimentales.

3.3.2.2. Mesure du MFD en champ lointain

a. Description du banc expérimental

Nous avons mis en place un banc expérimental afin de mesurer le MFD en utilisant la technique du champ lointain recommandée par l'UIT. Le montage est représenté sur la Figure 3.16. Une modulation directe d'un signal optique est réalisée à l'aide d'un générateur de fonction arbitraire arbitraire (AFG). Le laser est une source accordable de marque Tunic (1460-

1580 nm), utilisée sur la longueur d'onde 1550 nm. Le signal passe par un morceau de SSMF soudé à une fibre HI1060, elle aussi soudée à une fibre UHNA3, avant d'être injecté dans la MCF sous test par aboutage. La sortie de l'AFG est connectée, d'une part, au laser Tunics et, d'autre part, à un lock-in en vue de la réalisation d'une détection synchrone. Un détecteur Thorlabs PDA10CS-EC InGaAs (700-1800 nm) se situe à 12 cm du bout de la MCF, ce qui satisfait largement la condition de champ lointain. Le détecteur a l'avantage d'être muni d'un amplificateur dont le gain peut être réglé. Nous l'avons fixé à 40 dB car le filtre 1550 nm placé avant le détecteur atténue le signal. Le lock-in SR510 est l'instrument mettant en œuvre la détection synchrone. Il couvre la bande 0,5 Hz-100 kHz et présente l'avantage de pouvoir mesurer de faibles signaux (de l'ordre du nV) en présence d'un haut niveau de bruit. Ses paramètres cruciaux qu'il faut régler adéquatement sont le calibre et la constante de temps. Lors de nos mesures, nous avons fixé le calibre à 2 mV et la constante de temps à 100 ms.

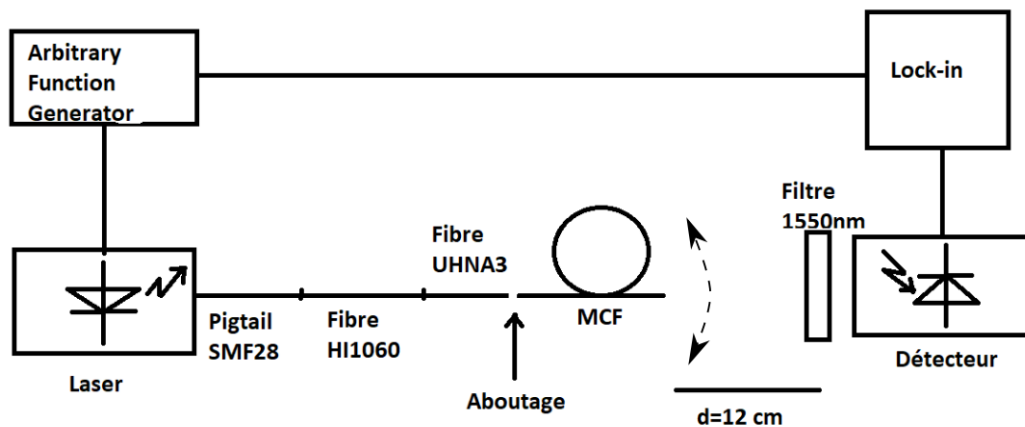


Figure 3.16. Schéma du montage pour la mesure du MFD en champ lointain

Le banc expérimental illustré sur la Figure 3.16 permet de mesurer l'intensité du mode en champ lointain en fonction d'un angle θ . Ensuite, on utilise l'intensité mesurée, $F(\theta)$, pour calculer le MFD à l'aide de l'Equation (3.16) [5] :

$$MFD = \frac{\pi}{\lambda} \left[\frac{\int_0^{\pi/2} F^2(\theta) \sin\theta \cos\theta d\theta}{\int_0^{\pi/2} F^2(\theta) \sin^3\theta \cos\theta d\theta} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (3.12)$$

où λ est la longueur d'onde d'opération.

Rappel sur la détection synchrone

La détection synchrone vise à extraire des signaux de faible amplitude noyés dans un haut niveau de bruit [6]. Elle consiste à multiplier les signaux à détecter préalablement modulés par

une porteuse (signal de référence) de fréquence identique. Le lock-in est l'instrument utilisé pour réaliser la multiplication. Soient un signal $u_s(t) = U_s \cos(2\pi f_s t + \phi_s)$ et une porteuse $u_c(t) = U_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$. La multiplication des deux fonctions donne :

$$u_s(t)u_c(t) = \frac{U_s U_c}{2} (\cos(2\pi(f_s - f_c)t + \theta) + \cos(2\pi(f_s + f_c)t + \theta)), \quad (3.13)$$

avec $\theta = \phi_s - \phi_c$ et $\Theta = \phi_s + \phi_c$.

Si le produit est intégré sur un temps T très grand par rapport à la période du signal ou de la porteuse et que celles-ci sont tels que $f_s = f_c$, la valeur continue de sortie est :

$$U_{sortie} = \frac{U_s U_c}{2} \cos\theta. \quad (3.14)$$

Après le multiplicateur, un filtrage passe-bas (de constante de temps égale à la constante d'intégration) est appliqué, permettant de réduire l'impact du bruit.

b. Résultats des mesures de MFD en champ lointain

Grâce au montage décrit sur la Figure 3.15, nous obtenons les intensités des modes émergent des fibres A et B, représentées sur la Figure 3.17 :

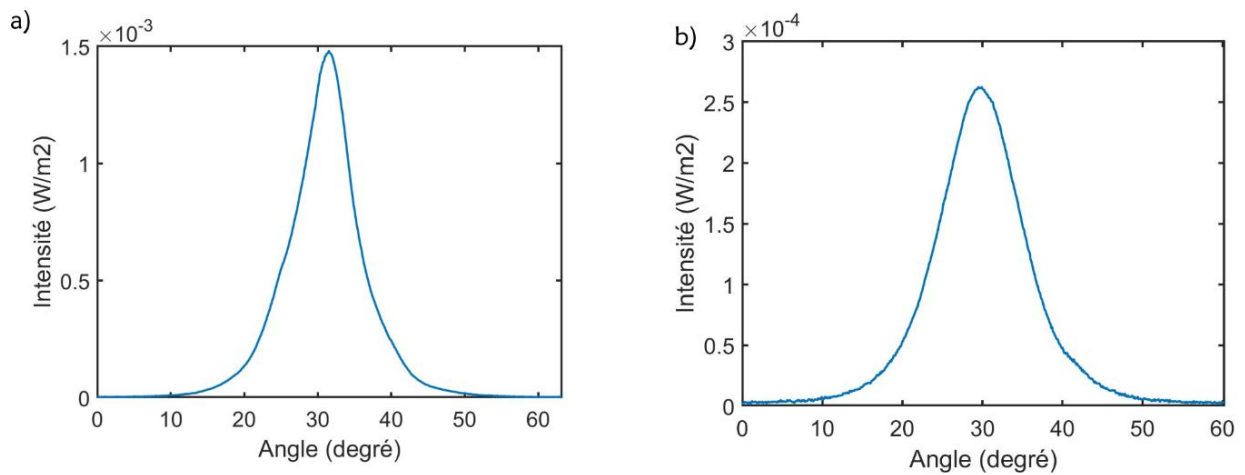


Figure 3.17. Intensité mesurée en champ lointain pour a) la fibre A et b) la fibre B

En calculant l'intégrale (3.16) grâce à un programme Matlab, nous obtenons pour les fibres A et B respectivement un MFD de 4,69 μm et de 4,4 μm . Le Tableau 3.5 est un récapitulatif de la mesure de MFD des deux fibres par la méthode de la caméra et par la technique du champ lointain. Une comparaison peut alors être faite.

	MFD via Caméra (μm)	MFD via Champ lointain (μm)
Fibre A	4,3	4,69
Fibre B	4,3	4,4

Tableau 3.5. Récapitulatif de la mesure de MFD

Remarques :

-Le profil d'intensité de la fibre B (voir Figure 3.17.b) est très proche d'une gaussienne, contrairement à celui de la fibre A (voir Figure 3.17.a) qui présente une base large et un sommet effilé. Cela fait qu'il y a une bonne concordance entre les MFD mesurés en champ lointain et ceux mesurés à l'aide de la caméra pour la fibre B mais pas pour la fibre A.

-La fibre A a montré une grande instabilité de taux de couplage durant les mesures. C'est ce qui explique qu'il y ait un plus grand écart entre la valeur de son MFD en champ lointain et celui mesuré à l'aide de la caméra. En pratique, dès que la position de la fibre change légèrement, le couplage peut varier énormément pour cette fibre présentant un fort couplage entre les cœurs (voir Tableau 3.3.). Dans les cas extrêmes, la lumière passe totalement d'un cœur à l'autre. L'utilisation de cette fibre nécessite par conséquent des précautions quant à son positionnement et nous attribuons l'allure inhabituelle de l'intensité en champ lointain à cette sensibilité. Dans la suite du travail, on utilisera $4,3 \mu\text{m}$ pour les 2 fibres car la plupart des mesures convergent vers cette valeur. Après le MFD et le taux de couplage, le paramètre optique ayant fait l'objet de notre attention est le coefficient d'atténuation linéique.

3.3.2.3. Mesures OTDR

Nous avons effectué des mesures de réflectométrie optique afin de déterminer le coefficient d'atténuation des fibres A et B à l'aide d'un OTDR [7]. Son principe de fonctionnement repose sur l'injection d'une énergie lumineuse impulsionnelle dans la fibre sous test puis l'observation des signaux réfléchis et rétrodiffusés. En plus du laser dont il est équipé, l'OTDR est aussi équipée d'une photodiode qui mesure la lumière rétrodiffusée dans le temps et affiche le résultat sur l'écran de l'OTDR.

a. Description du dispositif de mesure

Notre montage est constitué d'un OTDR auquel nous avons connecté la MCF sous test (fibre A puis B) via une fibre UHNA3, une fibre HI1060 et une SSMF, comme décrit sur la Figure 3.18. La SSMF a une longueur de 1 m, la fibre HI1060 une longueur de 1 m et la fibre UHNA3 une longueur de 1,75 m. L'intérêt d'une telle configuration est d'assurer une compatibilité de MFD entre la fibre d'injection (fibre UHNA3) qui a un MFD égal à $4,1 \pm 0,3 \mu\text{m}$ à 1550 nm et la MCF sous test (dont le MFD se situe aussi autour de $4,3 \mu\text{m}$). Le tronçon constitué de SSMF et de HI1060 favorise l'adaptation de mode puis la connexion avec l'OTDR. La SSMF a un MFD de $10,4 \pm 0,5 \mu\text{m}$ à 1550 nm. La fibre HI1060, quant à elle, a un MFD de $9 \pm 0,3 \mu\text{m}$ à

1550 nm. L'aboutage (buttcoupling) et la caméra permettent de s'assurer d'injecter la lumière dans un seul cœur de la MCF.

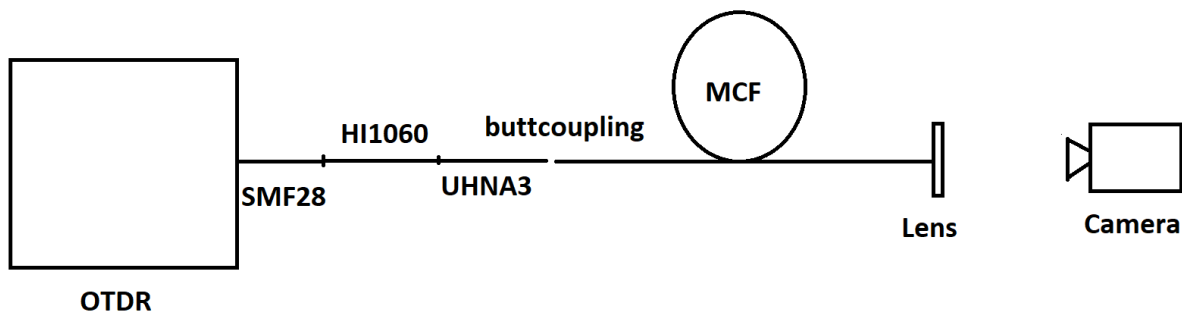


Figure 3.18. Schéma du montage de mesure OTDR

L'OTDR est réglé sur une longueur d'onde de 1550 nm, une durée d'impulsion de 3 ns, une portée de 2 km, une haute résolution (4 cm), un temps de mesure de 3 minutes. La puissance rétrodiffusée est affichée à l'écran de l'OTDR en fonction de la distance. Cette distance est calculée sur la base de l'indice de groupe d'une SSMF qui est $n_{gSSMF} = 1,46810$.

b. Méthode de calcul du coefficient d'atténuation linéique

Le coefficient d'atténuation linéique correspond à la pente de la partie quasi-linéaire de la courbe OTDR. En effectuant un ajustement linéaire sous Matlab, cette pente est aisément extraite. Une étape préalable au calcul de cette pente est de convertir la distance (axe des abscisses de la courbe) pour qu'elle se rapporte, non plus à l'indice de groupe de la SSMF, mais à l'indice de groupe de la MCF sous test. La distance se détermine en fonction du temps qui dépend de la vitesse de groupe qui, à son tour, dépend de l'indice de groupe. Les indices de groupes de la SSMF et de la MCF étant proches (leur rapport est typiquement inférieur à 1%), nous pouvons par conséquent calculer le coefficient d'atténuation de la MCF sans convertir la distance.

c. Résultats des mesures OTDR

En traitant les données recueillies par l'OTDR à l'aide d'un programme Matlab, on obtient la courbe de la Figure 3.19.a correspondant à la trace OTDR de la fibre A sur une longueur de 59,5 m. Les différents pics observés sur le graphe correspondent à des réflexions dues aux épissures (épissure entre le bout de SSMF et la fibre HI1060, épissure entre la fibre HI1060 et la fibre UHNA3, réflexion due à l'aboutage). Le pic autour de 0,0595 km correspond à la réflexion à l'extrémité de la MCF. Nous tronquons ensuite la trace OTDR afin d'identifier une zone quasi-linéaire. Sur la Figure 3.19.b nous observons une portion de la trace OTDR et faisons un ajustement linéaire pour évaluer sa linéarité. Si la zone est assez linéaire, et c'est le cas ici, le calcul de sa pente donne le coefficient d'atténuation linéique α . Exprimé en dB/km ou en km^{-1} , ce dernier traduit la perte de puissance dans la fibre en fonction de la longueur. Pour les fibres A et B, on trouve un coefficient d'atténuation voisin de 20 dB/km autour de 1550 nm.

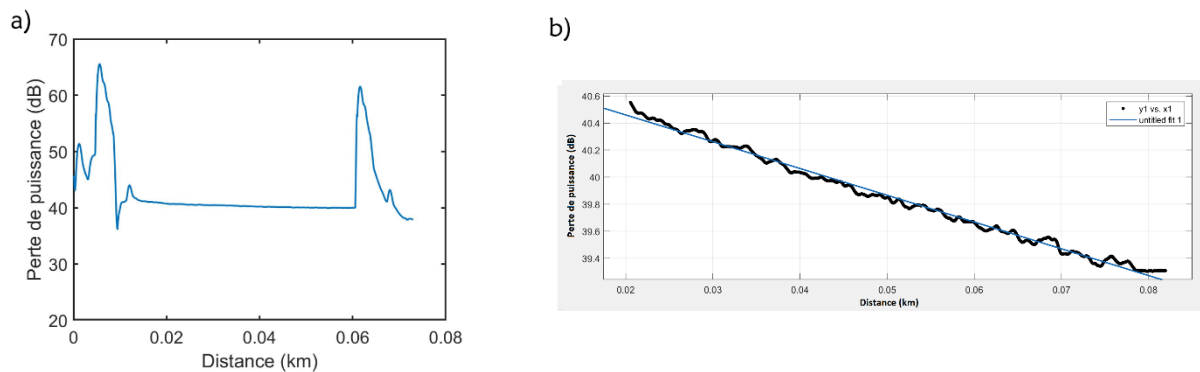


Figure 3.19. a) Trace OTDR de la fibre A. b) Ajustement linéaire de la trace OTDR entre 20 m et 60 m

Remarque : L'atténuation dans une fibre est essentiellement due à trois facteurs : l'absorption, la diffusion du matériau constituant le cœur de fibre et les pertes dues aux fluctuations azimutales et longitudinales de l'interface cœur-gaine [8], [9]. On constate que le coefficient d'atténuation des fibres A et B est nettement plus élevé que celui d'une SSMF standard (qui se situe autour de 0,2 dB/km). La raison est en partie que les cœurs des fibres A et B sont beaucoup plus dopés que le cœur d'une SSMF (la différence d'indice de réfraction cœurs/gaine des fibres A et B est nettement plus élevée que celle d'une SSMF (0,025 vs 0,0035)). Ceci accentue le phénomène de diffusion au niveau de la MCF. En effet, plus la concentration de dopant est élevée, plus il y a de diffusion et par conséquent le coefficient d'atténuation est plus élevé. Ce seul effet n'explique cependant pas la différence observée et on peut penser que des pertes par absorption (OH notamment) en sont aussi la cause. Le couplage entre cœurs ne semble pas influencer les pertes puisque les fibres A et B connaissent des niveaux de couplage différents mais présentent quasiment le même coefficient d'atténuation. Dans la Tableau 3.6 sont résumées les caractéristiques optiques des fibres fabriquées. Le coefficient d'atténuation linéique des fibres A et B est de 20 dB/km environ signifie que l'atténuation totale sur 80 cm (longueur requise pour notre application) est de 0,016 dB. Par conséquent, elles répondent bien aux exigences du cahier de charges.

	Fibre A	Fibre B
Diamètre de mode (μm)	4,3	4,3
Taux de couplage sur 1 m (%)	0,64	0
Monomodalité à 1,55 μm	Oui	Oui
Atténuation à 1,55 μm (dB/km)	20,5	20,1

Tableau 3.6. Résumé des caractéristiques optiques des fibres

3.4. Fibre équipée de Fan-In/Fan-Out

Une fois réalisées, les fibres ont été équipées de multiplexeurs spatiaux entièrement fibrés (fan-in/fan-out) permettant d'injecter et de collecter sélectivement la lumière dans chaque cœur à partir de SSMF. Cette opération a été réalisée par Chiral Photonics (<https://chiralphotonics.com>) selon la méthode décrite dans le Chapitre 2. Les matrices de couplage entre cœurs sont présentées dans le Tableau 3.7, ci-dessous pour chaque fibre. Pour effectuer cette caractérisation, nous injectons la lumière issue d'une source ASE filtrée (longueur d'onde 1550 ± 1 nm), tour à tour, dans les cœurs de la fibre (conditionnée avec un rayon de courbure de 6,5 cm), puis nous relevons la valeur de la puissance issue de chaque cœur à l'autre extrémité de la fibre à l'aide d'un puissance-mètre (voir Figure 2.9 du Chapitre 2). Le montage est entièrement fibré et la longueur de fibre utilisée est d'environ 10 m dans chaque cas. La correspondance entre le numéro des entrées/sorties et leurs emplacements est la même que celle illustrée sur la Figure 3.13.

Entrée Sortie	Fibre A				Fibre B			
	1	2	3	4	1	2	3	4
1	-2,5	-10,3	-16,9	-8,8	-0,9	-60,3	-69,6	-29,5
2	-14,7	-1,8	-6,1	-17,6	-62,3	-1,1	-47,0	-72,3
3	-22,5	-11,1	-1,9	-7,7	-74,9	-31,9	-0,8	-35,5
4	-12,9	-17,8	-9,6	-2,1	-47,5	-67,4	-43,7	-1,4

Tableau 3.7. Mesure des pertes d'insertion (termes diagonaux) et du couplage entre cœurs (termes non diagonaux) pour les fibres A et B équipées de fan-in/fan-out (valeurs en dB)

Les résultats regroupés dans le Tableau 3.7 montrent, comme attendu, que la fibre à pas de $20 \mu\text{m}$ présente un niveau de couplage entre cœurs plus faible que celle à pas de $15 \mu\text{m}$. En effet, la fibre B a un couplage moyen de $-53,5$ dB contre $-13,0$ dB pour la fibre A. Par ailleurs, on observe que, pour une fibre donnée, les couplages les plus faibles correspondent aux couplages entre les cœurs situés sur les diagonales de la maille carrée. Ces résultats sont assez conformes à ceux présentés dans les Tableaux 3.3 et 3.4. Les pertes d'insertion sont en moyenne de $-2,1$ dB et $-1,1$ dB pour les fibres A et B respectivement. Ces performances sont acceptables pour notre application où la longueur de fibre utilisée sera de 70-80 cm. Le taux de couplage sera inférieur à -25 dB aussi bien pour la fibre A que pour la fibre B.

3.5. Couplage entre la MCF et les UTC-PD

Dans cette section, nous présentons les dispositifs optiques réalisés afin de coupler la lumière vers le réseau d'UTC-PD ainsi que les résultats de leur caractérisation. Ces dispositifs sont : les microlentilles GRIN, le réseau de microlentilles et la lentille « best form ». En rappel, le cahier des charges exige un dispositif permettant d'obtenir un MFD de $4 \mu\text{m}$ sur une distance de travail de $100 \mu\text{m}$ environ.

3.5.1. Résultats de caractérisation des microlentilles GRIN

Il est possible de caractériser les fibres munies de microlentilles, entre autres, par des mesures avec une caméra. C'est la méthode que nous avons choisie durant nos travaux. Le banc expérimental est schématisé sur la Figure 3.20. En réalité, il peut être utilisé pour caractériser des fibres munies de microlentilles, qu'il s'agisse de microlentilles GRIN ou d'autres types de microlentilles.

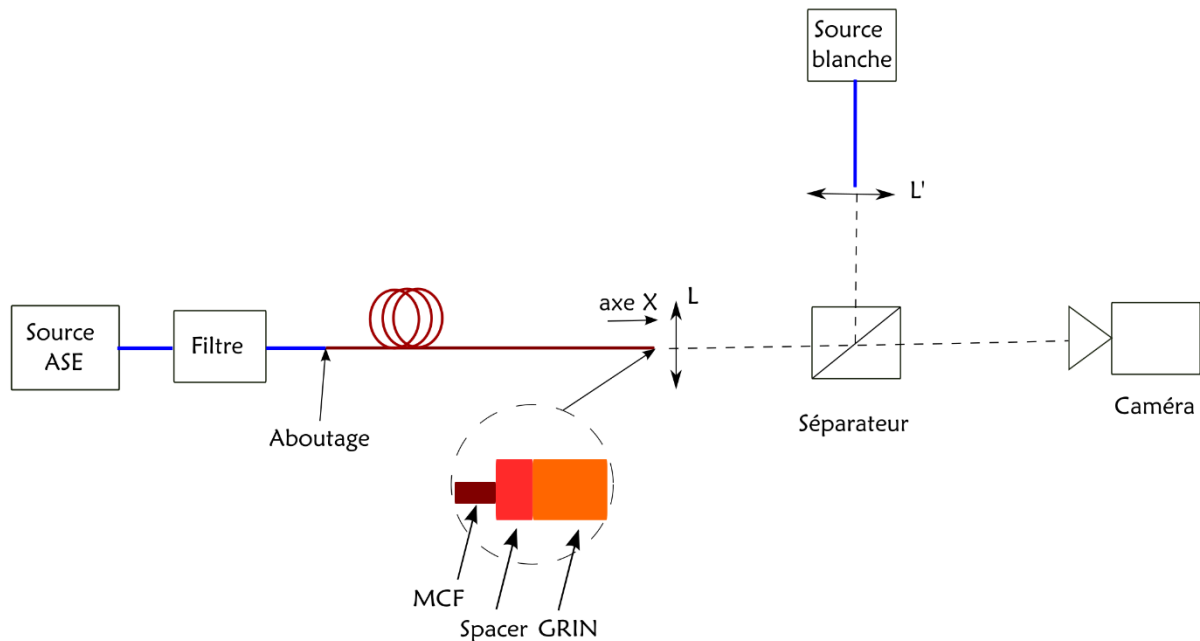


Figure 3.20. Illustration du banc de caractérisation de microlentilles

La lumière provenant d'une source ASE (émission spontanée amplifiée) filtrée ($1550 \pm 1 \text{ nm}$) est injectée dans le dispositif sous test qui comprend une MCF dont l'extrémité de sortie est soudée ou collée à un spacer qui est lui aussi soudé ou collé à la microlentille GRIN. Grâce à une lentille L placée derrière la microlentille GRIN, l'image est obtenue sur une caméra. En effectuant des mesures sur les spots obtenus sur la caméra, on peut déterminer le waist, w_s , en pixel, puis le convertir en μm par le biais de la résolution $\mu\text{m}/\text{pixel}$. Pour déterminer la distance de travail, on ajoute dans le banc expérimental une source blanche collimatée et un séparateur optique. Ce dernier doit être bien positionné afin de permettre à la lumière de la source blanche d'être réfléchi par la face de la microlentille GRIN pour être finalement détectée par la caméra (voir Figure 3.19). Cela exige de placer la face de la microlentille GRIN exactement à la distance focale de la lentille L. Lorsque c'est le cas, l'image affichée sur la caméra est un gros spot, caractéristique de la face de fibre. Soit X_1 la position du micro-positionneur utilisée pour la mesure de w_s et X_2 la position de référence permettant d'imager la face de sortie de la microlentille GRIN. La distance de travail (en μm si X_1 et X_2 sont en μm) est alors :

$$z_w = X_1 - X_2 . \quad (3.15)$$

Si $z_w > 0$, alors le waist se forme en espace libre, à l'extérieur de la microlentille GRIN (voir Figure 2.18). Dans le cas contraire, il se forme à l'intérieur de la microlentille GRIN. Dans notre application, le waist doit se former à l'extérieur de GRIN afin d'exciter au mieux les UTC-PD. Une troisième caractéristique des microlentilles GRIN est le niveau de pertes. Généralement, il n'est pas élevé, mais il peut devenir un critère important en fonction de l'application.

Dans le cadre de cette thèse, nous disposons de deux microlentilles GRIN : une première développée localement par FiberTech Lille, sélectionnée parmi plusieurs réalisations pour ses résultats expérimentaux, et une deuxième commandée auprès de la société Grintech (<https://www.grintech.de/produkte/grin-linsen/>). La microlentille FiberTech Lille est soudée à un morceau de silice qui, à son tour, est soudé à une fibre à 4 cœurs ayant un pas entre cœur de $15 \mu\text{m}$ (voir Figure 3.21.a). La microlentille Grintech a été assemblée, en amont, avec un spacer à l'aide d'une colle optique. Dans ce cas, nous nous sommes chargés de coller le tout à la fibre à 4 cœurs (voir Figure 3.21.c) avec une colle optique de viscosité moyenne, ayant une bonne adhésion au verre et un indice à $1,55 \mu\text{m}$ compatible avec notre système. La colle a été préférée à la soudure car la microlentille (constituée de verre borosilicate) a une température de fusion faible par rapport à la silice (557°C vs 2000°C). Une fois la colle appliquée, nous avons insolé l'ensemble avec une lumière UV pour favoriser son durcissement. Les caractéristiques de ces deux microlentilles sont consignées dans le Tableau 3.8 où n_{GRIN} est l'indice de réfraction sur l'axe optique de la GRIN. Il convient de noter que les dimensions de la microlentille FiberTech Lille ont été choisies sur la base des données du Tableau 2.7 du Chapitre 2.

Le cœur de la microlentille de Grintech est fait de verre borosilicate (BK-7), lui permettant d'atteindre une ouverture numérique supérieure à 0,5 tandis que la microlentille de FiberTech Lille a un cœur dopé en germanium. L'ouverture numérique de cette dernière est d'environ 0,31.

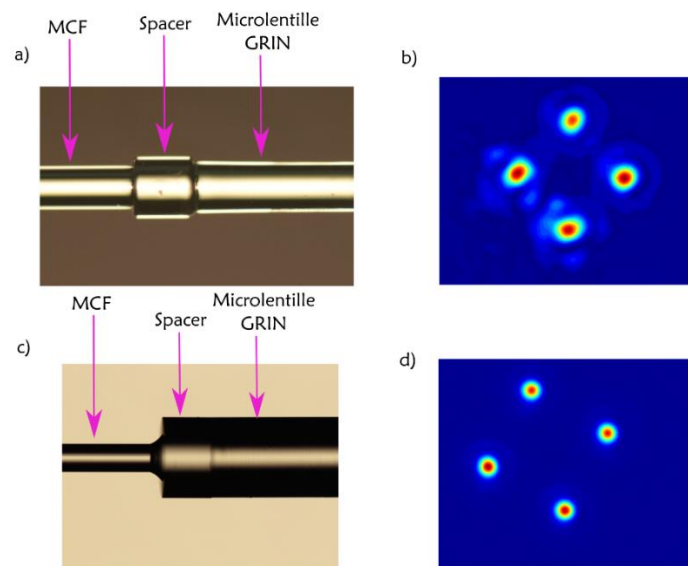


Figure 3.21. a) MCF soudée à un spacer soudé à la microlentille FiberTech Lille. b) Spots obtenus à la caméra pour la structure MCF+Spacer+Microlentille FiberTech Lille. c) MCF collée à l'ensemble spacer + microlentille Grintech. d) Spots obtenus à la caméra pour la structure MCF+Spacer+Microlentille Grintech

	R_{GRIN} (μm)	g (/mm)	L_{GRIN} (μm)	n_{GRIN}	L_{spacer} (μm)	n_{spacer}
GRIN FiberTech Lille	70	3	750	1,472	250	1,444
GRIN Grintech	250	1,4	1795	1,624	310	1,524

Tableau 3.8. Caractéristiques des microlentilles FiberTech et Grintech

Les Figures 3.21.b et 3.21.d montrent les images des spots obtenus à la caméra, respectivement pour la structure basée sur la microlentille FiberTech Lille et celle basée sur la microlentille Grintech. Dans les deux cas, une excitation non sélective des cœurs est réalisée en injection. On remarque aisément que la microlentille FiberTech Lille affiche des spots elliptiques dont la puissance est assez dispersée autour des ellipses, contrairement à la microlentille Grintech qui affiche des spots bien circulaires. Le résultat obtenu avec la microlentille FiberTech Lille s'explique par la troncature induite sur le faisceau par la section limitée de la GRIN. En effet, le rapport du diamètre maximal du faisceau dans la GRIN par le diamètre du cœur de la GRIN atteint 0,97 alors que ce rapport n'est que de 0,38 dans le cas de la microlentille Grintech. Pour remédier aux effets de troncature, il faudrait diminuer l'épaisseur du spacer, ce qui résulterait en une petite distance de focalisation, bien inférieure à la centaine de μm imposée par notre application. Le Tableau 3.9 compare les résultats obtenus aux résultats attendus (sur la base du modèle théorique présenté au Chapitre 2).

	GRIN FiberTech Lille		GRIN Grintech	
	w_s (μm)	z_w (μm)	w_s (μm)	z_w (μm)
Résultats théoriques	1,8	54,2	2,0	87
Valeurs expérimentales	2,9 ($\pm 0,1$)	90 (± 3)	2,0 ($\pm 0,1$)	90 (± 3)

Tableau 3.9. Comparaison entre résultats théoriques et résultats expérimentaux pour les microlentilles FiberTech Lille et Grintech

Le waist expérimental indiqué dans le Tableau 3.9 est la moyenne du waist sur l'axe x et du waist sur l'axe y. L'erreur relative entre résultats théoriques et résultats expérimentaux pour cette microlentille est de 38% et de 40%, respectivement pour le waist et la distance de travail.

En revanche, dans le cas de la microlentille Grintech, elle est quasi nulle et de 3,3% respectivement pour le waist et la distance de travail. On constate alors que le modèle théorique donne une meilleure précision dans le 2^e cas. Ce constat peut s'expliquer par le contenu modal : dans la microlentille Grintech qui possède un rayon et une ouverture numérique plus grands, il y a 42 fois plus de modes que dans la microlentille FiberTech Lille. Le modèle théorique ne semble valable que lorsque le nombre de modes atteint une certaine valeur à déterminer. Ce point reste cependant à confirmer par des études approfondies. Aussi, les effets de troncature ont une incidence sur le waist final [10].

Les microlentilles Grintech et FiberTech Lille présentent un waist globalement inférieur à ceux présentés dans le Tableau 2.8. En effet, puisque les UTC-PD ont une surface de $4 \times 4 \mu\text{m}^2$, notre cahier de charges nous impose d'avoir un waist autour de $2 \mu\text{m}$ pour exciter efficacement les photodiodes. Cette condition est remplie par la lentille de Grintech et c'est pourquoi, dans la suite de ce travail, nous privilégierons cette dernière quand il s'agira de fonctionnaliser une MCF pour exciter un réseau d'UTC-PD. Pour ce qui est de la distance de travail, chacune des lentilles satisfait la condition imposée par le cahier de charges, à savoir une distance de travail proche de $100 \mu\text{m}$.

3.5.2. Couplage à l'aide d'un réseau de microlentilles

En vue de déterminer les paramètres du réseau de microlentilles adéquat pour assurer le couplage de la lumière dans le réseau d'UTC-PD selon les critères du cahier de charges, nous avons fait des simulations sur la base des Equations (2.63)-(2.65). Les résultats sont présentés dans le Tableau 3.10. Pour nos simulations, nous avons utilisé un milieu d'indice 1,498, correspondant à la résine utilisée en synthèse additive. Le MFD initial est de $4,3 \mu\text{m}$ à $1,55 \mu\text{m}$. Le pas entre cœurs, quant à lui, est de $15 \mu\text{m}$. Toutes les simulations sont faites à la longueur d'onde mentionnée. Le rayon de courbure d'une microlentille est donné par $R_c = \frac{f}{n-1}$ où n est l'indice du matériau. La Figure 3.22 illustre un réseau de microlentilles.

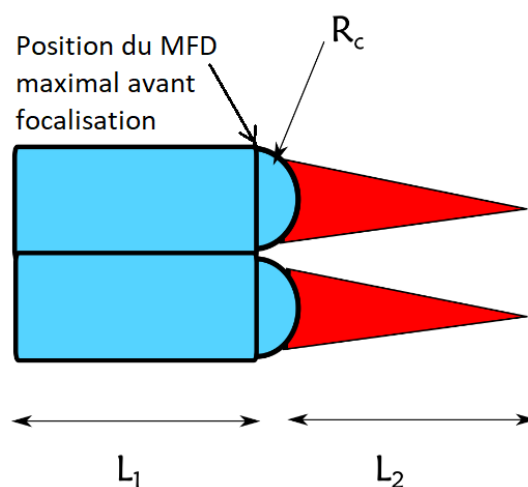


Figure 3.22. Illustration d'un réseau de microlentilles

	L_1 (μm)	L_2 (μm)	f (μm)	R_c (μm)	α	MFD final
MFD maximal avant focalisation égal à $14 \mu\text{m}$	43,5	100	-	-	-	-
	43,5	75	-	-	-	-
	43,5	70	39,1	19,6	2,7	11,5
			32,9	16,5	1,9	8,0
	43,5	60	41,3	20,6	2,9	12,5
			29,3	14,7	1,5	6,3
	43,5	50	42,7	21,3	3,0	13,1
			26,2	13,1	1,2	5,0
	43,5	43,5	24,0	12,0	1	4,3

Tableau 3.10. Simulations en vue de déterminer les paramètres de microlentilles adéquats pour une opération à 1550 nm

Le premier point important à propos du Tableau 3.10 est la limitation de l'épaisseur L_1 de la microlentille. Cette limitation tient au fait que le MFD de chaque faisceau dans la microlentille correspondante ne doit pas dépasser le pas entre cœur au risque qu'il y ait recouvrement entre les différents canaux. Dès lors, nous avons limité le MFD en sortie de microlentille à $14 \mu\text{m}$ (< pas entre cœurs), ce qui limite l'épaisseur de la microlentille à $43,5 \mu\text{m}$ (calculée à l'aide de l'Equation (2.54)). On se place à cette valeur limite car il faut que le faisceau diverge suffisamment afin de pouvoir se focaliser en un spot suffisamment petit.

Nous remarquons que, dans ces conditions, il est impossible de focaliser à $100 \mu\text{m}$ (première ligne du Tableau 3.10). Pour un couple (L_1, L_2) , il existe généralement deux solutions R_c différentes car, en remplaçant α dans l'Equation (2.65) par son expression donnée par l'Equation (2.64), on aboutit à une équation du second degré avec la focale f comme variable. Aussi, la dernière ligne du Tableau 3.10 indique qu'il est possible d'obtenir un agrandissement de 1 uniquement pour une distance image de $43,5 \mu\text{m}$ (égale à la distance objet). Dans ce cas, il faudrait développer sur la face de la MCF un réseau de microlentilles ayant une épaisseur de $43,5 \mu\text{m}$ avec un rayon de courbure de $12 \mu\text{m}$. Nous n'avons cependant pas développé ce réseau de microlentilles puisque la distance image ne satisfait pas les conditions de notre application.

3.5.3. Couplage à l'aide de lentilles best form

Afin de fabriquer une lentille best form qui répond à nos exigences en terme de waist final et de distance de travail, nous avons fait des simulations à l'aide du logiciel Zemax (<https://www.zemax.com/>). Ces calculs reposent sur l'approximation paraxiale (l'angle formé par un rayon incident et l'axe optique est faible) de la propagation d'un faisceau gaussien à

travers différents éléments optiques. La première étape consiste à entrer les valeurs des paramètres considérés fixes dans notre application, en l'occurrence, la distance image (100 μm), le waist initial du faisceau, la longueur d'onde, la hauteur de la lentille et le type de matériau. La deuxième étape consiste à entrer les valeurs des paramètres non fixes (distance objet, épaisseur de la lentille, rayons de courbure). A l'aide du champ « Merit Function Editor », on impose à Zemax d'optimiser les paramètres variables en vue de satisfaire une condition donnée. Dans notre cas, la condition est d'obtenir un waist final identique au waist initial. La Figure 3.23 montre une photo de la fenêtre Zemax.

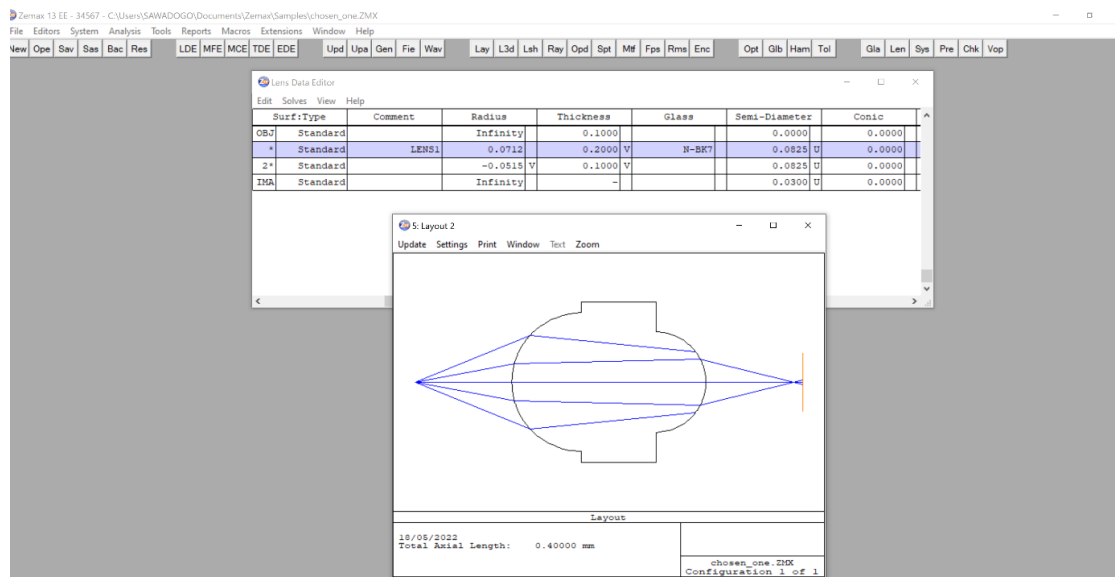


Figure 3.23. Simulation d'une lentille best form à l'aide du logiciel Zemax

En faisant varier l'épaisseur L de la lentille de 168 à 600 μm , nous obtenons le Tableau 3.11 où le taux de couplage est donné en considérant une lentille de profil sphérique (valeur au-dessus) puis une lentille de profil parabolique (valeur du dessous). $R_1, R_2, D_{obj}, D_{img}, et \alpha$ désignent respectivement le rayon de courbure avant, le rayon de courbure arrière, la distance objet, la distance image et le facteur d'agrandissement. Le taux de couplage est calculé en déterminant le recouvrement du waist final avec un faisceau top hat de 2 μm de waist. Globalement, les taux de couplage sont élevés (supérieur à 63%) et le MFD final est proche de la valeur désirée, à savoir 4 μm . Cela est la preuve que Zemax optimise de manière adéquate les valeurs des paramètres variables. Le meilleur taux de couplage maximal (78,38%) est obtenu pour une lentille ayant une longueur de 600 μm , un rayon de courbure $R_1=62,2 \mu\text{m}$, un rayon de courbure $R_2=55,2$, placée à 100 μm du bout de la fibre et à 100 μm également du réseau d'UTC-PD. Cependant, puisque l'imprimante 3D à notre disposition n'admet qu'une épaisseur maximale de 300 μm , nous avons choisi de réaliser la lentille ayant une épaisseur de 200 μm . Elle a un taux de couplage tout aussi acceptable (69,5%).

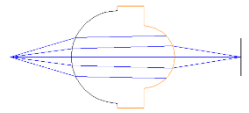
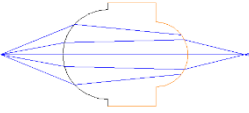
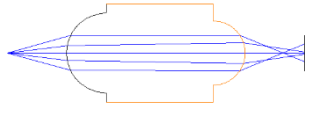

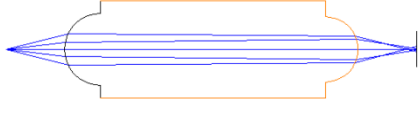
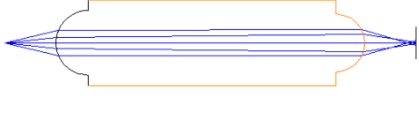
R ₁ (μm)	R ₂ (μm)	L (μm)	D _{obj} (μm)	D _{img}	MFD final (μm)	α	Couplage (%)	Illustration
75	51	168	100	108,3	4,56	0,97	69,72	
							70,85	
71,2	51,5	200	100	100	4,2	1	69,5	
							63,66	
66,4	53	300	100	100	3,87	0,9	72,32	
							67,4	
64,8	53,9	400	100	100	3,6	0,8	75,6	
							69,13	
61,6	55,4	500	100	100	3,7	0,8	76,9	
							74,1	
62,2	55,2	600	100	100	3,42	0,75	78,38	
							72,86	

Tableau 3.11. Performances d'une lentille best form de longueur variant entre 168 à 600 μm

L'impression 3D de la lentille est faite par une machine de marque Nanoscribe Photonic Professional GT upgraded (<https://www.nanoscribe.com/en/products/photonic-professional-gt2>). Elle passe par deux étapes : la première est la génération du fichier d'impression et la seconde est l'impression elle-même. Pour le design, le fichier est créé par Inventor, un logiciel de CAO 3D. Il est ensuite lu par le logiciel de l'imprimante qui s'appelle DeScribe. A ce niveau, on choisit les paramètres d'impression : maillage, puissance laser et vitesse de scan. La Figure 3.24.a montre le fichier prêt à être imprimé. Durant la phase d'impression, la fibre, placée dans un connecteur, est maintenue dans la machine, avec la surface d'impression orientée vers le bas. Une goutte de résine IP-S est déposée sur l'objectif de microscope x63. L'objectif de microscope est ensuite installé dans la machine, en dessous de la fibre. Lors de l'impression, l'objectif de microscope est remonté de telle sorte que l'extrémité de la fibre baigne dans la résine. Une fois l'impression terminée, la fibre est trempée pendant 13 minutes dans un solvant (PGMEA/SU8), puis pendant 5 minutes dans de l'isopropanol afin de nettoyer la lentille, c'est-à-dire retirer la résine non polymérisée. La fabrication de la microlentille a été réalisée par Gaelle Brevalle, ingénieure de recherche dans l'équipe Photonique.



Figure 3.24. a) Fichier d'impression de la lentille best form. b) Fibre équipée de la lentille imprimée. c) Spots obtenus à la caméra dans le cas d'une excitation non sélective en entrée

La Figure 3.24.b présente la lentille best form obtenue. La lentille est solidaire de la fibre grâce à des micro-tiges de maintien. Le banc expérimental utilisé est celui de la Figure 3.19, la seule différence étant que la microlentille GRIN est remplacée par la lentille best form. La caractérisation de la lentille à la caméra donne le résultat affiché sur la Figure 3.24.c. On y voit les quatre spots de la MCF, avec des formes plus ou moins circulaires. En revanche, il y a un peu de dispersion de puissance autour de chaque spot. Cela s'explique par le fait que le rayon du front d'onde incident est supérieur au rayon de courbure avant de la lentille ($100\ \mu\text{m}$ vs $71,2\ \mu\text{m}$). Dans le Tableau 3.12, nous comparons les résultats théoriques (basés sur la simulation Zemax) aux valeurs expérimentales, en termes de waist final et de distance de travail.

	w_s (μm)	z_w (μm)
Résultats théoriques	2,1	100
Valeurs expérimentales	$3,3 \pm 0,1$	135 ± 3

Tableau 3.12. Comparaison entre résultats théoriques et résultats expérimentaux dans le cas de la lentille best form développée

On constate un écart entre résultats de simulation et valeurs expérimentales. Au lieu d'obtenir un waist final de $2,1\ \mu\text{m}$ pour une distance de travail de $100\ \mu\text{m}$, nous obtenons plutôt un waist de $3,3\ \mu\text{m}$ pour une distance de travail de $135\ \mu\text{m}$. L'erreur relative est de 36% et de 35%, respectivement pour le waist et la distance de travail. Premièrement, cette grande erreur relative est imputable aux simplifications liées à l'approximation paraxiale appliquée par Zemax. Aussi, le fait que le rayon du front d'onde incident soit supérieur au rayon de courbure avant de la lentille ($100\ \mu\text{m}$ vs $71,2\ \mu\text{m}$) empêche la bonne focalisation du faisceau à la distance attendue théoriquement.

En conclusion, de toutes les techniques de couplage MCF/UTC-PD que nous avons explorées, nous constatons que la microlentille de Grintech est celle qui satisfait le mieux à nos exigences, comme indiqué dans le Tableau récapitulatif 3.13 et c'est donc cette dernière qui sera retenue pour la suite de ce travail.

	GRIN FiberTech Lille	GRIN Grintech	Lentille best form
w_s (μm)	2,9 ($\pm 0,1$)	2,0 ($\pm 0,1$)	3,3 ($\pm 0,1$)
z_w (μm)	90 (± 3)	90 (± 3)	135 (± 3)

Tableau 3.13. Tableau récapitulatif des lentilles caractérisées

Le banc expérimental de la Figure 3.25 a été mis en place dans le but de tester le niveau de puissance optique que peut supporter l'assemblage MCF/GRIN. Ce test revêt une grande importance car la caractérisation en puissance des UTC-PD impose que l'assemblage MCF/GRIN puisse supporter plus d'une centaine de milliwatts par cœur.

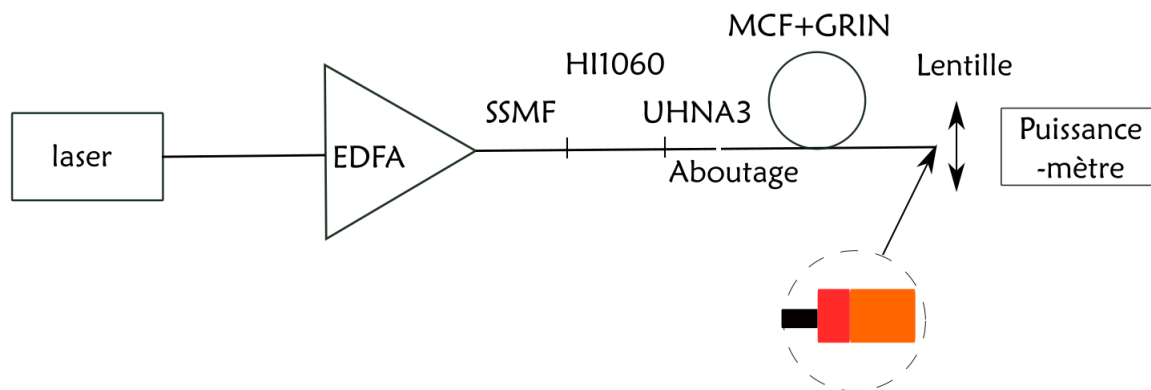


Figure 3.25. Banc de test de la tenue en puissance de l'assemblage MCF/GRIN

La lumière injectée dans un morceau de fibre A munie de spacer et de lentille GRIN provient d'un laser Tunics accordable réglé à une longueur d'onde de $1,55 \mu\text{m}$ et une puissance de 5 mW. Avant l'injection dans la MCF, cette source est amplifiée par un amplificateur à fibre dopée erbium de marque Keopsys dont la puissance de sortie maximale vaut 5 W. Un puissance-mètre, placé derrière une lentille, permet de mesurer la puissance transmise. Nous avons réglé successivement la puissance de sortie de l'amplificateur de sorte à obtenir 250, 500 et 1000 mW en sortie de fibre UHNA3. L'assemblage MCF/GRIN a été successivement soumis à ces 3 valeurs de puissance à chaque fois pendant une durée d'une heure, une pause de 45 minutes ayant été observée entre deux mesures consécutives. Nous avons, à l'aide d'une carte de détection infrarouge, vérifié le spot obtenu en sortie de fibre, pour les 3 valeurs de puissance indiquées. A chaque fois, le spot apparaissait bien circulaire, suggérant qu'il est possible de travailler jusqu'à une puissance de 1 W sans causer de dommage à l'assemblage MCF/GRIN. Par la suite, nous avons collé la microlentille de Grintech à la fibre A (longueur de 3 m) munie

de fan-in afin d'évaluer les pertes de l'ensemble. Le banc expérimental mis en place à cet effet est décrit sur la Figure 3.26.

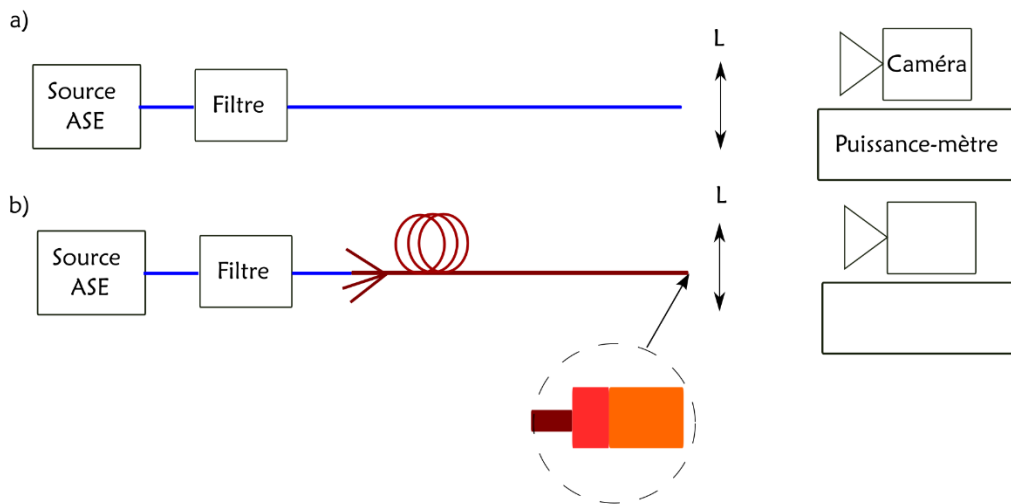


Figure 3.26. Schéma du banc expérimental de mesure des pertes de la structure fan in-fibre A-microlentille GRIN

Dans un premier temps, nous injectons de la lumière provenant d'une source ASE filtrée ($1550 \pm 1 \text{ nm}$) dans une SSMF (Figure 3.26.a). L'extrémité de la fibre est placée à la distance focale d'une lentille L qui permet d'imager le spot sur une caméra. Ensuite, on place un puissance-mètre derrière la lentille afin de mesurer la puissance de référence P_{ref} . Dans un second temps, on connecte la SSMF à l'ensemble fan in-fibre A-microlentille GRIN (Figure 3.26.b), puis on mesure la puissance en sortie. En procédant ainsi, on mesure quatre puissances P_1, P_2, P_3 et P_4 correspondant aux puissances couplées dans les 4 entrées du fan-in. La différence entre chaque puissance P_i et la puissance de référence P_{ref} correspond aux pertes totales de couplage dudit canal, composées des pertes d'insertion du canal et des pertes dues à la microlentille GRIN. Les résultats de l'expérience sont consignés dans le Tableau 3.14. Concernant le FIFO, nous avons supposé que les pertes préalablement présentées dans le Tableau 3.7 sont équitablement réparties entre le fan-in et le fan-out.

	Fan-in 1	Fan-in 2	Fan-in 3	Fan-in 4
Pertes totales (dB)	-1,75	-1,35	-1,5	-1,05
Pertes d'insertion du fan-in (dB)	-1,25	-0,9	-0,95	-1,05
Pertes dues à la GRIN (dB)	-0,5	-0,45	-0,55	-0,5

Tableau 3.14. Résultats des mesures de pertes des structures fan in-MCF-microlentille GRIN

Nous constatons que les microlentilles GRIN occasionnent de faibles pertes, autour de -0,5 dB. Les pertes totales sont acceptables, typiquement inférieures à -1,75 dB. Par conséquent, la structure fan in-MCF-microlentille GRIN est adéquate pour exciter le réseau d'UTC-PD. De façon similaire, nous sommes assurés que la fibre B fonctionnalisée est aussi adéquate.

3.6. Conclusion

Fabriquées à partir de préforme élaborée par la méthode MCVD, les fibres A et B présentent les caractéristiques opto-géométriques requises par notre application. En effet, sur le plan des caractéristiques géométriques, la fibre A présente un diamètre de gaine de 168 μm , un diamètre de cœur de 3,48 μm , un pas entre cœurs de 15 μm . La fibre B, quant à elle, présente un diamètre de gaine de 250 μm , un diamètre de cœur de 3,16 μm , un pas entre cœurs de 20 μm . Sur le plan des caractéristiques optiques, elles présentent toutes les deux un MFD de 4 μm environ à 1,55 μm , et des pertes d'environ 20 dB/km à cette longueur d'onde. Sur une longueur d'un mètre, non seulement les pertes sont faibles, mais aussi la diaphonie est presque nulle. De même, les performances des fibres A et B munies de fan-in fan-out sont acceptables : i) des pertes d'insertion moyennes de -2,1 et -1,1 dB ont été relevées et ii) à partir de la diaphonie mesurée sur 10 m de fibres fonctionnalisées, nous sommes assurés d'avoir un couplage suffisamment faible (<-25 dB) sur 80 cm de fibre. La perte de l'ensemble fan in-MCF (1 m)-microlentille GRIN s'élève au plus à -1,75 dB : -1,25 dB comme pertes du fan-in et -0,5 dB provenant de la microlentille. Ce niveau de pertes est acceptable pour notre application. Ce dispositif est adéquat pour éclairer efficacement le réseau d'UTC-PD car non seulement il permet d'obtenir des spots de 4 μm de diamètre pour une distance de travail d'une centaine de microns, mais aussi il peut supporter des puissances optiques de l'ordre 1 W pendant au moins une heure, sans aucun dommage.

Références

- [1] M. Joindot and I. Joindot, "Propagation guidée de la lumière," *Opt. Photonique*, Jul. 2015, doi: 10.51257/a-v1-af2090.
- [2] W. M. Flegal, E. A. Haney, R. S. Elliott, J. T. Kamino, and D. N. Ernst, "Report: Making single-mode preforms by the MCVD process," *ATT Tech. J.*, vol. 65, no. 1, pp. 56–61, Jan. 1986, doi: 10.1002/j.1538-7305.1986.tb00058.x.
- [3] P.-A. Burllet and D. Pavy, "Élaboration des fibres optiques," *Techniques pour l'ingénieur*, p. 17, 1988.
- [4] " Microscopie électronique à balayage - Définition et Explications," *Techno-Science.net*. <https://www.techno-science.net/glossaire-definition/Microscopie-electronique-a-balayage.html> (accessed Aug. 14, 2022).
- [5] ITU-T G.650.1, "Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single-mode fibre and cable." Oct. 2020. Accessed: May 23, 2022. [Online]. Available: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.650.1-202010-1!!PDF-E&type=items
- [6] C. Pellet, "Détection synchrone : principe, application," IUT de Bordeaux, 2017.
- [7] A. Champavère, "Caractérisation des fibres optiques et des réseaux par réflectométrie," *Techniques pour l'ingénieur.*, Oct. 2018, doi: 10.51257/a-v3-e7120.
- [8] P. Lecoy, "Mesures sur fibres optiques," *Techniques pour l'ingénieur*, Dec. 2018, doi: 10.51257/a-v4-r1177.
- [9] M. Bsibes *et al.*, "Towards a better understanding of light scattering in few-mode optical fibers," in *Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems XI*, Mar. 2022, vol. 12028, pp. 9–13. doi: 10.1117/12.2608945.
- [10] M. Thual, D. Malarde, B. Abherve-Guegen, P. Rochard, and P. Chanclou, "Truncated Gaussian beams through microlenses based on a graded-index section," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 1, p. 015402, Jan. 2007, doi: 10.1117/1.2431798.

Chapitre 4 : Liaisons THz basées sur le photomélange

4.1. Considérations générales sur les photodiodes	139
4.1.1. Principe du photomélange	139
4.1.2. Principaux types de photodiodes opérant autour de 1,55 μm	141
4.1.2.1. Photodiode PIN	141
a. Généralités.....	141
b. Facteurs déterminant la réponse en puissance et en bande passante des photodiodes	143
c. Limitations des photodiodes PIN.....	145
4.1.2.2. Photodiode UTC.....	146
4.1.3. Performances des photodiodes en Photonique THz.....	148
4.1.4. Les réseaux d'UTC-PD présentés dans la littérature	149
4.2. Fabrication et caractérisation d'une UTC-PD unitaire.....	153
4.2.1. Fabrication d'une UTC-PD	153
4.2.2. Caractérisation d'UTC-PD	156
4.2.2.1. Dans la bande de 300 GHz.....	156
a. Mesures électriques	157
b. Mesures de puissance	160
c. Mesures Télécoms	162
4.2.2.2. Dans la bande de 800 GHz.....	163
a. Caractérisation en puissance.....	164
b. Caractérisation en transmission de données	168
4.3. Démonstration d'un réseau d'UTC-PD excité par une fibre multi-cœurs	169
4.4. Conclusion	172
Références.....	173

La génération THz par photomélange consiste à produire des signaux THz à l'aide du battement de signaux optiques dans un photodétecteur de bande passante appropriée. Grâce à l'utilisation des ondes optiques, cette approche préserve la linéarité des signaux (dans la limite de la linéarité de la photodiode) et permet ainsi de disposer de larges bandes passantes, propices à la montée en débit. De plus, générer les signaux THz à partir de signaux optiques facilite l'intégration des systèmes THz avec les réseaux optiques déjà existants. La faiblesse majeure des émetteurs photoniques THz que sont les photodétecteurs est qu'ils génèrent une faible puissance (jusque 0 dBm, typiquement) [1], insuffisante pour compenser les pertes en espace libre (10 dB/m) et l'atténuation atmosphérique dans cette gamme de fréquences.

L'objectif de ce chapitre, en termes de fabrication, est la réalisation de deux réseaux de 4 UTC-PD chacun, avec un pas de 15 μm pour le premier réseau et un pas de 20 μm pour le deuxième. Les UTC-PD de chaque réseau doivent avoir chacune un diamètre de 4 μm et elles doivent être disposées en maille carrée afin d'être excitées par les fibres A et B, rapportées dans le Chapitre 3.

La première partie du chapitre commence par des considérations générales sur les principaux types de photomélanges à 1,55 μm notamment les photodiodes PIN et les UTC-PD (photodiodes à transport unipolaire). Un accent particulier est mis sur leurs mécanismes de fonctionnement ainsi que sur l'état de l'art de leurs performances en termes de puissance et de bande passante. Ensuite, nous présenterons des UTC-PD réalisées au cours de cette thèse à l'IEMN en précisant les étapes de fabrication, les résultats de caractérisation sous pointes à 320 GHz à des débits allant jusqu'à 100 Gbit/s. La caractérisation comprend à la fois les mesures électriques, les mesures de puissance et les mesures en transmission de données.

En outre, ce chapitre comporte :

- La première démonstration expérimentale, à notre connaissance, d'un réseau d'UTC-PD excité par une fibre multi-cœurs dans le but d'accroître la puissance THz émise.
- Les premiers résultats expérimentaux (à notre connaissance) de la caractérisation sous pointes d'UTC-PD à 800 GHz, permettant la transmission de données à 10 Gbit/s.

4.1. Considérations générales sur les photodiodes

Dans cette section, nous étudions brièvement les fondamentaux des photodiodes opérant autour de 1,55 μm en dégagant les principaux facteurs déterminant leurs performances en termes de puissance et de bande passante. À côté de l'état de l'art des photodiodes unitaires, celui des réseaux de photodiodes est présenté.

4.1.1. Principe du photomélange

La génération d'une onde THz par photomélange se fait à l'aide de deux sources lasers continues, d'un photodétecteur et d'une antenne, comme illustré sur la Figure 4.1. Les deux lasers produisent deux signaux continus dont le battement s'effectue dans le photodétecteur. Le rôle de l'antenne est de rayonner le signal THz généré par le photodétecteur.

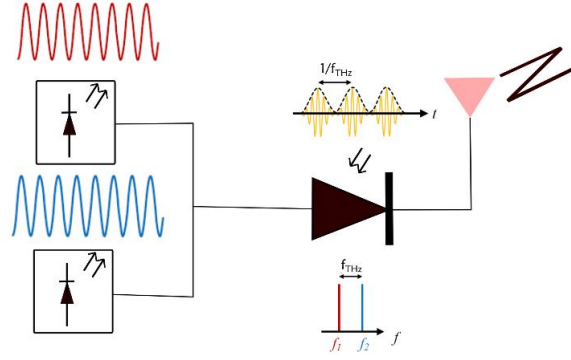


Figure 4.1. Illustration de la génération THz par photomélange

Ce signal correspond à la différence entre les fréquences des deux lasers. Soient ω_1 ($2\pi f_1$) et ω_2 ($2\pi f_2$) les pulsations respectives des ondes émises par le laser 1 et le laser 2. Les champs correspondants s'écrivent respectivement comme deux ondes TEM de polarisation unique :

$$\vec{E}_1(\vec{r}, t) = E_1 \cos(\omega_1 t - \vec{k}_1 \cdot \vec{r} + \phi_1) \vec{u}_x, \quad (4.1)$$

et

$$\vec{E}_2(\vec{r}, t) = E_2 \cos(\omega_2 t - \vec{k}_2 \cdot \vec{r} + \phi_2) \vec{u}_x, \quad (4.2)$$

où E_1 et E_2 désignent les amplitudes, ϕ_1 et ϕ_2 désignent les phases des deux ondes. La puissance optique instantanée sur une surface unitaire du photodétecteur à la position \vec{r}_0 s'écrit [2] :

$$\begin{aligned} \vec{P}(\vec{r}_0, t) &= \frac{|\vec{E}_1(\vec{r}, t) + \vec{E}_2(\vec{r}, t)|^2}{\eta_0} \\ &= \frac{1}{\eta_0} [E_1^2 \cos^2(\omega_1 t - \vec{k}_1 \cdot \vec{r}_0 + \phi_1) + E_2^2 \cos^2(\omega_2 t - \vec{k}_2 \cdot \vec{r}_0 + \phi_2)] \\ &\quad + \frac{E_1 E_2}{\eta_0} \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - (\vec{k}_2 - \vec{k}_1) \cdot \vec{r}_0 + (\phi_2 - \phi_1)] \\ &\quad + \frac{E_1 E_2}{\eta_0} \cos[(\omega_2 + \omega_1)t - (\vec{k}_2 + \vec{k}_1) \cdot \vec{r}_0 + (\phi_2 + \phi_1)], \end{aligned} \quad (4.3)$$

avec $\eta_0 \approx 377\Omega$ l'impédance caractéristique du vide. Le temps de réponse τ du photodétecteur est tel qu'il ne peut pas suivre la variation des composants des pulsations ω_1 , ω_2 et $\omega_2 + \omega_1$. Il obéit donc à ces deux conditions [3] :

$$\begin{cases} \frac{1}{\tau} \simeq \omega_2 - \omega_1 \\ \frac{1}{\tau} \ll \omega_1, \omega_2. \end{cases} \quad (4.4)$$

Le photocourant n'est par conséquent modulé qu'à la pulsation $\omega_2 - \omega_1$. Lors de la réalisation des photodétecteurs, l'un des défis majeurs est d'avoir un temps de réponse le plus court possible (ps typiquement) afin de pouvoir générer des ondes de la gamme THz. La puissance optique moyenne sur le photodétecteur s'écrit [2]:

$$\begin{aligned} \langle \vec{P}(\vec{r}_0, t) \rangle &= \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \vec{P}(\vec{r}_0, t) dt \\ &= \frac{E_1^2}{2\eta_0} + \frac{E_2^2}{2\eta_0} + \frac{E_1 E_2}{\eta_0} \cos((\omega_2 - \omega_1)t - (\vec{k}_2 - \vec{k}_1) \cdot \vec{r}_0 + (\phi_2 - \phi_1)) \\ &= P_0 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\omega_2 - \omega_1)t - (\vec{k}_2 - \vec{k}_1) \cdot \vec{r}_0 + (\phi_2 - \phi_1), \end{aligned} \quad (4.5)$$

avec $P_0 = P_1 + P_2$, $P_1 = \frac{E_1^2}{2\eta_0}$ et $P_2 = \frac{E_2^2}{2\eta_0}$. Le terme $\omega_2 - \omega_1$ correspond à la pulsation du signal THz ($2\pi f_{THz}$). L'Equation (4.5) montre que si au moins une des sources est accordable, il est possible de générer des rayonnements sur toute la gamme THz. La stabilité fréquentielle et la pureté spectrale du rayonnement THz dépendent directement de la stabilité des deux lasers en fréquence ($\omega_2 - \omega_1$) et en phase ($\phi_2 - \phi_1$). Ceci illustre l'avantage des lasers bi-fréquences pour lesquels les variations de fréquence ou de phase sont identiques sur les deux faisceaux. Cela n'est pas le cas pour les lasers indépendants. Si les puissances émises par les 2 lasers sont égales, $P_1 = P_2 = P_0/2$, alors l'intensité générée par le photodétecteur s'écrit [4] :

$$I(t) = RP_0(1 + \cos(\omega_{THz}t + \phi)), \quad (4.6)$$

où $\omega_{THz} = |\omega_2 - \omega_1|$, P_0 , $\phi = \phi_2 - \phi_1$ et R désignent respectivement la pulsation du signal THz, la puissance optique incidente moyenne, le déphasage entre les ondes optiques et la sensibilité du photodétecteur que nous définirons dans les prochains paragraphes. L'Equation (4.6) montre explicitement que le processus de photomélangement aboutit à la naissance de deux composantes : une composante continue $I_{DC} = RP_0$ et une composante AC $I_{THz} = RP_0 \cos(\omega_{THz}t + \phi)$. L'émission THz consiste au rayonnement de la composante AC par une antenne appropriée.

4.1.2. Principaux types de photodiodes opérant autour de 1,55 μm

Les principaux types de photodiodes évoqués dans cette section sont les photodiodes PIN et les UTC-PD.

4.1.2.1. Photodiode PIN

a. Généralités

Une photodiode PIN, comme son nom l'indique, est composée d'une zone intrinsèque comprise entre deux zones transparentes, l'une dopée P et l'autre dopée N (voir Figure 4.2.a où les couches de couleur jaune renvoient aux contacts P et N). La zone intrinsèque des photodiodes

opérant à 1,3 μm et 1,55 μm est généralement en InGaAs. L'InP et GaInAsP sont très souvent utilisés comme zones N et P [11].

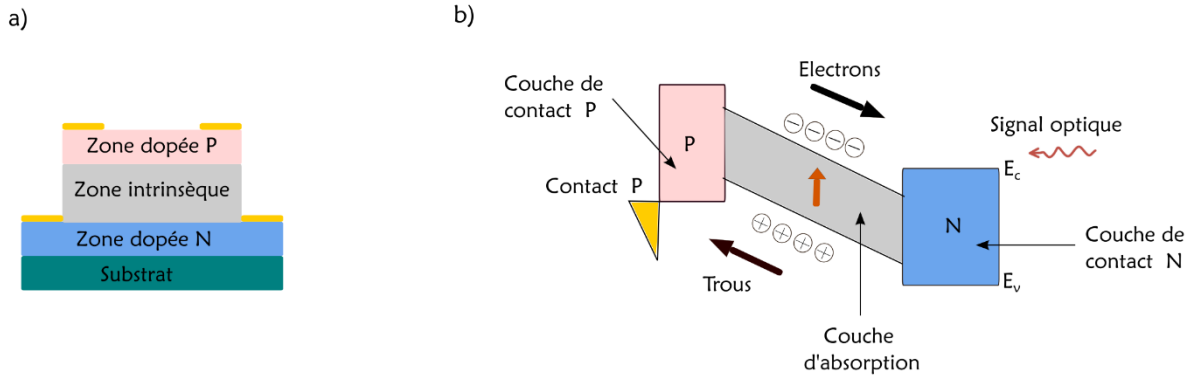


Figure 4.2. a) Schéma d'une photodiode PIN. b) Structure de bande d'une photodiode PIN

La Figure 4.2.b illustre le diagramme de bande d'une photodiode PIN. La lumière arrivant sur la photodiode est absorbée dans la zone intrinsèque. Lorsque l'énergie des photons incidents est supérieure à l'énergie de gap E_g du semi-conducteur, il y a création de paires électrons-trous. La tension de polarisation appliquée sur la photodiode crée un champ électrique qui se charge d'accélérer le mouvement des électrons vers la zone dopée N et le mouvement des trous vers la zone dopée P. Ce mouvement en sens inverse des porteurs est à l'origine du photocourant. La réponse statique ou caractéristique statique d'une photodiode s'écrit [5] :

$$I(V) = I_{obs}(e^{\frac{qV}{k_B T}} - 1) - I_{ph} \quad (4.7)$$

où I_{obs} , q , k_B , T et I_{ph} désignent respectivement le courant d'obscurité (valeur du courant quand la photodiode n'est pas éclairée), la charge élémentaire ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C), la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), la température en Kelvin et le photocourant généré (composante DC de I dans l'Equation (4.6)). Le courant d'obscurité est dû à une génération aléatoire de trous et d'électrons dans la zone active. Le mode de fonctionnement « photodiode » impose que la polarisation soit faite en inverse si bien que le terme $I_{obs}(e^{\frac{qV}{k_B T}} - 1)$ est très souvent négligeable par rapport au photocourant, sous éclairage [6]. Ainsi, on n'obtient essentiellement que le courant proportionnel à la puissance optique. La Figure 4.3 illustre les réponses statiques d'une photodiode. On y voit la réponse de la photodiode quand elle est éclairée (courbe de couleur rouge) et quand elle ne l'est pas (courbe de couleur bleue).

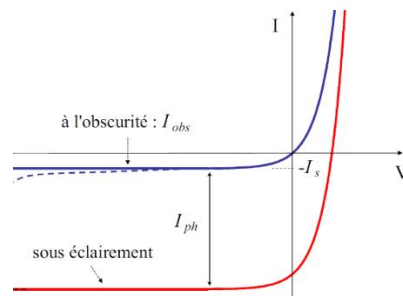


Figure 4.3. Allure de la caractéristique statique d'une photodiode à l'obscurité et sous éclairage [6]

En plus de la réponse $I(V)$, une photodiode est caractérisée par sa sensibilité. Exprimée en A/W , elle correspond au niveau d'efficacité de la conversion des photons incidents en courant. Elle s'écrit [6] :

$$R = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \frac{q}{h\nu} \eta_e, \quad (4.8)$$

où q , $h\nu$ et η_e désignent respectivement la charge élémentaire, l'énergie d'un photon et le rendement quantique externe. Ce dernier est le produit du rendement optique η_0 et du rendement quantique interne η_i :

$$\eta_e = \eta_0 \eta_i. \quad (4.9)$$

Le rendement optique est le rapport entre le nombre de photons pénétrant la zone active de la photodiode et le nombre total de photons incidents sur le composant. Il dépend du couplage optique et des réflexions de photons à la surface de la photodiode. Le rendement quantique interne, quant à lui, dépend du coefficient d'absorption de la zone absorbante, de son épaisseur du facteur de recouvrement entre le faisceau optique et la zone absorbante [6]. Dans la pratique, la sensibilité peut être déduite lors de la caractérisation DC de la photodiode. En effet, elle correspond à la pente de la droite $I_{DC} = f(P_{opt})$ à polarisation identique. Le design d'une photodiode doit nécessairement tenir compte des facteurs déterminant sa réponse en puissance et en bande passante.

Le bruit d'un photodétecteur est généralement la somme du bruit quantique $i_{qn}^2 = 2eRP_0B$ (avec e la charge de l'électron, B la bande passante du signal électrique) et du bruit thermique $i_{th}^2 = \frac{4kT}{R_i}B$ (avec k la constante de Boltzmann, T la température et R_i la résistance interne du photodétecteur).

b. Facteurs déterminant la réponse en puissance et en bande passante des photodiodes

Deux facteurs influencent la réponse des photodiodes en puissance et en bande passante. Le premier est i) la constante de temps et le second est ii) le temps de transit.

i) La constante de temps. La Figure 4.4.a illustre le schéma du modèle de circuit équivalent d'une photodiode.

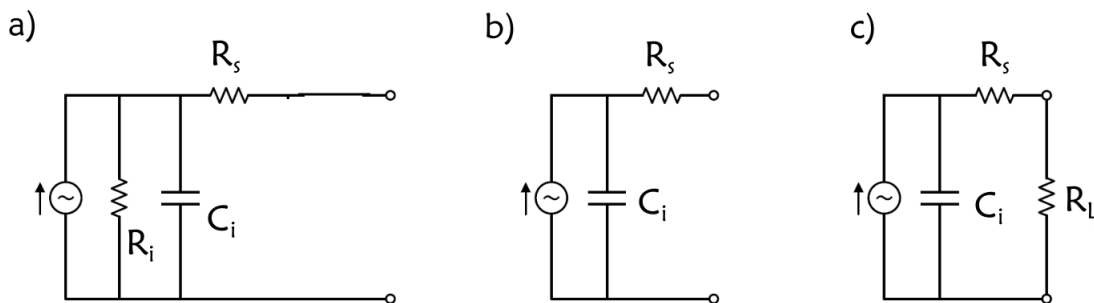


Figure 4.4. a) Modèle de circuit équivalent d'une photodiode PIN. b) Modèle simplifié. c) Modèle simplifié d'une photodiode PIN connectée à une charge RL [5]

Elle montre qu'une photodiode est équivalente à un générateur de courant, une résistance de fuite et une capacité en parallèle puis une résistance série [5]. La résistance de fuite R_i correspond à la résistance de la zone intrinsèque. La capacité intrinsèque C_i est créée par les régions P et N et se calcule par [4] :

$$C_i = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d}, \quad (4.10)$$

où ε_0 , A , ε_r et d désignent respectivement la permittivité du vide, l'aire de section de la photodiode, la permittivité relative et l'épaisseur du matériau de la zone intrinsèque. La résistance série R_s résulte de la conductivité finie des zones P et N ainsi que des contacts ohmiques avec les connections métalliques. Puisque R_i est généralement très élevée (1-100 M Ω [5]) devant R_s et R_L , le modèle de la photodiode peut être simplifié (voir Figure 4.4.b). Quand la photodiode est connectée à une résistance R_L (voir Figure 4.4.c), la bande passante électrique à 3 dB due à la constante de temps RC de la photodiode s'écrit [7] :

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi(R_L + R_s)C_i}. \quad (4.11)$$

ii) Le temps de transit correspond au temps mis par les porteurs pour traverser la zone de déplétion avant d'atteindre le contact N ou P. Il est nécessairement inférieur à la période du signal THz [8]. La bande passante électrique à 3 dB due au temps de transit s'écrit [7] :

$$f_t = \frac{3,5\bar{v}}{2\pi d}, \quad (4.12)$$

où \bar{v} désigne la vitesse moyenne des photoporteurs. Typiquement, pour InGaAs, $\bar{v} = 5,3 \cdot 10^4$ m/s. La fréquence de coupure globale de la photodiode est par conséquent limitée par la constante de temps et le temps de transit. Elle s'exprime par [7] :

$$\frac{1}{f_{3dB}^2} = \frac{1}{f_{RC}^2} + \frac{1}{f_t^2}. \quad (4.13)$$

La puissance THz est définie par [8]:

$$P_{THZ} = \frac{1}{2} R_L \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{THZ}}{f_t}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{THZ}}{f_{RC}}\right)^2} |I_{THZ}|^2, \quad (4.14)$$

où f_{THZ} est la fréquence du signal THz. L'Equation (4.14) montre que la puissance THz émise est proportionnelle au carré de la composante DC du photocourant. Ce qui signifie qu'en échelle logarithmique, cette variation est linéaire, comme l'illustre la partie linéaire de la Figure 4.5.a. En outre, en remplaçant f_{THZ} par une variable f dans l'Equation (4.14), on obtient l'allure de

la réponse en fréquence. Cette dernière est représentée sur la Figure 4.5.b. La puissance THz diminue en $\frac{1}{f^4}$ après les fréquences de coupure.

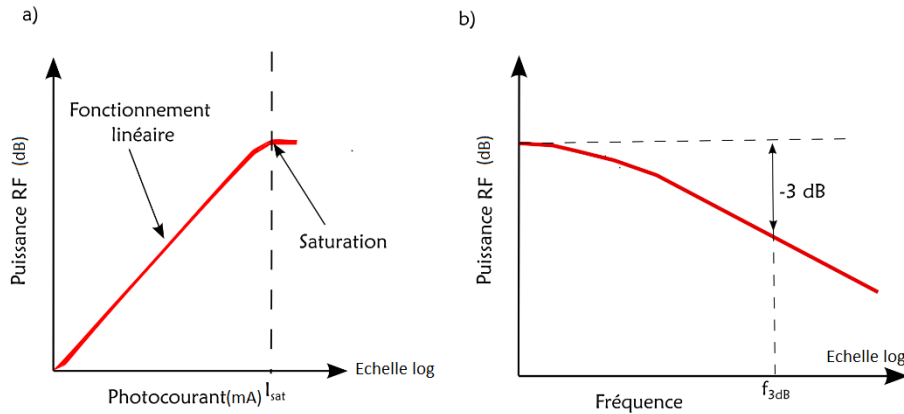


Figure 4.5. Allure typique de a) la réponse d'une photodiode. b) la réponse fréquentielle d'une photodiode

La Figure 4.5.b indique que les photodiodes ont des réponses en fréquence similaires à celles de filtres passe-bas : plus la fréquence augmente, plus la puissance THz diminue. Ce comportement s'explique essentiellement par la constante de temps liée à la capacité intrinsèque C_i .

c. Limitations des photodiodes PIN

Le design de photodiodes PIN est soumis à un compromis majeur portant sur l'épaisseur de la zone absorbante. D'un côté, une zone absorbante épaisse permet premièrement d'obtenir un rendement quantique élevé puisque la quantité de lumière absorbée est plus grande. De même, cela implique une faible capacité et par conséquent une bande passante due à la constante RC (f_{RC}) plus élevée. D'un autre côté, une faible épaisseur de la zone absorbante limiterait la bande passante due au temps de transit f_t [9]. D'après l'Equation (4.13), la bande passante globale optimale est atteinte pour $f_{RC} = f_t$ [4]. L'autre limite propre aux photodiodes PIN a trait au relatif faible courant de saturation. Idéalement, la puissance THz augmente quadratiquement avec le photocourant (voir Equation (4.14)). Cependant, sous fort éclairage optique, des phénomènes de saturation apparaissent, limitant de ce fait la puissance THz générée par la photodiode. Cette saturation provient de l'effet de charge d'espace qui correspond à l'accumulation de charges dans la zone absorbante. L'accumulation de ces charges diminue le champ électrique, provoquant un ralentissement du mouvement des porteurs, ce qui aboutit à une saturation du photocourant et par conséquent de la puissance THz générée. Sur la Figure 4.5.a le courant de saturation est noté I_{sat} . En cas de saturation, le surplus de puissance optique absorbée est dissipé sous forme de chaleur, entraînant des effets thermiques dans la photodiode. De façon générale, l'équilibre des puissances lors de la génération THz par une photodiode s'écrit [5] :

$$P_{diss} + P_{RF} = P_{bias} + P_{opt}^{abs}, \quad (4.15)$$

où P_{diss} , P_{RF} , P_{bias} et P_{opt}^{abs} désignent respectivement la puissance dissipée par toute la structure, la puissance THz rayonnée par l'antenne, la puissance fournie par le générateur et la puissance optique absorbée par la photodiode. Lorsque P_{diss} est supérieure au seuil de puissance que la photodiode peut dissiper, cette dernière peut être endommagée. Plus la surface de la photodiode est large, plus elle est susceptible de résister au fort éclairage. Mais l'inconvénient des photodiodes à large surface est qu'elles présentent une faible bande passante en raison de leur capacité intrinsèque élevée. Un compromis est par conséquent nécessaire à ce niveau.

Les photodiodes peuvent être éclairées soit de façon verticale, soit de façon latérale, comme illustré respectivement sur les Figures 4.6.a et 4.6.b. L'éclairage vertical a le mérite d'être simple même s'il impose un compromis entre le rendement optique et la bande passante. L'éclairage latéral, quant à lui, permet de s'affranchir du compromis rendement-bande passante puisque la direction de propagation de la lumière est différente de celle des porteurs générés. L'éclairage vertical est le plus utilisé en raison de sa simplicité [6].

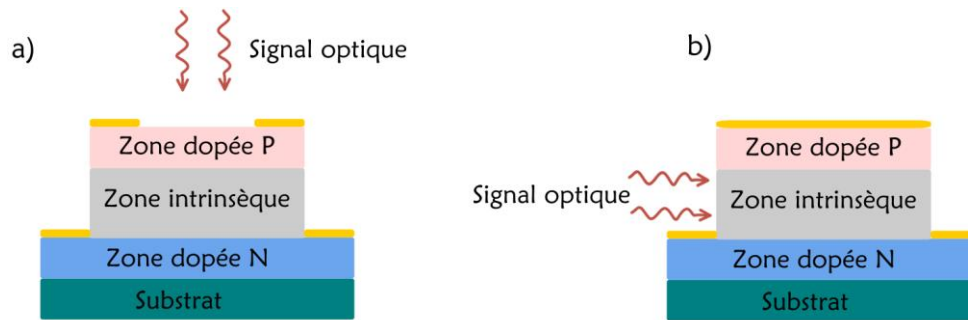


Figure 4.6. a) Éclairage vertical d'une photodiode, par le haut. b) Éclairage latéral de la photodiode

4.1.2.2. Photodiode UTC

Tout comme les photodiodes PIN, les UTC-PD ont pour fonction de convertir les signaux optiques en signaux électriques. Les UTC-PD sont aussi caractérisées par une réponse statique, une réponse en fréquence et un rendement de la même forme que ceux des photodiodes PIN. Cependant, les UTC-PD ont une zone absorbante et une zone de transport/collection dissociées, contrairement aux photodiodes PIN (voir Figure 4.7.a). Elles sont appelées « photodiodes à transport unipolaire » parce que leurs dynamiques sont gouvernées uniquement par les électrons. En effet, la structure de bande de l'UTC-PD (voir Figure 4.7.b) est conçue de telle sorte que l'absorption de la lumière a lieu, non pas dans une zone intrinsèque, mais dans une fine zone dopée P. Puisque les trous sont majoritaires dans la zone absorbante, les trous photogénérés relaxent rapidement et sont collectés dans la zone de contact P. Ainsi, les performances des UTC-PD sont essentiellement déterminées par la dynamique des électrons. La diffusion de ces derniers vers le contact P est empêchée par une couche de blocage appelée « barrière de diffusion ». La diffusion des électrons se fait par conséquent dans une seule

direction, c'est-à-dire vers la zone de transport/collection d'où ils sont accélérés par le champ électrique pour rejoindre la zone de contact N [4].

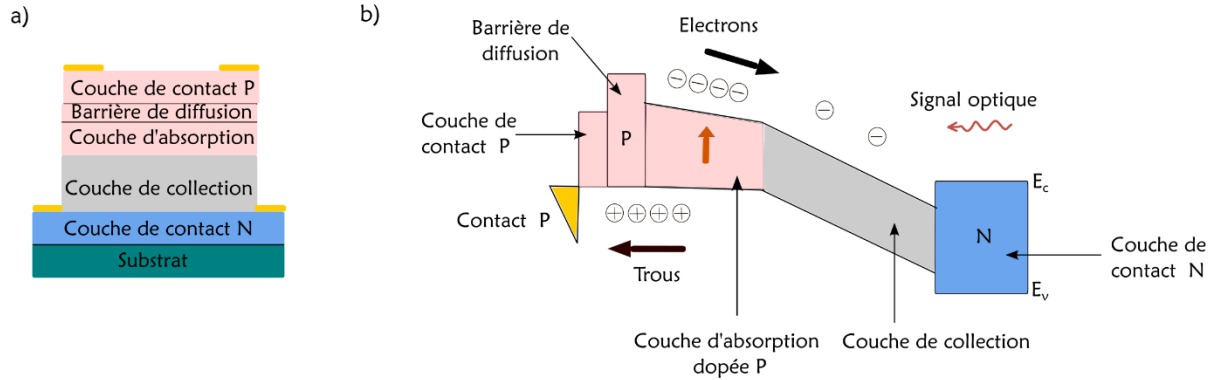


Figure 4.7. a) Schéma d'une UTC-PD. b) Structure de bande d'une UTC-PD

Le modèle électrique équivalent d'une UTC-PD est schématisé sur la Figure 4.8 [10].

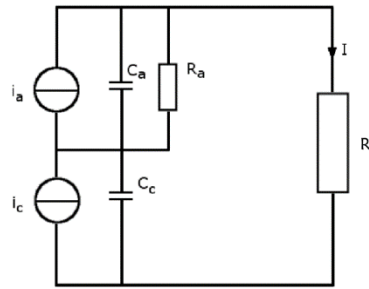


Figure 4.8. Modèle de circuit équivalent d'une UTC-PD [10]

Le collecteur correspond à un générateur de courant i_c et une capacité C_c . La zone d'absorption, quant à elle, correspond à un générateur de courant i_a et une capacité C_a en plus d'une résistance R_a . Les UTC-PD présentent plusieurs avantages comparativement aux photodiodes PIN. Premièrement, elles offrent une bande passante plus large. En effet, étant donné que le temps de transit dans le cas des UTC-PD est seulement déterminé par le mouvement des électrons (dont la vitesse est d'un ordre de grandeur plus élevée que celle des trous [8]), la bande passante électrique à 3 dB des UTC-PD est plus grande que celles des photodiodes PIN. Elle s'écrit [11] :

$$f_{3dB} \cong \frac{1}{2\pi \left(\frac{W_a^2}{3D_e} + \frac{W_a}{v_{th}} \right)}, \quad (4.16)$$

où W_a , D_e et v_{th} désignent respectivement l'épaisseur de la zone absorbante, le coefficient de diffusion et la vitesse d'émission thermoionique des électrons. Cette relation n'est valable que pour une zone d'absorption de faible épaisseur. Comme l'indique l'Equation (4.16), moins la zone d'absorption est épaisse, plus la bande passante est large. La large bande passante des UTC-PD fait d'elles des candidates idéales pour les transmissions à très haut débit.

Deuxièmement, les UTC-PD ont un courant de saturation plus élevé que les photodiodes PIN. Par exemple, le courant de saturation des UTC-PD peut être jusqu'à 3 fois supérieur à celui des photodiodes PIN [12]. Cela s'explique par le fait que l'effet de charge d'espace est amoindri dans le cas des UTC-PD grâce la séparation entre la zone d'absorption et la zone de transport. Parce qu'elles ont un courant de saturation plus élevé que les photodiodes PIN, les UTC-PD génèrent plus de puissance THz. C'est pourquoi dans les applications nécessitant une puissance élevée, notamment les transmissions sur moyennes distances, les UTC-PD sont privilégiées par rapport aux photodiodes PIN. La puissance générée par l'UTC-PD est définie par [10] :

$$P_{THz} = \frac{1}{2} R_L \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{THz}}{f_{3dB}}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{THz}}{f_{RCc}}\right)^2} \left| \frac{\sin(\pi f_{THz} \tau_t)}{\pi f_{THz} \tau_t} \right|^2 |I_{THz}|^2, \quad (4.17)$$

où R_L , f_{3dB} , f_{RCc} et τ_t désignent respectivement la résistance à laquelle est connectée l'UTC-PD, la bande passante à 3 dB définie par l'Equation (4.16), la fréquence de coupure due à la constante de temps du collecteur $\tau_{RCc} = R_L C_c$ et le temps de transit des électrons dans le collecteur égal à $\frac{W_c}{v_{sat}}$. v_{sat} est la vitesse de saturation des électrons et elle vaut $2 \cdot 10^7$ cm/s dans l'InP. L'Equation (4.17) montre que, comme toute photodiode, l'UTC-PD émet une puissance proportionnelle au carré du photocourant généré. Aussi, en remplaçant f_{THz} par une variable f dans l'Equation (4.17), on obtient une réponse en fréquence qui diminue en $\frac{1}{f^6}$ au-delà des fréquences de coupure. En outre, l'Equation (4.17) indique que plus la capacité intrinsèque de l'UTC-PD est grande, moins elle émet de puissance. Cela signifie que, à photocourant égal et pour une taille de spot optique adaptée, les UTC-PD de petite taille génèrent plus de puissance que les UTC-PD de grande taille.

Troisièmement, les UTC-PD ont une meilleure capacité de dissipation d'énergie que les photodiodes PIN. Dans la référence [5], une UTC-PD (dont la zone intrinsèque est en InP) et une photodiode PIN (dont la zone intrinsèque est en InGaAs) de géométrie équivalente et éclairées dans les mêmes conditions dissipent respectivement 240 et 160 mW. Cela est dû au fait que l'InP a une meilleure conductivité que l'InGaAs. Lorsque la puissance que doit dissiper la photodiode, suivant l'Equation (4.15), est supérieure au seuil de puissance qu'elle peut dissiper, la photodiode peut être endommagée. Pour diminuer les risques liés aux effets thermiques, l'une des solutions est de concevoir des UTC-PD à large surface. Les UTC-PD de petites surfaces (quelques μm de diamètre) sont fortement soumises à cette contrainte en raison de leur petite taille.

4.1.3. Performances des photodiodes en Photonique THz

Le Tableau 4.1 présente des performances de photodiodes PIN et d'UTC-PD rapportées dans la littérature. Dans le Tableau, la sensibilité des photodiodes PIN est plus élevée que celle des UTC-PD. Cela s'explique par le fait que, de façon générale, les UTC-PD ont des couches d'absorption de faible épaisseur, impliquant un rendement moins élevé. Nous notons également

que les UTC-PD génèrent plus de photocourant que les PIN eu égard au fait que leur dynamique est uniquement déterminée par les électrons.

Année	Référence	Type de photodiode	f (GHz)	P _{RF} (dBm)	Photocourant (mA)	Sensibilité (A/W)
2006	[13]	PIN	47	-	<11	0,81
2002	[14]	PIN	100	-10	4	0,4
2020	[15]	PIN	200	-14,4	12	0,3
2008	[16]	UTC-PD	350	-2,68	20	0,22
2014	[17]	UTC-PD	260	-1,74	13	0,08
2017	[18]	UTC-PD	300	-1,25	9,8	0,12
2012	[1]	UTC-PD	300	0,8	20	0,17

Tableau 4.1. Performances de photodiodes rapportées dans la littérature

En outre, la référence [13] illustre bien le compromis entre bande passante et la sensibilité dans le cas des PIN. En effet, la photodiode présente une sensibilité très élevée (0,81 A/W) tandis que sa fréquence de coupure est faible (47 GHz). Au-delà de 200 GHz, les UTC-PD sont préférées aux PIN car les premières génèrent plus de puissance. A ce jour, la référence [1] demeure l'un des résultats de référence en matière de photodiodes de puissance élevée rapportés dans la littérature. En effet, les auteurs démontrent deux UTC-PD couplées électriquement générant chacune 0,8 dBm dans la bande de 300 GHz. Le couplage électrique et l'optimisation du circuit d'adaptation expliquent cette haute performance.

4.1.4. Les réseaux d'UTC-PD présentés dans la littérature

Les UTC-PD n'émettant au plus que 0 dBm environ dans la bande de 300 GHz, les transmissions THz à moyennes distances dans cette bande sont difficilement réalisables. Pour résoudre ce problème, le recours à des réseaux de photodiodes est de plus en plus envisagée dans la littérature [19], [1], [4], [20], à côté des travaux de recherche effectués sur les amplificateurs THz. Soient deux photodiodes placées en parallèle et connectées à une antenne. Ces deux photodiodes sont excitées par deux faisceaux optiques distincts. I_1 et I_2 sont les deux photocourants produits. La combinaison des photocourants est illustrée sur la Figure 4.9.

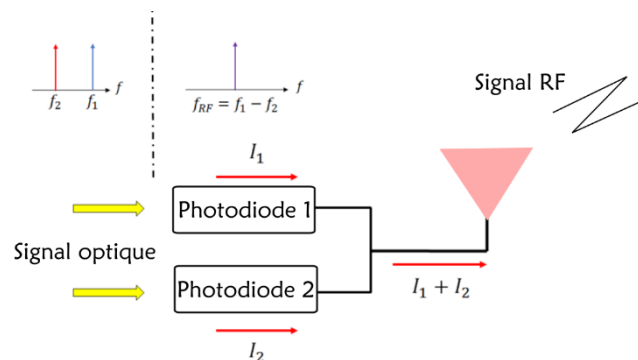


Figure 4.9. Combinaison de photocourants de deux photodiodes en parallèle

Le courant rayonné par l'antenne est la somme des 2 photocourants. En supposant que les photodiodes sont identiques de même que les puissances optiques incidentes, le courant rayonné s'écrit [21] :

$$\begin{aligned}
 I &= I_1 + I_2 \\
 &= RP_0(1 + \cos(\omega_{THz}t + \phi_1)) + RP_0(1 + \cos(\omega_{THz}t + \phi_2)) \\
 I &= 2RP_0 \left[1 + \cos\left(\omega_{THz}t + \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \right], \tag{4.18}
 \end{aligned}$$

où R , P_0 , ω_{THz} , ϕ_1 et ϕ_2 désignent respectivement la sensibilité d'une photodiode, la puissance optique incidente sur une photodiode, la pulsation du signal THz, la phase initiale de I_1 et la phase initiale de I_2 . Si I_1 et I_2 sont en phase ($\phi_1 = \phi_2$), alors :

$$I = 2RP_0((1 + \cos(\omega_{THz}t + \phi_1)) = 2I_1 = 2I_2 . \tag{4.19}$$

L'Equation (4.19) indique explicitement que le photocourant rayonné par une antenne connectée à deux photodiodes est supérieur à celui rayonné par une antenne connectée à une seule photodiode. L'accord de phase des photocourants et par conséquent la cohérence en phase des signaux optiques incidents est indispensable pour maximiser la puissance RF ou THz générée. Différents travaux de recherche s'articulent autour de ce principe pour augmenter la puissance THz rayonnée. Dans la référence [22] par exemple est présenté un réseau de photodiodes PIN intégré avec un guide d'onde (voir Figure 4.10).

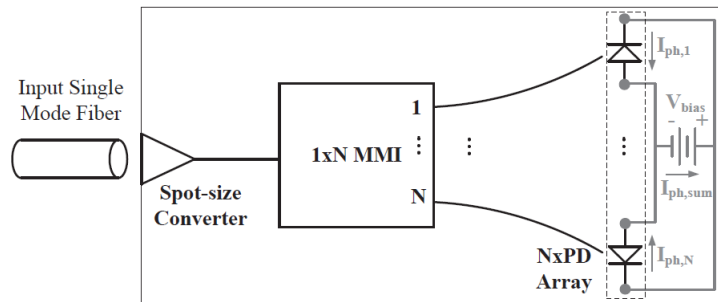


Figure 4.10. Schéma d'excitation du réseau de photodiodes réalisée dans [22]

Le convertisseur de taille de spot est utilisé pour optimiser le couplage entre la SSMF et la puce où se trouve le réseau de photodiodes. L'interféromètre multimode (MMI en anglais) à faible perte assure la division du signal optique en N, N correspondant au nombre de photodiodes qui composent le réseau. La sensibilité de chaque photodiode est de 0,53 A/W à 1,55 μm . Le Tableau 4.2 compare la puissance RF maximale et le courant de saturation sous biais optimal lorsque N=1, 2 et 3. Les Figures 4.11.a et 4.11.b sont les graphes correspondant aux données du Tableau 4.2.

Composant	Puissance RF max (dBm)					Courant de saturation (mA)				
	40 GHz	65 GHz	75 GHz	90 GHz	105 GHz	40 GHz	65 GHz	75 GHz	90 GHz	105 GHz
PD unitaire	-1,3	-2,2	-2,3	-2	-2,3	16,7	16,2	16,2	16,2	16,2
Réseau de 2 PD	5,8	5,8	5,2	2,8	1,5	33	35,6	37	36	37
Réseau de 3 PD	8,2	7,1	6,3	3,6	2,2	52	50	52	55	55

Tableau 4.2. Comparaison des performances d’une photodiode unitaire, d’un réseau de deux et d’un réseau de trois photodiodes PIN. Adapté de [22]

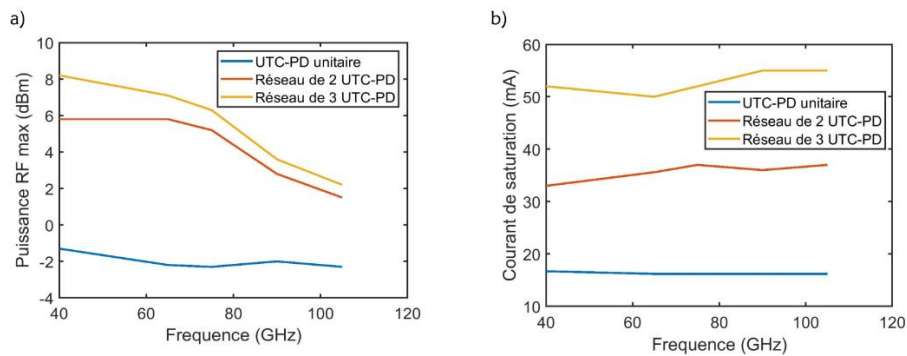


Figure 4.11. Comparaison graphique de a) la puissance RF maximale des photodiodes de [22]. b) le courant de saturation des photodiodes de [22]

A partir de la Figure 4.11.a, nous constatons que plus le nombre de photodiodes est élevé, plus la puissance RF maximale est élevée. Par exemple, à 40 GHz, une seule photodiode génère au plus -1,3 dBm, deux photodiodes 5,8 dBm et trois photodiodes 8,2 dBm. Cela vient de la sommation des photocourants (voir Equation (4.19)) et de la dépendance quadratique de la puissance avec le courant (voir Equation (4.17)). Par conséquent, l’assemblage de N photodiodes, dans des conditions optimales (valeur du bias, cohérence de phase, large bande passante), produit $10\log(N^2)$ dB de puissance en plus par rapport à une photodiode unitaire [23]. Par exemple, la puissance RF de 8,2 dBm émise par le réseau de 3 photodiodes à 40 GHz est égale à $-1,3+10\log(3^2)$, où -1,3 dBm est la puissance de la photodiode unitaire à cette fréquence. Il faut néanmoins rappeler que cette règle n’est valable que si la bande passante de la photodiode est suffisante. Le courant de saturation évolue à peu près linéairement avec le nombre de photodiodes dans des conditions optimales (voir Figure 4.11.b). Ainsi, les réseaux de deux photodiodes et de trois photodiodes ont un courant de saturation respectivement environ 2 et 3 fois plus élevé que la photodiode unitaire. Ce résultat est également conforme à l’Equation (4.19). Si le principe de combinaison est avantageux du point de vue de la puissance, il faut cependant souligner qu’il impacte négativement la bande passante. En outre, nous constatons que les 3 courbes de la Figure 4.11.a sont décroissantes puisque les photodiodes ont une réponse en fréquence similaire à celle d’un filtre passe-bas. Sur la Figure 4.12 tirée de la référence [22] sont représentées les réponses en fréquence des 3 structures (photodiode unitaire, réseau de

deux photodiodes et réseau de trois photodiodes) à différentes tensions de polarisation. Elle montre que plus on augmente le nombre de photodiodes du réseau, moins la bande passante est élevée. Cela est lié à l'augmentation de la capacité du réseau. En effet, les capacités intrinsèques des photodiodes s'additionnent car ces dernières sont en parallèle. En assemblant des UTC-PD en lieu et place des photodiodes PIN, les résultats obtenus seraient meilleurs en terme de puissance et de bande passante puisqu'en général les UTC-PD ont de meilleures performances que les photodiodes PIN.

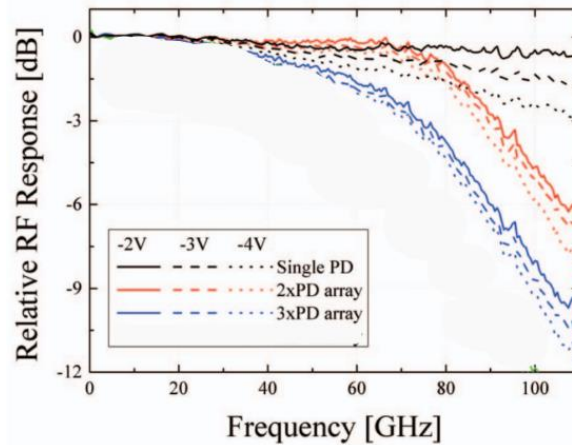


Figure 4.12. Réponses en fréquence d'une photodiode unitaire, d'un réseau de deux et d'un réseau de trois photodiodes PIN. Adapté de [22]

Le Tableau 4.3 résume les performances d'autres démonstrations de réseaux de photodiodes rapportées dans la littérature. I_{sat} désigne le courant de saturation et PDL les pertes dues à la polarisation.

Réf	Type de PD	Dimension d'une PD (μm)	Nombre de PD	Sensibilité (A/W)	P_{RF} (dBm)	Bande passante (GHz)	I_{sat} (mA)	PDL (dB)
[23]	PIN	-	4	0,52	3,5	50	40	0,2
[24]	UTC-PD	28 (diamètre)	4	0,29	21	48	-	-
[22]	PIN	-	4	0,53	1,3	105	73	0,1
[25]	UTC-PD	4x15	2	0,5	2	80	-	1
[1]	UTC-PD	67 (pitch)	2	0,17/PD	0,8/PD	300	20	-

Tableau 4.3. Performances de réseaux de photodiodes rapportées dans la littérature

A partir du Tableau 4.3, nous constatons que les réseaux de photodiodes ont des sensibilités acceptables pour la plupart. Pour ce qui est de la bande passante, les UTC-PD sont moins limitées que les PIN. Les pertes dues à la polarisation sont relativement faibles, typiquement moins de 1 dB. La démonstration la plus intéressante du point de vue de cette thèse est celle rapportée dans la référence [1]. Elle consiste en un réseau de 2 UTC-PD, générant plus de 1 mW (0 dBm) à 300 GHz. De telles démonstrations de réseaux de photodiodes dans la bande de 300 GHz ne sont pas nombreuses à ce jour. Comme indiqué dans le Tableau 4.3, l'essentiel des démonstrations de réseaux de photodiodes se focalise sur les fréquences inférieures à 100 GHz.

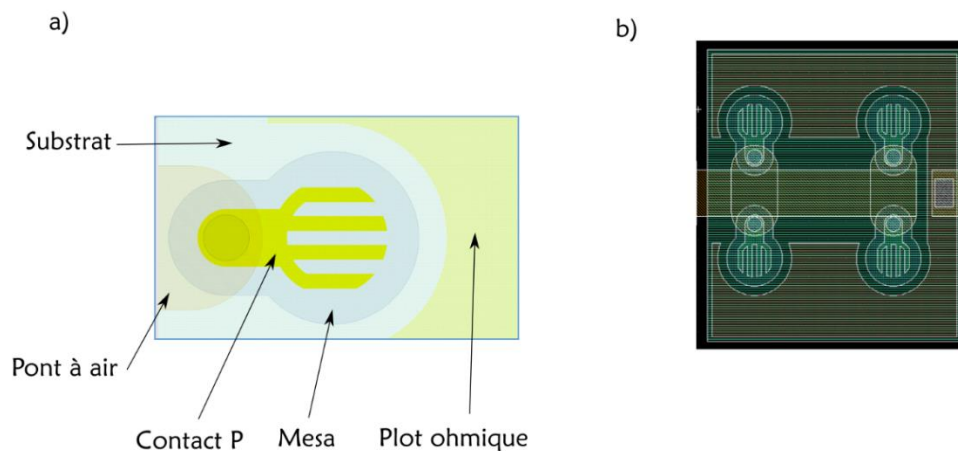
4.2. Fabrication et caractérisation d'une UTC-PD unitaire

Dans le cadre de cette thèse, des réseaux d'UTC-PD ont été fabriqués à l'IEMN. Afin d'assurer un couplage optimal entre le faisceau optique incident (ayant un MFD de $4\ \mu\text{m}$ à $1,55\ \mu\text{m}$) et les UTC-PD, le diamètre de chaque photodiode a été fixé à $4\ \mu\text{m}$. La structure épitaxiale doit être choisie de sorte que l'UTC-PD développée ait une fréquence de coupure supérieure à 300 GHz. Aussi, elle doit tenir compte du type d'éclairage prévu (latéral ou vertical). Dans cette section, nous décrirons, dans un premier temps, les étapes de réalisation d'UTC-PD à éclairage vertical. L'éclairage vertical ou de surface a été choisi pour sa simplicité. Dans un second temps, nous présenterons les résultats de caractérisations des UTC-PD réalisées qui comprennent des mesures électriques, des mesures de puissance et des mesures en transmission de données. Il faut noter que nous n'entrerons pas dans les détails de la fabrication des UTC-PD qui ne rentrent pas dans les objectifs de cette thèse.

4.2.1. Fabrication d'une UTC-PD

La réalisation d'une UTC-PD passe principalement par 3 étapes : i) la définition du masque, ii) le choix de la structure épitaxiale et iii) la fabrication à proprement parler de la photodiode.

i) Définition du masque. Les masques des réseaux d'UTC-PD développés s'appuient sur des masques d'UTC-PD unitaires à éclairage vertical antérieurement conçus par l'IEMN. Ils sont définis avec pour critère de maximiser le rendement optique tout en respectant la taille de photodiode définie par le cahier de charges ($4\ \mu\text{m}$ de diamètre dans notre cas).



Les Figures 4.13.a et 4.13.b présentent respectivement le masque de l'UTC-PD unitaire et celui du réseau d'UTC-PD vus de dessus. Sur la Figure 4.13.a, les différentes parties de l'UTC-PD sont distinctement indiquées : contact P, pont à air, mesa, plot de contact ohmique, substrat. Elles sont représentées en couleurs différentes car elles se trouvent sur des couches différentes. Leurs rôles respectifs seront précisés dans les prochains paragraphes. Le masque du réseau d'UTC-PD, illustré sur la Figure 4.13.b, comprend 4 masques unitaires reliés entre eux en maille carrée avec un pas de 15/20 μm . ii) Choix de la structure épitaxiale. Les épitaxies choisies pour la réalisation des UTC-PD sont consignées dans le Tableau 4.4.

Epaisseur (nm)	Matériau	Dopage (cm^{-3})	Description
10	$\text{In}_{0.40}\text{Ga}_{0.60}\text{As}$	$1 \times 10^{20} : C$	Contact anode
20	$\text{Al}_{0.075}\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.395}\text{As}$	$5 \times 10^{19} : C$	Barrière de diffusion
100	$\text{In}_{0.60-0.47} \text{Ga}_{0.40-0.53}\text{As}$	$1 \times 10^{18} : C$	Zone d'absorption
10	$\text{In}_{0.60}\text{Ga}_{0.40} \text{As}$	$1 \times 10^{18} : C$	Espaceur
20	$\text{Al}_{0.235}\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.235}\text{As}$	NID	Espaceur
7	InP	$1 \times 10^{18} : Si$	Plan de dopage
150	InP	$7.5 \times 10^{16} : Si$	Collecteur
10	InP	$2 \times 10^{19} : Si$	Sous-collecteur
10	$\text{In}_{0.40}\text{Ga}_{0.60}\text{As}$	$2 \times 10^{19} : Si$	Contact cathode
250	InP	$2 \times 10^{19} : Si$	Sous-collecteur
5	$\text{In}_{0.40}\text{Ga}_{0.60}\text{As}$	NID	Stop gravure
Substrat	Semi-isolant InP		

Tableau 4.4. Structure épitaxiale choisie pour la réalisation des UTC-PD

Comme indiqué dans la section 4.1.2, les principales zones sont les contacts P et N, le collecteur et la zone d'absorption. La barrière AlInGaAs empêche la diffusion des électrons vers le contact P. La zone d'absorption, constituée en InGaAs, a une épaisseur de 100 nm. Le champ électrique résultant du gradient de composition de cette zone accélère le mouvement des électrons et diminue par conséquent le temps qu'ils mettent pour sortir de la couche absorbante. L'InGaAs est habituellement utilisé dans la zone d'absorption des photodiodes car elle se prête bien à l'absorption de lumière dans la fenêtre de 1,55 μm . Le champ électrique de la zone d'absorption, le bon choix de l'épaisseur du collecteur (150 nm) et de la zone d'absorption

assurent une fréquence de coupure au-delà de 300 GHz. La jonction zone absorbante/collecteur (InGaAs/InP) forme une barrière de potentiel empêchant la dérive des électrons vers l'InP. Ces derniers finissent alors par se recombiner dans la zone d'absorption. Les espaceurs facilitent le passage des électrons d'un matériau à l'autre par effet tunnel. Le substrat est fait d'InP semi-insolant. Il est à noter que l'InP n'absorbe pas la lumière à 1,55 μm . Les différentes couches sont déposées par jets moléculaires en respectant les épaisseurs définies dans le Tableau 4.4.

iii) Fabrication de la photodiode. Le procédé de fabrication des UTC-PD peut se résumer en 6 étapes, illustrées sur la Figure 4.14. Ce sont : la réalisation du contact P, la gravure du mesa, la réalisation du contact N, l'isolation des composants, la réalisation des accès coplanaires et les ponts à air (air bridges en anglais) chargés de relier les accès coplanaires aux contacts de la photodiode. Le mesa contient donc l'ensemble de l'assemblage épitaxial.

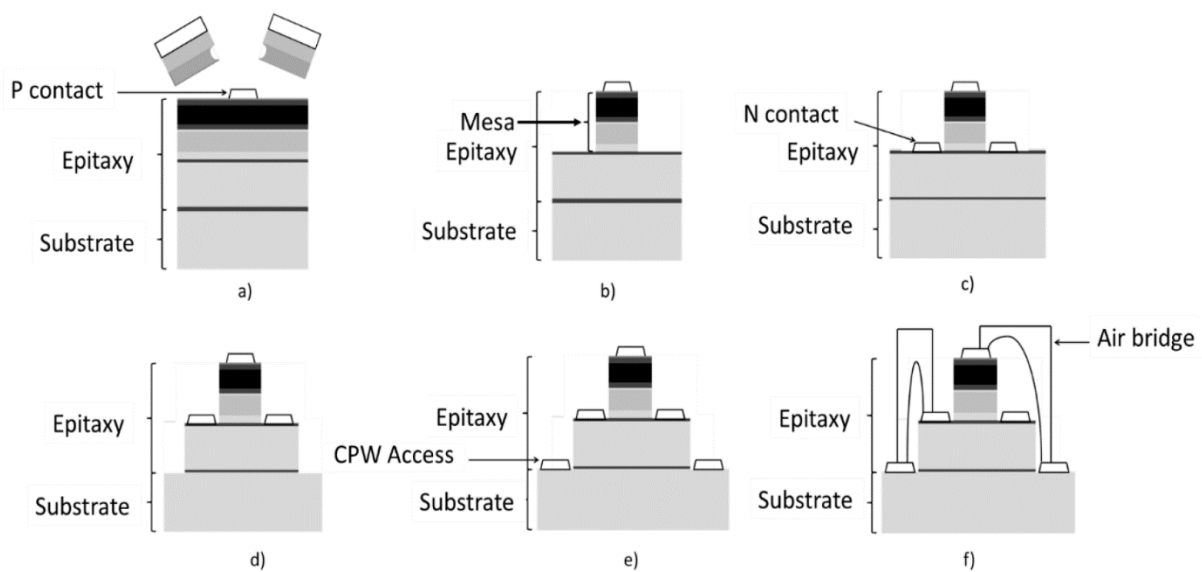


Figure 4.14. Principales étapes de fabrication des UTC-PD [20]

- Le motif du contact P est défini par un empilement de deux couches de résines électroniques (COPO/PMMA) à sensibilité différente. L'écriture de la résine se fait par lithographie électronique. Le motif est ensuite révélé à l'aide d'une solution sélective (MIBK). Le dépôt du métal de l'électrode (300 nm d'or) se fait par évaporation. Le lift-off ou retrait des résines finalise cette étape. Le motif du contact P doit être choisi de sorte à laisser passer une quantité maximale de lumière vers le mesa.

- Le mesa comprend la couche de contact P, la barrière de diffusion, la zone d'absorption, les espaceurs, le collecteur et le sous-collecteur. La gravure du mesa se fait chimiquement en 3 étapes : la gravure du InGaAs, celle de l'interface et celle de l'InP. Chaque gravure se fait dans une solution chimique sélective appropriée.

- La gravure du mesa permet d'accéder à la couche de contact N. Comme dans le cas de la réalisation du contact P, la réalisation du contact N passe par un résinage (COPO/PMMA) pour exposer uniquement les parties à métalliser. Le dépôt d'un empilement de palladium, titane, platine et or est fait par évaporation. Un lift-off clôt cette étape.

- L'isolation est nécessaire pour éviter que les différents composants réalisés sur une même plaquette ne se perturbent d'un point de vue électrique. Une bonne isolation est assurée par un choix adéquat des paramètres lors de la définition du mesa.

- Les accès coplanaires (CPW en anglais) sont réalisés par le même procédé que les contacts P et N, c'est-à-dire par empilement de résine COPO/PMMA et le dépôt de métal.

- Les ponts à air assurent la connexion entre les contacts P et N et les accès coplanaires. Leur réalisation se passe en deux lithographies. La première consiste à ouvrir les « vias » dans une résine jusqu'aux accès coplanaires et les contacts P et N tout en protégeant le mesa et les accès coplanaires. La seconde lithographie consiste à définir le motif du pont.

La Figure 4.15 est une photo MEB d'un réseau d'UTC-PD fabriqué. Il est composé de 4 UTC-PD disposées en maille carrée et espacées de 15 μm . D'un diamètre de 4 μm chacune, ces dernières ont été conçues pour être excitées efficacement et simultanément la fibre A (réalisée et caractérisée dans le Chapitre 3) dont les faisceaux sont focalisés en espace libre à un MFD de 4 μm par la microlentille GRIN (caractérisée dans le Chapitre 3). Un autre réseau ayant 4 UTC-PD disposées en maille carrée et espacées de 20 μm a été développé afin d'être utilisé avec la fibre B dont le pas est de 20 μm . Toutes ces fabrications ont été assurées par Malek Zegaoui et Mohammed Zaknoue au sein de la Centrale de Micro Nano Fabrication (CMNF) de l'IEMN.

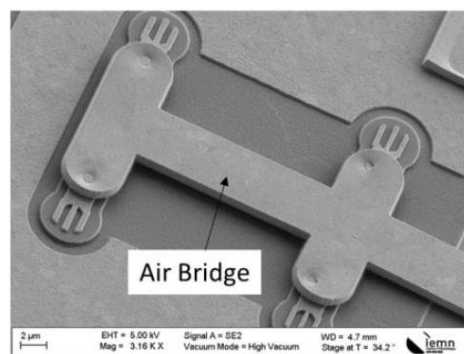


Figure 4.15. Photo MEB du réseau d'UTC-PD réalisé

4.2.2. Caractérisation d'UTC-PD

Dans cette partie, nous présentons la caractérisation d'UTC-PD unitaires à 320 GHz puis à 800 GHz. Si les démonstrations de photodiodes dans la bande de 300 GHz sont courantes, la caractérisation sous pointes d'une UTC-PD à 800 GHz est, à notre connaissance, inédite.

4.2.2.1. Dans la bande de 300 GHz

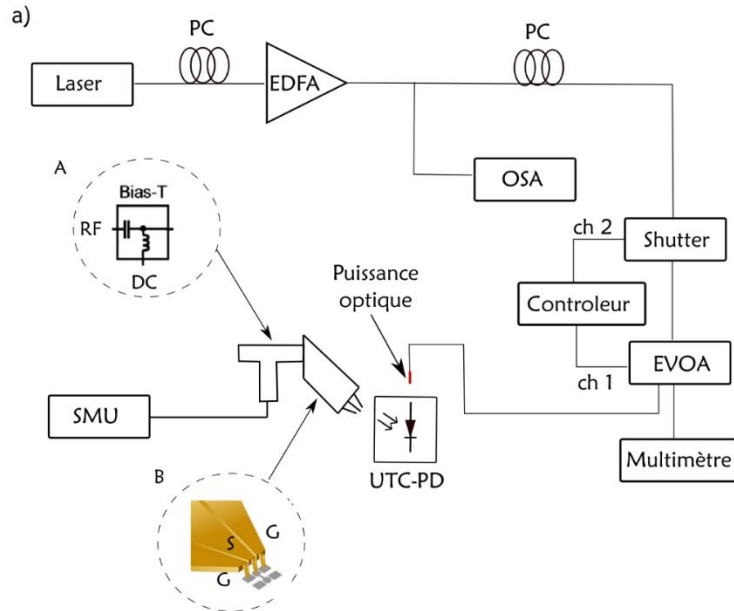
Afin de nous assurer que les UTC-PD fabriquées à l'IEMN présentent un niveau de performance au moins égal à celles de l'état de l'art, nous avons procédé à la caractérisation d'UTC-PD unitaires d'abord dans la bande de 300 GHz. La caractérisation, ici, comprend les mesures électriques, les mesures de puissance et les mesures en transmission de données. Nous décrivons, dans les prochains paragraphes, les bancs expérimentaux correspondants ainsi que les résultats obtenus.

a. Mesures électriques

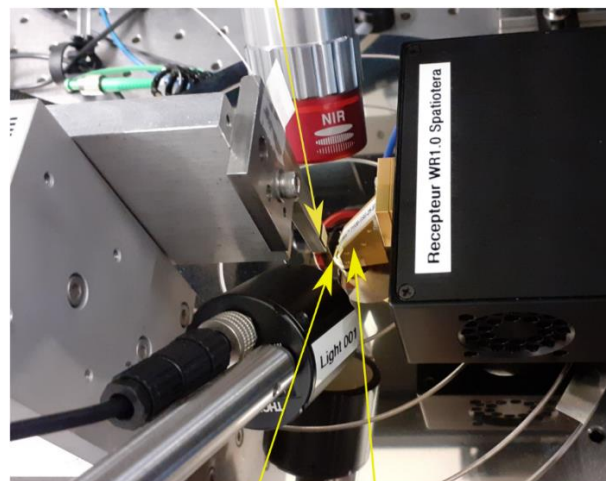
La caractérisation électrique consiste à mesurer des paramètres en régime DC tels la sensibilité et la résistance série.

Description du banc expérimental

Le banc expérimental, illustré sur la Figure 4.16.a, est constitué d'un laser à cavité externe (ECL en anglais) de marque Keysight dont la puissance optique servira à éclairer l'UTC-PD sous test.



b) SSMF microlentillée



UTC-PD T de polarisation + sonde coplanaire

Figure 4.16. a) Schéma du banc de mesure des propriétés électriques des UTC-PD. b) Photo du banc de caractérisation sous pointes (Cas de détection en bande 750-1100 GHz)

Le but de cette expérience n'étant pas de faire de mesures RF, un seul laser est nécessaire. Un shutter permet de couper le signal optique si nécessaire (par exemple quand on veut mesurer le courant d'obscurité). Un atténuateur optique commandable électriquement (EVOA en anglais) permet de faire varier le niveau de la puissance optique injectée sur la photodiode ; un multimètre mesure la tension proportionnelle à la puissance optique arrivant sur l'UTC-PD. Le shutter et l'EVOA sont contrôlés par une alimentation. Un amplificateur optique (EDFA en anglais) est utilisé avant le shutter. Des contrôleurs de polarisation (PC en anglais) sont utilisés pour optimiser la puissance optique incidente sur l'UTC-PD. Grâce à un analyseur de spectre optique (OSA en anglais), le signal optique peut être observé afin de vérifier sa qualité. Un SMU (Source Meter Unit) permet de contrôler la tension de bias aux bornes de l'UTC-PD. Le photocourant généré est mesuré par le même SMU. La connexion entre l'UTC-PD sous test et le SMU se fait par un « T » de polarisation intégré aux pointes de mesures RF qui permettent de réaliser le contact avec l'UTC-PD sur la plaquette de semi-conducteur. Comme illustré dans l'encadré A, le T de polarisation (Bias-T en anglais) a deux entrées qui permettent de séparer les composantes DC et RF des signaux. La composante RF passe par une capacité (laquelle bloque la composante DC) et la composante DC passe par une inductance (laquelle bloque la composante RF). Il est nécessaire de dissocier ces deux composantes car les équipements de mesure utilisés pour l'un sont différents de ceux utilisés pour l'autre. Une sonde coplanaire reliée au T de polarisation permet à la fois d'appliquer le bias de la photodiode et de collecter le photocourant généré. Elle comprend 3 plots métalliques, illustrés sur l'encadré B : 2 pointes G (« ground », qui sont contactées sur l'accès coplanaire conduisant au contact N de l'UTC-PD) au milieu desquelles se trouve une pointe S (« signal », qui est contactée sur l'accès coplanaire conduisant au contact P de l'UTC-PD). Pour la caractérisation $I=f(V)$, c'est l'entrée DC du T de polarisation qui est utilisée. Une photo de l'UTC-PD sous pointes est présentée sur la Figure 4.16.b. Le SMU, le multimètre et l'EVOA communiquent par leurs ports GPIB avec l'interface Labview. La fibre d'injection est une SSMF, de MFD égal à 10 μm environ. Elle est microlentillée, ce qui ramène le MFD à 4,5 μm au bout de 120 μm en espace libre, laquelle distance correspond à la distance entre le bout de la fibre et l'UTC-PD sous test.

Résultats

Dans un premier temps, nous avons procédé aux mesures électriques sur une UTC-PD de 4 μm de diamètre située sur la même plaquette que le réseau des 4 UTC-PD. Les résultats sont présentés sur la Figure 4.17.

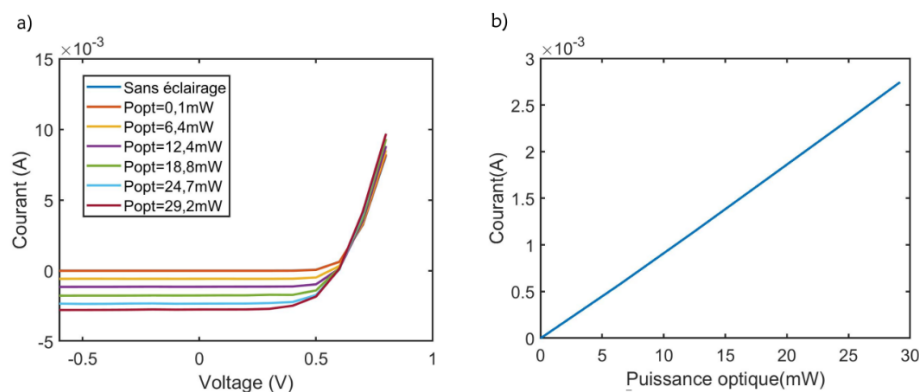


Figure 4.17. a) Caractéristique de l'UTC-PD à différentes puissances optiques incidentes.
 b) Tracé du photocourant en fonction de la puissance optique (biais= -0,2V)

La Figure 4.17.a correspond à l'évolution du photocourant en fonction du bias pour différentes puissances optiques incidentes allant de 0 à 29,2 mW. Autrement dit, elle est la caractéristique statique de la photodiode. L'allure des courbes est conforme à l'Equation (4.7). La Figure 4.17.b, quant à elle, représente l'évolution du photocourant en fonction de la puissance optique incidente, le bias étant de -0,2 V. Ce graphe est important car il décrit l'efficacité avec laquelle l'UTC-PD génère du photocourant en fonction de l'éclairage optique. Sa pente correspond à la sensibilité de l'UTC-PD. Après calcul, nous trouvons une pente et, par conséquent, une sensibilité de 0,086 A/W.

La valeur de la résistance série R_s de l'UTC-PD, quant à elle, s'obtient en calculant l'inverse de la pente du tracé du photocourant en l'absence d'éclairage optique sur l'UTC-PD (Figure 4.18.). Afin de déterminer la pente, un ajustement linéaire sur Matlab est nécessaire. Après ajustement linéaire et calcul, on trouve $R_s=29,8 \Omega$.

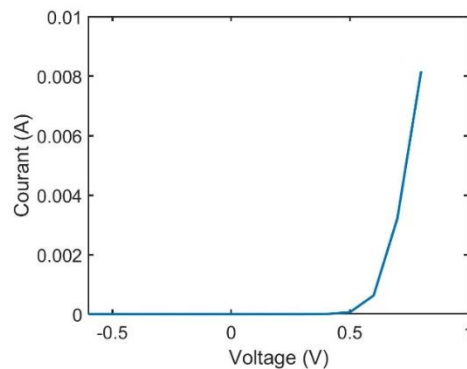


Figure 4.18. Tracé du photocourant (en valeur absolue) obtenu sans éclairage optique.

Dans un second temps, nous avons effectué la caractérisation électrique de deux autres UTC-PD situées la même plaquette que l'UTC-PD de 4 μm de diamètre. L'une a un diamètre de 10 μm et l'autre un diamètre de 12 μm . Le Tableau 4.5 est un récapitulatif des résultats de mesures électriques effectuées sur les 3 UTC-PD.

	UTC-PD 1	UTC-PD 2	UTC-PD 3
Diamètre (μm)	4	10	12
Sensibilité (A/W)	0,086	0,091	0,096
Résistance série (Ω)	29,8	24,88	24,12

Tableau 4.5. Résultats de mesures électriques effectuées sur 3 UTC-PD de surfaces différentes

Nous constatons que, globalement, les UTC-PD fabriquées ont à peu près la même sensibilité que les UTC-PD classiques qui est de 0,1 A/W environ [26]. Néanmoins, nous notons que plus la surface de la photodiode est grande, plus sa sensibilité est grande. Les UTC-PD à grands

diamètres (10 et 12 μm) apparaissent comme un choix judicieux car non seulement elles permettent d'éclairer une plus grande surface mais aussi elles sont moins sujettes aux effets thermiques que l'UTC-PD de 4 μm . En revanche, un grand diamètre implique une capacité plus élevée, ce qui limitera la bande passante de l'UTC-PD. Puisque la bande d'opération de notre système est de 300 GHz et au-delà, nous privilégions l'UTC-PD de 4 μm de diamètre. Pour ce qui concerne les résistances séries des photodiodes, elles sont à des valeurs acceptables. De façon générale, lors de la réalisation d'une UTC-PD, la résistance série doit être la plus faible possible afin de minimiser la constante de temps RC. Il est important de noter que la résistance série obtenue après mesure est la somme de plusieurs résistances : résistance du substrat, résistance du T de polarisation et résistance des contacts. Cette dernière se mesure en relevant le courant pour différentes valeurs de bias, les pointes étant posées non pas sur l'UTC-PD mais sur le plot métallique. L'UTC-PD, dans ce cas, doit être polarisée en directe. Nous obtenons la Figure 4.19 dont l'inverse de la pente correspond à la valeur de la résistance des contacts. Après calcul, nous trouvons que la résistance de contact est de 4,53 Ω .

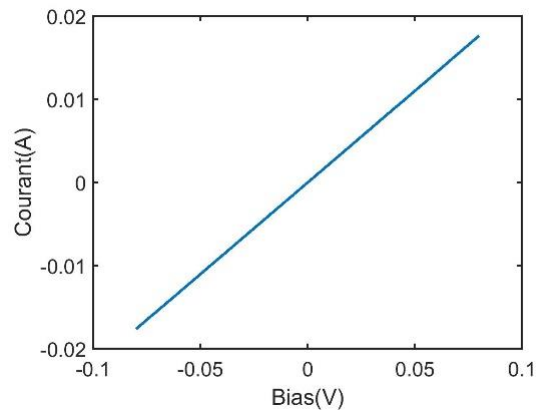


Figure 4.19. Tracé du courant pour différentes valeurs de bias (UTC-PD polarisée en directe)

b. Mesures de puissance

La caractérisation en puissance consiste principalement en deux mesures : celle de la puissance en fonction du photocourant à une fréquence donnée et celle de la réponse en fréquence de l'UTC-PD. A cet effet, le banc expérimental schématisé sur la Figure 4.20 a été mis en place. Deux sources lasers ECL dont la différence de fréquence est de 320 GHz autour de la fenêtre 1,55 μm (longueurs d'onde : 1550,126 et 1552,696 nm) sont combinées. Deux EDFA encadrant un EVOA permettent de contrôler la puissance optique qui arrive sur l'UTC-PD sous test. Il s'agit d'une UTC-PD unitaire de 4 μm de diamètre, identique à celles constituant le réseau dont la photo MEB est présentée sur la Figure 4.15. L'UTC-PD est connectée à un détecteur de puissance (PM5) par l'intermédiaire de la sonde coplanaire afin de mesurer la puissance THz générée. La tension de bias optimale utilisée sur l'UTC-PD est de - 1 V. A cette valeur de bias, l'UTC-PD fonctionne linéairement sur la gamme de puissance utilisée. Pour mesurer l'évolution de la puissance THz, nous avons fait varier le photocourant par l'intermédiaire de la puissance optique incidente, puis relevé à chaque fois la valeur de puissance THz correspondante. Les mesures ont été effectuées sous une puissance optique incidente comprise entre 0,03 et 120,4 mW.

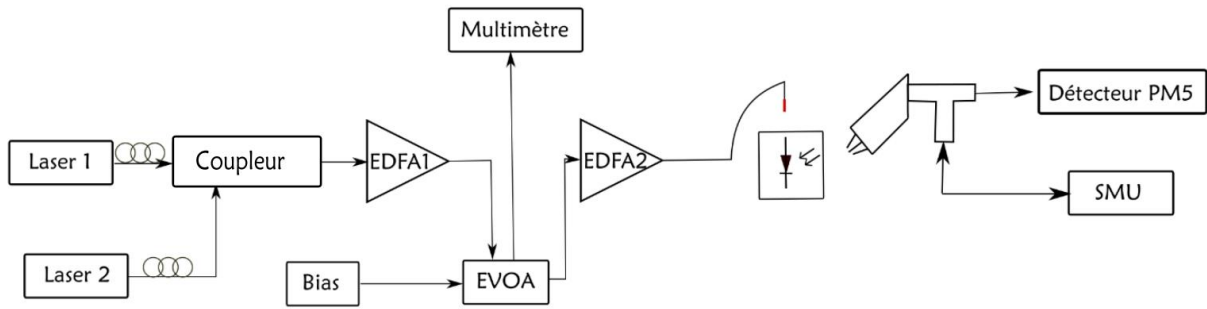


Figure 4.20. Schéma du banc expérimental des mesures de puissance

L'alignement entre la fibre et l'UTC-PD a été optimisé au préalable. La valeur de puissance THz lue sur le détecteur doit être corrigée car la transition via le guide d'onde situé entre la sonde et le détecteur ainsi que la sonde coplanaire elle-même occasionnent des pertes s'élevant à peu près à 5 dB. Le résultat des mesures est illustré sur la Figure 4.21. Nous obtenons une évolution quadratique de la puissance en fonction du photocourant (Figure 4.21.a), conforme à l'Equation (4.17). Ceci est aussi illustré par la Figure 4.21.b qui est l'équivalent de la Figure 4.21.a en échelle logarithmique. Elle montre une augmentation assez linéaire de la puissance THz en fonction du photocourant au bias optimal de -1 V à 320 GHz. Les deux principaux paramètres extraits de la Figure 4.21.b sont la puissance THz maximale estimée à -10,3 dBm et le courant de saturation qui se situe autour de 10,4 mA sous un éclairage optique de 120,4 mW. Cette saturation est liée à l'effet de charge d'espace dans l'UTC-PD et est dépendante du bias (ici -1 V). Globalement, nous déduisons de ces mesures qu'en matière de puissance, l'UTC-PD réalisée présente les mêmes performances que les UTC-PD classiques de l'état de l'art [26].

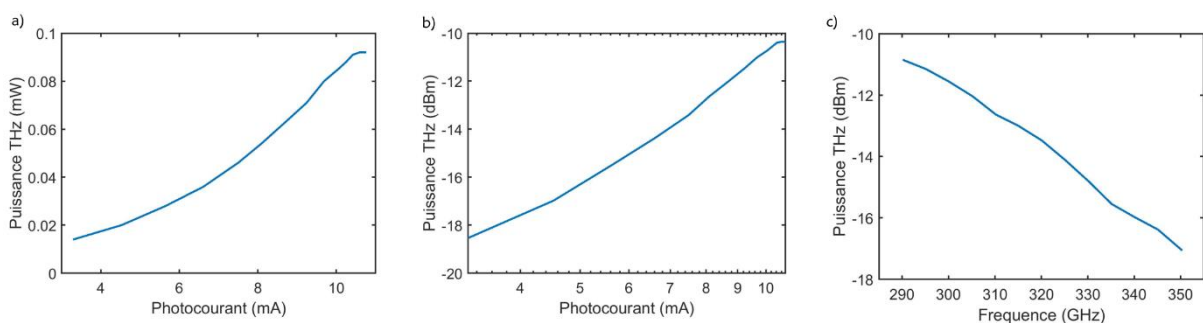


Figure 4.21. a) Evolution de la puissance THz en fonction du photocourant en échelle linéaire à 320 GHz (bias : -1 V). b) Evolution de la puissance THz en fonction du photocourant en échelle logarithmique. c) Réponse en fréquence de l'UTC-PD entre 290 et 350 GHz à 8 mA (bias : -1 V)

Pour mesurer la réponse en fréquence de l'UTC-PD, nous faisons varier la fréquence porteuse de 290 GHz à 350 GHz avec un pas de 5 GHz pour un photocourant de 8 mA et un bias de

- 1 V. Le résultat obtenu est présenté sur la Figure 4.21.c. Comme prévu, la puissance THz diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui est conforme à l'Equation (4.17). Lorsque l'UTC-PD est utilisée en transmission de données, cette dépendance en fréquence de la réponse peut causer des distorsions linéaires des signaux. Une égalisation linéaire à la réception sera par conséquent nécessaire dans ce cas.

c. Mesures Télécoms

La caractérisation de l'UTC-PD en transmission de données dans la bande de 300 GHz s'appuie sur le banc expérimental schématisé sur la Figure 4.22.

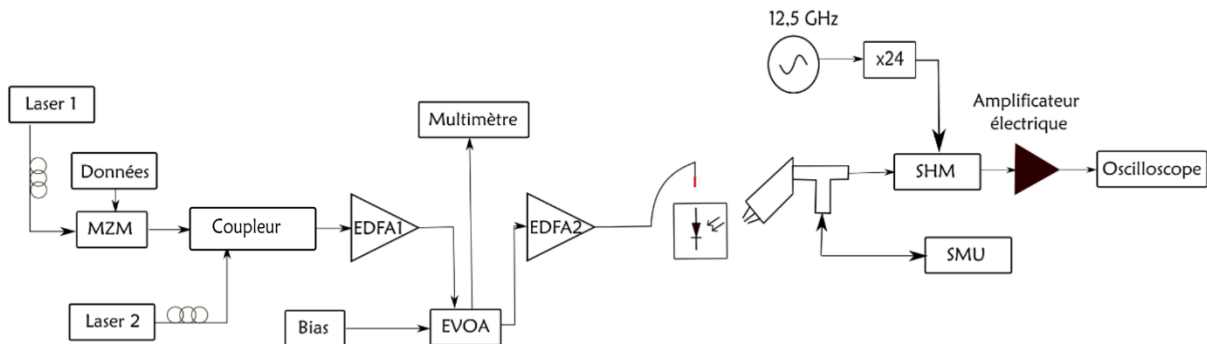


Figure 4.22. Schéma du banc expérimental utilisé pour les mesures en transmission de données

Dans ce banc, les éléments employés pour exciter l'UTC-PD sous test sont les mêmes que sur le banc de la Figure 4.20. En revanche, les éléments employés après la sonde coplanaire changent. En effet, le détecteur PM5 est remplacé par un récepteur composé d'un mélangeur sous-harmonique (SHM- Sub Harmonic Mixer en anglais) dont les pertes de conversion sont d'environ 8-10 dB selon la fréquence de fonctionnement. Le mélangeur est pompé par une chaîne de multiplication et un amplificateur de 32 dB de gain est utilisé en sortie. Nous avons éclairé l'UTC-PD avec deux sources lasers ECL dont la différence de fréquences est de 320 GHz autour de la fenêtre de 1,55 μm . Une modulation QAM-16 à différents débits symboles (12,5, 20 et 25 Gbaud) est appliquée sur une des longueurs d'onde. Le signal THz généré est converti au niveau du mélangeur en une fréquence intermédiaire (IF en anglais) de 20 GHz grâce au battement avec un signal de 300 GHz ($24 \times 12,5$ GHz) fourni par un oscillateur local et la chaîne de multiplication. L'IF est analysée grâce à un oscilloscope. Après le traitement offline avec compensation de fréquence du signal (qui comprend entre autres l'égalisation linéaire pour remédier à la dépendance en fréquence de la réponse), nous obtenons les constellations I/Q, le taux d'erreur binaire (BER en anglais) et la valeur RMS ou moyenne quadratique (%) de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM en anglais). Il faut noter que les mesures sont faites dans une configuration back-to-back, la tension de bias optimale utilisée

étant de -1 V. Aussi, la détection est off-line, c'est-à-dire que les données sont enregistrées dans un premier temps, puis traitées dans un second temps. C'est pourquoi le bruit de phase lié au fait que les deux sources optiques sont indépendantes n'est pas rédhibitoire. Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 4.23.

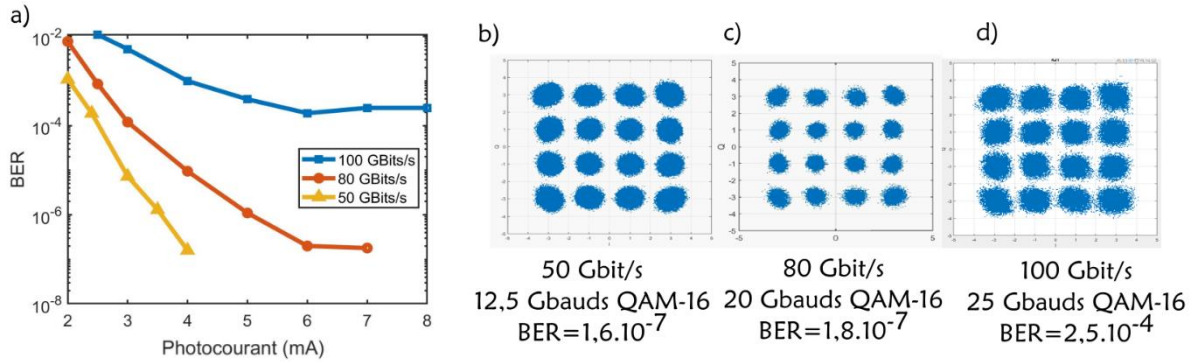


Figure 4.23. a) Courbes de BER à 50, 80 et 100 Gbit/s. b-d) Constellations obtenues à 320 GHz pour des photocourants de 4, 7 et 8 mA respectivement

La Figure 4.23.a présente l'évolution du BER en fonction du photocourant pour des débits de données de 50, 80 et 100 Gbit/s (correspondant respectivement à 12,5, 20 et 25 Gbaud QAM-16). Premièrement, elle montre que le BER décroît lorsque le photocourant augmente. Deuxièmement, nous notons que plus le débit de données est élevé, plus le BER est élevé. En effet, la courbe de BER associée au débit de 100 Gbit/s est au-dessus de celle de 80 Gbit/s qui est elle-même au-dessus de celle de 50 Gbit/s. Troisièmement, nous remarquons qu'à partir de 6 mA, le BER ne s'améliore plus à cause de la saturation du système. Les 3 courbes de BER n'ont pas la même pente en raison de la bande passante limitée du mélangeur. A partir de ces résultats, nous déduisons que l'UTC-PD peut supporter des débits allant jusqu'à 100 Gbit/s avec un BER inférieur au seuil du code correcteur d'erreur FEC ($4 \cdot 10^{-3}$ environ) pourvu que I soit suffisamment grand. Les Figures 4.23.b-d montrent des constellations dont les BER sont en dessous du seuil FEC.

4.2.2.2. Dans la bande de 800 GHz

Les bandes situées au-dessus de 500 GHz sont rarement adressées sous pointes par des UTC-PD. La caractérisation sous pointes d'une UTC-PD à des fréquences aussi hautes exige des accès coplanaires adaptés, une sonde coplaire dont la distance entre la masse et le signal permet de d'atteindre la fréquence cible et un récepteur opérant autour de cette fréquence. De plus, la puissance générée à ces fréquences est faible si bien que cette région du spectre est très peu investiguée à ce jour pour par la communauté Photonique THz. Dans le cadre de cette thèse, nous avons pu réaliser la caractérisation en puissance et en transmission de données d'une UTC-PD à 800 GHz. Le banc expérimental et les résultats sont présentés dans les prochains paragraphes.

a. Caractérisation en puissance

Le banc expérimental de caractérisation en puissance est schématisé sur la Figure 4.24.

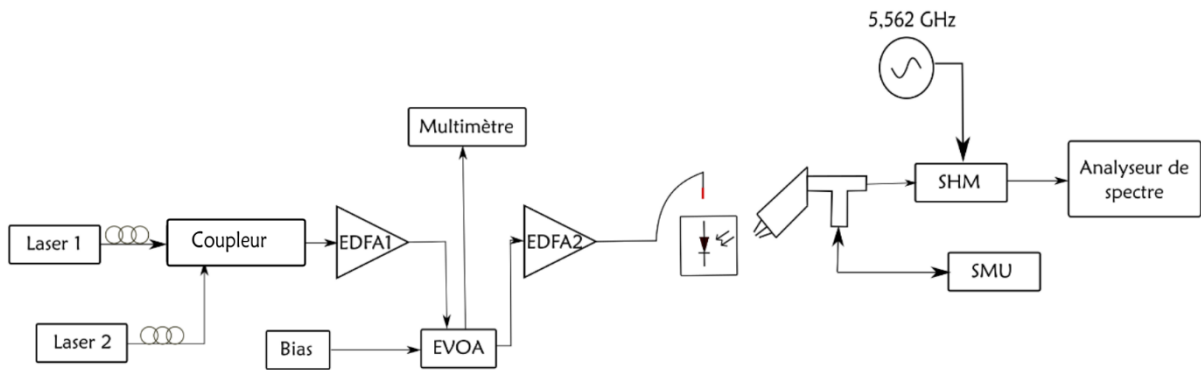


Figure 4.24. Schéma du banc de caractérisation en puissance de l'UTC-PD

Le dispositif servant à l'éclairage de la photodiode est le même que celui utilisé pour l'UTC-PD à 320 GHz (voir Figure 4.20). En revanche, plusieurs points distinguent cette caractérisation de celle faite à 320 GHz. Premièrement, la distance signal-masse des accès coplanaires des UTC-PD à 800 GHz est de 25 μm tandis qu'elle est de 50 μm pour les UTC-PD caractérisées à 320 GHz (voir Figure 4.25.a).

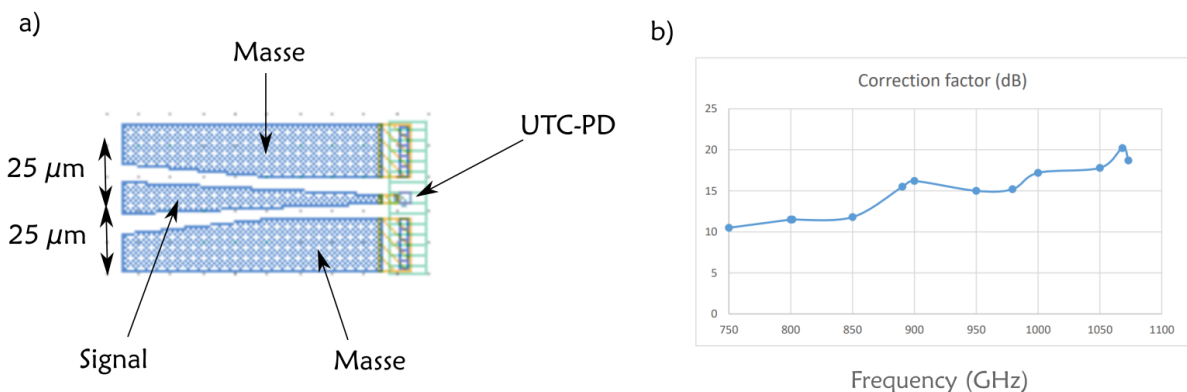


Figure 4.25. a) Illustration de l'ensemble UTC-PD + accès coplanaires. b) Pertes de conversion du mélangeur en fonction de la fréquence

Deuxièmement, la sonde coplanaire employée pour la caractérisation d'UTC-PD à 320 GHz est remplacée par une autre, dont l'espacement entre les pointes est adapté à la distance signal-masse des UTC-PD à 800 GHz, soit 25 μm . Troisièmement, la mesure de la puissance se fait, non plus à l'aide du détecteur PM5, mais à l'aide d'un analyseur de spectre relié à un SHM (SAX 900). Quatrièmement, le SHM n'est pas celui de la caractérisation faite à 320 GHz. Il opère dans la bande 750-1100 GHz. Ses pertes de conversion à 800 GHz s'élèvent à 11,5 dB, comme indiqué sur la Figure 4.25.b qui montre les pertes de conversion du mélangeur en fonction de la fréquence. La courbe de la Figure 4.25.b est le résultat d'une calibration du récepteur, effectuée antérieurement à nos expériences. Cette calibration est obtenue avec une source électronique fixe (tête d'analyseur de réseaux) et un puissance-mètre (PM5).

L'amplificateur IF est incorporé dans le mélangeur. Dans nos conditions de mesures, le premier laser émet à 1550,12 nm, le second à 1556,558 nm. La différence de fréquence est de 800 GHz environ. L'oscillateur local fournit un signal de fréquence 5,562 GHz multiplié 144 fois dans le SHM. Le mélange du signal de 800 GHz et celui venant de la chaîne de multiplication résulte en un signal IF de 1 GHz environ dont les caractéristiques en termes de puissance sont extraites grâce à l'analyseur de spectre électrique (FSW67). Il est important de souligner que la puissance lue sur l'analyseur de spectre doit être corrigée d'un facteur 21,5 dB lorsque l'UTC-PD émet à 800 GHz (11,5 dB de pertes dues au mélangeur, auxquelles s'ajoutent 8,5 dB dues à la sonde coplanaire et 1,5 dB dues au câble IF). Les pertes des accès coplanaires (sur plaquette) n'ont pas été mesurées mais se situent autour du dB. Nous avons caractérisé dans un premier temps une UTC-PD de 6 μm de diamètre à des valeurs différentes de photocourant en faisant varier le bias, l'objectif étant de déterminer le bias optimal de fonctionnement des différentes photodiodes. Les résultats sont reportés sur la Figure 4.26.a.

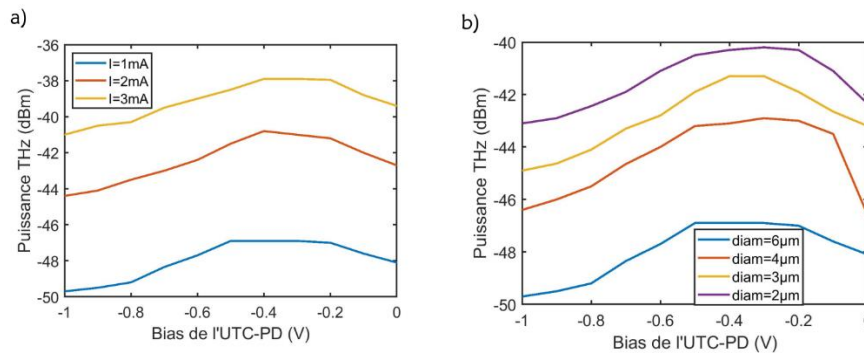


Figure 4.26. a) Evolution de la puissance en fonction du bias de l'UTC-PD de 6 μm à des valeurs de photocourant différentes. b) Evolution de la puissance en fonction du bias pour des UTC-PD de différents diamètres opérant à 800 GHz (à photocourant constant : 1 mA)

Pour $I=1$ mA, le bias optimal se situe autour de -0,5 V, la puissance THz étant de -46,9 dBm. Pour $I=2$ mA, le bias optimal se situe autour de -0,4 V, la puissance THz étant de -40,8 dBm. Pour $I=3$ mA, le bias optimal reste autour de -0,4 V, la puissance THz étant de -37,9 dBm. Le bias optimal correspond à la valeur de bias qui permet d'obtenir une puissance maximale. Pour des valeurs de bias inférieures au bias optimal (0 à -0,4/-0,5 V), la puissance générée est moins élevée car le champ électrique n'accélère pas suffisamment les électrons. De même, quand la valeur du bias est supérieure au bias optimal (supérieur à -0,4/-0,5V), la puissance est moins élevée car l'excès de champ électrique dégrade quelque peu le transport des électrons dans le composant. C'est pourquoi les courbes de la Figure 4.26 présentent globalement 3 régions : une région de puissance maximale encadrée par deux régions où la puissance est moins élevée. Nous remarquons que l'augmentation du photocourant (due à l'augmentation de la puissance optique incidente) peut faire varier légèrement le bias optimal.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés à l'influence du diamètre de l'UTC-PD sur la dépendance de la puissance vis-à-vis du bias. A cet effet, des UTC-PD de 6, 4, 3 et 2 μm ont été caractérisées à un photocourant de 1 mA. Les puissances optiques incidentes sont respectivement de 9,77, 10,54, 13,61 et 15,03 mW (une correction a été nécessaire pour

déterminer ces valeurs car il y a environ 2,1 dB de pertes entre l'EVOA et l'UTC-PD sous test). Par conséquent, les sensibilités sont respectivement de 0,1, 0,095, 0,07 et 0,066 A/W, valeurs proches des sensibilités des photodiodes classiques. Les sensibilités sont décroissantes avec le diamètre de l'UTC-PD car moins la surface de l'UTC-PD est grande, moins cette dernière peut absorber de puissance optique (à taille de faisceau d'injection constante). Les résultats de mesures de puissance sont illustrés sur la Figure 4.26.b. Cette dernière indique que la dépendance relative de la puissance au bias est plus contrastée (bias optimal plus marqué) pour les plus petites UTC-PD (3 et 2 μm de diamètre). Cela peut s'expliquer par le fait que leurs surfaces sont mieux illuminées par le spot optique (4,5 μm) que celles des UTC-PD de 4 et 6 μm de diamètre. Du reste, nous constatons que, à photocourant identique, plus le diamètre de la photodiode est petit, plus sa puissance est élevée. Cela s'explique par l'effet de la capacité sur la puissance générée : moins la capacité est élevée, plus la dynamique de la photodiode est rapide et la puissance plus grande à très haute fréquence. Ce résultat est conforme à l'Equation (4.17).

Dans un troisième temps, nous avons relevé l'évolution de la puissance THz en fonction du photocourant sur l'UTC-PD de 3 μm (comme présenté sur la Figure 4.26.b, les UTC-PD de 2 et 3 μm sont celles qui permettent d'optimiser le mieux la puissance à 800 GHz) aussi bien à 800 GHz qu'à 1000 GHz. Le bias appliqué est respectivement de -0,3 et -0,5 V. Pour les mesures à 1000 GHz, l'oscillateur local fournit une fréquence de 6,94 GHz. La puissance lue sur l'analyseur de spectre doit être corrigée d'un facteur 27,45 dB lorsque l'UTC-PD émet à 1000 GHz (17,2 dB de pertes dues au mélangeur, auxquelles s'ajoutent 8,75 dB dues à la sonde coplanaire et 1,5 dB dues au câble IF). Les pertes dues aux accès coplanaires n'ont pas été mesurées. Les résultats de mesures de puissance sont illustrés sur la Figure 4.27.

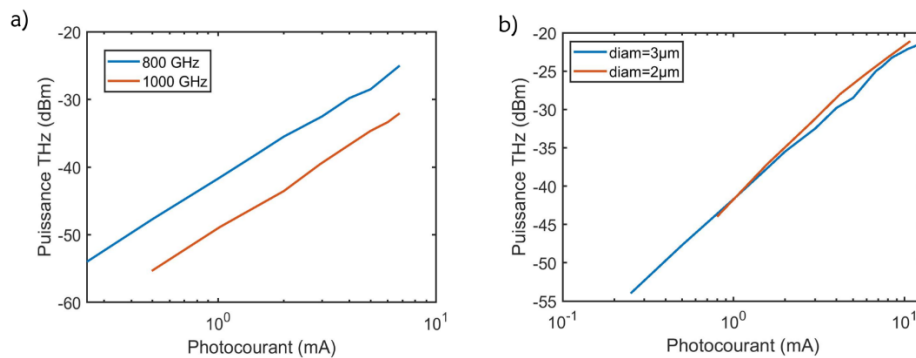


Figure 4.27. a) Evolution de la puissance THz générée par l'UTC-PD de 3 μm à 800 et 1000 GHz (bias : -0,3/-0,5V). b) Evolution de la puissance THz générée par les UTC-PD de 2 μm pour une fréquence de 800 GHz (bias : -0,8 V) et 3 μm (bias : -0,3 V)

La Figure 4.27.a montre une bonne linéarité de la puissance THz (en dBm) à 800 et 1000 GHz. Comme attendu, l'UTC-PD génère plus de puissance à 800 GHz qu'à 1000 GHz. Notamment, la puissance à 800 GHz atteint -25 dBm (bias= -0,3 V, I=6,8 mA) tandis que la puissance à 1000 GHz, sur la Figure 4.27, est au plus de -32,05 dBm (bias= -0,5 V, I=6,8 mA). Les deux courbes ont été mesurées bien avant la saturation des photodiodes. Par ailleurs, nous avons

optimisé la puissance générée à 800 GHz par l'UTC-PD de 2 μm pour un bias de -0,8 V. La Figure 4.27.b superpose les puissances des 2 UTC-PD à 800 GHz. Nous constatons que l'UTC-PD de 2 μm (bias : -0,8 V) présente légèrement plus de puissance que celle de 3 μm (bias : -0,3 V) mais que les deux courbes sont presque confondues. L'UTC-PD de 2 μm est censée générer plus de puissance que celle de 3 μm en raison de sa capacité plus réduite, mais nous émettons l'hypothèse que cela n'est pas le cas à cause de l'écart entre la taille de l'UTC-PD et celle du spot optique incident. Pour ce type de composant micronique, une injection via une fibre à très faible diamètre de spot serait requise. Une telle approche serait possible, par exemple, avec une pointe de fibre usinée qui permet d'atteindre 2,5 μm de taille de spot.

La Figure 4.28 présente respectivement en bleu et en rouge les spectres électriques correspondant à l'UTC-PD de 3 μm caractérisée à 800 GHz (bias= -0,3 V, I=5 mA) puis à 1000 GHz (bias= -0,5 V, I=6,8 mA). On y voit des raies correspondant aux IF obtenues dans les deux cas de figure. A 800 GHz, le niveau maximal de bruit est autour de -90 dBm tandis que le signal IF dont la raie se situe à 0,984 GHz a une puissance de -50 dBm, soit un rapport signal à bruit (SNR en anglais) de 40 dB environ. A 1000 GHz, le niveau maximal de bruit est autour de -90 dBm tandis que le signal IF dont la raie se situe à 1,003 GHz a une puissance de -59,5 dBm, soit un SNR de 30,5 dB environ. Les niveaux obtenus pour le SNR sont liés au fait que la résolution de bande (RBW) utilisée lors des mesures à l'analyseur de spectre est de 100/200 kHz, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que la largeur de raie des lasers utilisés (typiquement 100-150 kHz pour les cavités étendues). Ces résultats suggèrent que les performances de cette UTC-PD à ces fréquences en transmission de données risquent d'être limitées par la puissance de sortie disponible et les différentes pertes des éléments de la chaîne.

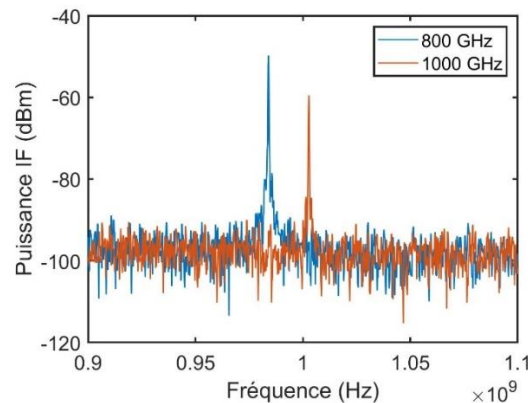


Figure 4.28. Spectres relatifs à l'UTC-PD de 3 μm émettant à 800 GHz (en bleu) puis 1000 GHz (en rouge). Bias : -0,3/-0,5 V ; photocourant : 5/6,8 mA. RBW : 200 kHz

L'UTC-PD de 2 μm est particulièrement avantageuse car elle permet d'obtenir un SNR de 47,4 dB environ. En effet, elle génère une puissance de -42,6 dBm à 800 GHz tandis que le niveau de bruit maximal se situe autour de -90 dBm environ. Son spectre a la même allure que ceux présentés sur la Figure 4.28. Le bias est fixé à -0,8 V.

Nous n'avons mesuré la réponse en fréquence de ces UTC-PD ni à 800 GHz, ni à 1000 GHz car le détecteur PM5 n'est pas encore intégré avec la sonde coplanaire. De plus, les puissances générées sont tellement faibles qu'on aurait du mal à les mesurer, eu égard au plancher de bruit du détecteur PM5 qui est de quelques μW . Cependant, il est important de noter qu'à notre connaissance, c'est la première fois qu'une caractérisation d'UTC-PD sous pointes est faite

avec succès à 800 et 1000 GHz. Elle permet, ici, d'identifier les zones de bias optimal sur les composants pour les mesures télécoms.

b. Caractérisation en transmission de données

En plus de la caractérisation en puissance, nous avons caractérisé l'UTC-PD de 2 μm en transmission de données à 800 GHz car, comme indiqué dans le paragraphe précédent, elle permet d'atteindre un rapport à bruit (SNR) qui semble suffisant pour des débits-symboles de quelques Gbaud. Le banc expérimental utilisé à cet effet est similaire à celui de la Figure 4.24. La seule différence est que l'IF est envoyée, non pas vers un analyseur de spectre, mais vers un oscilloscope. Une modulation QPSK (alternativement QAM-16) a été appliquée à des débits symboles différents sur une des longueurs d'onde du photomélange, comme illustré sur la Figure 4.29. Le bias et le photocourant au cours des mesures sont respectivement de -1 V et 9 mA.

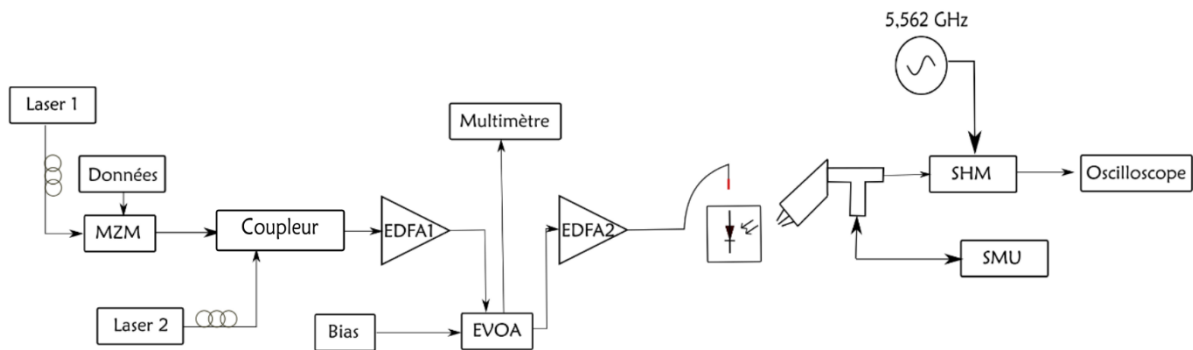


Figure 4.29. Schéma du banc de caractérisation en transmission de données de l'UTC-PD

Les paramètres de modulation et les résultats des différentes mesures sont consignés dans le Tableau 4.6. L'ajustement de la fréquence délivrée par l'oscillateur local à chaque mesure a permis d'obtenir les valeurs d'IF mentionnées dans le Tableau 4.6. Les Figures 4.30.a-e illustrent les constellations correspondantes.

Mesure	Modulation	Débit-symbole (Gbaud)	Débit binaire (Gbit/s)	IF (GHz)	SNR (dB)	EVM (%)	BER
n°1	QPSK	1	2	4,3	16,29	15,33	-
n°2	QAM-16	1	4	4,3	15,72	12,06	$5,67 \cdot 10^{-3}$
n°3	QPSK	2	4	4,3	14,72	18,36	-
n°4	QAM-16	2	8	4,3	12,99	16,22	$1,32 \cdot 10^{-2}$
n°5	QPSK	5	10	4,28	11,97	25,21	$1,04 \cdot 10^{-4}$

Tableau 4.6. Performances de l'UTC-PD en transmission de données à 800 GHz (bias : -1 V et photocourant : 9 mA)

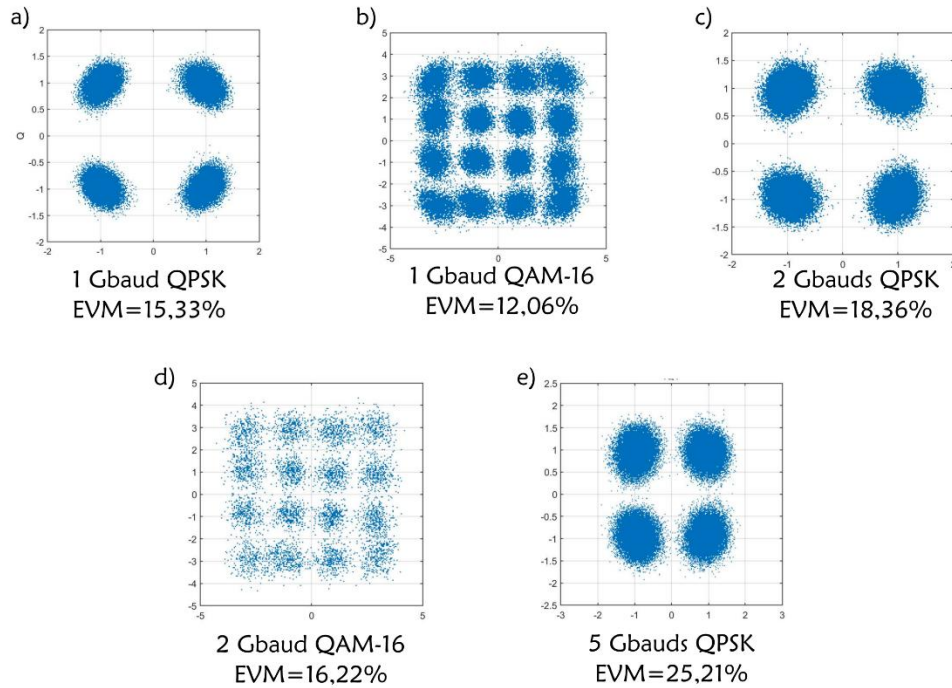


Figure 4.30. Constellations correspondant aux performances indiquées dans le Tableau 4.6

A partir du Tableau 4.6, nous constatons que plus le débit symbole augmente, plus le SNR diminue et, par conséquent, plus l'EVM est élevé. Les valeurs d'EVM mentionnées sont des moyennes quadratiques (RMS en anglais). Si les modulations QAM-16 (1 et 2 Gbaud) conduisent à des performances au-dessus du seuil FEC ($4 \cdot 10^{-3}$ environ), les modulations QPSK quant à elles présentent de bonnes performances, en deçà du seuil FEC. A débit symbole identique, la modulation QPSK est plus robuste car elle présente un encombrement spectral moindre par rapport à la modulation QAM-16 (2 bits/symbole vs 4 bits/symbole). Aux débits symboles utilisés, la modulation QAM-16 exige un meilleur SNR. Il faut noter que l'UTC-PD de $2 \mu\text{m}$ et celle de $3 \mu\text{m}$ ne se sont endommagées respectivement qu'à des valeurs de photocourants égales à 10,8 et 12,8 mA. Cela témoigne d'une bonne résistance aux effets thermiques même si des études long-terme (vieillessement) seraient nécessaires. L'ajout d'un amplificateur avant l'oscilloscope (facteur de bruit : 4-5 dB) n'a pas amélioré les performances de transmission car le SNR est faible, celui-ci étant dominé par la puissance disponible en sortie d'UTC-PD en conjonction du facteur de bruit du récepteur SHM.

En conclusion, nous avons démontré non seulement la caractérisation sous pointes d'UTC-PD à 800 GHz. En outre, nos travaux ont le mérite de montrer qu'il est possible d'utiliser ces UTC-PD pour des transmissions THz à des débits allant jusqu'à 10 Gbit/s. A notre connaissance, c'est la première démonstration QPSK 10 Gbit/s à 800 GHz.

4.3. Démonstration d'un réseau d'UTC-PD excité par une fibre multi-cœurs

Nous avons effectué les mesures de puissance relatives au réseau de 4 UTC-PD présenté sur la Figure 4.15. Le banc expérimental mis en œuvre à cet effet est illustré sur la Figure 4.31. Cette caractérisation est faite dans la bande de 300 GHz à un biais de -1 V.

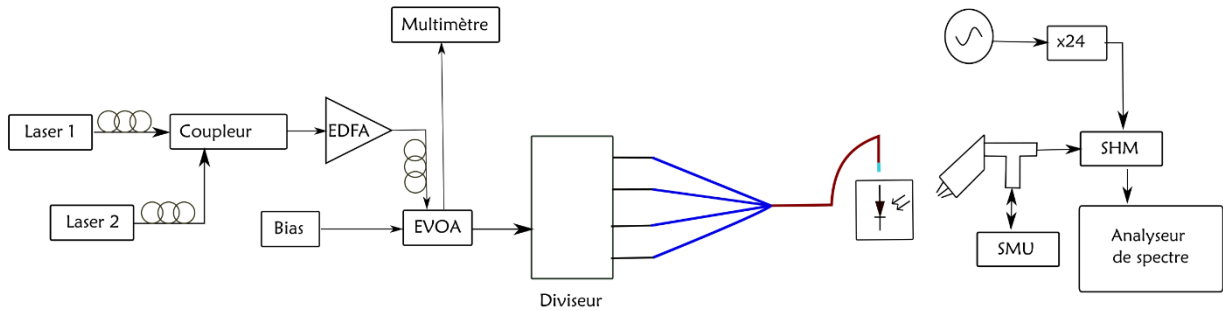


Figure 4.31. Banc expérimental de la caractérisation en puissance du réseau d'UTC-PD

Contrairement au banc de caractérisation des UTC-PD unitaires, le signal est ici divisé en quatre après l'EVOA afin d'être couplé dans les 4 SSMF du fan-in. Grâce à la microlentille GRIN situé au niveau de l'autre extrémité de la MCF (fibre A), chaque faisceau optique issu d'un cœur de la MCF illumine l'UTC-PD correspondante. Cela suppose une opération d'alignement préalable de sorte à placer chaque cœur en face d'une UTC-PD. Comme indiqué dans le Chapitre 3, les faisceaux issus de la MCF ont des MFD de $4\ \mu\text{m}$, correspondant au côté de l'UTC-PD afin de maximiser le couplage. La distance de travail, comme prévu dans le cahier des charges, est d'une centaine de micromètres environ. Le SMU et l'analyseur de spectre permettent de mesurer respectivement le photocourant et la puissance IF obtenus.

Dans un premier temps, nous avons mesuré la sensibilité des 2 UTC-PD du réseau situées sur la diagonale de la maille carrée, isolément. Pour chaque mesure, il a fallu optimiser différemment la polarisation incidente sur l'UTC-PD. Entre l'EVOA et la sortie de la MCF, la puissance est atténuée d'un facteur 0,49 environ (pour une puissance de 6,8 mW lue sur l'EVOA, nous avons mesuré 3,3 mW en sortie de MCF) à cause des pertes d'insertion de l'EVOA et du fan-in. Cela signifie que pour une puissance de 6,8 mW lue sur l'EVOA, la puissance optique issue d'un cœur de la MCF est d'environ 0,825 mW. Dans le cas de la première UTC-PD, nous avons mesuré un photocourant de $10,3\ \mu\text{A}$ pour une puissance de 1,3 mW lue sur l'EVOA. Sa sensibilité est par conséquent d'environ $0,065\ \text{A/W}$. Dans le cas de la seconde UTC-PD, nous avons mesuré un photocourant d'environ $9\ \mu\text{A}$ pour une puissance de 1,3 mW lue sur l'EVOA. Sa sensibilité est alors de $0,057\ \text{A/W}$. Ces performances sont légèrement inférieures à celles des UTC-PD unitaires consignées dans le Tableau 4.5 qui sont d'environ $0,090\ \text{A/W}$. Ces UTC-PD étant sur la même plaque, nous supposons que la différence de performance observée peut être liée au faisceau optique incident. En effet, si la forme des faisceaux est un peu différente (ce qui est plausible), cela peut impacter la sensibilité des UTC-PD.

Dans un second temps, nous avons mesuré le photocourant et la puissance respectivement de 1,2,3 et 4 UTC-PD du réseau. Les mesures ont été faites en petits signaux, la puissance lue sur l'EVOA est notamment de 19,7 mW. Nous nous sommes limités à cette faible puissance car au moment des mesures, nous ne savions pas quelle était la tenue en puissance de la microlentille GRIN collée à l'extrémité de la MCF. Les puissances consignées dans le Tableau 4.7 sont les puissances maximales notées au cours du temps, c'est-à-dire lorsque les interférences entre les 4 photocourants sont constructives, les 4 UTC-PD agissant comme 4 sources dont les phases interfèrent de manière constructive ou destructive, aléatoirement, dans le temps. De plus, il

convient de noter qu'elles sont corrigées de 28,6 dB, correspondant aux pertes dues au mélangeur (24 dB à 300 GHz) et à la sonde (4,6 dB). Les résultats montrent que : i) la puissance THz et le photocourant augmentent bien avec le nombre d'UTC-PD excitées, comme indiqué dans le Tableau 4.7 mais ii) les augmentations observées ne suivent pas parfaitement les lois attendues, notamment le photocourant n'augmente pas linéairement avec le nombre d'UTC-PD et la puissance THz non plus n'augmente pas de $10\log(N^2)$ lorsqu'un réseau de N UTC-PD est utilisé (voir Figure 4.32.b). Il en résulte que la puissance pic des UTC-PD n'est pas parfaitement proportionnelle au photocourant total (voir Figure 4.32.a). Dans le cas du photocourant tout comme dans le cas de la puissance THz du réseau, l'augmentation observée est inférieure aux prévisions à cause de divers facteurs dont le premier est la possible inhomogénéité de l'éclairement des différents UTC-PD par la MCF du fait d'un alignement non optimal. Le deuxième facteur porte sur l'inhomogénéité des performances des UTC-PD elles-mêmes et le troisième tient à l'incertitude sur la mesure de puissance THz du fait des interférences.

Nombre d'UTC-PD	Photocourant total (mA)	Puissance pic (dBm)
1	0,13	-51,6
2	0,22	-48,44
3	0,35	-44,9
4	0,43	-41

Tableau 4.7. Photocourant total et puissance pic en fonction du nombre d'UTC-PD

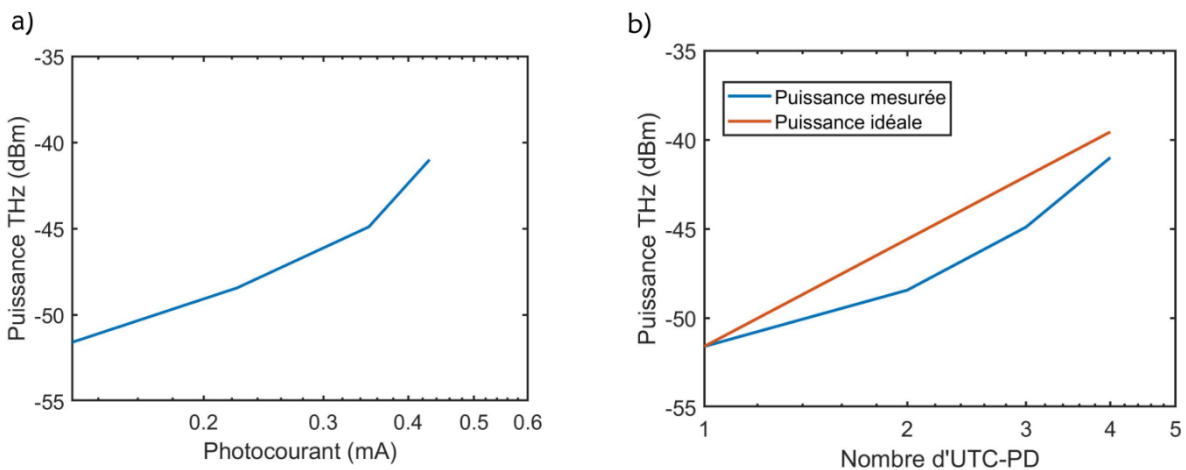


Figure 4.32. a. Evolution de la puissance pic des UTC-PD en fonction du photocourant total.
 b) Evolution de la puissance pic mesurée comparée à la puissance idéale en fonction du nombre d'UTC-PD

En définitive, nous avons démontré, pour la première fois à notre connaissance, l'excitation d'un réseau d'UTC-PD par une MCF. Les résultats obtenus sont prometteurs car l'extrapolation des résultats de caractérisation de l'UTC-PD unitaire (éclairée par une puissance optique d'une

centaine de milliwatts) laisse entrevoir que le réseau de 4 UTC-PD pourrait générer une puissance de 0,44 dBm, c'est-à-dire plus de 1 mW. Ces mesures sont d'autant plus réalisables que les microlentilles d'excitation du réseau d'UTC-PD peuvent supporter jusqu'à une puissance optique 1 W, comme rapporté dans la section 3.5.3.

4.4. Conclusion

Nous avons réalisé et caractérisé des photodiodes unitaires et en réseau utilisables dans la plage 300-1000 GHz. Les UTC-PD unitaires fournissent au plus -10,3 dBm (bias : -1 V) dans la bande de 300 GHz pour un courant de saturation de 10,4 mA. En fonction de leur diamètre, leur sensibilité avoisine 0,086 A/W, ce qui est comparable aux performances des UTC-PD classiques de l'état de l'art. La caractérisation en transmission de données de ces UTC-PD montre qu'elles peuvent supporter des débits allant jusqu'à 100 Gbit/s avec des BER en dessous du seuil FEC ($4 \cdot 10^{-3}$ environ). Nos travaux se démarquent de la littérature sur deux points principalement, le premier est la démonstration de l'excitation d'un réseau d'UTC-PD dans la bande de 300 GHz (chacune ayant un diamètre de 4 μm) par une fibre multi-cœurs adaptée. Les résultats indiquent que la mise en réseau des 4 UTC-PD accroît le photocourant d'un facteur 3,3 et la puissance THz d'un facteur 11,5, conformément au principe de combinaison de puissance. Les résultats sont prometteurs car ils montrent qu'il serait possible d'obtenir une puissance de plus de 1 mW si le photocourant avoisine 10 mA pour chaque photodiode. Mais pour réaliser cela, l'accord de phase entre les signaux optiques incidents est indispensable. A notre connaissance, ces résultats sont inédits dans la communauté photonique THz. L'augmentation de la puissance d'émission via cette technique permettra de répondre à la problématique des transmissions sans fil à très haut débit sur des moyennes et longues distances. Le deuxième point qui fait l'originalité de nos travaux est la démonstration de la caractérisation sous pointes d'une UTC-PD de 2 μm de diamètre à 800 GHz (bias : -1 V, photocourant : 9 mA), permettant des transmissions de données à des débits de 10 Gbit/s. Cette performance est, à notre connaissance, une première. Elle constitue un progrès dans l'investigation de nouvelles bandes pour les communications THz. Du reste, les UTC-PD caractérisées démontrent une bonne résistance aux effets thermiques puisque leur dégradation n'intervient que pour des photocourants supérieurs à 10 mA. La détermination expérimentale de l'évolution de la puissance en fonction du bias inverse est également intéressante dans ces gammes de fréquence non encore étudiées directement sur plaquette, à notre connaissance. Cela permet d'avoir une idée plus précise de la puissance en sortie d'UTC-PD, sans avoir recours à une antenne THz intégrée, ce qui n'est pas sans causer de soucis (mesures en espace libre délicates à étalonner).

Références

- [1] H.-J. Song, K. Ajito, Y. Muramoto, A. Wakatsuki, T. Nagatsuma, and N. Kukutsu, “Uni-Travelling-Carrier Photodiode Module Generating 300 GHz Power Greater Than 1 mW,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 7, pp. 363–365, Jul. 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2201460.
- [2] O. Offranc, “Composants pour la génération et la détection d’impulsions térahertz,” These de doctorat, Lille 1, 2010. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2010LIL10051>
- [3] É. Peytavit, “Génération et propagation aux fréquences térahertz,” These de doctorat, Lille 1, 2002. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2002LIL10068>
- [4] Á. Pascual-Gracia, “Mm-wave photonic-enabled antenna arrays,” These de doctorat, Rennes 1, 2021. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2021REN1S032>
- [5] F. Pavanello, “Uni-travelling carrier photodiodes and metal mesh filters based on sub-wavelength apertures for THz applications,” These de doctorat, Lille 1, 2013. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2013LIL10172>
- [6] M. Chtioui, “Photodiodes UTC de puissance pour les liaisons optiques/hyperfréquences et la sommation de signaux hyperfréquences par voie optique,” These de doctorat, Lille 1, 2008. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2008LIL10129>
- [7] D. Decoster, “Optoélectronique-hyperfréquence - Photodétecteurs et commutateurs optiques,” *Opt. Photonique*, Jan. 2014, doi: 10.51257/a-v2-e3331.
- [8] S. Preu, G. H. Döhler, S. Malzer, L. J. Wang, and A. C. Gossard, “Tunable, continuous-wave Terahertz photomixer sources and applications,” *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 6, p. 061301, Mar. 2011, doi: 10.1063/1.3552291.
- [9] E. Peytavit, G. Ducournau, and J.-F. Lampin, “THz Photomixers,” in *Fundamentals of Terahertz Devices and Applications*, John Wiley & Sons, Ltd, 2021, pp. 137–186. doi: 10.1002/9781119460749.ch4.
- [10] A. Beck, “Réalisation et caractérisation de photodiodes à transport unipolaire pour la génération d’ondes térahertz,” These de doctorat, Lille 1, 2008. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2008LIL10110>
- [11] H. Ishikawa, “Ultrafast All-Optical Signal Processing Devices by Dr. Hiroshi Ishikawa - PDF Drive,” 2008. <http://www.pdfdrive.com/ultrafast-all-optical-signal-processing-devices-e158811185.html> (accessed Jun. 21, 2022).
- [12] T. Ishibashi, T. Furuta, S. Kodama, T. Nagatsuma, N. Shimizu, and Y. Miyamoto, “InP/InGaAs Uni-Traveling-Carrier Photodiodes,” *IEICE Trans Electron*, vol. E83-C, Aug. 2000.
- [13] M. Achouche *et al.*, “Design and fabrication of a p-i-n photodiode with high responsivity and large alignment tolerances for 40-gb/s applications,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 4, pp. 556–558, Feb. 2006, doi: 10.1109/LPT.2005.863990.
- [14] P. G. Huggard *et al.*, “Efficient generation of guided millimeter-wave power by photomixing,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 197–199, Feb. 2002, doi: 10.1109/68.980513.
- [15] M. Ali, L. E. García-Muñoz, S. Nellen, B. Globisch, and G. Carpintero, “High-speed Terahertz PIN Photodiode with WR-3 Rectangular Waveguide Output,” in *2020 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, Nov. 2020, pp. 1–2. doi: 10.1109/IRMMW-THz46771.2020.9370781.
- [16] A. Wakatsuki, T. Furuta, Y. Muramoto, T. Yoshimatsu, and H. Ito, “High-power and broadband sub-terahertz wave generation using a J-band photomixer module with rectangular-waveguide output port,” in *2008 33rd International Conference on*

- Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, Sep. 2008, pp. 1–2. doi: 10.1109/ICIMW.2008.4665566.
- [17] J.-M. Wun, C.-H. Lai, N.-W. Chen, J. E. Bowers, and J.-W. Shi, “Flip-Chip Bonding Packaged THz Photodiode With Broadband High-Power Performance,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 26, no. 24, pp. 2462–2464, Dec. 2014, doi: 10.1109/LPT.2014.2358843.
- [18] P. Latzel *et al.*, “Generation of mW Level in the 300-GHz Band Using Resonant-Cavity-Enhanced Unitraveling Carrier Photodiodes,” *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 7, no. 6, pp. 800–807, Nov. 2017, doi: 10.1109/TTHZ.2017.2756059.
- [19] T. Nagatsuma, H. Ito, and T. Ishibashi, “High-power RF photodiodes and their applications,” *Laser Photonics Rev.*, vol. 3, no. 1–2, pp. 123–137, 2009, doi: 10.1002/lpor.200810024.
- [20] S. Bretin, “Communications sans fil aux fréquences terahertz : applications à la vidéo haute définition temps réel,” These de doctorat, Université de Lille (2018-2021), 2019. Accessed: Jun. 21, 2022. [Online]. Available: <https://theses.fr/2019LILUI065>
- [21] Y. Matsuo, M. Che, H. Kanaya, and K. Kato, “THz-Wave Power Multiplication by Parallel-Connection UTC-PDs,” in *2020 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Oct. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/OECC48412.2020.9273546.
- [22] G. Zhou, P. Runge, S. Lankes, A. Seeger, and M. Schell, “Waveguide integrated pin-photodiode array with high power and high linearity,” in *2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Oct. 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWP.2015.7356698.
- [23] E. Rouvalis *et al.*, “A high-power and high-linearity 50 GHz waveguide photodiode module,” in *OFC 2014*, Mar. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1364/OFC.2014.M2G.1.
- [24] A. S. Cross, Q. Zhou, A. Beling, Y. Fu, and J. C. Campbell, “High-power flip-chip mounted photodiode array,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 8, pp. 9967–9973, Apr. 2013, doi: 10.1364/OE.21.009967.
- [25] G. Zhou *et al.*, “High-Power InP-Based Waveguide Integrated Modified Uni-Traveling-Carrier Photodiodes,” *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 4, pp. 717–721, Feb. 2017, doi: 10.1109/JLT.2016.2591266.
- [26] V. k. Chinni *et al.*, “Single-channel 100 Gbit/s transmission using III–V UTC-PDs for future IEEE 802.15.3d wireless links in the 300 GHz band,” *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 10, pp. 638–640, 2018, doi: 10.1049/el.2018.0905.

Conclusion générale et perspectives

Tout au long de cette thèse, nous avons traité d'une technique innovante reposant sur l'excitation d'un réseau d'UTC-PD par une fibre-multi-cœurs, qui permettra de faire face à la problématique de puissance rencontrée au niveau des émetteurs THz à base de photomélanges. La mise en œuvre de cette technique innovante a nécessité la mise en commun des expertises du PhLAM (notamment pour la fabrication et la fonctionnalisation des fibres multi-cœurs) et de l'IEMN (pour la fabrication et la caractérisation des UTC-PD). Financée par l'Université de Lille, cette thèse fait partie du projet ANR SPATIOTERA.

Dans le premier chapitre du manuscrit, nous avons traité, d'une part, des systèmes de transmission optique, et d'autre part, des radiocommunications, en précisant, pour chacun de ces deux types de systèmes, les débits qu'il permet d'atteindre dans les réseaux d'accès, les réseaux métropolitains, les réseaux de cœur ainsi que les technologies qui sous-tendent ces performances. Après l'étude de l'état de l'art des systèmes de transmission, nous nous sommes intéressés à leurs axes de développement respectifs. Dans les systèmes optiques, les perspectives pour répondre à la demande sans cesse croissante de débit se tournent, d'une part, vers la possibilité d'exploiter autrement les fibres actuelles (transmission sur de nouvelles bandes, utilisation des fibres multimodes déjà existantes) et, d'autre part, vers l'option des nouvelles générations de fibres optiques que sont les fibres légèrement multimodes (FMF) et les fibres multi-cœurs (MCF), propices à la réalisation du multiplexage spatial. Dans les radiocommunications, l'une des pistes les plus investiguées consiste en la mise en œuvre de systèmes opérants dans la bande THz, laquelle est située entre les micro-ondes et le domaine optique dans le spectre électromagnétique. Cela est d'autant plus possible qu'il existe des émetteurs/récepteurs optoélectroniques pour adresser cette région. La photonique THz qui consiste en l'utilisation de composants optiques tels que les photodiodes (photodiodes à transport unipolaire, UTC-PD, dans notre cas) pour la génération THz apparaît alors comme une convergence des deux mondes, à savoir l'optique et les radiocommunications. Cependant, elle montre des limites en termes de puissance d'émission, c'est-à-dire que la puissance THz émise par les photodiodes (actuellement moins de 0 dBm) a du mal à compenser l'atténuation atmosphérique et les pertes de trajet en espace libre (10 dB/m à 300 GHz). L'approche de génération THz proposée dans cette thèse relève de la photonique THz, mais elle se distingue des travaux déjà réalisés en ce sens qu'elle implique des fibres multi-cœurs (au lieu de fibres classiques) et des réseaux d'UTC-PD (au lieu des UTC-PD unitaires) en vue d'adresser la problématique de puissance. La fin du chapitre est consacrée à la présentation du cahier de charges de notre projet. Ma contribution personnelle à ce niveau a consisté en des études bibliographiques.

Le Chapitre 2 est essentiellement axé sur le premier sous-système majeur de l'émetteur que nous proposons : les fibres multi-cœurs. Nous avons vu qu'il s'agit de guides multiples qui, dans notre cas, permettront d'exciter simultanément les UTC-PD. Dans cette partie, nous avons traité de la fonctionnalisation des MCF après avoir présenté l'état de l'art des MCF utilisées en photonique THz. En entrée de MCF, un composant dit « fan-in » est requis afin d'assurer un adressage sélectif des cœurs des MCF à partir de SSMF. Le niveau de diaphonie de même que les pertes d'insertion du fan-in doivent être les plus bas possible. A la sortie, il existe plusieurs types de dispositifs pour coupler la lumière de la MCF vers le réseau d'UTC-PD et nous avons

brièvement décrit 3 d'entre eux. Le cahier de charges de notre projet impose d'obtenir un diamètre de mode de $4\ \mu\text{m}$ environ à une distance de focalisation de $100\ \mu\text{m}$ environ. Ici, ma contribution a porté sur des études bibliographiques.

Le Chapitre 3 est consacré au design, à la fabrication et à la caractérisation de fibres qui ont ensuite été fonctionnalisées. Les fibres à 4 cœurs A et B, réalisées à partir de préformes faites par MCVD, présentent, comme l'impose le cahier de charges, des pas entre cœurs de 15 et $20\ \mu\text{m}$ respectivement avec des cœurs repartis en maille carrée. Chaque cœur possède un profil à saut d'indice, est monomode à $1,55\ \mu\text{m}$ et présentent un MFD d'environ $4,3\ \mu\text{m}$ à cette même longueur d'onde. Les pertes sont d'environ 20 dB/km. Cela induit des pertes négligeables dans notre application où la longueur de fibre requise est d'environ 70-80 cm. De même, les performances des fibres A et B munies de fan-in/fan-out sont acceptables : des pertes d'insertion en moyenne de -2,1 et -1,1 dB respectivement ont été mesurées. A partir de la diaphonie mesurée sur 10 m de fibres fonctionnalisées, nous nous sommes assurés d'avoir une diaphonie suffisamment faible ($< -25\ \text{dB}$) sur 80 cm de fibre. La perte de l'ensemble fan-in-MCF (1 m)-microlentille GRIN s'élève au plus à -1,75 dB : -1,25 dB comme pertes du fan-in auxquelles s'ajoutent -0,5 dB de pertes dues la microlentille. Ces performances répondent aux exigences du cahier de charges puisqu'elles permettent d'obtenir des spots de $4\ \mu\text{m}$ pour une distance de travail d'une centaine de microns. Ma contribution personnelle a consisté au design des fibres à l'aide du mode solver et à leur caractérisation. J'ai également participé à leur fabrication. Par ailleurs, j'ai participé à l'opération d'assemblage MCF/GRIN que j'ai, par la suite, caractérisé. En outre, j'ai testé la tenue en puissance de l'assemblage MCF/GRIN et caractérisé la structure fan-in-MCF-GRIN en pertes de couplage.

Le Chapitre 4, quant à lui, présente, d'une part, le deuxième sous-système majeur de l'émetteur THz proposé dans cette thèse, à savoir le réseau d'UTC-PD et, d'autre part, l'excitation de ce dernier par la fibre A. Après l'étude générale des photodiodes utilisées dans le domaine THz (types, principes fondamentaux, performances), nous avons présenté les grandes étapes de fabrication ainsi que la caractérisation d'UTC-PD unitaires à 320 GHz et 800 GHz. La caractérisation a été effectuée en propriétés électriques, en puissance et en transmission de données (jusqu'à 100 Gbit/s pour l'UTC-PD opérant à 320 GHz et 10 Gbit/s pour celle opérant à 800 GHz). Si les caractérisations d'UTC-PD à 320 GHz sont légion dans la littérature, la caractérisation à 800 GHz, elle, est très rare. Le point saillant de ce chapitre qui est en même temps l'objectif principal de cette thèse consiste en la démonstration de l'excitation d'un réseau de 4 UTC-PD (pas entre les UTC-PD : $15\ \mu\text{m}$; diamètre de chaque UTC-PD : $4\ \mu\text{m}$) par la fibre A. Les mesures ont montré que par cette technique, les photocourants des UTC-PD s'additionnent et la puissance de l'ensemble est d'un facteur $10\log(3,4^2)$ dB supérieure à la puissance de l'UTC-PD unitaire. Ceci établit la preuve de concept de la combinaison de puissance en photonique THz, même si, pour le moment, l'augmentation de la puissance totale est inférieure aux prévisions. Ma contribution, dans cette partie, s'est traduite par ma participation aux caractérisations aussi bien des UTC-PD unitaires que du réseau d'UTC-PD.

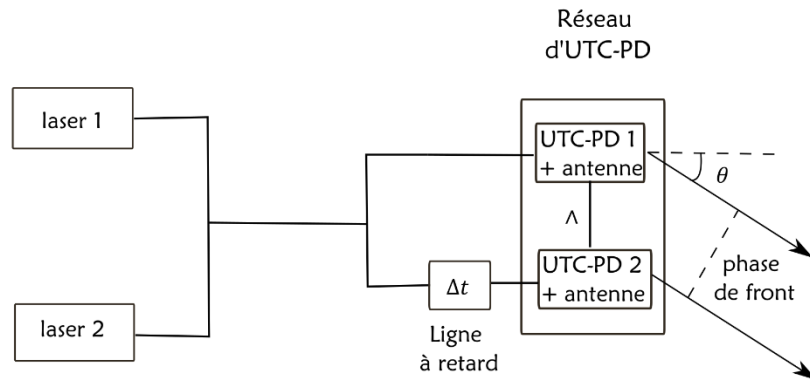
Des recherches approfondies sont requises afin de mieux comprendre l'origine de l'écart entre l'augmentation théorique de puissance calculée sur la base du principe de combinaison de puissance et l'augmentation observée à l'issue des mesures. Une deuxième perspective de ce travail consistera à caractériser le réseau d'UTC-PD avec des puissances optiques usuelles, soit

une centaine de microwatts par cœur. Les résultats présentés dans le Chapitre 4 sont issus d'une caractérisation en petits signaux. Après l'excitation du réseau d'UTC-PD de 15 μm de pas par la fibre A, la prochaine étape consistera en l'excitation d'un réseau d'UTC-PD de 20 μm de pas par la fibre B. Mais avant cette démonstration, il faudra fonctionnaliser l'extrémité de cette dernière afin d'obtenir un spot optique de 4 μm pour une distance de travail d'une centaine de microns, comme cela a été fait avec la fibre A. Il faut aussi noter que, dans la suite de cette thèse et plus largement du projet SPATIOTERA, il est prévu l'augmentation du nombre d'éléments du réseau à 7, c'est-à-dire l'excitation d'un réseau de 7 UTC-PD par une fibre à 7 cœurs (fibre C) disposés en maille hexagonale et espacés de 50 μm . A l'instar des autres MCF, cette dernière a déjà été développée au niveau de la plateforme FiberTech Lille. J'ai effectué sa caractérisation, arrivant à la conclusion qu'elle présente les mêmes propriétés optiques que les fibres A et B. Notamment, chaque cœur de la fibre C est monomode à 1,55 μm et présente un MFD de 4,1 μm à cette longueur d'onde. En termes de fonctionnalisation, elle a déjà été équipée de fan-in en entrée : il ne reste plus qu'à la fonctionnaliser en sortie. Les pertes d'insertion moyennes de la fibre C munie de fan-in avoisinent -3,1 dB et le taux de couplage est quasi nul sur 10 m en raison du pas entre cœurs élevé. La fabrication du réseau d'UTC-PD correspondant était en phase de finalisation au moment de la rédaction de ce manuscrit. Avec un tel dispositif, nous avons l'ambition de démontrer une augmentation du photocourant total d'un facteur proche de 7, et une augmentation de la puissance totale THz (en dB) d'un facteur proche de $10\log(7^2)$.

Il faut souligner que, dans la littérature, l'attention est de plus en plus tournée vers une MCF à 4 cœurs non couplés, présentant un pas entre cœurs de valeur comprise entre 40 et 45 μm , le MFD de chaque cœur étant de 8,5 μm à 1300 nm. Certaines de ces fibres ont été déployées sur le terrain [1], d'autres ont été intégrées dans des câbles pour des tests en milieu sous-marin [2]. Si elles venaient à être standardisées, nous adapterons notre système de génération THz en remplaçant les fibres A et B. Cela signifierait aussi que des réseaux d'UTC-PD de pas plus adapté devront être développés. Néanmoins, l'on pourrait toujours maintenir le diamètre de chaque UTC-PD du réseau à 4 μm , pour peu de concevoir des lentilles de focalisation adéquates à l'extrémité de sortie de la fibre multi-cœurs.

Par ailleurs, comme mentionné dans le Chapitre 1, notre approche de génération THz peut servir à la démonstration du multiplexage spatial sur porteuses THz multiples. Pour cela, il faudrait 4 paires de lasers, chaque paire étant destinée à produire une porteuse THz spécifique en excitant une des UTC-PD du réseau. Chaque UTC-PD devrait alors être connectée à une antenne qui lui serait propre. En termes d'équipements, il faudrait aussi un nombre de récepteurs égal au nombre de porteuses, soit 4 dans ce cas.

Enfin, le travail effectué dans cette thèse peut se poursuivre dans le sens de la réalisation de beamsteering. Des démonstrations de beamsteering en gamme THz sur différents angles allant jusqu'à 30 degrés ont été rapportées dans la littérature [3], [4]. Dans notre cas, en adressant chaque UTC-PD par un signal optique de phase contrôlée, il est possible d'orienter le faisceau THz vers une direction ou une autre. A l'évidence, chaque UTC-PD doit alors être connectée à une antenne qui lui est propre. Considérons un cas simple où le réseau d'UTC-PD est composé de 2 éléments. Le réseau est adressé par deux lasers, dont les signaux sont combinés puis divisés en deux afin d'adresser les deux UTC-PD du réseau, comme indiqué sur la figure suivante.



Exemple d'approche de réalisation du beamsteering à partir d'un réseau de deux UTC-PD

Dans le but d'orienter le faisceau THz généré par le réseau dans une direction, θ , la différence de phase, $\Delta\varphi$, entre le faisceau optique adressant l'UTC-PD 1, prise comme référence, et celui adressant l'UTC-PD 2 doit être de $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Lambda \sin\theta$, où λ et Λ sont respectivement la longueur d'onde d'opération et le pas du réseau [5]. Cette différence de phase peut être réalisée en ajoutant une ligne à retard optique par exemple. Dans ce cas précis, il faudrait une ligne à retard optique réglée à la valeur $\Delta t = \frac{\Lambda \sin\theta}{c}$ où est la c célérité de la lumière. Dans les systèmes THz, l'ajout du beamsteering serait un atout pour la mobilité.

Références

- [1] T. Hayashi *et al.*, "Field-Deployed Multi-Core Fiber Testbed," in *2019 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC)*, Jul. 2019, pp. 1–3. doi: 10.23919/PS.2019.8818058.
- [2] H. Takeshita *et al.*, "First Demonstration of Uncoupled 4-Core Multicore Fiber in a Submarine Cable Prototype with Integrated Multicore EDFA," in *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022 (2022), paper M4B.1*, Mar. 2022, p. M4B.1. doi: 10.1364/OFC.2022.M4B.1.
- [3] P. Offermans *et al.*, "Towards THz beam steering with integrated phased photomixer arrays," in *Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications XIV*, Mar. 2021, vol. 11685, pp. 181–188. doi: 10.1117/12.2583195.
- [4] M. Che, Y. Matsuo, H. Kanaya, H. Ito, T. Ishibashi, and K. Kato, "Optoelectronic THz-Wave Beam Steering by Arrayed Photomixers With Integrated Antennas," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 32, no. 16, pp. 979–982, Aug. 2020, doi: 10.1109/LPT.2020.3007415.
- [5] J. Bohata *et al.*, "Experimental demonstration of a microwave photonic link using an optically phased antenna array for a millimeter wave band," *Appl. Opt.*, vol. 60, no. 4, pp. 1013–1020, Feb. 2021, doi: 10.1364/AO.414069.

Annexe

A. Guidage de la lumière dans les guides multiples : couplage entre guides

La MCF est un cas de guide multiple. Dans cette partie, nous étudions le couplage entre guides sur la base de la théorie des modes couplés.

A.1. Quelques notions sur la théorie des modes couplés

Considérons un guide de permittivité réelle (guide ni absorbant, ni amplificateur) subissant une perturbation. La permittivité totale s'exprime comme suit [1] :

$$\varepsilon(x, y, z) = \varepsilon_g(x, y) + \Delta\varepsilon(x, y, z), \quad (1)$$

où ε est la permittivité totale, ε_g la permittivité du guide non perturbé et $\Delta\varepsilon$ la permittivité due à la perturbation uniquement. Nous supposons que la perturbation ne modifie pas le profil transverse des modes. La théorie des modes couplés consiste à décomposer le champ du guide perturbé sur la base des modes du guide non perturbé. Soit m un mode donné du guide non perturbé, il s'écrit sous la forme :

$$\vec{E}_m = \vec{e}_m e^{i(\pm\beta_m z - \omega t)}, \quad (2)$$

où \vec{e}_m , β_m et ω sont, respectivement, la distribution modale, la constante de propagation du mode et sa pulsation. La projection du champ du guide perturbé sur \vec{E}_m donne une composante d'amplitude A_m qui fait naître un terme supplémentaire de polarisation noté $\Delta\vec{P}_m$ tel que [1] :

$$\Delta\vec{P}_m = \Delta\varepsilon(x, y, z) A_m \vec{E}_m. \quad (3)$$

L'ensemble de tous les $\Delta\vec{P}_m$ forme la nouvelle polarisation macroscopique qui s'écrit :

$$\vec{P}_{pert} = \Delta\varepsilon(x, y, z) \sum A_m \vec{E}_m. \quad (4)$$

Cette dernière est responsable du couplage d'énergie d'un mode vers les autres au sein du guide perturbé. Il est important de noter que si $\Delta\varepsilon$ est scalaire, alors $\Delta\vec{P}_m$ a la même polarisation que \vec{E}_m (voir Equation (3)). Il en résulte que deux modes de polarisation orthogonale ne se couplent pas entre eux. Cependant, si $\Delta\varepsilon$ est tensoriel (perturbations liées à des contraintes mécaniques par exemple), un couplage peut se produire entre des modes de polarisations différentes [3]. En considérant l'approximation scalaire, le champ vérifie l'équation suivante :

$$\vec{\Delta}\vec{E} + k_0^2 \varepsilon_{r,g}(x, y) \vec{E} = -\mu_0 \omega^2 \vec{P}_{pert}, \quad (5)$$

où $\varepsilon_{r,g}$ et μ_0 représente la permittivité relative du guide non perturbé et la perméabilité du vide respectivement. En supposant que la perturbation est faible et que ε_g et $\Delta\varepsilon$ sont scalaires, la solution de l'Equation (5) s'écrit :

$$\vec{E} = \sum_{m,s_m} A_{m,s_m}(z) e_m(x,y) e^{i(s_m\beta_m z)} \vec{U}_y, \quad (6)$$

où $s_m = 1$ (ou -1) si le mode m se propage vers les z croissants (ou décroissants). Il faut noter que, dans l'approximation scalaire, e_m est réel. A cause de la perturbation, A_{m,s_m} est fonction de z . Cela traduit l'échange d'énergie qui a lieu durant la propagation. En utilisant l'Equation (6) dans l'Equation (5), on obtient :

$$\sum_{m,s_m} 2is_m\beta_m \frac{\partial A_{m,s_m}}{\partial z} e_m e^{is_m\beta_m z} = -\mu_0\omega^2 P_{pert}. \quad (7)$$

A partir de là, on projette sur le mode m en multipliant par e_m et en intégrant sur x et y [1]

$$2is_m\beta_m K_m \left(\frac{\partial A_{m,s_m}}{\partial z} - \frac{\partial A_{m,-s_m}}{\partial z} e^{-2is_m\beta_m z} \right) = -\mu_0\omega^2 e^{-2is_m\beta_m z} \iint P_{pert} e_m dS, \quad (8)$$

où la constante K_m est égale à $\frac{2\mu_0 c}{n_{eff,m}}$ ($n_{eff,m}$ est l'indice effectif du mode m). Le terme $\frac{\partial A_{m,-s_m}}{\partial z} e^{-2is_m\beta_m z}$ est négligeable puisque $A_{m,-s_m}$ est une enveloppe lentement variable. Son effet est nul en moyenne sur des distances supérieures à la longueur d'onde. On obtient alors une forme simplifiée de l'Equation (8) [1] :

$$\frac{\partial A_{m,s_m}}{\partial z} = i \frac{s_m\omega}{4} e^{is_m\beta_m z} \iint P_{pert} e_m dS. \quad (9)$$

L'Equation (9) est appelée théorie des modes couplés car elle couple l'amplitude du mode m aux amplitudes des autres modes. Ce formalisme général peut être utilisé dans un cas concret tel que le couplage entre deux guides très proches que nous aborderons dans les prochains paragraphes de cette section. Par ailleurs, l'Equation (9) indique que le couplage dépend de l'amplitude de la modulation et du recouvrement entre le champ électrique et le mode m .

A.2. Couplage entre deux guides proches

Considérons un guide (fibre monomode) isolé d'indice $n_g(x,y)$. Le champ se propageant dans ce guide est $E_g = A_g e_g(x,y) e^{i\beta_g z}$ où A_g est l'amplitude, $e_g(x,y)$ la distribution transverse et

β_g la constante de propagation du mode. Considérons une autre fibre monomode isolée d'indice $n_d(x, y)$. Le champ se propageant dans ce guide est $E_d = A_d e_d(x, y) e^{i\beta_d z}$ où A_d est l'amplitude, e_d la distribution transverse et β_d la constante de propagation du mode. Les deux guides sont représentés respectivement sur les Figures 1.a et 1.b à travers leurs profils d'indice de réfraction et leurs champs.

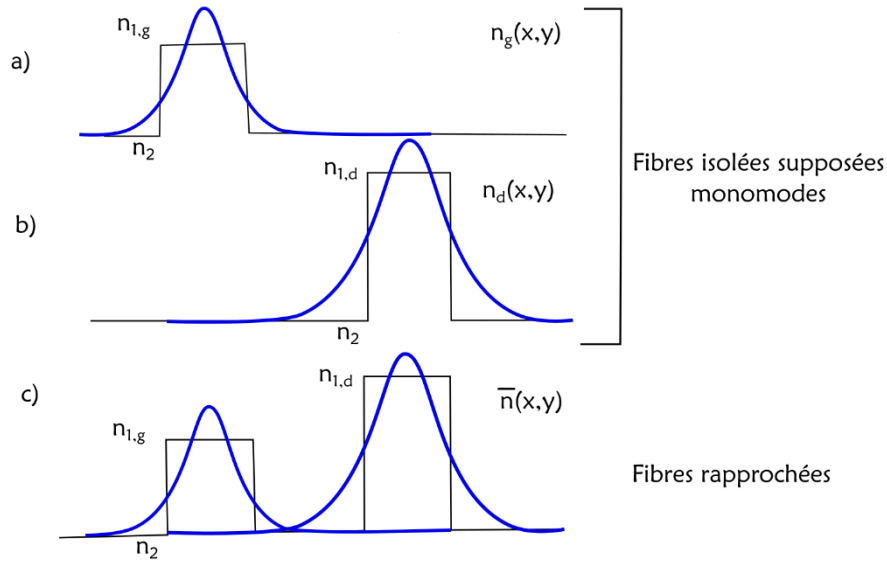


Figure 1. a) Indice de réfraction et champ du guide de gauche. b) Indice de réfraction et champ du guide de droite. c) Guides rapprochés

Lorsque les guides sont rapprochés, ils agissent comme une perturbation l'un sur l'autre. L'ensemble a un indice $\bar{n}(x, y)$, illustré sur la Figure 1.c. Le champ se propageant dans l'ensemble constitué des deux guides s'écrit [1] :

$$E = A_g(z) e_g(x, y) e^{i\beta_g z} + A_d(z) e_d(x, y) e^{i\beta_d z} . \quad (10)$$

Quand les deux guides sont éloignés, A_g et A_d sont indépendants de z . En revanche, dès qu'ils sont rapprochés, il y a un échange d'énergie entre eux, se traduisant par la variation de A_g et A_d en fonction de z . Par conséquent, nous pouvons appliquer l'Equation (9) en considérant deux modes co-propagatifs :

$$\frac{\partial A_d}{\partial z} = i \frac{\omega}{4} e^{+i\beta_d z} \iint P_{pert} e_d dS , \quad (11)$$

avec
$$P_{pert} = \varepsilon_0 \left(\bar{n}^2(x, y) - n_d^2(x, y) \right) E . \quad (12)$$

En utilisant les Equations (11) et (12), on obtient :

$$\frac{\partial A_d}{\partial z} = i\eta_{dd}A_d + i\eta_{dg}A_g e^{i(\beta_g - \beta_d)z} , \quad (13)$$

avec
$$\begin{cases} \eta_{dd} = \frac{\varepsilon_0 \omega}{4} \iint e_d (\bar{n}^2 - n_d^2) e_d dS \\ \eta_{dg} = \frac{\varepsilon_0 \omega}{4} \iint e_d (\bar{n}^2 - n_d^2) e_g dS \end{cases} \quad (14)$$

Les constantes η sont exprimées en m^{-1} . Ce sont des coefficients de couplage. Le terme η_{dd} est faible puisque e_d est faible dans le guide de gauche, comme cela peut être constaté sur la Figure 1.c. Ainsi, l'Equation (13) peut être simplifiée :

$$\frac{\partial A_d}{\partial z} = i\eta_{dg}A_g e^{i(\beta_g - \beta_d)z} . \quad (15)$$

En effectuant une démarche similaire sur le guide de gauche, nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{\partial A_d}{\partial z} = i\eta_{dg}A_g e^{i(\beta_g - \beta_d)z} \\ \frac{\partial A_g}{\partial z} = i\eta_{gd}A_d e^{i(\beta_d - \beta_g)z} \end{cases} \quad (16)$$

Supposons que les guides sont quasi-identiques, le coefficient de couplage est $\eta = \eta_{dg} = \eta_{gd}$. Si on nomme le désaccord de phase $\Delta\beta$, avec $\Delta\beta = \beta_g - \beta_d$, le système d'Equations (16) devient :

$$\begin{cases} \frac{\partial A_d}{\partial z} = i\eta_{dg}A_g e^{i\Delta\beta z} \\ \frac{\partial A_g}{\partial z} = i\eta_{gd}A_d e^{i\Delta\beta z} \end{cases} \quad (17)$$

A partir de ces équations couplées, il est facile de vérifier que :

$$\frac{\partial (|A_d|^2 + |A_g|^2)}{\partial z} = 0. \quad (18)$$

Ce qui prouve que, même si les deux guides échangent de l'énergie, l'énergie totale, quant à elle, est conservée. Par ailleurs, si on pose :

$$\begin{cases} A'_d = A_d e^{-i\Delta\beta z/2} \\ A'_g = A_g e^{-i\Delta\beta z/2} \\ \kappa^2 = \eta^2 + \left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)^2 \end{cases} \quad (19)$$

Le système (17) devient :

$$\begin{cases} A'_d + \left(\frac{\Delta\beta}{2\eta} + \frac{\kappa}{\eta}\right) A'_g = C_1 e^{i\kappa z} \\ A'_d + \left(\frac{\Delta\beta}{2\eta} - \frac{\kappa}{\eta}\right) A'_g = C_2 e^{i\kappa z}, \end{cases} \quad (20)$$

où C_1 et C_2 sont des constantes d'intégration. Le coefficient de couplage κ sera utilisé, dans la section 2.1.3, pour exprimer la diaphonie entre cœurs dans le cas des MCF.

B. Calcul sur les incertitudes

Dans une somme (différence), les erreurs absolues s'additionnent et dans un produit (quotient), les erreurs relatives s'additionnent. L'erreur relative sur le taux de couplage (Equation (3.14)) s'exprime alors comme suit :

$$\frac{\Delta TC_{ij}}{TC_{ij}} = \frac{\Delta P_j + \Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})}{P_j - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})} + \frac{\Delta P_i + \Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}{P_i - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}, \quad (21)$$

où ΔP_j est l'incertitude sur P_j , ΔP_i l'incertitude sur P_i , $\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})$ l'incertitude sur $\text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})$ due à l'opération de moyennage, $\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})$ l'incertitude sur $\text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})$ due aussi à l'opération de moyennage. Les incertitudes sur les amplitudes maximales P_i et P_j sont mineures comparativement aux incertitudes liées aux moyennes des bruits. L'Equation (21) se résume par conséquent à :

$$\frac{\Delta TC_{ij}}{TC_{ij}} = \frac{\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})}{P_j - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})} + \frac{\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}{P_i - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}. \quad (22)$$

Calcul de Moy(BruitSensibilité1)

On règle la caméra sur Sensibilité1 puis on prend une image. On considère une zone (C) sur la figure où il n'y a que le bruit de fond. En utilisant les fonctions Matlab mean et std qui retournent respectivement la moyenne et l'écart-type, on trouve :

$$\text{Moy}(\text{BruitSensibilité1}) = \text{mean}(\text{mean}(C))$$

$$\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1}) = \text{std}(\text{std}(\text{double}(C))) / \sqrt{\text{Nombre de Pixels}} \text{ d'après le théorème de la limite centrale}$$

$$\text{Nous obtenons } \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1}) = 9$$

Dans le cas d'une surface C de 51 pixels par 51 pixels,

$$\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1}) = 0,187 / \sqrt{(250 - 200 + 1) * (300 - 150 + 1)} = 2,3 \cdot 10^{-3}$$

Cette valeur est très petite devant $P_i - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})$, ce qui signifie que $\frac{\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}{P_i - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité1})}$ est très petit. Par conséquent, l'erreur relative du taux de couplage se résume à :

$$\frac{\Delta TC_{ij}}{TC_{ij}} = \frac{\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})}{P_j - \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2})}. \quad (23)$$

Selon le théorème de la limite centrale, la moyenne du bruit en *Sensibilité2* et son incertitude sont liées par la relation suivante :

$$\Delta \text{Moy}(\text{BruitSensibilité2}) = \frac{\text{std}(\text{Moy}(\text{BruitSensibilité2}))}{\sqrt{\text{NumberOfPixels}}}. \quad (24)$$

Pour chaque cas de figure, nous faisons une mesure du profil d'intensité des deux cœurs concernés en Sensibilité1 puis une mesure en Sensibilité2. Ensuite, nous calculons sur Matlab $Moy(BruitSensibilité2)$ et $\Delta Moy(BruitSensibilité2)$, ce qui nous permet alors de calculer le taux de couplage entre ces deux cœurs et l'incertitude associée.

Références

[1] J. Bures, *Optique guidée : Fibres optiques et composants passifs tout-fibre*. Presses Internationales Polytechnique, 2011.

Liste des publications

Proceedings

1. Bewindin A. Sawadogo, Aritrio Bandyopadhyay, Malek Zegaoui, Mohammed Zaknounge, Pascal Szniftgiser, Karen Baudelle, Monika Bouet, Géraud Bouwmans, Davy P. Gaillot, Esben Andresen, Guillaume Ducournau, Laurent Bigot, "THz photonics-based transmitter using multicore fiber combined with UTC-PD array for high data transmission in 300 GHz band," Proc. SPIE 12134, Terahertz Photonics II, 121340A (31 May 2022); <https://doi.org/10.1117/12.2621614>
2. B. A. Sawadogo, A. Bandyopadhyay, M. Zegaoui, M. Zaknounge, P. Szniftgiser, K. Baudelle, M. Bouet, G. Bouwmans, D. P. Gaillot, E. Andresen, G. Ducournau, and L. Bigot, "100 Gbit/s THz Data Transmission and Beyond using Multicore Fiber Combined with UTC Photodiode Array," in *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022*
3. Alfred Bewindin Sawadogo, Aritrio Bandyopadhyay, Malek Zegaoui, Mohammed Zaknounge, P. Szniftgiser, et al.. "Vers la transmission de données à 100 Gbits/s et au-delà via un réseau de photodiodes UTC éclairé par une fibre multi-cœurs." XXIIèmes Journées Nationales Microondes, Jun 2022, Limoges, France. {hal-03702642}