

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

FABRICATION ET CARACTÉRISATION D'HYBRIDES OPTIQUES TOUT-FIBRE

WENDY JULIE MADORE  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE PHYSIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE PHYSIQUE)  
AOÛT 2012

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

FABRICATION ET CARACTÉRISATION D'HYBRIDES OPTIQUES TOUT-FIBRE

présenté par : MADORE Wendy Julie.

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. DESJARDINS Patrick, Ph.D., président

M. GODBOUT Nicolas, Ph.D., membre et directeur de recherche

Mme. LACROIX Suzanne, D.Sc., membre et codirectrice de recherche

M. SKOROBOGATIY Maksim A., Ph.D., membre

*À ma famille,  
pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de mes études.*

## Remerciements

Il y a tant de personnes à remercier, sans lesquelles ce projet n'aurait jamais abouti. Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement mon directeur, Nicolas Godbout, et ma co-directrice de recherche, Suzanne Lacroix, pour leur support financier, mais surtout scientifique et moral. Nicolas a su créer un vif intérêt pour la photonique et l'aspect expérimental de la physique, afin de toujours savoir : « mais qu'est-ce qu'on mesure là ? ». Suzanne quand à elle m'a permis d'élever mon niveau scientifique de façon considérable, et m'a inculqué la rigueur nécessaire pour poursuivre des travaux de recherche. Merci de votre confiance tout au long du projet et de votre appui.

Je tiens également à remercier les gens chez ITF qui se sont impliqués de près ou de loin dans ce projet : Sylvain O'Reilly, Mathieu Faucher, Bertrand Gauvreau, Elio Pone, Patrick Ouellet, Stéphane Couture, Éric Jarry et Nigel Holehouse. Le contact de tous et chacun m'a permis d'en apprendre beaucoup et de confronter mes points de vue. Merci de votre patience et pour l'accès aux ressources de la salle blanche.

Un gros merci également à mes collègues de laboratoire, passés et présents, sans quoi les journées aurait été bien longues et les dîners moins drôles. Merci à Stéphane Virally, pour ses patientes explications en mathématiques, sa maturité et ses analyses réfléchies du comportement humain. Merci à Jean-Simon Corbeil d'être un puits de science, de blagues et d'interprétations burlesques de phénomènes physiques, aussi bien que pour son savoir très empirique et ses trucs de vieux routier de laboratoire, qui connaît ce qu'on ne peut retrouver nulle part dans les livres. Merci à Philippe Richelet pour mettre un peu de culture et d'art partout où il peut, et pour être capable de tout aligner. Merci aussi à ceux que j'ai côtoyés moins longtemps, mais qui m'ont chacun marqué à leur façon : Bryan Burguoyne, Alexandre Dupuis, François Busque et Yasaman Soudagar. Je tiens également à remercier Xavier Daxhelet pour m'avoir permis d'utiliser ses logiciels de simulation et pour ses conseils en calcul numérique.

Je ne saurais passer sous silence la présence et le support de Mikaël Leduc, qui a été mon mentor en fabrication de composants et en alignement du montage. Il a eu la patience de me réexpliquer aussi souvent que nécessaire comment employer les appareils et a aussi surmonté mes millions d'embûches, toujours avec le sourire. Il a aussi su apprécier à quel point les choses peuvent devenir « épiques » et « légendaires ».

Le support moral des collègues de bureau a également été fort apprécié : un gros merci à Gab, Phil, Larry et Maxime. Que ce soit pour des discussions sur des phénomènes physiques très inusités, pour partir plus tard que moi ou pour rire un peu, votre présence a été fort

appréciée. Merci aussi à Amélie et Kathy, plus discrètes mais tout aussi importantes, qui ont rajouté un peu de féminin dans mon entourage. Enfin, merci à Anna Mazhorova, Stepan Gorgutsa et Andrey Markov pour la page culturelle russe, le ballet et les discussions de chats.

Un gros merci à ma famille, ma belle-famille et à mon entourage pour leur support et leurs encouragements. Votre patience, votre curiosité et votre soutien ont compté pour beaucoup tout au long de mes études. Je suis également très reconnaissante du support de mon conjoint Étienne : toujours présent, il est une force tranquille sur qui je peux me fier dans les moments plus difficiles et les périodes de doutes.

Enfin, je tiens à remercier mes compagnons de théâtre, qui m'ont permis de lâcher mon fou et qui ont su rire de mes blagues de « geek ». Grâce aux différentes troupes et projets, vous m'avez permis d'apprendre sur le jeu de comédien, la sonorisation, les éclairages, la mise en scène et bien plus encore. Merci de m'avoir suivi dans mes idées folles et de m'avoir permis d'être quelqu'un d'autre sur scène, pour quelques instants avant de revenir à ma vie d'étudiante.

## Résumé

Ce mémoire traite de la fabrication et de la caractérisation de composants en fibres optiques comportant trois ou quatre fibres. On s'intéresse plus spécifiquement aux composants permettant de retrouver de façon non ambiguë l'amplitude et la phase d'une onde par rapport à une référence connue. Ce type de composant est souvent nommé hybride optique. Les composants à trois fibres placées en triangle sont étudiés de façon théorique pour réaliser un hybride optique, fabriqués, puis caractérisés en transmission et en phase. Les composants à quatre fibres placées en carré sont également étudiés théoriquement pour réaliser un hybride optique, puis fabriqués et caractérisés en transmission et en phase.

L'objectif de ce mémoire est, dans un premier temps, de montrer qu'il est possible de réaliser des hybrides optiques avec les structures tout-fibre proposées. Dans un deuxième temps, des prototypes d'hybrides ont été réalisés et leurs caractéristiques évaluées et comparées à celles d'hybrides optiques idéaux, soit l'équipartition des signaux de sortie et les relations de phases spécifiques entre eux.

Les prototypes d'hybrides sont fabriqués avec la méthode par fusion-étirage de fibres et la source de chaleur employée est une flamme à base de propane. Cette méthode est privilégiée car elle s'est avérée efficace et reproductible pour réaliser des coupleurs en fibres optiques. Ce procédé permet de contrôler les paramètres expérimentaux et peut ainsi s'adapter aux composants à plusieurs fibres.

Les coupleurs à trois fibres réalisés ont une transmission totale en longueur d'onde de 85 % ( $-0,7$  dB), le croisement est typiquement situé autour de 1 550 nm avec une transmission de 33 % ( $-4$  dB) par branche. De plus, les phases relatives entre les signaux de sortie sont de  $120 \pm 9^\circ$ . Les coupleurs à quatre fibres réalisés ont une transmission de 89 % ( $-0,5$  dB) avec un croisement typiquement situé autour de 1 550 nm avec une transmission autour de 25 % ( $-6$  dB) sur chaque branche. Enfin, les phases relatives entre les signaux de sortie sont de  $90 \pm 3^\circ$ .

Les applications possibles de tels composants sont dans le domaine de la détection cohérente. En télécommunications, il est intéressant de procéder au décodage de l'information de façon optique. Puisque dans certains systèmes actuels l'information est encodée en phase («Phase-Shift Keying»), il faut, pour effectuer le décodage, être en mesure de détecter sans ambiguïté la phase du signal, ce que l'hybride permet de faire. Étant donné que les composants sont réalisés dans des fibres standards, ils sont compatibles avec les montages fibrés et les appareils courants.

Une autre application possible est en imagerie biomédicale avec des techniques de tomo-

graphie par cohérence optique (OCT pour «Optical Coherence Tomography») ou de façon plus générale, des systèmes de profilométrie. L'état de l'art dans le domaine est d'employer un interféromètre commun combiné à une analyse de Fourier pour retrouver une information sur la phase qui est partielle, seul son module est disponible. La profondeur possible à imager sans ambiguïté est donc diminuée de moitié. En employant un hybride optique, il est possible de façon simple de retrouver la phase et son signe en même temps et sans ambiguïté.

## Abstract

In this thesis, we present the fabrication and characterization of optical hybrids made of all fibre  $3 \times 3$  and  $4 \times 4$  couplers. The three-fibre components are made with a triangular cross section, while the four-fibre components are made with a square cross section. All of these couplers have to exhibit equipartition of output amplitudes and specific relative phases of the output signals to be referred to as optical hybrids. These two types of couplers are first modelled to determine the appropriate set of experimental parameters to make hybrids out of them. The prototypes are made in standard telecommunication fibres and then characterized to quantify the performances in transmission and in phase.

The objectives of this work is first to model the behaviour and physical properties of  $3 \times 3$  and  $4 \times 4$  couplers to make sure they can meet the requirements of optical hybrids with an appropriate set of fabrication parameters. The next step is to make prototypes of these  $3 \times 3$  and  $4 \times 4$  couplers and test their behaviour to check how they fulfill the requirements of optical hybrids.

The experimental set-up selected is based on the fusion-tapering technique to make optical fibre components. The heat source is a micro-torch fuelled with a gas mix including propane and oxygen. This type of set-up gives the required freedom to adjust experimental parameters to suit both  $3 \times 3$  and  $4 \times 4$  couplers. The versatility of the set-up is also an advantage towards a repeatable and stable process to fuse and taper the different structures.

The fabricated triangular-shape couplers have a total transmission of 85 % ( $-0,7$  dB), the crossing is typically located around 1 550 nm with a transmission of around 33 % ( $-4$  dB) per branch. In addition, the relative phases between the output signals are  $120 \pm 9^\circ$ . The fabricated square-shape couplers have a total transmission of 89 % ( $-0,5$  dB) with a crossing around 1 550 nm and a transmission around 25 % ( $-6$  dB) per branch. The relative phases between the output signals are  $90 \pm 3^\circ$ .

As standard telecommunications fibres are used to make the couplers, the prototypes are compatible with all standard fibered set-ups and benches. The properties of optical hybrids are very interesting in coherent detection, where an unambiguous phase measurement is desired. For instance, some standard telecommunication systems use phase-shift keying (PSK), which means information is encoded in the phase of the electromagnetic wave. An all-optical decoding of signal is possible using optical hybrids.

Another application is in biomedical imaging with techniques such as optical coherence tomography (OCT), or to a more general extend, profilometry systems. In state-of-the-art techniques, a conventional interferometer combined with Fourier analysis only gives absolute



value of the phase. Therefore, the achievable imaging depth in the sample is decreased by a factor 2. Using optical hybrids would simply allow that unambiguous phase measurement, giving the sign and value of the phase at the same time.

# Table des matières

Dédicace . . . . .	iii
Remerciements . . . . .	iv
Résumé . . . . .	vi
Abstract . . . . .	viii
Table des matières . . . . .	x
Liste des tableaux . . . . .	xii
Liste des figures . . . . .	xiii
Liste des annexes . . . . .	xvi
Liste des sigles et abréviations . . . . .	xvii
Chapitre 1 INTRODUCTION . . . . .	1
1.1 Définitions et concepts de base . . . . .	2
1.1.1 Technologie tout-fibre . . . . .	2
1.1.2 Composants en fibres optiques . . . . .	5
1.2 Éléments de la problématique . . . . .	8
1.2.1 Hybrides . . . . .	8
1.2.2 Détection cohérente . . . . .	10
1.2.3 Choix de la solution . . . . .	13
1.3 Objectifs de recherche . . . . .	14
1.4 Plan du mémoire . . . . .	14
Chapitre 2 THÉORIE . . . . .	16
2.1 Hybrides optiques . . . . .	16
2.2 Contexte théorique et approximations du modèle . . . . .	18
2.3 Coupleurs $3 \times 3$ . . . . .	20
2.4 Coupleurs $4 \times 4$ . . . . .	28
2.5 Établissement des recettes . . . . .	36
2.5.1 Correspondance des paramètres de design en paramètres expérimentaux . . . . .	36

Chapitre 3	MÉTHODOLOGIE EXPÉRIMENTALE . . . . .	51
3.1	Montage de fusion-étirage . . . . .	51
3.1.1	Moteurs et maintien des fibres . . . . .	52
3.1.2	Torche . . . . .	53
3.1.3	Physique de la flamme . . . . .	54
3.2	Étape de fusion . . . . .	55
3.3	Étape d'étirage . . . . .	56
3.4	Montage de caractérisation des composants . . . . .	59
3.4.1	Caractérisation par un port : réponse spectrale . . . . .	60
3.4.2	Caractérisation par deux ports : phase des signaux . . . . .	61
Chapitre 4	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX . . . . .	66
4.1	Coupleurs $3 \times 3$ . . . . .	66
4.2	Coupleurs $4 \times 4$ . . . . .	71
4.3	Exemple d'application . . . . .	79
Chapitre 5	CONCLUSION . . . . .	82
5.1	Synthèse des travaux . . . . .	82
5.2	Limitations de la solution proposée . . . . .	83
5.3	Améliorations futures . . . . .	84
Références	. . . . .	85
Annexes	. . . . .	90

## Liste des tableaux

TABLEAU 1.1	Comparaison des caractéristiques de trois méthodes de détection. . .	14
TABLEAU 2.1	Premières valeurs du rapport $\alpha/\theta$ possibles pour les coupleurs $4 \times 4$ en carré. . . . .	43
TABLEAU 2.2	Candidats potentiels pour fabriquer des hybrides $90^\circ$ . . . . .	46

## Liste des figures

FIGURE 1.1	Profils d'indices typiques de divers types de fibres. . . . .	3
FIGURE 1.2	Sections transverses de divers types de fibres. . . . .	3
FIGURE 1.3	Spectre d'absorption de la silice. . . . .	6
FIGURE 1.4	Coupleurs RF plans . . . . .	9
FIGURE 1.5	Schémas d'hybrides micro-ondes et radiofréquences. . . . .	9
FIGURE 2.1	Schéma d'un hybride $90^\circ$ . . . . .	16
FIGURE 2.2	Comportement d'équipartiteur d'un hybride $90^\circ$ pour un signal en entrée de puissance $P_S$ . . . . .	17
FIGURE 2.3	Comportement d'équipartiteur d'un hybride $90^\circ$ pour une référence en entrée de puissance $P_R$ . . . . .	17
FIGURE 2.4	Configuration hybride $90^\circ$ permettant de retrouver les quadratures du signal en sortie. . . . .	17
FIGURE 2.5	Configuration hybride $120^\circ$ permettant de retrouver les quadratures du signal en sortie. . . . .	18
FIGURE 2.6	Section transversale non fusionnée de l'hybride $3 \times 3$ . . . . .	20
FIGURE 2.7	Supermodes de la structure $3 \times 3$ , a) $SLP_{01}$ ; b) et c) les $SLP_{11}$ . . . . .	21
FIGURE 2.8	Échanges de puissance théorique au cours d'un étirage adiabatique. . . . .	24
FIGURE 2.9	Transmission de chacun des ports de sortie de l'hybride au premier croisement d'équipartition lorsque l'on injecte par deux branches. . . . .	26
FIGURE 2.10	Reconstruction de l'amplitude complexe d'un signal d'information à l'aide d'un hybride $120^\circ$ . . . . .	28
FIGURE 2.11	Section transversale avant fusion de l'hybride $4 \times 4$ . . . . .	29
FIGURE 2.12	Modèle d'évolution de la structure au cours de la fusion d'un coupleur $4 \times 4$ . . . . .	30
FIGURE 2.13	Supermodes de la structure $4 \times 4$ . . . . .	32
FIGURE 2.14	Échanges de puissance théorique au début d'un étirage adiabatique. . . . .	34
FIGURE 2.15	Sections transversales pour divers degrés de fusion d'un coupleur $3 \times 3$ en triangle. . . . .	38
FIGURE 2.16	Évolution des constantes de propagation des quatre supermodes selon l'ITR et le degré de fusion. . . . .	40
FIGURE 2.17	Valeurs du ratio $\alpha/\theta$ pour plusieurs degrés de fusion en fonction de l'ITR. . . . .	42
FIGURE 2.18	Comportement de la longueur de battement du paramètre $\alpha$ pour plusieurs degrés de fusion et d'ITR. . . . .	44

FIGURE 2.19	Comportement de la longueur de battement du paramètre $\theta$ pour plusieurs degrés de fusion et d'ITR. . . . .	45
FIGURE 2.20	Échanges de puissance théorique au cours d'un étirage adiabatique avec un ratio $\alpha/\theta = 7$ . . . . .	47
FIGURE 2.21	Transmission de chacun des ports de sortie de l'hybride avec une bonne combinaison $\alpha$ et $\theta$ , en injectant par deux branches adjacentes. . . . .	49
FIGURE 2.22	Transmission de chacun des ports de sortie de l'hybride avec un bonne combinaison $\alpha$ et $\theta$ , en injectant par deux branches diagonales. . . . .	50
FIGURE 3.1	Schéma d'un coupleur en fibres fusionnées. . . . .	52
FIGURE 3.2	Montage de fusion étirage pour les fibres optiques. . . . .	53
FIGURE 3.3	Profils longitudinaux selon différentes valeurs du paramètre de flamme $\alpha$ . . . . .	59
FIGURE 3.4	Montage de caractérisation pour des composants à trois et quatre fibres. . . . .	60
FIGURE 3.5	Configuration pour la mesure des réponses spectrales de composants. . . . .	62
FIGURE 3.6	Configuration pour la mesure des phases relatives des signaux de sortie de composants. . . . .	63
FIGURE 3.7	Réponse spectrale du coupleur $2 \times 2$ débalancé permettant de séparer le signal du laser en deux signaux, un de référence et l'autre modulé en phase. . . . .	63
FIGURE 3.8	Diagramme de constellation normalisé des signaux de sortie d'un hybride $120^\circ$ idéal. . . . .	65
FIGURE 3.9	Diagramme de constellation normalisé des signaux de sortie d'un hybride $90^\circ$ idéal. . . . .	65
FIGURE 4.1	Section transverse expérimentale d'un coupleur $3 \times 3$ fusionné. . . . .	67
FIGURE 4.2	Transmission en longueur d'onde d'un coupleur $3 \times 3$ lorsqu'on injecte dans la branche verte. . . . .	68
FIGURE 4.3	Taux de branchement en longueur d'onde d'un coupleur $3 \times 3$ lorsqu'on injecte dans la branche verte. . . . .	68
FIGURE 4.4	Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par les branches bleue et verte. . . . .	70
FIGURE 4.5	Diagramme de constellation d'un coupleur $3 \times 3$ à 1 535 nm. . . . .	70
FIGURE 4.6	Section transverse expérimentale d'un coupleur $4 \times 4$ fusionné. . . . .	72
FIGURE 4.7	Transmission en longueur d'onde d'un coupleur $4 \times 4$ , nommé coupleur A, lorsqu'on injecte dans la branche bleue. . . . .	73
FIGURE 4.8	Transmission en longueur d'onde d'un coupleur $4 \times 4$ , nommé coupleur B, lorsqu'on injecte dans la branche verte. . . . .	73

FIGURE 4.9	Taux de branchement en longueur d'onde du coupleur A lorsqu'on injecte par la branche bleue. . . . .	74
FIGURE 4.10	Taux de branchement en longueur d'onde du coupleur B lorsqu'on injecte par la branche verte. . . . .	74
FIGURE 4.11	Coupleur A - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par des branches adjacentes. . . . .	76
FIGURE 4.12	Diagramme de constellation d'un coupleur A. . . . .	76
FIGURE 4.13	Coupleur B - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par des branches adjacentes. . . . .	77
FIGURE 4.14	Diagramme de constellation du coupleur B. . . . .	77
FIGURE 4.15	Coupleur B - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par des branches diagonales. . . . .	78
FIGURE 4.16	Diagramme de constellation du coupleur B avec deux entrées diagonales. . . . .	78
FIGURE 4.17	Dérive en phase du coupleur B. . . . .	79
FIGURE 4.18	Diagramme de constellation de type DQPSK avec un exemple d'encodage de Grey. . . . .	80
FIGURE 4.19	Schéma simplifié du montage employé pour mesurer un diagramme de constellation DQPSK à 2 Gbits/s en temps réel. . . . .	81
FIGURE 4.20	Diagramme de constellation DQPSK mesurée à 2Gbits/s. . . . .	81

## Liste des annexes

ANNEXE A - Étude des vecteurs transmission avec des amplitudes arbitraires en entrée	90
ANNEXE B - Compte-rendu d'une conférence aux Journées Nationales d'Optique Guidée 2010 . . . . .	94
ANNEXE C - Compte-rendu d'une présentation orale et de deux affiches à Photonics North 2012 . . . . .	98



## Liste des sigles et abréviations

### Variables

$c$	Vitesse de la lumière dans le vide [m/s]
$n$	Indice de réfraction du milieu
$L_C$	Longueur du coupleur
$L_b$	Longueur de battement entre les supermodes [m]
$l_0$	Longueur initiale de la plage de balayage [m]
$e$	Élongation de la structure du coupleur [m]
$f$	Degré de fusion du coupleur
$P$	Puissance [W]
$A$	Amplitude transmise [V/m]
$S(z)$	Surface transverse du coupleur [m <sup>2</sup> ]
$k$	Nombre d'onde [m <sup>-1</sup> ]
$B_j$	Constante de propagation du $j^e$ mode guidé d'une structure à plusieurs fibres
$C_{ij}$	Coefficient de couplage entre le $i^e$ et le $j^e$ mode
$C$	Coefficient de couplage entre deux guides adjacents du coupleur
$C'$	Coefficient de couplage entre deux guides non adjacents du coupleur
$N$	Nombre de cycles de transfert de puissance dans un coupleur
$L(t)$	Fonction de la largeur transverse d'un composant lors de la fusion
$r$	Rayon de la fibre employée ou du composant
$S$	Surface transverse de la fibre employée ou du composant
$\mathbf{M}$	Matrice de couplage
$\mathbf{M}_{n \times n}$	Matrice de transfert d'un composant à $n$ fibres
$\mathbf{V}$	Vecteur propre de la matrice de couplage
$\mathbf{T}_A$	Vecteur de sortie en amplitude
$\mathbf{T}$	Vecteur de sortie en intensité

### Indices

$S$	En rapport au signal d'information
$R$	En rapport au signal de référence
$i$	En rapport à la fibre $i$

**Symboles grecs**

$\alpha$	Pente de la variation du balayage
$\alpha$	Demi-phase cumulée entre deux modes du coupleur
$\theta$	Moyenne de différence de phase cumulée dans un coupleur
$\lambda$	Longueur d'onde [m]
$\omega$	Fréquence angulaire du photon [rad/s]
$\beta_j$	Constante de propagation du $j^e$ mode guidé d'une fibre
$\gamma$	Facteur de phase cumulée dans un coupleur $3 \times 3$ en triangle
$\phi$	Phase d'une onde injectée en entrée du coupleur

**Acronymes**

ASK	Modulation d'amplitude (ASK pour « Amplitude-Shift Keying »)
BER	Taux d'erreur par bit (BER pour « Bit Error Rate »)
CFSK	Modulation de fréquence en phase continue (CFSK pour « Continuous-Phase Frequency-Shift Keying »)
DC	Dispersion chromatique
DPSK	Modulation de phase différentiel (DPSK pour « Differential Phase-Shift Keying »)
DQPSK	Modulation de phase différentiel en quadrature (DQPSK pour « Differential Quadrature Phase-Shift Keying »)
FSK	Modulation en fréquence (FSK pour « Frequency-Shift Keying »)
ITR	Inverse du taux de réduction
LO	Oscillateur local ( LO pour « Local Oscillator »)
MAO	Modulateur acousto-optique
OSA	Analyseur de spectre optique (OSA pour « Optical Spectrum Analyser »)
PLC	Circuit d'optique planaire (PLC pour « Planar Light Circuit »)
PMD	Dispersion de modes de polarisation (PMD pour « Polarisation Mode Dispersion »)
PolSK	Modulation de polarisation (PolSK pour « Polarisation-Shift Keying »)
PRBS	Générateur de séquence pseudo-aléatoire (PRBS pour « Pseudo-Random Bit Sequence »)
PSK	Modulation de phase (PSK pour « Phase-Shift Keying »)
QAM	Modulation d'amplitude en quadrature (QAM pour « Quadrature Amplitude Modulation »)

$SPL_{01}$	Premier supermode linéairement polarisé
$SLP_{11}$	Premier supermode antisymétrique linéairement polarisé
RF	Radiofréquence

# Chapitre 1

## INTRODUCTION

La technologie de l'optique guidée a permis l'avènement des réseaux de télécommunications optiques et une alternative aux composants optiques de table. Depuis les années 70, les fibres optiques à faibles pertes sont à la base d'une série de percées technologiques importantes, reprenant les composants développés jusqu'alors dans le domaine des communications micro-ondes, mais en les adaptant aux fréquences optiques. Un des composants clé des circuits micro-ondes est l'hybride micro-ondes ou de façon plus générale l'hybride radio-fréquence (RF). Ce composant permet de retrouver les quadratures d'un ou de deux signaux électriques, tout en ayant ses ports d'entrée et de sortie isolés électriquement. Le but de ce travail est de reprendre la fonctionnalité des hybrides RF et de les adapter aux fréquences optiques en plus d'être fabriqués exclusivement en fibre optique. Un tel composant permet de faire de la détection cohérente tout-optique, ce qui signifie de retrouver sans ambiguïté l'amplitude et la phase d'un signal optique.

## 1.1 Définitions et concepts de base

### 1.1.1 Technologie tout-fibre

Plusieurs milieux permettent la propagation de la lumière. Dans un contexte technologique, il est intéressant de trouver des matériaux et des dispositifs qui, non seulement permettent à la lumière de se propager, mais également d'être guidée. Parmi les différentes possibilités offertes figurent les fibres optiques, qui sont des fils de verre d'une très grande longueur, pouvant aller jusque dans les centaines de kilomètres, et de très petit diamètre, typiquement  $125\ \mu\text{m}$ , voire  $80\ \mu\text{m}$ . Ces fibres optiques ont été développées entre autres par *Corning* dans les années 70 et sont maintenant d'usage courant dans le domaine des télécommunications (voir (1)).

La fibre optique a une structure particulière qui lui permet de guider la lumière : elle comporte en son centre un cœur avec un indice de réfraction légèrement supérieur à celui de la silice pure, grâce à un dopage au germanium. Ce cœur a un diamètre typique d'environ  $10\ \mu\text{m}$  pour les fibres unimodales standards de télécommunications. Autour du cœur se trouve la gaine optique, faite de silice pure. Les propriétés de guidage de la lumière sont donc déterminées par la différence d'indice de réfraction entre le cœur et la gaine et par le diamètre de chacune des couches. Il est à noter que d'autres types de fibres existent, notamment des fibres multicouches, ayant par exemple un cœur, une gaine interne et une gaine externe de diamètres différents. D'autres fibres dites à gradient d'indice ont des profils d'indice particuliers, par exemple avec l'indice du cœur variant continûment de façon linéaire ou parabolique pour rejoindre celui de la gaine optique, comme schématisé à la figure 1.1.

Enfin, certaines fibres spéciales ont des inclusions de verre différent pour maintenir la polarisation, ou ont une structure particulière avec de l'air à l'intérieur pour changer les propriétés de guidage, comme montré dans les sections transverses schématisées à la figure 1.2.

À partir de ces différentes fibres, il est possible de construire des structures plus complexes. Par exemple, on pourrait séparer le signal guidé par une fibre pour le répartir dans deux fibres. Ce genre de composant s'apparente à une lame séparatrice pour des faisceaux en propagation libre. Il est possible de faire l'équivalent tout en fibre optique et ce composant porte le nom de coupleur tout-fibre. Un dispositif est qualifié de tout-fibre si la lumière reste constamment guidée tout le long du dispositif. Ce terme est en opposition à un composant fibré, d'où la lumière est collimée hors de la fibre, puis réinjectée avant sa sortie du dispositif.

Il existe d'autres façons de réaliser des dispositifs optiques. La plus simple à réaliser est la micro-optique, où les éléments optiques sont miniaturisés, puis agencés et fixés. Il s'agit



de petites lentilles, prismes, lames de verre, filtres, etc. Les entrées et sorties peuvent être fibrées ou non, selon les besoins. Une autre plateforme technologique est l'optique intégrée ou PLC (pour « Planar Light Circuits »). Des procédés de micro-fabrication sont employés pour déposer des guides d'ondes en verre sur un substrat selon certains motifs déterminés. Ainsi, la lumière est guidée dans les guides de verre déposés et les divers guides peuvent se scinder ou se croiser (travaux de (2) et (3)). Ces guides ont cependant tendance à être elliptiques au lieu de circulaires comme la fibre. Une autre approche dans la même veine est d'employer des cristaux photoniques pour former l'extérieur des guides d'ondes. Ainsi, une ligne entourée d'une structure en alvéoles possède un indice de réfraction plus élevé que la structure autour, ce qui permet ainsi de confiner la lumière. Ces techniques exigent cependant un excellent contrôle des procédés de fabrication et de la pureté des matériaux employés. Aussi, certaines implémentations de ces technologies nécessitent une alimentation électrique considérable (travaux de (4) et (5)) ou se complexifient rapidement en employant plusieurs pièces en cascade (travaux de (6), (7) et (8)).

Il existe plusieurs avantages à employer la technologie tout-fibre, spécialement dans le cas d'expériences se déroulant déjà dans la fibre. À la base, chaque excursion du signal à l'extérieur de la fibre, pour ensuite y retourner, occasionne des pertes. Ces pertes sont principalement dues au fait qu'un faisceau se propageant dans la fibre possède un profil transverse différent (combinaison de fonctions de Bessel) du faisceau se propageant dans l'air (combinaison de faisceaux gaussiens). Ainsi lors du couplage, une partie de la puissance du faisceau ne peut se recoupler dans le cœur de la fibre et est perdue. Il est alors facile de comprendre pourquoi il faut minimiser ces allers-retours entre l'air libre et la fibre, car on veut conserver un maximum de signal. Un autre aspect à considérer est la réflexion aux interfaces air-verre. Celle-ci, de l'ordre de 4 %, peut cependant être grandement diminuée si les surfaces sont traitées anti-reflets.

Un autre avantage inhérent à l'emploi de composants tout-fibre est que la géométrie circulaire est conservée tout au long de la fibre, donc tout au long du dispositif. Dans le cas d'un circuit plan ou de micro-optique, l'ellipticité ou l'astigmatisme du faisceau de sortie gêne grandement le couplage avec la fibre en sortie, ce qui entraîne des pertes additionnelles. Ce problème est cependant en bonne voie de se résoudre étant donné les progrès rapides dans le domaine des PLC.

Enfin, les composants tout-fibre ont typiquement de très faibles pertes optiques, peu de dépendance en polarisation, conservent une grande qualité de faisceau et sont isolés électriquement de l'environnement. De plus, ce sont des composants passifs, donc ne requérant pas d'alimentation électrique externe pour fonctionner.

Bien entendu, ces avantages ne tiennent plus si le montage ou l'expérience requiert de

sortir de la fibre à plusieurs reprises. Dans ces cas, il est préférable de tout faire en optique de table, ou de tout faire en fibre, mais la combinaison des deux induit inévitablement des pertes de signal. Par exemple, pour chaque interface air-verre, il y a typiquement une réflexion si la surface n'est pas traitée anti-réflexion. De plus, la plage de longueurs d'ondes employée pour l'expérience peut concorder avec des régions d'absorption accrues par la silice ou par les dopants employés. Ceci rend la fibre plus absorbante, donc une moins bonne candidate. Les spectre d'absorption de la silice est présenté à la figure 1.3.

On peut voir que l'atténuation de la fibre est principalement dictée par la diffusion de Rayleigh, qui donne l'allure générale de la courbe sur la plage de longueur d'onde du visible au proche infrarouge. Puis, les pics d'absorption viennent augmenter la valeur de l'atténuation pour certaines plages de longueur d'onde, comme l'absorption dans l'infrarouge, due aux vibrations du réseau de la silice. Il y a aussi plusieurs pics dus aux inclusions d'ions  $\text{OH}^-$ . Ceci crée une raie d'absorption située à une longueur d'onde de  $2,73 \mu\text{m}$ , mais des harmoniques à  $1,38 \mu\text{m}$  et  $0,95 \mu\text{m}$  contribuent également à augmenter l'atténuation. Enfin, un pic à  $1,23 \mu\text{m}$  correspond à un couplage des vibrations de la matrice de silice et des inclusions d'ions  $\text{OH}^-$  (voir (10)). Il est à noter que ces pics peuvent être éliminés dans des verres de silice de pureté suffisante.

### 1.1.2 Composants en fibres optiques

Il est possible de fabriquer une grande variété de composants en fibres optiques. Un bref aperçu des composants possibles est présenté ici, mais la liste n'est pas exhaustive. Les composants les plus simples sont faits d'une seule fibre effilée (aussi appelé « taper » en anglais). La fibre est donc simplement étirée dans son axe longitudinal avec un certain profil, qui dicte les propriétés optiques. La fibre effilée dite adiabatique n'induit pas de perte dans d'autres modes guidés ou de radiation lors du passage dans le composant mais, comme typiquement l'effilage est assez important, il en résulte un fort champ évanescent dans la région de diamètre minimal, ce qui rend le composant très sensible aux facteurs environnementaux. Ces composants sont principalement exploités comme capteurs des plus variés : capteurs de température, de pression, réfractomètre, etc. Le couplage évanescent peut être mis à profit pour coupler dans d'autres éléments optiques tels que des micro-cavités ou des gaz atomiques. Ces composants très effilés peuvent aussi servir à confiner de très hautes intensités lumineuses et ainsi générer des effets non-linéaires directement dans la fibre optique (voir (11) et (12) par exemple). Dans le cas des fibres effilées non adiabatiques, elles présentent des pertes sur une certaine portion du spectre et il est possible de créer ainsi des filtres, par exemple pour aplanir le gain d'un milieu amplificateur comme l'erbium.



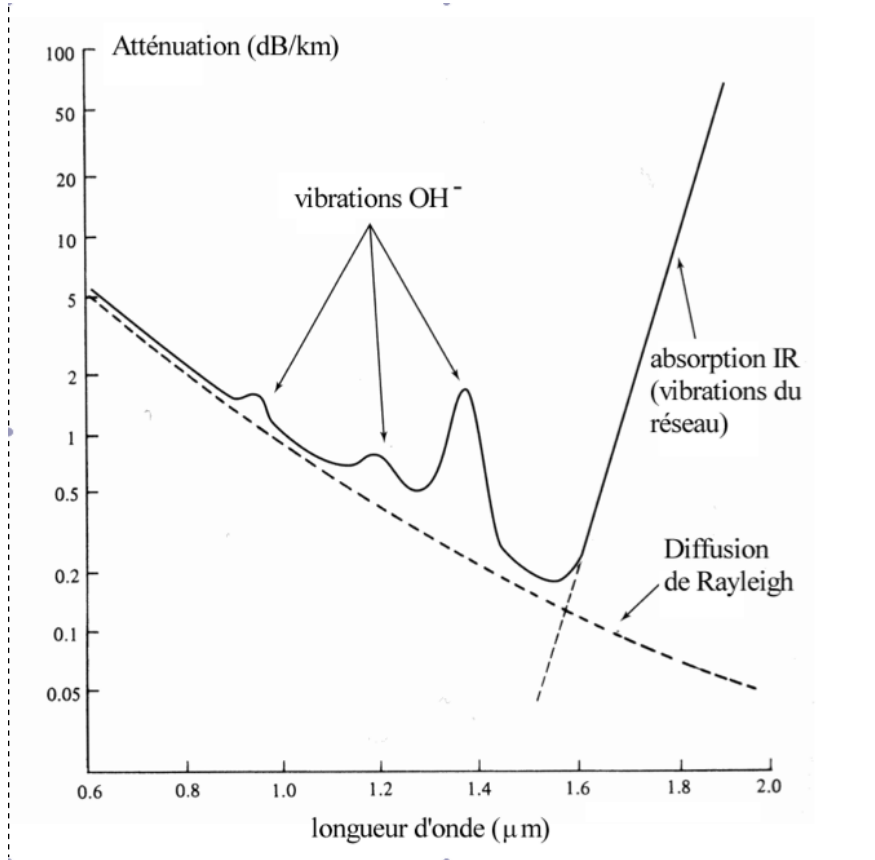


FIGURE 1.3 Spectre d'absorption de la silice. Tiré de (9).

Dans le cas des composants à deux fibres, soit les coupleurs  $2 \times 2$ , il est possible de créer des séparateurs de puissance sans perte avec n'importe quelle répartition de puissance en sortie pour une longueur d'onde en particulier ou pour une plage d'une centaine de nanomètres de large (voir (13)). Ces coupleurs peuvent aussi multiplexer différentes longueurs d'onde, c'est-à-dire prendre une longueur d'onde différente sur chacun des ports d'entrée et les combiner sur une même sortie du coupleur. Ces multiplexeurs peuvent être employés dans l'autre sens comme dé-multiplexeurs et séparer les longueurs d'onde d'un même signal d'entrée sur les deux branches de sortie. Ce genre de coupleur sert, entre autres, en télécommunication pour amplifier un signal d'information à l'aide des bandes de gain de l'erbium. Enfin, plusieurs coupleurs  $2 \times 2$  peuvent être assemblés pour former des interféromètres tout-fibre.

Il existe des composants à plus de deux fibres nommés coupleurs  $N \times M$ , où  $N$  est le nombre de fibres employées en entrée du coupleur et  $M$  le nombre de fibres employées en sortie. Pour fabriquer ces coupleurs, il faut au moins le nombre de fibres équivalent au plus grand nombre de terminaisons ( $M$  ou  $N$ ). Ces composants sont typiquement employés comme séparateurs de puissance, ou à l'inverse comme combinateurs de puissance. La puissance d'entrée arrivant sur  $N$  fibres, typiquement une, est divisée en  $M$  signaux, où à l'inverse les  $N$  signaux d'entrée sont combinés dans les  $M$  fibres de sortie, typiquement une. Ce type de composant est très employé pour pomper des lasers tout-fibre et injecter de très hautes puissances dans une même fibre. Enfin, il est possible de réaliser des composants en fibres microstructurées, telles que des fibres de Bragg, en exploitant des mécanismes de couplage par résonance plutôt que par recouvrement de modes (voir (14) et (15)).

Un procédé commun pour fabriquer de telles structures est le procédé de fusion-étirage avec une flamme. Ce procédé nécessite de fixer la structure de fibre sur des blocs moteurs, qui pourront appliquer une tension sur la fibre au moment opportun. Le procédé implique de chauffer le verre jusqu'à son point de viscosité pour, dans un premier temps, fusionner la structure, puis dans un deuxième temps l'étirer. Le mécanisme permettant d'apporter la chaleur en quantité suffisante est une micro-torche alimentant une flamme à base de propane et d'oxygène. Cette flamme peut être ajustée en température en changeant les débits de gaz.

D'autres possibilités sont aussi offertes pour chauffer le verre : par exemple, on peut prendre d'autres sources de chaleur comme un laser  $\text{CO}_2$  ou un filament chauffant en tungstène. Ces procédés demandent aussi de l'alignement et la calibration de la chaleur envoyée au verre, d'une façon que l'on souhaite la plus uniforme possible.

Enfin, il existe des techniques sans chauffage, comme par exemple par polissage et assemblage, où on vient polir chacune des fibres pour en enlever une partie, puis on les assemble ensuite. Ce procédé a cependant l'inconvénient d'être peu reproductible vu la très grande dépendance des performances du dispositif à l'assemblage final (voir (16)).

## 1.2 Éléments de la problématique

### 1.2.1 Hybrides

La dénomination d'hybride est reprise du domaine des circuits micro-ondes, car on cherche à reproduire un composant capable d'accomplir les mêmes fonctions. Cependant, la raison du choix du nom hybride pour ce type de composant est relativement mal connue. Le terme « Hybride Micro-onde », est employé pour la première fois par (17) et s'inspire d'un composant de la téléphonie par câble appelé transformateur différentiel (« Hybrid Coil » en anglais) qui sert à isoler le récepteur et l'émetteur d'un circuit. Le terme a été repris parce que l'hybride micro-onde présente la propriété d'isoler électriquement ses entrées et ses sorties, mais l'analogie s'arrête ici.

Un hybride est un dispositif permettant d'isoler chacune des sorties électriques des entrées et de diviser ou combiner la puissance injectée ((18)). De plus, il y a une relation de phase spécifique entre les signaux de chacune des sorties. Une implémentation possible de ce type de composant est le coupleur plan, présenté à la figure 1.4. Il y a trois paramètres qui permettent d'ajuster le taux de transmission des branches :  $s$  l'espacement entre les guides d'ondes,  $w$  la largeur d'un guide et la longueur de la section centrale qui en général est de longueur  $\lambda/4$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde à laquelle le coupleur est conçu pour opérer.

Une première description du comportement des hybrides micro-ondes est donnée par (17). La figure 1.5(a) montre un schéma d'un hybride. Le fonctionnement est relativement simple. Si on connecte un signal alternatif sur la paire de ports en  $A$ , le signal ressort sur les ports de  $B$  et de  $D$ , mais sans passer dans les ports de  $C$ . Le transfert de puissance dépend de la charge appliquée aux ports de sortie. Si on injecte un signal alternatif sur la seconde entrée, en  $C$ , alors il n'apparaît aucun signal en  $A$ , mais, le signal est transféré en  $B$  et en  $D$  comme précédemment. La figure 1.5(b) montre une implémentation possible de l'hybride : les entrées sont les ports 1 et 3, le port 2 est le signal somme  $\Sigma$  et le port 4 est le signal différence  $\Delta$ .

Quelques années ont passées avant d'avoir une modélisation plus formelle et complète pour en faire le design, entre autres par (19). La généralisation à un nombre arbitraire de ports de sortie pour les hybrides RF a été réalisée par (20). Depuis, les composants sont disponibles et commercialisés. Les publications se poursuivent même aujourd'hui, cherchant surtout à minimiser la consommation électrique de ces composants et maximiser le nombre de branches de sortie.

Un hybride optique est un hybride fonctionnant aux fréquences optiques (autour de 190 THz). Il présente deux entrées et trois sorties dans le cas d'un hybride  $120^\circ$ . Dans le cas d'un hybride  $90^\circ$ , il présente deux entrées et quatre sorties. Chacune de ces sorties donne

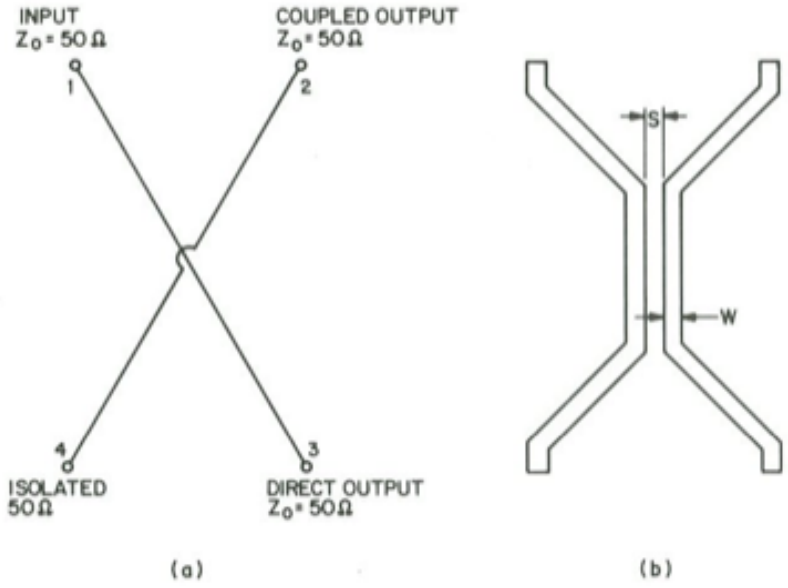
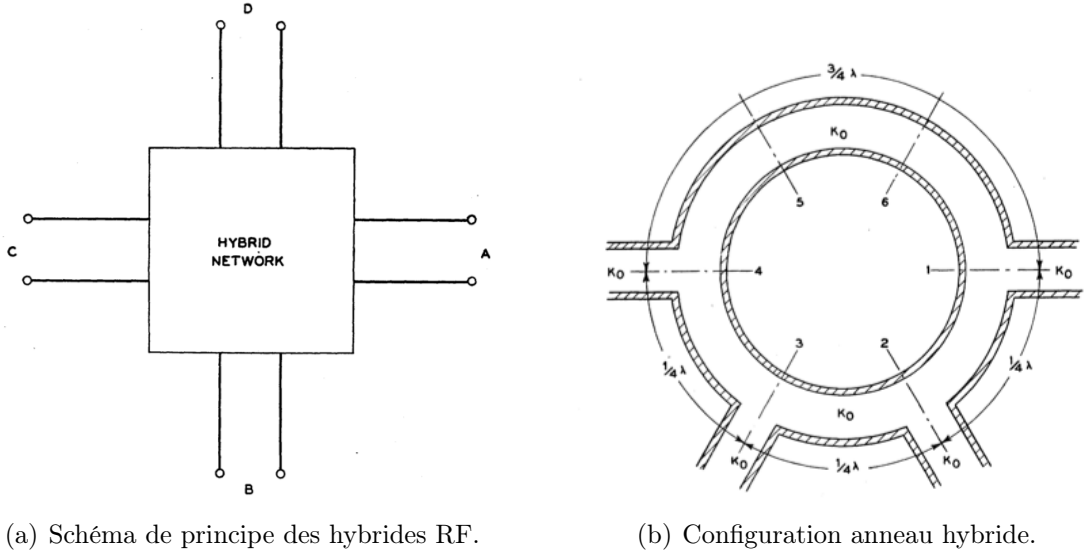


FIGURE 1.4 Coupleurs RF plans, a) schéma d'un coupleur RF ; b) paramètres de conception d'un coupleur RF. Tiré de (18).



(a) Schéma de principe des hybrides RF. (b) Configuration anneau hybride.

FIGURE 1.5 Schémas d'hybrides micro-ondes et radiofréquences. Tiré de (17).

des signaux de phases relatives particulières. De plus, ce composant produit l'équipartition des puissances de sortie si on emploie une seule entrée. Ainsi, il est possible de retrouver sans ambiguïté la phase et l'amplitude d'un signal en comparaison avec un signal de référence. Les premiers coupleurs  $4 \times 4$  équipartiteurs ont été réalisés par (21) à la fin des années 80. Plusieurs tentatives avec différents schémas ont été réalisées, par exemple par (22), (23) et (24). Ces versions d'hybrides nécessitent des processus de stabilisation efficaces et présentent des performances sous-optimales.

L'application principale des hybrides optiques est la détection cohérente. Ceci leur permet d'être employés en télécommunications optiques afin de procéder au traitement tout-optique des signaux avec des formats avancés d'encodage (PSK, QAM, etc.), comme par exemple avec le format DQPSK par (25). Aussi, les hybrides peuvent être employés dans les systèmes de profilométrie afin de retrouver sans ambiguïté la phase et l'amplitude du signal (voir (26) et (27)). Il est également possible de former des cavités pour des mélanges non-linéaires en connectant deux branches d'un hybride ((28)).

Un des problèmes de toutes les plate-formes technologiques est la dépendance en longueur d'onde des taux de transmission et des phases. Des solutions à ce problème ont été proposées (voir (29), (30) et (31)) : une torsade après fabrications des coupleurs ou l'ajout d'un coupleur  $2 \times 2$  en amont de l'hybride ayant une réponse en longueur d'onde complémentaire, de sorte à créer une réponse totale plus plane.

### 1.2.2 Détection cohérente

La détection cohérente est une forme de détection du champ électromagnétique. Pour les basses fréquences, il est possible de détecter directement les champs  $\vec{E}$  ou  $\vec{H}$ , donc l'amplitude et la phase de l'onde incidente au moyen d'antennes par exemple. Aux fréquences optiques par contre, les détecteurs ne sont pas suffisamment rapides pour détecter l'amplitude et ce sont plutôt des détecteurs d'intensité. En effet, les oscillations du champ optique sont beaucoup plus rapides que la réponse électronique des détecteurs. Ceci implique que l'information de phase est perdue. Pour la récupérer, il faut avoir recours à des dispositifs basés sur l'interférométrie, requérant alignement soigné et, bien souvent, stabilisation pour pouvoir opérer de façon fiable. Une autre approche pour retrouver l'amplitude et la phase d'une onde est la détection cohérente.

Si on décide d'employer une onde électromagnétique pour transporter de l'information, plusieurs options de mise en œuvre sont possibles. Tous les degrés de liberté de l'onde sont théoriquement disponibles pour encoder : amplitude, phase, polarisation, fréquence, etc. Une fois le degré de liberté choisi, il convient de choisir la façon d'encoder, ce qui signifie de donner

un sens en terme d'information à chaque état du système. À titre d'exemple, quelqu'un pourrait choisir l'encodage suivant : une amplitude nulle implique un bit 0 transmis, alors qu'une amplitude fixe et non-nulle implique un bit 1 transmis. L'émetteur envoie un message sous forme d'une succession d'impulsions lumineuses d'intensité (amplitude) nulle ou fixée. Le récepteur quant à lui doit reconstruire la séquence selon le code établi. Pour chaque impulsion d'intensité (amplitude) nulle reçue (ou inférieure à un seuil fixé), il détecte un 0, alors que pour une intensité reçue non-nulle (ou au-dessus d'un seuil fixé), il détecte un 1. Il s'agit d'un encodage de base de type OOK (pour « On-Off-Keying »), avec un schéma de détection très rudimentaire. Les possibilités sont donc très grandes, car il est possible de combiner plusieurs degrés de liberté, tant que l'on peut les distinguer au récepteur. Pour cette raison, il est impossible d'encoder sur la phase absolue d'une onde ou sur des polarisations particulières dans des fibres standard de télécommunications. Les signaux se propageant dans ce type de fibre accumulent une phase qui dépend de la température, des courbures, des contraintes locales dans la fibre, etc. La polarisation est affectée de même. Enfin, l'envoi de signaux s'effectue en général à travers des canaux distincts, chaque canal étant associé à une fréquence porteuse particulière. Plusieurs signaux de porteuses différentes peuvent être multiplexés dans une même fibre.

Certaines astuces peuvent être employées pour tirer profit de la polarisation. Il est possible d'utiliser des fibres à maintien de polarisation et ainsi employer les deux polarisations propres de la fibre, qui se propagent indépendamment et sans être affectées par les facteurs extérieurs. Cette tactique permet de doubler le nombre de canaux disponibles, car il est possible d'envoyer un signal d'information sur une polarisation propre et en même temps un second signal d'information indépendant sur la deuxième polarisation propre de la fibre à maintien de polarisation. Par contre, l'implémentation d'un réseau en fibres à maintien de polarisation entraîne des difficultés sur le plan des raccords et de l'entretien, qui devient très sensible à l'alignement entre les axes propres des fibres raccordées. Il est aussi à mentionner que la fabrication de composants en fibres à maintien de polarisation est substantiellement plus complexe qu'en fibres standards.

Les systèmes de télécommunications optiques ont des contraintes particulières de conception ((32)). Le but premier est de transmettre la plus grande quantité d'information sous forme de bits sur la plus grande distance possible avant de régénérer le signal. Les contraintes proviennent de la fibre elle-même et des amplificateurs à l'erbium employés. En effet, ces derniers dictent la bande passante utilisable et la puissance maximale utilisable. Il faut donc maximiser l'efficacité spectrale (en bit/s/Hz) et minimiser le rapport signal sur bruit par bit nécessaire (ou la puissance moyenne par bit) afin d'éviter les effets non-linéaires. Pour bien comprendre la place de la détection cohérente dans les différents schémas de détection, il

convient de comparer cette technique à ses prédécesseurs, soit la détection non cohérente et la détection partiellement cohérente.

La détection non cohérente est fondée sur une mesure de l'énergie du signal reçu pour effectuer la décision quant au bit reçu. Ceci donne une bonne efficacité en puissance du signal, mais seulement dans le cas de faibles efficacités spectrales ((33)). Ceci limite le nombre de degrés de liberté utilisables pour l'encodage d'information, ici l'amplitude est la seule possible. Il y a donc deux inconvénients principaux à cette technique : il n'y a qu'un seul degré de liberté disponible par polarisation et par porteuse et la perte d'information sur la phase rend le système limité sur le plan des performances, car des méthodes de compensations d'effets linéaires sur la propagation, comme la dispersion chromatique (DC) et la dispersion de modes de polarisation (PMD pour « Polarisation-mode Dispersion ») sont plus difficiles à implémenter. Par contre, ce système a comme grand avantage d'être excessivement facile à mettre en œuvre et peu coûteux (seules des photodiodes sont nécessaires comme récepteurs). Les formats de modulation disponibles sont la modulation d'amplitude (ASK pour « Amplitude-Shift Keying » en anglais), la modulation de fréquence (FSK pour « Frequency-Shift Keying ») et enfin la modulation de polarisation binaire (Binary PolSK pour « Binary Polarisation-Shift Keying »)

La détection partiellement cohérente est fondée sur une mesure différentielle de phase entre le symbole d'intérêt et un ou plusieurs symboles de référence passés. Comme dans le cas de la détection non cohérente, cette technique présente une bonne efficacité en puissance du signal à de faibles efficacités spectrales et seulement un degré de liberté disponible pour encoder l'information, bien qu'ici il puisse s'agir soit de la phase ou de l'amplitude. L'avantage est que le système est plus sensible que dans le cas de la détection non cohérente, d'environ 2,8 dB à un taux d'erreur (BER pour « Bit Error Rate ») de  $10^{-5}$  ((33)). Cette distinction vient de l'information supplémentaire qu'apporte la référence du bit précédent. Cependant, ce type de système est complexe à mettre en œuvre et souvent coûteux en matériel. Les formats de modulation disponibles sont la modulation de phase différentielle (DPSK pour « Differential Phase-Shift Keying » en anglais), la modulation de fréquence en phase continue (CFSK pour « Continuous-Phase Frequency-Shift Keying ») et la modulation de polarisation non binaire.

Dans le cas de la détection cohérente, le récepteur se base sur la mesure du champ électrique complet (amplitude et phase) pour prendre sa décision. Ceci permet beaucoup de flexibilité pour l'encodage : ici deux degrés de liberté par polarisation et par porteuse. Avec le multiplexage en polarisation, ce type de système permet d'atteindre de hautes efficacités spectrales et de bonnes efficacités en puissance du signal. Cette technique est cependant difficile à mettre en œuvre, car elle requiert la connaissance de la phase absolue d'un signal. Cette

phase absolue est en général implémentée par un oscillateur local (« Local Oscillator » en anglais) ou une boucle à phase asservie (« Phase-Lock Loop ») qui sont difficiles à bâtir et à synchroniser. C'est pourquoi la première implémentation d'un tel système en fibres optiques n'a été réalisée en temps réel que relativement récemment par (34). Les corrections linéaires sur la propagation comme la DC et la PMD peuvent être compensées, de même que certains effets non linéaires, comme l'automodulation de phase, le bruit de phase non-linéaire, et les non-linéarités inhérentes à la fibre employée. Les formats de modulation disponibles sont la modulation de phase PSK, la modulation d'amplitude en quadrature (QAM pour « Quadrature Amplitude Modulation ») et enfin les modulations en polarisation, en amplitude, en fréquence, etc. Le tableau 1.1 présente un résumé des caractéristiques de chacune des méthodes discutées précédemment.

### 1.2.3 Choix de la solution

Le choix de la technologie tout-fibre pour fabriquer les hybrides optiques a été assez naturel étant donné le fort potentiel de ces composants dans les réseaux de télécommunication fibrés ou dans les systèmes de profilométrie en général fibrés. En effet, les coupleurs tout-fibre ont comme avantage de faibles pertes aux longueurs d'onde typiques des télécommunications, soit autour de 1 550 nm et autour de 1 310 nm. De plus, le composant est, par symétrie, théoriquement insensible à la polarisation. Enfin, étant donné que des fibres optiques standards sont employées lors de la fabrication, le composant est très compact. Depuis les articles de Mortimore ((21) et (35)), on sait faire des coupleurs  $4 \times 4$  avec faibles pertes et avec une structure transverse carrée.

Il existe déjà plusieurs brevets concernant les hybrides  $120^\circ$ , comme (36), (37) et en fibre (38). Quelques exemplaires d'hybrides  $120^\circ$  sont répertoriés dans la littérature, comme dans (39). Il existe également des hybrides optiques  $90^\circ$  sur le marché, ceux-ci sont fabriqués en micro-optique et présentent des pertes d'insertion de l'ordre de 8,5 à 11 dB sur la bande C. Les différences de phases entre les signaux de sortie vont de  $90 \pm 5^\circ$  à  $90 \pm 10^\circ$  selon les produits.

Le procédé de fusion-étirage avec une flamme est un choix judicieux pour travailler la fibre. En effet, ce type de procédé est reproductible et les paramètres expérimentaux peuvent être ajustés pour tenir compte du changement de structure à fusionner et à étirer. De plus, il suffit de modifications de faible envergure au montage pour passer d'une structure à 2 fibres à une structure à 3 ou 4 fibres.

Un autre avantage intéressant est que ce type de procédé est bien connu des partenaires du projet, donc l'expertise du Laboratoire des fibres optiques et d'entreprises telles que ITF



TABLEAU 1.1 Comparaison des caractéristiques de trois méthodes de détection. Adapté de (32).

	Non cohérente	Partiellement cohérente	Cohérente
Nécessite un oscillateur local ?	non	non	oui
Synchronisation de la porteuse ?	non	non	oui
Compense les effets linéaires ?	non	non	oui
Degrés de liberté par porteuse/polarisation	1	1	2
Formats de modulation supportés	ASK, FSK, PolSK binaire	DPSK, CFSK, PolSK non binaire	PSK, QAM, PolSK, ASK, FSK, etc.

Labs peut être mise à contribution.

D'autres contraintes entrent en jeu telles que les brevets déjà déposés sur certains designs ou certaines technologies. Des hybrides optiques en micro-optique existent déjà sur le marché, bien que ces produits soient encore en développement.

### 1.3 Objectifs de recherche

Les objectifs visés sont d'abord de vérifier que des hybrides optiques peuvent être fabriqués à partir de coupleurs  $3 \times 3$  en triangle et  $4 \times 4$  en carré. Ensuite, il faut fabriquer des prototypes d'hybrides optiques  $120^\circ$  et  $90^\circ$  à l'aide de coupleurs en fibres optiques à 3 et à 4 fibres. Enfin, il faut caractériser les prototypes fabriqués afin de vérifier qu'ils répondent bien à la définition d'hybride optique. Les performances attendues de la part des deux types de coupleurs sont des pertes optiques inférieures à 1 dB et une tolérance sur la phase de  $\pm 10^\circ$  sur une plage d'au moins 10 nm.

### 1.4 Plan du mémoire

Le mémoire se divise en trois chapitres. Le premier commence par une description des propriétés des hybrides optiques que l'on veut atteindre. Ensuite, une modélisation théorique du comportement des coupleurs  $3 \times 3$  en triangle et  $4 \times 4$  en carré est réalisée pour vérifier qu'il est possible d'en faire des hybrides optiques sous certaines contraintes. Ces contraintes

sont ensuite traduites sous forme de balises pour la fabrication des composants sur le banc d'étirage.

Le chapitre 3 présente dans le détail la méthodologie expérimentale et le montage de fusion-étirage avec une flamme. Une description détaillée des éléments expérimentaux et de leur ajustement est présentée. Un lien entre les paramètres de design théoriques et les paramètres accessibles expérimentalement est ensuite présenté pour fixer les paramètres retenus. Enfin, les montages de caractérisation des coupleurs en transmission et en phase sont présentés.

Le dernière chapitre présente les résultats obtenus pour les prototypes réalisés, d'abord pour les coupleurs  $3 \times 3$ , puis pour les coupleurs  $4 \times 4$ . Une discussion sur ces résultats et leur concordance avec les caractéristiques des hybrides est présentée.

## Chapitre 2

### THÉORIE

Le développement théorique de ce chapitre vise à montrer qu'avec la structure idéale d'un coupleur en fibres, il est possible de réaliser des hybrides  $120^\circ$  et  $90^\circ$ . Pour chaque composant, on calcule la structure de la matrice de transfert, permettant ainsi de retrouver les propriétés physiques du composant analysé. On vérifie également que pour chacune de ces matrices de transfert, il existe un sous-ensemble de paramètres de fabrication permettant de répondre aux fonctionnalités de l'hybride, soit faire l'équipartition des puissances de sortie (pour une entrée) et obtenir les phases relatives adéquates entre les signaux de sortie (pour deux entrées). Enfin, les considérations expérimentales pour la fabrication sont traitées.

#### 2.1 Hybrides optiques

Il convient d'abord de définir les caractéristiques d'un hybride optique. Cette section en présente les propriétés dans le cas de l'hybride  $90^\circ$ , mais le raisonnement est semblable dans le cas d'un hybride  $120^\circ$ . Le schéma de la figure 2.1 montre un hybride  $90^\circ$ .

La première caractéristique d'un composant hybride est qu'il agit comme équipartiteur de puissance lorsque l'on injecte un signal de puissance  $P_S$  sur l'un de ses ports d'entrée. La figure 2.2 montre le fonctionnement du composant dans cette configuration.

Cette caractéristique est aussi vraie lorsque l'on injecte un signal de référence de puissance  $P_R$  dans le second port d'entrée. Ce signal de référence peut être une référence locale ou une partie du signal à analyser décalée dans le temps. L'hybride permet de retrouver la phase d'un signal en entrée, mais cette valeur est relative au signal de référence. La figure 2.3 montre le fonctionnement du composant dans cette configuration.

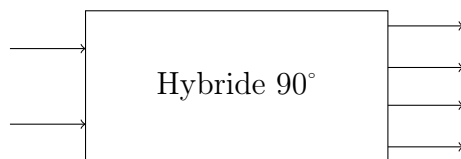


FIGURE 2.1 Schéma d'un hybride  $90^\circ$ . Le composant comporte deux entrées utiles et quatre sorties.

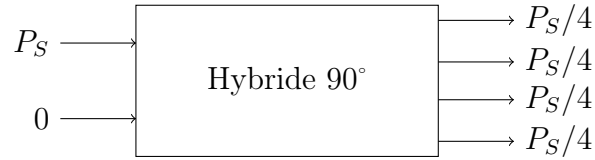


FIGURE 2.2 Comportement d'équipartiteur d'un hybride 90° pour un signal en entrée de puissance  $P_S$ .

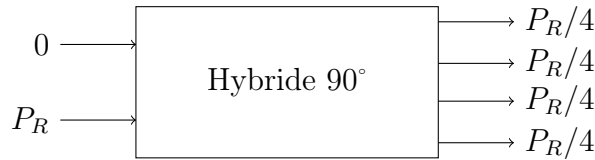


FIGURE 2.3 Comportement d'équipartiteur d'un hybride 90° pour une référence en entrée de puissance  $P_R$ .

Enfin, on peut injecter directement deux signaux distincts en entrée, le signal dans un port et la référence dans le second port. Ces deux signaux sont déphasés d'une certaine phase  $\phi$  que l'on veut retrouver. Dans cette configuration, l'hybride donne en sortie la somme interférométrique du signal de référence et des quadratures du signal à analyser, comme schématisé à la figure 2.4. Les signaux de sortie en intensité sont décalés d'un quart de période, ou de  $\frac{\pi}{2}$ . Il est à noter que ce n'est pas la phase associée à l'amplitude complexe de l'onde de sortie d'un port donné qui est décalée d'un quart de période, mais bien les intensités de sortie de chaque port qui sont décalées entre elles d'un quart de période, que l'on peut mesurer sous forme de décalage en angle de 90° et qui permet de retrouver la phase  $\phi$  du signal d'intérêt en entrée.

Ce comportement peut être étendu à d'autre nombre de ports, donc à d'autres variantes

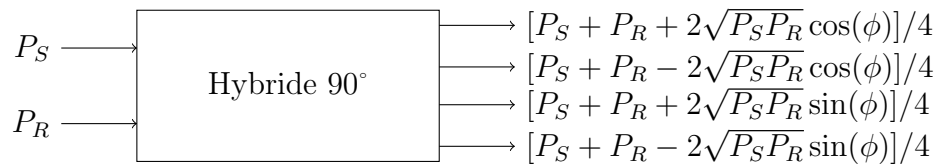


FIGURE 2.4 Configuration hybride 90° permettant de retrouver les quadratures du signal en sortie. La phase  $\phi$  est la différence de phase entre les deux signaux en entrée.

du composant, comme l'hybride  $120^\circ$ , qui présente deux entrées mais trois ports de sortie, comme schématisé à la figure 2.5. Les signaux de sortie ne sont pas orthogonaux, mais décalés d'un tiers de période, ou de  $\frac{\pi}{3}$ . Il est à noter cependant que la phase du signal d'entrée ne peut être retrouvée directement avec un hybride  $120^\circ$ , il faut effectuer un post-traitement des signaux de sortie pour recomposer l'amplitude complexe du signal à analyser en entrée, comme détaillé à la fin de la section 2.3. Dans le cadre de ce mémoire, seuls les hybrides  $120^\circ$  et  $90^\circ$  sont traités.

## 2.2 Contexte théorique et approximations du modèle

En toute rigueur, pour pouvoir décrire de façon exacte la propagation de la lumière dans une fibre optique ou dans un coupleur, il faut résoudre l'équation d'onde vectorielle, sous la forme suivante (voir (42), équations 1.15, p.5)

$$(\nabla_t^2 + k^2 n^2 - \beta^2) \mathbf{e} = -(\nabla_t + i\beta \hat{\mathbf{z}})(\mathbf{e}_t \cdot \nabla_t \ln n^2) \quad (2.1)$$

$$(\nabla_t^2 + k^2 n^2 - \beta^2) \mathbf{h} = \{(\nabla_t + i\beta \hat{\mathbf{z}}) \wedge \mathbf{h}\} \wedge \nabla_t \ln n^2 \quad (2.2)$$

Les solutions d'une ou l'autre de ces équations donnent les constantes de propagation  $\beta$  et les distributions de champs électrique et magnétique correspondants aux divers modes guidés de la structure. À l'exception du cas d'un guide d'onde invariant à saut d'indice ayant des couches d'indices homogènes et constantes, il n'existe pas de solution analytique à cette équation. L'équation d'onde vectorielle peut être simplifiée en considérant l'approximation de guidage faible, c'est-à-dire que le saut d'indice entre les différentes couches de la structure du guide d'onde est faible, ce qui est réalisé dans la pratique pour la plupart des fibres standards (sauts d'indices de l'ordre de  $4 \times 10^{-3}$ ). On peut ainsi négliger le terme en  $\nabla_t \ln n^2$ , ce qui simplifie considérablement la résolution et conduit à l'équation d'onde scalaire (voir (42),

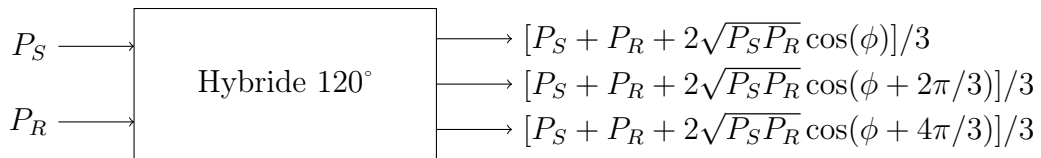


FIGURE 2.5 Configuration hybride  $120^\circ$  permettant de retrouver les quadratures du signal en sortie après un traitement mathématique. La phase  $\phi$  est la différence de phase entre les deux signaux en entrée.

équation 4.7, p.123)

$$\frac{d^2\psi_l(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\psi_l(r)}{dr} + \left( k^2 n^2 - \beta^2 - \frac{l^2}{r^2} \right) \psi_l(r) = 0 \quad (2.3)$$

Les solutions de cette équation donnent les constantes de propagation  $\beta$  et les distributions de champs correspondant aux modes linéairement polarisés appelés modes LP. Ces modes ont comme particularité d'être invariants en propagation étant donné qu'ils sont des modes propres de la structure (à un facteur de phase près) et il y a peu d'effet de polarisation dû au faible saut d'indices. Tous les calculs de ce mémoire sont fait dans l'approximation scalaire.

Dans le cas d'une structure à plusieurs fibres, il est possible de développer un modèle intuitif pour traiter les interactions entre les différents guides. Ainsi, en guidage faible, les divers modes LP d'une fibre sont calculables et connus et il est possible d'exprimer le comportement de la lumière en terme de combinaison linéaire des modes des guides individuels. On parlera alors de supermodes de la superstructure, soit les supermodes linéairement polarisés (SLP). Cependant, cette technique ne permet que de trouver la symétrie des supermodes, pas le profil d'amplitude exact. Elle permet également d'obtenir des approximations des constantes de propagation des supermodes considérés. La seconde technique possible est la résolution de l'équation d'onde scalaire pour la superstructure afin de retrouver à la fois les constantes de propagation et les profils d'amplitude exacts des supermodes SLP. Par contre, cette technique est plus laborieuse.

Enfin, ces développements sont valides tant que le concept de guides individuels reste valide dans le coupleur. Lorsque la structure est trop étirée, le guidage cœur-gaine disparaît au profit d'un guidage gaine-air, qui est un guidage fort. Il n'est plus possible alors d'employer l'approximation de guidage faible et il faut calculer directement les modes de la superstructure du coupleur, à l'aide de techniques numériques telles que les différences finies par exemple. En connaissant les modes de la structure pour divers degrés de fusion et divers taux de réduction, les taux de couplage des modes sont calculés et les propriétés optiques déduites. Ainsi, lorsqu'une réponse optique est désirée en sortie du coupleur, il convient d'abord d'établir la géométrie transverse d'une famille de coupleurs à l'étude, ce qui détermine la symétrie du coupleur. De cette façon, la symétrie de la matrice de couplage est fixée et déterminée par le formalisme des guides individuels. Les vecteurs propres de cette matrice de couplage forment alors une base qui établissent la famille des matrices de transfert réalisables pour cette géométrie de coupleur. Une fois la matrice de transfert choisie, la résolution de l'équation d'onde scalaire et le formalisme des supermodes permettent de fixer la géométrie exacte du coupleur à fabriquer et y faire correspondre les paramètres expérimentaux.

## 2.3 Coupleurs $3 \times 3$

Cette section présente le développement théorique des composants hybrides  $120^\circ$  tout-fibre, réalisés avec un coupleur  $3 \times 3$  symétrique dans une configuration triangulaire. La section transverse initiale du composant est présentée à la figure 2.6 et est constituée de trois fibres unimodales aux longueurs d'onde des télécommunications (1 550 nm).

Durant la fusion du composant, la structure passe graduellement de trois fibres distinctes agencées en triangle pour tendre vers une section circulaire contenant trois cœurs disposés en triangle après un temps infini. En première approximation, on peut considérer que le processus de fusion ne déplace pas les cœurs et que les dopants ne diffusent pas, donc que l'intégrité des cœurs est conservée. Ceci implique que les propriétés optiques ne sont pas affectées par le processus de fusion.

Par inspection de la structure, on en déduit la forme de la matrice de couplage. Cette matrice vient de la modélisation du comportement de la structure du coupleur en fonction des modes des guides individuels. Ce formalisme a été appliqué aux coupleurs  $3 \times 3$  par (13). Cette matrice représente les équations couplées entre les modes des guides individuels, ici trois fibres unimodales identiques. Par symétrie, le coefficient de couplage  $C_{ij}$  entre les fibres numérotées  $i$  et  $j$  respecte les conditions suivantes

$$\begin{aligned} C_{ij} &= C_{ji} \\ C_{ij} &= C \quad \forall i \neq j \end{aligned}$$

ce qui mène à la matrice de couplage

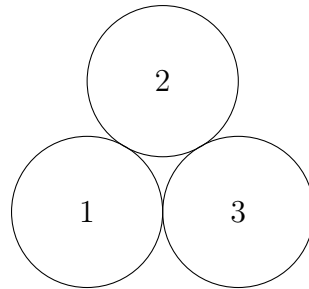


FIGURE 2.6 Section transverse non fusionnée de l'hybride  $3 \times 3$ . Les chiffres présentent la numérotation des fibres pour la suite du développement.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \beta & C & C \\ C & \beta & C \\ C & C & \beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

où  $\beta = \frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda}$  est la constante de propagation du mode fondamental de chaque fibre. On trouve de cette matrice trois vecteurs propres orthogonaux :  $\mathbf{V}_1 = [1, 1, 1]^T$ ,  $\mathbf{V}_2 = [-1, 0, 1]^T$  et  $\mathbf{V}_3 = [-1, 1, 0]^T$ , ici l'exposant  $T$  signifie la transposée du vecteur. À ces trois vecteurs, on associe un mode de la superstructure (structure à trois fibres), les supermodes. Comme la superstructure est constituée de trois fibres unimodales, elle guide trois modes de base orthogonaux entre eux. Une fois normalisé, chaque supermode décrit une distribution d'amplitude du champ électrique dans les fibres qui est une combinaison linéaire des modes des guides individuels. Ces supermodes sont représentés schématiquement à la figure 2.7.

$$\begin{aligned} SLP_{01} \rightarrow \mathbf{V}_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}^T \\ SLP_{11} \rightarrow \mathbf{V}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \\ SPL_{11} \rightarrow \mathbf{V}_2 - 2\mathbf{V}_3 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{-2}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

À chacun de ces vecteurs propres du système est associé une valeur propre qui correspond à sa constante de propagation. Ces valeurs propres sont

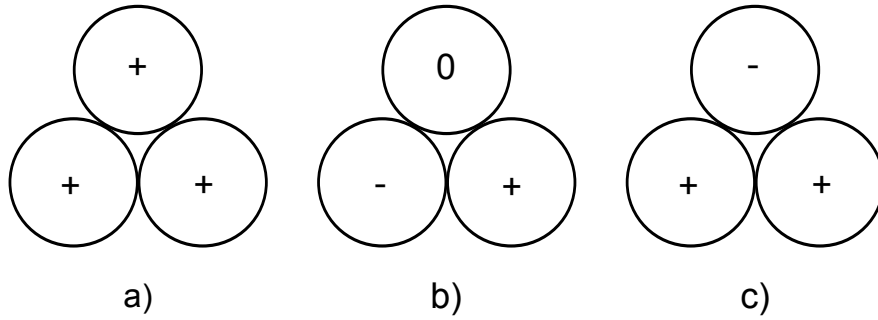


FIGURE 2.7 Supermodes de la structure  $3 \times 3$ , a)  $SLP_{01}$  ; b) et c) les  $SLP_{11}$ .



$$B_1 = \int_L [\beta + (1 + \sqrt{2})C] dz$$

$$B_2 = B_3 = \int_L [\beta - C] dz$$

avec  $\beta$  la constante de propagation pour le mode fondamental d'une fibre unimodale et  $L$  la longueur du composant. Pour trouver l'amplitude du champ électrique à la sortie du composant, il faut résoudre l'équation suivante avec  $\mathbf{A}$  l'amplitude du champ électrique et  $z$  la direction de propagation de l'onde, dans le sens du composant.

$$\mathbf{A}(z) = e^{-i \int \mathbf{M} dz} \mathbf{A}(0) \quad (2.5)$$

où la matrice de transfert est définie comme  $e^{-i \int \mathbf{M} dz}$  et vaut, en prenant  $L$  la longueur du coupleur et

$$\gamma = \frac{3 \int_L C dz}{2}$$

$$\mathbf{M}_{3 \times 3} = \frac{1}{3} e^{i \int_L (\beta - C) dz} \begin{bmatrix} 2 + e^{2i\gamma} & -1 + e^{2i\gamma} & -1 + e^{2i\gamma} \\ -1 + e^{2i\gamma} & 2 + e^{2i\gamma} & -1 + e^{2i\gamma} \\ -1 + e^{2i\gamma} & -1 + e^{2i\gamma} & 2 + e^{2i\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

On peut aisément vérifier qu'en  $z = 0$ , la matrice de transfert est bien la matrice identité. On peut mettre en évidence un facteur  $e^{i\gamma}$ , d'où on obtient la forme suivante.

$$\mathbf{M}_{3 \times 3} = \frac{e^{i\gamma}}{3} e^{i \int_L \beta dz} \begin{bmatrix} e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma) & 2i \sin(\gamma) & 2i \sin(\gamma) \\ 2i \sin(\gamma) & e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma) & 2i \sin(\gamma) \\ 2i \sin(\gamma) & 2i \sin(\gamma) & e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

On exprime ensuite la valeur du paramètre  $N$  en fonction de  $\gamma$ . Lorsque  $N = 1$ , la puissance a fait un cycle complet (toute la puissance est transmise par la fibre initiale) et la matrice  $\mathbf{M}_{3 \times 3}$  devient la matrice identité à un facteur de phase près, en respectant la condition suivante.

$$N = 1 \rightarrow \gamma = \pi$$

$$\gamma = \pi N$$

À ce point, nous avons trouvé la matrice de transfert qui caractérise un coupleur  $3 \times 3$  triangulaire général. Nous voulons maintenant resserrer les contraintes de conception pour obtenir un hybride  $120^\circ$ . Il s'agit d'un composant qui est en premier lieu équipartiteur de puissance.

En injectant par une seule branche d'entrée, donc en multipliant  $\mathbf{M}_{3 \times 3}$  par le vecteur  $[1, 0, 0]^T$ , on peut trouver la condition sur  $\gamma$  pour avoir un équipartiteur de puissance pour diverses valeurs de  $N$ .

$$\begin{aligned} \left| \frac{2}{3} i \sin(\gamma) \right| &= \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \sin(\gamma) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \gamma &= \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}, \dots \end{aligned}$$

On trouve la transmission des trois sorties lorsqu'on injecte par la branche 1, c'est-à-dire pour une entrée  $[1, 0, 0]^T$  dans la matrice de transfert  $\mathbf{M}_{3 \times 3}$ . Le vecteur de transmission en intensité est trouvé en multipliant le vecteur de transmission en amplitude par son complexe conjugué.

$$\mathbf{T}_{\text{fibre1}} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 5 + 4 \cos(2\gamma) \\ 4 \sin^2(\gamma) \\ 4 \sin^2(\gamma) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

que l'on exprime en fonction de  $N$ .

$$\mathbf{T}_{\text{fibre1}} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 5 + 4 \cos(2\pi N) \\ 4 \sin^2(\pi N) \\ 4 \sin^2(\pi N) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Expérimentalement, on devrait voir les échanges de puissance tels que présentés à la figure 2.8, trouvée en faisant varier  $N$  dans la matrice de transfert. On observe plusieurs croisements à  $\frac{1}{3}$  de la puissance injectée normalisée, donc l'équipartition. Ceci crée donc un sous-ensemble de solutions permettant de satisfaire à la première caractéristique de l'hybride optique. Ceci est vrai si le composant est étiré de façon adiabatique, c'est-à-dire avec des pentes suffisamment douces pour que la lumière reste confinée dans les trois modes de base de la structure et non dans les modes d'ordres plus élevés, ce qui crée des pertes et affecte les échanges de puissances entre les cœurs.

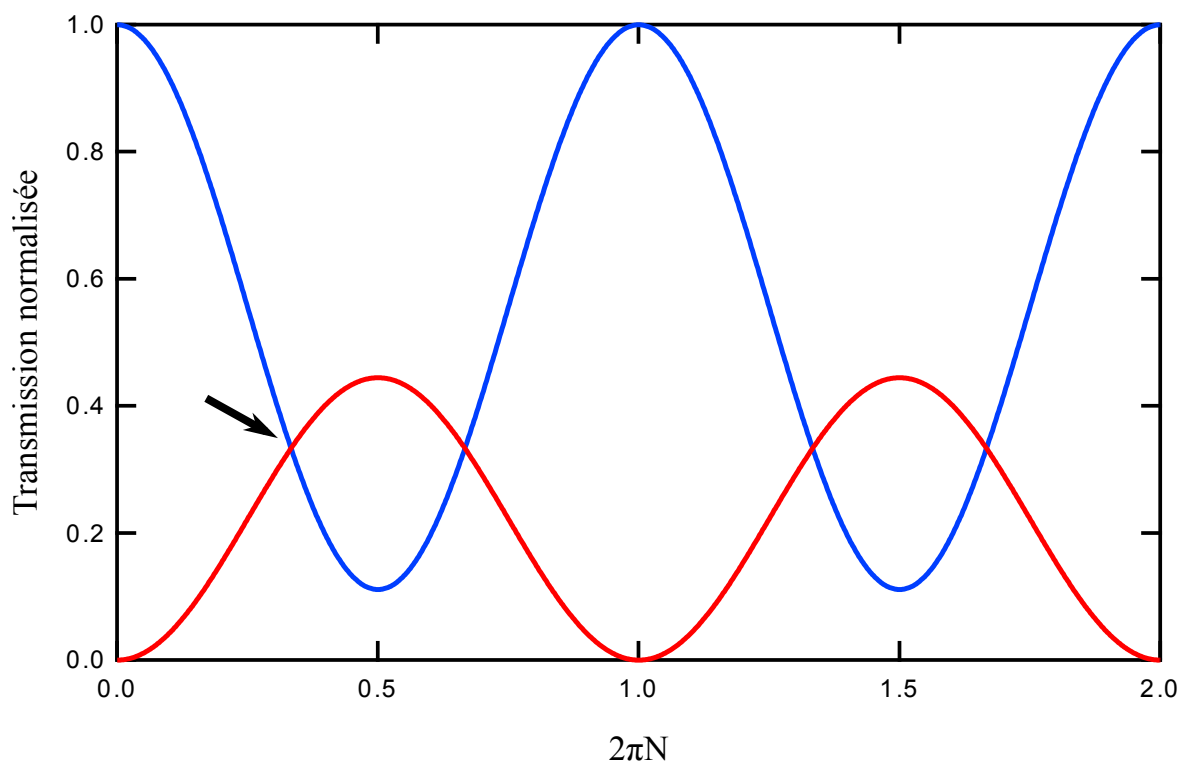


FIGURE 2.8 Échanges de puissance théorique au cours d'un étirage adiabatique. La trace bleue est la branche d'injection et les deux autres courbes, correspondant aux puissances dans les branches secondaires, sont superposées sous la trace rouge. Le premier croisement d'équipartition est indiqué par la flèche.

En injectant par deux branches d'entrée, en configuration hybride, on obtient le vecteur des sorties en amplitude sur chacun des trois ports. On injecte un signal d'amplitude  $A_S$  dans le premier port et un signal de référence d'amplitude  $A_R$ . Les deux signaux sont déphasés d'une phase  $\phi$ .

$$\mathbf{T}_A = \frac{\mathbf{M}_{3 \times 3}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S e^{i\phi/2} \\ A_R e^{-i\phi/2} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{e^{i \int_L \beta dz} e^{i\gamma}}{3\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S e^{i\phi/2} [e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma)] + 2i A_R e^{-i\phi/2} \sin(\gamma) \\ 2i A_S e^{i\phi/2} \sin(\gamma) + A_R e^{-i\phi/2} [e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma)] \\ 2i (A_S e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2}) \sin(\gamma) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

On peut écrire le vecteur de transmission en intensité en multipliant la transmission en amplitude par son complexe conjugué. En normalisant les amplitudes  $A_S$  et  $A_R$ , c'est-à-dire en les supposant égales à 1, on obtient

$$\mathbf{T} = \frac{1}{18} \begin{bmatrix} 7 + 2 \cos(2\gamma) - 4 \cos(\phi) \sin^2(\gamma) + 6 \sin(2\gamma) \sin(\phi) \\ 7 + 2 \cos(2\gamma) - 4 \cos(\phi) \sin^2(\gamma) - 6 \sin(2\gamma) \sin(\phi) \\ 16 \cos^2(\phi/2) \sin^2(\gamma) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

On peut vérifier que lorsqu'on prend le cas  $\gamma = 0$  et  $\phi = 0$ , on obtient bien le vecteur d'entrée  $[\frac{1}{2}, \frac{1}{2}, 0]^T$ . L'annexe A.1 présente le cas de deux amplitudes distinctes  $A_S$  et  $A_R$ .

Enfin, on calcule que lorsque  $N = \frac{1}{3}$ , donc lorsque  $\gamma = \frac{\pi}{3}$ , on obtient le vecteur suivant décrivant les transmissions en intensité des trois sorties.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} - \frac{1}{6} \cos(\phi) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\phi) \\ \frac{1}{3} - \frac{1}{6} \cos(\phi) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\phi) \\ \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos(\phi) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Les phases relatives en sortie sont de  $120^\circ$ , et on obtient en configuration hybride les trois signaux de sortie en fonction de  $\phi$  présentées à la figure 2.9. Une façon de retrouver l'amplitude et la phase d'un signal en fonction d'un signal de référence connu est d'appliquer le traitement suivant aux intensités de sortie de l'équation 2.12, en supposant les intensités normalisées

$$\cos(\phi) = 2I_3 - (I_1 + I_2) \quad (2.13)$$

$$\sin(\phi) = \sqrt{3}(I_1 - I_2). \quad (2.14)$$

Si les intensités d'entrée ne sont pas normalisées, les équations 2.13 et 2.14 sont multipliées par un facteur  $|A_S A_R|$ . Ceci mène aux deux composantes nécessaires pour tracer en

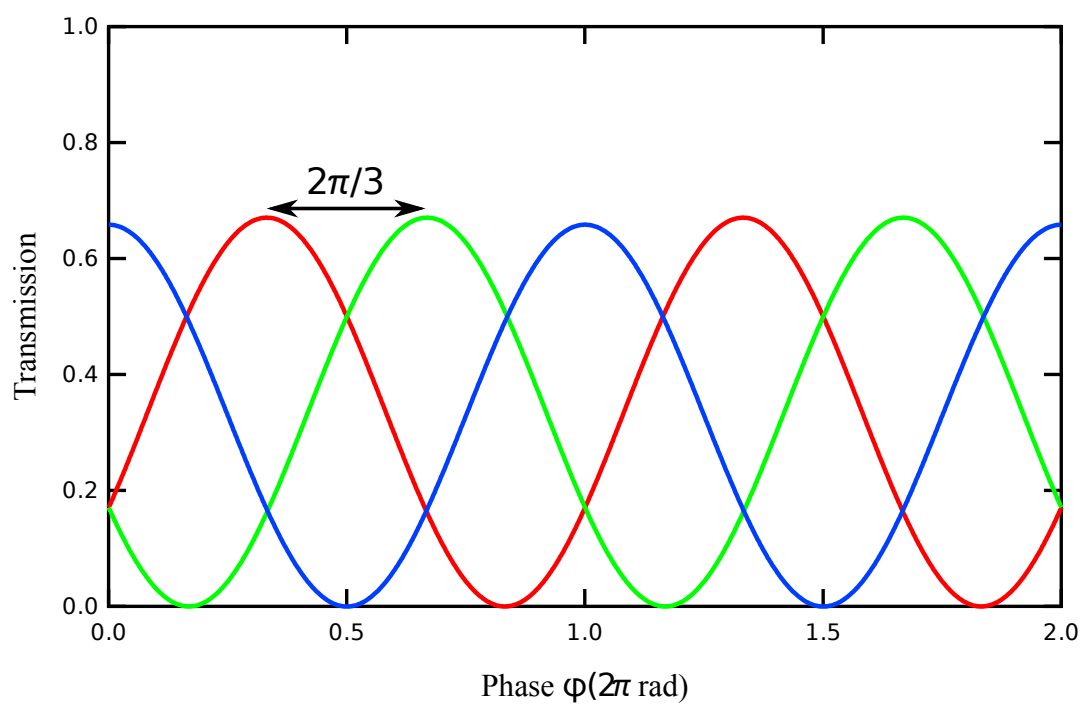


FIGURE 2.9 Transmission des chacun des ports de sortie de l'hybride au premier croisement d'équipartition lorsque l'on injecte par deux branches. On voit que les intensités de sortie sont décalées entre elles de  $120^\circ$ .

coordonnées polaires le signal recherché, comme illustré à la figure 2.10. Supposant l'amplitude de la référence  $A_R$  connue, si l'intensité du signal recherché est égale à une certaine valeur  $A_S$ , celle-ci apparaît comme le rayon.

**Conclusion :** Lorsque la première équipartition est observable à l'analyseur de spectre lors d'un étirage adiabatique, en injectant par une seule branche, on obtient un hybride  $120^\circ$  à la longueur d'onde du croisement, le tout sans perte. Il est donc possible théoriquement de réaliser un hybride  $120^\circ$  avec un coupleur à trois fibres unimodales en configuration triangle. La condition d'adiabaticité peut se vérifier expérimentalement et les premiers essais sont guidés par la connaissance théorique et expérimentale des critères d'adiabaticité pour plusieurs types de coupleurs à deux fibres.

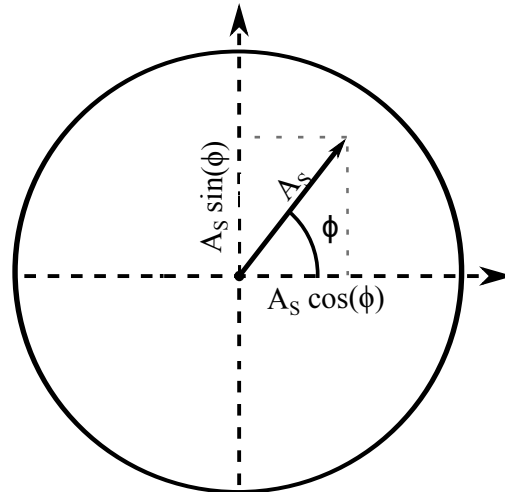


FIGURE 2.10 Reconstruction de l'amplitude complexe d'un signal d'information à l'aide d'un hybride 120°.

## 2.4 Coupleurs 4x4

Cette section présente le développement théorique des composants hybrides 90° tout-fibre, réalisés avec un coupleur  $4 \times 4$  symétrique dans une configuration carrée. Des géométries asymétriques pourraient être considérées dans le futur, mais ne le seront pas dans le cadre de ce mémoire. La section transverse initiale du composant est présentée à la figure 2.11 et est constituée de quatre fibres unimodales aux longueurs d'onde des télécommunications (1550 nm).

Cette structure conserve idéalement ses propriétés de symétrie lors de la fusion, qui fait passer la structure graduellement de quatre fibres isolées ou tangentes à une section circulaire de verre contenant les quatre cœurs, comme illustré à la figure 2.12. Le modèle présenté provient de simulations numériques telles que décrites dans (40). Ce modèle est basé sur la résolution des équations de Stokes pour une structure de quatre fibres en verre visqueux et est décrit plus en détail à la sous-section 2.5.1. Un degré de fusion de 0 signifie que les quatre fibres sont indépendantes. Le degré de fusion tend vers 1 durant le processus de coalescence des fibres, à la limite un degré de fusion de 1 est atteint après un temps infini et correspond à une section parfaitement circulaire contenant quatre cœurs. Il est à noter que le trou d'air au centre de la structure se referme à un degré de fusion de 0,58. L'étape de fusion ne change pas les propriétés optiques des cœurs, car ceux-ci sont encore guidants étant donné que les dopants n'ont pas diffusé.

Grâce à la symétrie de la structure, nous pouvons déduire les relations suivantes sur les

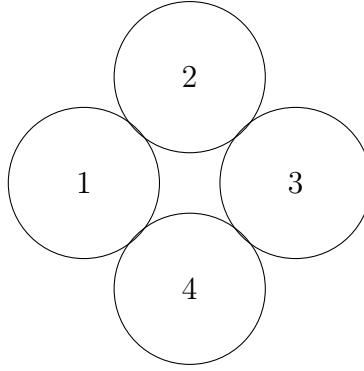


FIGURE 2.11 Section transverse avant fusion de l'hybride  $4 \times 4$ . Les chiffres représentent la numérotation employée pour la suite des calculs.

coefficients de couplage

$$\begin{aligned} C_{ij} &= C_{ji} \\ C_{i(i+1)} &= C \\ C_{13} &= C_{24} = C' \end{aligned}$$

On en déduit la forme de la matrice de couplage  $\mathbf{M}$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \beta & C & C' & C \\ C & \beta & C & C' \\ C' & C & \beta & C \\ C & C' & C & \beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

avec  $\beta = \frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda}$  et en considérant  $C'$  petit, mais non nul. On trouve de cette matrice les quatre vecteurs propres :  $\mathbf{V}_1 = [1, 1, 1, 1]^T$ ,  $\mathbf{V}_2 = [0, -1, 0, 1]^T$ ,  $\mathbf{V}_3 = [-1, 0, 1, 0]^T$  et  $\mathbf{V}_4 = [-1, 1, -1, 1]^T$ . On peut associer chacun de ces vecteurs propres à un mode propre de la superstructure. Comme la superstructure est constituée de quatre fibres unimodales, celle-ci guide quatre supermodes de base orthogonaux entre eux. Une fois normalisé, chaque vecteur décrit la distribution d'amplitude du champ électrique dans les fibres et correspond à une combinaison linéaire des modes des guides individuels. On peut représenter schématiquement chacun des supermodes suivants à la figure 2.13.



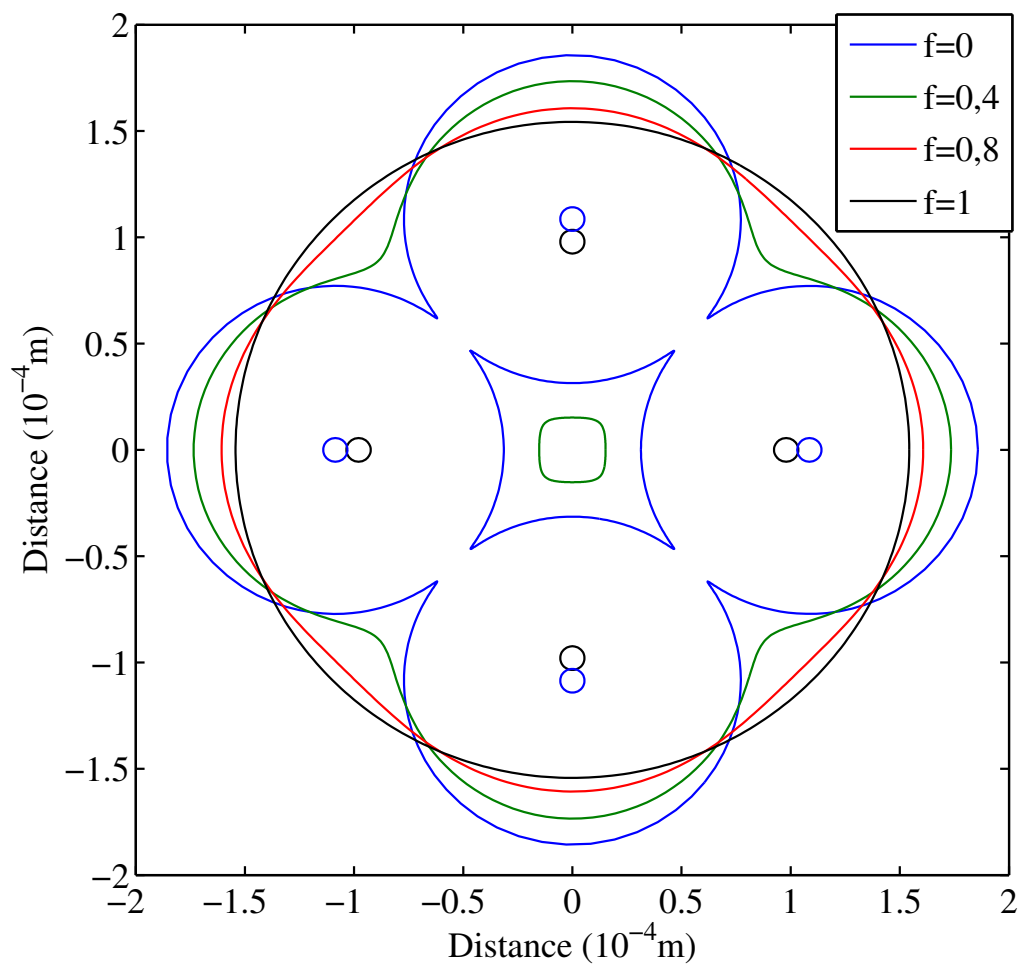


FIGURE 2.12 Modèle d'évolution de la structure au cours de la fusion, réalisé par Elio Pone. La structure passe de quatre fibres indépendantes à une structure circulaire contenant les quatre cœurs par coalescence. Le trou au centre de la structure diminue graduellement jusqu'à disparaître à un degré de fusion de 0,58.

$$\begin{aligned}
SLP_{01} \rightarrow \mathbf{V}_1 &= \left[ \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} \right]^T \\
SLP_{11} \rightarrow \mathbf{V}_2 &= \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 0 \quad \frac{-1}{\sqrt{2}} \quad 0 \right]^T \\
SPL_{11} \rightarrow \mathbf{V}_3 &= \left[ 0 \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 0 \quad \frac{-1}{\sqrt{2}} \right]^T \\
SLP_{21} \rightarrow \mathbf{V}_4 &= \left[ \frac{1}{2} \quad \frac{-1}{2} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{-1}{2} \right]^T
\end{aligned}$$

À chacun des vecteurs propres du système est associé une valeur propre. Ces valeurs propres sont

$$\begin{aligned}
B_1 &= \int_L (\beta + 2C + C') dz \\
B_2 &= B_3 = \int_L (\beta - C') dz \\
B_4 &= \int_L (\beta - 2C + C') dz
\end{aligned}$$

avec  $\beta$  la constante de propagation du mode fondamental d'une fibre unimodale et  $L$  la longueur du composant. Pour trouver l'amplitude du champ électrique à la sortie du composant, il faut résoudre l'équation suivante avec  $\mathbf{A}$  le vecteur amplitude de l'onde et  $z$  la direction de propagation le long du composant.

$$\mathbf{A}(z) = e^{-i \int M dz} \mathbf{A}(0) \quad (2.16)$$

où la matrice de transfert est définie comme  $e^{-i \int M dz}$  et vaut

$$\mathbf{M}_{4 \times 4} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} e^{iB_1} + 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} - 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} \\ e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} + 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} - 2e^{iB_2} + e^{iB_4} \\ e^{iB_1} - 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} + 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} \\ e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} - 2e^{iB_2} + e^{iB_4} & e^{iB_1} - e^{iB_4} & e^{iB_1} + 2e^{iB_2} + e^{iB_4} \end{bmatrix}$$

On définit les quantités suivantes pour la suite de l'analyse (basé sur l'analyse de (13)).

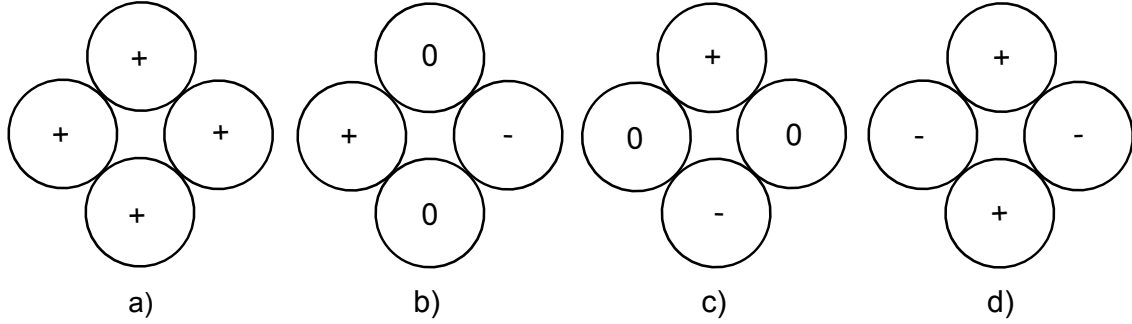


FIGURE 2.13 Supermodes de la structure, a)  $SLP_{01}$ ; b) et c) les  $SLP_{11}$ ; d)  $SLP_{21}$ . Les (+) indiquent une amplitude positive, alors que les (-) indiquent une amplitude négative. Les (0) indiquent des nœuds.

$$\begin{aligned}\bar{\alpha} &= \frac{B_1 + B_4}{2} = (\beta + C')z \\ \alpha &= \frac{B_1 - B_4}{2} = 2Cz \\ \theta &= B_2 - \bar{\alpha} = -2C'z\end{aligned}$$

Ceci permet de réécrire la matrice de transfert sous une forme plus compacte.

$$\mathbf{M}_{4 \times 4} = \frac{e^{i\bar{\alpha}}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) + e^{i\theta} & i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) - e^{i\theta} & i \sin(\alpha) \\ i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) + e^{i\theta} & i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) - e^{i\theta} \\ \cos(\alpha) - e^{i\theta} & i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) + e^{i\theta} & i \sin(\alpha) \\ i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) - e^{i\theta} & i \sin(\alpha) & \cos(\alpha) + e^{i\theta} \end{bmatrix}$$

À ce point, nous avons obtenu la matrice de transfert qui caractérise un coupleur  $4 \times 4$  carré pour un étirage quelconque. Nous voulons maintenant resserrer les contraintes de conception pour obtenir un hybride optique  $90^\circ$ . Il s'agit d'un composant qui est en premier lieu un équipartiteur de puissance.

En multipliant  $\mathbf{M}_{4 \times 4}$  par le vecteur  $[1, 0, 0, 0]^T$ , on trouve la transmission des quatre sorties lorsqu'on injecte par la branche 1. Le vecteur de transmission en intensité est trouvé en multipliant le vecteur de transmission en amplitude par son complexe conjugué.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \cos^2(\alpha) + 2 \cos(\alpha) \cos(\theta) + 1 \\ \sin^2(\alpha) \\ \cos^2(\alpha) - 2 \cos(\alpha) \cos(\theta) + 1 \\ \sin^2(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Si on veut que le composant soit équipartiteur de puissance, il faut que l'intensité transmise par chaque sortie donne  $\frac{1}{4}$ , ce qui nous mène à la condition suivante sur  $\alpha$

$$\begin{aligned} \frac{1}{4} \sin^2(\alpha) &= \frac{1}{4} \\ \sin(\alpha) &= 1 \\ \alpha &= (n + \frac{1}{2})\pi \rightarrow N = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \dots \\ \alpha &= 2\pi N \end{aligned}$$

On peut maintenant exprimer le vecteur  $\mathbf{T}$  en fonction de  $\theta$  et de  $N$  le nombre de cycles que fait le transfert de puissance. Pour ce composant, la puissance injectée dans une fibre est transférée dans les deux fibres adjacentes, puis dans la quatrième avant de suivre le processus inverse et revenir dans la fibre initiale pour compléter un cycle.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \cos^2(2\pi N) + 2 \cos(2\pi N) \cos(\theta) + 1 \\ \sin^2(2\pi N) \\ \cos^2(2\pi N) - 2 \cos(2\pi N) \cos(\theta) + 1 \\ \sin^2(2\pi N) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

On peut vérifier que pour des valeurs de  $\alpha$  de  $(2n + 1)\frac{\pi}{2}$ , on retrouve le vecteur  $\frac{1}{4}[1, 1, 1, 1]^T$  à un facteur de phase près, quelle que soit la valeur de  $\theta$ . Ceci crée donc un sous-ensemble de solutions permettant de satisfaire à la première caractéristique de l'hybride optique. Si le paramètre  $\theta$  vaut 0, on observe les transferts de puissances présentés à la figure 2.14. L'étirage doit être adiabatique comme dans le cas du coupleur  $3 \times 3$  de la section précédente. Ceci implique que les pentes du composant soient suffisamment douces pour que la lumière demeure dans les quatre supermodes de base. Si les pentes sont trop abruptes, la lumière couple dans les modes d'ordres plus élevés, ce qui crée des pertes et affecte les échanges de puissances entre les cœurs

On injecte ensuite deux signaux : une entrée d'amplitude  $A_S$  et une autre entrée comme oscillateur local d'amplitude  $A_R$ . En annexe A.2 est détaillée l'analyse dans le cas d'amplitudes arbitraires en entrée. En multipliant le vecteur d'injection par la matrice de transfert,

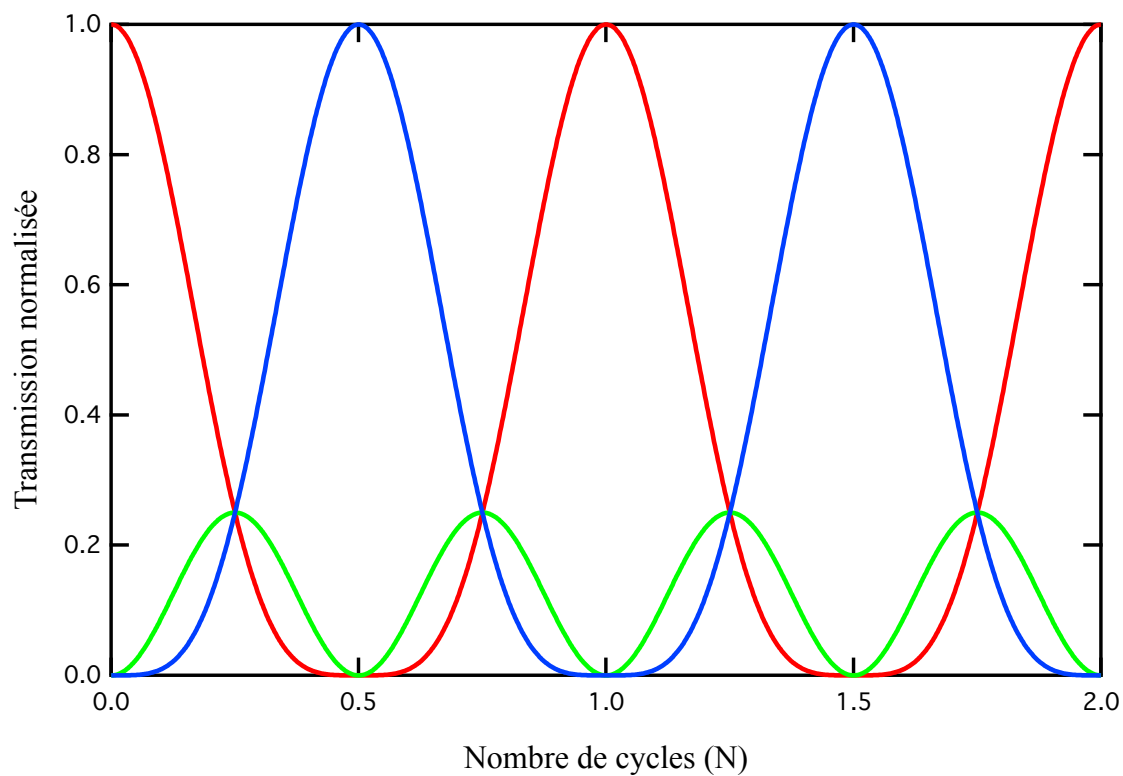


FIGURE 2.14 Échanges de puissance théorique au début d'un étirage adiabatique. La trace rouge est la branche d'injection et les deux autres courbes, correspondant aux puissances dans les branches secondaires, sont superposées sous la trace verte. La trace bleue est la branche diagonale à la branche d'injection.

on obtient l'expression des amplitudes de sortie.

$$\mathbf{T}_A = \frac{\mathbf{M}_{4 \times 4}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ A_S e^{i\phi/2} \\ A_R e^{-i\phi/2} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S i \sin(\alpha) e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2} [\cos(\alpha) - e^{i\theta}] \\ A_S e^{i\phi/2} [\cos(\alpha) + e^{i\theta}] + A_R i e^{-i\phi/2} \sin(\alpha) \\ A_S i \sin(\alpha) e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2} [\cos(\alpha) + e^{i\theta}] \\ A_S e^{i\phi/2} [\cos(\alpha) - e^{i\theta}] + A_R i e^{-i\phi/2} \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

que l'on peut représenter en intensité, en supposant  $A_S = A_R = 1$ .

$$\mathbf{T} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 + \cos(\alpha) [\sin(\phi) \sin(\alpha) - \cos(\alpha)] + \sin(\alpha) \sin(\phi - \theta + \pi) \\ 1 - \cos(\alpha) [\sin(\phi) \sin(\alpha) - \cos(\alpha)] + \sin(\alpha) \sin(\phi + \theta + \pi) \\ 1 + \cos(\alpha) [\sin(\phi) \sin(\alpha) + \cos(\alpha)] + \sin(\alpha) \sin(\phi - \theta) \\ 1 - \cos(\alpha) [\sin(\phi) \sin(\alpha) + \cos(\alpha)] + \sin(\alpha) \sin(\phi + \theta) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

La première condition sur les paramètres vient de la maximisation du contraste des signaux de sortie en imposant que

$$\alpha = (2n + 1) \frac{\pi}{2}, \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad (2.21)$$

Les intensités de sortie deviennent donc

$$\mathbf{T} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 - \sin(\phi - \theta) \\ 1 + \sin(\phi + \theta) \\ 1 + \sin(\phi - \theta) \\ 1 - \sin(\phi + \theta) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

ce qui correspond à des croisements où il y a équipartition. Comme nous voulons également un décalage de  $\pi/2$  entre les signaux de sortie, il nous reste à imposer la condition suivante sur  $\theta$  :

$$\theta = (2m + 1) \frac{\pi}{4}, \quad \forall m \in \mathbb{Z} \quad (2.23)$$

ce qui nous donne les quatre relations de phase suivantes, en prenant par exemple  $m = 0$  et en posant  $\phi' = \phi + \frac{\pi}{4}$ .

$$\mathbf{T}_A = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 - \cos(\phi') \\ 1 + \sin(\phi') \\ 1 + \cos(\phi') \\ 1 - \sin(\phi') \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Par inspection, les quatre sorties sont bien décalées d'un quart de période.

Le processus pour retrouver l'amplitude et la phase du signal en entrée connaissant la référence est plus simple que dans le cas de l'hybride 120°. Il suffit de retrouver les deux composantes suivantes, supposant les deux intensités d'entrée normalisées :

$$\cos(\phi') = 2(I_3 - I_1) \quad (2.25)$$

$$\sin(\phi') = 2(I_2 - I_4) \quad (2.26)$$

Si les amplitudes ne sont pas normalisées, les expressions 2.25 et 2.26 sont multipliées par un facteur  $|A_S A_R|$ . Ceci donne donc les valeurs permettant de tracer l'amplitude et la phase du signal dans le plan complexe en supposant la valeur de l'amplitude du signal de référence  $A_R$  connue. Une figure semblable à 2.10 est alors obtenue.

## 2.5 Établissement des recettes

L'ensemble des paramètres des étapes de fusion et d'étirage pour fabriquer un composant s'appelle une recette. Elle est élaborée à partir du développement théorique tel que présenté précédemment. Les paramètres de conception sont traduits en termes de paramètres du montage de fusion-étirage. Ce sont ces paramètres qui entrent en jeu dans le contrôle des moteurs et de la flamme. On établit ensuite des critères à respecter pour déterminer le succès d'une étape avant de passer à la suivante. Ces critères varient selon qu'il s'agit d'une fusion ou d'un étirage.

### 2.5.1 Correspondance des paramètres de design en paramètres expérimentaux

Les paramètres de design peuvent être nombreux. Ils comptent, entre autres, les longueurs de battement entre les différents modes, les longueurs de couplage et les degrés de fusion. Ce sont cependant des éléments difficiles à intégrer de façon pragmatique. Il faut les relier aux paramètres que l'on peut contrôler sur le montage : largeur de balayage de la flamme, temps de fusion, taux de réduction, longueur du composant. On modélise d'abord le processus de fusion pour définir les formes possibles de la structure et son évolution. À partir de ces structures, les distributions de champs électriques des supermodes sont calculées afin de déterminer leur constante de propagation. À partir de ces constantes de propagation, il est possible de calculer les phases relatives cumulées dans le composant pour plusieurs degrés de fusion et plusieurs taux de réduction et les longueurs de battement. Ainsi, les ensembles de

paramètres satisfaisant les contraintes théoriques et les contraintes expérimentales indiquent des solutions possibles pour réaliser le coupleur.

### Processus de fusion

Le degré de fusion est défini entre 0 et 1 et indique à quel point la structure s'éloigne des fibres indépendantes. Un degré de fusion de 0 décrit des fibres simplement placées côte-à-côte, alors qu'un degré de fusion de 1 décrit la structure circulaire avec les cœurs des fibres légèrement rapprochés. En chauffant, la tension de surface fait tendre la structure vers une section transversale circulaire. Il est possible de simuler l'évolution de ces sections transverses au cours du chauffage, voir (40). Pour ce faire, il faut établir la distribution du contour extérieur du coupleur à un instant  $t$  de la fusion, notée  $L(t)$ . De manière générale, on peut définir le degré de fusion par l'équation 2.27. L'évolution de la structure au cours de la fusion dépendant du temps de chauffage : plus on chauffe longtemps, plus la structure est fusionnée.

$$f = \frac{L(t_0) - L(t)}{L(t_0) - L(t_\infty)} \quad (2.27)$$

avec  $L(t)$  la largeur du composant à un temps donné de la fusion. Le degré de fusion initial est de 0, et la largeur de la section transversale du composant est alors notée  $L(t_0)$ . Le degré de fusion de 1 prend théoriquement un temps infini et est donc noté  $L(t_\infty)$ . La fonction  $L(t)$  peut s'obtenir de plusieurs façons. Une approche géométrique empirique a été proposée par (13), mais, dans le cas de structures avec un trou au centre, ce qui nous concerne, ce modèle est imprécis. La méthode retenue est celle présentée par (40), fondée sur la résolution numérique de l'équation de Stokes. Les sections droites calculées pour divers degrés de fusion sont présentées aux figures 2.15 pour le coupleur à trois fibres et 2.12 pour le coupleur à quatre fibres. Par convention, on place une fibre comme origine du système d'axe pour les calculs (ici la fibre la plus à droite). Les fonctions  $L(t)$  se calculent le long de l'axe horizontal pour définir le degré de fusion.

Pour un coupleur  $3 \times 3$  avec trois fibres identiques, on peut trouver une expression de la fonction  $L(t_0)$  et  $L(t_\infty)$  que l'on note alors  $L_3(t_0)$  et de  $L_3(t_\infty)$ . Ici  $r$  est le rayon d'une fibre unimodale standard et vaut donc  $62,5 \mu\text{m}$ .

$$L_3(t_0) = (2 + \sqrt{3})r \quad (2.28)$$

$$L_3(t_\infty) = 2\sqrt{3}r \quad (2.29)$$

En reprenant ces expressions, le degré de fusion  $f_{3 \times 3}$  pour un coupleur  $3 \times 3$  en triangle



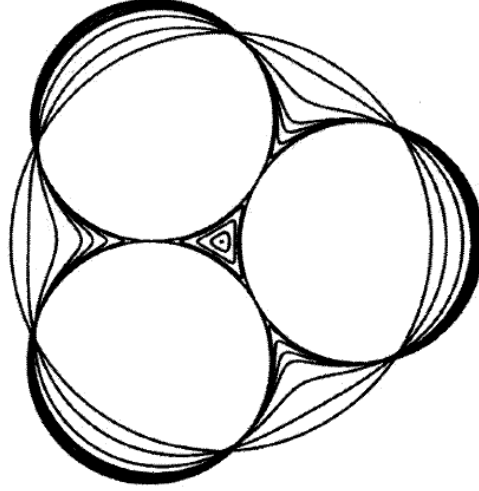


FIGURE 2.15 Sections transverses pour divers degrés de fusion d'un coupleur  $3 \times 3$  en triangle, tiré de (41).

devient donc

$$f_{3 \times 3} = \frac{L_3(t_0) - L_3(t)}{L_3(t_0) - L_3(t_\infty)} = \frac{(2 + \sqrt{3})r - L(t)}{(2 - \sqrt{3})r}. \quad (2.30)$$

Pour un coupleur  $4 \times 4$  en carré avec quatre fibres identiques, les expressions suivantes pour  $L_4(t_0)$  et  $L_4(t_\infty)$  peuvent aussi être déduites.

$$L_4(t_0) = 2r(1 + \sqrt{2}) \quad (2.31)$$

$$L_4(t_\infty) = 4r \quad (2.32)$$

ce qui mène à la définition du degré de fusion  $f_{4 \times 4}$  pour un coupleur  $4 \times 4$  en carré

$$f_{4 \times 4} = \frac{L_4(t_0) - L_4(t)}{L_4(t_0) - L_4(t_\infty)} = \frac{2r(1 + \sqrt{2}) - L_4(t)}{2r(\sqrt{2} - 1)}. \quad (2.33)$$

### Indices effectifs et longueurs de battement

Pour chaque coupleur, on obtient l'évolution des sections transverses selon la fusion. De cette structure, les distributions de champs électriques guidées sont calculées pour les quatre premiers supermodes, de même que leurs constantes de propagation respectives à l'aide de l'équation d'ondes scalaire sous forme d'une équation aux valeurs propres. Les ont été réalisés par Elio Pone à l'aide d'une méthode par différences finies. Ces calculs sont effectués pour

quelques degrés de fusion (par exemple pour 10 degrés de fusion régulièrement distribués entre 0 et 1) et pour une gamme de réductions possibles du composant. La réduction est caractérisée par l'inverse du taux de réduction ou ITR, défini avec les aires des sections transverses avant l'étirage ( $S_0$ ) et après l'étirage ( $S$ ).

$$\text{ITR} = \sqrt{\frac{S}{S_0}} \quad (2.34)$$

Les constantes de propagation  $\beta = \frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda}$  calculées sont présentées à la figure 2.16 pour le coupleur  $4 \times 4$  en carré. L'indice effectif  $n_{\text{eff}}$  d'un mode donné représente l'indice de réfraction perçu par ce mode lorsqu'il se propage dans la structure. La tendance générale montre une diminution des constantes de propagation, donc des indices effectifs, lorsqu'on diminue l'ITR ou lorsqu'on rapetisse la structure. Cette tendance s'explique intuitivement, car passé un certain ITR, les cœurs sont trop petits pour guider la lumière et celle-ci diffracte pour être guidée par la gaine optique et l'air, incluant ainsi l'air, avec un indice de réfraction plus bas, dans la pondération de l'indice effectif. Les modes se distinguent à faibles ITR et à hauts degrés de fusion. Le comportement change graduellement entre les fusions faibles et fortes, car le trou d'air au centre de la structure disparaît graduellement et est rempli pour un degré de fusion supérieur à 0,58.

Ces courbes sont calculées pour les divers degrés de fusion et en fonction d'une gamme d'ITR choisie entre 0,05 et 0,35. Le choix est dicté par le fait qu'un ITR inférieur à 0,05 donne un composant trop petit, car très étiré, alors que pour un ITR plus grand que 0,4 il n'y a pas de transfert de puissance entre les fibres. La longueur d'onde employée pour le calcul est 1 550 nm. Ces courbes conservent tout de même une certaine généralité, car un invariant des équations de Maxwell permet d'associer un changement en longueur d'onde à un changement d'ITR. Une extrapolation du comportement en longueur d'onde est alors possible dans une certaine mesure, si on néglige la dispersion du matériau. Le problème peut être vu de la façon suivante : le comportement prédit est valide pour une grosseur de guide d'onde donnée et une longueur d'onde donnée. Si on injecte une longueur d'onde plus courte pour le même guide, ceci revient à considérer le même problème à la longueur d'onde initiale, mais avec un guide plus gros, donc un ITR plus grand.

Avec ces constantes de propagation pour chaque mode selon les degrés de fusion et selon les ITR, les paramètres  $\alpha$  et  $\theta$  sont calculés par

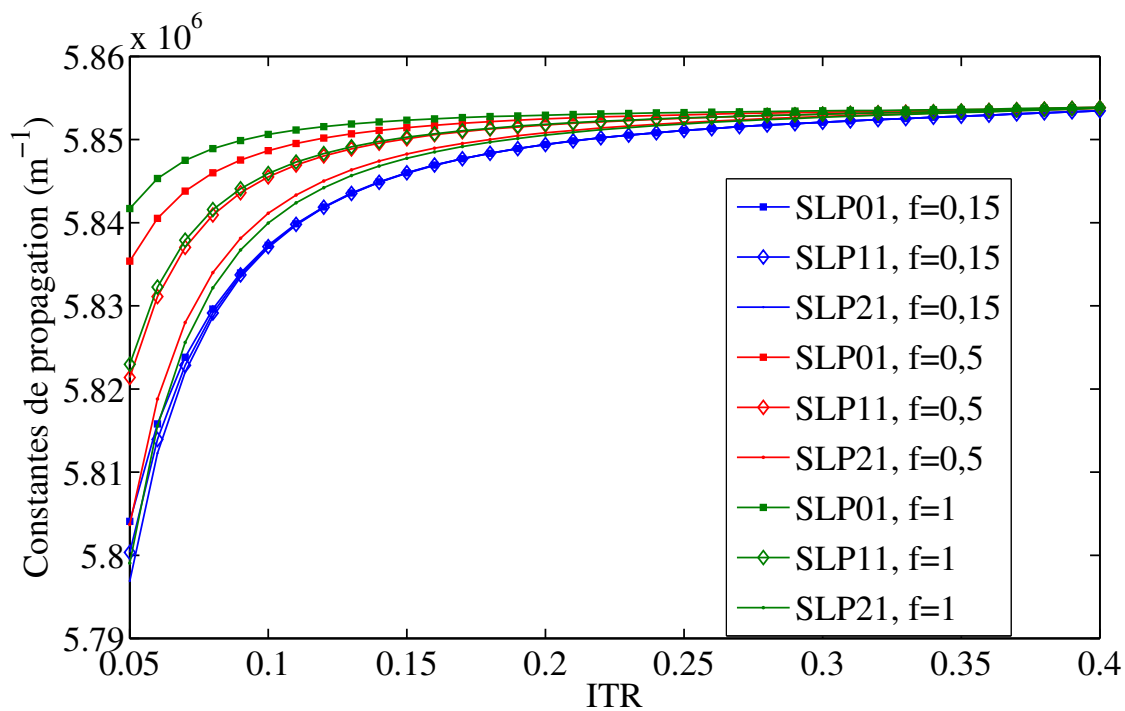


FIGURE 2.16 Évolution des constantes de propagation des quatre supermodes selon l'ITR et le degré de fusion  $f$  pour  $\lambda = 1550$  nm, réalisé par Elio Pone. Plus on étire le composant, plus les divers modes se différencient dans leur propagation.

$$\alpha = \frac{B_1 - B_4}{2}$$

$$\theta = B_2 - \frac{B_1 + B_4}{2}$$

Les ratio  $\frac{\alpha}{\theta}$  sont présentés à la figure 2.17. La figure présente une évolution des comportements de ces paramètres en fonction du degré de fusion. On recherche pour la fabrication une zone de travail dans laquelle le ratio  $\frac{\alpha}{\theta}$  varie peu en fonction de l'ITR et du degré de fusion, sans quoi la fabrication sera critique. En effet, sur la gamme d'ITR étudiée, les structures avec de faibles fusions (0 à 0,4) présentent une grande variabilité des paramètres  $\alpha$  et  $\theta$  en fonction du degré de fusion. Cette région n'est pas souhaitable étant donné que ces degrés de fusion très faibles sont difficilement atteignables expérimentalement et influent grandement sur le ratio  $\frac{\alpha}{\theta}$  qu'on désire le plus faible possible. Ce même ratio grimpe rapidement pour des ITR plus grands que 0,30, réduisant ainsi à néant la possibilité de faire des composants courts (moins de 3 cm) à de faibles degrés de fusion. Le trou du centre de la structure est refermé à un degré de fusion de 0,58 et, pour des composants de plus hauts degrés de fusion, la zone plus stable des paramètres  $\alpha$  et  $\theta$  se situe plutôt vers des ITR de 0,35 à 0,4, ce qui permettrait des composants plus courts (autour du centimètre de longueur) avec un ratio  $\alpha/\theta$  bas.

Les longueurs de battement qui permettent de déterminer la longueur du composant sont données par

$$L_{b\alpha} = \frac{2\pi}{B_1 - B_4} = \frac{\pi}{\alpha}$$

$$L_{b\theta} = \frac{2\pi}{B_2 - \frac{B_1 + B_4}{2}} = \frac{2\pi}{\theta}$$

Ces longueurs de battement pour chacun des paramètres  $\alpha$  et  $\theta$  sont présentées aux figures 2.18 et 2.19. Ces courbes viennent confirmer que la phase  $\alpha$  s'accumule beaucoup plus rapidement pour une structure donnée que la phase  $\theta$ . Ce dernier paramètre est le plus délicat à ajuster. De plus, il y a un changement de comportement drastique qui s'opère selon le degré de fusion. En effet, pour de forts degrés de fusion, les courbes sont plus régulières et plus rapprochées, alors que pour de faibles degrés de fusion, elles se distancient rapidement.

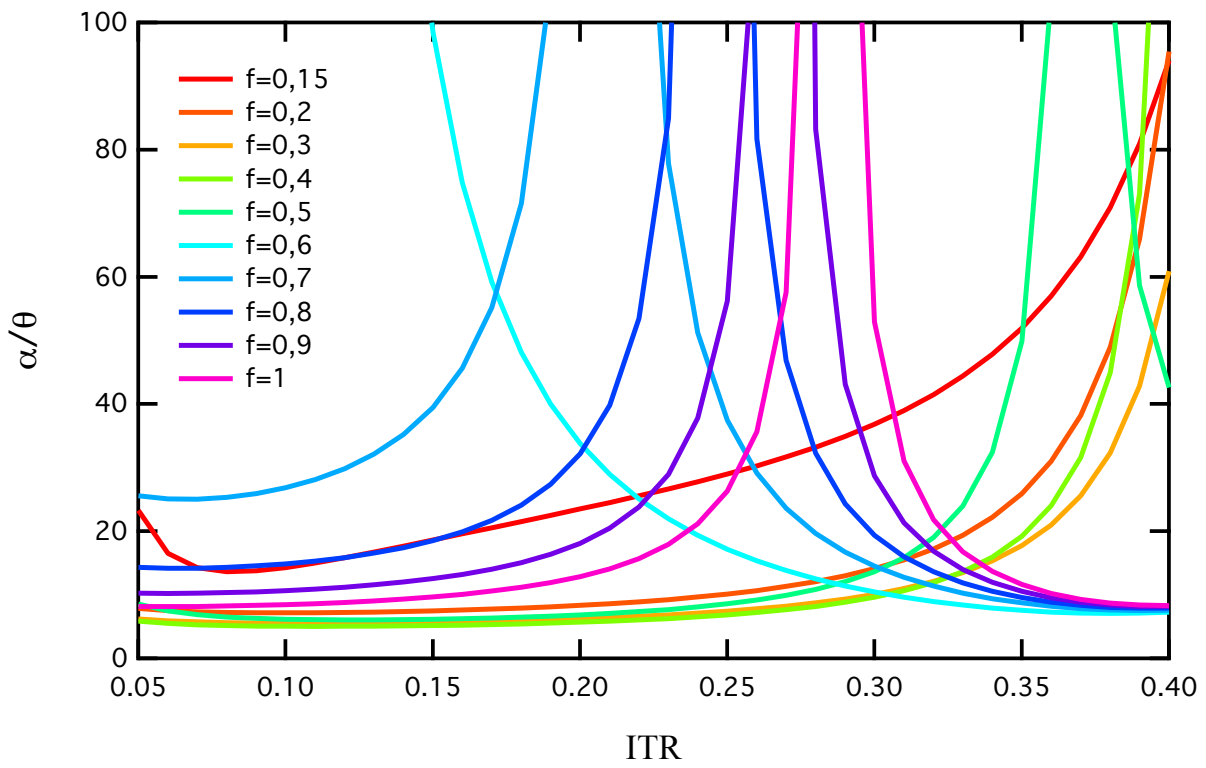


FIGURE 2.17 Valeurs du ratio  $\alpha/\theta$  pour plusieurs degrés de fusion  $f$  en fonction de l'ITR.

Par exemple, pour un ITR de 0,10, une variation du degré de fusion de 0,2 à 0,4 relativement faible, fait passer la longueur de battement en  $\theta$  de 8 mm à 2 cm, ce qui est une fluctuation énorme compte-tenu qu'il s'agit du paramètre difficile à cumuler et qu'un composant court est désirable.

### Prototypes possibles et choix des paramètres

Les outils sont réunis pour identifier les diverses solutions permettant de respecter théoriquement les contraintes d'un hybride optique  $90^\circ$ . Pour restreindre les solutions trouvées à celles réalisables en pratique, les critères suivants sont adoptés pour guider la recherche :

- les plus petits ordres  $m$  et  $n$  possibles des équations 2.21 et 2.23 (la première solution est préférable à ses multiples de  $2\pi$ ) ;
- le plus grand ITR possible ;
- un composant court (de l'ordre de quelques millimètres à quelques centimètres de longueur) ;
- une zone de travail peu dépendante des conditions expérimentales (peu de variation du comportement optique du composant en fonction des degré de fusion et de l'ITR).

Les valeurs possibles du ratio  $\frac{\alpha}{\theta}$  répondent à l'expression suivante

$$\frac{\alpha}{\theta} = 2 \times \frac{2n + 1}{2m + 1} \quad (2.35)$$

et les premières valeurs possibles sont résumées dans le tableau 2.1.

Certaines valeurs de ce tableau peuvent être éliminées. Entre autres, il n'est pas possible d'obtenir des valeurs du ratio  $\frac{\alpha}{\theta}$  strictement inférieures à 6 qui respectent les conditions sur les phases selon la figure 2.17. Aussi, on cherche des composants courts et la valeur de  $\theta$  s'accumule lentement, donc on cherche des solutions avec  $m = 0$  ou  $m = 1$ . Il reste donc 5 catégories de candidats à évaluer. Les résultats sont regroupés dans le tableau 2.2. Pour chaque candidat, on trace une droite horizontale à la valeur cherchée du rapport  $\frac{\alpha}{\theta}$  sur la figure 2.17. Ainsi, les traces croisant cette droite donnent la combinaison théorique de degré

TABLEAU 2.1 Premières valeurs du rapport  $\alpha/\theta$  possibles pour les coupleurs  $4 \times 4$  en carré.

$m \times n$	0	1	2	3	4
0	2	6	10	14	18
1	$2/3$	2	$10/3$	$14/3$	6
2	$2/5$	$6/5$	2	$14/5$	$18/5$

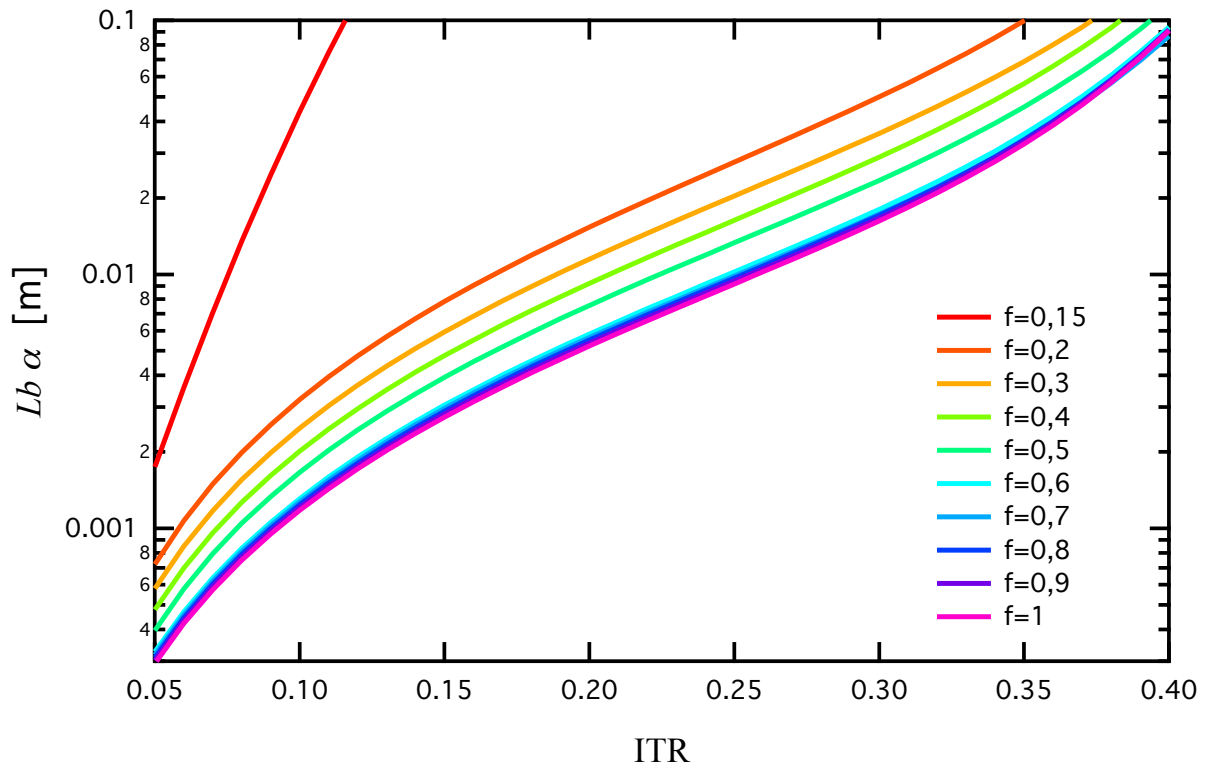


FIGURE 2.18 Comportement de la longueur de battement du paramètre  $\alpha$  pour plusieurs degrés de fusion  $f$  et d'ITR. Les courbes varient peu lorsque le trou d'air au centre de la structure s'est refermé, pour des degrés de fusion supérieurs à 0,58.

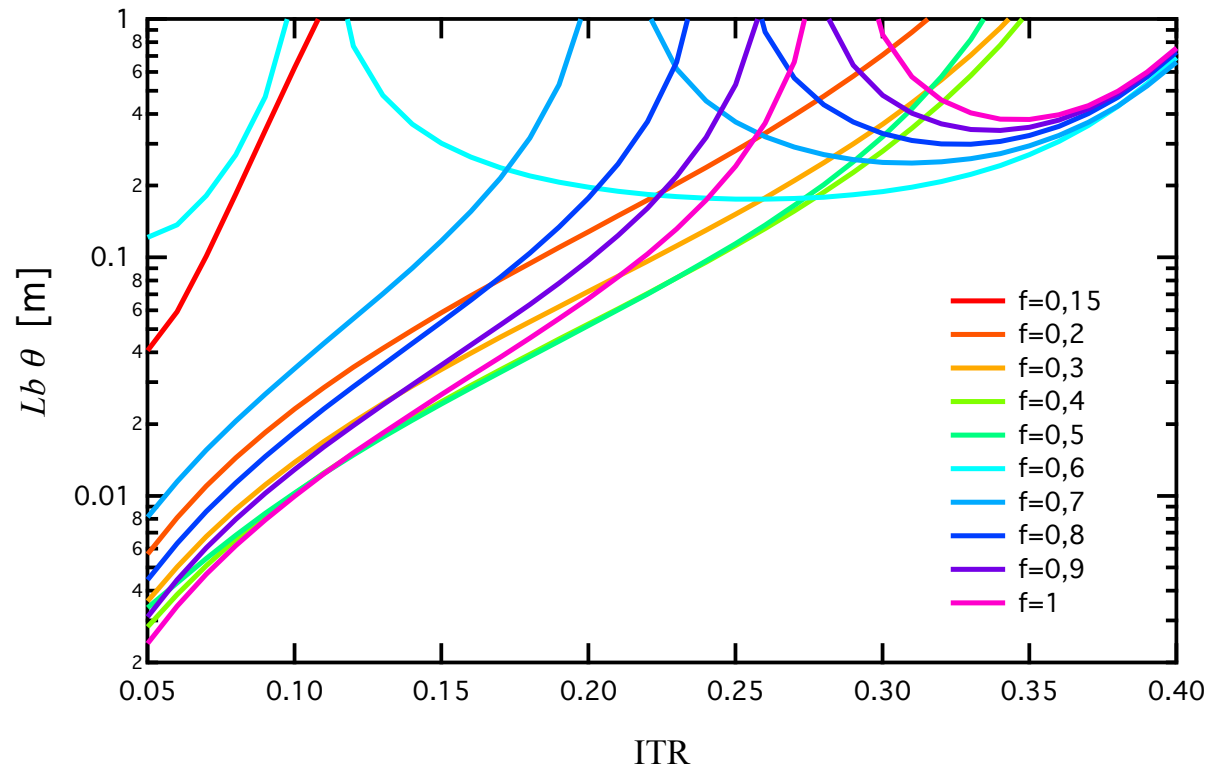


FIGURE 2.19 Comportement de la longueur de battement du paramètre  $\theta$  pour plusieurs degrés de fusion  $f$  et d'ITR.



de fusion et d'ITR qui permet de rencontrer le critère. Les valeurs de longueurs de battement en  $\alpha$  et  $\theta$  pour la ou les combinaisons possibles sont relevées des figures 2.18 et 2.19. Il faut ensuite s'assurer que le rapport des longueurs de battement corresponde bien au rapport  $\frac{\alpha}{\theta}$  recherché. Si tel est le cas, il ne reste qu'à calculer la longueur de composant requise.

Les candidat idéal est le numéro 3 dans le tableau 2.2. Les raisons qui motivent un tel choix sont d'abord un degré de fusion élevé facilement reproductible (supérieur à 0,58), un étirage raisonnable et une longueur de composant acceptable (supérieure à 6 mm et inférieure à 3 cm). Les candidats à faibles degrés de fusion ne sont pas testés d'emblée, car la fusion faible est difficilement reproductible. De plus, l'emploi d'un tube en verre vient changer la définition des degrés de fusion et la forme des supermodes pour des composants faiblement fusionnés ou très étirés. Le candidat 2 est très court et pourrait présenter des problèmes d'adiabaticité. Le candidat 4 quant à lui serait bien, mais il est un peu plus long que le candidat 3 bien qu'un peu moins étiré.

Des points de repère pour guider la fabrication sont maintenant nécessaires. En injectant par un port d'entrée, on obtient les intensités de sortie données par le vecteur 2.17. Expérimentalement, on devrait voir les échanges de puissances tels que présentés à la figure 2.20, trouvés en faisant varier  $\theta$  et  $\alpha$  en fonction de  $N$  dans  $\mathbf{T}$  en intensité.

Il existe plusieurs solutions permettant de satisfaire à la fois les contraintes sur les valeurs de  $\alpha$  et de  $\theta$ . Cependant, pour que le composant soit le plus court possible et présente la réponse spectrale la plus plate possible, il faut prendre le premier choix où les contraintes sont respectées. Ceci se produit donc sur un point de croisement, lorsque  $\theta$  aura cumulé  $\frac{\pi}{4}$  de phase. Les quatre intensités de sortie sont bien décrites par le vecteur 2.24, avec  $\theta = \frac{\pi}{4}$ .

Le croisement qui respecte cette condition est le quatrième sur la figure 2.20. Au cours de la fabrication, on perd le contraste sur les puissances issues des ports 1 et 3 : leurs minima

TABLEAU 2.2 Candidats potentiels pour fabriquer des hybrides  $90^\circ$ . Seuls les cas permettant les bons rapports de longueurs de battements et longs de moins de 2 cm sont présentés.

	#1	#2	#3	#4	#5
$\alpha/\theta$	6	10	14	18	6
[m,n]	[0,1]	[0,2]	[0,3]	[0,4]	[1,4]
$f$	0,4	1,0	1,0	1,0	0,5
ITR	0,28	0,16	0,21	0,23	0,12
$L_{b\alpha}$ [cm]	1,17	0,317	0,587	0,736	0,246
$L_{b\theta}$ [cm]	7,02	3,19	8,28	13,2	1,49
$L$ [mm]	8,8	4,0	10,0	16,5	5,5

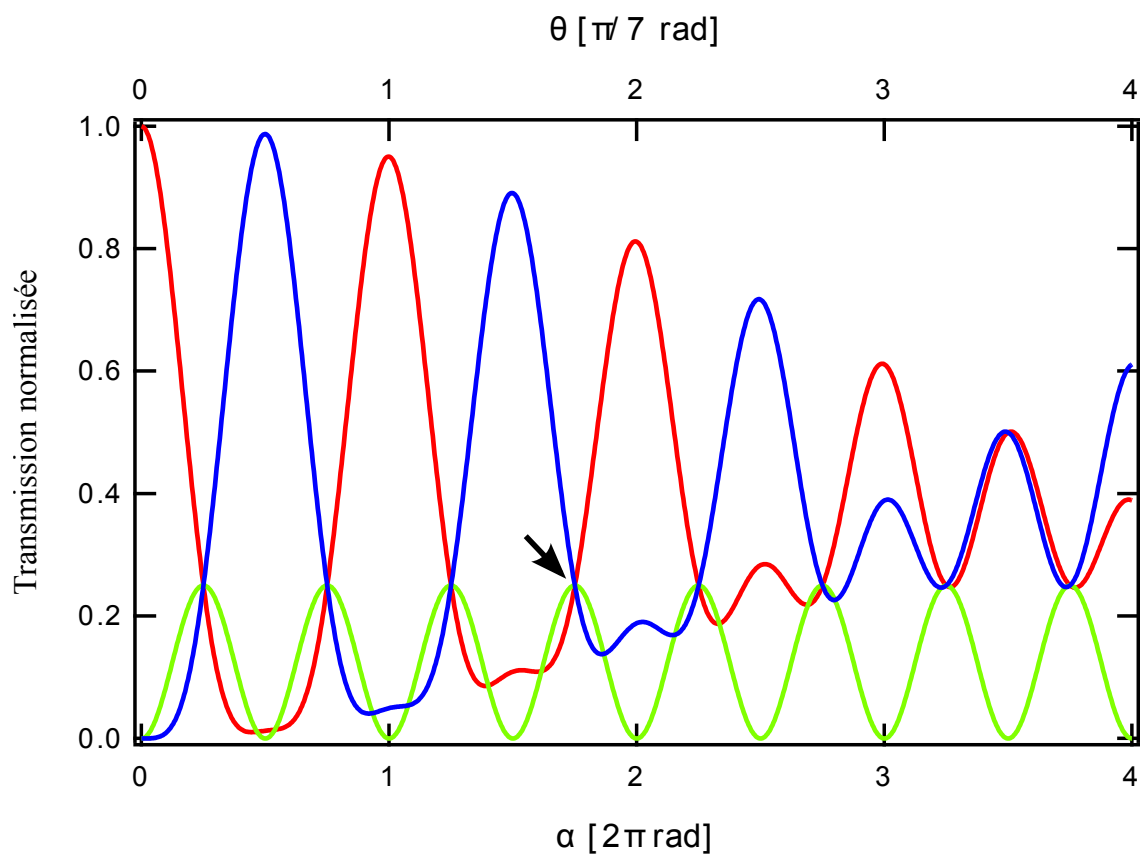


FIGURE 2.20 Échanges de puissance théorique au cours d'un étirage adiabatique. Les ports 2 et 4 sont superposés sous la courbe verte, le port 1 est celui dans lequel on injecte et correspond à la courbe rouge. La courbe est tracée pour un ratio  $\alpha/\theta = 7$ . L'équipartition se produit périodiquement même si  $\theta$  diffère de 0. Dans ce cas-ci, le croisement approprié pour fabriquer un hybride est le quatrième, indiqué sur la figure.

ne descendent pas à zéro à cause de l'évolution de  $\theta$ . Le minimum remonte pour former un maximum local avant de redescendre. Le point de repère est cette petite bosse qui tend vers 13,5 %, ou  $-8,6$  dB lors de la succession des battements. Le croisement suivant est l'endroit où les phases sont ajustées pour obtenir  $90^\circ$ .

Enfin, on trouve que lorsque le composant est étiré jusqu'au bon croisement, donc avec des combinaisons de  $\alpha$  et  $\theta$ , les décalages en sortie sont de  $90^\circ$ , et on obtient en configuration hybride les traces du vecteur de sortie 2.24 présenté à la figure 2.21. Il faut, pour avoir ces quatre signaux décalés, injecter dans deux branches adjacentes.

Si on injecte dans des branches diagonales, ce ne sont pas tous les supermodes de la superstructure qui sont excités et les signaux de sortie ressemblent à ceux de la figure 2.22.

**Conclusion :** Lorsque le bon croisement est observable à l'analyseur de spectre lors d'un étirage adiabatique, on a un hybride  $90^\circ$  à la longueur d'onde du croisement, le tout sans perte. Il est donc possible théoriquement de réaliser un hybride  $90^\circ$  avec un coupleur à quatre fibres en configuration carrée. La condition d'adiabaticité peut être vérifiée expérimentalement et le choix de l'étirage guidé par la connaissance théorique et expérimentale des conditions d'adiabaticité de plusieurs types de coupleurs à deux fibres.

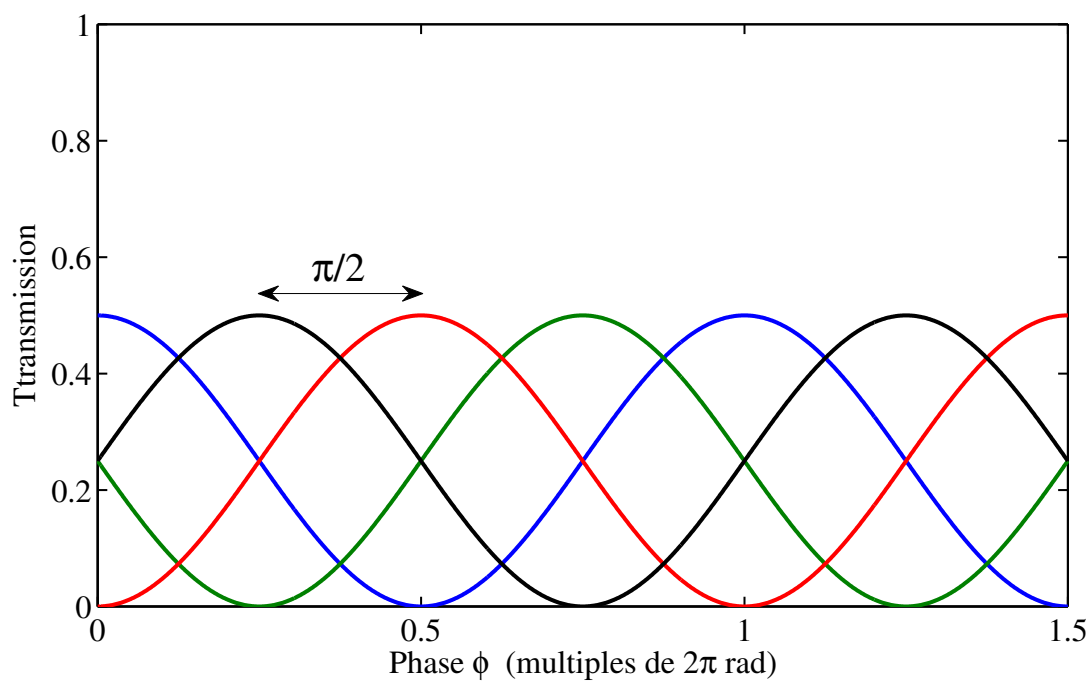


FIGURE 2.21 Transmission de chacun des ports de sortie de l'hybride avec une bonne combinaison  $\alpha$  et  $\theta$ , en injectant par deux branches adjacentes.

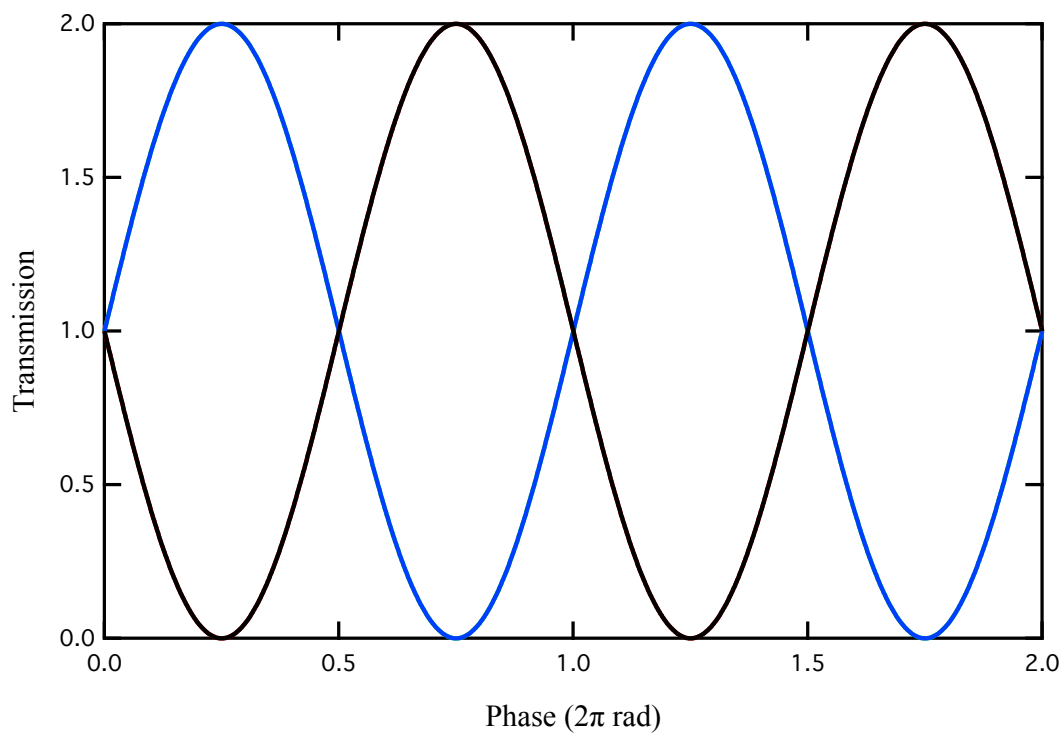


FIGURE 2.22 Transmission de chacun des ports de sortie de l'hybride avec une bonne combinaison  $\alpha$  et  $\theta$ , en injectant par deux branches diagonales. Les signaux sont superposés par paires et décalés de  $180^\circ$ .

## Chapitre 3

### MÉTHODOLOGIE EXPÉRIMENTALE

Le présent chapitre décrit les méthodes expérimentales utilisées. Tout d'abord, le montage de fusion-étirage est présenté autant sur le plan des éléments mécaniques du montage que sur les paramètres de la flamme employée. Les étapes de fabrication sont ensuite détaillées, en faisant le lien entre les paramètres théoriques et les paramètres expérimentaux disponibles, ainsi que les critères de succès pour les étapes de fusion et d'étirage. Enfin, le montage de caractérisation des coupleurs est décrit dans ses deux configurations pour tester les propriétés des hybrides fabriqués.

#### 3.1 Montage de fusion-étirage

Le procédé employé pour travailler la fibre en coupleurs est la méthode de fusion et étirage. Cette technique consiste à chauffer une section de verre pour qu'elle atteigne une plage de température rendant le verre visqueux, mais non liquide. Il est alors possible de déformer le verre. En appliquant une tension longitudinale, les fibres sont étirées et la réponse optique modifiée avec la longueur du composant : on observe alors les échanges de puissance entre les cœurs par couplage. La figure 3.1 montre le schéma d'un coupleur avec les zones caractéristiques.

Les fibres sont d'abord dégainées (une gaine de polymère recouvre la gaine optique de verre) afin de mettre le verre à nu. La section dégainée est ensuite soigneusement nettoyée, puis installée. Un second nettoyage à l'acétone suivi d'une inspection visuelle au microscope garantit la propreté nécessaire du verre. Pour certains composants, il peut y avoir des manipulations supplémentaires d'une ou plusieurs fibres avant de commencer le composant à proprement parler : il peut s'agir d'attaque chimique pour nettoyer la fibre ou réduire son diamètre externe, d'un pré-étirage ou d'un polissage. Dans le cas des composants considérés ici, les fibres sont simplement nettoyées, sans réduction préalable de leur diamètre.

Comme le nom de la méthode l'indique, le procédé comporte deux étapes importantes : la fusion et l'étirage. L'étape de fusion est utilisée dans le cas de composants à deux fibres et plus. Elle sert à ancrer les fibres dans une géométrie transverse particulière. Les cœurs forment un triangle équilatéral dans le cas du coupleur  $3 \times 3$  et un carré dans le cas du coupleur  $4 \times 4$ . En somme, la fusion permet de passer mécaniquement de trois ou quatre fibres indépendantes

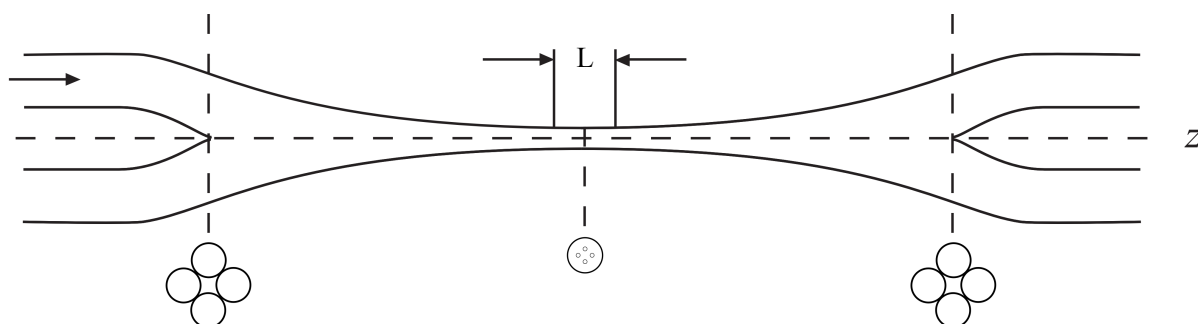


FIGURE 3.1 Schéma d'un coupleur en fibres fusionnées. La flèche de gauche montre d'où est injectée la lumière et  $L$  est la longueur du composant. Adapté de la figure 9,12 de (42), en page 290.

à une seule structure comportant trois ou quatre cœurs, selon le nombre de fibres initiales (figures 2.6 et 2.11).

L'étape suivante est l'étirage, qui permet de réduire la section transversale dans la zone où elle a été fusionnée. La réduction s'effectue grosso modo de façon homothétique, c'est-à-dire que la géométrie transversale reste la même, ce ne sont que les proportions qui changent. On peut façonner le guide de cette façon et ainsi changer les propriétés de guidage de la fibre, permettant à la lumière de se transférer dans les cœurs voisins. Ces cœurs se rapprochent et rapetissent graduellement au fur et à mesure de l'étirage, affectant la réponse optique du composant. Lorsque la réponse optique désirée est obtenue, l'étirage est arrêté et le composant est prêt à être caractérisé et employé. Il ne reste alors qu'à l'extraire du montage et le conditionner.

### 3.1.1 Moteurs et maintien des fibres

Pour effectuer avec succès les étapes de fusion et d'étirage de façon reproductible, les fibres doivent être maintenues de façon stable dans la géométrie transversale souhaitée. Le montage employé est schématisé à la figure 3.2. Dans le montage employé, la fibre est étirée horizontalement, mais il existe d'autres configurations où l'étirage se fait par gravité, comme pour la fabrication des fibres.

Les fibres sont maintenues par des blocs qui permettent de les ancrer solidement et de garder la géométrie transversale nécessaire, sans salir les sections de fibres nettoyées. Le mécanisme de maintien permet la procédure d'installation propre à chaque composant. Dans le cas des coupleurs à trois fibres en triangle, les fibres sont torsadées sur la zone de fusion et sont ancrées individuellement de chaque côté. Pour les coupleurs à quatre fibres en carré, les

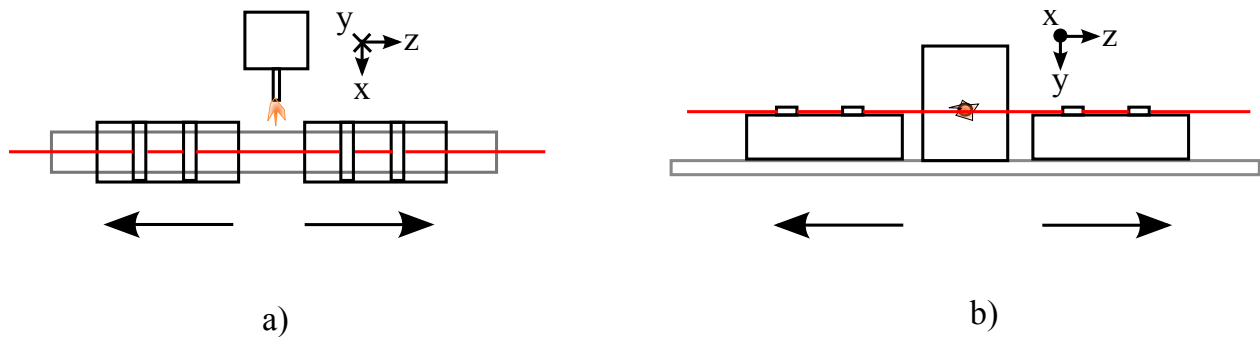


FIGURE 3.2 Montage de fusion étirage pour les fibres optiques. La fibre est fixée de chaque côté à des blocs, montés sur un moteur linéaire pour étirer la fibre. La torche est montée sur trois moteurs permettant d'effectuer tout déplacement nécessaire dans les trois dimensions. L'emplacement de la fibre est illustré en rouge, a) vue de dessus ; b) vue de devant.

quatre fibres sont enfilées dans un tube de verre propre de diamètre interne approprié. Le tube et les quatre fibres sont alors fixés aux blocs de chaque côté.

Les blocs de support sont montés sur des moteurs linéaires qui peuvent déplacer la structure ou la mettre sous tension. Enfin, la zone de travail où les fibres sont propres est accessible à une micro-torche qui chauffe localement les fibres lors des étapes de fusion et d'étirage. La micro-torche est motorisée pour un déplacement contrôlé sur trois dimensions. Les cinq moteurs sont contrôlés indépendamment par un ordinateur.

### 3.1.2 Torche

La micro-torche est employée pour chauffer la fibre à une température aux environs de  $1550^{\circ}\text{C}$ . Les gaz employés sont un combustible (du propane) et un comburant (de l'oxygène). En ajustant les proportions de gaz, il est possible de changer la forme et la chaleur de la flamme. Ainsi, une seule torche est nécessaire pour toutes les étapes du processus de fabrication. La largeur de la flamme de fusion est typiquement de 2 mm, alors que la flamme d'étirage est d'une largeur de 1 mm.

Un des paramètres théoriques pour le design de composants est la largeur de la flamme, qui peut prendre plusieurs valeurs d'un composant à l'autre, ainsi que d'une étape de fabrication à l'autre pour un composant donné. De plus, on peut avoir besoin de la faire varier à l'intérieur même d'une étape. Pour éviter les changements de torche fréquents, on utilise une petite flamme que l'on fait balayer le long du composant afin de simuler une flamme plus large. La largeur de balayage devient alors un paramètre ajustable plus convivial et les changements

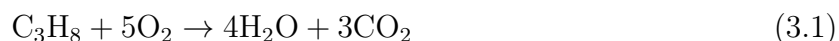


de balayage peuvent se faire en temps réel via un contrôle par ordinateur.

On recherche une vitesse de balayage optimale telle que le composant soit chauffé de façon uniforme et constante. La torche doit changer de sens rapidement, sans quoi les extrémités de la zone chauffée pourraient montrer des étranglements. Un balayage trop rapide ne permet pas un transfert de chaleur suffisant au centre du composant, car le moteur doit accélérer et décélérer aux deux extrémités de balayage, passant ainsi plus de temps sur les bords qu'au centre. Un balayage trop lent par contre étire le composant de façon asymétrique, car une partie est froide sur un aller de la torche, alors que l'autre moitié est chaude et inversement lors du retour. On se retrouve donc à étirer deux demi-composants séquentiellement, ce qui occasionne des pertes et des sections inégales au long du composant. Il est à noter que le cas extrême d'un balayage lent est un seul passage de flamme pour faire le composant. Cette technique fonctionne et permet de créer des composants avec un très fin contrôle des dimensions finales et des pentes. Le lecteur intéressé peut se référer à une description plus détaillée de la technique explorée par (43), mais cette technique ne sera pas employée ici, car elle ne convient pas aux grosses structures.

### 3.1.3 Physique de la flamme

La combustion à la sortie d'une micro-torche est différente de la combustion à l'air libre. En effet, les gaz sont confinés et arrivent à débit constant au site de combustion. Il est donc important de surveiller deux éléments : premièrement, le débit des gaz doit équilibrer la vitesse de combustion de la flamme, sinon celle-ci rentre dans la torche pour aller s'éteindre dans les tuyaux. Deuxièmement, les concentrations de gaz les plus près possibles du rapport stœchiométrique sont désirables afin d'obtenir une combustion complète et ne pas créer des résidus organiques pouvant se déposer sur la fibre. En cours de fabrication, ces résidus peuvent diffuser dans le composant, ce qui occasionnerait des pertes. Dans le cas présent, les gaz employés sont du propane et de l'oxygène, suivant la réaction suivante



Le rapport théorique molaire à atteindre entre le propane et l'oxygène est donc de 1 : 5. Dans la pratique, avec une micro-torche de quelques millimètres d'ouverture, il est impossible d'entretenir une flamme avec ces proportions. Un tel mélange est trop explosif, le front de combustion entre dans la torche et cause son extinction. Au mieux, le rapport molaire tourne autour de 1 : 1, produisant un mélange pauvre en oxygène. Un mélange pauvre en propane donne une flamme moins chaude, ce qui n'est pas désirable. Les concentrations de gaz ne sont pas les mêmes dans la torche et à l'extérieur. La concentration d'oxygène est souvent

plus grande à l'air ambiant, tandis que le propane est en quantité nulle dans cette zone. Cette différence de concentrations entre l'intérieur et l'extérieur de la torche provient de la flamme qui fait un front de combustion et ainsi l'interface entre ces deux milieux. L'excédent de propane dans le mélange utilisé se consume dans une sorte de coquille où l'oxygène de l'air ambiant alimente la réaction. La structure de la flamme est donc déséquilibrée : il y a une zone plus froide au centre, entourée d'un halo plus chaud. Il en résulte que dans l'ensemble la flamme est moins chaude et plus étendue que dans le cas idéal.

Une meilleure flamme peut être obtenue avec l'ajout d'un troisième gaz au mélange dans la micro-torche (voir (44)). Ce gaz n'entre pas en jeu dans la combustion, mais sert à diluer le mélange afin de s'approcher du rapport idéal. Dans notre cas, le gaz ajouté est de l'argon, un gaz inerte. L'effet escompté est atteint, car la flamme est plus compacte, plus chaude et les proportions de gaz sont plus proches des proportions idéales. Les gaz sortant de la micro-torche soufflent sur le composant en cours de fabrication. L'ajout d'argon permet d'ajuster les débits de gaz pour contrer complètement le souffle de la torche sur le composant ou même pour créer un effet d'aspiration. L'ajustement de la flamme est donc plus précis. L'ajout d'argon comporte des avantages sur deux fronts : le premier est un contrôle précis de la flamme pour des composants très étirés (diamètre final inférieur à  $10\ \mu\text{m}$ ) et le second est une flamme plus chaude pour chauffer efficacement les grosses structures de verre (composants à trois fibres et plus) sans ajouter une pression de gaz transverse sur le composant fabriqué, ce qui le ferait éclater.

## 3.2 Étape de fusion

L'étape de fusion fixe la section transverse du composant. Plusieurs stratégies peuvent être employées pour aider à tenir les fibres lors de la fusion : support mécanique moulé, torsades de fibres, structure de soutien en verre (qui s'intégrera à la structure finale sans lui nuire), etc. Le succès de l'installation et du nettoyage dépend grandement de la minutie et des habiletés manuelles de l'expérimentateur. On espère toujours s'approcher le plus possible de la structure théorique afin de pouvoir se fier aux comportements prédits. On peut réaliser quelques essais destructifs pour vérifier que la géométrie après la fusion est bien celle attendue et ainsi valider le processus d'installation des fibres.

Comme un certain degré de fusion théorique est visé pour un composant donné, quelques essais destructifs sont nécessaires pour calibrer le temps de fusion afin d'atteindre le même degré de fusion d'un composant à l'autre. Le composant est fusionné et ensuite clivé au centre de la structure afin d'inspecter la section transverse au microscope optique et comparer avec le degré de fusion théorique. Pour guider les essais, une inspection au microscope optique durant

la fusion permet une bonne estimation du degré de fusion par mesure des caractéristiques extérieures du composant. Le degré de fusion est estimé à l'aide des équations 3.2 et 3.3 selon le nombre de fibres de la structure (inspiré de la définition des degrés de fusion expérimentaux des coupleurs à 2 fibres présentée par (13)). La largeur initiale du coupleur vue au microscope est notée  $l_{x0}$  et la largeur désirée est notée en cours de fusion  $l_x$ .

$$f_{exp3} = \frac{1 - \frac{l_x}{l_{x0}}}{1 - \frac{1}{\sqrt{3}}} \quad (3.2)$$

$$f_{exp4} = \frac{1 - \frac{l_x}{l_{x0}}}{1 - \frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

La flamme est typiquement très chaude à cette étape afin de rendre le verre suffisamment peu visqueux pour que les contraintes se libèrent rapidement, sans toutefois vaporiser le verre. De plus, la fusion ne doit pas affecter pas réponse optique : à cette étape, on souhaite changer la forme extérieure de la structure, mais pas les propriétés de guidage des cœurs. Si des pertes apparaissent, celles-ci sont dues à des impuretés ou des problèmes d'installation et le composant ne peut pas être récupéré. Durant l'étape de fusion, le composant n'est pas étiré, il n'est que chauffé.

### 3.3 Étape d'étirage

Durant l'étape d'étirage, le principal critère à vérifier est la réponse optique du composant. La flamme utilisée est nettement moins chaude et en première approximation, on considère que le degré de fusion ne change pas au cours de l'étirage. Il faut donc un ajustement dynamique de la quantité de chaleur appliquée à la structure de verre afin de ne pas surchauffer la structure lorsque celle-ci devient plus mince. En tirant sur le verre, il s'allonge dans l'axe longitudinal, et sa section transverse se réduit de façon homothétique. Il est également supposé que les dopants du cœur de la fibre ne diffusent pas durant l'étirage.

Le coupleur réalisé doit être adiabatique. Dans les régions de transitions, le changement longitudinal de structure s'effectue assez doucement pour que le couplage entre les modes de base du coupleur et les modes d'ordres supérieurs soit négligeable. Le coefficient de couplage entre deux modes de la structure se calcule de la façon suivante (voir (42), formule 7,36, p.228).

$$C_{ij} = \frac{k_0^2}{2\sqrt{\beta_i\beta_j}} \frac{1}{\beta_i - \beta_j} \int_0^\infty \frac{\partial n^2}{\partial z} \hat{\psi}_i(r) \hat{\psi}_j^*(r) r dr \quad (3.4)$$

où les  $\beta$  sont les constantes de propagation des modes considérés et les  $\hat{\psi}$  sont les distributions des champs scalaires normalisées pour chacun des modes. Le terme  $\frac{\partial n^2}{\partial z}$  est proportionnel à la pente normalisée. Il est commun de normaliser le coefficient de couplage de la façon suivante (voir (42), formule 7,39, p.229).

$$\overline{C_{ij}} = \frac{C_{ij}}{\frac{1}{r} \frac{dr}{dz}} \quad (3.5)$$

avec  $r$  le rayon du guide au point considéré et  $z$  la coordonnée longitudinale. Il faut respecter la condition d'adiabaticité sur les modes pairs et les modes impairs, ce qui mène à la condition générale sur les pentes normalisées  $|\frac{1}{r} \frac{dr}{dz}|$  du composant avec  $z_b$  la longueur de battement. Il s'agit du critère d'adiabaticité, qui permet de fixer une pente maximale afin d'éviter des pertes dans le composant (voir (42), section 7.6.6, p.251).

$$\frac{1}{r} \frac{dr}{dz} \leq \frac{1}{\overline{C_{ij} z_{b,ij}}} \quad (3.6)$$

La première partie de l'étirage n'est pas critique, en ce sens que la lumière est suffisamment confinée dans le cœur pour ne pas «voir» le rétrécissement de la structure, jusqu'à typiquement un ITR de 0,4 dans une fibre unimodale à la longueur d'onde standard des télécommunications 1 550 nm. À ce point, le cœur devient trop petit pour guider la lumière et cette dernière diffracte et devient guidée par la gaine optique et l'air, le cœur agissant alors seulement comme une perturbation d'indice de réfraction plus élevée au centre. Durant cette première partie d'étirage, comme durant la fusion, le composant doit encore transmettre toute la lumière sans perte, sans quoi la situation empirera avec l'étirage. Après cette phase, les premiers signes de couplage peuvent être observés et il ne reste qu'à attendre la réponse optique désirée pour arrêter l'étirage et terminer le composant. Tout en respectant la condition d'adiabaticité sur tout le composant, il est possible d'effectuer plusieurs segments d'étirage, certains permettant des pentes plus abruptes là où les critères sont moins sévères. Cette technique permet d'obtenir un composant plus court.

Le paramètre d'étirage qui permet de fixer les pentes est la largeur de la flamme. Cette largeur peut être constante ou varier en cours d'étirage. Cette variation de la flamme est donnée par le paramètre  $\alpha$ , compris entre  $-1$  et  $1$ . La largeur effective de la flamme  $l$  en fonction de  $\alpha$  est donnée par

$$l = l_0 + \alpha e \quad (3.7)$$

avec  $e$  l'élongation du composant et  $l_0$  la largeur initiale de la flamme.

Chaque valeur du paramètre influe sur la pente du composant. Birks et Li, dans (45), ont

élaboré un modèle simple pour prédire les pentes à partir du paramètre  $\alpha$ . Un paramètre  $\alpha = 0$  donne un profil longitudinal exponentiel. Le cas  $\alpha = -0,5$  donne un profil linéaire, alors que le cas limite  $\alpha = -1$  présente une rupture de pente. La figure 3.3 montre les différents cas de profils longitudinaux selon la valeur de  $\alpha$ . Pour les segments d'étirage à des ITR inférieurs à 0,4, on cherche des pentes douces, qui sont réalisables aisément avec des valeurs de  $\alpha$  comprises entre  $-0,5$  et  $0,5$ .

Le balayage variable de la flamme nous donne la flexibilité requise sur la recette. On cherche à fabriquer des composants adiabatiques, avec un degré de fusion, un ITR et une longueur donnés. Les moyens d'y arriver sont multiples, tant que chaque segment respecte le critère d'adiabadicité et que le composant total garde des dimensions acceptables. Il est souvent possible de raccourcir le composant en utilisant plusieurs segments d'étirage en faisant varier la largeur de la flamme et le paramètre  $\alpha$ .

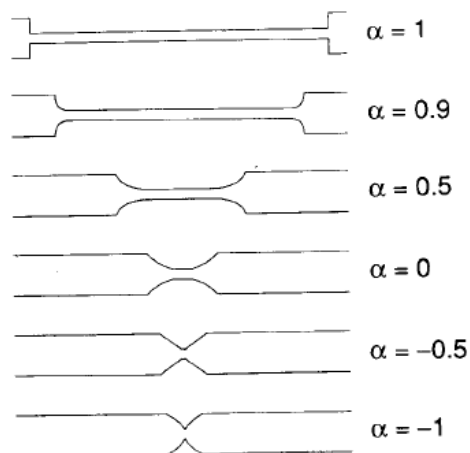


FIGURE 3.3 Profils longitudinaux selon différentes valeurs du paramètre de flamme  $\alpha$ , tiré de (45). Un paramètre  $\alpha$  de 0 est souvent employé, car il est un bon compromis entre un composant court et adiabatique.

### 3.4 Montage de caractérisation des composants

Les coupleurs fabriqués sont caractérisés en transmission (amplitude et phase) afin de vérifier s'ils satisfont aux caractéristiques d'un hybride optique. La première partie de la caractérisation vise à vérifier la condition d'équipartition. La transmission en longueur d'onde de chacune des branches du coupleur est mesurée par rapport à une référence injectée dans une branche d'entrée au choix. La seconde partie vise à vérifier les déphasages relatifs des signaux de sortie entre eux. Ceci implique de choisir deux ports d'entrée parmi ceux disponibles et mesurer les phases relatives des signaux de sortie. Les deux étapes de caractérisation peuvent être combinées dans le montage présenté à la figure 3.4, le composant à caractériser étant placé dans le carré pointillé.

Le montage repose sur la possibilité de changer le trajet de la lumière selon l'information que nous cherchons à collecter. Les éléments  $m \times n$  ( $4 \times 4$ ,  $1 \times 2$ ,  $1 \times 4$ ) sont des commutateurs optiques, c'est-à-dire des composants qui peuvent aiguiller la lumière d'une entrée sélectionnée à une sortie choisie par l'utilisateur parmi celles disponibles. Les commutateurs et l'acquisition de données sont contrôlés par ordinateur (non illustré sur le schéma) via *LabView* ou *MatLab*. Chaque source est employée pour un type de caractérisation et est envoyée au composant par le commutateur  $4 \times 4$ . La source laser est divisée en deux parties par un coupleur  $2 \times 2$ . La première partie est décalée en fréquence de 25 MHz par un modulateur acousto-optique et sert de signal modulé. La seconde partie passe par un contrôleur de polarisation, ici des boucles de Lefèvre, afin que les signaux injectés dans le

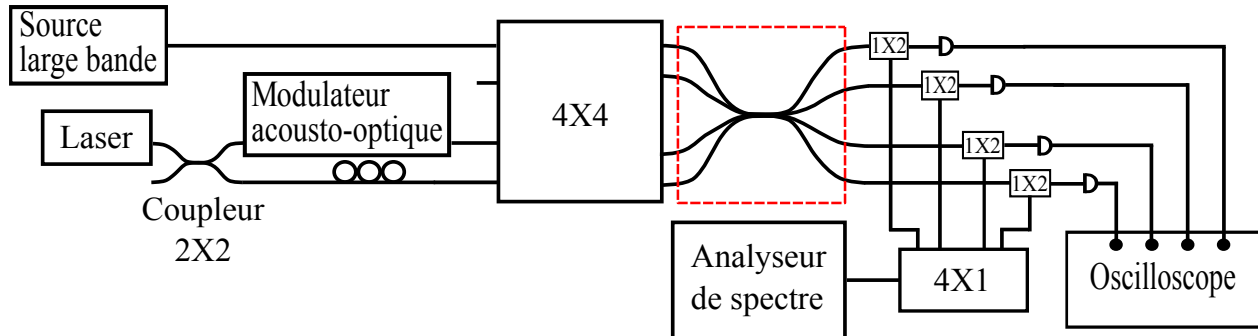


FIGURE 3.4 Montage de caractérisation pour des composants à trois et quatre fibres. Deux sources sont disponibles pour la caractérisation et elles sont employées indépendamment. La source laser est divisée pour former deux signaux : l'un est décalé en fréquence par le modulateur acousto-optique et le second est ajusté en polarisation à l'aide d'un contrôleur de polarisation (boucles de Lefèvre illustrée avec trois cercles sur la branche du bas). Le commutateur  $4 \times 4$  sert à diriger les sources vers les branches voulues en entrée du composant à caractériser, se trouvant dans le carré pointillé. Chacune des sorties du coupleur peut être envoyée vers un analyseur de spectre ou vers un photo-détecteur puis un oscilloscope à l'aide de commutateurs optiques ( $1 \times 2$ ,  $4 \times 1$ ).

coupleur aient la même polarisation. Dans les boucles de Lefèvre, la fibre est enroulée sur trois boucles d'un diamètre de 5 cm, avec respectivement deux tours sur la première boucle, trois tours sur la seconde et deux tours sur la dernière. Les boucles peuvent être orientées indépendamment sur le support afin d'appliquer des torsions à la fibre et par contraintes induire une biréfringence qui change l'état de polarisation. Les première et troisième boucles agissent comme des lames quart-d'onde, alors que la boucle centrale agit comme une lame demi-onde, ce qui permet d'atteindre tous les états de polarisation possibles. Les sorties du coupleur à caractériser peuvent ensuite être envoyées vers un analyseur de spectre optique via des commutateurs optiques  $1 \times 2$  et  $1 \times 4$ . L'autre possibilité est d'envoyer les signaux de sortie sur des photo-détecteurs pour être convertis en signaux électriques analogiques. Ces signaux sont ensuite lus et enregistrés à l'oscilloscope. Les déphasages entre ces signaux sont retrouvés par traitement mathématique et constituent directement l'information de phase pertinente à la caractérisation du coupleur.

### 3.4.1 Caractérisation par un port : réponse spectrale

La première information à collecter par rapport au composant produit est la transmission des différents ports en fonction de la longueur d'onde. Ceci est nécessaire afin de faire des

ajustements fins au composant pour placer l'équipartition à une longueur d'onde particulière, souvent autour de 1 550 nm pour les composants de télécommunication. Pour ce faire, la figure 3.5 montre les éléments du montage employés. Il s'agit tout simplement d'injecter à l'entrée du coupleur la lumière émise par une source large bande dans la plage des longueurs d'onde où on désire connaître la réponse du composant et de regarder les spectres de chacune des sorties du composant sur un analyseur de spectre optique. Les données à prendre sont donc les traces spectrales de chacun des quatre ports de sortie pour chaque port d'entrée, donc les 9 ou 16 possibilités s'il s'agit d'un coupleur  $3 \times 3$  ou  $4 \times 4$  respectivement. Les traces acquises sont reportées sur un graphique de transmission en fonction de la longueur d'onde selon chaque port d'entrée.

Avec ces traces, il est possible de retrouver plusieurs caractéristiques du composant, telles les longueurs d'onde d'équipartition, les pertes selon la longueur d'onde, des éventuels problèmes de structure et la dépendance en longueur d'onde des taux de branchement. Les réponses en longueurs d'onde attendues ressemblent à une petite région issue des figures 2.8 ou 2.20. La première condition sur l'hybride est respectée pour la longueur d'onde d'équipartition. Il reste à vérifier la condition sur les phases.

La transmission d'une sortie d'un composant est simplement le rapport entre la puissance mesurée à cette sortie  $P$  et la puissance injectée en entrée du composant  $P_0$ . La relation entre les traces en dB et la transmission linéaire est donnée par l'expression suivante,

$$[\text{dB}] = 10 \log \left( \frac{P}{P_0} \right). \quad (3.8)$$

Le taux de branchement est calculé avec la fraction de signal répartie sur les ports de sortie. Par exemple, pour le port  $i$  d'un composant à trois fibres, avec  $P_i$  la puissance mesurée à la sortie  $i$ ,

$$\tau_i = \frac{P_i}{P_1 + P_2 + P_3}. \quad (3.9)$$

Enfin, les pertes du composant sont calculées à l'aide de la transmission totale du composant, ici en échelle logarithmique pour un composant à trois fibres,

$$\gamma = 10 \log \left( \frac{P_1 + P_2 + P_3}{P_0} \right). \quad (3.10)$$

### 3.4.2 Caractérisation par deux ports : phase des signaux

Une fois la longueur d'onde d'équipartition connue, c'est à cette longueur d'onde que les mesures des décalages entre les signaux de sortie sont effectuées. Les éléments du montage



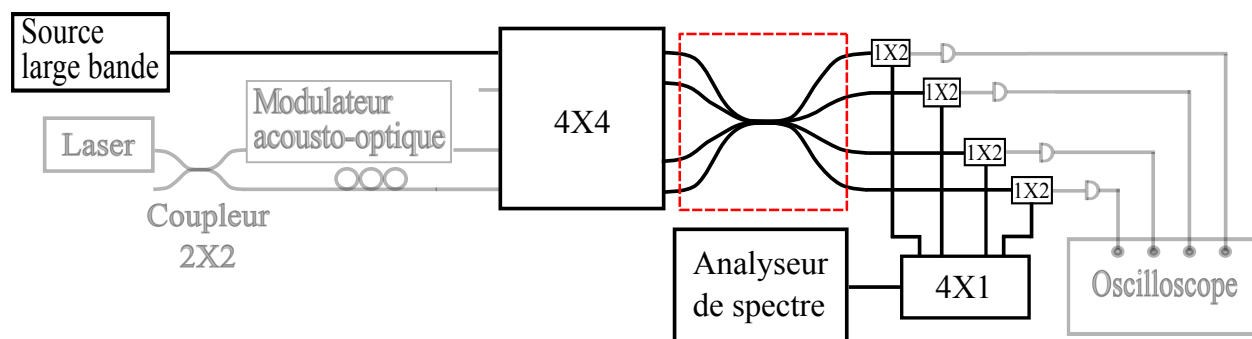


FIGURE 3.5 Configuration pour la mesure des réponses spectrales de composants. On injecte une source large bande sur chaque branche d'entrée du coupleur de façon séquentielle grâce au commutateur  $4 \times 4$  et on mesure les spectres transmis pour chaque branche de sortie grâce à l'analyseur de spectre.

employés sont illustrés à la figure 3.6.

Cette partie est plus complexe et requiert plus de minutie, car les longueurs de fibre doivent être les mêmes quel que soit le trajet de la lumière (donc quelles que soient les branches sélectionnées pour l'analyse). La précision requise sur la longueur des fibres est de l'ordre du millimètre ou inférieure si possible. La source laser employée doit aussi être accordable en longueur d'onde afin d'injecter la longueur d'onde de l'équipartition trouvée précédemment. Le coupleur  $2 \times 2$  à la sortie du laser sert à séparer le signal du laser en deux faisceaux, sa réponse en longueur d'onde est donnée à la figure 3.7. 60 % ( $-2,2$  dB) du signal laser est injecté dans le modulateur acousto-optique, qui comporte environ 2 dB de pertes. L'autre signal est composé de 40 % ( $-4$  dB) du signal laser et va dans un contrôleur de polarisation (boucles de Lefèvre) qui permet d'ajuster la polarisation de la lumière pour qu'elle soit la plus semblable possible à celle de la branche sortant du modulateur acousto-optique. De cette façon, les signaux qui arrivent au coupleur à caractériser sont de même intensité et de même polarisation, ce qui assure un contraste maximal des signaux de sortie.

Un des signaux injectés sert de référence alors que le second sert de signal. Il est décalé en fréquence de 25 MHz grâce à un modulateur acousto-optique. Ce décalage en fréquence est l'équivalent d'un balayage en phase et simule un signal d'information dont la phase varie linéairement dans le temps. Les sorties du coupleur sont envoyées sur des photodétecteurs qui transforment les signaux optiques en signaux électriques. Ces signaux sont finalement visualisés à l'oscilloscope. Les câbles électriques, tout comme les fibres, doivent être de la même longueur afin de ne pas introduire de délais entre les quatre signaux de sortie, ce qui introduirait un biais sur le décalage mesuré. La précision requise sur les longueurs de

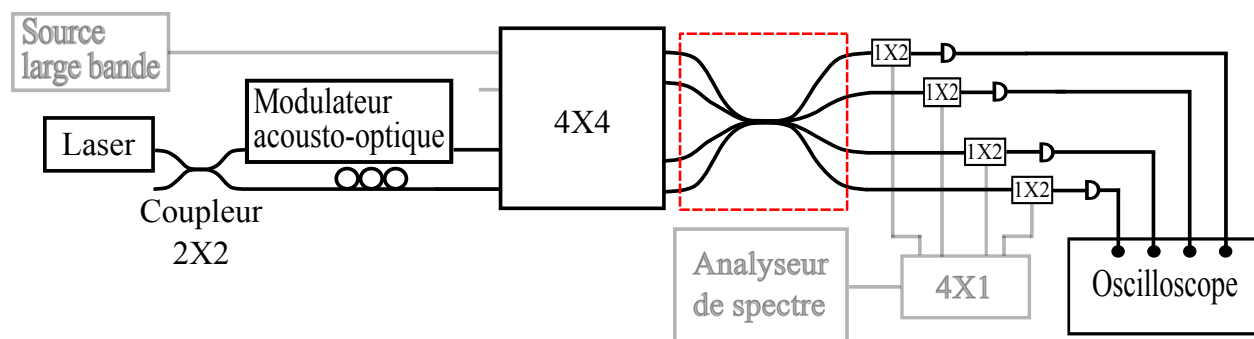


FIGURE 3.6 Configuration pour la mesure des phases relatives des signaux de sortie de composants. On se sert d'une source laser cohérente que l'on divise pour former les deux signaux d'entrée. Chaque combinaison de deux branches d'entrée est testée et les signaux électriques à l'oscilloscope sont mesurés. Ces signaux serviront à retrouver les phases relatives par traitement mathématique.

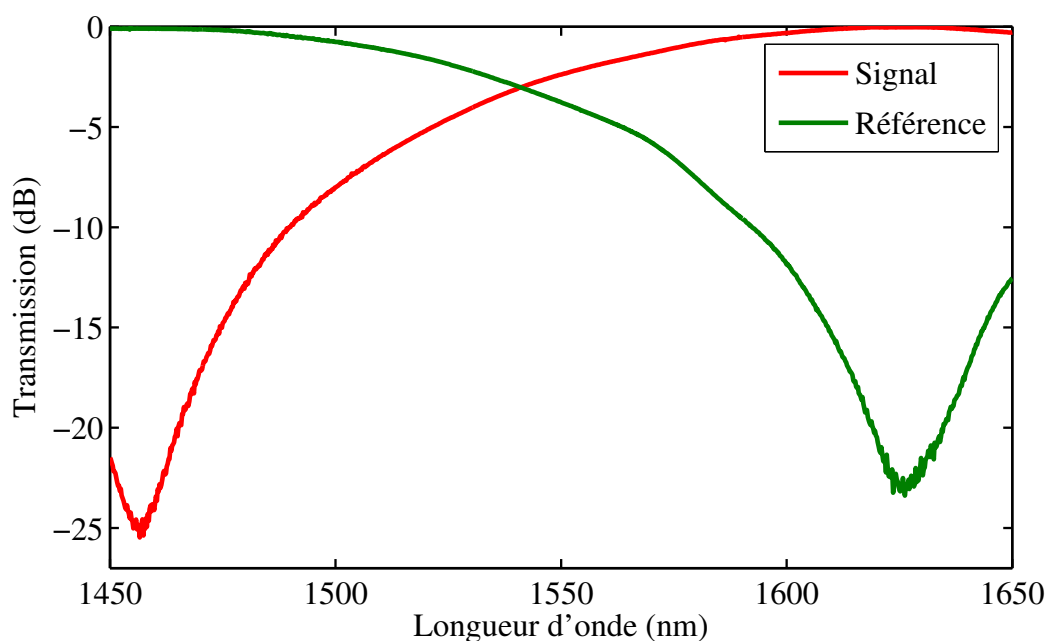


FIGURE 3.7 Réponse spectrale du coupleur  $2 \times 2$  débalancé permettant de séparer le signal du laser en deux signaux, un de référence et l'autre modulé en phase. Le signal de référence sort de la branche verte, alors que le signal allant au modulateur acousto-optique sort de la branche rouge. Ce coupleur est optimal lorsqu'il est employé à 1550 nm sur le montage de caractérisation, car il permet de compenser les pertes du modulateur acousto-optique à cette longueur d'onde.

câbles est de l'ordre du centimètre ou moins, sinon les retards de phase dus aux câbles seront mesurables. Les données à prendre sont les signaux de sortie à l'oscilloscope pour chaque permutation de deux ports d'entrée parmi ceux disponibles, donc 3 ou 6 permutations (soit 9 ou 24 traces) selon qu'il s'agit d'un coupleur  $3 \times 3$  ou  $4 \times 4$  respectivement. Les traces attendues ont l'allure des figures 2.9 et 2.21 en configuration hybride ou 2.22 avec deux branches diagonales pour un coupleur  $4 \times 4$ .

Une fois les signaux acquis, on fait un traitement logiciel dans lequel on effectue un ajustement sinusoïdal selon la technique des moindres carrés sur chacune des traces afin de calculer les décalages sous forme de différences de phases entre chacun des signaux. Les paramètres ajustables sont la fréquence, l'amplitude et la phase des sinus. Les décalages sont mesurés à l'aide de la phase relative entre chaque ajustement sinusoïdal et l'un de ces ajustements comme référence. Avec cette configuration de montage, il est aussi possible d'extraire la dépendance en longueur d'onde des phases de sortie du coupleur. Les phases et leur dérive en longueur d'onde sont ensuite représentées sur un diagramme de constellation. Le diagramme de constellation est en coordonnées polaires, où chaque point représente l'amplitude de l'ajustement sinusoïdal et la phase relative d'une sortie du composant. Le diagramme de constellation idéal aurait donc trois points répartis sur un cercle de rayon constant, séparés de  $120^\circ$  dans le cas d'un hybride  $120^\circ$ , tel qu'illustré à la figure 3.8 ou quatre points séparés de  $90^\circ$  dans le cas de l'hybride  $90^\circ$ , tel qu'illustré à la figure 3.9.

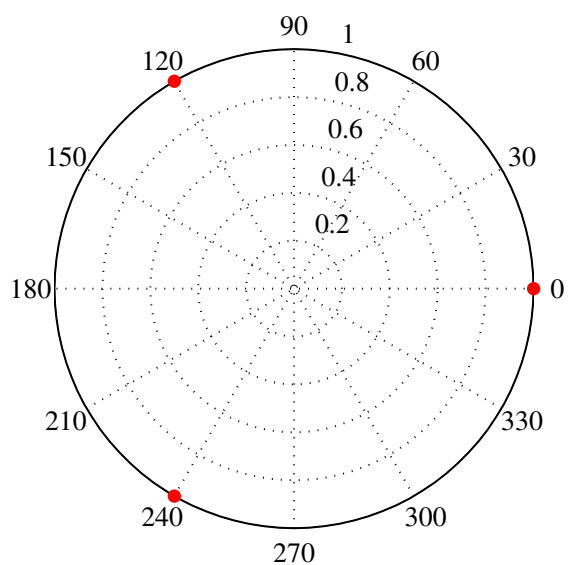


FIGURE 3.8 Diagramme de constellation normalisé des signaux de sortie d'un hybride  $120^\circ$  idéal.

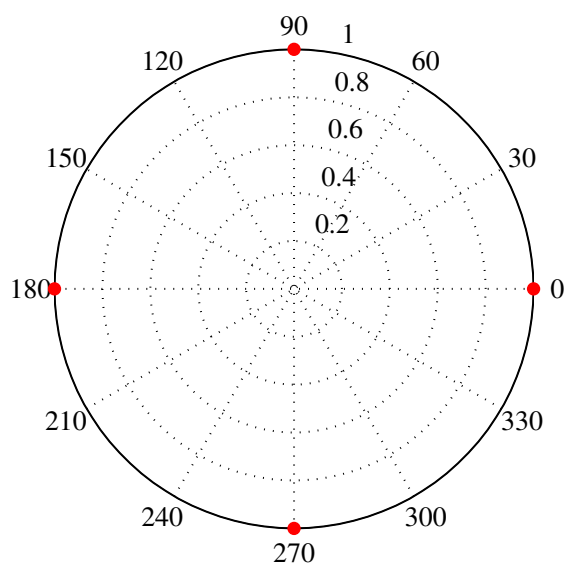


FIGURE 3.9 Diagramme de constellation normalisé des signaux de sortie d'un hybride  $90^\circ$  idéal.

## Chapitre 4

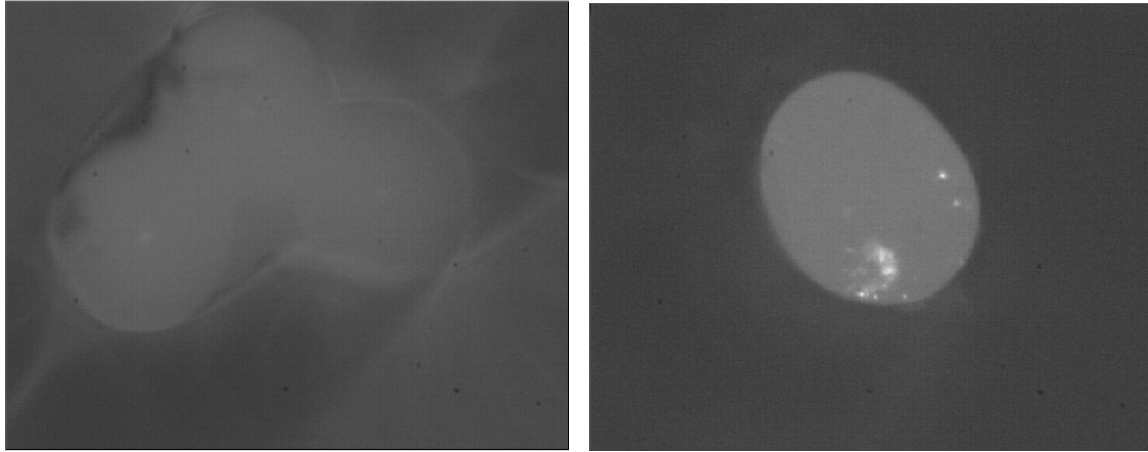
### RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les résultats expérimentaux sont présentés dans ce chapitre et concernent les coupleurs  $3 \times 3$  en triangle et les coupleurs  $4 \times 4$  en carré. Les coupleurs sont d'abord caractérisés en transmission pour chaque combinaison de ports d'entrée. Ensuite, les coupleurs sont caractérisés en phases pour des paires de ports d'entrée pour quantifier les décalages des intensités de sortie. Les caractéristiques des coupleurs fabriqués, comme les pertes, le taux de branchement, les problèmes de structure et les phases sont déduites. Chaque section se termine par une discussion sur chaque type de coupleur et une comparaison avec les caractéristiques des hybrides optiques idéaux. La dérive en longueur d'onde des coupleurs  $4 \times 4$  est présentée, de même qu'un exemple d'application à la démodulation de signaux DQPSK.

Pour chaque type de coupleur réalisé, le même processus expérimental a été suivi. D'abord, une procédure d'installation et de nettoyage des fibres sur le montage est établie. Ensuite, cinq à dix essais destructifs sont réalisés pour calibrer les degrés de fusion et trouver une bonne recette de fusion. Des composants supplémentaires sont ensuite fabriqués avec étirage pour se familiariser avec les réponses en longueur d'onde et le conditionnement des composants. Finalement, les vrais essais suivent et chaque coupleur est caractérisé avant de passer au suivant afin d'effectuer une rétroaction guidant la recherche des paramètres optimaux (minimiser les pertes, ajuster la longueur d'onde d'équipartition, ajuster les décalages). Pour les coupleurs  $3 \times 3$ , une vingtaine de coupleurs ont été réalisés, alors que pour les  $4 \times 4$ , environ 70 coupleurs ont été réalisés. Le procédé actuel permet de fabriquer un coupleur  $3 \times 3$  en 1h30, alors que 6 heures sont requises dans le cas du  $4 \times 4$ . Chaque type de coupleur prend une demi-journée à caractériser.

#### 4.1 Coupleurs $3 \times 3$

La fusion a été calibrée à l'aide d'essais destructifs pour visualiser les profils transverses et évaluer la qualité de l'installation des fibres en triangle. Une section transverse typique est présentée à la figure 4.1. Le composant a été clivé au centre de la section étirée, puis placé sous un microscope. Les fibres sont ensuite clivées et placées à proximité d'une lampe blanche puissante pour coupler de la lumière dans les cœurs afin de pouvoir les distinguer du reste de la structure.



(a) Exemple de fusion faible.

(b) Exemple de fusion forte

FIGURE 4.1 Section transverse expérimentale d'un coupleur  $3 \times 3$  fusionné vue sous un microscope. Les cœurs sont peu visibles dans la structure, car la lampe employée pour y injecter de la lumière blanche était peu puissante.

On peut voir que les cœurs sont placés sur les sommets d'un triangle équilatéral à plus ou moins  $2 \mu\text{m}$ . Cette structure doit être conservée tout au long de la zone de fusion pour que le coupleur ait la réponse en longueur d'onde prédite théoriquement.

Les coupleurs  $3 \times 3$  en triangle ont été réalisés avec une forte fusion et une recette permettant des pentes exponentielles, soit une flamme à balayage constant de largeur 8 mm. De cette façon, le composant a une longueur centrale  $l_0$  de 8 mm et une longueur totale de 18 mm. Ceci donne un ITR de 0,33.

Une fois l'étirage et les retouches complétées, la transmission de chaque branche est mesurée en fonction de la longueur d'onde. Un spectre de transmission typique est présenté à la figure 4.2.

Ce type de graphique présente le signal optique transmis par chacune des branches de sortie du coupleur en fonction de la longueur d'onde lorsqu'on injecte une source large bande dans une des fibres d'entrée. En changeant la fibre d'injection, on obtient des réponses semblables en longueur d'onde. Pour chaque longueur d'onde, on somme la transmission de chaque port de sortie et on obtient ce qu'il convient d'appeler les pertes du composant. Il s'agit en fait de la transmission totale. Les pertes ont été évaluées après la caractérisation et sont d'environ 0,7 dB de 1500 nm à 1600 nm. Pour s'affranchir de l'effet des pertes, on peut également normaliser la transmission totale et obtenir ainsi le taux de branchement en fonction de la longueur d'onde. Ceci donne directement la fraction du signal utile se retrouvant sur chacune des branches de sortie en fonction de la longueur d'onde. Les taux de branchement sont présentés à la figure 4.3 en fonction de la longueur d'onde.

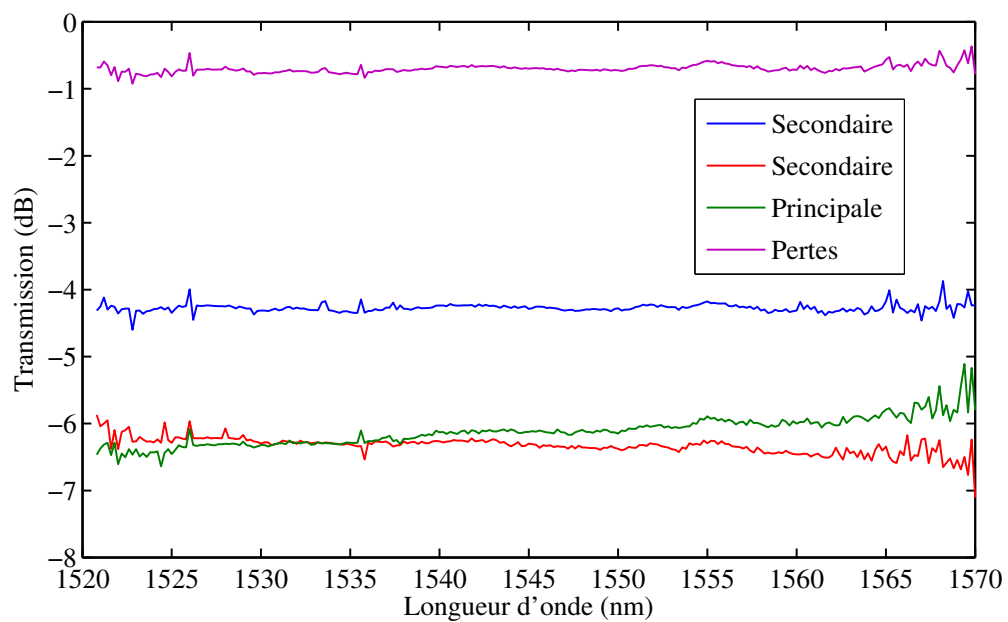


FIGURE 4.2 Transmission en longueur d'onde d'un coupleur  $3 \times 3$  lorsqu'on injecte dans la branche verte. Le pseudo-croisement est situé autour de 1535 nm.

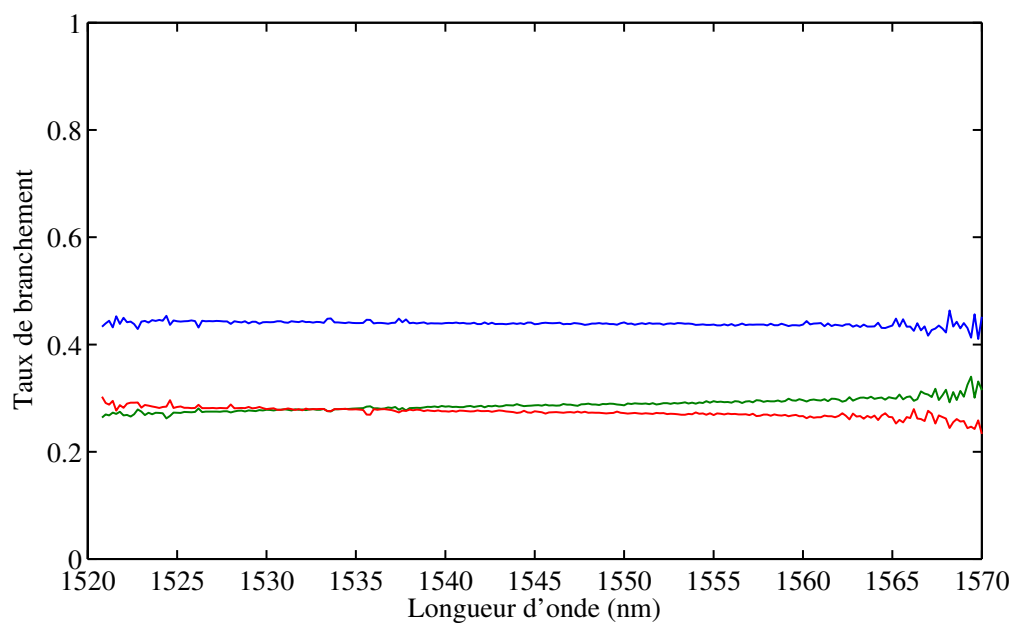


FIGURE 4.3 Taux de branchement en longueur d'onde d'un coupleur  $3 \times 3$  lorsqu'on injecte dans la branche verte.

On peut voir sur les transmissions en longueur d'onde qu'il y a un pseudo-croisement. Ce dernier n'est pas un croisement parfait à 33 % ou  $-4$  dB comme prédit théoriquement. Ceci est dû à la levée de dégénérescence des fibres secondaires. Si la structure était un triangle équilatéral parfait sur toute la longueur du composant, les deux traces seraient superposées. Cependant, la structure n'est pas parfaitement homogène le long de la zone de fusion, causant une levée de dégénérescence des deux traces. Si cette différence de transmission est inférieure à 2 dB (trouvé empiriquement), alors il est possible d'obtenir les relations de phases désirées en sortie. Si à l'étirage on constate que le couplage dans ces branches diffère de plus de 2 dB, alors il n'est pas possible d'obtenir les relations de phases voulues. Ce jalon a été établi expérimentalement après avoir caractérisé plusieurs coupleurs. Il a été remarqué que si les branches secondaires ont une différence de transmission de plus de 2 dB, les phases en sortie s'écartent de plus de  $10^\circ$  des phases attendues. Cet écart est dû à un problème de structure du coupleur et constitue un critère de rejet des composants sur le banc en cours de fabrication.

Sur le plan des décalages des intensités de sortie, on obtient les signaux de la figure 4.4 à l'oscilloscope avec la configuration de caractérisation de la figure 3.6. Ce type de graphique présente directement les tensions de sortie des photodiodes collectant le signal optique en sortie du coupleur. Ainsi, on retrouve les trois signaux de sortie décalés dans le temps lorsqu'on injecte par deux branches en entrée. On peut remarquer plusieurs éléments sur les signaux bruts. Tout d'abord, la composante continue n'est pas égale pour chacun des signaux pour deux raisons : l'intensité injectée est différente pour chacun des deux ports d'entrée à cause d'imperfections du montage de caractérisation, et le composant n'est pas exactement équipartiteur sur toute la plage de longueurs d'onde considérée. La composante continue a donc été retirée des signaux tracés afin d'améliorer la visibilité des décalages. De plus, le contraste dépend de la différence de polarisation entre les deux signaux injectés. La polarisation d'une des branches a été ajustée au mieux grâce à des boucles de Lefèvre, mais ne concorde pas parfaitement.

On peut calculer le décalage entre les signaux de sortie sous forme d'une phase relative entre les signaux de sortie et reporter ces mesures sur un diagramme de constellation, comme sur la figure 4.5. Un ajustement sinusoïdal est effectué sur chacune des traces avec comme paramètres libres une amplitude et une phase. Chaque point du diagramme de constellation a comme rayon l'amplitude du signal ajusté et comme angle la phase relative par rapport au premier signal.

Le diagramme de constellation théorique est composée de trois points disposés à  $120^\circ$  d'écart sur un cercle de rayon égal à l'intensité mesurée. On peut voir que les signaux de sortie n'ont pas tout à fait la même intensité, mais elles sont semblables. De plus, on remarque que les phases sont disposées environ à  $120^\circ$  et que le plus grand écart par rapport à la valeur



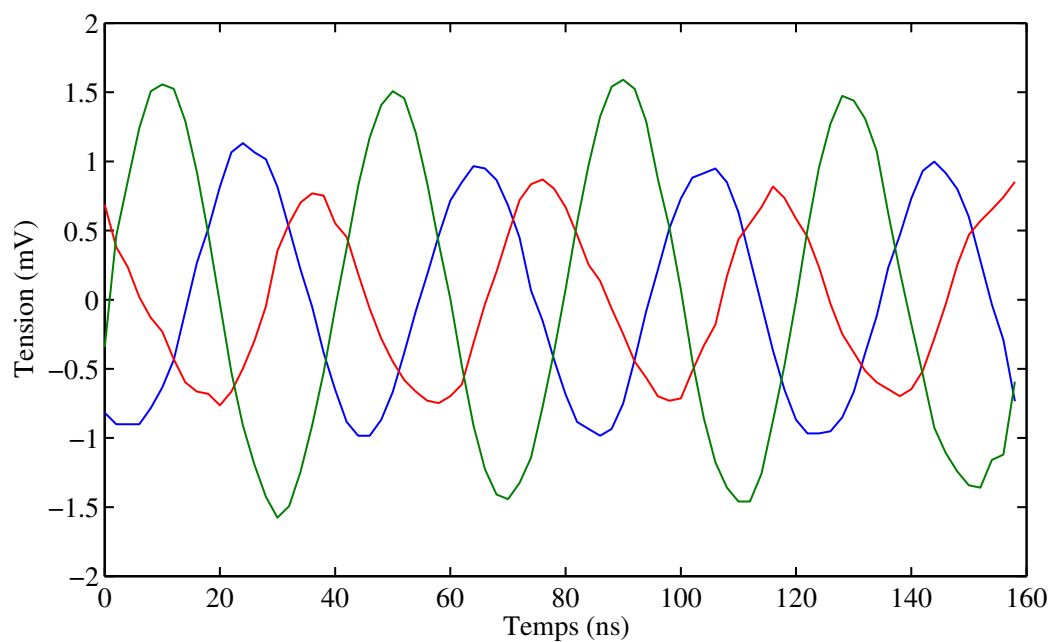


FIGURE 4.4 Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par les branches bleue et verte.

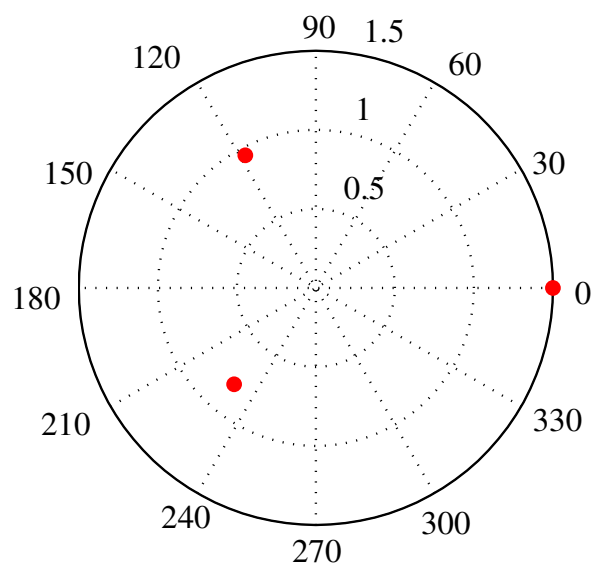


FIGURE 4.5 Diagramme de constellation d'un coupleur  $3 \times 3$  à 1535 nm.

attendue est de  $9^\circ$  à 1535 nm. La condition à respecter sur la symétrie de la structure est relativement lâche, car un pseudo-croisement avec un écart de 2 dB permet tout de même d'obtenir des phases près de la valeur théorique en sortie.

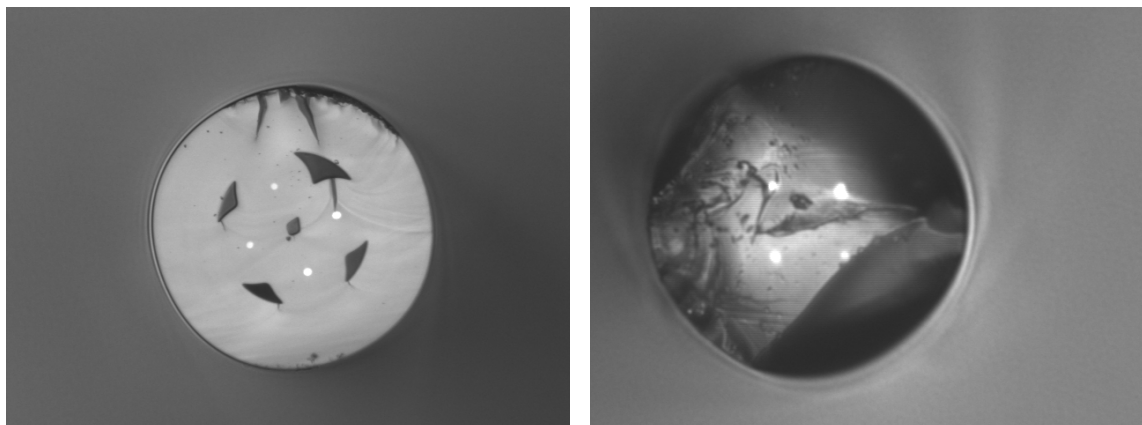
Les conditions nécessaires pour avoir un hybride  $120^\circ$  sont au nombre de deux. La première condition est l'équipartition des signaux de sortie lorsqu'on injecte par une branche d'entrée. Cette condition est remplie de façon satisfaisante expérimentalement. En plus, le composant présente une réponse en longueur d'onde assez plate sur la plage de 1500 nm à 1600 nm, ce qui est dû au faible étirage. Ensuite, les décalages sous forme de phases relatives entre les signaux de sortie doivent être de  $120^\circ$  et cette condition est remplie de façon satisfaisante expérimentalement. L'élément crucial à améliorer pour optimiser les caractéristiques des hybrides est la structure triangulaire. Un support mécanique sur mesure éviterait d'avoir à torsader les fibres et assurerait une structure uniforme sur l'ensemble du composant.

## 4.2 Coupleurs $4 \times 4$

La fusion a été calibrée à l'aide d'essais destructifs pour mesurer les profils transverses et évaluer la qualité de l'installation en carré des fibres. Des sections transverses typiques sont présentées à la figure 4.6.

On peut voir que les cœurs sont bien disposés en carré. En mesurant leur position exacte, on trouve qu'ils sont bien disposés sur les sommets d'un carré de  $125 \mu\text{m}$  à plus ou moins  $1 \mu\text{m}$  près. Cette précision au niveau de la structure est essentielle pour assurer des réponses optiques adéquates. Il est donc essentiel d'avoir des tubes de verre de diamètre interne très bien contrôlé ( $303 \pm 1 \mu\text{m}$ ) afin de produire des composants de façon reproductible. Une déviation de  $1 \mu\text{m}$  à peine de la forme carrée est suffisante pour compromettre la condition d'équipartition et les phases des composants. Pour la fabrication des composants, on recherche un degré de fusion élevé pour remplir le trou d'air au centre de la structure.

Sur le plan de l'étirage, les coupleurs  $4 \times 4$  en carré ont été réalisés avec une recette permettant des pentes exponentielles, soit une flamme à balayage constant de largeur 20 mm. De cette façon, le composant a une longueur centrale  $l_0$  de 20 mm et une longueur totale de 68 mm. Cette grande longueur finale du composant provient de la paroi relativement épaisse des tubes employés. Ceci donne un ITR final de 0,18. Les paramètres expérimentaux sont loin de ceux prédits théoriquement. Ceci peut s'expliquer par la présence du tube de verre, qui vient ajouter une quantité conséquente de verre à la structure initiale à quatre fibres. De plus, l'indice de réfraction du tube est très proche de celui de la gaine optique des fibres, ce qui change les propriétés optiques et peut faire diverger le comportement expérimental des modes de celui théorique.



(a) Exemple de fusion faible.

(b) Exemple de fusion forte.

FIGURE 4.6 Section transverse expérimentale d'un coupleur  $4 \times 4$  fusionné vue sous un microscope. Les points plus lumineux sont les cœurs, dans lesquels est injectée une lumière blanche en amont du coupleur.

Une fois l'étirage et les retouches complétés, les spectres de transmission de deux bons coupleurs, les coupleurs A et B, sont présentés aux figures 4.7 et 4.8. Les pertes ont été calculées après la caractérisation et valent environ 0,4 dB et 0,7 dB respectivement sur la plage de longueur d'onde de 1 500 nm à 1 600 nm. On en tire les taux de branchement aux figures 4.9 et 4.10 en fonction de la longueur d'onde.

On peut voir sur les réponses en longueur d'onde un écart par rapport à la réponse théorique. En effet, pour le coupleur A, il y a un pseudo-croisement vers 1 547 nm qui n'est pas exactement à 25 % ou  $-6$  dB. Il en est de même pour le coupleur B, bien que son pseudo-croisement soit situé autour de 1 570 nm. Ceci est dû à la levée de dégénérescence des deux branches diagonales. Ces deux branches ont en théorie des réponses strictement égales, alors qu'ici il y a un léger écart entre elles. Ceci s'explique par un problème au niveau de la structure carrée des fibres. Si les cœurs ne sont pas exactement positionnés sur les sommets d'un carré, alors cet écart en transmission apparaît. Aussi toute déformation par rapport à la symétrie d'ordre 4 implique une levée de dégénérescence des transmissions. Cette dernière est d'autant plus grande que la structure s'éloigne du carré et devient trapézoïdale. Cependant, un faible écart est tolérable : tant que l'écart en transmission n'excède pas 1 dB, le composant se comporte comme prédit théoriquement dans tant que l'on peut obtenir les relations de phases en sortie. Ce jalon a été déterminé expérimentalement après avoir fabriqué et caractérisé plusieurs coupleurs. Si l'écart devient plus grand que ce 1 dB critique, les phases n'ont pas le comportement prédit théoriquement et il est impossible d'obtenir les relations de phases voulues en sortie, ces dernières s'écartant de plus de  $10^\circ$  des valeurs attendues.

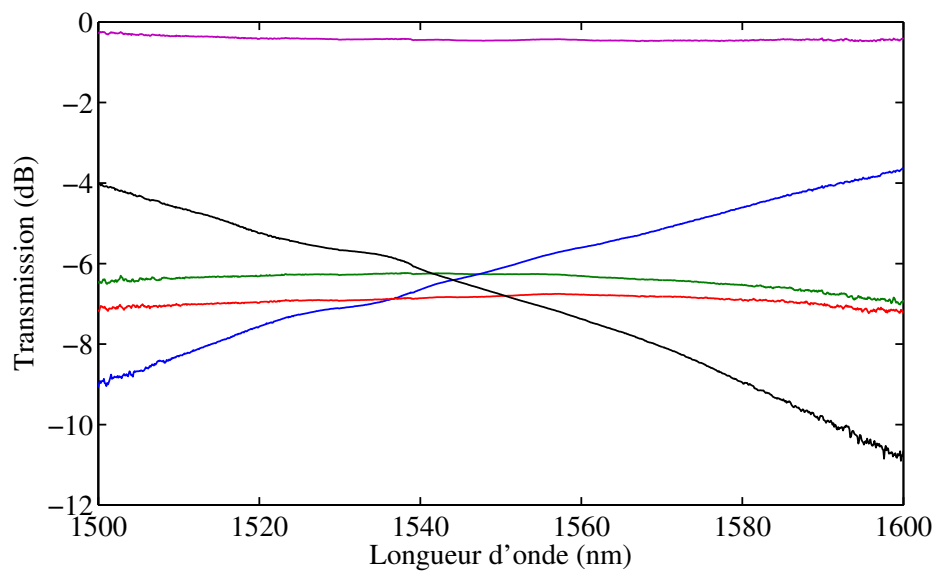


FIGURE 4.7 Transmission en longueur d'onde d'un coupleur  $4 \times 4$ , nommé coupleur A, lorsqu'on injecte dans la branche bleue. Le pseudo-croisement est situé vers 1545 nm.

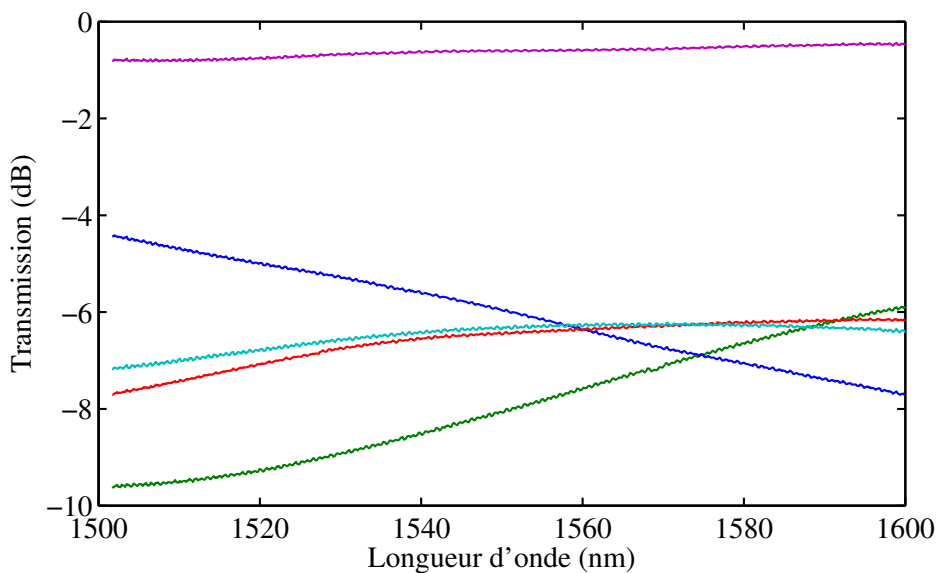


FIGURE 4.8 Transmission en longueur d'onde d'un coupleur  $4 \times 4$ , nommé coupleur B, lorsqu'on injecte dans la branche verte. Le pseudo-croisement est situé vers 1570 nm.

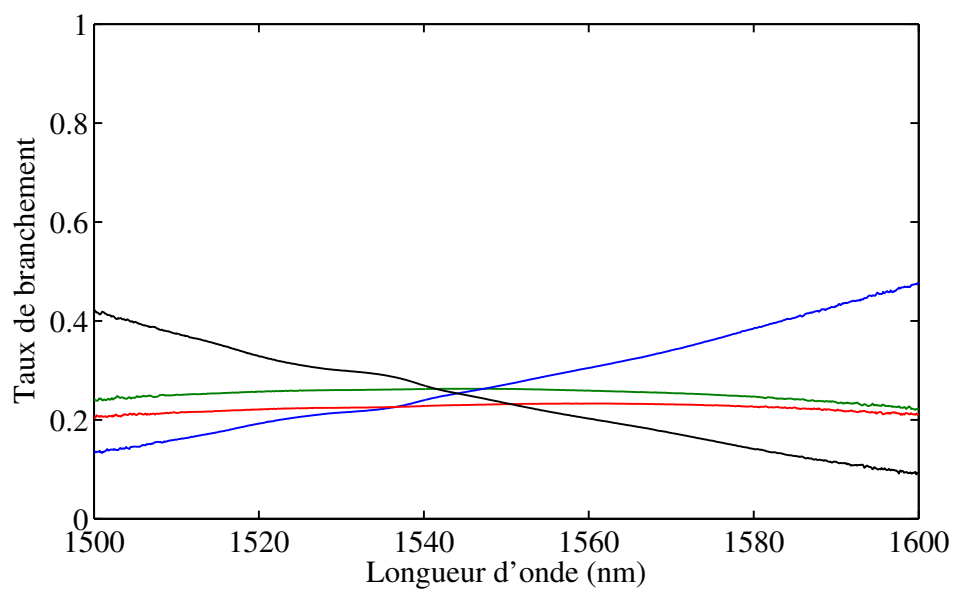


FIGURE 4.9 Taux de branchement en longueur d'onde du coupleur A lorsqu'on injecte par la branche bleue.

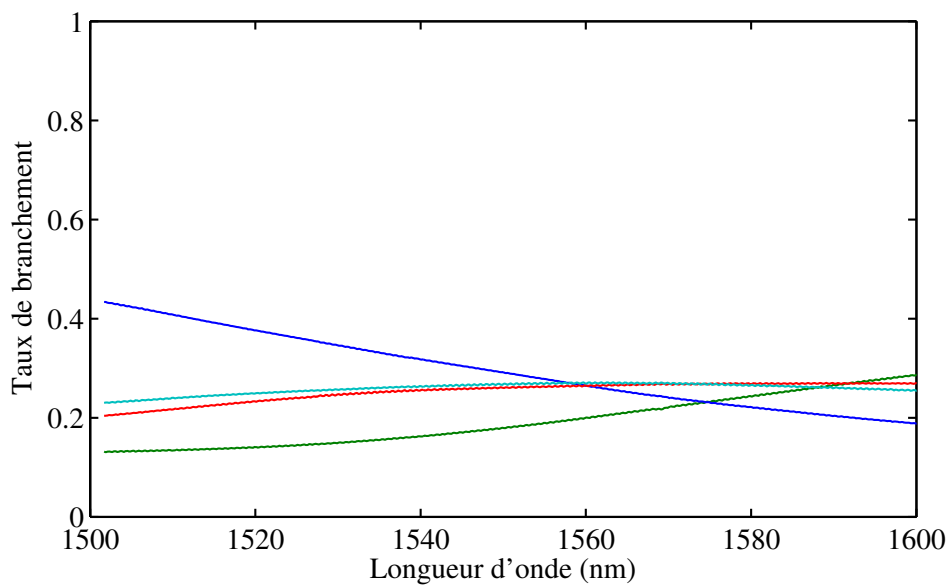


FIGURE 4.10 Taux de branchement en longueur d'onde du coupleur B lorsqu'on injecte par la branche verte.

Ceci est dû au fait qu'avec une structure trapèze, le paramètre  $\theta$  s'accumule encore plus lentement et il n'est plus possible de faire concorder les solutions en  $\alpha$  et en  $\theta$ . Ceci étant dit, lors de l'étirage, le couplage peut être observé et mesuré directement sur le banc. Lorsque le couplage des branches diagonales ne s'effectue pas de façon symétrique de plus de 1 dB, il n'est pas nécessaire de poursuivre l'étirage, car les conditions de phases ne pourront être respectées.

Les pseudo-croisements ne sont pas situés à la même longueur d'onde, car l'étirage n'a pas été arrêté au même moment pour chacun des coupleur. Le coupleur A est légèrement plus étiré que le coupleur B, ce qui a déplacé sa réponse spectrale vers les plus courtes longueurs d'onde. Lors de la fabrication, l'emplacement de la longueur d'onde d'équipartition est un paramètre ajustable qui dépend du temps d'étirage. L'ajustement du croisement est aisé sur toute la plage de 1500 à 1600 nm, car le délai est de l'ordre quelques secondes pour se déplacer sur cette plage spectrale.

Sur le plan des phases pour caractériser les décalages de signaux de sortie, on obtient les signaux bruts de la figure 4.11 pour le coupleur A à l'oscilloscope à la longueur d'onde du pseudo-croisement. Tout comme dans le cas des  $3 \times 3$ , la composante continue a été retirée des signaux présentés afin de faciliter les ajustements sinusoïdaux. Les signaux ont été ajustés avec comme paramètres libres une amplitude et une phase. Les phases relatives à un des signaux sont ensuite reportées sur un diagramme de constellation, comme la figure 4.12 pour le coupleur A. Dans le cas du coupleur B, les figures correspondantes sont respectivement les signaux bruts à la figure 4.13 et le diagramme de constellation à la figure 4.14.

Le diagramme de constellation idéal aurait des points distribués sur un cercle de rayon unité à tous les  $90^\circ$ . Ici, les signaux ont une amplitude semblable et des phases relatives très proches de  $90^\circ$ . Le plus éloigné s'écarte de  $8^\circ$  de sa phase théorique pour le coupleur A et de  $3^\circ$  pour le coupleur B.

À titre de comparaison avec le comportement théorique, si on injecte par deux entrées diagonales, les signaux de sortie doivent être deux paires de signaux dégénérés et déphasés de  $180^\circ$  entre eux. Les figures 4.15 et 4.16 illustrent la réponse expérimentale du coupleur B, qui concorde avec la théorie.

Les deux conditions pour avoir un hybride optique sont d'abord l'équipartition lorsque l'on injecte par une branche en entrée. Cette condition est remplie de façon satisfaisante expérimentalement pour les prototypes produits. Ensuite, en injectant par deux ports d'entrée de l'hybride, il faut que les signaux de sortie soit déphasés de  $90^\circ$ . Cette condition a été également remplie de façon satisfaisante d'un point de vue expérimental.

La dérive en phase du coupleur B a été mesurée. Pour ce faire, les signaux de sortie sont mesurés à 1550 nm et 1524 nm. Les phases relatives sont ensuite reportées sur le

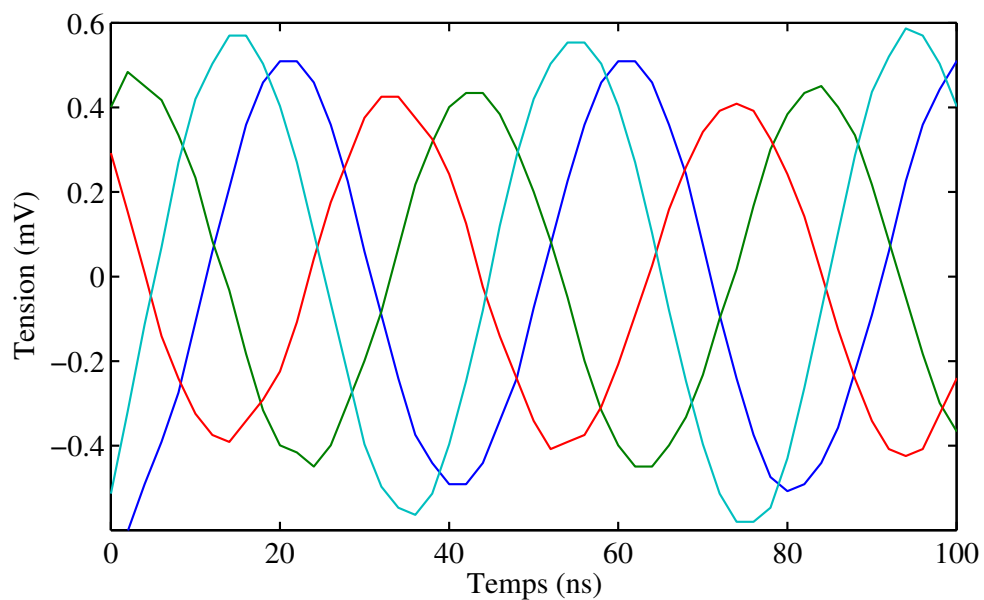


FIGURE 4.11 Coupleur A - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par les branches bleue et verte, soit deux branches adjacentes. Les signaux sont mesurés pour une longueur d'onde d'entrée de 1 545 nm.

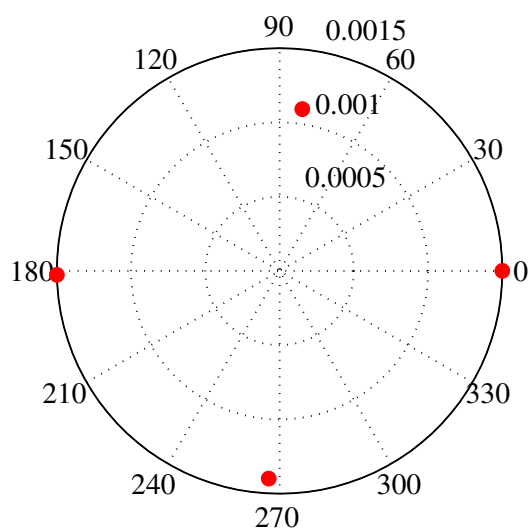


FIGURE 4.12 Diagramme de constellation d'un coupleur A.

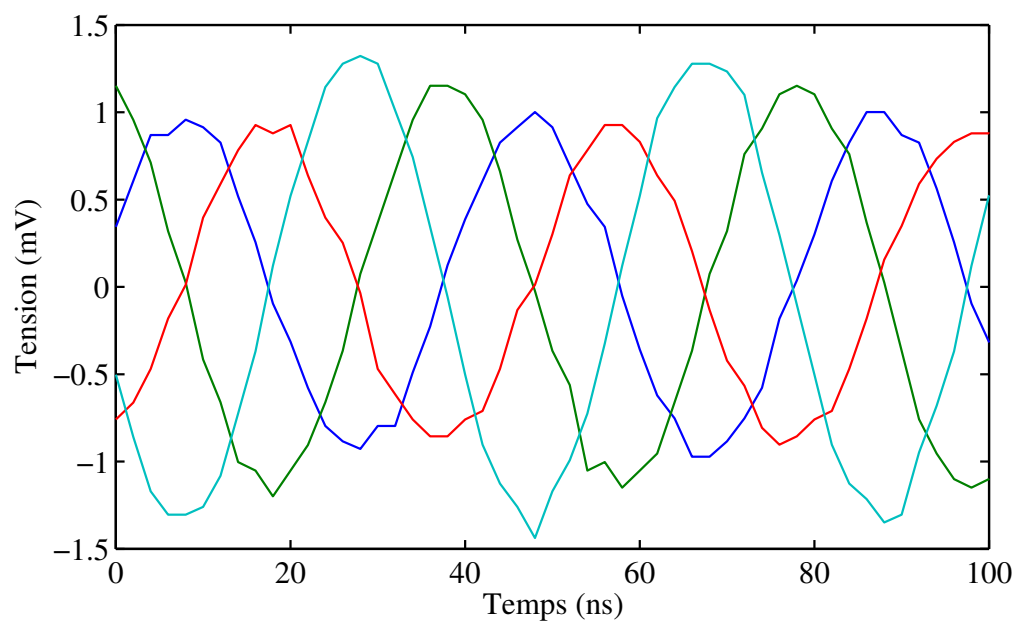


FIGURE 4.13 Coupleur B - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par les branches bleue et verte, soit deux branches adjacentes. Les signaux sont mesurés pour une longueur d'onde d'entrée de 1570 nm.

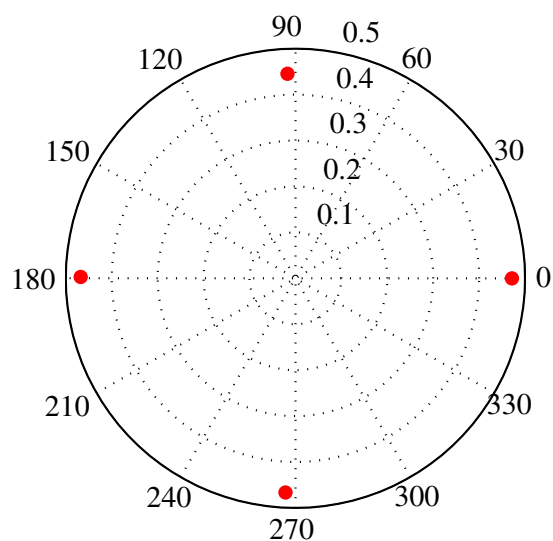


FIGURE 4.14 Diagramme de constellation du coupleur B.



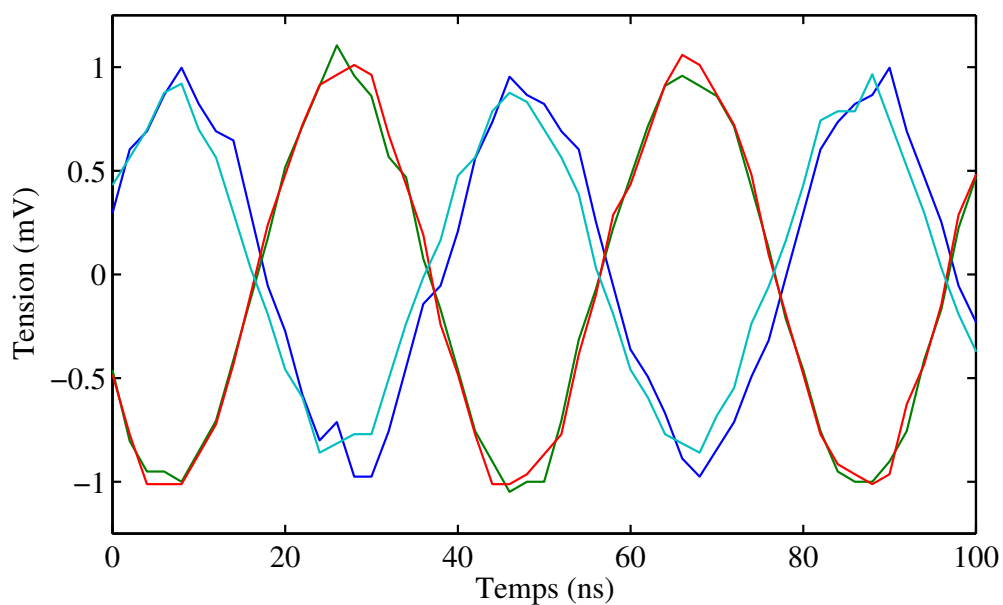


FIGURE 4.15 Coupleur B - Signaux de sortie déphasés observés à l'oscilloscope en injectant par les branches bleue et rouge, soit deux branches diagonales. Les signaux sont mesurés pour une longueur d'onde d'entrée de 1 570 nm.

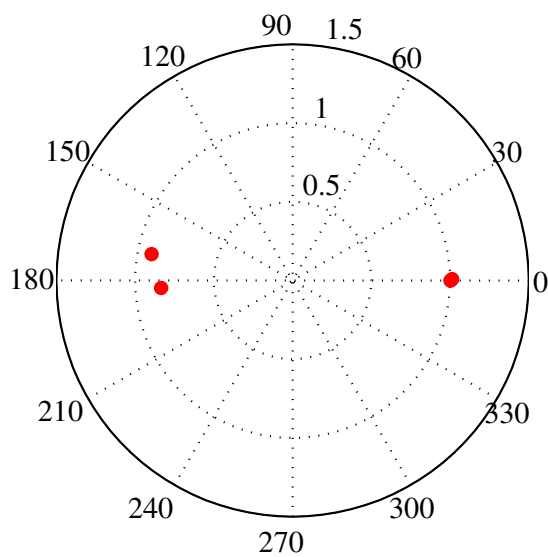


FIGURE 4.16 Diagramme de constellation du coupleur B avec deux entrées diagonales.

diagramme de constellation de la figure 4.17 et les amplitudes sont normalisées afin de faciliter la comparaison.

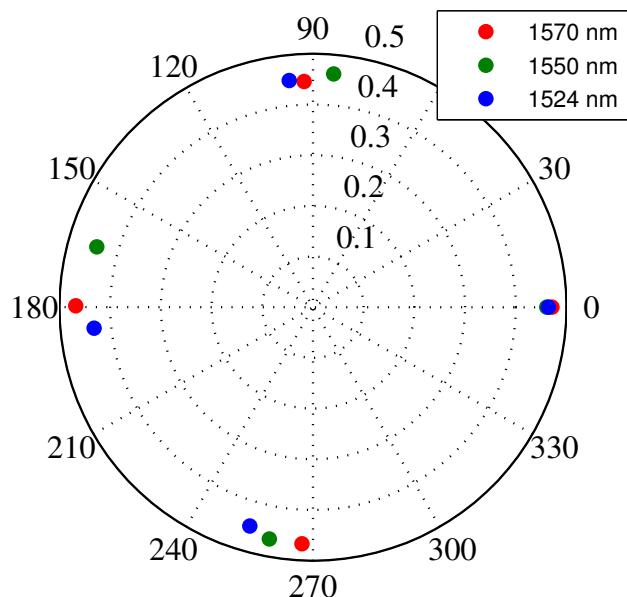


FIGURE 4.17 Dérive en phase du coupleur B.

Les phases s'écartent de plus en plus de  $90^\circ$  lorsqu'on s'éloigne de la longueur d'onde d'équipartition, ici  $1570\text{ nm}$ . À  $1550\text{ nm}$ , la phase la plus éloignée est de  $15^\circ$ , alors qu'à  $1524\text{ nm}$ , elle est de  $22^\circ$ . Ceci implique une dérive d'environ  $0,6^\circ/\text{nm}$  si on considère que la phase dérive de façon linéaire autour de la longueur d'onde de croisement et de la même façon à plus basse et à plus courte longueur d'onde. Ainsi, pour pouvoir utiliser cet hybride avec une tolérance de  $90 \pm 10^\circ$ , la plage de longueur d'onde est de  $1570 \pm 11\text{ nm}$ . Le composant ne peut donc pas être employé sur toute une bande des télécommunications.

### 4.3 Exemple d'application

Un format prometteur pour les prochains réseaux de télécommunications à  $40\text{ Gbit/s}$  et  $100\text{ Gbit/s}$  est la modulation de phase DQPSK. Dans ce format de modulation, l'information est associée à un saut de phase de l'onde porteuse. Il y a quatre niveaux possibles, séparés chacun de  $90^\circ$  de leurs voisins. Chacun de ces quatre niveaux permet d'envoyer deux bits à la fois, comme illustré sur la figure 4.18 avec un exemple d'encodage de Grey.

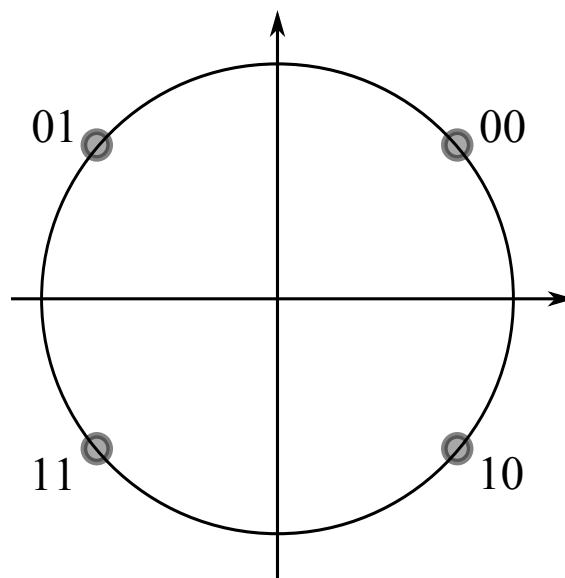


FIGURE 4.18 Diagramme de constellation de type DQPSK avec un exemple d'encodage de Grey.

Afin de reproduire à petite échelle un tel système, un montage semblable à celui permettant de caractériser les phases des hybrides est employé. La configuration expérimentale est schématisée à la figure 4.19. Une source laser est divisée en deux signaux, l'un allant dans un modulateur de phase et le second allant à un contrôleur de polarisation. Le modulateur de phase est contrôlé par un générateur à quatre niveaux de tension, permettant d'appliquer des sauts de phases de 0, 90, 180 et 270° à des fréquences allant jusqu'à 2 Gbits/s. La séquence de sauts de phases appliqués est dictée par un générateur pseudo-aléatoire de bits (PRBS pour « Pseudo-Random Bit Sequence »). Le composant prend en entrée ces deux signaux, l'un servant de référence et l'autre comportant l'information. Les quatre sorties du coupleur sont envoyées à un oscilloscope. On effectue la démodulation numériquement ce qui nous mène au diagramme de constellation.

Un exemple de diagramme de constellation issue de cette expérience est présenté à la figure 4.20. On voit clairement les quatre points correspondant aux sauts de phase de 0, 90, 180 et 270°. Un des points est légèrement décalé de sa position idéale, mais ceci est dû au générateur à quatre niveaux maison qui éprouve quelques difficultés à appliquer la tension nécessaire au saut de phase de 270°.

D'autres exemples d'applications ont été présentées en conférence, de même que l'évolution des travaux. Les comptes-rendus de conférence sont présentés aux annexes B ((46)) et C ((47), (48) et (49)).

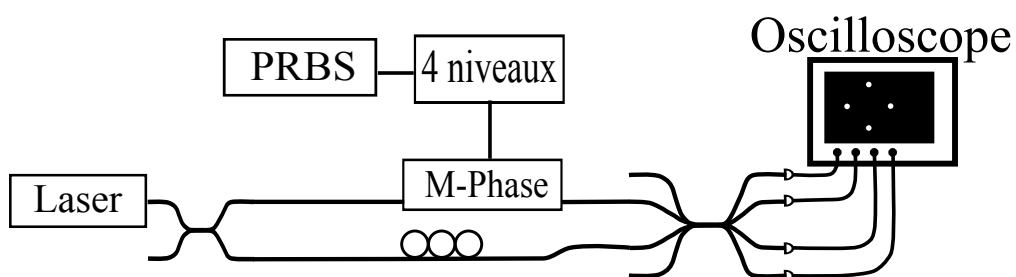


FIGURE 4.19 Schéma simplifié du montage employé pour mesurer un diagramme de constellation DQPSK à 2 Gbits/s en temps réel. Le signal du laser est divisé en deux signaux par un coupleur. Le signal d'information est créé avec un modulateur de phase géré par un PRBS et un générateur de tension à quatre niveaux. Le second signal sert de référence et passe à travers un contrôleur de polarisation. Les deux signaux sont démodulés par l'hybride. Les quatre sorties du composant sont envoyées sur quatre photodétecteurs, puis à l'oscilloscope.

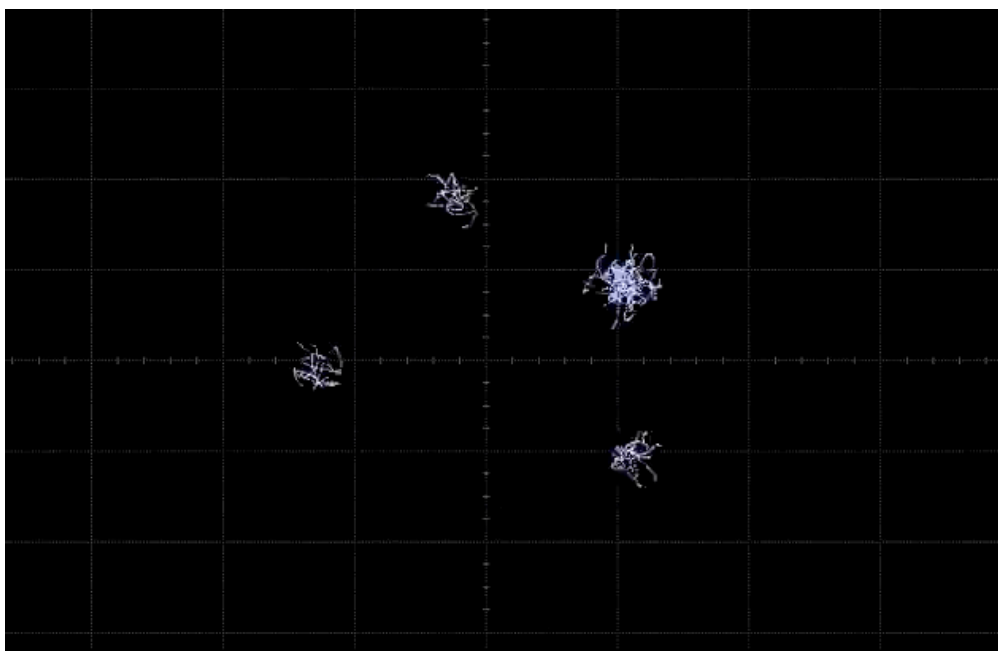


FIGURE 4.20 Diagramme de constellation DQPSK mesurée à 2 Gbits/s. Les mesures ont été réalisées par Yang Wen et Jean-Simon Corbeil.

## Chapitre 5

### CONCLUSION

Ce mémoire porte sur la fabrication et la caractérisation de coupleurs à trois et quatre fibres afin de réaliser des hybrides optiques  $120^\circ$  et  $90^\circ$ . Les composants ont été réalisés dans des fibres unimodales standards des télécommunications dans une configuration triangulaire pour les coupleurs à trois fibres et carrée pour les coupleurs à quatre fibres. L'originalité du projet réside dans le fait que ces composants hybrides n'ont jamais été réalisés à l'aide de composants tout-fibre, ce qui permet d'accéder aux avantages de la technologie tout-fibre, soit des composants passifs à faibles pertes, peu dépendants en polarisation et isolés électriquement de l'environnement.

Les composants ont été réalisés à l'aide du procédé de fusion-étirage de fibres optiques, qui consiste à installer les fibres sur des blocs moteurs linéaires et à les chauffer à l'aide d'une flamme déployée par une micro-torche. La flamme est constituée d'un mélange de propane, d'oxygène et d'argon. La première étape du processus consiste à fusionner les fibres en les chauffant à forte température afin de les faire coalescer. La seconde étape permet de chauffer cette structure fusionnée à moins haute température en l'étirant à l'aide des moteurs.

Les applications visées de ce type de composant sont du domaine de la détection cohérente, qui permet de recueillir la phase et l'amplitude d'une onde, ce qui n'est pas possible avec des détecteurs optiques conventionnels, car ceux-ci ne mesurent que l'intensité. L'application directe est la démodulation de formats avancés d'encodage pour les télécommunications, car ces derniers s'appuient sur la modulation de la phase d'une onde, de son amplitude ou des deux à la fois. Une autre applications possible est en profilométrie ou en OCT, où la connaissance complète de la phase du signal permet de lever la dégénérescence axiale.

#### 5.1 Synthèse des travaux

Le travail porte sur la fabrication et la caractérisation de composants hybrides tout-fibre réalisés dans des coupleurs monolithiques à 3 ou 4 fibres optiques. Le comportement théorique a d'abord été modélisé pour savoir si les structures proposées permettent de réaliser des hybrides optiques. Il a été montré qu'un coupleur à 3 fibres placées en triangle permet de réaliser un hybride  $120^\circ$  à son premier croisement. Il a aussi été montré qu'un coupleur à 4 fibres placées en carré permet de réaliser un hybride  $90^\circ$ . Ensuite, les contraintes de design

théoriques, telles que les longueurs de battement et les paramètres des matrices de transfert solutions pour réaliser des hybrides ont été interprétés en terme des paramètres du montage de fabrication employé (degré de fusion, ITR, largeur de balayage de la flamme). La technique de fusion-étirage a été sélectionnée et le montage ajusté aux réalités des composants à 3 et 4 fibres.

Nous avons développé un procédé de fabrication produisant des coupleurs  $3 \times 3$  présentant une transmission totale de 85 % ( $-0,7$  dB) avec une équipartition des puissances de sortie ajustables sur la plage de 1 500 nm à 1 600 nm. Les décalages entre les signaux de sortie sont de  $120 \pm 9^\circ$ . Les coupleurs  $4 \times 4$ , quant à eux, ont une transmission totale de 89 % ( $-0,5$  dB) avec une équipartition des puissances ajustables sur la plage de 1 500 nm à 1 600 nm. Les décalages entre les signaux de sortie sont de  $90 \pm 3^\circ$ . Les composants produits peuvent donc être qualifiés d'hybrides optiques respectivement  $120^\circ$  dans le cas de coupleurs  $3 \times 3$  et  $90^\circ$  dans le cas de coupleurs  $4 \times 4$ .

## 5.2 Limitations de la solution proposée

La plus grande limitation est structurelle dans les cas des deux coupleurs. Pour les composants  $3 \times 3$ , la torsade dans les fibres doit être supprimée du procédé afin d'obtenir des sections transverses plus homogènes sur la longueur du composant. Ceci peut être réalisé en employant des blocs spécifiques permettant de maintenir la structure triangulaire à trois fibres. Dans le cas des composants  $4 \times 4$ , le tube doit être éliminé du procédé et comme dans le cas précédent, des blocs sur mesure permettant d'imposer la structure carrée aux fibres doivent être testés.

Les coupleurs proposés ont été développés dans la bande 1 500 nm à 1 600 nm. La dépendance spectrale est suffisamment forte pour dire qu'il n'est pas possible d'employer un seul composant sur les deux bandes de télécommunication sans compensation logicielle après la détection. Pour un résultat optimal, il faudrait un composant centré dans la bande  $C$  (1 535 à 1 565 nm) et un autre de concert centré sur la bande  $L$  (1 565 à 1 625 nm). De plus, les composants employés ne traitent qu'une polarisation à la fois, contrairement aux composants en micro-optique. Enfin, la dérive en longueur d'onde des phases de sortie est trop grande pour que les composants puissent être employés tels quels dans un schéma de télécommunication. Cependant, pour les applications de détection cohérente, la connaissance de ces dérives en longueur d'onde peuvent être prises en compte et ne sont pas un problème.

### 5.3 Améliorations futures

Il serait intéressant pour des travaux futurs de s'affranchir des tubes de support dans les coupleurs à 4 fibres, car ceux-ci rallongent le composant produit. Un tube trop mince devient trop fragile et n'est pas pratique, alors qu'un tube suffisamment épais pour être manipulé et nettoyé adéquatement sans casser est trop épais pour ne pas modifier la longueur de la structure. De plus, les tubes employés ont une grande variabilité sur le plan des paramètres tels que les diamètres internes et externes. La reproductibilité des composants est ainsi compromise. Enfin, dans le cas des deux coupleurs ( $3 \times 3$  et  $4 \times 4$ ), il est possible de réduire la longueur totale des composants en implémentant des recettes d'étirage en plusieurs segments. Il serait également intéressant de fabriquer quelques composants dans la gamme de longueur d'onde autour de 1300 nm, ce qui permettrait de tester le composant hybride dans des dispositifs d'imagerie OCT avec un minimum d'effort.

## Références

- [1] A. Ghatak et K. Thyagarajan, *Introduction to Fiber Optics*. Cambridge University Press, 1998.
- [2] L. Zimmermann, K. Voigt, G. Winzer, K. Petermann, et C. M. Weinert, “C-Band Optical 90 Degrees-Hybrids Based on Silicon-on-Insulator 4x4 Waveguide Couplers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 143–145, Février 2009.
- [3] C. Doerr *et al.*, “Monolithic Demodulator for 40-Gb/s DQPSK Using a Star Coupler,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 171–174, Janvier 2006. [En ligne]. Disponible : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1589047>
- [4] H. Sun, K.-T. Wu, et K. Roberts, “Real-Time Measurements of a 40 Gb/s Coherent System,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 873–879, Janvier 2008. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-16-2-873>
- [5] C. Dorrer, D. Kilper, H. Stuart, G. Raybon, et M. Raymer, “Linear Optical Sampling,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 15, no. 12, pp. 1746–1748, Décembre 2003.
- [6] H.-G. Bach *et al.*, “Monolithic 90° Hybrid with Balanced PIN Photodiodes for 100 GBit/s PM-QPSK Receiver Applications,” dans *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2009, p. OMK5. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2009-OMK5>
- [7] S.-H. Jeong et K. Morito, “Compact Optical 90° Hybrid Employing a Tapered 2x4 MMI Coupler Serially Connected by a 2x2 MMI Coupler,” *Optics Express*, vol. 18, no. 5, p. 4275, Février 2010. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=oe-18-5-4275>
- [8] S.-h. Jeong et K. Morito, “Novel Optical 90° Hybrid Consisting of a Paired Interference Based 2x4 MMI Coupler, a Phase Shifter and a 2x2 MMI Coupler,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 9, pp. 1323–1331, Mai 2010.
- [9] J.-L. Longueville. (2006) Les fibres optiques. [En ligne]. Disponible : <http://perso.fundp.ac.be/~jllongue/syllabus/Eing2120-7.pdf>
- [10] B. Saleh et M. Teich, *Fundamentals of Photonics*, W. Interscience, Ed. Wiley Interscience, 2007.
- [11] V. Grubsky et A. Savchenko, “Glass Micro-Fibers for Efficient Third Harmonic Generation,” *Optics Express*, vol. 13, no. 18, pp. 6798–6906, Septembre 2005.



- [12] P. Dumais *et al.*, “Enhanced self-phase modulation in tapered fibers,” *Opt. Lett.*, vol. 18, no. 23, pp. 1996–1998, Décembre 1993. [En ligne]. Disponible : <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-18-23-1996>
- [13] F. Gonthier, “Modélisation de composants en fibres optiques unimodales,” Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 1993.
- [14] M. Skorobogatiy, “Design principles of multifiber resonant directional couplers with hollow bragg fibers : Example of a 3x3 coupler,” *Opt. Lett.*, vol. 30, no. 21, pp. 2849–2851, Novembre 2005. [En ligne]. Disponible : <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-30-21-2849>
- [15] M. Skorobogatiy, K. Saitoh, et M. Koshiba, “Transverse lightwave circuits in microstructured optical fibers : Resonator arrays,” *Opt. Express*, vol. 14, no. 4, pp. 1439–1450, Février 2006. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-14-4-1439>
- [16] Y. Shou, “Design and Realization of All-Fiber Mode Separating Couplers,” Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 1999. [En ligne]. Disponible : <http://search.proquest.com/docview/304573713?accountid=40695>
- [17] W. Tyrrell, “Hybrid Circuits for Microwaves,” dans *Proceedings of the I.R.E.*, Novembre 1947, pp. 1294–1306.
- [18] R. Brown, *RF/Microwave Hybrids : Basics, Materials and Processes*. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [19] J. Reed et G. Wheeler, “A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks,” *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 4, no. 4, pp. 246–252, Octobre 1956.
- [20] E. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider,” *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, pp. 116–118, Janvier 1959.
- [21] D. Mortimore, “Monolithic 4x4 Single-mode Fused Coupler,” *Electronics Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 682–683, Mai 1989. [En ligne]. Disponible : <http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:No+Title#0>
- [22] T. Niemeier et R. Ulrich, “Quadrature Outputs from Fiber Interferometer with 4x4 Coupler,” *Optics Letters*, vol. 11, no. 10, pp. 677–679, Octobre 1986. [En ligne]. Disponible : <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-11-10-677>
- [23] L. G. Kazovsky, L. Curtis, W. C. Young, et N. K. Cheung, “All-Fiber 90° Optical Hybrid for Coherent Communications,” *Appl. Opt.*, vol. 26, no. 3, pp. 437–439, Février 1987. [En ligne]. Disponible : <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-26-3-437>

- [24] M. Seimetz et C.-M. Weinert, "Options, Feasibility, and Availability of 2 x 4 90° Hybrids for Coherent Optical Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, p. 1317, Mars 2006. [En ligne]. Disponible : <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-24-3-1317>
- [25] C. Xie *et al.*, "Colorless Coherent Receiver Using 3x3 Coupler Hybrids and Single-Ended Detection." *Optics Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1164–71, Janvier 2012. [En ligne]. Disponible : <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/22274461>
- [26] S. H. Yun, G. J. Tearney, J. F. de Boer, et B. E. Bouma, "Removing the Depth-Degeneracy in Optical Frequency Domain Imaging with Frequency Shifting," *Optics Express*, vol. 12, no. 20, p. 4822, 2004. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=OPEX-12-20-4822>
- [27] M. Sarunic, M. A. Choma, C. Yang, et J. A. Izatt, "Instantaneous Complex Conjugate Resolved Spectral Domain and Swept-Source OCT Using 3x3 Fiber Couplers," *Opt. Express*, vol. 13, no. 3, pp. 957–967, Février 2005. [En ligne]. Disponible : <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-13-3-957>
- [28] Y. Ja, "Analysis of Four-Port Optical Fiber Ring and Loop Resonators Using a 3x3 Fiber Coupler and Degenerate Two-Wave Mixing," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 2749–2757, Décembre 1992.
- [29] T. Birks et C. Hussey, "Wavelength-Flattened Couplers : Performance Optimization by Twist Tuning," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 6, pp. 407–408, Mars 1989.
- [30] P. O'Sullivan et C. Hussey, "Truly Wavelength-Flattened Monolithic Couplers," *Electronics Express*, vol. 33, no. 4, pp. 321–322, Février 1997.
- [31] Y. Sakamaki, Y. Nasu, T. Hashimoto, K. Hattori, T. Saida, et H. Takahashi, "Reduction of Phase-Difference Deviation in 90 Degree Optical Hybrid Over Wide Wavelength Range," *Electronics Express*, vol. 7, no. 3, pp. 216–221, Janvier 2010.
- [32] E. Ip, A. Pak Tau Lau, D. Barros, et J. Kahn, "Coherent Detection in Optical Fiber Systems," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 753–791, Janvier 2008.
- [33] J. Kahn et K.-P. Ho, "Spectral Efficiency Limits and Modulation/Detection Techniques for DWDM Systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 259 – 272, Mars 2004.
- [34] T. Pfau *et al.*, "First Real-Time Data Recovery for Synchronous QPSK Transmission With Standard DFB Lasers," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, no. 18, pp. 1907 –1909, Septembre 2006.
- [35] D. B. Mortimore, "Theory and Fabrication of 4x4 Single-mode Fused Optical Fiber Couplers," *Applied Optics*, vol. 29, no. 3, pp. 371–374, Janvier 1990. [En ligne]. Disponible : <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-29-3-371>

- [36] M. O. Van Daventer et J. Van Der Tol, “Optical hybrid,” U.S. Brevet 5 473 463, 1995.
- [37] —, “Optical Hybrid with 3x3 Coupling Device,” U.S. Brevet 5 491 763, 1996.
- [38] R. Epworth, J. Whiteaway, et S. Savory, “3 fibre I and Q coupler,” U.S. Brevet 6 859 586 B2, Février 22, 2005. [En ligne]. Disponible : [http://www.google.com/patents?hl=en&lr=&vid=USPAT6859586&id=1\\_kVAAAAEBAJ&oi=fnd&dq=3+fibres+I+and+Q+coupler&printsec=abstract](http://www.google.com/patents?hl=en&lr=&vid=USPAT6859586&id=1_kVAAAAEBAJ&oi=fnd&dq=3+fibres+I+and+Q+coupler&printsec=abstract)
- [39] Y. Takushima, H. Y. Choi, et Y. C. Chung, “Measurement of Differential Phasor Diagram of Multilevel DPSK Signals by Using an Adjustment-Free Delay Interferometer Composed of a 3x3 Optical Coupler,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 6, pp. 718–730, Mars 2009. [En ligne]. Disponible : <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-27-6-718>
- [40] E. Pone, “Modélisation des coupleurs à fibres fusionnées,” Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 2005.
- [41] S. Richardson, “Plane Stokes Flows with Time-Dependent Free Boundaries in Which the Fluid Occupies a Doubly-Connected Region,” *European Journal of Applied Mathematics*, vol. 11, no. 03, pp. 249–269, Septembre 2000. [En ligne]. Disponible : <http://dx.doi.org/10.1017/S0956792500004149>
- [42] J. Bures, *Optique guidée*. Presses internationales Polytechnique, 2009.
- [43] S. Pricking et H. Giessen, “Tapering Fibers with Complex Shape,” *Optics Express*, vol. 18, no. 4, pp. 3426–37, Février 2010. [En ligne]. Disponible : <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/20389352>
- [44] J. T. Nicolas Godbout, “Flamme incluant un gaz inerte pour l’amélioration de la fabrication de composants en fibres optiques par fusion-étirage,” Canada Brevet DIV-493, 2011.
- [45] T. Birks et Y. Li, “The Shape of Fiber Tapers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 4, pp. 432–438, Avril 2002. [En ligne]. Disponible : [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=134196](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=134196)
- [46] W.-J. Madore, M. Leduc, N. Godbout, S. Lacroix, et S. O. Reilly, “Hybride optique dans un coupleur monolithique tout-fibre, fabrication et caractérisation,” dans *jnog.univ-fcomte.fr*, Besançon, 2010, pp. 2–4. [En ligne]. Disponible : <http://jnog.univ-fcomte.fr/cd1/data/articles/000056.pdf>
- [47] W.-J. Madore, M. Leduc, S. Couture, S. O’Reilly, S. Lacroix, et N. Godbout, “Fabrication and characterization of all-fiber 90° optical hybrids using 4x4 coupler for signal analysis,” Photonics North. SPIE, 2012.

- [48] W.-J. Madore, V. Mai, M. Leduc, S. Lacroix, et N. Godbout, “Fabrication and characterization of all-fiber 120° optical hybrids using 3x3 coupler for signal analysis,” Photonics North. SPIE, 2012.
- [49] J.-S. Corbeil, S. Virally, W.-J. Madore, et N. Godbout, “Multiphoton event detection using multiple time-multiplexed single photon detectors,” Photonics North. SPIE, 2012.

# A - Étude des vecteurs transmission avec des amplitudes arbitraires en entrée

## A.1 Coupleur $3 \times 3$ en configuration hybride

On cherche le vecteur transmission en intensité dans le cas de deux amplitudes d'entrée arbitraires afin de retrouver la relation de phase entre les signaux de sortie. À partir de la structure des coupleurs à trois fibres en triangle équilatéral, on désire retrouver la forme des signaux de sortie équivalente à l'hybride micro-ondes  $120^\circ$ . Le composant en configuration hybride prend en entrée un signal d'amplitude  $A_S$  et un signal de référence d'amplitude  $A_R$  ayant une différence de phase  $\phi$  entre eux. L'analyse reprend comme point de départ l'équation 2.10 présentant la transmission en amplitude des trois ports de sortie du composant, rappelée ici

$$\mathbf{T}_A = \frac{\mathbf{M}_{3 \times 3}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S e^{i\phi/2} \\ A_R e^{-i\phi/2} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{e^{i \int_L \beta dz} e^{i\gamma}}{3\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S e^{i\phi/2} [e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma)] + 2i A_R e^{-i\phi/2} \sin(\gamma) \\ 2i A_S e^{i\phi/2} \sin(\gamma) + A_R e^{-i\phi/2} [e^{-i\gamma} + 2 \cos(\gamma)] \\ 2i (A_S e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2}) \sin(\gamma) \end{bmatrix}$$

En multipliant chaque élément par son complexe conjugué et en simplifiant, on obtient le vecteur de transmission suivant en intensité.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{18} \begin{bmatrix} A_S^2 [1 + 8 \cos^2(\gamma)] + 4A_R^2 \sin^2(\gamma) + A_S A_R [6 \sin(2\gamma) \sin(\phi) - 4 \sin^2(\gamma) \cos(\phi)] \\ A_S^2 [1 + 8 \cos^2(\gamma)] + 4A_R^2 \sin^2(\gamma) - A_S A_R [6 \sin(2\gamma) \sin(\phi) + 4 \sin^2(\gamma) \cos(\phi)] \\ 4 \sin^2(\gamma) [A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \cos(\phi)] \end{bmatrix}$$

On peut vérifier qu'en substituant  $\gamma = 0$  et  $\phi = 0$ , on obtient bien le vecteur d'entrée  $\left[ \frac{A_S^2}{2}, \frac{A_R^2}{2}, 0 \right]^T$ . Dans le cas d'un hybride  $120^\circ$ , il faut considérer  $\gamma = \frac{\pi}{3}$ . Ainsi, le vecteur transmission en intensité s'écrit

$$\mathbf{T} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} A_S^2 + A_R^2 + A_S A_R [\sqrt{3} \sin(\phi) - \cos(\phi)] \\ A_S^2 + A_R^2 - A_S A_R [\sqrt{3} \sin(\phi) + \cos(\phi)] \\ A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \cos(\phi) \end{bmatrix}$$

Ce vecteur peut être réécrit en terme de cosinus seulement, ce qui donne

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}[A_S^2 + A_R^2] + A_S A_R \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2}[A_S^2 + A_R^2] + A_S A_R \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2}[A_S^2 + A_R^2] + A_S A_R \cos(\phi) \end{bmatrix}$$

De ce vecteur, on peut voir que si on pose  $A_R = A_S = 1$ , l'expression 2.12 rappelée ici est bien équivalente.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + \cos(\phi) \end{bmatrix}$$

Les signaux de sortie de l'hybride  $120^\circ$  sont bien décalés de  $120^\circ$  peu importe l'amplitude injectée comme signal ou comme référence. Cette considération permet davantage de latitude au niveau expérimental. Une amplitude différente de 1 donne donc une composante continue commune aux trois signaux de sortie ainsi qu'un contraste inférieur à 1 qui diminue d'autant plus que l'écart entre les amplitudes des signaux d'entrée augmente. Ce développement est valide à toute fréquence, tant que la structure guidante est sous forme de trois guides placés en triangle équilatéral.

## A.2 Coupleur $4 \times 4$ en configuration hybride

On cherche le vecteur transmission en intensité dans le cas de deux amplitudes d'entrée arbitraires afin de retrouver la relation de phase entre les signaux de sortie. À partir de la structure des coupleurs à quatre fibres en carré, on désire retrouver la forme des signaux de sortie équivalente à l'hybride micro-ondes  $90^\circ$ . Le composant en configuration hybride prend en entrée un signal d'amplitude  $A_S$  et un signal de référence d'amplitude  $A_R$  ayant une différence de phase  $\phi$  entre eux. L'analyse reprend comme point de départ l'équation 2.19 présentant la transmission en amplitude des quatre ports de sortie du composant, rappelée ici

$$\mathbf{T}_A = \frac{\mathbf{M}_{4 \times 4}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ A_S e^{i\phi/2} \\ A_R e^{-i\phi/2} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_S i \sin(\alpha) e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2} [\cos(\alpha) - e^{i\theta}] \\ A_S e^{i\phi/2} [\cos(\alpha) + e^{i\theta}] + A_R i e^{-i\phi/2} \sin(\alpha) \\ A_S i \sin(\alpha) e^{i\phi/2} + A_R e^{-i\phi/2} [\cos(\alpha) + e^{i\theta}] \\ A_S e^{i\phi/2} [\cos(\alpha) - e^{i\theta}] + A_R i e^{-i\phi/2} \sin(\alpha) \end{bmatrix}$$

Ce vecteur est ensuite multiplié par son complexe conjugué pour trouver le vecteur de sortie en intensité.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} A_S^2 \sin^2(\alpha) + A_R^2 [\cos^2(\alpha) - 2 \cos(\theta) \cos(\alpha) + 1] - A_S A_R \sin(2\alpha) \sin(\phi) \\ \quad + 2A_S A_R \sin(\alpha) \sin(\phi - \theta) \\ A_S^2 [\cos^2(\alpha) + 2 \cos(\theta) \cos(\alpha) + 1] + A_R^2 \sin^2(\alpha) + A_S A_R \sin(2\alpha) \sin(\phi) \\ \quad + 2A_S A_R \sin(\alpha) \sin(\phi + \theta) \\ A_S^2 \sin^2(\alpha) + A_R^2 [\cos^2(\alpha) + 2 \cos(\theta) \cos(\alpha) + 1] - A_S A_R \sin(2\alpha) \sin(\phi) \\ \quad - 2A_S A_R \sin(\alpha) \sin(\phi - \theta) \\ A_S^2 [\cos^2(\alpha) - 2 \cos(\theta) \cos(\alpha) + 1] + A_R^2 \sin^2(\alpha) + A_S A_R \sin(2\alpha) \sin(\phi) \\ \quad - 2A_S A_R \sin(\alpha) \sin(\phi + \theta) \end{bmatrix}$$

On peut vérifier qu'en substituant  $\alpha = 0$ ,  $\theta = 0$  et  $\phi = 0$ , on obtient bien le vecteur d'entrée  $\left[0, \frac{A_S^2}{2}, \frac{A_R^2}{2}, 0\right]^T$ . Dans le cas d'un hybride  $90^\circ$ , il faut considérer  $\alpha = (2n + 1)\frac{\pi}{2}$  et  $\theta = (2m + 1)\frac{\pi}{4}$ . En prenant à titre d'exemple les premières solutions ( $m$  et  $n$  égaux à 0) de chaque paramètre, on obtient  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  et  $\theta = \frac{\pi}{4}$ . Alors, le vecteur transmission en intensité s'écrit

$$\mathbf{T} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \sin(\phi - \frac{\pi}{4}) \\ A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \sin(\phi + \frac{\pi}{4}) \\ A_S^2 + A_R^2 - 2A_S A_R \sin(\phi - \frac{\pi}{4}) \\ A_S^2 + A_R^2 - 2A_S A_R \sin(\phi + \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix}$$

On effectue ensuite le changement de variable  $\phi' = \phi + \frac{\pi}{4}$  pour trouver

$$\mathbf{T} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} A_S^2 + A_R^2 - 2A_S A_R \cos(\phi') \\ A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \sin(\phi') \\ A_S^2 + A_R^2 + 2A_S A_R \cos(\phi') \\ A_S^2 + A_R^2 - 2A_S A_R \sin(\phi') \end{bmatrix}$$

De ce vecteur, on peut voir que si on pose  $A_R = A_S = 1$ , l'expression 2.24, rappelée ici, est bien équivalente.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 - \cos(\phi') \\ 1 + \sin(\phi') \\ 1 + \cos(\phi') \\ 1 - \sin(\phi') \end{bmatrix} \quad (1)$$

Les signaux de sortie de l'hybride  $90^\circ$  sont bien déphasés de  $90^\circ$  par rapport à l'amplitude injectée comme signal ou comme référence. Comme dans le cas du développement pour les

hybrides  $120^\circ$ , il est valide peu importe la fréquence, tant que les guides sont disposés selon une géométrie transverse carrés..



**B - Compte-rendu d'une conférence aux Journées  
Nationales d'Optique Guidée 2010**

## HYBRIDE OPTIQUE DANS UN COUPLEUR MONOLITHIQUE TOUT-FIBRE FABRICATION ET CARACTÉRISATION

Wendy-Julie Madore,<sup>1</sup> Francis Beaudet,<sup>1</sup> Alexis Ragusich,<sup>1</sup> Bartholomé Cauchois-Benavides,<sup>1</sup>  
Mikaël Leduc,<sup>1</sup> Nicolas Godbout,<sup>1</sup> Suzanne Lacroix,<sup>1</sup>  
Sylvain O'Reilly,<sup>2</sup> Mathieu Faucher,<sup>2</sup> et Patrick Ouellette<sup>2</sup>

<sup>1</sup> COPL, Engineering Physics Department, École Polytechnique de Montréal  
P.O. Box 6079, Station Centre-ville, Montréal (Québec), H3C 3A7, Canada

<sup>2</sup> ITF Labs, 400, boul. Montpellier, Montréal Québec, H4N 2G7, Canada

Wendy-Julie.Madore@polymtl.ca

### RÉSUMÉ

Les résultats préliminaires de fabrication et caractérisation d'un composant monolithique tout-fibre *hybride 90 degrés* sont rapportés. Les applications visées pour un tel composant sont les télécommunications optiques cohérentes, le traitement de l'information quantique et l'imagerie 3D.

**MOTS-CLEFS :** *composant hybride tout-fibre; communications optiques; détection cohérente.*

### 1. INTRODUCTION

L'industrie des télécommunications par fibres optiques évolue vers des protocoles d'encodage qui exploitent la phase de l'onde lumineuse en plus de l'intensité lumineuse. Ces protocoles, utilisés depuis des dizaines d'années en communications radio-fréquences, nécessitent, lorsqu'ils sont transposés pour les communications optiques, des composants optiques spécifiques pour le décodage de l'information à haut débit. Les prochaines générations de systèmes nécessiteront en particulier un composant appelé historiquement *hybride 90 degrés*. Il s'agit d'un composant optique ayant deux ports d'entrée et quatre ports de sortie. Chacun des quatre ports de sortie fournit un signal résultant de l'interférence des deux entrées (la référence  $R$  et le signal  $S$ ) avec les déphasages respectifs de 0, 90, 180 et 270° selon le schéma de la figure 1(a).

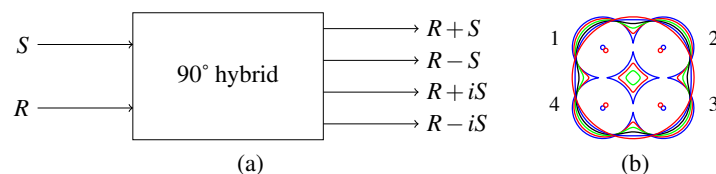


FIGURE 1 : (a) Schéma de la fonctionnalité d'un hybride 90 degrés. Dans les quatre ports de sortie, on récupère un signal d'amplitude proportionnelle à la somme de l'amplitude de l'oscillateur local qui sert de référence ( $R$ ) et des quatre quadratures du signal ( $S$ ); (b) Calcul de la section droite d'un coupleur  $4 \times 4$  tout-fibre pour différents degrés de fusion.

L'intérêt à long terme d'un tel composant est la démodulation cohérente du signal dont on peut reconstruire sans ambiguïté amplitude et phase à partir d'une référence connue. En conjonction avec un coupleur  $1 \times 2$  (en amont du composant hybride 90 degrés), le composant peut être utilisé pour le décodage d'un signal encodé sur la phase différentielle entre deux bits successifs (DQPSK *Differential Quadrature Phase Shift Keying*). Il présente aussi un intérêt pour d'autres applications que la télécommunication optique, telles que le traitement de l'information quantique et l'imagerie 3D [1].

Un composant tout-fibre présente, en comparaison avec ses équivalents en technologies d'optique guidée en géométrie plane [2] et micro-optique (actuellement sur le marché), les avantages suivants :

faibles pertes d'insertion et d'excès, compacité, stabilité à long terme, opération sur une large bande spectrale et insensibilité à la polarisation. De plus, le composant, étant dans une seule structure monolithique, ne nécessite pas d'assemblage de plusieurs sous-composants et peut être caractérisé lors de la fabrication.

## 2. FABRICATION

Un hybride optique 90 degrés peut être réalisé à partir d'un coupleur  $4 \times 4$  tout-fibre en géométrie carrée telle que montrée sur la figure 1(b) [3, 4, 5]. Sa matrice de transfert (qui permet de calculer les amplitudes de sortie en fonction de celles d'entrée) s'écrit dans le cas idéal (à un facteur de phase multiplicatif près)

$$\mathbf{T} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{1+i}{\sqrt{2}} & i & -\frac{1+i}{\sqrt{2}} & i \\ i & \frac{1+i}{\sqrt{2}} & i & -\frac{1+i}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1+i}{\sqrt{2}} & i & \frac{1+i}{\sqrt{2}} & i \\ i & -\frac{1+i}{\sqrt{2}} & i & \frac{1+i}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{i\pi/4} & e^{i\pi} & e^{i5\pi/4} & e^{i\pi} \\ e^{i\pi} & e^{i\pi/4} & e^{i\pi} & e^{i5\pi/4} \\ e^{i5\pi/4} & e^{i\pi} & e^{i\pi/4} & e^{i\pi} \\ e^{i\pi} & e^{i5\pi/4} & e^{i\pi} & e^{i\pi} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Le composant a été fabriqué par la technique habituelle de fusion-étirage de fibres standard des télécommunications en ajustant les paramètres de fusion, de taux de réduction et de longueur de façon à obtenir à la fois l'équipartition et les phases requises pour obtenir la fonctionnalité d'un hybride 90 degrés. Seulement deux ports d'entrée contigus du coupleur  $4 \times 4$  (par exemple, les ports 1 et 2 de la figure 1(b)) sont alors utilisés.

## 3. CARACTÉRISATION

Tel que schématisé sur la figure 2, la méthode de caractérisation utilise une modulation de RF. Une source monochromatique de largeur de bande optique très étroite (1 kilohertz ou moins) est dédoublée par un coupleur  $2 \times 2$  dont une branche de sortie sert de signal ( $S$ ) à l'entrée de l'hybride et de l'autre de référence ( $R$ ). Les deux entrées sont décalés en fréquence l'une par rapport à l'autre de 10 à 50 mégahertz par un modulateur acousto-optique. Une mesure simultanée de la puissance optique sur toutes les branches de sortie de l'hybride visualisée sur un oscilloscope permet la détermination des phases relatives des signaux de sortie pour deux ports d'entrée donnés.

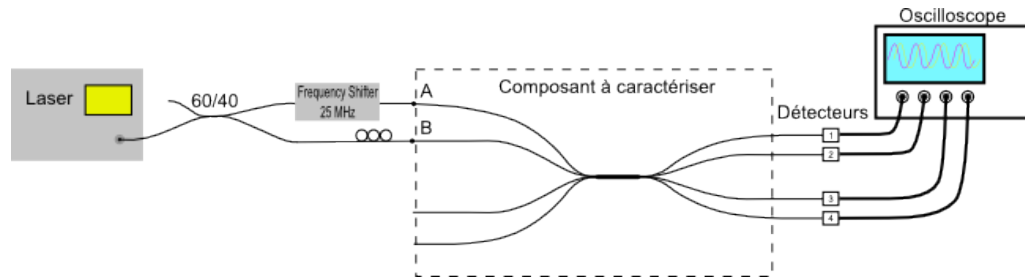


FIGURE 2 : Schéma du montage de caractérisation par détection cohérente. Un signal de référence est comparé à un signal décalé en fréquence de 25 MHz. Le taux de partage du coupleur  $2 \times 2$  est choisi de façon à compenser les pertes occasionnées par le modulateur RF.

On s'attend, pour un composant idéal, c'est-à-dire dont la matrice de transfert serait donnée par l'équation 1, à obtenir des signaux en quadrature. Les résultats obtenus pour la caractérisation d'un prototype sont présentés à la figure 3. Le composant est conçu pour fonctionner avec deux entrées contigües (cas de la figure 3(a)). Si deux entrées non contigües (diagonalement opposées) sont utilisées (cas de la figure 3(b)), un composant parfait donnerait des signaux de sortie dégénérés deux à deux.

Un avantage de cette mesure est qu'elle peut être faite lors de la fabrication du coupleur facilitant l'ajustement de ce dernier en temps réel.

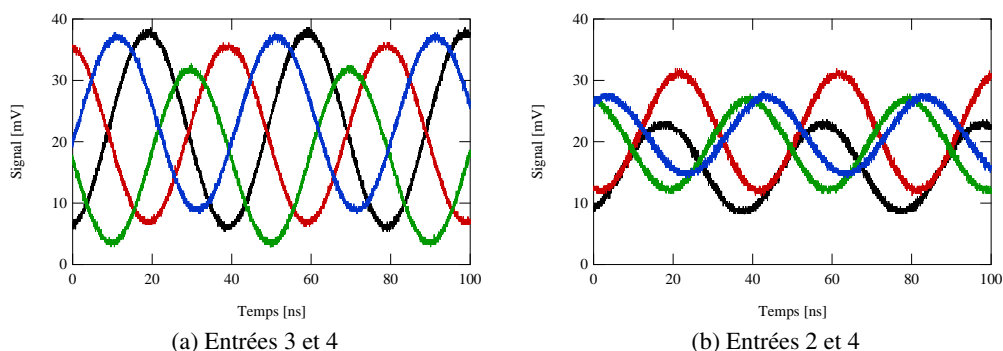


FIGURE 3 : Exemple de mesure à la fréquence de modulation des puissances des branches de sortie pour deux paires d'entrées différentes.

Les résultats préliminaires de la figure 3 montrent que, pour les deux ports d'entrée 3 et 4, l'équpartition est quasiment respectée avec des déphasages proches des quadratures théoriques. Les déphasages mesurés des signaux d'interférence sont de 0, 96,9, 180,4 et 291,9 degrés, respectivement pour les signaux tracés en noir (référence), vert, rouge et bleu. Ces résultats sont probants et nous encourageant à poursuivre la fabrication en tentant d'en contrôler mieux les paramètres.

#### 4. CONCLUSION

Nous avons présenté la première réalisation d'un coupleur monolithique  $4 \times 4$  tout-fibre, fabriqué de façon à présenter la fonctionnalité d'un *hybride optique 90 degrés*. Ce composant, qui permet de reconstruire sans ambiguïté amplitude et phase d'un signal à partir d'une référence connue, trouve des applications, entre autres, en télécommunication et en imagerie 3D. La caractérisation a été effectuée par une méthode facile à implémenter sur un montage de fabrication, ce qui permet des ajustements de fabrication in situ. Ce composant, de par les propriétés intrinsèques des composants tout-fibre, présente une alternative intéressante aux hybrides optiques actuellement sur le marché.

#### RÉFÉRENCES

- [1] M. Sarunic, M. A. Choma, C. Yang, and J. A. Izatt, "Instantaneous complex conjugate resolved spectral domain and swept-source oct using  $3 \times 3$  fiber couplers," *Opt. Express*, vol. 13, no. 3, pp. 957–967, 2005. [Online]. Available : <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-13-3-957>
- [2] T. Niemeier and R. Ulrich, "Quadrature outputs from fiber interferometer with  $4 \times 4$  coupler," *Opt. Lett.*, vol. 11, no. 10, pp. 677–679, 1986. [Online]. Available : <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-11-10-677>
- [3] D. B. Mortimore, "Monolithic  $4 \times 4$  single-mode fused coupler," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 10, p. 682, 1989. [Online]. Available : <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-29-3-371>
- [4] —, "Theory and fabrication of  $4 \times 4$  single-mode fused optical fiber couplers," *Appl. Opt.*, vol. 29, no. 3, pp. 371–374, 1990. [Online]. Available : <http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-29-3-371>
- [5] F. Gonthier, "Conception et réalisation de coupleurs multi-fibres intégrés à des fibres optiques unimodales," Ph.D. dissertation, École Polytechnique de Montréal, 1993.

**C - Compte-rendu d'une présentation orale et de deux  
affiches à Photonics North 2012**

**(OPTICS-7-26-4) Fabrication and characterization of all-fiber 90° optical hybrids using a 4x4 coupler for signal analysis**

Wendy-Julie Madore<sup>1</sup>, Mikael Leduc<sup>1</sup>, Stéphane Couture<sup>2</sup>, Sylvain O'Reilly<sup>2</sup>, Suzanne Lacroix<sup>1</sup>, Nicolas Godbout<sup>1</sup>  
*1 École Polytechnique de Montréal, Canada*  
*2 ITF Labs, Canada*

We report our progress on the fabrication of all-fiber 90° optical hybrids as well as the characterization technique for phase analysis. An optical hybrid is a device having two input and four output ports. The first input is a modulated signal ( $S$ ) and the second is a reference signal ( $R$ ). The amplitudes of the output signals are proportional to the sum and difference of the amplitudes of the local oscillator used as a reference  $R$  and the amplitudes of the two quadratures of the signal  $S$ .

A 4x4 fiber coupler in a square cross-section geometry can fulfill the requirements for optical hybrids. Such a device can be manufactured by a standard fusion-tapering technique. The design and fabrication parameters (degree of fusion, length and taper ratio) can be adjusted to obtain the properties of a 90° optical hybrid. Using two adjacent input ports, the device exhibits the amplitude equipartition and required phases between the output signals. The ideal 4x4 coupler is lossless, polarization-independent, and working over the C-band for telecommunications. As it enables the unambiguous measurement of the optical amplitude and phase of a signal with respect to a known reference, such a component is firstly designed for coherent demodulation.

We fabricated and characterized 4x4 couplers that meet all the requirements of 90° optical hybrids. We then tested the device as a demodulator in a standard telecommunication phase-modulation scheme and obtained the expected constellations.

**(OPTICS-6-P-7) Fabrication and characterization of all-fiber 120° optical hybrids using a 3x3 coupler for signal analysis**

Wendy-Julie Madore, Vincent Mai, Mikaël Leduc, Suzanne Lacroix, Nicolas Godbout  
*École Polytechnique de Montréal, 2500 Ch. De Polytechnique, Canada*

We report the fabrication of all-fiber 120° optical hybrids as well as a novel characterization technique for phase analysis. An optical hybrid is a device that has two input and three output ports. The first input is a modulated signal (S) and the second is a reference signal (R). The sum of the amplitude of the local oscillator used as a reference R and the amplitudes of the four quadratures of the signal S can be reconstructed from the amplitudes of the output signals.

A 3x3 fiber coupler in triangle cross-section geometry can fulfill the requirements for optical hybrids. Such a device can be manufactured by a standard fusion-tapering technique. The design and fabrication parameters (degree of fusion, length and taper ratio) can be adjusted to obtain the properties of a 120° optical hybrid. Using two adjacent input ports, the device exhibits the amplitude equipartition and required phases between the output signals. The 3x3 coupler is lossless, polarization-independent, and working over the C-band for telecommunications. As it enables the unambiguous measurement of the optical amplitude and phase of a signal with respect to a known reference, such a component is firstly designed for coherent demodulation. We propose a post-processing of the output signals for phase measurement.

Such a device can be used to perform accurate surface measurements for inspection of mechanical parts or used instead of a typical interferometry set-up for optical coherence tomography. The device is more stable mechanically and in temperature than conventional equivalent interferometers.



**(GEN O/P-6-P-10) Multiphoton event detection using multiple time-multiplexed single photon detectors**

Jean-Simon Corbeil, Stéphane Virally, Wendy-Julie Madore, Nicolas Godbout  
*Laboratoire des fibres optiques, Département de génie physique, École Polytechnique de Montréal, Canada*

Many quantum optics applications such as linear-optics quantum computing, conditional non-classical state creation and super-resolution, require the ability to distinguish between different photon number states. Over the years, many promising photon-number-resolving detection technologies have been proposed to resolve the issue of photon number discrimination. Those involve mainly superconductor or multi-pixel detectors, but their technology makes a path towards commercialization difficult. On the other end of the spectrum, commercially available single-photon avalanche photodiodes have a binary response and cannot discriminate the number of photon involved in the initial photoionization process. To fulfill the same task, they can be combined with a time-multiplexing scheme. We propose here to integrate novel 4x4 fibre couplers into such a scheme where photons contained in an optical pulse are spread throughout different spatial modes and time windows.

The setup is shown below and designed to operate around 1550nm. An optical pulse synchronized with the detectors' activation gate is strongly attenuated to the low photon number regime. The 4x4 fiber couplers we fabricated are used to split the signal (or the photon presence probability) evenly between each spatial and temporal mode of detection. A large number of detection events are recorded to produce the detection statistics required for our theoretical model. The results show that such a scheme enables the reconstruction of photon number statistics with a greater accuracy than when using only one single photon detector.