

空間分割多重技術を用いた長距離・大容量
光伝送システムに関する研究
Studies on Long-haul and High-capacity
Optical Transmission Systems based on Space
Division Multiplexing Technology

2023 年 2 月

相馬 大樹
Daiki SOMA

空間分割多重技術を用いた長距離・大容量
光伝送システムに関する研究
Studies on Long-haul and High-capacity
Optical Transmission Systems based on Space
Division Multiplexing Technology

2023 年 2 月

早稲田大学大学院 基幹理工学研究科

相馬 大樹

Daiki SOMA

目次

第 1 章 序論	1
第 1 章 参考文献	8
第 2 章 空間分割多重伝送システムの理論的検討	9
2-1 緒言	9
2-2 SDM 技術の分類	9
2-3 SDM 用光ファイバ	11
2-3-1 コア間クロストーク	13
2-3-2 モード間結合	16
2-3-3 SMD と DMD	17
2-3-4 MDL	21
2-4 SDM 伝送システム	24
2-5 MIMO 信号処理	28
2-6 SDM 技術を用いた研究開発動向	31
2-7 結言	32
第 2 章 参考文献	34
第 3 章 標準外径マルチコアファイバを用いた大容量・太平洋横断級伝送に向けた伝送距離の延伸化	37
3-1 緒言	37
3-2 MCF 伝送システムにおける伝送距離の延伸化と大容量化に向けた検討項目	40
3-3 伝送路損失の低減	40
3-4 MCF に対するファイバ入力パワーの最適化と非線形光学効果の波長依存性の低減手法	43
3-4-1 非結合型 MCF 及び強結合型 MCF に対するファイバ入力パワーの最適化	43
3-4-2 非線形光学効果の波長依存性の低減手法	47
3-5 長距離伝送時における MDL と PDL	50
3-6 非結合型 MCF におけるコア間クロストークの抑圧	52
3-7 強結合型 MCF における SMD とコア間スキュー	53
3-8 強結合型 4CF 及び非結合型 4CF を用いた大容量・太平洋横断級伝送実験	

	56
3-8-1 実験系	56
3-8-2 伝送距離に対する伝送後 Q 値	58
3-8-3 C バンド WDM 信号を用いた 9,150 km 伝送	59
3-9 光海底ケーブルシステムへの適用に向けた非結合型 MCF 及び強結合型 MCF の特性比較	61
3-10 結言	64
第 3 章 参考文献	65

第 4 章 弱結合モード分割多重伝送に向けたモード間クロストークの低減化

	69
4-1 緒言	69
4-2 弱結合モード多重方式	72
4-3 弱結合型 FMF	74
4-3-1 モード間結合を抑圧した 10MF の設計指針	74
4-3-2 弱結合 10MF の試作	76
4-4 モード多重分離器	78
4-5 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器	80
4-5-1 マッハツェンダ干渉計	81
4-5-2 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の動作原理	82
4-5-3 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の原理確認実験	84
4-5-4 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の試作	86
4-5-5 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いた 7 モード多重 伝送実験	88
4-5-6 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いた異種 LP モー ド間の合分波	91
4-6 弱結合型 MDM 伝送システムにおけるモード多重数の拡大に関する検討	92
4-6-1 弱結合 10 モード伝送システムの設計指針	93
4-6-2 低損失かつ低モード間クロストークな MPLC 型 10 モード多重分離器の 試作	94
4-7 大容量弱結合 10 モード多重伝送実験	97
4-7-1 大容量弱結合 10 モード多重伝送実験系	97
4-7-2 送受信対向時の基本特性評価	99

4-7-3 48 km 伝送時におけるモード間クロストークの波長依存性とモードプリ エンファシス制御	100
4-7-4 10 モード多重 WDM 信号の 48 km 伝送特性	102
4-8 結言	103
第 4 章 参考文献	105
第 5 章 10 Pbit/s 伝送のための空間多重数と変調多値度の向上	
	109
5-1 緒言	109
5-2 伝送容量 10 Pbit/s を超える伝送システム的设计	110
5-3 100 空間多重ファイバの検討・試作及び評価	111
5-3-1 100 空間多重ファイバ的设计指針の検討	111
5-3-2 試作した 6M-19CF の光学特性	113
5-4 10.16 Pbit/s 大容量 6M-19CF 伝送実験	116
5-4-1 C+L バンド偏波多重 64QAM/16QAM 信号を用いた 6M-19CF 伝送実験系	116
5-4-2 ボーレートの最適化	117
5-4-3 送受信対向時における OSNR に対する Q 値特性と伝送後 OSNR	118
5-4-4 伝送実験結果と今後の展望	120
5-5 結言	123
第 5 章 参考文献	124
第 6 章 結論	127
付録 マルチコアファイバを用いたフィールド試験による実用化検討	132
付録 参考文献	142
謝辞	144
著者研究業績	145

略語一覧

ASE	Amplified Spontaneous Emission 自然放射増幅
AWG	Arbitrary Waveform Generator 任意波形発生器
BC	Beam Combiner ビームコンバイナ
BER	Bit Error Rate ビット誤り率
BS	Beam Splitter ビームスプリッタ
CW	Continuous Wave 連続発振
DGD	Differential Group Delay 群遅延時間差
DMD	Differential Mode Delay モード間遅延差
DMGD	Differential Mode Group Delay モード群遅延差
DP	Dual-polarization 偏波多重
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier エルビウムドープ光ファイバ増幅器
FEC	Forward Error Correction 前方誤り訂正
FI	Fan-in ファンイン
FIR	Finite Impulse Response 有限インパルス応答
FMF	Few-mode Fiber 数モードファイバ
FM-MCF	Few-mode Multi-core Fiber 数モードマルチコアファイバ
FO	Fan-out ファンアウト
FP	Fiber Pair ファイバペア
GI	Graded Index グレーデッドインデックス
LCOS	Liquid Crystal on Silicon
LMS	Least Mean Square 最小二乗平均
LO	Local Oscillator 局部発振
LPモード	Linearly Polarized Mode 直線偏光モード
MCF	Multi-core Fiber マルチコアファイバ
MDL	Mode Dependent Loss モード依存損失
MDM	Mode Division Multiplexing モード分割多重
MFD	Mode Field Diameter モードフィールド径
MIMO	Multi Input Multi Output 多入力多出力
MMF	Multi Mode Fiber マルチモードファイバ

MPLC	Multi-plane Light Conversion
NFP	Near Field Pattern ニアフィールドパターン
OBPF	Optical Band Pass Filter 光バンドパスフィルタ
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio 光信号対雑音比
OTDR	Optical Time Domain Reflectometer 光時間領域反射率計
PDL	Polarization Dependent Loss 偏波依存損失
PMD	Polarization Mode Dispersion 偏波モード分散
PMF	Polarization Maintaining Fiber 偏波保持ファイバ
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence 疑似ランダム信号
PSP	Principal State of Polarization 固有偏波状態
QAM	Quadrature Amplitude Modulation 直交振幅変調
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying 四位相偏移変調
QSFP	Quad Small Form-factor Pluggable
SDM	Space Division Multiplexing 空間分割多重
SI	Step Index ステップインデックス
SMD	Spatial Mode Dispersion 空間モード分散
SMF	Single Mode Fiber シングルモードファイバ
SNR	Signal-to-noise Ratio 信号対雑音比
VODL	Variable Optical Delay Line 可変光ディレイライン
WDM	Wavelength Division Multiplexing 波長分割多重
WSS	Wavelength Selective Switch 波長選択スイッチ

国際会議略語一覧

ECOC	European Conference and Exhibition on Optical Communication
IPC	IEEE Photonics Conference
OECC	Optoelectronics and Communications Conference
OFC	Optical Fiber Communications Conference and Exhibition

第1章

序論

光ファイバ通信は、1970年代から精力的に研究され始め、光ファイバの低損失化[1]や半導体レーザの室温連続動作の成功[2]、エルビウムドープ光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier)[3,4]の実用化に伴い、急速な成長を遂げてきた。日本では、1985年に旭川から鹿児島まで総延長約3,400 kmに及ぶ日本縦貫光ファイバケーブル伝送路が完成し、今日の情報通信社会の基盤となっている。1990年代になると、パソコンの普及やネットワークビジネスの開発などによりインターネットが急速に普及し始め、それに伴い高速データ回線への需要は飛躍的に高まった。2000年頃には、ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)インターネット接続サービスの提供が開始され、インターネットへの常時接続が可能となった他、料金の低廉化により、インターネット接続サービスの契約者は急激に拡大した。また、ウェブブラウザの普及により、インターネットを介してテキストベースの情報だけでなく、写真や画像といった比較的容量の大きいデータを取り扱うことが多くなった。2000年代後半では、アクセス網にも光ファイバを活用する、より高速なFTTH (Fiber To The Home)サービスが普及し、ネットワークインフラの高度化が進展した。2010年代になると、スマートフォンの普及やLTE (Long Term Evolution)サービスの提供により、動画などの大容量なコンテンツを閲覧・投稿するサービスが増えたほか、スマートフォン上で動作する多種多様なアプリケーションが提供され、モバイルトラフィック、さらにはそれらを収容する固定系ブロードバンドインターネットにおけるトラフィックが急速に増加した[5]。

図1-1に、日本における固定系ブロードバンドサービスの総トラフィック[6]を示す。2020年5月から2021年5月までの1年間において、固定系ブロードバンド契約者の総ダウンロードトラフィックは約25%増加している。そのため、トラフィック増加量が年率

25%で推移すると仮定した場合、総ダウンロードトラフィックは、2020年から2030年の10年間で約10倍、2035年までの15年間で約30倍になると予測される。さらに、今後、第5世代移動通信システム(5G)やその次の世代であるBeyond 5Gといったモバイルネットワークの高度化、動画配信サービスや動画共有サービスの利用、ゲーミング端末の普及、VR(仮想現実)やAR(拡張現実)技術を発展させたメタバースの普及、自動運転やセンシングに代表されるクラウド・IoT技術の進化に伴い、上述したインターネットトラフィックは益々増加すると推測される。

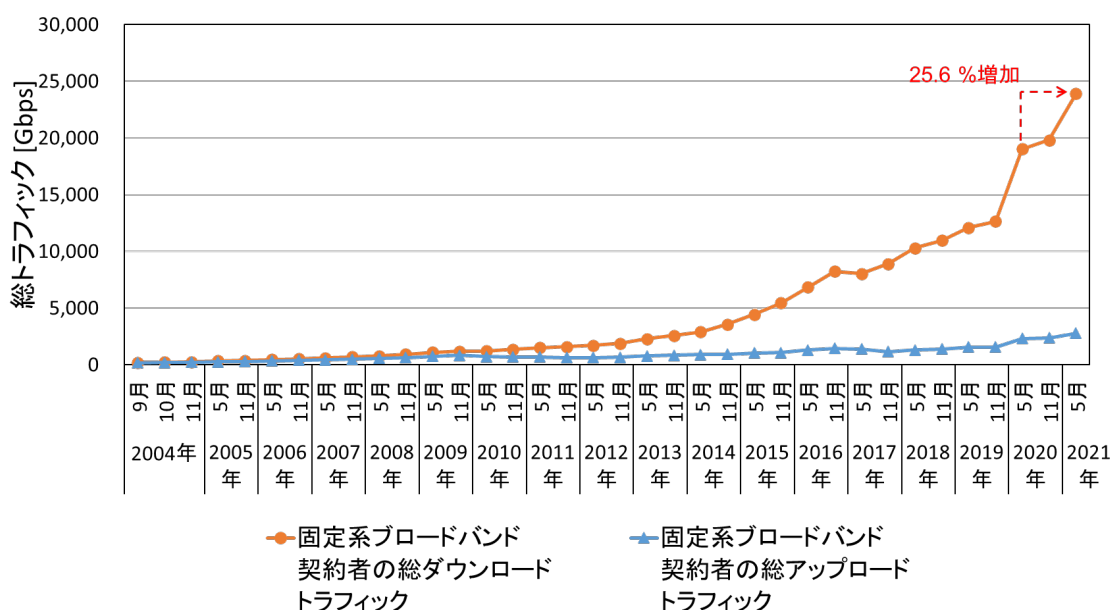


図1-1 日本における固定系ブロードバンドサービスの総トラフィック [6]

図1-2に、商用システムにおけるファイバ1心あたりの伝送容量を示す。これまで、時分割多重技術(TDM: Time Division Multiplexing)や波長分割多重(WDM: Wavelength Division Multiplexing)技術、デジタルコヒーレント技術により、通信容量の大容量化が実現されてきた。中でも、WDM技術は、1心の光ファイバ内に波長の異なる複数の光信号を多重伝送することによって通信容量を大幅に拡大する技術であり、現在でも有力な信号多重技術として広く用いられている。また、デジタルコヒーレント技術は、受信器内に設けた光源(局部発振光)と伝送後の受信光信号を干渉させ、受信光信号の振幅情報と位相情報の両方を検出する方式であり、現在の大容量・長距離光伝送システムを支える技術の一つとなっている。

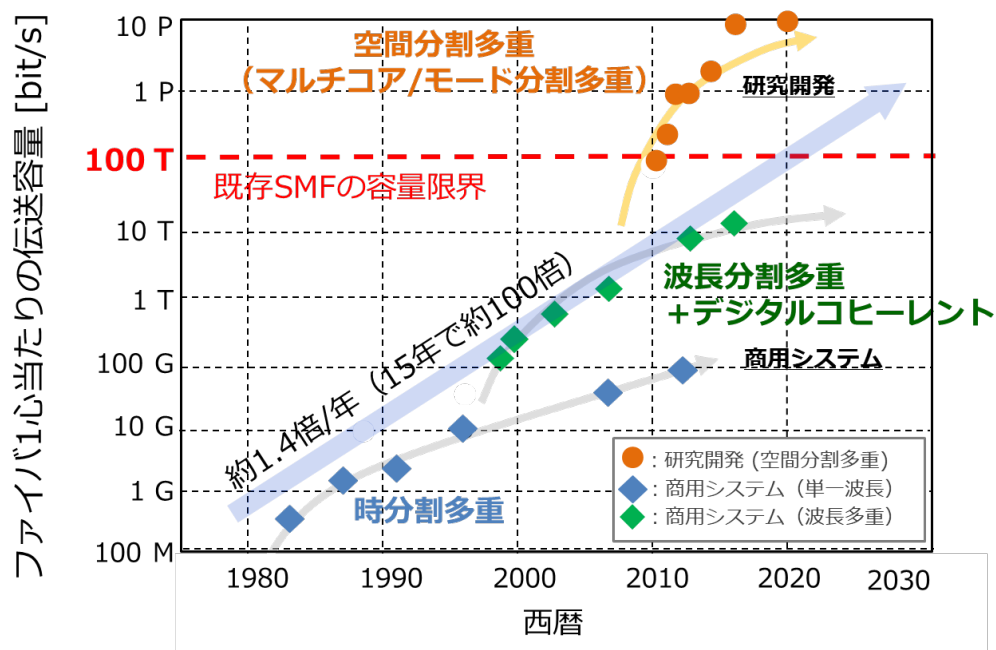


図1-2 SMFを用いた商用システムにおけるファイバ1心あたりの伝送容量と空間分割多重技術を用いた研究開発におけるファイバ1心あたりの伝送容量

しかしながら、図1-2に示す通り、既存のシングルモードファイバ(SMF: Single Mode Fiber)を用いた光ファイバ通信システムでは、高パワーの信号光により光ファイバ中に誘起される非線形光学効果[7]やファイバ中のコア部が部分的に熔融するファイバヒューズ[8]等によって、ファイバへの入力パワーが制限されるため、その通信容量は、ファイバ1心あたり100 Tbit/s程度が技術的限界と言われている。したがって、現在の商用システムでの伝送容量が約10 Tbit/sであることを考慮すると、あと10倍程度しか伝送容量の増加は望めない。そのため、上述したように、今後15年間でトラフィック量が約30倍に増加すると仮定した場合、基幹通信網が飽和する可能性が懸念されており、将来に渡って、急速に増大する通信トラフィックを収容可能とするためには、これまでの既存システムに置き換わる新たな光通信システムの研究開発が必要である。

光ファイバ通信におけるシステム全体の最大の通信容量 C は、シャノンの定理より、下記の式によって与えられる。

$$C = N \cdot B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

ここで、 N はチャンネル多重数、 B はシンボルレート、 SNR は信号対雑音比(Signal-to-noise Ratio)を表す。また、図1-3に、光ファイバ通信における伝送容量の向上に向けた信号多

重軸を示す。これまで、時間軸を用いることによりシンボルレート B の向上、波長軸を用いることにより波長多重数、つまりチャンネル多重数 N の向上、偏波軸として2つの偏波に信号を多重することで、チャンネル多重数 N をさらに2倍に向上させることで、伝送容量が増加してきた。さらに、 SNR の向上とともに、多値度の高い直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)信号を利用することで、最大の通信容量 C に近づく伝送容量が達成されてきた。

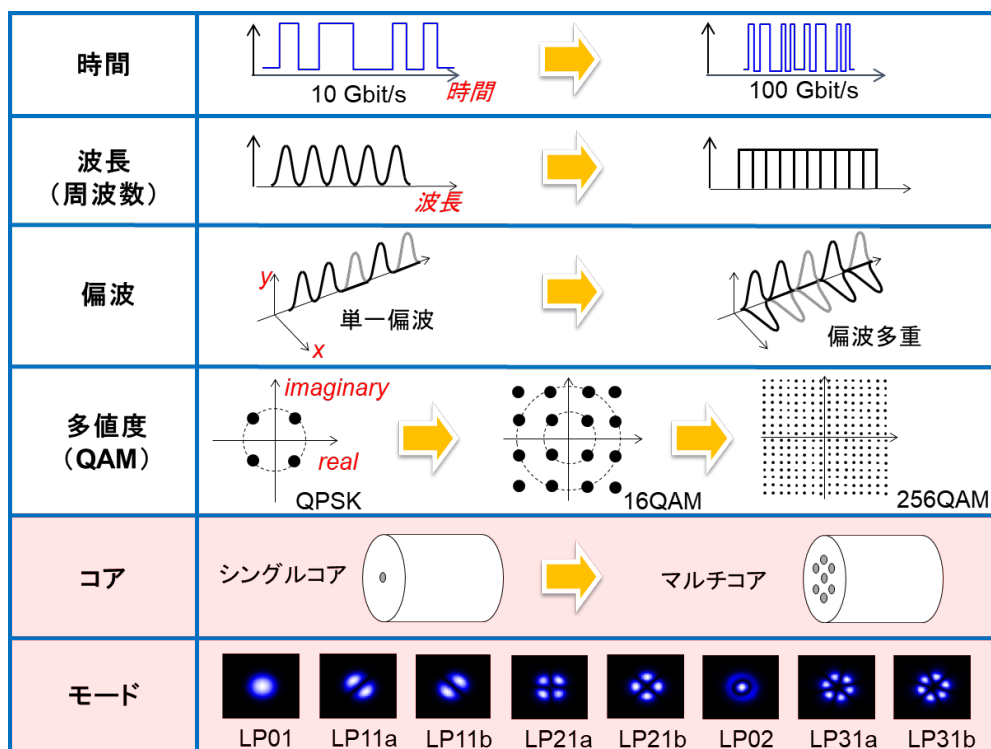


図1-3 光ファイバ通信における伝送容量の向上に向けた信号多重軸

これらに加えて、光ファイバに残された多重軸として、空間方向における信号光の多重が挙げられる。これは、空間分割多重(SDM: Space Division Multiplexing)技術と呼ばれており、大きく分けて二つの方式が提案されている。一つは、1本の光ファイバ中に複数のコアを設けて異なる信号を多重伝送するマルチコアファイバ(MCF: Multi-core Fiber)伝送方式である。もう一つは、各コアに複数の伝搬モードを設けてそれぞれ独立した信号を変復調することで通信容量の増加を図るモード分割多重(MDM: Mode Division Multiplexing)方式である。いずれの方式も、現行のWDM技術や偏波多重技術、高QAM信号との組み合わせが可能であるため、式(1.1)におけるチャンネル多重数 N を、さらにコア数倍及びモード数倍増加させることが可能である。したがって、理論的には、

既存システムからコア数倍×モード数倍に相当する空間多重数倍の伝送容量の向上が期待できる。

これまで述べてきたように、SDM技術は通信容量の飛躍的な向上を達成するだけの可能性を秘めており、図1-2に示す通り、SMFの物理的限界を打破するような研究開発成果はいくつか報告されているものの、SDM技術を用いた光通信システムを模擬し、伝送容量の拡張性や空間多重された信号が到達可能な伝送距離について、実験的に示した例は少なかった。特に、SDM技術の一つであるMCF伝送技術では、既存SMFと同等の標準外径ファイバにおいて、光海底ケーブルシステムを想定した長距離・大容量伝送システムへの適用性は議論されていなかった。また、SDM技術の一つであるMDM伝送技術では、受信側の多入力多出力(MIMO: Multi Input Multi Output)信号処理の負荷の軽減と大容量化の両立が課題であった。さらに、MCF伝送技術とMDM伝送技術を組み合わせた際のファイバ1心あたりの伝送容量ポテンシャルも明らかになっていなかった。

本論文では、MCF伝送技術において、伝送距離の延伸化に向けたMCF伝送システム的设计手法について述べ、大容量かつ太平洋横断級の伝送が可能であることを示す。また、MDM伝送技術において、伝送路におけるモード間結合(クロストーク)を抑圧する手法について述べ、受信側のMIMO信号処理の負荷を軽減するとともに、大容量伝送が可能であることを示す。最後に、MCF伝送技術とMDM伝送技術を融合した超高密度SDM伝送実験について述べ、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える伝送容量が実現可能であることを示す。

本論文の構成図を図1-4に示す。

第2章では、SDM技術を用いた伝送システムを概観する。SDM技術及びSDM用光ファイバを種別ごとに分類し、既存SMFとは異なるSDM用光ファイバ特有の課題について説明する。さらに、各SDM用光ファイバを用いたSDM伝送システム及びMIMO信号処理の構成について詳説する。加えて、各SDM技術を用いた近年の研究開発動向についても述べる。

第3章では、MCF伝送技術のアプリケーションの一つとして期待されている光海底ケーブルシステムを想定した、MCF伝送システムの大容量化と伝送距離の延伸化手法について述べる。MCF伝送システムにおける伝送距離の延伸化において考慮すべき点として、伝送路の損失や非線形光学効果、偏波依存損失(PDL: Polarization Dependent Loss)の低減がある。さらに、非結合型MCF伝送システム特有の課題としては、コア間クロストークの抑圧があり、強結合型MCF伝送システム特有の課題としては、空間モード分散(SMD:

Spatial Mode Dispersion)、コア間スキュー、モード依存損失(MDL: Mode Dependent Loss)の低減がある。さらに、大容量化に向けては、上述の伝送路損失、非線形光学効果、PDL、コア間クロストーク、SMD、MDL等の波長チャネル間及びコア間の特性差を低減することが求められる。本章では、各課題に対するMCF及びMCF伝送システムの設計指針を明らかにし、より実用化に近い125 μm の標準クラッド外径を持つ非結合型4コアファイバと強結合型4コアファイバを試作・評価する。また、各ファイバを用いた伝送システムを構築し、Cバンドに波長多重された4コア多重信号を伝送し、太平洋横断級となる9,150 kmの伝送距離と50 Tbit/sを超える伝送容量が両ファイバにおいて実現可能であることを実験的に示す。さらに、得られた実験結果に基づき、非結合型及び強結合型MCFの光海底ケーブルシステムへの適用可能性と今後の展望について述べる。

第4章では、弱結合型MDM伝送技術を用いた大容量伝送の実現に向けたモード間クロストークの低減手法について述べる。まず、MDM方式の課題である受信MIMO信号処理の複雑化について説明し、その課題を解決しうる弱結合型MDM方式について述べる。弱結合型MDM伝送技術は、強結合型MDM伝送技術に比べて、MIMO信号処理の複雑性を低減可能であるという特徴を有するが、伝送路である数モードファイバ(FMF: Few-mode Fiber)やファイバの入出力端で特定のモードを合分波するモード多重分離器において、モード間クロストークを光学的に抑圧する必要がある。そこで、本章では、異なるモード間のクロストークが可能な限り抑圧された弱結合FMFの設計指針を明らかにし、実際に試作した弱結合10モードファイバの特性を評価する。また、低モード間クロストークかつ低損失なモード多重分離器として、像反転調整機能を有するマッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を提案・試作・評価し、その有効性を示す。さらに、弱結合MDM方式における大容量化に向けて、モード間クロストークが広帯域に渡って抑圧されたMPLC (Multi-plane Light Conversion)型の10モード多重分離器を試作し、C+Lバンドに波長多重された10モード多重信号を伝送することで、比較的小さなMIMOサイズである 2×2 または 4×4 のMIMO信号処理のみで250 Tbit/sを超える伝送容量が実現可能であることを実験的に示す。

第5章では、第3章で述べるMCF伝送技術と第4章で述べるMDM伝送技術を融合したマルチモードマルチコアファイバ伝送技術について述べる。空間多重度が100を超える6モード19コアファイバを試作・評価し、C+Lバンドに渡って波長多重された高多値信号を114空間多重伝送し、ファイバ1心あたりの伝送容量が10 Pbit/sを超えることを実験的に示す。

第6章では、本論文で得られた成果を統括する。

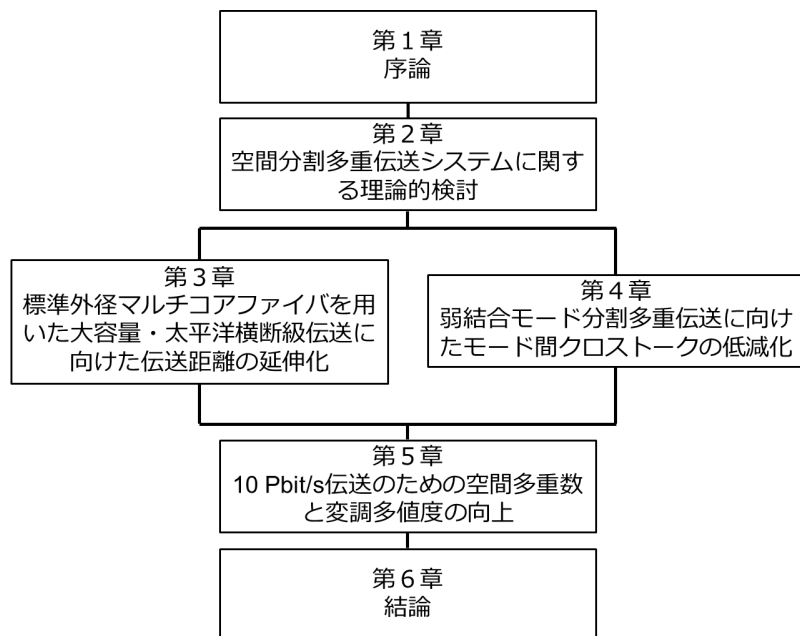


図1-4 本論文の章構成

第1章 参考文献

- [1] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," *Applied Physics Letters*, Vol. 17, No. 10, pp.423-425, (1970).
- [2] I. Hayashi, P.B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," *Applied Physics Letters*, Vol. 17, No. 3, pp.109-111, (1970).
- [3] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, "Low-noise erbium-doped fiber amplifier operating at 1.54 μm ," *Electronics Letters*, Vol. 23, No. 19, pp. 1026-1028, (1987).
- [4] A. Buxens, H.N. Poulsen, A.T. Clausen, and P. Jeppesen, "Gain flattened L-band EDFA based on upgraded C-band EDFA using forward ASE pumping in an EDF section," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 9, pp. 821-823, (2000).
- [5] 総務省, "令和4年版情報通信白書"
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r04/pdf/01honpen.pdf>
- [6] 総務省, "我が国のインターネットにおけるトラフィック集計"
https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000189.html
- [7] R. J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity limits of optical fiber networks," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 9, pp. 662-701, (2000).
- [8] 轟 眞市, "ファイバフェーズの伝搬モードと伝搬しきい値", *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J96-B, No. 3, pp. 243-248, (2013).

第2章

空間分割多重伝送システムの理論的検討

2-1. 緒言

SDM技術は、第1章で述べたようにMCF伝送方式とMDM伝送方式の二つの方式が検討されている。本章では、SDM技術及びSDM用光ファイバを種別ごとに分類し、既存SMFとは異なるSDM用光ファイバ特有の課題について説明する。さらに、各SDM用光ファイバを用いたSDM伝送システム及びMIMO信号処理の構成について述べる。加えて、各SDM技術を用いた近年の研究開発動向についても述べる。

2-2節では、MCF伝送方式とMDM伝送方式をそれぞれさらに細分化し、SDM技術の分類についてまとめる。2-3節では、細分化したSDM技術の分類に従って、SDM用光ファイバの特徴を整理し、SDM用光ファイバ特有の課題としてMCFにおけるコア間クロストーク、FMFやマルチモードファイバ(MMF: Multi Mode Fiber)におけるモード間結合、SMDとモード間遅延差(DMD: Differential mode delay)、MDLの発生原理について説明する。2-4節では、SDM用光ファイバの中でも特徴的な性質を持つ、非結合型MCF、強結合型MCF、弱結合型FMF、強結合型FMFを用いたSDM伝送システムの構成について述べ、各伝送システムにおいて伝送性能を決定付ける要因をアプリケーションごとに整理する。2-5節では、既存SMFシステムとは異なる、SDM伝送システム特有の受信信号処理としてMIMO信号処理の概要と構成について詳説する。2-6節では、近年報告されているSDM技術を用いた大容量及び長距離伝送実験について概観し、その研究開発動向について述べる。

2-2. SDM技術の分類

図2-1に、SDM技術の分類図を示す。まず、MCF伝送方式は、非結合型のMCF伝送方

式と結合型のMCF伝送方式に大別される。非結合型MCF伝送方式は、ファイバ中に特別な構造を設けることで、コア間のクロストークを極力光学的に抑圧する方式である。そのため、MCF中の各コアは、既存のSMFと同等に取り扱うことが可能である。結合型MCF伝送方式は、さらに強結合型MCF伝送方式と弱結合型MCF伝送方式に分けられる。強結合型MCF伝送方式は、コア間の光信号を積極的に結合させて伝搬する方式であり、受信側の信号処理によりファイバ中で結合した信号を分離する。弱結合型MCF伝送方式は、上述した非結合型MCF伝送方式と強結合型MCF伝送方式の中間に位置する方式であり、信号伝送後のコア間クロストーク量によって、コアを独立した伝送路として用いる場合と、結合した成分を部分的もしくは全体的に信号処理して分離する場合がある。

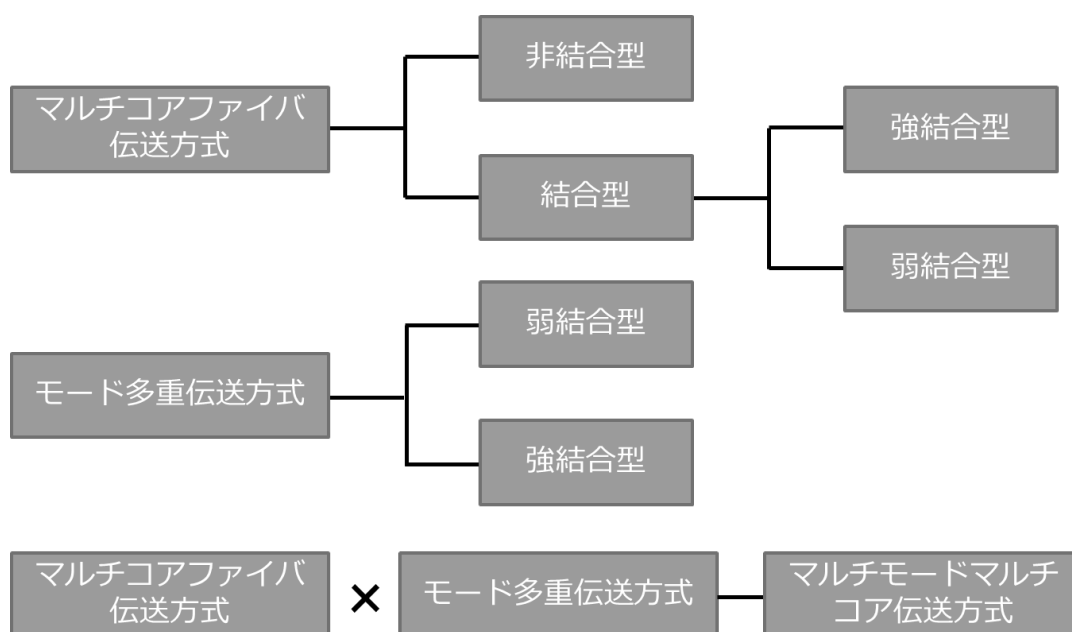


図2-1 SDM技術の分類図

また、MDM伝送方式は、弱結合型MDM伝送方式と強結合型MDM伝送方式に大別される。弱結合型MDM伝送方式は、コア中に伝搬する複数のモード間で光学的にモード間のクロストークを抑圧する方式である。本方式については、第4章にて詳しく説明する。強結合型MDM伝送方式は、モード間のクロストークは抑圧せずに、ファイバ中で生じたモード間の結合を受信側のMIMO信号処理により分離する方式である。

さらに、MCF伝送方式とMDM伝送方式は独立して利用可能であるため、それらを組み合わせた伝送方式であるマルチモードマルチコア伝送方式も検討されている。

2-3. SDM用光ファイバ

図2-2では、2-2節の図2-1に示したSDM技術の分類に従って、SDM用光ファイバを整理した。非結合型MCF伝送方式用のSDMファイバとして、トレンチ付与型のMCFがある[1]。図2-3(a)に、トレンチ付与型MCFの屈折率分布の概念図を示す。コアの周辺に、トレンチ構造と呼ばれる低屈折率部を設けることで、光の閉じ込め効果を強くし、コア間のクロストークを抑圧している。トレンチ構造を付与するために、製造過程が複雑化することから比較的高コストではあるものの、コア間クロストークが極めて小さく抑圧されるため、短距離から長距離、さらには光海底ケーブルシステムのような超長距離のアプリケーションまで適用できる可能性がある。

弱結合型MCF伝送方式用のSDMファイバとして、ステップインデックス(SI: Step Index)型のMCFがある[2]。図2-3(b)に、SI型MCFの屈折率分布の概念図を示す。トレンチ付与型MCFとは異なり、コアの周辺にトレンチ構造がなく、従来SMFと同等の屈折率分布を有している。そのため、コア間クロストークの抑圧は、トレンチ付与型MCFに比べると弱く、伝送後にコア間クロストークが残る場合がある。一方で、トレンチ構造を持たないため、製造工程が簡素化可能であり、低コスト化が期待できる。以上の特徴から、短距離～中距離向けのアプリケーションに適している。SI型MCFの実用化検討として実施したフィールド環境下におけるファイバの特性評価については、付録に詳細を記載する。トレンチ付与型MCF及びSI型MCFにおいては、クロストークを抑圧するためにコアとコアの間隔(コア間ピッチ)を大きくする必要があり、125 μm の標準クラッド外径を持つ光ファイバへ配置できるコア数は4～5に制限される。

強結合型MCF伝送方式用のSDMファイバとして、強結合型のMCFがある[3-6]。強結合型MCFでは、非結合型MCFや弱結合型MCFに比べ、コア間ピッチを小さくすることで、ファイバ中でコア間の結合が生じる。したがって、コア間のクロストークを抑圧するような特別な構造を必要としないため、非結合型MCFに比べて、製造が容易であるという特徴を持つ。また、コア間ピッチが小さいことから、非結合型MCFや弱結合型MCFに比べて、1心あたりのコア数を多くすることが可能であり、125 μm の標準クラッド外径において、最大12コアの強結合型MCFが報告されている[6]。

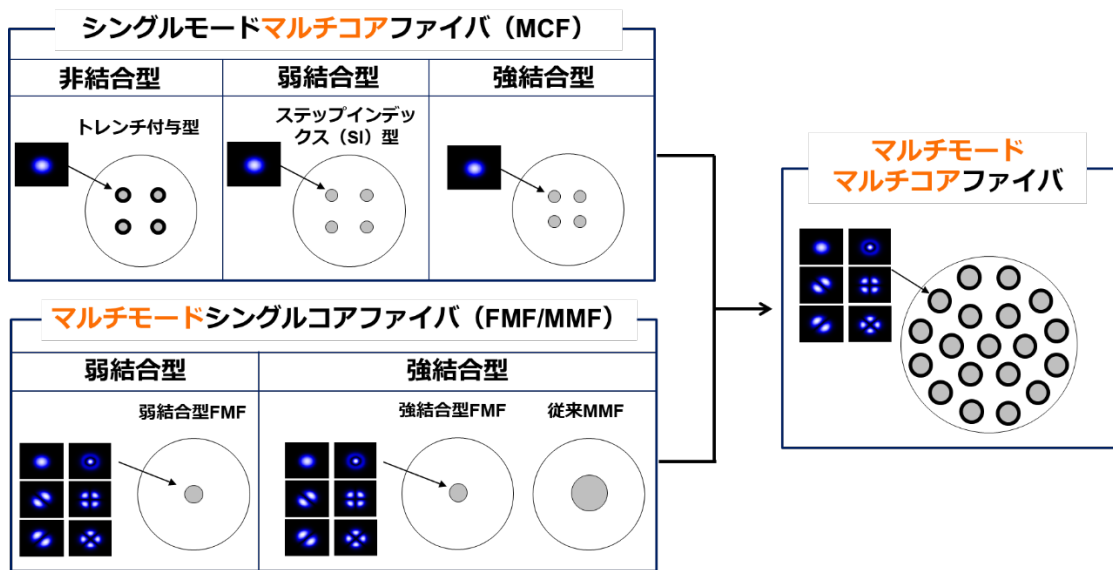


図2-2 SDM用光ファイバ

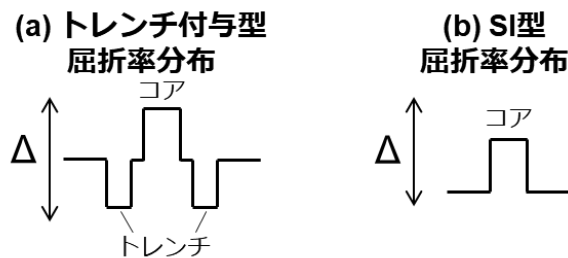


図2-3 (a) トレンチ付与型MCFにおける屈折率分布
(b) SI型MCFにおける屈折率分布

弱結合型MDM伝送方式用のSDMファイバとして、弱結合型のFMFがある[7, 8]。ここでFMFは、45モード程度伝搬可能な従来のMMFに比べて、伝搬可能なモード数を数モードから十数モードへ制限したファイバである。弱結合型FMFは、伝搬するモード間の実効屈折率差を大きくすることで、モード間の結合を抑制する。この弱結合型FMFは、光ファイバのパラメータであるコア径とコア及びクラッドの屈折率差である比屈折率差を調整することで、伝搬するモード数を制御可能である。そのため、125 μm の標準クラッド外径においては、非結合型のMCFよりも空間多重数を増加させることが容易であり、10程度のモードが伝搬可能な弱結合型FMFが報告されている[7]。

強結合型MDM伝送方式用のSDMファイバとして、強結合型のFMFや従来MMFがある[9, 10]。強結合型FMFや従来MMFでは、モード間の結合を許容するため、上述した弱結合型のFMFのように、モード間の実効屈折率差を大きくするような特別な構造は必須で

はない。一方で、後述するように、伝搬モード間の群速度差が大きい場合、モード間の結合を受信側の信号処理により分離・補償する際に、信号処理の複雑性が増大する。そのため、モード間の群速度差を抑圧するため、コアの中心の屈折率を高くし、外側に向かってゆるやかに低くなるように屈折率を滑らかに分布させるグレーデッドインデックス(GI: Graded Index)型の屈折率プロファイルを採用することが多い。このように、強結合型MDM伝送方式用のSDMファイバでは、弱結合型FMFのようにモードを独立に制御する必要がないことから、モード多重数を増加させやすく、強結合型FMFにおいては15程度のモードが伝搬可能なファイバが報告されている[9]。一方で、従来MMFは、45程度のモードが伝搬可能[10]であり、モード多重数を大幅に増加可能であるため、伝送容量の飛躍的な向上が期待できる。

マルチモードマルチコア伝送方式用のSDMファイバとして、マルチモードマルチコアファイバあるいは数モードマルチコアファイバ(FM-MCF: Few-mode Multi-core Fiber)がある[11-13]。FM-MCFは、SDM技術の極限を追求するファイバであり、モード多重数×コア数により大幅に空間多重数を増加可能である。本方式により、100以上の空間多重数を持つFM-MCFも報告されている[11-13]。一方で、ファイバの製造性や接続技術(融着接続及びコネクタ接続)、FM-MCFの入出力デバイスの製造性に課題が残る。さらに、モード多重数及びコア数を増加させるために、FM-MCFのクラッド径は、125 μmの標準クラッド外径を超える例がほとんどである。

ここまではSDM用光ファイバの分類について述べた。以下では、SDM用光ファイバ特有の課題である、コア間クロストークやモード間結合、モード分散であるSMDやDMD、モード依存損失であるMDLについて発生原理や定義を説明する。

2-3-1. コア間クロストーク

非結合型MCFや弱結合型MCFを用いた伝送システムでは、既存のSMF伝送システムとは異なり、ファイバ中で生じるコア間のクロストークを考慮する必要がある。本節では、MCFにおけるコア間クロストークの発生について説明する。ここでは、簡単のため2コア間(コア#1とコア#2)のクロストークについて考える。図2-4に、MCF(2コア)における屈折率分布と各コアにおける電界分布の重なりを示す。まず、コア#1に信号光を入力した場合の、コア#2へのコア間クロストークは、下記で定義される[14]。

$$XT [dB] = -10 \log \frac{P_{out}(\#2)}{P_{out}(\#1)} \quad (2.1)$$

ここで、 $P_{out}(\#1)$ はコア#1からの出力パワー、 $P_{out}(\#2)$ はコア#2からの出力パワーであ

る。コア間クロストークの発生要因は、コア間のモード結合によるものとされている[15]。2コア間における光パワーの移行率 $P(z)$ は、モード結合理論より、

$$P(z) = \eta \sin^2\left(\frac{\pi z}{2L_c}\right) \quad (2.2)$$

と計算できる[15]。ここで、 z はファイバの長手方向の距離、 η はパワー移行係数、 L_c はモード結合長である。なお、ここでは簡単のため、ファイバの曲げや捻じれによる影響は考慮していない。また、パワー移行係数 η とモード結合長 L_c は、それぞれ、

$$\eta = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta\beta}{2\kappa}\right)^2} \quad (2.3)$$

$$L_c = \frac{\pi}{\Delta\beta} \quad (2.4)$$

で表される[15]。ここで、 $\Delta\beta$ は2コア間の伝搬定数差、 κ は各コアの伝搬モードの電界分布の空間的な重なりから決まるモード結合係数である。したがって、コア間クロストークはパワー移行係数 η を用いて、

$$XT [dB] = -10 \log \frac{\eta \sin^2\left(\frac{\pi z}{2L_c}\right)}{1 - \eta \sin^2\left(\frac{\pi z}{2L_c}\right)} \quad (2.5)$$

と表せる。式(2.3)中に示した伝搬モードの電界分布の空間的な重なりから決まるモード結合係数 κ は、以下の式で与えられる[16]。

$$\kappa = \frac{\omega \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (N^2 - N_2^2) \mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_1^* \times \mathbf{H}_1 + \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_1^*) dx dy} \quad (2.6)$$

ここで、 ω は角周波数、 ε_0 は誘電率、 $N(x, y)$ はファイバ断面内屈折率分布、 $N_2(x, y)$ は第2コアのみの屈折率分布である。 $\mathbf{E}_{1,2}$ および $\mathbf{H}_{1,2}$ はそれぞれコア#1及びコア#2の局在伝搬モードである。分母の $\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_1^* \times \mathbf{H}_1 + \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_1^*) dx dy$ は、光のパワーであるから、伝搬損失を無視すると定数となる[16]。すなわち、 κ は分子に含まれる各コアの伝搬モードの電界分布の重なり $\mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2$ の空間積分で決まることが確かめられた。 κ の表式(2.6)に光ファイバ中の $\mathbf{E}_{1,2}$ 及び $\mathbf{H}_{1,2}$ を代入すると、以下の式を得る[16]。

$$\kappa = \frac{\sqrt{\Delta}}{a} \frac{u^2}{v^3 K_1^2(w)} \left(\frac{\pi a}{wD}\right)^{1/2} \exp\left(-\frac{w}{a}D\right) \quad (2.7)$$

ここで、 Δ はコアとクラッドの比屈折率差、 a はコア半径、 D は2コア間距離、 v は規格化周波数、 K_1 は変形ベッセル関数である。 u および w はコア半径、波数、コアおよびクラッドの屈折率、伝搬定数から決まるパラメータ[16]である。ゆえに、 κ のコア間距離 D に対

する依存性は、

$$\kappa \propto \exp\left(-\frac{w}{a}D\right) \sqrt{\frac{a}{D}} \quad (2.8)$$

である。図2-5に、数値解析により得られた、規格化モード結合定数 $\kappa a/\sqrt{\Delta}$ とコア半径 a で規格化したコア間距離 D の関係を示す。以上の検討から、コア間距離 D の増加に対してモード結合係数 κ は指数関数的に小さくなることが分かる。

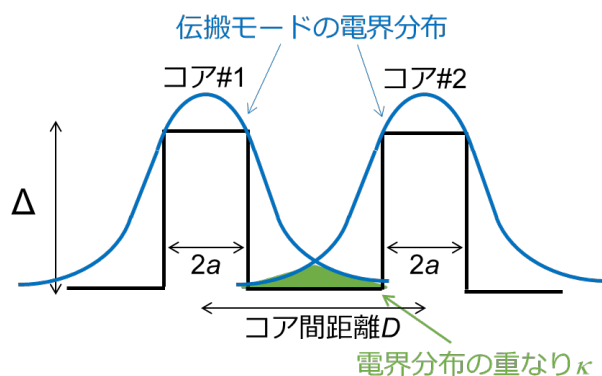


図2-4 マルチコアファイバにおける屈折率分布と各コアにおける電界分布の重なり

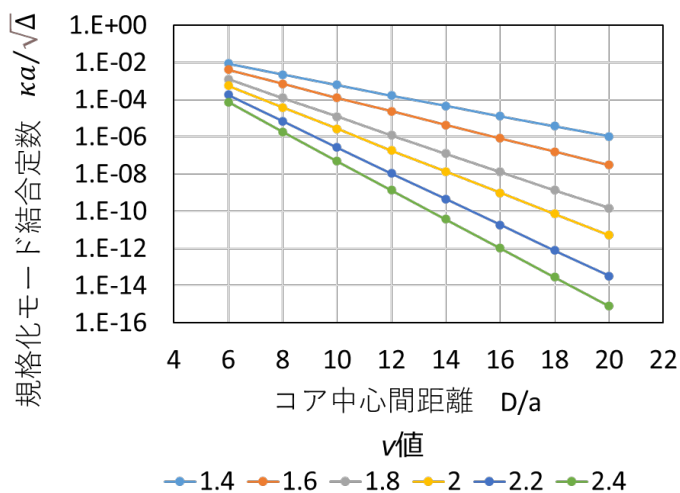


図2-5 規格化モード結合定数 $\kappa a/\sqrt{\Delta}$ とコア半径 a で規格化したコア間距離 D の関係

コア間クロストークは式(2.3)及び(2.5)により κ で決まるため、コア間距離 D 、つまり

コア間ピッチを大きくすることがコア間クロストーク低減に非常に有効であることが分かる。一方で、クラッド径が一定の場合、コア間ピッチを拡大するとコアからクラッド外径までの距離であるクラッド厚が小さくなることにより、曲げなどの外圧がファイバに加わった場合、光がクラッド外部へ漏洩し、過剰損失が生じる。したがって、コア間ピッチ拡大によるコア間クロストークの抑圧と過剰損失の増加はトレードオフの関係にある[1]。そのため、近年では、図2-3(a)に示すように、コアの周りに低屈折率なトレンチ構造を設けることで、各コアにおける伝搬モードの空間的な重なりを低減するとともに、光の閉じ込め効果を高めることで曲げに対する過剰損失を抑圧している。

2-3-2. モード間結合

本節では、モード多重用光ファイバにおけるモード結合の原理とその抑圧手法について述べる。モード多重用光ファイバにおける直線偏光(LP: Linearly Polarized)モード間の結合は、従来SMFにおける偏波モード間の結合[16, 17]と同様に、ファイバ中のランダムな構造揺らぎや曲げなどの摂動によって生じる[18]。図2-6に、ファイバ構造揺らぎ(摂動周期 Λ_G)の模式図を示す。2モード間の結合を考えた場合、2モード間の伝搬定数差を $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$ とすると、2モード間のビート長 L_B は、

$$L_B = \frac{2\pi}{\Delta\beta} \quad (2.9)$$

で表わされる。ここで、ファイバ長手方向の構造揺らぎや曲げなどの摂動の中に $\Delta\beta$ と等しい空間周波数成分が含まれる場合、両モード間に強いモード結合が生じる[16-18]。また、2モード間の実効屈折率差 Δn_{eff} は、波長 λ を用いて、

$$\Delta n_{eff} = \frac{\lambda}{2\pi} \Delta\beta \quad (2.10)$$

で表わされるため、式(2.9)から、ビート長 L_B と実効屈折率差 Δn_{eff} の関係は、

$$L_B = \frac{\lambda}{\Delta n_{eff}} \quad (2.11)$$

となる。

次に、モード多重用光ファイバにおけるLPモード間結合の抑圧手法について説明する。光ファイバ中におけるファイバ構造揺らぎのパワースペクトルは、高い空間周波数成分ほど急激に小さくなる[19]。したがって、ビート長 L_B を短くする、つまり式(2.11)より、モード間の実効屈折率差 Δn_{eff} を大きくすることで、 $\Delta\beta$ に対する空間周波数の揺らぎ成分も小さくなり、モード間の結合を抑圧することが可能である。特に、10 cm以下

の摂動周期を持つ構造揺らぎは極めて少ないことから[19]、式(2.11)より、波長1550 nmの場合、

$$\Delta n_{eff} > \lambda/\Lambda_G = 1550 \text{ nm}/10 \text{ cm} \sim 10^{-5} \quad (2.12)$$

であるため、モード間の実効屈折率差 Δn_{eff} を 10^{-5} 以上にするこでLPモード間結合の抑圧が期待できる。これは、偏波モード間の結合を抑圧するために広く使われている偏波保持ファイバ(PMF: Polarization Maintaining Fiber)の原理をLPモード方向に拡張したものである。PMFでは、クラッド断面の一方向に応力付与材料をコアを挟むようにして入れることで、コアに大きな応力を発生させ、コアのx軸方向とy軸方向で実効屈折率差 Δn_{eff} を大きくし、偏波モード間の結合を抑圧している[17]。

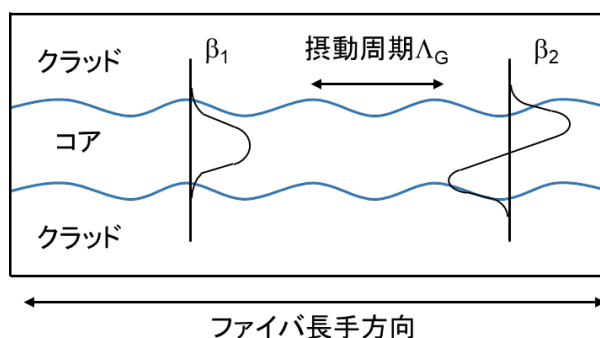


図2-6 ファイバ構造揺らぎの模式図

2-3-3. SMDとDMD

本節では、MCFやFMFにおけるモード分散について述べる。MCFのコア間、FMFのモード間では、各コアもしくは各モードにおける伝搬定数の違い、特にその一次微分である群速度の違いにより群遅延差が生じる。つまり、光ファイバに入力してから出力されるまでの遅延時間がコアやモード毎に異なる。このような現象はモード分散と呼ばれる。

まず、簡単のためにSMF中での偏波間のモード分散(PMD: Polarization Mode Dispersion)について説明する。MCFやFMFにおけるモード分散も、PMDをコア方向もしくはモード方向に多次元に拡張したものとして理解できる[20]。短いSMFに偏波多重光を入力する場合を考えると、微弱な振動や応力を受けたファイバは複屈折性を持つため、電界の向きによって群速度が異なる。両偏波は異なる群速度差を感じながら偏波間で結合を起こすために、時間軸上で広がったような波形(歪み)となる。ここで、偏波結合も群遅延もエネルギー保存則を満たす変化であることから、このファイバの伝達関数は

2×2のユニタリ行列 U で書ける。ユニタリ行列 U は正規行列であるから、ユニタリ行列 P により対角化可能であり、 $U = P^{-1}AP$ となる。 P を、列ベクトルを横に並べたもの $P = (\mathbf{v}_{PSP+} \ \mathbf{v}_{PSP-})$ と表すとき、この $\mathbf{v}_{PSP+(-)}$ をこのファイバの+(−)の固有偏波状態(PSP: Principal State of Polarization)という。+と−のPSPは直交している。 $\mathbf{v}_{PSP+(-)}$ は、数学的には U の固有ベクトルである。行列 A は対角行列であり、対角要素は $\mathbf{v}_{PSP+(-)}$ に対する固有値を表している。ユニタリ行列の固有値は絶対値1であることより、

$$A = \text{diag} \left(e^{-\frac{j\omega\Delta\tau}{2}}, e^{+\frac{j\omega\Delta\tau}{2}} \right) \quad (2.13)$$

と書ける[20]。これは、PSPである $\mathbf{v}_{PSP+(-)}$ にとっては、 U という変換は偏波間の結合など存在せずに、ただ遅延 $-(+)\Delta\tau/2$ を感じるだけのように見えることを意味している。すなわち、波形歪はなく、ただ入れた波形が時間シフトして出てくるように見える。この時、PSP間の遅延差 $\Delta\tau$ を群遅延時間差(DGD: Differential Group Delay)という。なお、 $\Delta\tau$ をexp関数の外へ出したい時には、以下のような行列 G を考えればよいことが知られている。

$$G = j \frac{dU}{d\omega} U^\dagger \quad (2.14)$$

G は群遅延演算子と呼ばれ、 G の固有値は $\pm\Delta\tau$ となる。

次に長いSMFを考える。図2-7に示すように、このファイバは互いに無相関な(ランダムな)短いファイバを N 個カスケードしたものとみなせる。このファイバ全体の伝達関数 U は、 $U = U_N \dots U_2 U_1$ と表せる[20]。 U_i 同士は全くバラバラなPSPを持つが、そのDGDはおおむね $\Delta\tau$ であるとする。これは、PSPが向きがバラバラのランダムベクトル、DGDが偏差 $\Delta\tau$ のランダム変数であるとみなしたことに相当する。ファイバ全体の伝達関数 U はユニタリ行列の積であるから、やはりユニタリ行列である。これを1つのファイバの伝達関数と思うと、 U にもPSPとその遅延差であるDGDが定義できる。ただしPSPは各ファイバ区間のPSPに依存して決まる。それらはランダムとしたから、 U のPSPもランダムである。DGDの値もランダム変数であるが、 N が十分大きければ、DGDは偏差 $\sqrt{N}\Delta\tau$ のMaxwell分布に従うことが知られている[20] (この偏差 $\sqrt{N}\Delta\tau$ をPMDと呼ぶ場合もある)。なお、偏波間の結合が無視できる場合(例えばPMF)は、DGDは決定的な値であり、 $N\Delta\tau$ となる。

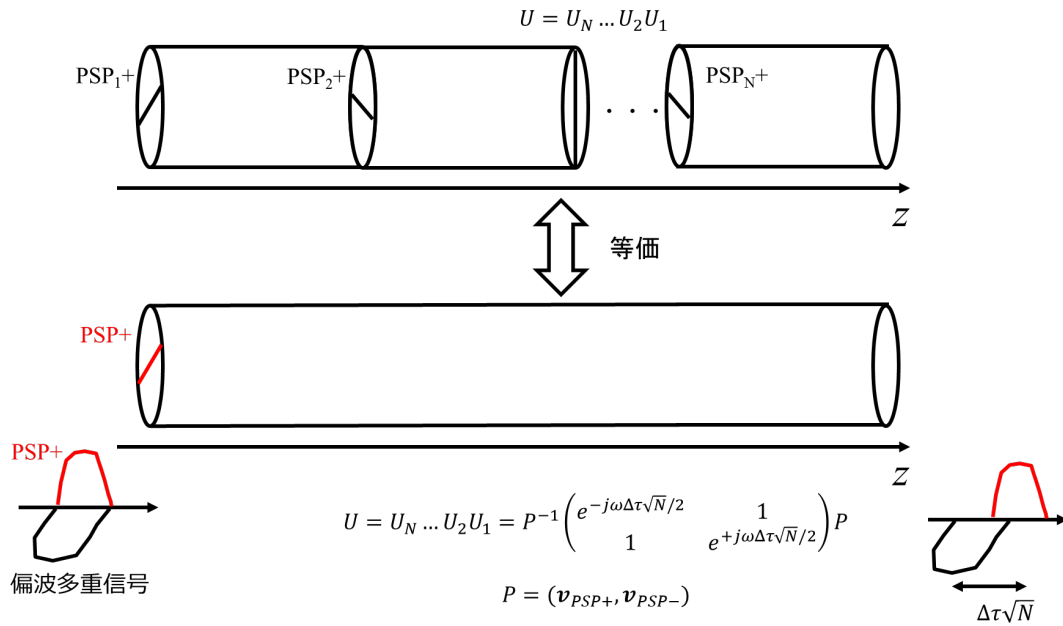


図2-7 多段接続時のDGDとPSPの概念

次に、MCFやFMFにおけるモード分散について、上述したPMDの概念をコア方向もしくはモード方向に拡張することを考える。コア間およびモード間の結合が大きい場合は、そのDGDはランダム変数であり、偏差は $\sqrt{N}\Delta\tau$ となる[20]。強結合型MCFにおけるコア間はこのに該当し、SMDと呼ばれる。また、FMFにおける同一のLPモード間(縮退モード間)もこれに該当し、縮退モード間DMDと呼ばれる。一方で、FMFにおける異種LPモード間の結合は小さいため、そのDGDは決定的な値である $N\Delta\tau$ となる。この異種LPモード間のDGDは、モード群遅延差(DMGD: Differential mode group delay)もしくは単にDMDと呼ばれる。SDMファイバにおけるモード分散に関連する用語については未だ定義されていないため、本論文においては、コア間のモード分散をSMD、モード間のモード分散をDMD (特に同一LPモード間のモード分散を縮退モードDMD)と呼ぶこととする。

図2-8に、空間多重数が4(MCFの場合は4コア、FMFの場合は4モード)の場合の、各SDMシステムにおけるモード分散の発生モデルを示す。それぞれ、4コアもしくは4モードに信号を多重した場合の、各信号のパルスの広がり方を模式的に表している。

図2-8(a)の通り、非結合型MCFを用いた伝送システムでは、コア間のクロストークが極めて小さく抑圧されているため、各コアはPMDのみが存在する独立した伝送路として扱うことが可能である。したがって、光ファイバや入出力デバイス等で生じるコア間スキュー(光路長差)は生じるものの、SDMファイバ特有のモード分散を考慮する必要は

ない。

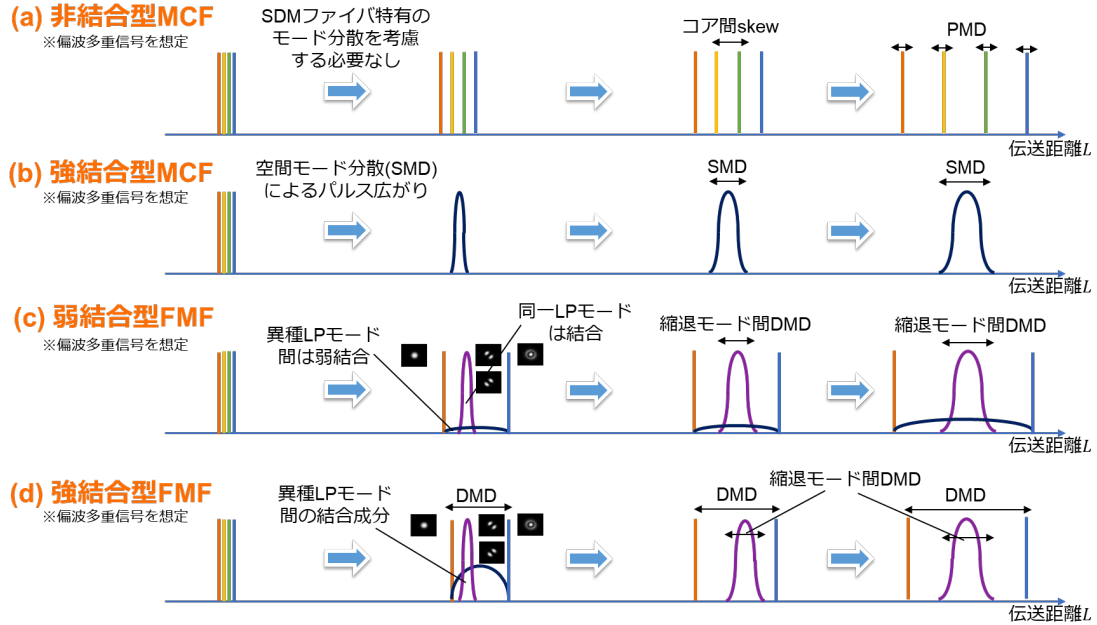


図2-8 空間多重数が4の場合の各SDMシステムにおけるモード分散の発生

(a) 非結合型MCF、(b) 強結合型MCF、(c) 弱結合型FMF、(d) 強結合型FMF

図2-8(b)の通り、強結合型MCFを用いた伝送システムでは、ファイバ中で全てのコア間において結合が生じるため、SMDが無視できなくなる。先述の通り、SMDはPMDと同様にふるまい、次式に示すように伝送距離 L の平方根に比例して増加する[20, 21]。

$$SMD_{fiber} \propto \sqrt{L} \quad (2.15)$$

また、強結合型MCFは、コア間の結合を積極的に起こすために、2-3-1節で述べたパワー移行係数 η を大きくする必要がある。そのため、各コアの伝搬定数 β_1 及び β_2 を極力等しくし、伝搬定数差 $\Delta\beta$ を小さくするとともに、コア間ピッチを約 $20\ \mu\text{m}$ 程度まで小さくすることで[3-6]、モード結合係数 κ を大きくすることが望ましい。一方で、 $20\ \mu\text{m}$ よりもコア間ピッチを小さくしていくと、(ファイバの曲げや捻じれ等の摂動にも依存するが)徐々にスーパーモードが形成されはじめる。スーパーモード間の結合は弱く、そのモード分散は異種LPモード間のDMDと同様にふるまうため、SMDが伝送距離 L に比例して増大する点に注意が必要である[21]。

図2-8(c)の通り、弱結合型FMFを用いた伝送システムでは、異なるLPモード間のクロストークが抑圧されているため、異種LPモード間は並列な伝送路と扱うことができ、異

種LPモード間で生じるDMD(伝送距離に比例して増大する[21])を考慮する必要がない。一方で、LP11aとLP11bのような同一LPモード間においては、結合が避けられない。この縮退モード間DMDはPMDと同様にふるまうため、伝送距離 L の平方根に比例して増加する。

図2-8(d)の通り、強結合型FMFを用いた伝送システムでは、ファイバ中で全てのモード間において結合が生じるものの、結合の大きい同一LPモード間については縮退LPモード間DMDが伝送距離 L の平方根に比例して増加し、結合の小さい異種LPモード間はDMDが伝送距離 L に比例して増加する[21]。

2-3-4. MDL

本節では、強結合型MCFや強結合型FMFにおいて伝送性能の劣化要因となるMDL [22-25]について説明する。MDLは、従来SMFや非結合型MCFを用いた伝送システムにおいて生じる偏波依存損失(PDL: Polarization Dependent Loss)をモード方向に拡張したものであるから、まずはPDLについて考える。PDLの理論は、先に述べたPMDの理論とよく似ている。

PDLとは、光デバイスにあらゆる偏波状態の光を入力した際の挿入損失の最大値と最小値の差である。PDLの数理的な定義は下記の通りである。SMF中の入出力電界をJonesベクトル表示すると、線形な光デバイスは(ユニタリとは限らない)Jones行列 U として表現できる。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}'_x \\ \mathbf{E}'_y \end{pmatrix} = U \begin{pmatrix} \mathbf{E}_x \\ \mathbf{E}_y \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

このとき、エルミート行列 $H = UU^\dagger$ を考える。エルミート行列は常に対角化可能であり、2つの実数の固有値 λ_- , λ_+ を持つ。いま、 $\lambda_- < \lambda_+$ とする。固有値の比 λ_+/λ_- (デシベル表示では差 $\Delta\lambda [\text{dB}] = \lambda_+[\text{dB}] - \lambda_-[\text{dB}]$)がPDLである。またそれぞれの固有値に対応する固有ベクトル \mathbf{v}_+ , \mathbf{v}_- は、PDLの”軸”を示しており、PMDにおけるPSPの概念に相当する。入力Jonesベクトルがたまたま \mathbf{v}_+ の方向を向いていれば出力Jonesベクトルは $\lambda_+\mathbf{v}_+$ となるが、たまたま \mathbf{v}_- の方向を向いていれば $\lambda_-\mathbf{v}_-$ となる。Jonesベクトルは偏波状態と対応するので、これは偏波状態に依存して損失が異なって見えることを意味しており、素朴な定義(“あらゆる偏波状態の光を入力した際の挿入損失の最大値と最小値の差”)と整合する。一般の入力Jonesベクトルが与えられたときも、 \mathbf{v}_+ の方向成分と \mathbf{v}_- の方向成分に分解して考えればよい。光デバイスが2段になった場合、両デバイス間 U_1, U_2 でPSPが一致していれば、システム全体 U_2U_1 のPDLはそれぞれのPDLの値の単純な和になる。しか

しPSPが一致していない場合は、単純な和にはならない。特にPSPが直交していた場合には、全体のPDLは1 (0 dB)となる。伝送システムでは、 $\Delta\lambda$ のPDLを持つデバイスが点在し、その間が光ファイバで結ばれている。光ファイバはランダムな偏波回転を与えるから、これは各デバイスのPSPがランダムに異なっていることと同じである。PMDの場合と同様の議論から、システム全体のPDLの値はランダム変数となる。その偏差は $\sqrt{N}\Delta\lambda$ 程度と予想でき、実際にこれはよい近似を与える[23]。ただし、光ファイバによる偏波回転は時間的にランダムに変わるため、システム全体のPDLの値やPSPは時間的にも変化する確率的挙動を示す。

次にPDLが偏波多重信号伝送に与える影響を考える。システム全体のPDLの値は、先に述べたように偏差 $\sqrt{N}\Delta\lambda$ 程度のランダム変数とみなせる。しかし、システム全体のPSPは一様にランダムである。入力光信号のJonesベクトルと、システム全体のPSPが一致するかどうかによって、伝送信号への影響は変わってくる。例えば、PSPと入力Jonesベクトルが一致していた場合、x偏波信号とy偏波信号で最大の損失差が生まれ、光信号対雑音比(OSNR: Optical Signal to Noise Ratio)の差異が生じる。PSPと入力Jonesベクトルが45度の関係にある場合、x偏波信号とy偏波信号では同じ損失を受けるため、両者のOSNRは等しく劣化する。また、PDLによってシステム全体のJones行列がユニタリ行列から乖離するに従い、逆行行列乗算であるMIMO信号処理に数値的な不安定性(ill-conditioned)が生じ、MIMO信号処理による復調時にペナルティが生じる。先に述べたように、システム全体のPDL (特にPSP)は時間的に変化するため、PDLによる伝送性能の劣化量も時間的に変化することとなり、確率論的に議論される[22]。

MCF伝送システムでは、ファイバ、FIFOデバイス、光アンプといった伝送路を構築する全てのデバイスのPDLが累積し、システム全体のPDLとなる。図2-9に、非結合型4CFにおける、6,020 km伝送後のPDLに対する4コア間平均Q値(実験結果)を示す。PDLは、システム全体のPDLが実験室内の温度変化や振動により時間的にドリフトすることに起因して変化している。本結果から、PDLが増加するにつれて、4コア平均Q値も劣化することが分かる。

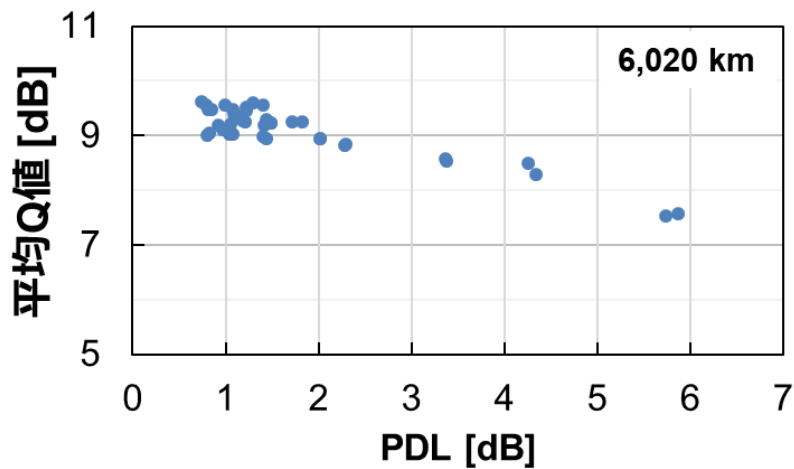


図2-9 6,020 km伝送後のPDLに対する4コア間平均Q (実験結果)

また、前述した通り、MDLはPDLをモード方向に拡張したものであり、光デバイスにあらゆる偏波・モード状態の光が入力した際の挿入損失の最大値と最小値の差である。数理的な定義もPDLと同様であり、エルミート行列 $H = UU^\dagger$ におけるM個(偏波及びモード数に対応)の実数の固有値のうち最大のものを λ_{max} 、最小のものを λ_{min} とすると、

$$MDL [dB] = \lambda_{max}[dB] - \lambda_{min}[dB] \quad (2.17)$$

で表わされる。MDLは、強結合型MCFのようなコア間の結合が生じる伝送システム特有の課題であり、PDLの発生要因に加えて、コア間でのファイバの伝送損失差、FIFOデバイスの損失差、光アンプの利得差、強結合型MCF同士の接続点におけるモード結合量の差によって生じる。MDLについては、MDLを変化させた場合の伝送距離に対するアウトージ確率(Q値の劣化確率)が報告されており[24]、MDLの増加に伴いアウトージ確率も増加する。図2-10に、強結合型4CFにおける、9,150 km伝送後のMDLに対する4コア間平均Q値(実験結果)を示す。MDLは、システム全体のMDLが実験室内の温度変化や摂動により時間的にドリフトすることに起因して変化している。本結果から、MDLが増加するにつれて、4コア平均Q値も劣化することが分かる。

光海底ケーブルシステムのような超長距離伝送システムにおいては、光信号が通過する光デバイスの数が増加するため、個々のPDLやMDLを低減し、システム全体のPDLやMDLを抑圧することが望ましい。

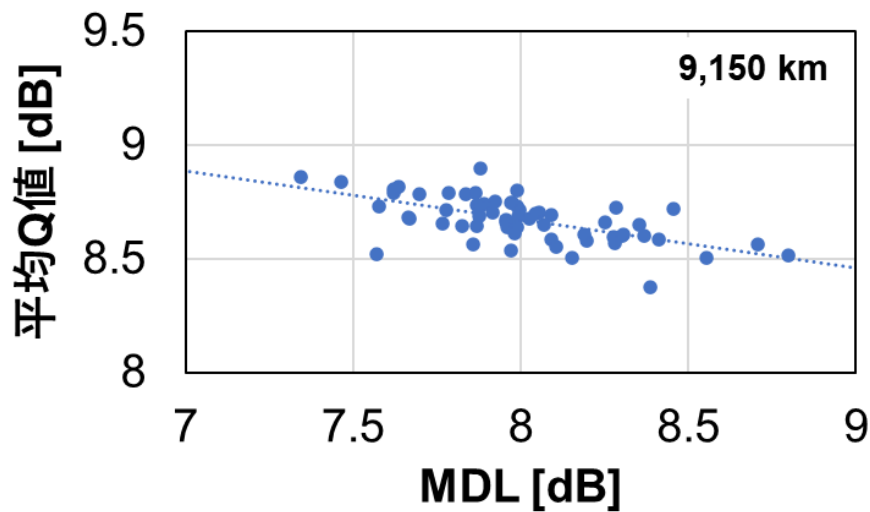


図2-10 9,150 km伝送後のMDLに対する4コア間平均Q (実験結果)

2-4. SDM伝送システム

本節では、2-3節の図2-2に示したSDM用ファイバの中でも特徴的な性質を持つ、非結合型MCF、強結合型MCF、弱結合型FMF、強結合型FMFを用いたSDM伝送システムについて説明する。図2-11に、各伝送システムの構成図を示す。ここでは、想定する空間多重数は4 (MCFの場合は4コア、FMFの場合は4モード)とした。また、光ファイバ中の伝搬モードとして、LPモードを用いた伝送システムを想定した。MCFを用いた伝送システムでは、図2-11(a)及び図2-11(b)に示す通り、各コアの基本モードであるLP01モードのx偏波及びy偏波を用いて、それぞれ信号を伝送する。一方、FMFを用いた伝送システムでは、図2-11(c)及び図2-11(d)に示す通り、複数の伝搬モード(ここでは、LP01、LP11a、LP11b、LP02の4モードを仮定)のx偏波とy偏波を用いて、それぞれ信号を伝送する。

図2-11(a)の通り、非結合型MCFを用いた伝送システムは、主に、複数の送信器、伝送路である非結合型MCF、従来SMFからMCFへ変換するための入力デバイスであるFan-in (FI)デバイス、MCFから従来SMFへ分離するための出力デバイスであるFan-out (FO)デバイス、受信器から構成される。コア間クロストークが極めて小さく抑圧されている非結合型MCFを用いているため、各コアは独立した伝送路として扱うことが可能である。したがって、既存のSMF伝送システムと同様に、x偏波とy偏波間の結合のみを受信器のMIMO信号処理によって分離する。MIMO信号処理の詳細については次節にて説明する。このときのMIMO信号処理のサイズは、2偏波に多重された信号を分離するため、 2×2 となる。このように、非結合型MCFでは、既存のSMF伝送システムに用いられている送

信器及び受信器を利用可能である。

図2-11(b)の通り、強結合型MCFを用いた伝送システムは、主に、複数の送信器、伝送路である強結合型MCF、MCF入力デバイスであるFIデバイス、MCF出力デバイスであるFOデバイス、受信器から構成される。強結合型MCFでは、ファイバ中でコア間の結合が生じるため、受信側のMIMO信号処理により結合した信号を分離・補償する。この場合、4コア及び2偏波間の信号を補償するために、MIMO信号処理のサイズは、 8×8 となる。

図2-11(c)の通り、弱結合型FMFを用いた伝送システムは、主に、複数の送信器、伝送路である弱結合型FMF、基本モードであるLP01モードをファイバ中に伝搬する所望のモードへ変換しFMFに励振するモード多重器、FMFを伝搬したモードをLP01モードへ変換しSMFへ分離するモード分離器、受信器から構成される。弱結合型FMFでは、前節で述べた通り、ファイバ中でのモード間クロストークが抑圧されているため、非結合型MCFと同様に各モードを独立した伝送路として扱うことが可能である。しかしながら、LP11aとLP11bのような縮退モードにおいては、非常に近い伝搬定数を持つため、結合は避けられない。したがって、図2-11(c)に示すように、縮退しないモードについては、受信器側において、偏波分離のために 2×2 のサイズのMIMO信号処理を適用し、縮退モードについては、縮退2モードと偏波間の信号分離のために 4×4 サイズのMIMO信号処理を適用する。なお、弱結合型FMFを用いた伝送システムでは、伝送路であるFMFだけでなく、モード多重分離器におけるモード間クロストークも極力抑圧する必要がある。

図2-11(d)の通り、強結合型FMFを用いた伝送システムは、主に、複数の送信器、伝送路である強結合型FMF、モード多重器、モード分離器、受信器から構成される。強結合型FMFでは、ファイバ中でモード間の結合が生じるため、強結合型MCF伝送システムと同様に、受信側のMIMO信号処理により結合した信号を分離・補償する。この場合、4モード及び2偏波間の信号を補償するために、MIMO信号処理のサイズは、 8×8 となる。

以上に述べたように、コア間もしくはモード間の結合を抑圧することで、受信側のMIMO信号処理の負荷を軽減可能である。一方で、非結合型MCFや弱結合型FMFでは、システム全体を通してコア間もしくはモード間の結合を抑圧する必要があるため、伝送路のファイバやその入出力デバイスの高精度化が求められる。

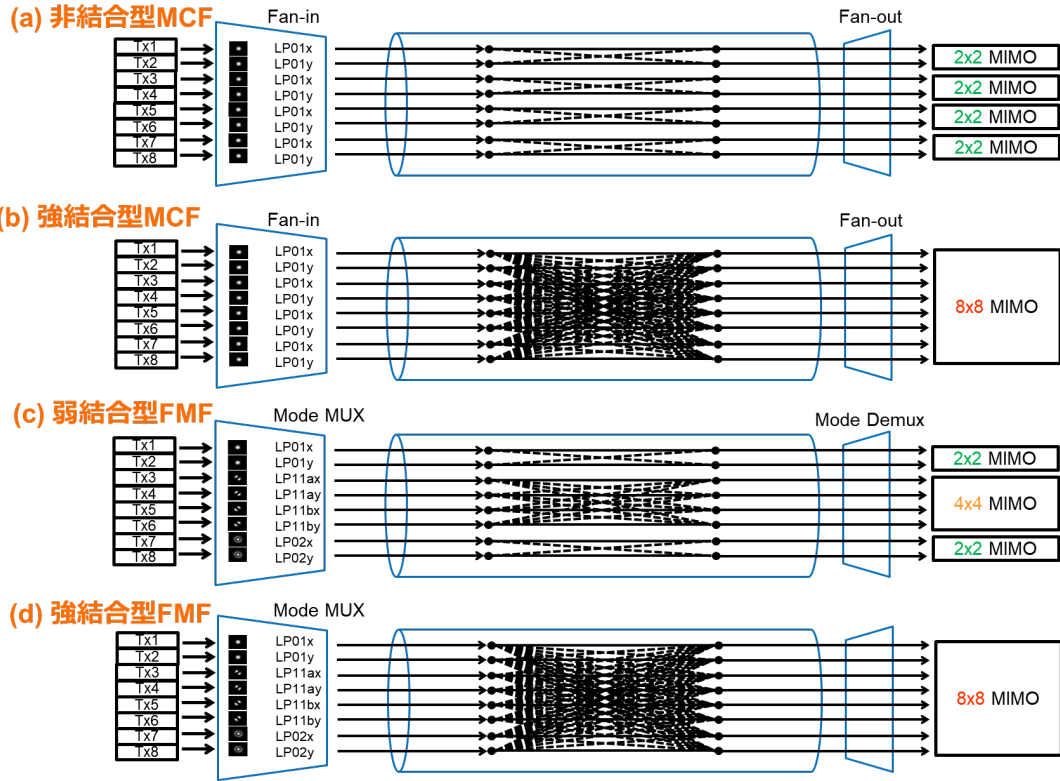


図2-11 SDM伝送システムの構成

(a) 非結合型MCF、(b) 強結合型MCF、(c) 弱結合型FMF、(d) 強結合型FMF

次に、各SDM伝送システムにおける伝送性能を決定付ける要因について述べる。SDM伝送システムにおける伝送性能は、下記の式で与えられる。

$$SNR_{eff} = \frac{P_{sig}}{P_{ASE} + P_{NLIN} + P_{XT}} \quad (2.18)$$

ここで、 SNR_{eff} はシステム全体における実効的なSNR、 P_{sig} は信号光のパワー、 P_{ASE} は光増幅器によって付加される自然放出(ASE: Amplified Spontaneous Emission)光雑音成分、 P_{NLIN} は非線形光学効果による雑音成分、 P_{XT} はコア間もしくはモード間におけるクロストーク成分を示している。なお、非線形光学効果やクロストークによる雑音については、ASE雑音と同様に白色ガウス雑音とみなした[26, 27]。また、式(2.18)は、下記のように各要素に分離できる。

$$\frac{1}{SNR_{eff}} = \frac{1}{SNR_{ASE}} + \frac{1}{SNR_{NLIN}} + \frac{1}{SNR_{XT}} \quad (2.19)$$

このように、システム全体の伝送性能を向上させるためには、実効SNRである SNR_{eff} を向上、つまり SNR_{ASE} 、 SNR_{NLIN} 、 SNR_{XT} の各要素を向上させることが重要である。ここ

で、 SNR_{ASE} と SNR_{NLIN} については、従来のSMFを用いた伝送システムにおいても考慮されているパラメータであり、 SNR_{XT} はSDM伝送システム特有のパラメータである。 P_{ASE} 及び P_{NLIN} は、光中継器の数やファイバスペン数に応じて累積するため、陸上の基幹伝送網や光海底ケーブルのような長距離及び超長距離伝送を実現する多中継伝送システムにおいて特に考慮が必要である。また、 P_{XT} も伝送距離に応じて累積するが、SDM伝送システム種別によって取り扱いが異なる。前述の通り、非結合型MCF伝送システムや弱結合型FMF伝送システムにおいては、 P_{XT} を伝送用ファイバやファイバ入出力デバイスにおいて光学的に抑圧し、 SNR_{XT} の向上を図る手法である。一方で、強結合型MCF伝送システムや強結合型FMF伝送システムにおいては、ファイバ中で生じた P_{XT} をMIMO信号処理で補償することによって、式(2.19)から SNR_{XT} に関する項を排除する手法である。しかしながら、後述するように、MIMO信号処理においては、MIMOサイズの大規模化と2-3-3節で述べたモード分散によるMIMOタップ数の増大について注意が必要である。さらに、上述の要素に加えて、2-3-4節の図2-9及び図2-10に示した通り、MDLによる伝送性能劣化や長距離伝送時においては無視できなくなるPDLによる影響も考慮しなければならない。以上の検討を基に、非結合型MCF、強結合型MCF、弱結合型FMF、強結合型FMFを用いた各SDM伝送システムにおいて、それらの伝送性能を考慮する上で重要となるパラメータを、伝送距離に応じたアプリケーションごとに整理した(表2-1)。

表2-1 各SDM伝送システムにおいて考慮するパラメータ

	想定するアプリケーション	ASE雑音	非線形雑音	クロストーク雑音	偏波/モード依存損失	MIMO信号処理
非結合型MCF伝送システム	短～中距離			SNR_{XT}		
	長距離～	SNR_{ASE}	SNR_{NLIN}	SNR_{XT}	PDL	
強結合型MCF伝送システム	短～中距離				MDL	MIMOサイズ
	長距離～	SNR_{ASE}	SNR_{NLIN}		MDL	MIMOサイズ SMD
弱結合型FMF伝送システム	短～中距離			SNR_{XT}		
	長距離～	SNR_{ASE}	SNR_{NLIN}	SNR_{XT}	PDL	
強結合型FMF伝送システム	短～中距離				MDL	MIMOサイズ DMD
	長距離～	SNR_{ASE}	SNR_{NLIN}		MDL	MIMOサイズ DMD

本論文では、第3章において、非結合型MCFを用いた超長距離伝送システムを実現す

るために SNR_{ASE} 、 SNR_{NLIN} 、 SNR_{XT} 、PDLについて、強結合型MCFを用いた超長距離伝送システムを実現するために SNR_{ASE} 、 SNR_{NLIN} 、MDL、SMDについてそれぞれ検討する。また、第4章において、弱結合型FMFを用いた短～中距離伝送システムを実現するために、 SNR_{XT} の向上を目的としたモード間クロストークの抑圧について述べる。さらに、第5章では、非結合型MCFと強結合型FMFを組み合わせたFM-MCFを用いた短～中距離伝送システムを実現するために、コア間の SNR_{XT} 及びモード間のMDL、DMDについて述べる。

2-5. MIMO信号処理

2-4節の図2-11に示したように、強結合型MCF、弱結合型FMF、強結合型FMFを用いたSDM伝送システムでは、既存SMF伝送システムとは異なり、受信器側におけるMIMO信号処理の規模を拡張する必要がある。本節では、SDM伝送システムにおけるMIMO信号処理の概要と、その信号処理をさらに複雑化させる要因であるSMD及びDMDとの関係について説明する。

はじめに、光ファイバ中で M 個のコアもしくは M 個のモードが結合するSDM伝送システムを想定する。図2-12に、強結合型MCFもしくは強結合型FMFを用いた伝送システムとMIMO信号処理の関係を示す。いま、 M 個のコアもしくはモードと2つの偏波を含めて送信器が $2M$ 個ある場合を考える。このとき、通信路モデルは、送信信号ベクトル \mathbf{s} 、受信信号ベクトル \mathbf{y} 、 $2M \times 2M$ の伝達関数 \mathbf{H} を用いて以下の式で表せる。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \\ y_6 \\ \vdots \\ y_{2M} \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ \vdots \\ s_{2M} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

このとき、伝達関数 \mathbf{H} は、図2-12中のファイバ内におけるモード間もしくはコア間の結合を示しており、

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1.1} & h_{1.2} & h_{1.3} & h_{1.4} & h_{1.5} & h_{1.6} & \cdots & h_{1.2M} \\ h_{2.1} & h_{2.2} & h_{2.3} & h_{2.4} & h_{2.5} & h_{2.6} & \cdots & h_{2.2M} \\ h_{3.1} & h_{3.2} & h_{3.3} & h_{3.4} & h_{3.5} & h_{3.6} & \cdots & h_{3.2M} \\ h_{4.1} & h_{4.2} & h_{4.3} & h_{4.4} & h_{4.5} & h_{4.6} & \cdots & h_{4.2M} \\ h_{5.1} & h_{5.2} & h_{5.3} & h_{5.4} & h_{5.5} & h_{5.6} & \cdots & h_{5.2M} \\ h_{6.1} & h_{6.2} & h_{6.3} & h_{6.4} & h_{6.5} & h_{6.6} & \cdots & h_{6.2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{2M.1} & h_{2M.2} & h_{2M.3} & h_{2M.4} & h_{2M.5} & h_{2M.6} & \cdots & h_{2M.2M} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

と表せる。次に、MIMO信号処理では、受信信号ベクトル \mathbf{y} から送信信号ベクトル \mathbf{s} を推定(復号)する。したがって、伝達関数 \mathbf{H} の逆行列である \mathbf{H}^{-1} を用いて、復号された送信信号ベクトル $\hat{\mathbf{s}}$ は、

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \\ \hat{s}_5 \\ \hat{s}_6 \\ \vdots \\ \hat{s}_{2M} \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \\ y_6 \\ \vdots \\ y_{2M} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

と表せる。このときの伝達行列の逆行列 \mathbf{H}^{-1} をウェイト行列 \mathbf{W} と呼び、

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_{1.1} & W_{1.2} & W_{1.3} & W_{1.4} & W_{1.5} & W_{1.6} & \cdots & W_{1.2M} \\ W_{2.1} & W_{2.2} & W_{2.3} & W_{2.4} & W_{2.5} & W_{2.6} & \cdots & W_{2.2M} \\ W_{3.1} & W_{3.2} & W_{3.3} & W_{3.4} & W_{3.5} & W_{3.6} & \cdots & W_{3.2M} \\ W_{4.1} & W_{4.2} & W_{4.3} & W_{4.4} & W_{4.5} & W_{4.6} & \cdots & W_{4.2M} \\ W_{5.1} & W_{5.2} & W_{5.3} & W_{5.4} & W_{5.5} & W_{5.6} & \cdots & W_{5.2M} \\ W_{6.1} & W_{6.2} & W_{6.3} & W_{6.4} & W_{6.5} & W_{6.6} & \cdots & W_{6.2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{2M.1} & W_{2M.2} & W_{2M.3} & W_{2M.4} & W_{2M.5} & W_{2M.6} & \cdots & W_{2M.2M} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

と表す。このウェイト行列 \mathbf{W} は、図2-12右部のMIMO信号処理の模式図に相当する。このように、光ファイバ中で結合するコア数もしくはモード数が増加すると、伝達関数 \mathbf{H} の要素数とともにその逆行列であるウェイト行列 \mathbf{W} の要素数も $2M \times 2M$ 個に増加することから、受信MIMO信号処理の規模が大きくなり、計算が複雑化することが分かる。

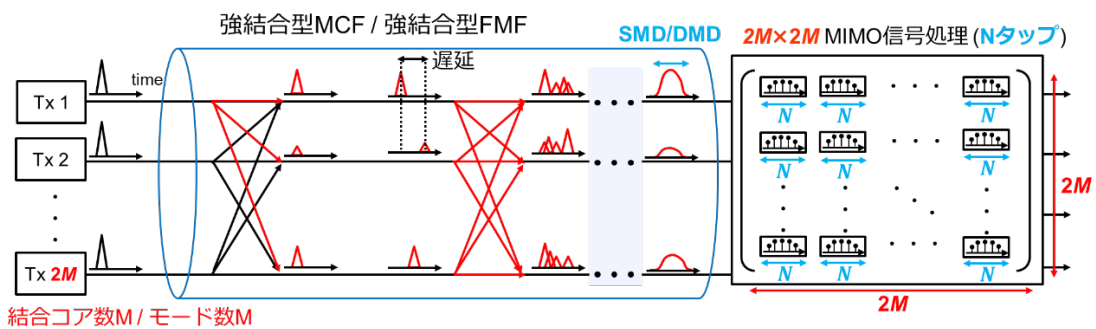


図2-12 SMD及びDMDとMIMO信号処理との関係

次に、図2-12を用いてファイバ中で生じたSMDやDMDとMIMO信号処理との関係を説明する。2-3-3節の図2-8に示したように、モード分散として強結合型MCFではSMDが、強結合型FMFではDMDが生じる。結合したコア間もしくはモード間においてMIMO信

号処理を行う場合、これらのモード分散も含めて補償する必要がある。いま、光ファイバ中においてモード分散が生じる場合、上述した伝達関数 \mathbf{H} は時間的な広がりを持つ。よって、送信信号ベクトル \mathbf{s} の各要素 $s_1 \sim s_{2M}$ 及び、伝達関数 \mathbf{H} の各要素 $h_{1,1} \sim h_{2M,2M}$ はそれぞれベクトルとなり、受信信号 \mathbf{y}_j は畳み込み積分 \otimes を用いて、

$$\mathbf{y}_1 = h_{1,1} \otimes s_1 + h_{1,2} \otimes s_2 + \dots + h_{1,2M} \otimes s_{2M} \quad (2.24)$$

と表される。したがって、ウェイト行列 \mathbf{W} も時間的な広がりを持つ必要があるため、復号された送信信号 $\hat{\mathbf{s}}_1$ は、

$$\hat{\mathbf{s}}_1 = w_{1,1} \otimes y_1 + w_{1,2} \otimes y_2 + \dots + w_{1,2M} \otimes y_{2M} \quad (2.25)$$

と表される。このとき、ウェイト行列 \mathbf{W} の各要素 $w_{1,1} \sim w_{2M,2M}$ における要素数は、図2-12に示すようにモード分散により元のシンボルが時間的に広がった範囲以上の値(N)に設定する必要がある。この要素数をMIMOタップ数と呼ぶ。したがって、光ファイバ中で生じるモード分散が大きくなると、ウェイト行列 \mathbf{W} の各要素が持つ要素数、つまりMIMOのタップ数も拡大する必要がある。

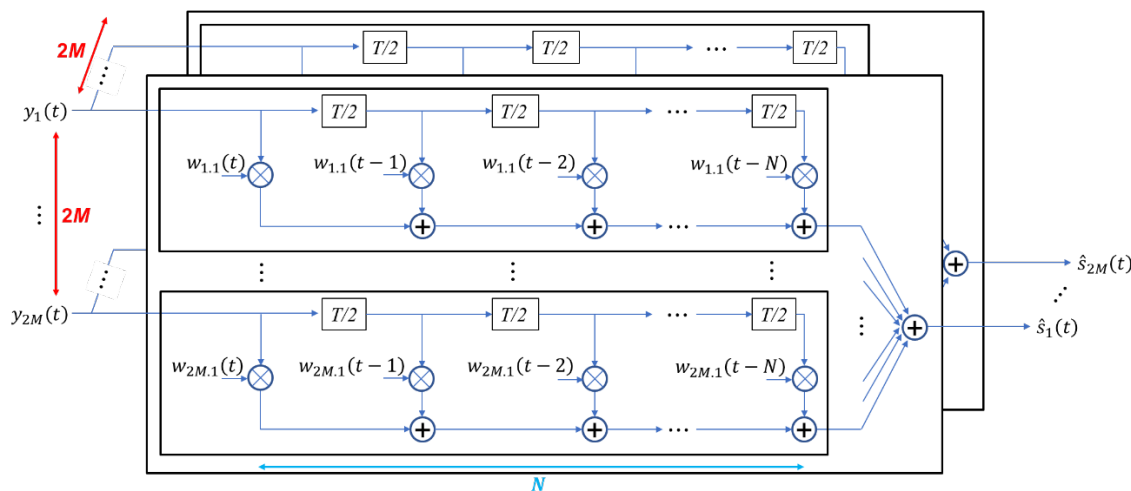


図2-13 MIMO信号処理のブロック図

図2-13に、MIMO信号処理のブロック図を示す。ここで、 T はシンボル周期であり、2タップ/シンボルごとに処理を行う有限インパルス応答(FIR: Finite Impulse Response)フィルタを想定した。なお、ウェイト行列 \mathbf{W} の各要素 $w_{i,j}$ は、最小二乗平均(LMS: Least Mean Squar)アルゴリズムを用いる場合、

$$w_{i,j} = w_{i,j} + \mu e_i y_j^* \quad (2.26)$$

によってアップデートされる。ここで、 μ は収束の速さを決める係数であるステップサ

イズである。また、 e_i は等化誤差であり、

$$e_i = D(\hat{s}_i) - \hat{s}_i \quad (2.27)$$

によって求められる。 $D(\hat{s}_i)$ は、トレーニングモードでは目標信号を、判定モードでは硬判定した信号点配置を示している。

以上より、結合するコア数もしくはモード数が増加することでMIMOのサイズが、モード分散によってMIMOのタップ数がそれぞれ増加し、MIMO信号処理の複雑性が增大することが分かる。したがって、MIMO信号処理の複雑性を低減するためには、光ファイバ中でのコア間もしくはモード間の結合やモード分散を極力抑圧することが望まれる。

2-6. SDM技術を用いた研究開発動向

本節では、SDM技術を用いた研究開発動向として、SDM伝送実験の報告例をまとめる。図2-14に、各SDMファイバを用いた伝送実験における、発表年に対する伝送容量を示す。ここで、SDMファイバの分類は、125 μm の標準クラッド外径を超えるMCFを「MCF」、125 μm の標準クラッド外径の非結合型MCFを「標準外径MCF」、125 μm の標準クラッド外径の強結合型MCFを「標準外径結合型MCF」、125 μm の標準クラッド外径の単心MMF及びFMFを「標準外径MMF/FMF」、FMFのMCFを「FM-MCF」と表記している。

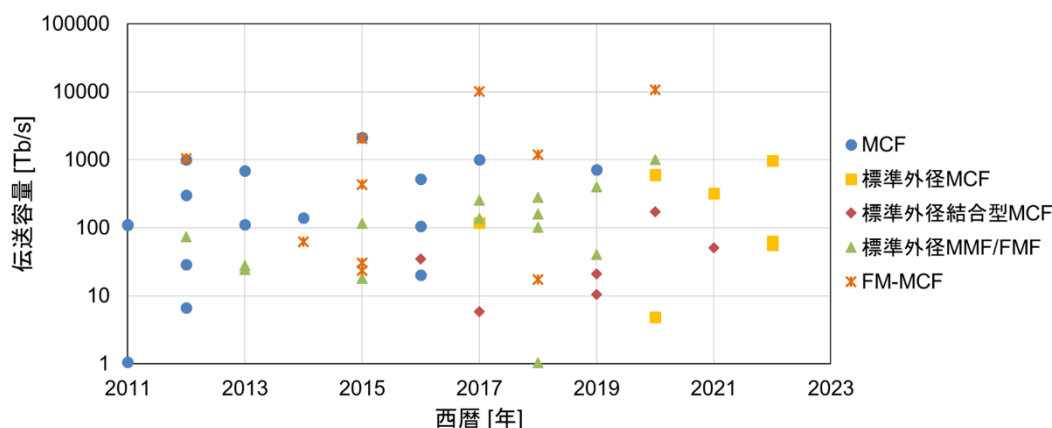


図2-14 各SDMファイバを用いた伝送実験における発表年に対する伝送容量

MCFでは、2011年頃から伝送実験に関する報告がなされており、近年では、実用化を意識した標準外径の非結合型MCFや強結合型MCFを用いた報告が増加している。特に、2016年頃からは、強結合型MCFを用いた研究報告が増加しており、伝送容量も増加傾向

にある。MMFやFMFでは、2012年頃から大容量伝送に関する報告がなされており、年々モード多重数とともに伝送容量も増加傾向にある。特に、2020年には、FMFを用いて1 Pbit/sを超える伝送容量が達成されている[28]。FM-MCFでは、2015年に空間多重数が100を超える報告がいくつかされており、2017年及び2020年には、ファイバ1心当たり10 Pbit/sを超える伝送容量が達成されている[29, 30]。

図2-15に、各SDMファイバを用いた伝送実験における、伝送距離に対する伝送容量を示す。MCFでは、大容量を維持しつつ長距離伝送された報告例が多いことが分かる。特に、6,000 kmから10,000 kmを超えるような大洋横断級の伝送実験も多数報告されている。したがって、MCFは、短距離から超長距離まで様々なアプリケーションへの適用が期待されていることが分かる。MMFやFMFでは、MCFに比べ伝送距離が短い傾向にあるが、標準外径で大容量の伝送実験が実現されている。FMFにおける長距離伝送では、3モードを用いた6,000 kmを超える伝送実験[31]も報告されているが、大容量伝送までは実現できていない。したがって、MMFやFMFは、比較的短距離のアプリケーションへの適用が期待される。FM-MCFでは、MCFやMMF、FMFと比べると、伝送距離は制限されているが、MCFやMMF、FMFでは到達できない超大容量な伝送実験が報告されている[29, 30]。

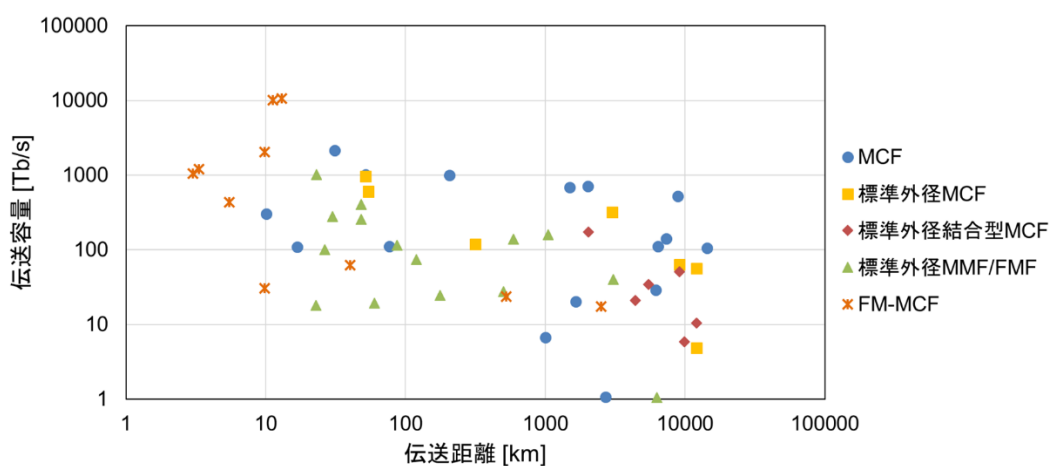


図2-15 各SDMファイバを用いた伝送実験における伝送距離に対する伝送容量

2-7. 結言

SDM技術である、1本の光ファイバ中に複数のコアを設けて異なる信号を多重伝送するMCF伝送方式と各コアに複数の伝搬モードを設けてそれぞれ独立した信号を変復調することで通信容量の増加を図るMDM伝送方式について、それぞれさらに細分化し、

SDM技術を分類した。さらに、細分化したSDM技術の分類に従って、SDM用光ファイバの特徴を整理し、SDM用光ファイバ特有の課題としてコア間クロストーク、モード間結合、SMDとDMD、MDLの発生原理について説明した。また、SDM用光ファイバを用いた各SDM伝送システムの構成を明らかにし、伝送性能を決定付ける要因をアプリケーションごとに示した。加えて、既存SMFシステムとは異なる、SDM伝送システム特有の受信信号処理としてMIMO信号処理の概要と構成について説明した。最後に、近年報告されているSDM技術を用いた大容量及び長距離伝送実験について研究開発動向を概観し、SDM技術を用いることで大容量もしくは長距離、さらにはその両方を実現するSDM伝送実験が活発に行われていることを示した。

第2章 参考文献

- [1] M. Takahashi, K. Maeda, K. Aiso, K. Mukasa, R. Sugizaki, D. Soma, H. Takahashi, T. Tsuritani, M. Mitrovic, B. Pálsdóttir, and Y. Arashitani, “Uncoupled 4-core fibre with ultra-low loss and low inter core crosstalk,” ECOC2020, Th1A-5, (2020).
- [2] T. Matsui, T. Sakamoto, K. Nakajima, “Step-index profile multi-core fibre with standard 125 μm cladding to full-band application,” ECOC2019, M.1.D.3, (2019).
- [3] T. Hayashi, T. Sakamoto, Y. Yamada, R. Ryf, R-J. Essiambre, N. Fontaine, M. Mazur, H. Chen, and T. Hasegawa, “Randomly-coupled multi-core fiber technology,” Proceedings of the IEEE, Vol. 110, No. 11, pp. 1786-1803, (2022).
- [4] T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru, “Record-low spatial mode dispersion and ultra-low loss coupled multi-core fiber for ultra-long-haul transmission,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 35, No. 3, pp. 450-457, (2017).
- [5] T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto, and K. Nakajima, “Fiber twisting and bending-induced adiabatic/nonadiabatic super-mode transition in coupled multicore fiber,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 34, No. 4, pp. 1228-1237, (2016).
- [6] T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, S. Nozoe, Y. Sagae, K. Tsujikawa, and K. Nakajima, “Randomly-coupled Single-mode 12-core Fiber with Highest Core Density,” OFC2017, Th1H.1, (2017).
- [7] 今村 勝徳, 安田 正隆, 杉崎 隆一, “モード結合を抑制した数モード光ファイバ”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 114, No. 196, OFT2014-21, pp. 27-30, 2014年8月.
- [8] P. Sillard, M. Bigot-Astruc, and D. Molin, “Few-mode fibers for mode-division-multiplexed systems,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 32, No. 16, pp. 2824-2829, (2014).
- [9] P. Sillard, D. Molin, M. Bigot-Astruc, K. D. Jongh, F. Achten, A. M. Velázquez-Benítez, R. Amezcua-Correa, and C. M. Okonkwo, “Low-differential-mode-group-delay 9-LP-mode fiber,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 34, No. 2, pp. 425-430, (2016).
- [10] R. Ryf, N. K. Fontaine, S. Wittek, K. Choutagunta, M. Mazur, H. Chen, J. C. Alvarado-Zacarias, R. Amezcua-Correa, M. Capuzzo, R. Kopf, A. Tate, H. Safar, C. Bolle, D. T. Neilson, E. Burrows, K. Kim, M. Bigot-Astruc, F. Achten, P. Sillard, A. Amezcua-Correa,

- J. M. Kahn, J. Schroder, and J. Carpenter, "High-spectral-efficiency mode-multiplexed transmission over graded-index multimode fiber," ECOC2018, Th3B.1, (2018).
- [11] K. Igarashi, D. Soma, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki., "Ultra-dense spatial-division-multiplexed optical fiber transmission over 6-mode 19-core fibers," Optics Express, Vol. 24, No. 10, pp. 10213-10231, (2016).
- [12] J. Sakaguchi, W. Klaus, J.-M. D. Mendinueta, B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Awaji, N. Wada, T. Hayashi, T. Nakanishi, T. Watanabe, Y. Kokubun, T. Takahata, and T. Kobayashi, "Realizing a 36-core, 3-mode fiber with 108 spatial channels," OFC2015, Th5C.2, (2015).
- [13] T. Sakamoto, T. Matsui, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Takenaga, T. Mizuno, Y. Abe, K. Shibahara, Y. Tobita, S. Matsuo, K. Aikawa, S. Aozasa, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, "Low-loss and Low-DMD Few-mode Multi-core Fiber with Highest Core Multiplicity Factor," OFC2016, Th5A.2, (2016).
- [14] 杉崎 隆一, 今村 勝徳, 齋藤 恒聡, "高密度伝送用マルチコアファイバ", レーザー解説, 40巻, 6号, pp. 416-421, 2012年.
- [15] 小柴 正則, 齋藤 晋聖, 竹永 勝宏, 佐々木 雄佑, 荒川 葉子, 谷川 庄二, 官 寧, 松尾 昌一郎, "空間多重伝送用マルチコアファイバ", フジクラ技報, Vol. 2, 第121号, pp. 1-7, 2011年.
- [16] 岡本 勝就 著, "光導波路の基礎", コロナ社, 1992年.
- [17] 岡本 勝就, "光ファイバ中の光波の伝搬", テレビジョン学会誌, Vol. 41, No. 9, pp. 836-844, 1987年.
- [18] 左貝 潤一, 杉村 陽 著, "光エレクトロニクス", 朝倉書店, 1993年.
- [19] P. H. Krawarik, and L. S. Watkins, "Fiber geometry specifications and its relation to measured fiber statistics," Applied Optics, Vol. 17, No. 24, pp. 3984-3989, (1978).
- [20] K.-P. Ho, and J. M. Kahn "Statistics of group delays in multimode fiber with strong mode coupling," Journal of Lightwave Technology, Vol. 29, No. 21, pp. 3119-3128, (2011).
- [21] K. Saitoh, "Multi-core fiber technology for SDM: coupling mechanisms and design," Journal of Lightwave Technology, Vol. 40, No. 5, pp. 1527-1543, (2022).
- [22] M. Shtaif, "Performance degradation in coherent polarization multiplexed systems as a result of polarization dependent loss," Optics Express, Vol. 16, No. 18, pp. 13918-13932, (2008).
- [23] K.-P. Ho, and J. M. Kahn, "Mode-dependent loss and gain: statistics and effect on mode-

- division multiplexing,” *Optics Express*, Vol. 19, No. 17, pp. 16612-16635, (2011).
- [24] M. Arikawa, K. Nakamura, K. Hosokawa, and K. Hayashi, “Long-haul WDM/SDM transmission over coupled 4-core fiber with coupled 4-core EDFA and its mode dependent loss characteristics estimation,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 40, No. 6, pp. 1664-1671, (2022).
- [25] S. Beppu, D Soma, N. Yoshikane, and T. Tsuritani, “Dependence of Q^2 on inter-core skew and mode-dependent loss in long-haul coupled-core multicore fibre transmission,” *ECOC2022, Th1D.4*, (2022).
- [26] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, “The GN-model of fiber non-linear propagation and its applications,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 32, No. 4, pp. 694-721, (2014).
- [27] T. Hayashi, T. Sasaki, and E. Sasaoka, “Behavior of inter-core crosstalk as a noise and its effect on Q-factor in multi-core fiber,” *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E97-B, No. 5, pp. 936-944, (2014).
- [28] G. F. Rademacher, B. J. Puttnam, R. S. Luis, T. A. Eriksson, N. K. Fontaine, M. Mazu, H. Chen, R. Ryf, D. Neilson, P. Sillard, F. Achten, Y. Awaji, and H. Furukawa, “1.01 Peta-bit/s C+L-band transmission over a 15-mode fiber,” *ECOC2020, Th3A-3*, (2020).
- [29] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16 peta-bit/s dense SDM/WDM transmission over low-DMD 6-mode 19-core fibre across C+L band,” *ECOC2017, Th.PDP.A.1*, (2017).
- [30] G. F. Rademacher, B. J. Puttnam, R. S. Luis, J. Sakaguchi, W. Klaus, T. A. Eriksson, Y. Awaji, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, T. Takahata, T. Kobayashi, H. Furukawa, and N. Wada, “10.66 peta-bit/s transmission over a 38-core-three-mode fiber,” *OFC2020, Th3H.1*, (2020).
- [31] K. Shibahara, T. Mizuno, L. Doowhan, Y. Miyamoto, H. Ono, K. Nakajima, S. Saitoh, K. Takenaga, and K. Saitoh, “DMD-unmanaged long-haul SDM transmission over 2500-km 12-core \times 3-mode MC-FMF and 6300-km 3-mode FMF employing intermodal interference cancelling technique,” *OFC2018, Th4C.6*, (2018).

第3章

標準外径マルチコアファイバを用いた大容量・太平洋横断級伝送に向けた伝送距離の延伸化

3-1. 緒言

SDM技術の適用先として、コア・メトロ網のような陸上伝送システムの他に、光海底ケーブルのような超長距離伝送システムへの利用が検討されている。グローバルな通信基盤である光海底ケーブルシステムにおいて、急速に増大する通信トラフィックを将来に渡って収容可能とするためには、ケーブル総容量の持続的かつ飛躍的な拡大が求められている。図3-1に、光海底ケーブルシステムの概念図を示す。この光海底ケーブルシステムでは、100心を超える多心ケーブルの利用が可能な陸上伝送システムとは異なり、水深数千mでの水圧に耐えうるケーブル構造が必要であり、ファイバを収容可能なケーブル内のスペースには制限がある。さらに、光海底ケーブルシステム特有の問題として、光増幅器(中継器)への電力制限がある。光海底ケーブルシステムでは、陸揚局からのみ電力を供給するため、システムに収容できる中継器の数には制限がある。

近年では、電力制限下においてケーブル総容量を最大化する手法がいくつか検討されており、その中でも多数のファイバペア(FP: Fiber Pair)を用いた単一バンド(Cバンド)伝送方式は有望な技術の一つである[1]。これにより、20以上のFP数を持つ光海底ケーブルシステムの開発が進められている[2, 3]。しかし、更なるFP数の増加に向けては、従来のケーブル構造におけるスペース制限が問題となる。そこで、MCFやMMFを用いて、限られたスペースにおいて空間多重密度を向上させるSDM技術の適用が注目されている。中でも125 μm の標準クラッド外径を持つSDMファイバ[4]は、従来のSMFと同等の優れ

た機械的強度や生産性が見込め、さらに従来型のケーブル構造も適用可能であるため、SDMシステムの早期実現に向けたファーストステップとして有望視されている。

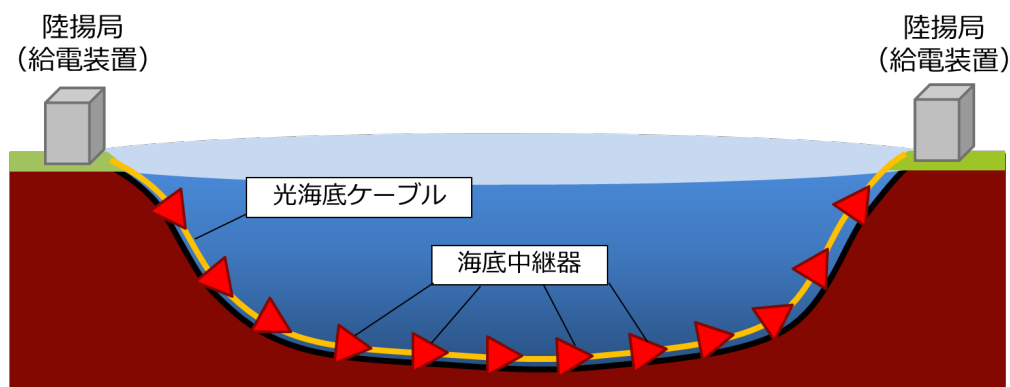


図3-1 光海底ケーブルシステム概念図

図3-2に、伝送距離1,000 kmを超える、近年の標準クラッド外径SDMファイバ伝送実験における、伝送距離と伝送容量の関係性を示す[5-17]。これまで、標準クラッド外径非結合型及び強結合型4コアファイバ[11]や強結合型7コアファイバ[8]を用いた大洋横断級伝送実験は報告されているが、それらの実験に使用された信号の波長帯域は、Cバンドの一部であり、5 nm以下であった。さらに、強結合型4コアファイバを用いた広帯域伝送実験では、最長伝送距離は5,500 kmであり、その際のファイバ1心あたりの伝送容量は34.56 Tbit/sであった[9]。また、第2章2-4節の図2-11(a)に示した通り、非結合型MCFは、強結合型MCFとは異なり、MCFの入出力デバイスであるFIFOデバイスを介することで、従来の送受信器が適用可能であるため、既存SMF伝送システムとの高い互換性を有するものの、標準外径非結合型MCFを用いた大容量かつ大洋横断級の伝送実験はこれまで報告されていなかった。したがって、本研究は、標準外径の非結合型MCFと強結合型MCFの両ファイバにおいて、太平洋横断級となる9,000 kmを超える伝送距離と、1コアあたりSMFの商用システムと同等の10 Tbit/s (4コアの場合は40 Tbit/s)を超える伝送容量を目標とする。

本章では、伝送距離の延伸化や大容量化に向けて、標準外径非結合型MCF及び強結合型MCF伝送システムの設計指針を検討し、標準外径非結合型4コアファイバ(4CF)及び強結合型4CFの試作及び評価を行う。また、光ファイバ中の非線形光学効果の抑圧に向けたファイバ入力パワーの最適化、MDL及びPDL、コア間クロストーク、SMD、コア間スキューの低減、フルCバンドにおけるチャンネル間・コア間偏差の低減について検討する。

さらに、MCFを用いた超長距離伝送テストベッドの設計・構築を行い、伝送性能評価を実施する。

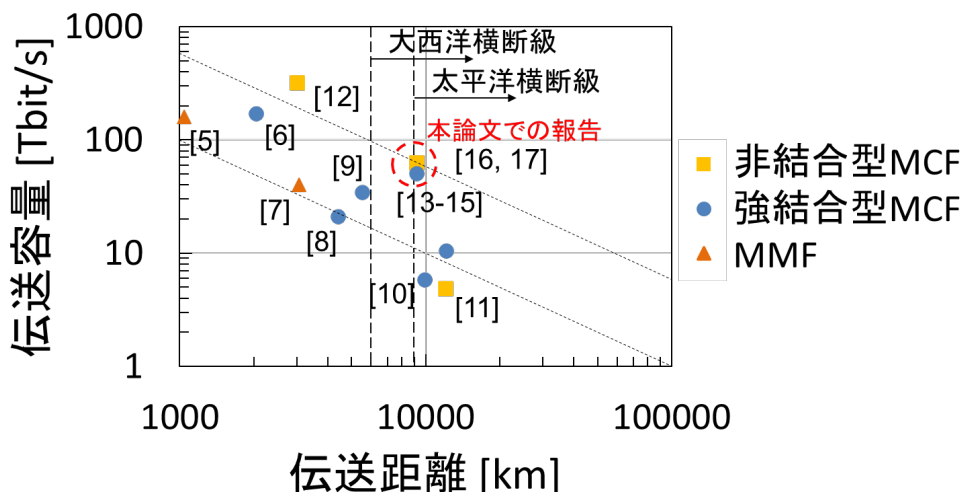


図3-2 伝送距離1,000 kmを超える、標準外径SDMファイバ伝送実験における伝送距離に対する伝送容量

3-2節では、MCF伝送システムにおいて、伝送距離の延伸化と大容量化を実現するために考慮すべき点をまとめる。3-3節では、長距離伝送システムにおいて伝送後のSNRを向上させるための伝送路損失の低減について述べる。3-4節では、長距離伝送時において伝送性能の劣化要因となる光ファイバ中の非線形光学効果を抑圧するためのファイバ入力パワーの最適化と非線形光学効果の波長依存性の低減手法について述べる。3-5節では、強結合型MCF特有の課題である長距離伝送時のMDLの累積について検討する。さらに、試作した標準外径強結合型4CFにおけるMDLの測定結果(Cバンドにおける波長依存性を含む)を示し、非結合型4CFにおけるPDLと比較する。3-6節では、非結合型MCF特有の課題であるコア間クロストークが、非結合型MCF伝送システムの伝送性能に与える影響について明らかにする。3-7節では、強結合型MCF特有の課題であるSMDとコア間スキューについて検討し、スキューを低減した際のSMDの波長依存性について示す。

3-8節では、Cバンドに渡ってWDMされた信号を使用した、標準クラッド外径の強結合型4CF太平洋横断級伝送実験[13-15]及び非結合型4CF太平洋横断級伝送実験[16, 17]について述べる。Cバンドの帯域に渡って波長多重された偏波多重(DP: Dual-Polarization)-QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)信号を9,150 km伝送し、測定した全ての空間及び波長チャネルにおいて、想定する前方誤り訂正(FEC: Forward Error Correction)の閾値を上

回るQ値が得られることを確認する。本結果より、標準外径の強結合型MCFにおいてファイバ1心あたり50.47 Tbit/sの伝送容量と容量距離積461.8 Pbit/s・kmを、標準外径の非結合型MCFにおいてファイバ1心あたり63.17 Tbit/sの伝送容量と容量距離積578.0 Pbit/s・kmを達成可能であることを示す。最後に、3-9節では、3-8節で述べる強結合型4CF伝送実験及び非結合型4CF伝送実験の結果を比較し、光海底ケーブルシステムへの適用性と今後の展望について述べる。

3-2. MCF伝送システムにおける伝送距離の延伸化と大容量化に向けた検討項目

本節では、MCF伝送システムにおいて、伝送距離の延伸化と大容量化を実現するために考慮すべき点について述べる。まず、伝送距離の延伸化に向けた非結合型MCFと強結合型MCFの両伝送システムに共通する検討項目として、

1. ファイバとFIFOデバイスの損失からなる伝送路損失(スパン損失)の低減
2. 非線形光学効果の低減及びファイバ入力パワーの最適化
3. PDLの低減

がある。次に、非結合型MCF伝送システム特有の検討項目として、

4. コア間クロストークの低減

がある。さらに、強結合型MCF伝送システム特有の検討項目として、

5. SMDの低減
6. コア間スキューの低減
7. MDLの低減

がある。MCF伝送システムにおける伝送容量の拡大に向けては、上記で述べた各検討項目について、波長チャンネル間及びコア間における偏差を低減し、全ての波長及び空間チャンネルにおいて、同等の伝送性能が得られるようにすることが重要である。以下の3-3節から3-7節において、各検討項目に関する詳細を述べる。

3-3. 伝送路損失の低減

光海底ケーブルシステムでは、一定の間隔(数十km)で中継器による光増幅を繰り返しながら、多段中継伝送を行っている。この一定の間隔をスパン長、中継器と中継器の間の伝送路における損失をスパン損失と呼ぶ。中継器ごとにFIFOデバイスを用いてSMFに分離し、従来シングルモードEDFAにより光増幅するMCF伝送システムにおいては、スパン損失 α_{span} は、

$$\alpha_{span} = \alpha L + \alpha_{sp} N_{sp} + \alpha_{FI} + \alpha_{FO} \quad (3.1)$$

で計算される。ここで、 α [dB/km]は1 kmあたりのファイバの伝送損失、 L [km]はスパン長、 α_{sp} [dB]はファイバ同士の接続損失、 N_{sp} は接続数、 α_{FI} [dB]はFIデバイスの挿入損失、 α_{FO} [dB]はFOデバイスの挿入損失である。

また、多段中継伝送システムにおける、伝送後の SNR_{ASE} は、

$$SNR_{ASE} = \frac{P_{out}}{G \cdot NF \cdot h\nu \cdot \Delta\nu \cdot N} \quad (3.2)$$

と表せる[18]。ここで、 P_{out} は中継器出力、 G は中継器利得、 NF は中継器の雑音指数、 h はプランク定数、 ν は光周波数、 $\Delta\nu$ は受信帯域幅、 N は中継器台数である。この式(3.2)から、伝送後の SNR_{ASE} を向上させるためには、中継器利得 G を小さくする、もしくは中継器台数 N の数を削減することが有効であることが分かる。中継器による光増幅は、スパン損失を補償するために用いられることから、中継器利得 G はスパン損失 α_{span} に合わせて設計される。つまり、伝送後 SNR_{ASE} を向上させるには、中継器台数 N を増やさないようにスパン長 L を長くしつつ、スパン損失 α_{span} を極力低減することが重要である。

式(3.2)を用いて求められる、スパン損失 α_{span} を9 dB、10 dB、11 dB、12 dBとした場合の伝送距離に対する SNR を図3-3に示す。ここで、 P_{out} は17.5 dBm、 NF は5 dB、 ν は192.92 THz、 $\Delta\nu$ は12.5 GHzとした。また、スパン長 L は60.2 km、WDMチャンネル数は190、送信信号の SNR は20 dBとした。この結果から、スパン長や中継器台数が一定である場合は、スパン損失が小さいほど伝送後の SNR が向上可能であることを確認した。

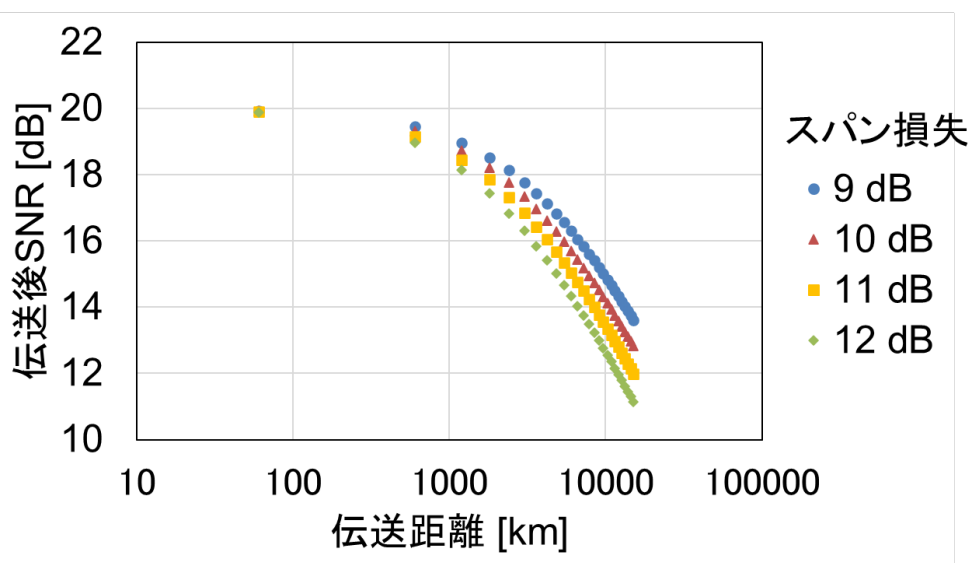


図3-3 スパン損失を変化させた場合の伝送距離に対する受信SNR

表3-1 標準外径非結合型4CFの断面図及び波長1550 nmにおける光学特性

波長1550 nmにおける光学特性	非結合型4コアファイバ
ファイバ断面図	
4コア平均伝送損失	0.156 dB/km
4コア平均実効断面積	87 μm ²
平均コア間ピッチ	43.0 μm
カットオフ波長 (7.7 km)	1450 nm
FI及びFO単体での挿入損失	0.3 – 0.5 dB
融着1点あたりの損失	< 0.4 dB
1スパンあたりのファイバ長	60.2 km
平均スパン損失	10.1 dB
FIFOを含むコア間クロストーク	< -57.3 dB/span

表3-1に、実際に試作した標準外径の非結合型4CF[19]の断面図及び波長1550 nmにおける光学特性を示す。本ファイバでは、スパン損失の低減に向けて、式(3.1)中のファイバ伝送損失 α を低減するため、コア部に添加物を含まない純シリカコアを採用した。これにより、従来の光海底ケーブルシステムに用いられているSMFと同等の極めて低い損失0.156 dB/kmを実現した。なお、スパン長は60.2 kmとした。さらに、FIデバイスやFOデバイスをファイババンドル型[20]で試作し、0.3～0.5 dBと低い損失が得られている。加えて、非結合型4CF同士の融着接続損失を1点当たり0.4 dB以下に抑圧することで、4コア平均でのスパン損失は10.1 dBとなった。

次に、表3-2に、実際に試作した標準外径の強結合型4CF[21]の断面図及び波長1550 nmにおける光学特性を示す。本ファイバも非結合型4CFと同様に、スパン損失の低減に向けて、コア部に添加物を含まない純シリカコアを採用した。これにより、非結合型4CFと同等の極めて低い損失0.155 dB/kmを実現した。なお、スパン長は非結合型4CFと同じく60.2 kmとした。さらに、FIデバイスやFOデバイスを空間結合型[22]で試作し、0.3～0.6 dBと低い損失が得られている。加えて、強結合型4CF同士の融着接続損失を1点当たり0.1 dB以下に抑圧することで、後述する可変光ディレイライン(VODL: Variable Optical

Delay Line)の挿入損失(約1 dB)を含めて、4コア平均でのスパン損失は11.8 dBとなった。

表3-2 標準外径強結合型4CFの断面図及び波長1550 nmにおける光学特性

波長1550 nmにおける光学特性	強結合型4コアファイバ
ファイバ断面図	
コア平均伝搬損失	0.155 dB/km
実効断面積	113 μm^2
コアピッチ	20.2 μm
空間モード分散 (SMD)	7.1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$
Fan-outデバイスの挿入損失 (空間結合型)	0.3 ~ 0.6 dB
融着1点当たりの損失	< 0.1 dB
平均スパン損失	11.8 dB (可変光ディレイライン含む)

3-4. MCFに対するファイバ入力パワーの最適化と非線形光学効果の波長依存性の低減手法

本節では、長距離伝送時において伝送性能の劣化要因となる光ファイバ中の非線形光学効果を低減するための、ファイバ入力パワーの最適化と非線形光学効果の波長依存性の低減手法について述べる。

3-4-1. 非結合型MCF及び強結合型MCFに対するファイバ入力パワーの最適化

光海底ケーブルシステムのような超長距離伝送システムにおいては、光ファイバ中の非線形現象[18]が伝送距離とともに累積するため、陸上伝送システムに比べ、特に伝送性能の劣化に注意する必要がある。3-3節の式(3.2)より、中継器出力 P_{out} を増加させることで、伝送後SNRが向上することが分かる。しかしながら、中継器出力を増加させた場合、伝送路である光ファイバへの入力パワーも増加することとなり、非線形光学効果による影響も大きくなる。非線形光学効果を伴う、強結合型MCF中の伝搬方程式は次の式で与えられる[23]。

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial z} = -i \frac{\beta_0''}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + i \gamma \kappa_{nl} |\mathbf{E}|^2 \mathbf{E} \quad (3.3)$$

ここで、 \mathbf{E} は複素電界振幅、 z はファイバ長手方向座標、 β_0'' は波長分散係数である。また、 γ は非線形係数であり、

$$\gamma = \frac{\omega_0 n_2}{c N A_{eff}} \quad (3.4)$$

κ_{nl} はスケーリング係数であり、

$$\kappa_{nl} = \frac{4}{3} \left(\frac{2N}{2N+1} \right) \quad (3.5)$$

で表わされる。ここで、 N は結合コア数、 c は光速度、 A_{eff} はコアの実効断面積、 ω_0 は角周波数、 n_2 は非線形屈折率である。式(3.3)の右辺第二項が非線形光学効果を示しており、その強さは $\gamma \kappa_{nl}$ で決まっていることが分かる。したがって、ラマン効果を無視した際の非線形性 $\gamma \kappa_{nl}$ は次式で与えられる[23]。

$$\gamma \kappa_{nl} = \frac{4}{3} \left(\frac{2N}{2N+1} \right) \frac{\omega_0 n_2}{c N A_{eff}} \quad (3.6)$$

$N=1$ の時は単一コア伝送や非結合型4CF伝送時に相当し、

$$\gamma \kappa_{nl} = \frac{8}{9} \left(\frac{\omega_0 n_2}{c A_{eff}} \right) \quad (3.7)$$

とよく知られた表式(Manakov方程式[24])となる。 $N=4$ の時は強結合型4CF伝送時に相当し、

$$\gamma \kappa_{nl} = \frac{8}{27} \left(\frac{\omega_0 n_2}{c A_{eff}} \right) \quad (3.8)$$

となる。すなわち、強結合型4CFの非線形性は単一コア(もしくは非結合型4CF)の1/3に低減される。加えて、本実験で用いた非結合型4CFおよび強結合型4CFは実効断面積 A_{eff} も異なる。非結合型4CFの4コア平均実効断面積は、表3-1の通り既存SMFと同等の $A_{eff} = 87 \mu\text{m}^2$ とした。一方で、強結合型4CFの4コア平均実効断面積は、表3-2の通り主に光海底ケーブルシステムでの利用を目的に開発された単心のZ-PLUS Fiber ULL [25]と同等の $A_{eff} = 113 \mu\text{m}^2$ とした。ここで、強結合型MCFでは、非結合型MCFとは異なり、コア間のクロストークを抑圧する必要がないため、実効断面積を大きくしやすいという特徴がある。この A_{eff} の差異も考慮すると、強結合型4CFの非線形性は非結合型4CFに比べて、 $(87/113) \times (1/3) = 0.2566$ 倍低いと言える。次に、非結合型4CFと強結合型4CFの最適伝送パワーの差をガウス雑音モデル[26]により数値的に見積もる。非線形性が与えられたとき、ガウス雑音モデルによれば、伝送後の非線形雑音パワー密度 G_{NLIN} は以下の式

で与えられる[26]。

$$G_{NLIN}(f) = \frac{16}{27}\gamma^2 \iint G_{WDM}(f_1)G_{WDM}(f_2)G_{WDM}(f_1 + f_2 - f)\mu(f_1, f_2, f)df_2df_1 \quad (3.9)$$

ここで、 G_{WDM} はWDM信号光のパワー密度、 μ は信号光が励起する非線形雑音の効率を表すパラメータである。式(3.9)に示す G_{NLIN} は、単一コア伝送時($N=1$)を想定したものであるため、式(3.5)から得られる $\kappa_{nl} = 8/9$ を用いて、式(3.9)は、

$$G_{NLIN}(f) = \frac{3}{4}(\gamma\kappa_{nl})^2 \iint G_{WDM}(f_1)G_{WDM}(f_2)G_{WDM}(f_1 + f_2 - f)\mu(f_1, f_2, f)df_2df_1 \quad (3.10)$$

と書き直せる。また、非線形雑音パワー P_{NLIN} は、式(3.10)の周波数積分 $P_{NLIN} = \int G_{NLIN}(f)df$ で与えられる。ここで、式(3.10)から、 P_{NLIN} は明らかに信号光パワー $P_{in} = \int G_{WDM}(f)df$ の3乗に比例するので、

$$\eta_{nl} = \frac{P_{NLIN}}{P_{in}^3} \quad (3.11)$$

と規格化できる。 η_{nl} は非線形効率と呼ばれる。伝送後SNRに対する最適な光ファイバ入力パワー P_{in} は、ASE光雑音と非線形雑音のバランスで決まり、以下の式で与えられる[26]。

$$P_{in} = \sqrt[3]{\frac{P_{ASE}}{2\eta_{nl}}} \quad (3.12)$$

ここで、 P_{ASE} は伝送路1スパンあたりの中継器で生じるASE光雑音である。式(3.10)から $\eta_{nl} \propto (\gamma\kappa_{nl})^2$ であることと式(3.12)から、非結合型4CFと強結合型4CFの最適伝送パワーの差は、

$$10 \log_{10} \sqrt[3]{(0.2566)^2} = -3.94 \quad (3.13)$$

となり、4 dB程度と見積もられる。

次に、試作した非結合型4CFと強結合型4CFにおける最適なファイバ入力パワーを実測するため、16WDMの25 GHz間隔24 Gbaud DP-QPSK信号(1548.62 nm ~ 1551.62 nm)の中心波長を用いて、各ファイバにおける非線形耐力を明らかにした。図3-4に、非結合型4CFにおける6,020 km伝送時のチャンネルパワーに対するQ値[16, 17]を示す。本測定より、-5 dBm/chにおいて、最も高い4コア間平均Q値が得られることが分かる。

図3-5に、強結合型4CFにおける6,020 km伝送時のチャンネルパワーに対するQ値[13-15]を示す。本測定結果より、-2 dBm/chにおいて、最も高い4コア間平均Q値が得られることが分かる。試作した強結合型4CF (平均スパン損失: 11.7 dB、平均実効断面積: 113 μm^2) は、最適なファイバ入力パワーが-5 dBm/chである非結合型4CF (平均スパン損失: 10.1

dB、平均実効断面積：87 μm^2)に比べて、ファイバへの入力パワーを3 dB高くすることが可能であることから、優れた非線形耐力を有することが分かる。これは、先に式(3.12)から見積もったパワーシフト量(4 dB)と1 dBの乖離があるものの、6,000 kmを超える伝送距離を模擬した実験系におけるチャンネルパワー設定誤差によるものと考えられる。したがって、3-8節に示すCバンドWDM DP-QPSK信号を用いた太平洋横断級の伝送実験においては、非結合型4CFの各コアへのファイバ入力パワーを-5 dBm/chに、強結合型4CFの各コアへのファイバ入力パワーを-2 dBm/chに設定した。

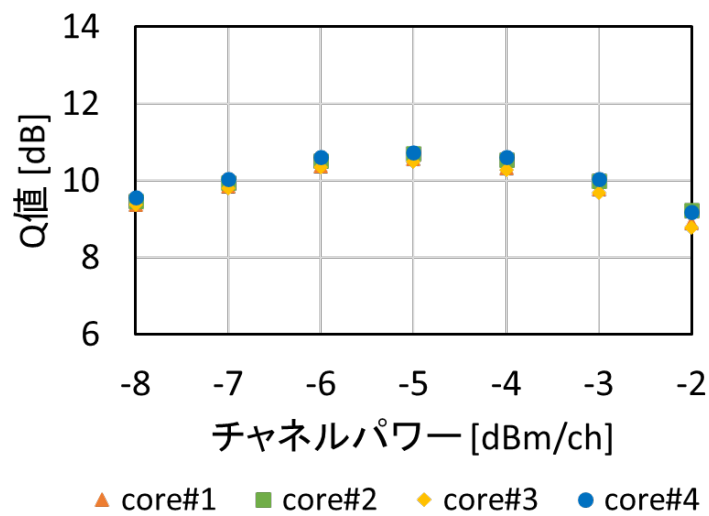


図3-4 非結合型4CFにおける6,020 km伝送時のチャンネルパワーに対するQ値

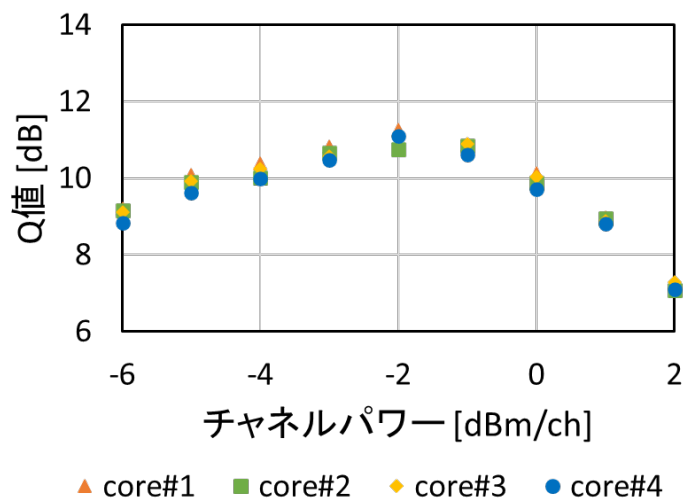


図3-5 強結合型4CFにおける6,020 km伝送時のチャンネルパワーに対するQ値

3-4-2. 非線形光学効果の波長依存性の低減手法

3-4-1節では、16WDM信号の中心チャネルを用いて、試作した非結合型4CF及び強結合型4CFにおける最適なファイバ入力パワーを明らかにした。これらのMCF伝送システムにおいて伝送容量を拡大するためには、波長多重数を増やし、Cバンド全体に渡って信号の帯域を拡大する必要がある。このとき、WDMチャネル間でチャネルパワーにばらつきが生じると、3-4-1節で明らかにした最適なチャネルパワーとは異なるパワーでファイバへ入力されるWDMチャネルが生じる。

例として、図3-6に非結合型及び強結合型4CFにおける多段中継伝送システムの構成図を示す。一般的に、中継光アンプには、利得の波長依存性を等化する利得等化器が用いられているものの、多段で中継光アンプを通過すると、わずかに残る利得の波長依存性が累積し、図3-7に示すようなチャネルパワーの波長依存性が生じる。このまま、多段中継伝送を続けると、チャネルパワーの波長依存性が益々拡大し、チャネルパワーの低い領域では伝送後SNRが劣化し、チャネルパワーの高い領域では非線形光学効果によって伝送性能が劣化する。

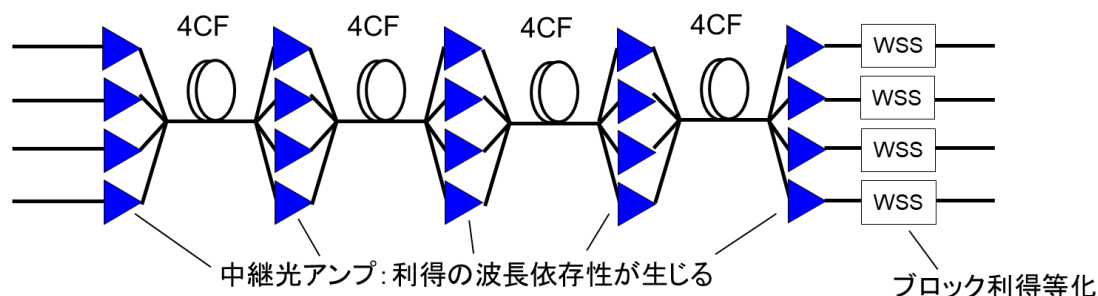


図3-6 非結合型及び強結合型4CFにおける多段中継伝送システムの構成図

そこで、本研究では、大容量かつ伝送距離の延伸化を実現するため、数段の中継光アンプごとにチャネルパワーを平坦化するブロック利得等化を実施することで、多段の中継光アンプによる利得の波長依存性を低減した。本実験では、図3-6に示す通り、コア数と同じ数の波長選択スイッチ(WSS: Wavelength Selective Switch)を用いることでブロック利得等化の機能を実現した。本WSSは、LCOS (Liquid Crystal on Silicon)を用いて構成されており、12.5 GHz間隔ごとに0.1 dB単位で信号の減衰量を調整可能である。WSSが持つ約4 dBの挿入損失と利得等化によるチャネル減衰分の損失については、WSS前段の

光アンプにより補償した。これらのWSSへの入力光スペクトラムの逆特性をフィードバックしWSSに与えることで、図3-8に示すようなチャンネルパワー偏差が±1 dB程度の平坦度の高い光スペクトラムがCバンド全体に渡って得られることを確認した。

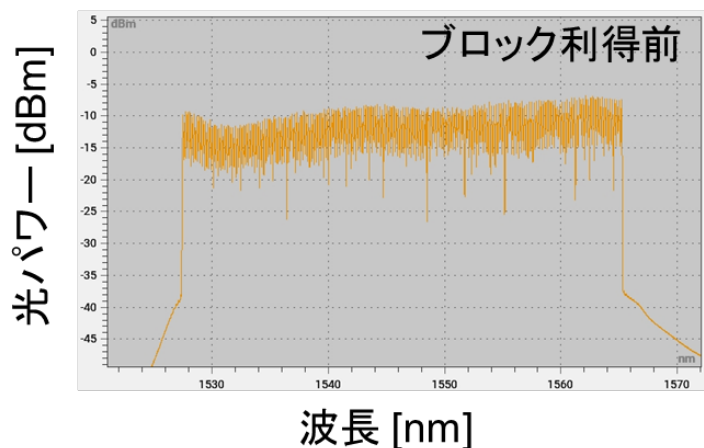


図3-7 多段中継光アンプを通過した後の光スペクトラムの一例

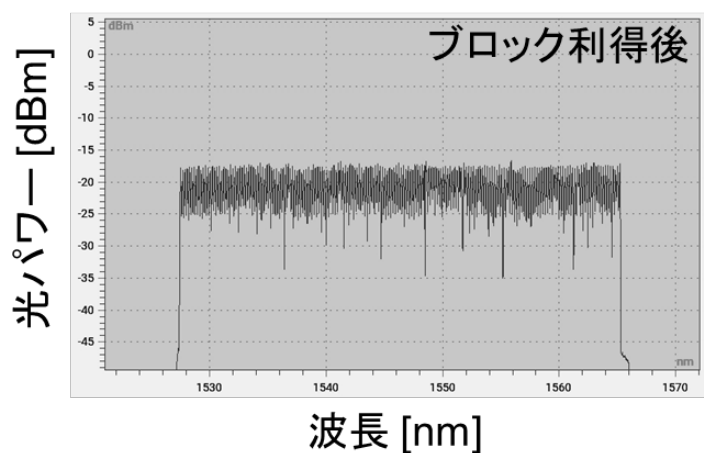


図3-8 ブロック利得等化後の光スペクトラムの一例

図3-9(a)~(d)に、非結合型4CFを9,150 km伝送した後の各コアにおける光スペクトラムを示す((a)コア#1、(b)コア#2、(c)コア#3、(d)コア#4) [16, 17]。本ブロック利得手法を用いることで、伝送後においてもCバンド全域に渡って、チャンネルパワー偏差が±2 dB程度の平坦度の高いWDM信号光が得られている。さらに、4コア間で光スペクトラムに大きな差が無いことが分かる。

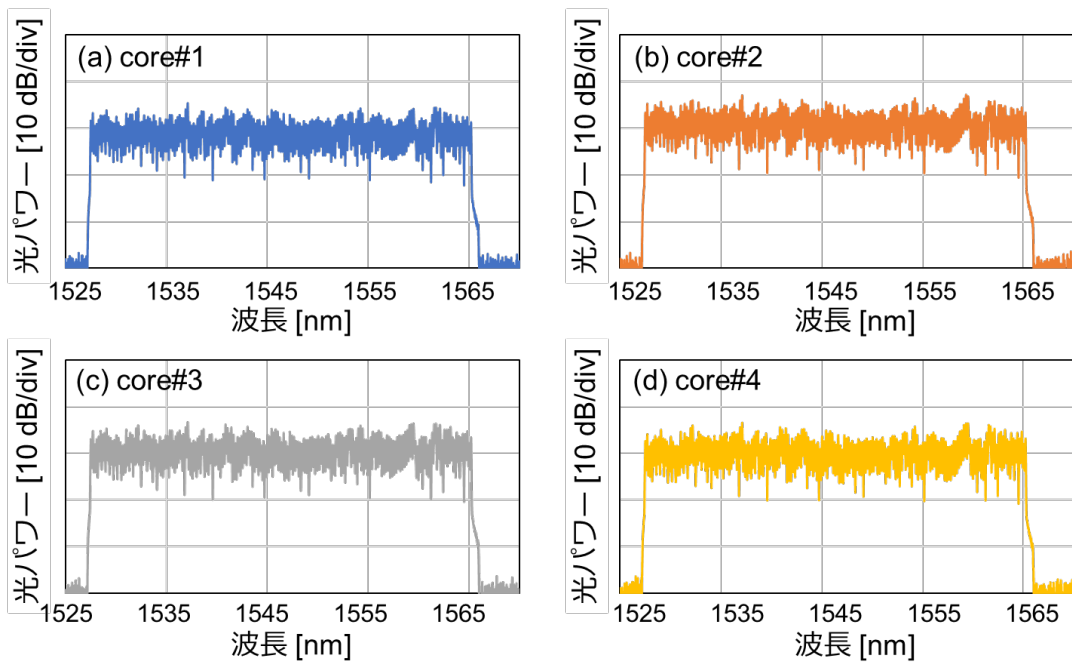


図3-9 非結合型4CFにおける9,150 km伝送後の光スペクトル(a)コア#1、(b)コア#2、(c)コア#3、(d)コア#4

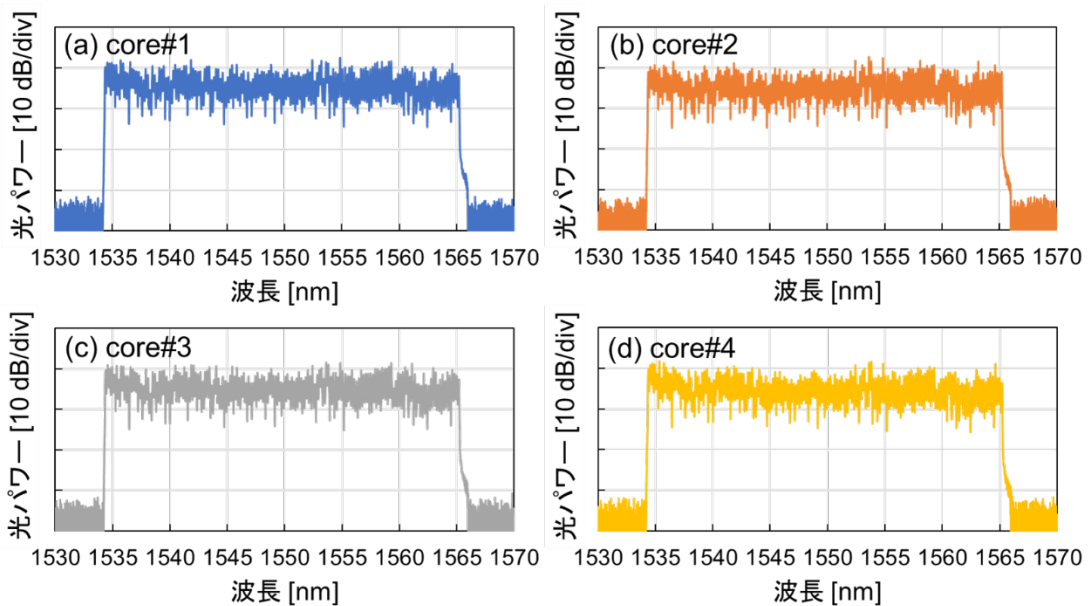


図3-10 強結合型4CFにおける9,150 km伝送後の光スペクトル(a)コア#1、(b)コア#2、(c)コア#3、(d)コア#4

また、図3-10(a)～(d)に、強結合型4CFを9,150 km伝送した後の各コアにおける光スペクトラムを示す((a)コア#1、(b)コア#2、(c)コア#3、(d)コア#4) [13-15]。非結合4CFと同様に、ブロック利得等化を実施することで、伝送後においてもCバンド約30 nmの帯域に渡って、チャンネルパワー偏差が±3 dB程度の平坦度の高いWDM信号光が得られている。さらに、4コア間で光スペクトラムに大きな差が無いことが分かる。

3-5. 長距離伝送時におけるMDLとPDL

第2章2-3-4節の図2-9及び図2-10に示したように、MDLやPDLは伝送性能の劣化を誘発する。本節では、強結合型MCFにおける長距離伝送時のMDLの累積について検討し、非結合型MCFにおけるPDLと比較する。まず、MDLの伝送距離依存性を考える。強結合型MCFにおけるMDLのモード間偏差 σ_{MDL} は下記で与えられる[27]。

$$\sigma_{MDL} = \sqrt{\sigma_g^2 \frac{L}{L_c}} \sqrt{1 + \frac{1}{12(1-D^{-2})} \sigma_g^2 \frac{L}{L_c}} \quad (3.14)$$

ここで、 σ_g は1スパンあたりのMDL、 L は伝送距離、 L_c は結合長、 D は偏波を含むモード多重数である。 L/L_c をファイバスパン数 K で置き換え、強結合型4CFを想定した場合($D = 8$)の D^{-2} は無視できるほど非常に小さい値であるため、 σ_{MDL} は、

$$\sigma_{MDL} \approx \sigma_g \sqrt{K} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \sigma_g^2 K} \quad (3.15)$$

となる。さらに、1スパンあたりのMDLである σ_g が小さい領域においては、

$$\sigma_{MDL} \sim \sigma_g \sqrt{K} \quad (3.16)$$

と近似できるため、 σ_{MDL} はファイバのスパン数 K の平方根に比例して増加することが分かる。また、第2章2-3-4節の式(2.17)で定義したMDLは、文献[27]の数値計算により、 σ_{MDL} の定数倍であることが示されている。したがって、MDLもファイバスパン数、つまり伝送距離の平方根に比例する。

図3-11に、試作した強結合型4CFにおける、伝送距離と代表7チャンネルでの最大MDL(2偏波×4コア間の最大MDL)の関係[13-15]を示す。各MDLは、伝送後の受信信号を用いて、MIMO行列の特異値分解を行い、24 GHzの信号帯域に渡って平均化された4空間チャンネル×2偏波の合計8成分間の特異値の最大値と最小値の差から求めた[8]。MDLは、伝送距離とともに増加しているものの、線形に増加していないことが分かる。また、Cバンドの両端チャンネル、特に長波長側のチャンネルでMDLが大きくなる傾向が見られた。

想定した強結合型4CF伝送システムは、図3-6に示すようにスパンごとにFIFOデバイスを用いて既存のSMFに分離し、各コアに対応する4台の従来光アンプを用いて光増幅している。そのため、4台の光アンプ間で利得特性及び入出力パワーが異なる場合、波長に対する利得の傾きも変化する。このような傾きが生じると、中心チャンネルに比べてCバンドの両端チャンネルにおいて、4コア間でのチャンネルパワー差が大きくなる。このチャンネルパワー差はMDLの要因となり伝送距離に応じて累積するため、図3-11に示す通りCバンドの両端チャンネルにおけるMDLが大きくなった。また、図3-12に9,150 km伝送後の各WDMチャンネルにおける最大MDLを示す。約30 nmの信号帯域において約6~9 dBの最大MDLが観測された。

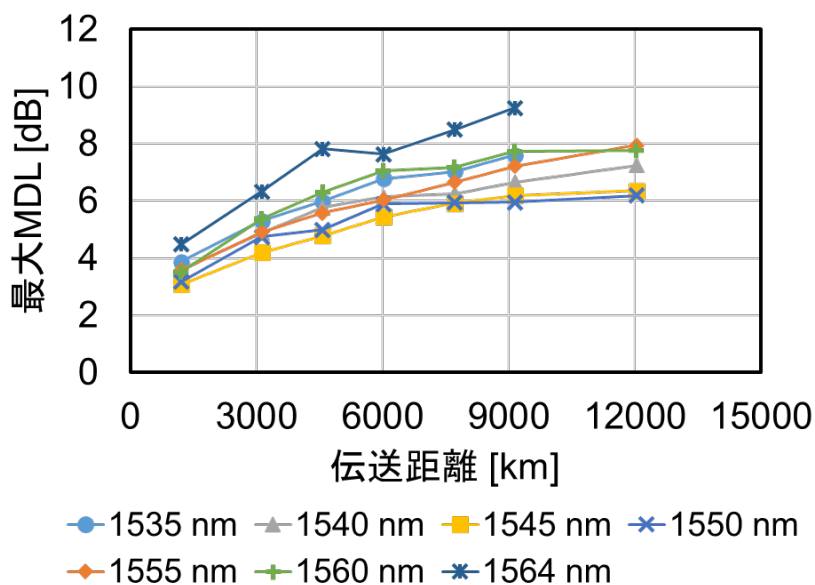


図3-11 強結合型4CFにおける伝送距離と代表7チャンネルにおける最大MDLの関係

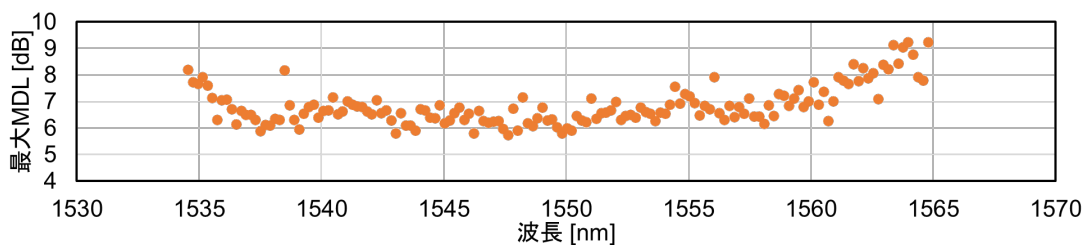


図3-12 強結合型4CFにおける9,150 km伝送後の各WDMチャンネルの最大MDL

図3-13に、非結合型4CFにおける9,150 km伝送後のPDL及びその波長依存性[15, 16]を

示す。PDLは、MDLと同様にMIMO行列を特異値分解することで計算した。Cバンドの大部分のSDM/WDMチャンネルにおいて、3 dB以下にPDLが抑圧されていることが分かる。上述の通り、強結合型4CFにおけるMDL (4空間チャンネル×2偏波間)は、Cバンドの約30 nmに渡って約6～9 dBであったため、非結合型4CFの各コアのPDLは極めて小さいといえる。これは、非結合型4CF伝送システムの伝送路において、偏波間の信号を分離することはないが、強結合型4CF伝送システムの4コア間においては各スパンで信号を分離し、異なるデバイス(FIFOデバイスや光アンプ)を通過するためである。

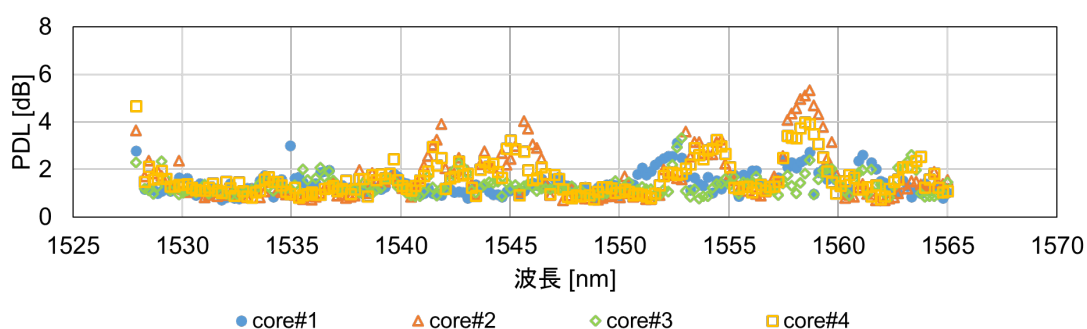


図3-13 非結合型4CFにおける9,150 km伝送後の各WDMチャンネルのPDL

3-6. 非結合型MCFにおけるコア間クロストークの抑圧

第2章2-4節の式(2.18)に示した通り、非結合型MCF伝送システムでは、コア間クロストークが増加することで実効的なSNR (SNR_{eff})が低下するため、極力コア間クロストークを低減することが望まれる。陸上伝送システムでの利用を想定し検討されている標準外径4CF [28]は、40.0 μm のコア間ピッチかつトレンチ構造を有しており、コア間クロストークは波長1550 nmにおいて-55 dB/km程度に抑圧されている。しかし、この4CFを太平洋横断級の伝送システムに適用した場合、9,150 km伝送後のコア間クロストークは約-15.4 dBとなる。第2章2-4節の式(2.19)を用いて計算した、図3-3で示した伝送後SNRにコア間クロストークによるSNRの劣化分を含めた実効的なSNR (SNR_{eff})の伝送距離依存性を図3-14に示す。本計算結果より、スパン損失が10 dBの場合の9,150 km伝送後のSNRは約14.5 dBであったが、コア間クロストークが-15.4 dBある場合、 SNR_{eff} は約11.9 dBまで低下することが分かる。これは、SMFを用いた伝送システムやコア間クロストークをMIMO信号処理により補償する強結合型MCF伝送システムに対して、非結合型MCF (コア間ピッチ40.0 μm)を使用した際に約2.6 dB分の伝送性能劣化が生じることを意味する。

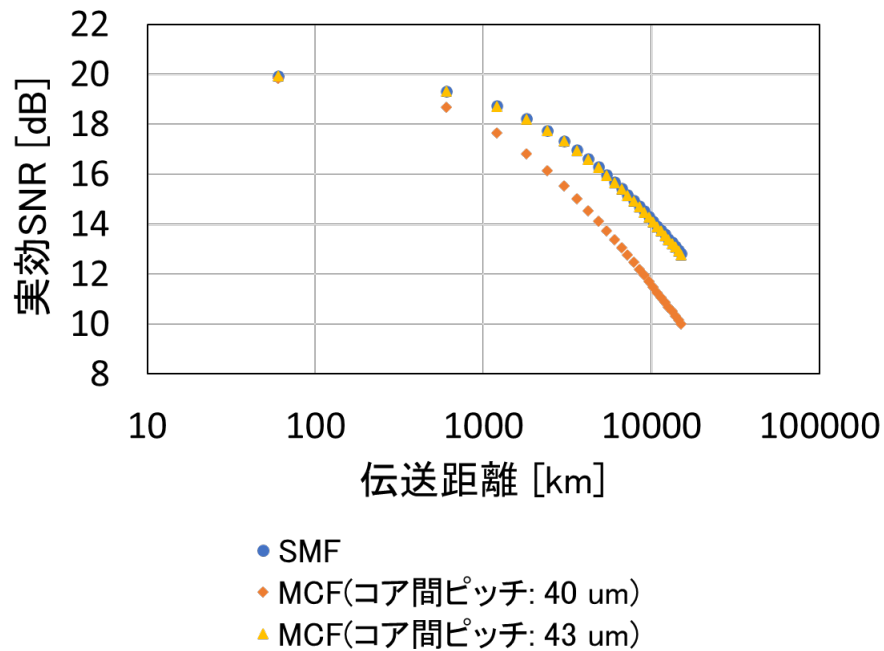


図3-14 実効SNR (SNR_{eff})の伝送距離依存性

そこで、コア間クロストークによる伝送性能劣化を抑圧するためには、第2章2-3-1節の式(2.3)、(2.5)、(2.8)よりコア間ピッチの拡大が有効であることから、表3-1に示す通りコア間ピッチを43.0 μm まで拡大したトレンチ構造を有する非結合型4CF [19]を試作した。これにより、FIFOデバイスを含むコア間クロストークを、60.2 kmの1スパンあたり-57 dB以下に抑圧した。このとき、太平洋横断級の伝送を想定した152スパン後(伝送距離9,150 km)のコア間クロストークは、-57 dBの152倍に相当する-35.2 dB程度になると計算できる。したがって、図3-14に示す通り、伝送後のSNRを14.5 dBとした際の、コア間クロストークによる影響を含めた SNR_{eff} は約14.4 dBであるため、太平洋横断級の伝送後においても、コア間クロストークによる伝送性能劣化量を0.1 dB以下に抑圧できることが明らかとなった。

3-7. 強結合型MCFにおけるSMDとコア間スキュー

第2章2-3-3節の図2-8(b)に示した通り、光海底ケーブルシステムのような超長距離伝送システムにおいては、強結合型MCF特有の課題であるSMDの増加について特に注意が必要である。本節では、SMDとそのSMDを助長する要因であるコア間スキューについて、MIMO信号処理における複雑性の観点から検討する。さらに、コア間スキューの

低減手法について述べるとともに、大容量伝送に向けてCバンドにおけるSMDの波長依存性を示す。

強結合型MCFは、第2章の2-3-3節で述べたように、コア間ピッチを20 μm 程度まで小さくすることでモード間結合を積極的に生じさせるファイバである。試作した強結合型4CF [21]では、表3-2に示す通りコア間ピッチを20.2 μm とした。第2章2-3-3節の式(2.15)に示す通りSMDは伝送距離の平方根に比例して増加するが、本強結合型4CFのSMDは7.1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ であり、1スパン(60.2 km)あたりで約55.1 ps、152スパン後(伝送距離9,150 km)においても約674 psと非常に小さい値である。しかしながら、想定する強結合型4CF伝送システムでは、中継器ごとにFIFOデバイスを用いてSMFに分離し、従来シングルモードEDFAにより光増幅するため、FIFOデバイスやシングルモードEDFAのSMF区間において、4コア間で光路長差、いわゆるコア間スキューが生じる。このようにコア間スキューが生じると、各コアの信号が時間的に分離し、広がりを持つ。この状態のまま、次のスパンの強結合型MCFに入力すると、コア間スキューによって広がりを持ったままコア間の信号が結合するため、ファイバ中で生じたSMDがさらに増加したように見える。ここで、システム全体におけるSMDは下記の式で表わせる。

$$SMD_{total} = \left\{ \left(SMD_{fiber} \times \sqrt{L_{fiber}} \right) + \left(\frac{1}{v_g} \times L_{skew} \right) \right\} \times \sqrt{N_{span}} \quad (3.17)$$

ここで、 SMD_{fiber} はファイバが持つSMDであり、 L_{fiber} は1スパンあたりのファイバ長、 v_g はSMF中を伝搬する光の群速度、 L_{skew} はSMF区間における4コア間の最大スキュー、 N_{span} はファイバスパン数である。この式からも分かる通り、各スパンにおけるSMF区間のコア間スキューは光路長差に対して線形に増加する。ファイバ中の屈折率を1.5とした場合、1 mmのコア間スキューによって約5 psのSMDが生じるように見える。これは、1スパンあたり11 mmのコア間スキューが生じると、ファイバが持つ1スパンあたりのSMD (約55.1 ps)が2倍程度に増加することを意味する。さらに、11 mmを超えてコア間スキューが大きくなると、長距離伝送後のシステム全体におけるSMDはファイバが持つSMDではなくコア間スキューに支配されることが分かる。したがって、一度コア間の結合によって生じたSMDは光学的に補償することが不可能であるため、伝送後のSMDを低減するためには、ファイバそのものが持つSMDに加えて、SMF区間のコア間スキューを極力低減することが重要である。

そこで、4コアの信号を一度同時に受信し、デジタル信号処理を行うことで得られるMIMOインパルス応答の結果を用いることで、コア間スキューを低減した。MIMOインパルス応答とは、第2章2-5節の式(2.23)に示すウェイト行列 W の各要素の強度をタップ

番号方向に重ねてプロットしたものである。得られたMIMOインパルス応答から、4コア間のパルスの差、つまりコア間の光路長差を算出し、この光路長差を打ち消すように、各コアのSMF区間に挿入したVODLを調整し、コア間スキューの低減を図った。

図3-15に、強結合型4CFを9,150 km伝送した後の、(a) 波長1534.545 nm、(b) 波長1550.016 nm、(c) 波長1564.781 nmにおける、MIMOインパルス応答をそれぞれ示す。これらのMIMOインパルス応答において、大きな波長依存性は観測されなかった。図3-16には、各波長におけるMIMO信号処理の必要タップ数を示す。ここで、MIMOの必要タップ数は、図3-15中に示した通り各WDMチャンネルにおけるMIMOインパルス応答を、ガウシアンフィッティングをした際の $\pm 2\sigma$ の範囲と定義した。図3-16より、強結合型4CFを用いることでファイバのSMDを抑圧し、さらにVODLによってコア間スキューを低減することにより、Cバンド30 nmの信号帯域に渡って、MIMO信号処理における必要タップ数は、300以下(時間にして約6 ns以下)に抑圧されていることが分かった。

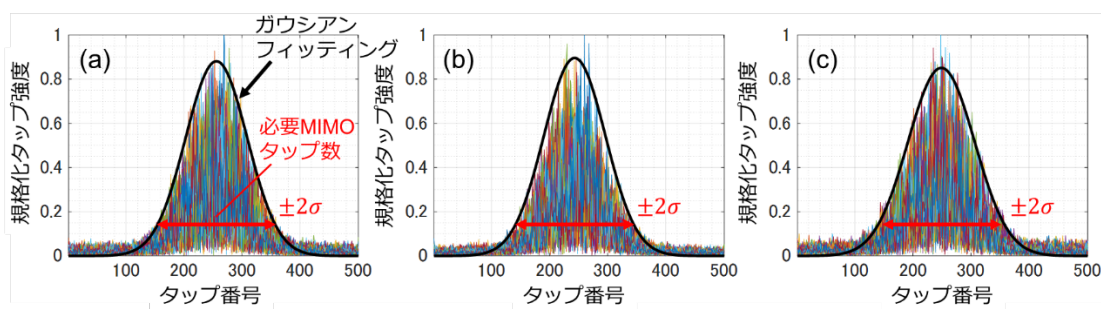


図3-15 強結合型4CFにおける9,150 km伝送後のMIMOインパルス応答

(a) 波長1534.545 nm、(b) 波長1550.016 nm、(c) 波長1564.781 nm

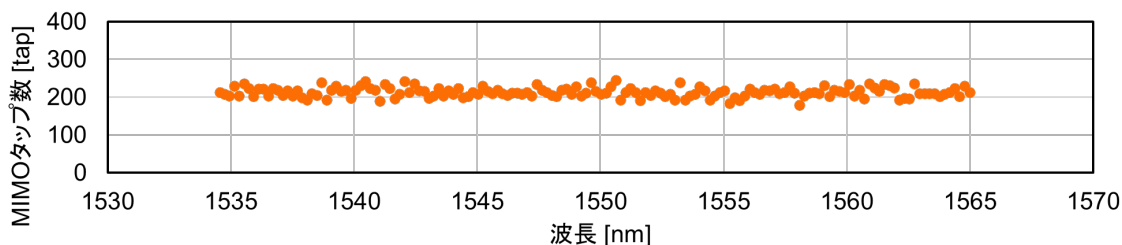


図3-16 各波長におけるMIMOの必要タップ数

図3-17には、非結合型4CFを9,150 km伝送した後の、(a) 波長1534.545 nm、(b) 波長1550.016 nm、(c) 波長1564.781 nmにおける、MIMOインパルス応答をそれぞれ示す。こ

これらのMIMOインパルス応答において、大きな波長依存性は観測されなかった。非結合型4CFでは、コア間クロストークが抑圧されているため、MIMO信号処理においてコア間のSMDを補償する必要がない。したがって、非結合型4CF伝送では、9,150 km伝送後であっても、SMDによってCバンド全域に渡って250~300のMIMOタップが必要であった強結合型4CFと比べると、さらに小さい値である数十のMIMOタップで十分であることが分かった。

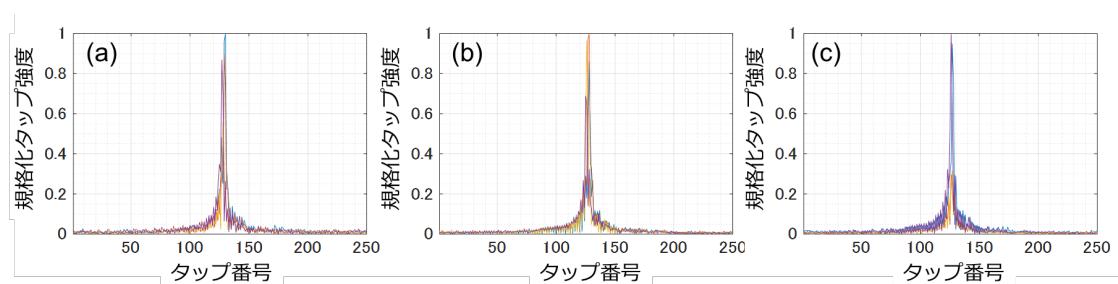


図3-17 非結合型4CFにおける9,150 km伝送後のMIMOインパルス応答
(a) 波長1534.545 nm、(b) 波長1550.016 nm、(c) 波長1564.781 nm

3-8. 強結合型4CF及び非結合型4CFを用いた大容量・太平洋横断級伝送実験

本節では、Cバンドに渡ってWDMされた信号を使用した標準クラッド外径の強結合型4CF太平洋横断級伝送実験[13-15]及び非結合型4CF太平洋横断級伝送実験[16, 17]について述べる。Cバンドの帯域に渡って波長多重された偏波多重QPSK信号を9,150 km伝送し、全ての空間及び波長チャネルにおけるQ値を測定した。

3-8-1. 実験系

図3-18に強結合型4CF及び非結合型4CFを用いた大容量・太平洋横断級伝送実験の実験系を示す。送信器では、偶奇チャネルそれぞれに対して、50 GHz間隔に設定した8台の外部共振器レーザを用意し、それらを合波することで計16チャネルの連続発振(CW: Continuous Wave)光を生成した。偶奇チャネルは、4チャネル出力の任意波形発生器(AWG: Arbitrary Waveform Generator)と2台のIQ変調器を用いて個別にIQ変調を行った。QPSK信号を生成するため、IQ変調器を24 Gbaudのナイキスト整形された2値の電気信号を用いて駆動した。ここでは、15段の疑似ランダム信号(PRBS: Pseudo Random Bit Sequence)を、2サンプル/シンボルにアップサンプリングした後、周波数領域においてナイキスト整形を施した。その後、光増幅器によって光増幅し、87 nsの光遅延線を有する

偏波多重エミュレータにより偏波多重信号を生成した。これにより、25 GHz間隔の24 Gbaud 16WDMナイキスト整形DP-QPSK信号を生成した。

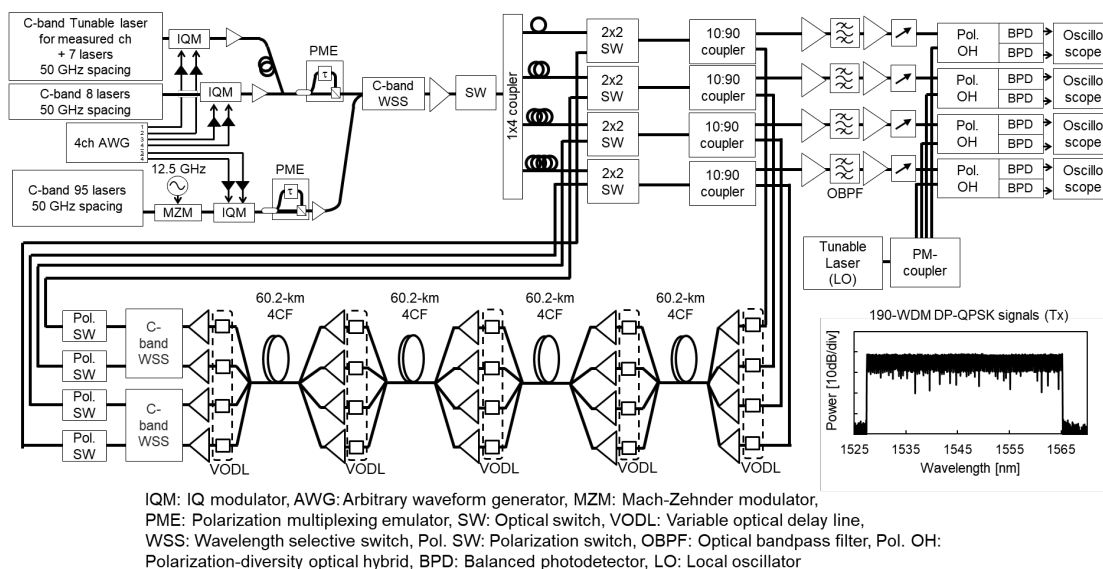


図3-18 強結合型4CF及び非結合型4CFを用いた長距離伝送実験系

さらに、ダミーWDM信号光として、Cバンド190チャンネルを用意するため、50 GHz間隔に設定されたCバンド95台のレーザを合波し、マッハツェンダ変調器により12.5 GHz駆動のキャリア抑圧両側波帯変調を行うことで、25 GHz間隔の190トーン光を得た。WDM信号の帯域は、1527.51 nmから1565.20 nmとし、測定チャンネルと同様の方法で、信号変調・偏波多重を行った。その後、CバンドのWSSを用いて、測定16チャンネルとダミーWDM信号光を合波し、各WDMチャンネル間のパワー等化を行った。これにより、25 GHz間隔の24 Gbaud 190WDMナイキスト整形DP-QPSK信号を生成した。本実験では、測定用16チャンネルと、WDMダミーチャンネルの内16チャンネルを挿抜しながら測定した。なお、強結合型4CFを用いた伝送実験では、後述するようにCバンドの両端チャンネルにおいて十分な伝送性能が得られなかったため、190波のうち152波を使用した。

次に、WDM信号光を光カプラにより4分岐し、 $200 \text{ ns} \times N$ ($N: 0 \sim 3$)の光遅延線を用いてそれぞれの信号を無相関化した。その後、MCF周回伝送に向けて、4分岐したWDM信号光を60.2 kmの強結合型4CFもしくは非結合型4CF 4スパン及びFIFOデバイス、 2×2 光スイッチ(SW)、Cバンド光アンプ、CバンドWSS、VODL (強結合型4CF伝送実験時のみ)から構成された4スパン周回伝送用ループシステムにそれぞれ入力した。周回内では、WSSによってWDM信号光の利得偏差を等化した。ここで、強結合型4CF伝送実験にお

いては、3-7節で述べたように、VODLによって、1スパンごとにコア間のスキューを補償した。

伝送後のWDM信号は、光バンドパスフィルタ(OBPF: Optical Band Pass Filter)により所望の1波長の光信号に分離した後、4台のデジタルコヒーレント受信器によりヘテロダイン受信した。局部発振(LO: Local Oscillator)光と信号光との周波数オフセットは20 GHzに設定した。受信した電気信号は、リアルタイムオシロスコープにより80 GSample/sでサンプリングした。取得した信号は、次の手順でオフライン信号処理を行った。まず、ベースバンドへダウンコンバートし、矩形状にナイキスト整形を施した後、強結合型4CF伝送実験では最大500タップの8×8MIMO (4コア信号の分離及び偏波多重信号の分離)処理を、非結合型4CF伝送実験ではコアごとに最大250タップの2×2MIMO (偏波多重信号の分離)処理を施した。MIMOのタップ数は、3-7節の図3-15及び図3-17のように事前に評価したMIMOインパルス応答から見積もった必要タップ数よりも十分大きい値に設定した。MIMOのタップ係数は、LMSアルゴリズム[29]に基づき更新した。その後、コアごとにビット誤り率(BER: Bit Error Rate)を計算し、Q値を算出した。

3-8-2. 伝送距離に対する伝送後Q値

はじめに、強結合型4CFにおける152WDM DP-QPSK信号の伝送可能性を明らかにするため、Cバンド30 nm帯域の152WDM信号光の中心チャンネル及び両端2チャンネルの計3チャンネルにおける伝送距離に対するQ値を測定した。図3-19に、波長1534.94 nm、1555.04 nm、1563.96 nmにおける伝送距離とコア間平均Q値の関係を示す。本実験系では、各伝送距離において、中心チャンネルに比べて両端2チャンネルのQ値が約2 dB劣化していることが分かる。

さらに、非結合型4CFにおける190WDM DP-QPSK信号の伝送可能性を明らかにするため、190WDM信号光の中心2チャンネル及び両端2チャンネルの計4チャンネルにおける伝送距離に対するQ値を測定した。図3-20に、波長1533 nm、1550 nm、1555 nm、1563 nmにおける伝送距離とコア間平均Q値の関係を示す。本実験系では、各伝送距離において、中心2チャンネルに比べて両端2チャンネルのQ値が約1~2 dB劣化していることが分かる。

両ファイバにおいて、両端チャンネルのQ値が中心チャンネルに比べて劣化している原因は、周回伝送系における光アンプの利得が、Cバンドの両端チャンネル付近において不足しているためである。また、両ファイバともに、両端2チャンネルでは、9,150 km伝送後において、想定したFECのうち最もオーバーヘッドが大きい25.5 %のFEC閾値[30]である

4.95 dBを超えるコア間平均Q値が得られた。したがって、3-8-3節に示すCバンドWDM DP-QPSK信号を用いた大容量伝送実験では、伝送距離を9,150 kmに設定した。

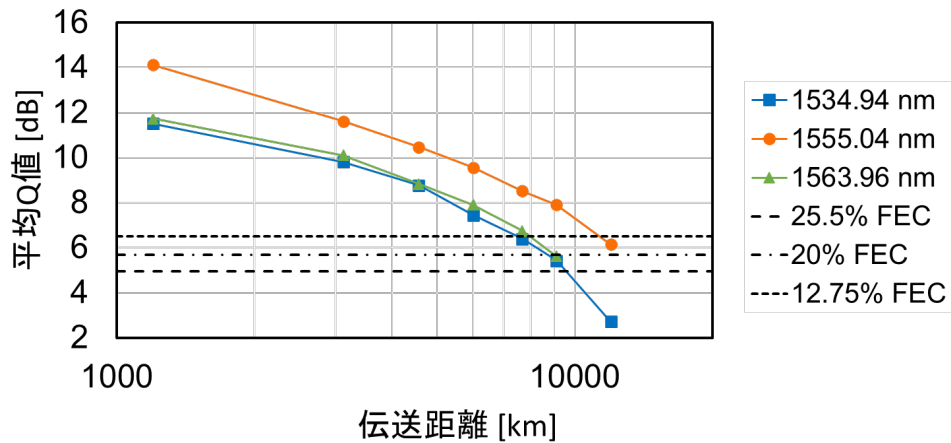


図3-19 強結合型4CFにおける波長1534.94 nm、1555.04 nm、1563.96 nmでの伝送距離とコア間平均Q値の関係

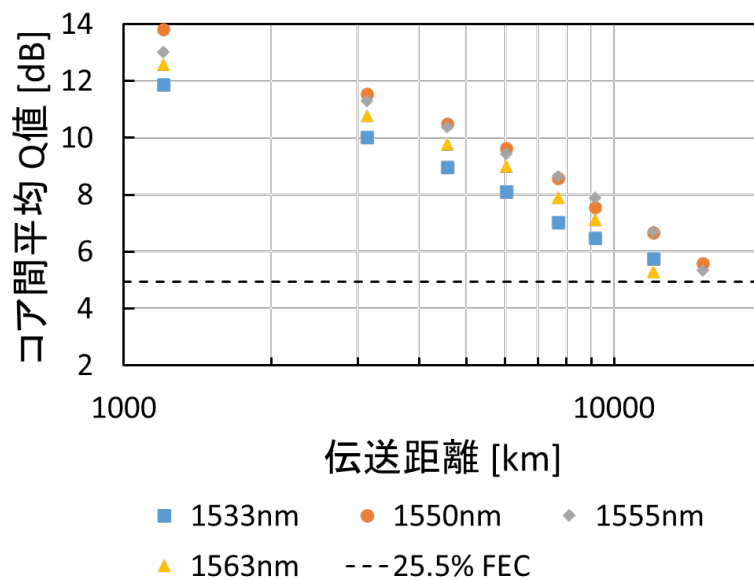


図3-20 非結合型4CFにおける波長1533 nm、1550 nm、1555 nm、1563 nmでの伝送距離とコア間平均Q値の関係

3-8-3. CバンドWDM信号を用いた9,150 km伝送

次に、CバンドWDM DP-QPSK信号を用いて、強結合型4CF及び非結合型4CFの伝送性

能を評価した。図3-21に、強結合型4CFにおける全608空間多重・波長多重チャンネル(4コア×152WDMチャンネル)の9,150 km伝送後のQ値を示す。また、図3-22に、非結合型4CFにおける全748空間多重・波長多重チャンネル(4コア×187WDMチャンネル)の9,150 km伝送後のQ値を示す。なお、Cバンドの両端3チャンネルにおいて、十分な伝送性能が得られなかったため、187チャンネルのみプロットした。本実験では、WDMチャンネル間のOSNR及び非線形効果の差を考慮して、システム全体の容量を最大化するため、複数のレートのFECを想定した[31, 32]。想定したFECは、オーバーヘッド12.75% (Q閾値：6.5 dB)[33]、オーバーヘッド20% (Q閾値：5.7 dB)[34]、オーバーヘッド25.5% (Q閾値：4.95 dB)[30]の3種類である。

強結合型4CFでは、図3-21より、107WDMチャンネルに対してオーバーヘッド12.75%のFECを、19WDMチャンネルに対してオーバーヘッド20%のFECを、26WDMチャンネルに対してオーバーヘッド25.5%のFECをそれぞれ適用した。全チャンネルの中で最も低いQ値は、コア#1の波長1564.577 nmのチャンネルにおける4.98 dBであるものの、オーバーヘッド25.5%のFECのQ閾値である4.95 dBを上回っている。また、各WDMチャンネルにおける4コア間Q値偏差の最大値は、波長1534.545 nmにおいて0.9 dBであった。

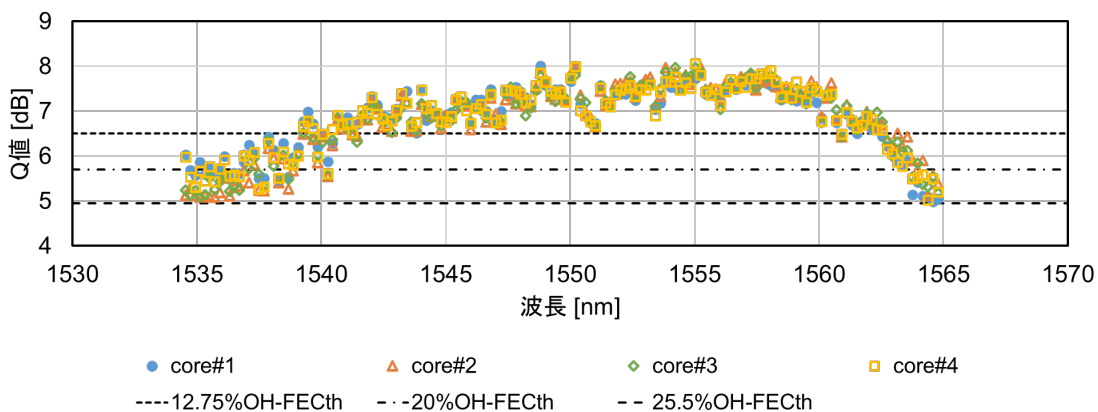


図3-21 強結合型4CFにおける全608空間多重・波長多重チャンネル(4コア×152WDMチャンネル)の9,150 km伝送後のQ値

非結合型4CFでは、図3-22より、666WDM/SDMチャンネルに対してオーバーヘッド12.75%のFECを、57WDM/SDMチャンネルに対してオーバーヘッド20%のFECを、25WDM/SDMチャンネルに対してオーバーヘッド25.5%のFECをそれぞれ適用した。全チャンネルの中で最も低いQ値は、コア#4の波長1528.09 nmのチャンネルにおける5.01 dBであるものの、オーバーヘッド25.5%のFECのQ閾値である4.95 dBを上回っている。また、各

WDMチャンネルにおける4コア間Q値偏差の最大値は、波長1528.09 nmにおいて0.63 dBであった。

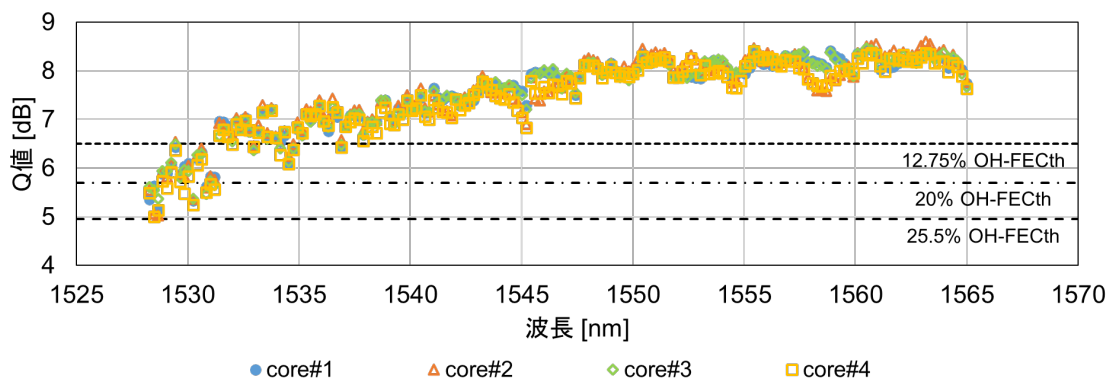


図3-22 非結合型4CFにおける748空間多重・波長多重チャンネル(4コア×187WDMチャンネル)の9,150 km伝送後のQ値

本結果より、152 WDM 24 Gbaud DP-QPSK信号を用いて、9,150 kmの強結合型MCF伝送を行い、50.47 Tb/s (1コアあたり12.62 Tb/s)の伝送容量を達成した。また、187 WDM 24 Gbaud DP-QPSK信号を用いて、9,150 kmの非結合型MCF伝送を行い、63.17 Tb/s (1コアあたり15.79 Tb/s)の伝送容量を達成した。

3-9. 光海底ケーブルシステムへの適用に向けた非結合型MCF及び強結合型MCFの特性比較

光海底ケーブルシステムへの適用を想定し、3-8節で述べた標準外径強結合型4CF及び非結合型4CF伝送実験の結果を表3-3にまとめる[16, 17]。まず、4コア平均伝送損失は、標準外径非結合型4CFと強結合型4CFではほぼ同等である。非結合型4CFにおけるファイババンドル型のFOデバイスと強結合型4CFにおける空間結合型のFOデバイスの挿入損失は、波長1550 nmにおいて、それぞれ0.3～0.5 dB、0.3～0.6 dBである。融着1点あたりの損失は、非結合型4CFでは0.4 dB以下、強結合型4CFでは0.1 dB以下であった。非結合型4CFでは、強結合型4CFに比べて、コアが中心軸から遠いため角度方向のずれに対し敏感であることや、トレンチ構造を有するため融着条件の最適化が難しいことによって、融着損失が大きくなったと考えられる。また、3-7節にて述べた通り、現状、強結合型MCFではコア間のスキューを低減する必要があるため、VODL等の光学路長を調整する機構が求められる。MCFの伝送損失や融着損失、FIFOデバイスの挿入損失のみを考慮

すると、各MCF種別での合計損失は同等となるものの、強結合型MCFでは、コア間スキューを補償するために使用した挿入損失約1.0 dBのVODLを含めて、スパン損失が約11.7 dBに増加した。一方、非結合型MCFでは、コア間クロストークを光学的に抑圧することで、コア間スキューを補償する必要がなくなるためVODLが不要となり、スパン損失を約10.1 dBまで低減可能であった。したがって、将来的に、強結合型MCF伝送システムにおいては、FIFOデバイスやシングルモードEDFAの代わりに、中継器に伝送用MCFと同じコア数を持つマルチコア光増幅器を用いて、コア間スキューの調整を必要としない、FIFOレスの全MCF伝送システム[35]を構築することが望まれる。

表3-3 非結合型及び強結合型MCFの特性比較

	非結合型MCF	強結合型MCF
4コア平均伝送損失	0.156 dB/km	0.155 dB/km
FI及びFO単体での挿入損失	0.3 - 0.5 dB (ファイババンドル型)	0.3 - 0.6 dB (空間結合型)
融着1点あたりの損失	< 0.4 dB	< 0.1 dB
平均スパン損失(ファイバ長: 60.2 km)	10.1 dB	11.7 dB (VODL含む)
スキュー補償	必要なし	必要
最適ファイバ入力パワー	-5 dBm/ch	-2 dBm/ch
9,150 km伝送時の伝送容量	63.17 Tbit/s (15.79 Tbit/s/core)	50.47 Tbit/s (12.62 Tbit/s/core)
9,150 km伝送時のPDLもしくはMDL	< 5.5 dB	6 - 9 dB
9,150 km伝送時のMIMOタップ数	数十タップ	> 250 タップ
MIMOサイズ(4コアファイバの場合)	2 x 2 /core	8 x 8

次に、各MCF種別での伝送性能を比較する。表3-3の通り、ファイバへの最適入力パワーは、非結合型MCFで-5 dBm/ch、強結合型MCFで-2 dBm/chであるため、強結合型MCFはより優れた非線形耐力を有することが分かる。しかしながら、3-8節で述べたように、9,150 km伝送時の非結合型4CFにおける伝送容量は、強結合型4CFに比べて1コアあたり約3 Tbit/s大きい値となった。これは、VODLの挿入損失によってスパン損失が増加したことと、周回伝送評価系内の光アンプにおいてCバンド両端チャンネルの利得が不十分であり、波長多重数が減少したことが原因である。したがって、上述したFIFOレス全MCF伝送システム等の実現によりVODLの挿入損失を排除し、光アンプにおいてCバンド両端チャンネルの利得が十分に得られた場合、強結合型4CFにおける伝送性能をさらに向上させることが可能である。

図3-23に、本実験にて使用した非結合型4CFとVODLの挿入損失を排除できた場合の強結合型4CFにおける伝送距離に対する実効SNR (SNR_{eff})の計算結果を示す。 SNR_{eff} は、

第2章2-4節の式(2.18)に示す通り、ASE雑音に加えてコア間クロストーク及び非線形雑音による劣化分を考慮したものである。ここで、非結合型4CFのファイバ入力パワーは-5 dBm、強結合型4CFのファイバ入力パワーは-2 dBm、非結合型4CFのコア間クロストークは1スパンあたり-57.3 dB、スパン損失は両ファイバにおいて10 dBとした。また、簡単のためPDLやMDLによる性能劣化は考慮していない。図3-23より、各伝送距離において、強結合型4CFの方が約3 dB高い SNR_{eff} が得られることが分かる。これは、光アンプにおいてCバンドの両端においても十分な利得が得られる場合、つまり両ファイバにおいて同等の波長多重数を実現できる場合、第1章の式(1.1)から、強結合型4CFは非結合型4CFに比べて、太平洋横断級の伝送距離(9,000 km以上)において、約1.27倍の通信路容量が得られる計算となる。したがって、上述したVODLの挿入損失と光アンプの帯域不足が解消された場合、強結合型4CFにおいては非結合型4CFを上回る伝送性能が期待できると言える。

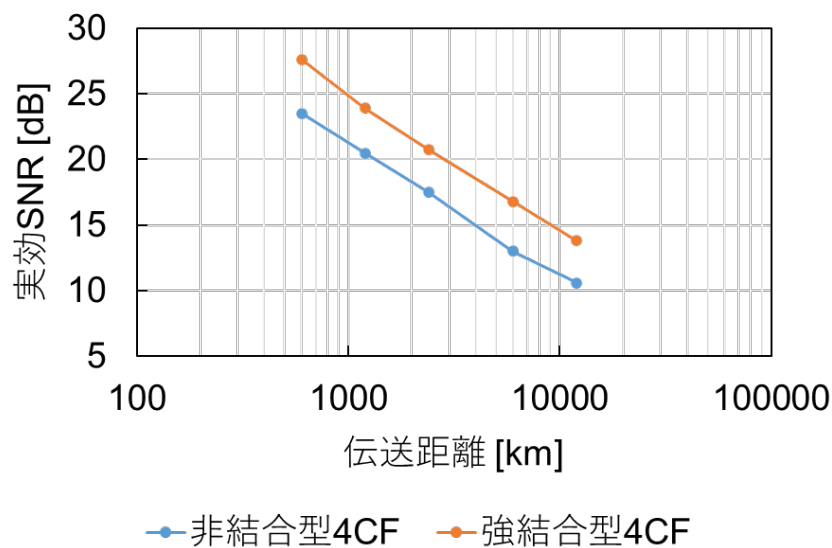


図3-23 非結合型4CFとVODLの挿入損失を排除できた場合の強結合型4CFにおける伝送距離に対する実効SNR (SNR_{eff})

次に、各MCF伝送システムにおけるMIMO受信処理について比較する。非結合型MCF伝送システムでは、コア間クロストークを補償する必要がないため、従来の受信器に用いられている 2×2 MIMO信号処理が各コアに対して適用可能である。一方で、強結合型MCF伝送システムでは、コア間クロストークを補償するために、空間多重数の2乗に相当する大規模なMIMOサイズが要求される。加えて、強結合型MCFは、SMDやコア間ス

キューも補償する必要があるため、非結合型MCFに比べて、より大きなMIMOタップ数が必要であり、受信信号処理の複雑性が増大する。

以上の結果より、光海底ケーブルシステムへのMCFの早期導入に向けては、非結合型MCFが適していると考えられる。しかしながら、非結合型MCFでは、コア間クロストークを抑圧するために、約40 μm を超えるコア間ピッチとトレンチ構造[19]が必要であるため、標準クラッド外径においては、さらなるコア数の増加は難しい。そのため、限られたケーブルスペースにおいて、将来的にさらに空間利用効率を高めるためには、標準外径の強結合型7コアファイバ[8]や12コアファイバ[36]が候補技術の一つとなると考えられる。強結合型MCF伝送システムの実現に向けては、サイズの大きいMIMO信号処理や上述したようなコア間・波長間において利得差が抑圧されたFIFOレスなマルチコア光増幅器の研究開発が今後必要になるであろう。

3-10. 結言

MCF伝送技術の適用先の一つとして期待されている光海底ケーブルシステムを想定した、MCF伝送システムの大容量化と伝送距離の延伸化手法について述べた。MCF伝送システムにおける伝送距離の延伸化において考慮すべき点として、伝送路損失の低減、非線形光学効果、非結合型MCF伝送システム特有の課題としてコア間クロストークの抑圧、強結合型MCF伝送システム特有の課題としてMDL、SMD、コア間スキューの低減について説明した。さらに、MCF伝送システムにおける大容量化に向けて、波長チャンネル間の特性差を低減する手法について検討を行った。

本章では、各課題に対するMCF及びMCF伝送システムの設計指針を明らかにし、125 μm の標準外径を持つ非結合型4CFと強結合型4CFを試作・評価した。また、各ファイバを用いた伝送システムを構築し、Cバンドに波長多重された4コア多重信号を伝送し、目標を上回る太平洋横断級となる9,150 kmの伝送距離と50 Tbit/sを超える伝送容量が両ファイバにおいて実現可能であることを実験的に示した。さらに、得られた実験結果に基づき、非結合型及び強結合型MCFの光海底ケーブルシステムへの適用可能性と今後の展望について述べた。

第3章 参考文献

- [1] J. D. Downie, “Maximum capacities in submarine cables with fixed power constraints for C-band, C+L-band, and multicore fiber systems,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 36, No. 18, pp. 4025-4032, (2018).
- [2] NEC Press Releases, “NEC qualifies 20 fiber pair subsea telecom cable systems, with further advances soon,” (2020).
- [3] SubCom Press Releases, “SubCom achieves qualification for High Fiber Count (HFC) cable, begins manufacturing,” (2019).
- [4] T. Matsui, T. Kobayashi, H. Kawahara, E. L. T. de Gabory, T. Nagashima, T. Nakanishi, S. Saitoh, Y. Amma, K. Maeda, S. Arai, R. Nagase, Y. Able, S. Aozasa, Y. Wakayama, H. Takeshita, T. Tsuritani, H. Ono, T. Sakamoto, I. Morita, Y. Miyamoto, and K. Nakajima, “118.5 Tbit/s transmission over 316 km-long multi-core fiber with standard cladding diameter,” *OECC2017, PDP2*, (2017).
- [5] G. Rademacher, R. S. Luís, B. J. Puttnam, T. A. Eriksson, E. Agrell, R. Maruyama, K. Aikawa, H. Furukawa, Y. Awaji, and N. Wada, “159 Tbit/s C+L band transmission over 1045 km 3-mode graded-index few-mode fiber,” *OFC2018, Th4C.4*, (2018).
- [6] G. Rademacher, R. S. Luís, B. J. Puttnam, R. Ryf, S. van der Heide, T. A. Eriksson, N. K. Fontaine, H. Chen, R.-J. Essiambre, Y. Awaji, H. Furukawa, and N. Wada, “172 Tb/s C+L band transmission over 2040 km strongly coupled 3-core fiber,” *OFC2020, Th4C.5*, (2020).
- [7] K. Shibahara, T. Mizuno, H. Kawakami, T. Kobayashi, M. Nakamura, K. Shikama, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, “Full C-band 3060-km DMD-unmanaged 3-mode transmission with 40.2-Tb/s capacity using cyclic mode permutation,” *OFC2019, W3F.2*, (2019).
- [8] R. Ryf, J. C. Alvarado-Zacarias, S. Wittek, N. K. Fontaine, R.-J. Essiambre, H. Chen, R. Amezcua-Correa, H. Sakuma, T. Hayashi, and T. Hasegawa, “Coupled-core transmission over 7-core fiber,” *OFC2019, Th4B.3*, (2019).
- [9] R. Ryf, J. C. Alvarado, B. Huang, J. Antonio-L’opez, S. H. Chang, N. K. Fontaine, H. Chen, R.-J. Essiambre, E. Burrows, R. Amezcua-Correa, T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru, “Long-distance transmission over coupled-core multicore fiber,” *ECOC2016*,

- Th.3.C.3, (2016).
- [10] R. Ryf, N. K. Fontaine, S. H. Chang, J. C. Alvarado, B. Huang, J. Antonio-L'opez, H. Chen, R.-J. Essiambre, E. Burrows, R. W. Tkach, R. Amezcua-Correa, T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru, "Long-haul transmission over multi-core fibers with coupled cores," ECOC2017, M.2.E.1, (2017).
- [11] D. Soma, S. Beppu, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, and T. Tsuritani, "Performance comparison for standard cladding ultra-low-loss uncoupled and coupled 4-core fibre transmission over 15,000 km," ECOC2020, Mo2E.4, (2020).
- [12] B. J. Puttnam, R. S. Luís, G. Rademacher, Y. Awaji, and H. Furukawa, "319 Tb/s transmission over 3001 km with S, C and L band signals over >120nm bandwidth in 125 μ m wide 4-core fiber," OFC2021, F3B.3, (2021).
- [13] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, "50.47-Tbit/s standard cladding ultra-low-loss coupled 4-core fiber transmission over 9,150 km," OFC2021, W7D.3, (2021).
- [14] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, "50.47-Tbit/s standard cladding coupled 4-core fiber transmission over 9,150 km," Journal of Lightwave Technology, Vol. 39, No. 22, pp. 7099-7105, (2021).
- [15] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 角田 聖也, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 森田 逸郎, 釣谷 剛宏, 鈴木 正敏, "50.47-Tb/s 結合型4コアファイバ9,150 km伝送実験", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 121, No. 150, OCS2021-10, pp. 5-10, 2021年8月.
- [16] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, "Trans-Pacific class transmission over a standard cladding ultralow-loss 4-core fiber," Optics Express, Vol. 30, No. 6, pp. 9482-9493, (2022).
- [17] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, "超低損失標準クラッド外径4コアファイバを用いた太平洋横断級伝送実験", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 122, No. 161, OCS2022-15, pp. 1-6, 2022年8月.
- [18] 鈴木 正敏, 森田 逸郎, 秋葉 重幸 著, "長距離光ファイバ通信システム", オプトロニクス社, 2019年.
- [19] M. Takahashi, K. Maeda, K. Aiso, K. Mukasa, R. Sugizaki, D. Soma, H. Takahashi, T. Tsuritani, M. Mitrovic, B. Pálsdóttir, and Y. Arashitani, "Uncoupled 4-core fibre with ultra-low loss and low inter core crosstalk," ECOC2020, Th1A-5, (2020).

- [20] K. Kawasaki, T. Sugimori, K. Watanabe, T. Saito, and R. Sugizaki, "Four-fibre fan-out for MCF with square lattice structure," OFC2017, W3H.4, (2017).
- [21] H. Sakuma, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, D. Soma, T. Tsuritani, and T. Hasegawa, "Microbending behavior of randomly-coupled ultra-low-loss multi-core fiber," ECOC2019, M.1.D.2, (2019).
- [22] T. Takahata, A. Kaya, Y. Ozawa, Y. Minagawa, and T. Kobayashi, "High reliability fan-in / fan-out device with isolator for multi-core fibre based on free space optics," ECOC2021, We1A.5, (2021).
- [23] C. Antonelli, M. Shtauf, and A. Mecozzi, "Modeling of nonlinear propagation in space-division multiplexed fiber-optic transmission," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 34, No. 1, pp. 36-54, (2016).
- [24] S. V. Manakov, "On the theory of two-dimensional stationary self-focusing of electromagnetic waves," *Soviet Physics JETP*, Vol. 38, No. 2, pp. 248-253, (1974).
- [25] 川口 雄揮, 田村 欣章, 春名 徹也, 山本 義典, 平野 正晃, "極低損失純シリカコアファイバ", *SEIテクニカルレビュー*, No. 186, pp. 45-50, 2015年1月.
- [26] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, "The GN-model of fiber non-linear propagation and its applications," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 32, No. 4, pp. 694-721, (2014).
- [27] K.-P. Ho, and J. M. Kahn, "Mode-dependent loss and gain: statistics and effect on mode-division multiplexing," *Optics Express*, Vol. 19, No. 17, pp. 16612-16635, (2011).
- [28] T. Matsui, T. Sakamoto, Y. Goto, K. Saito, K. Nakajima, F. Yamamoto, and T. Kurashima, "Design of 125 μm cladding multi-core fiber with full-band compatibility to conventional single-mode fiber," ECOC2015, We.1.4.5, (2015).
- [29] Y. Mori, Z. Chao, and K. Kikuchi, "Novel FIR-filter configuration tolerant to fast phase fluctuations in digital coherent receivers for higher-order QAM signals," OFC2012, OTh4C.4, (2012).
- [30] K. Sugihara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and W. Matsumoto, "A spatially-coupled type LDPC code with an NCG of 12 dB for optical transmission beyond 100 Gb/s," OFC2013, OM2B.4, (2013).
- [31] D. Zou, and I. B. Djordjevic, "FPGA-based rate-adaptive LDPC-coded modulation for the next generation of optical communication systems," *Optics Express*, Vol. 24, No. 18, pp.

21159-21166, (2016).

- [32] OIF technical white paper, Flex coherent DWDM transmission framework document, “<https://www.oiforum.com/wp-content/uploads/2019/01/OIF-FD-FLEXCOH-DWDM-01.0-1.pdf>,” (2017).
- [33] T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Shibahara, T. Mizuno, A. Sano, H. Kawakami, A. Isoda, M. Nagatani, H. Yamazaki, Y. Miyamoto, Y. Amma, Y. Sasaki, K. Takenaga, K. Aikawa, K. Saitoh, Y. Jung, D. J. Richardson, K. Pulverer, M. Bohn, M. Nooruzzaman, and T. Morioka, “1-Pb/s (32 SDM/46 WDM/768 Gb/s) C-band dense SDM transmission over 205.6-km of single-mode heterogeneous multi-core fiber using 96-Gbaud PDM-16QAM channels,” OFC2017, Th5B.1, (2017).
- [34] D. Chang, F. Yu, Z. Xiao, N. Stojanovic, F. N. Hauske, Y. Cai, C. Xie, L. Li, X. Xu, and Q. Xiong, “LDPC convolutional codes using layered decoding algorithm for high-speed coherent optical transmission,” OFC2012, OW1H.4, (2012).
- [35] Y. Wakayama, N. Yoshikane, and T. Tsuritani, “FIFO-less core-pump combiner for multicore fiber amplifier,” OFC2021, M3D.3, (2021).
- [36] T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, S. Nozoe, Y. Sagae, K. Tsujikawa, and K. Nakajima “Randomly-coupled single-mode 12-core fiber with highest core density,” OFC2017, Th1H.1, (2017).

第4章

弱結合モード分割多重伝送に向けたモード間クロストークの低減化

4-1. 緒言

ファイバ1心あたりの伝送容量の拡大を目指して、FMFやMMFを用いたMDM伝送方式に関する検討が数多くなされている[1-12]。第2章2-3節の図2-2に示した通り、125 μm の標準クラッド外径を持つファイバにおいては、MMFやFMFは、MCFに比べて空間利用効率が優れており、システム容量の大幅な向上が望める。図4-1に、強結合型FMFを用いたMDM伝送システムのプロット(10個のモードを使用した場合)を示す。従来のSMFを用いたシステムと異なり、モード多重器、モード多重伝送用光ファイバ、モード分離器を用いている。モード多重器は、各送信器から出力された信号光を、伝搬する複数のLPモード(例えば、LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21bなど)にそれぞれ変換し、それらのモードを1本のモード多重伝送用光ファイバに入力する機能を持つ。モード多重伝送用光ファイバは、伝送に使用する全てのモードが伝搬するように設計されたものを用いる必要がある。また、モード分離器は、モード多重器とは逆の特性を持つデバイスであり、伝送された信号光を各モードに分離する機能を有する。

図4-2に、125 μm クラッド径のMMF及びFMFを用いた主な伝送実験における、空間多重数に対する伝送容量を示す。近年では、10モード多重により87 km伝送時において、115 Tbit/sの伝送容量が達成されている[1]。この実験では、第2章2-4節の図2-11(d)に示した強結合型FMFを用いた伝送システムを模擬しており、複数のモードを合分波するモード多重分離器及び伝送路であるFMFにおいて生じる、全てのモード間クロストークを受信器側のMIMO信号処理により分離・補償している。そのため、モード多重数の2乗に相

当するMIMOサイズが必要となることから、10個のモードに加え2つの偏波も含め、 20×20 という大規模なMIMO行列を利用している。また、GI型のMMFを用いた45モード多重伝送実験[3]では、 $125 \mu\text{m}$ クラッド径のファイバにおいて 200 bit/s/Hz を超える周波数利用効率が達成されている。しかしながら、上述と同様に、全モード間のクロストークをMIMO信号処理により補償しているため、偏波も含めて 90×90 の大規模なMIMO行列を利用している。このように、モード多重数の増加に応じて、MIMOサイズが大規模化することから、MDM技術の実用化を考えると、MIMO信号処理の複雑性を極力低減する技術が望まれる。

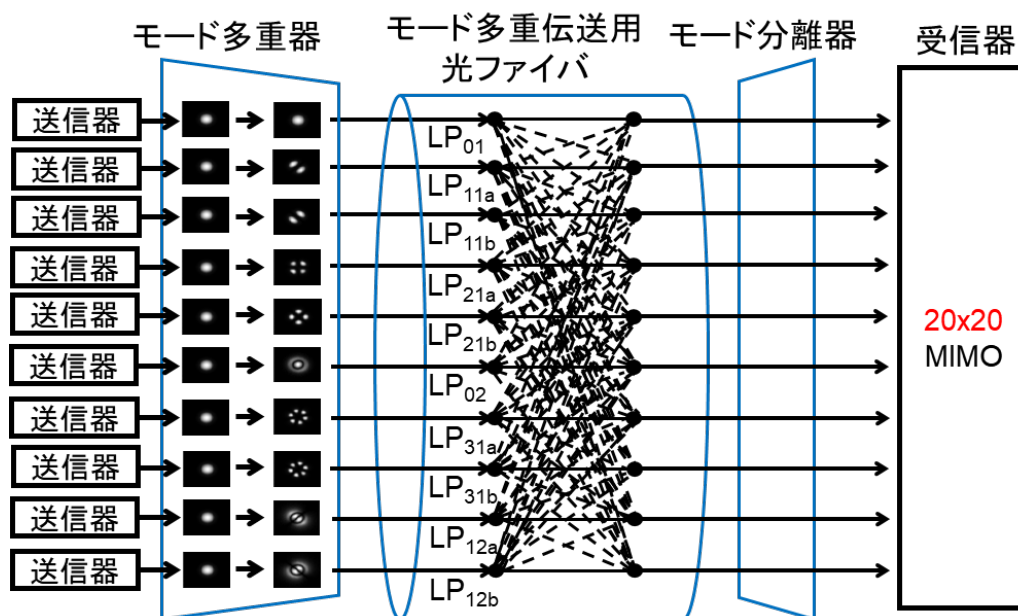


図4-1 強結合型MDM伝送システムの概念図 (10モードの場合)

さらに、第2章2-3-3節の図2-8(d)に示したように、伝送距離の延伸やモード多重数の増加に伴いDMDが増大する問題もある。全てのモード間の結合をMIMO信号処理により補償する場合、伝送路中で生じたDMDを考慮し、MIMOのタップ数を設計する必要がある。例えば、上述の10モード多重 87 km 伝送実験[3]では、DMDが極力抑圧(85 ps/km 以下)された低DMD-FMF [13]を用いているものの、1000以上のMIMOタップ数が必要とされている。その他にDMDを抑圧する技術として、正と負のDMDの値を持つ2種類のFMFを組み合わせることで、6モードに対して 40 ps/km 以下、10モードに対して 70 ps/km 以下となるDMD補償伝送路[14]も報告されているが、伝送路の構成変更に対する柔軟性は乏し

いと考えられる。

これまで述べたように、多モード多重・長距離伝送では、MIMOサイズ及びMIMOタ
ップ数を考慮すると、モード多重数が増加するにつれてMIMO信号処理が益々複雑化し、
将来的なリアルタイムMIMO信号処理[11, 12]の実現は、極めて難しいと言える。

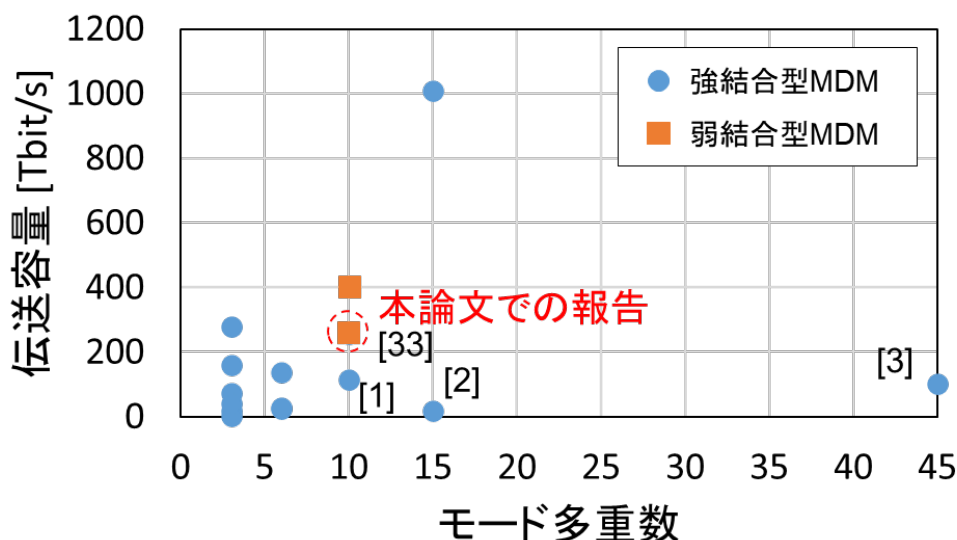


図4-2 MMF及びFMFを用いた主な伝送実験における空間多重数に対する伝送容量

本章では、上述した受信MIMO信号処理の複雑性低減に向けたアプローチとして提案
されている弱結合モード多重方式について説明し、本方式を実現するための異なるLP
モード間のクロストーク低減手法について述べる。さらに、本方式を用いた伝送実験を
行い、MIMO信号処理の複雑性を低減するとともに、大容量伝送が可能であることを示
す。図4-3に、本章の構成を示す。4-2節では、弱結合モード多重方式の概要と課題につ
いて述べ、4-3節では、弱結合モード多重方式を構成するキーデバイスである弱結合モ
ード多重用ファイバの設計指針及び実際に試作した弱結合10モードファイバの光学特
性について述べる。4-4節では、モード多重分離器の種別について述べ、4-5節では、モ
ード多重分離器の挿入損失の低減を目的とした像反転型モード多重分離器の動作原理
及び本多重分離器を用いた伝送実験について説明する。4-6節では、モード多重数の増
加に向けた検討結果を示し、低モード間クロストークなモード多重分離器を試作するこ
とで、弱結合10モード多重伝送システムが実現可能であることを示す。最後に、4-7節で
は、弱結合モード多重方式におけるシステム全体の伝送容量が拡大可能であることを示

す、大容量弱結合10モード多重伝送実験について説明する。

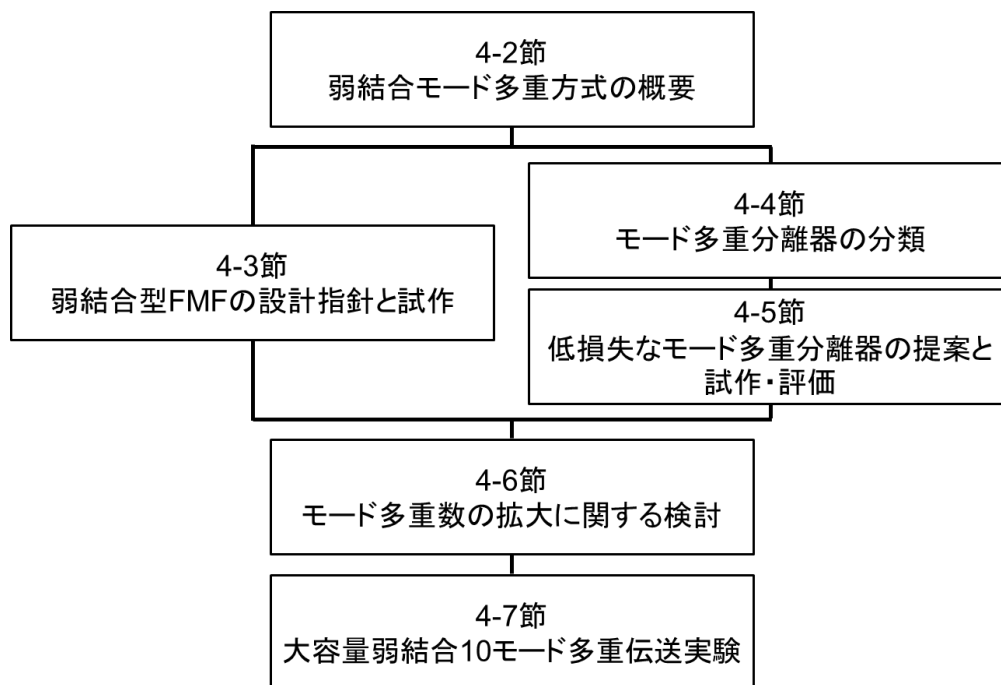


図4-3 第4章の構成

4-2. 弱結合モード多重方式

4-1節では、強結合型FMFを用いた伝送システムについて述べてきたが、受信MIMO信号処理の複雑性低減に向けた異なるアプローチとして、異なるLPモード間のモード間結合が可能な限り抑圧された弱結合FMF[6, 15-16]を用いたMDM伝送方式(弱結合型MDM伝送方式)も報告されている[4-10]。

図4-4に、弱結合型MDM伝送システム概念図(10個のモードを使用した場合)を示す。例えば、LP01モードやLP02モードは、他のモードとのクロストークが極めて小さいため、受信側のMIMO信号処理において、他のモードとのクロストークを補償・分離する必要がない。そのため、既存のSMF伝送システムと同様に、偏波分離のみを2×2サイズのMIMO処理で行えばよいことになる。一方、LP11aモードやLP11bモード等の縮退モードは、弱結合FMFであっても光ファイバ中で結合するため、偏波分離と縮退モード分離を4×4サイズのMIMO処理で行う。

図4-5(a)に強結合型MDM伝送システム、図4-5(b)に弱結合型MDM伝送システム(ともに10モード多重を想定)での受信信号処理のMIMO行列を示す。前節で述べた通り、伝送

路中でモード間クロストークが生じる場合は、図4-5(a)中のグレー塗りで示した、 20×20 の全ての要素を用いてMIMO信号処理を行う。一方、弱結合型MDM伝送システムでは、図4-5(b)中のグレー塗りで示した一部の要素のみを用いて、LPモードごとに個別にMIMO信号処理を行う。したがって、弱結合モード多重方式では、信号処理に必要なMIMOサイズが 2×2 (偏波分離)または 4×4 (偏波及び縮退モード分離)に削減可能であり、MIMO全体の要素数も削減可能であることから、信号処理負荷の大幅な低減が期待される。

実際に、40 kmの弱結合FMFを用いた5モード多重伝送実験が行われ、 2×2 もしくは 4×4 のMIMO信号処理による信号復調に成功している[5]。さらに、低クロストークな5モードアンプを用いることで、 4×4 以下のMIMOによる信号復調のみで伝送距離が80 kmに到達した報告もある[7]。また、楕円型のコアを有する弱結合FMFを用いることで、LP11aやLP11bといった同一LPモード間の縮退を解き、全て 2×2 サイズのMIMOで信号処理を行う方式も提案されている[8]。しかし、いずれの場合も、弱結合モード多重方式を用いた大容量伝送を実現するためには、広帯域に渡って、モード多重分離器及びFMFにおけるモード間クロストークを抑圧することが最大の課題である。

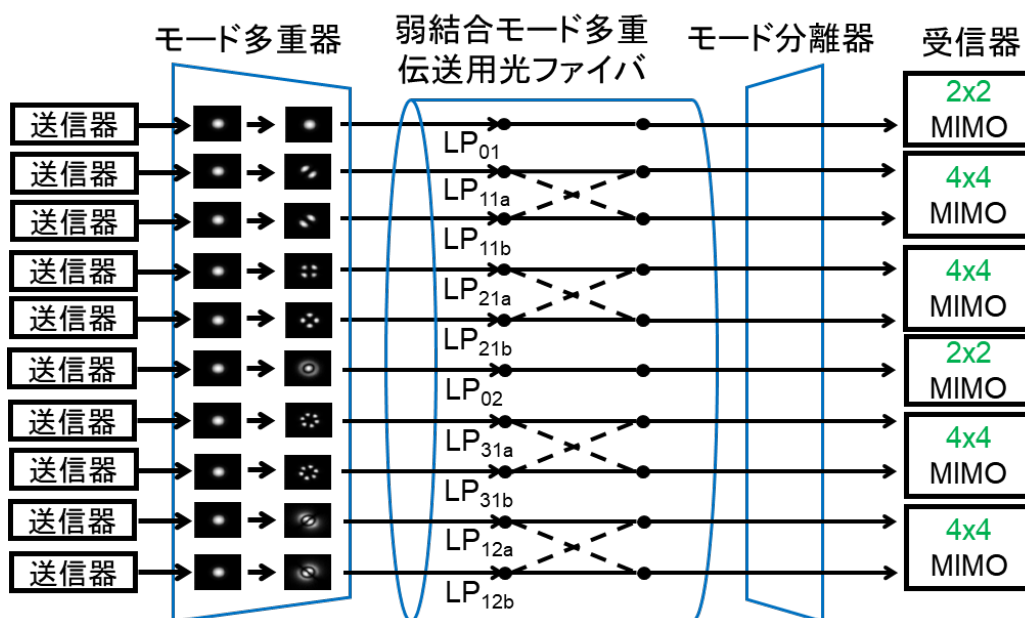


図4-4 弱結合型MDM伝送システムの概念図 (10モードの場合)

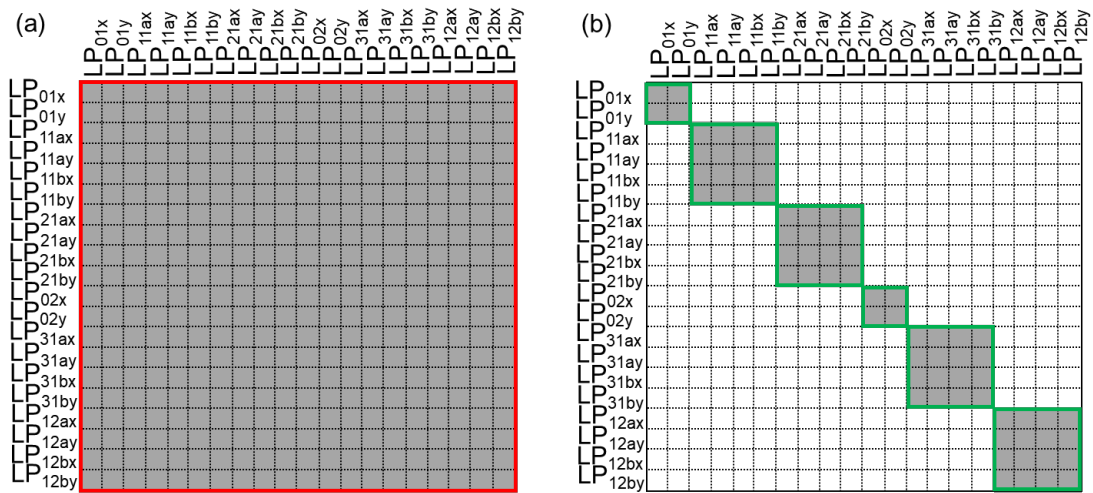


図4-5 受信信号処理のMIMO行列

(a) 強結合型MDM伝送システム、(b) 弱結合型MDM伝送システム

4-3. 弱結合型FMF

前節にて述べたように、弱結合型MDM伝送方式を実現するためには、モード間のクロストークを抑圧したモード多重用ファイバが必要である。本節では、弱結合型MDM伝送システムの大容量化のために、これまで報告されていた5モードを上回るモード数である10モードをサポートする弱結合モード多重用ファイバの設計指針について述べる。また、実際に試作した弱結合10モードファイバ(10MF)の光学特性について述べる。

4-3-1. モード間結合を抑圧した10MFの設計指針

本節では、第2章の2-3-2節で述べたモード間結合の抑圧手法に基づき、弱結合型MDM伝送方式の実現に向けた伝送用FMFの設計指針を説明する。本伝送用FMFにおける伝搬モード数は、LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21b、LP02、LP31a、LP31b、LP12a、LP12bの10モードを想定した。図4-6に、 α 乗分布を持つファイバの屈折率分布を示す。屈折率分布 n は、ファイバ半径方向の変数 r を用いて、

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \{1 - 2\Delta(r/a)^\alpha\}^{\frac{1}{2}} & 0 \leq r \leq a \\ n_2 = n_1(1 - 2\Delta)^{\frac{1}{2}} & r > a \end{cases} \quad (4.1)$$

と表せる。 $\alpha = 1$ のときは円錐型、 $\alpha = 2$ のときは2乗分布形、 $\alpha = \infty$ のときはSI型となる。ここで、 n_1 はコアの屈折率、 n_2 はクラッドの屈折率であり、コアとクラッドの比屈折率差 Δ は、

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \quad (4.2)$$

である。また、ファイバ中を伝搬するモード数 N (LPモード数 $\times 2$ 偏波)は、

$$N = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \frac{V^2}{2} \quad (4.3)$$

によって決定される[15]。ここで、 V は規格化周波数であり、波長 λ を用いて、

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (4.4)$$

と表せる。

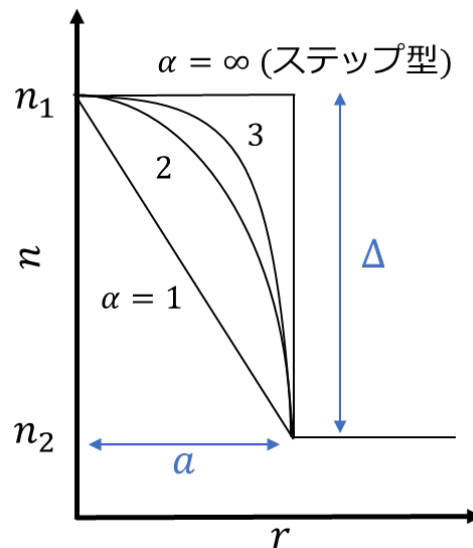


図4-6 α 乗分布を持つファイバの屈折率分布

まず、比屈折率差 Δ と伝搬モード数 N を一定とした場合、 α の値を大きくすることでモード間実効屈折率差 Δn_{eff} も拡大できることが報告されている[15]。図4-7に、比屈折率差 Δ を1%、伝搬モード数 N を19.68とした場合の、 α に対する各LPモード間の実効屈折率差 Δn_{eff} を示す。本結果より、 $\alpha = \infty$ のSI型の屈折率分布を持つ場合、モード間実効屈折率差 Δn_{eff} を最も大きくすることが可能であることが分かる。なお、LP01とLP11間、LP11とLP21間、LP02とLP31間の実効屈折率差に比べて、LP21とLP02間の実効屈折率差 $\Delta n_{eff(LP21-02)}$ やLP31とLP12間の実効屈折率差 $\Delta n_{eff(LP31-12)}$ は小さいため、これらの実効屈折率差を拡大することが重要である。また、伝搬モード数を10に固定し、比屈折率差 Δ やコア直径 $2a$ を変化させた場合の α に対する $\Delta n_{eff(LP21-02)}$ や $\Delta n_{eff(LP31-12)}$ の関係

も報告されており[15]、 α を3以上に設定することで、 $\Delta n_{eff(LP21-02)}$ と $\Delta n_{eff(LP31-12)}$ の両方において 10^{-4} 以上の実効屈折率差が実現可能である。

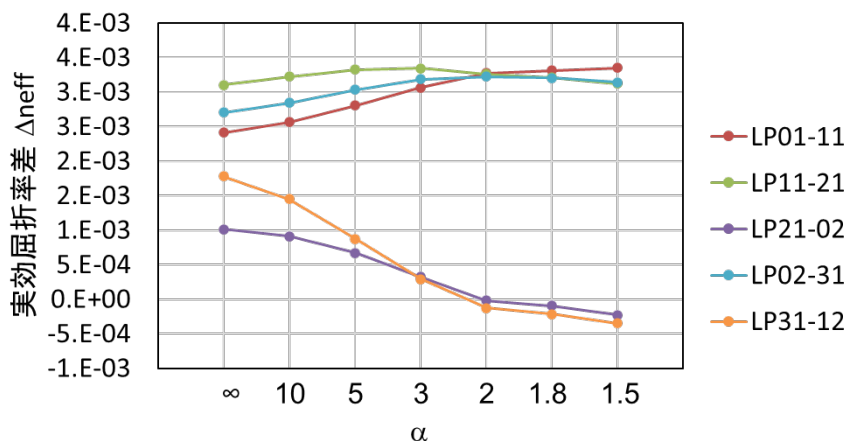


図4-7 α に対する各LPモード間の実効屈折率差 Δn_{eff}

4-3-2. 弱結合10MFの試作

次に、実際に弱結合10MF [15, 16]を試作した。4-3-1節の検討に基づき、 α の値を大きくすることでモード間実効屈折率差 Δn_{eff} が拡大するため、2-3-2節で述べた通りモード間の結合が抑圧される。したがって、 $\alpha = \infty$ としたとき最もモード間結合を抑圧可能であるため、屈折率プロファイルをSI型に近づけた。図4-8に、弱結合10MFの屈折率分布を示す。点線が設計値、青線が実際に試作した10MFの屈折率分布である。ここで、図4-8に示す通り、SI型に近い設計値に対して、実際に試作した10MFでは、急峻な屈折率変化をつけることが難しく完全なSI型の屈折率分布を再現できずに中心部の比屈折率差 Δ が高くなった。試作した弱結合10MFの屈折率分布から計算されるパラメータを表4-1に示す。比屈折率差 Δ は1.21%、 α は4.6、コア直径は17.0 μm 、規格化周波数 V は7.838であった。このとき、2つの偏波を含むモード数 N は式(4.3)から21.41、つまり21.41以下の偶数である20と求められ、10個のLPモードが導波することが分かる。導波モードは、LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21b、LP02、LP31a、LP31b、LP12a、LP12bの10モードである。図4-9に、シミュレーションにより得られた各LPモードのパターンを示す。なお、クラッド径は標準外径と同じ125 μm である。SI型の屈折率分布に比べ、中心部の比屈折率差 Δ が高くなったことにより、異種LPモード間の実効屈折率差が小さくなることが考えられたが、 α の値は4.6であり、4-3-1節で述べたように 10^{-4} 以上の実効屈折率差を実現するために必要となる $\alpha = 3$ 以上を満たしていることが分かった。

表4-2に、弱結合10MFの屈折率分布から計算された波長1550 nmにおける光学特性を示す。異種LPモード間の実効屈折率差は、LP21及びLP02間で最も小さいものの、 6×10^{-4} 以上であるため、第2章2-3-2節の式(2.12)で得られたモード間結合の抑圧に求められる実効屈折率差 10^{-5} よりも大きい値である。したがって、本弱結合10MFにおいてはモード間結合の抑圧が期待できる。

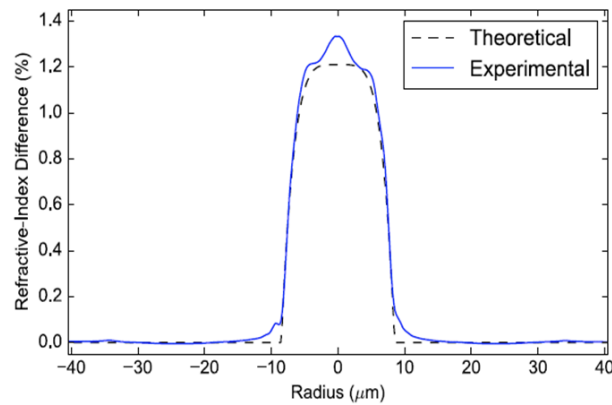


図4-8 弱結合10MFの屈折率分布

表4-1 試作した弱結合10MFの屈折率分布から計算されるパラメータ

Δ [%]	α	2a [μm]	V	N
1.21	4.6	17.0	7.838	21.41

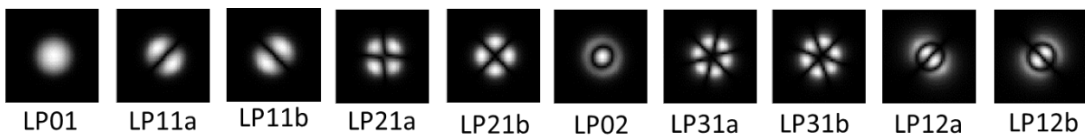


図4-9 弱結合10MFを伝搬するLPモード

表4-2 弱結合10MFの波長1550 nmにおける光学特性

モード @ 1550 nm	n_{eff}	Δn_{eff} vs. previous mode	A_{eff} [μm^2]	LP01に対する DMD [ps/km]
LP01	1.45935	-	84.0	-
LP11	1.45611	3.2×10^{-3}	138.5	3.9×10^3
LP21	1.45240	3.7×10^{-3}	161.7	8.5×10^3
LP02	1.45182	0.6×10^{-3}	104.3	9.4×10^3
LP31	1.44823	3.6×10^{-3}	187.0	11.8×10^3
LP12	1.44724	1.0×10^{-3}	206.3	5.3×10^3

4-4. モード多重分離器

モード多重伝送技術の実現のためには、単一モードファイバから入力された信号を、モード変換し、単一のモード多重用伝送ファイバへ結合させるモード多重器、またその逆プロセスである、モード多重信号から所望のモードを抽出するモード分離器が必要である。モード多重分離器を実現するための主な手法として、「位相板」型[17-19]、「フォトニックランタン」型[20]、「ファイバカップラ」型[21]の3つの方式が提案されている。

図4-10に各方式を用いたモード多重器の概念図を、表4-3に各方式の得失を示す。図4-10(a)に示すように、「位相板」型のモード多重器は、ビームの位相分布を制御する位相板を使用し、モード変換を行う空間光学系を用いた方式である。図4-10(a)中に、LP01モードをLP11a及びLP11bモードへ変換する際の位相板の一例を示す。リソグラフィ技術を用いて厚みを制御することにより、位相差を設けている。このように多重するLPモード分の位相板を用意し、SMFからの入力光をそれぞれ所望のLPモードに変換を行った後にビームスプリッタ(BS: Beam Splitter)等で合波し、レンズを用いてモード多重用の伝送ファイバに結合する。本方式は、構成が比較的簡易である一方で、位相板では位相分布のみを制御するため、強度分布の制御が不可能であることから、所望のモード以外のモードを励振し、モード間クロストークが増加する点が課題である。さらに、モード多重数が増加すると、モード変換後の各モードを合波・分離する過程において、通過するBSの数も増加するため、モード多重分離器全体での挿入損失が増加する。

また、図4-10(b)に示すように、「フォトニックランタン」型のモード多重器は、複数のSMFを単一のモード多重用伝送ファイバに熔融接続することで、複数モードを励振する方式である。本方式は、構成が比較的簡易であり、挿入損失も低損失であるが、選択的なモード励振は容易でないため、4-2節で述べたような弱結合型MDM伝送システムへ

は適用できない。

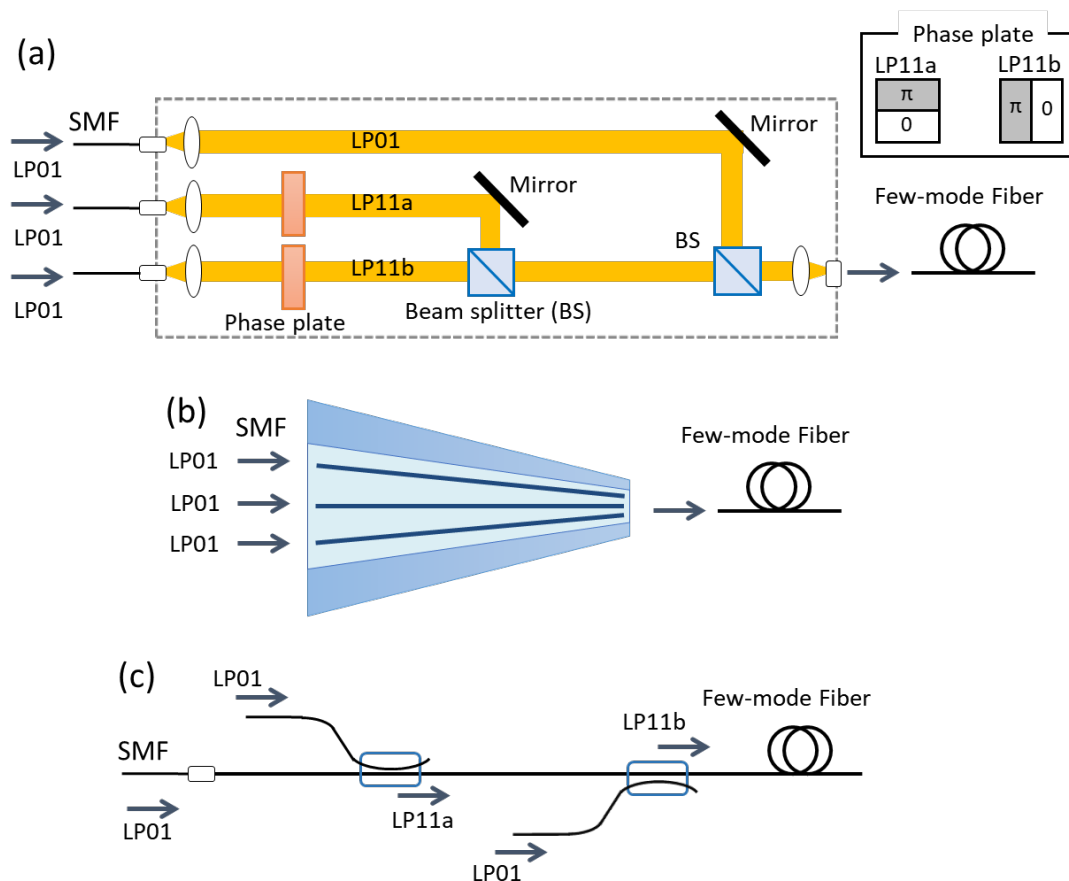


図4-10 モード多重器の概念図

(a) 位相板型、(b) フォトニックランタン型、(c) ファイバカプラ型

図4-10(c)に、位相整合条件を満たす導波路を用いた「ファイバカプラ」型のモード多重器の概念図を示す。基本モードを入力するSMFとモード多重用のファイバから構成されている。コアとクラッドにおける比屈折率差が大きいSMFを使用し、SMFの基本モードとモード多重用ファイバ中の所望のモード間で実効屈折率差を小さくすることで、SMFからの入力光を所望のモードへ選択的に結合させることが可能である。本方式は、構成が簡素であるものの、モード間クロストークを低減するためには、SMF側の実効屈折率を調整する必要がある。SMFの実効屈折率を調整する方法としては、主に、基本モードの実効屈折率が異なるSMFを複数用意する方法と、熔融型ファイバカプラにより熔融条件を最適化することでSMFとモード多重用ファイバの実効屈折率差を調整する方法がある。また、「ファイバカプラ」型のモード多重器は、LP11aとLP11bのような同一

LPモード(縮退モード)を多重する際に、縮退モード間では等しい実効屈折率を持つため、特別な構造を必要とする。例えば、LP11aとLP11bでは、それぞれの結合作用部を90度回転した位置に設置することが求められる。

ここまでは、モード多重器について述べてきたが、各方式とも、図4-10に示したモード多重過程の逆プロセスを踏むことで、モード分離器としても利用可能である。

表4-3 各モード多重分離器の得失

モード多重分離器種別	位相板型	フォトニックランタン型	ファイバカプラ型
モード間クロストーク	△ 位相板によるモード変換誤差が残る	× モードの選択性なし	○ 位相整合条件を用いたモード選択
挿入損失	× BSにて合分波する場合、原理損が生じる	◎ SMFを溶融接続するため低損失	○ SMFとFMFの結合効率による
製造の複雑性	◎ BSによる拡張が容易	△ FMFに合わせた個別の設計が必要	△ 実効屈折率の調整が必要
サイズ	× モード多重数に応じて大型化	◎ モード多重数によらない	○ モード多重数に応じてカスケード段数が増えるものの、ファイバベースであるため小型化可能

4-5. 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器

モード多重伝送システムにおけるモード多重部には、4-4節の図4-10(a)に示した位相板型の場合、次の様な方法が多く用いられている。まず、多重するモードの数だけSMFを用意し、その出射光をモード変換器により所望のモードへ変換を行った後に、それらの複数のモードをBSにより1本のビームに束ね、伝送用のMMFもしくはFMFへ結合させる。しかしながら、上記の構成では多重するモード数の増加に伴い、BSの数も増加するため、1モードあたり(通過するBSの数)×3 dBの損失が生じる。なお、これはモードの多重だけでなく分離過程においても、分離を行うモード数に応じてBSが必要となるため、上記と同様の問題が生じる。そのため、光波長多重分離装置のように、低損失でモードの多重分離を行う装置構成の実現が望まれる。また、モード分離に関していえば、受信感度の観点からも分離による損失が極力小さなモード分波手法が必要となる。

そこで、マッハツェンダ干渉計の片側の経路にビームの像反転調整機能を持たせることで、原理的な損失無くモードの分離及び多重が可能なモード多重分離器[22, 23]につ

いて考案し、検証を行った。実際に、そのモード多重分離器の試作を行い、出力ニアフィールドパターン(NFP: Near Field Pattern)及びC帯における挿入損失の波長依存性について測定を行った。また、試作したモジュールの性能評価のため、偏波多重QPSK信号をLP31a, LP31bの2モードに多重した場合のOSNR特性、さらにLP01, LP11a, LP11b, LP21a, LP21b, LP31a, LP31bの7モードに多重し7~81km伝送した場合のBER特性の評価を行った。

4-5-1. マッハツェンダ干渉計

はじめに、マッハツェンダ干渉計について述べる。図4-11にマッハツェンダ干渉計の動作原理図を示す。マッハツェンダ干渉計は、複数のミラーとBSで構成されている。まず、マッハツェンダ干渉計の左側から入力した入力光は、BS1で光路1と光路2の2つの光路に分岐される。さらに、2つの光路において、それぞれミラー1とミラー2で反射された後、二つの光波はBS2で再び合波される。図4-11に示す通り、光路1における光波の伝搬による位相変化を ϕ_1 、光路2における光波の伝搬による位相変化を ϕ_2 とすると、出力Aポートに出射される出力光は、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_2) \quad (4.5)$$

出力Bポートに出射される出力光は、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) - \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_2) \quad (4.6)$$

と表される。ここで、 A_0 は、入力光の振幅である。したがって、光路1と光路2の位相差である $\phi_1 - \phi_2$ によって、出力Aと出力Bに出射される光の強度と位相が変化する。ここで、光路1と光路2の位相差が0、つまり $\phi_1 - \phi_2 = 0$ の場合は、出力ポートAにおいて二光波が同位相となり強めあうが、逆に出力ポートBでは二光波は逆位相となり弱めあう。そのため、原理的には出力ポートAからのみ光が出力され、出力ポートBからの出射光強度は0となる。また一方で、二光波間の位相差が π 、つまり $\phi_1 - \phi_2 = \pi$ の場合は、出力ポートBにおいて二光波が同位相となり強めあうが、出力ポートAでは逆位相となり弱めあうため出力光強度は0となる。

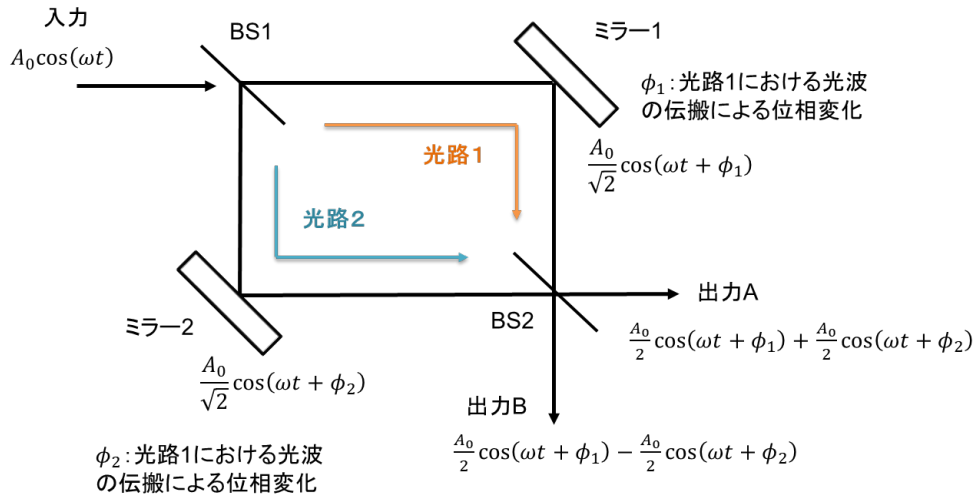


図4-11 マッハツェンダ干渉計の動作原理

4-5-2. 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の動作原理

図4-12に像反転調整機能を持つマッハツェンダ干渉計を用いたモード分離器における動作原理図を示す。マッハツェンダ干渉計を用いて、BSで二光路に分岐した後、片側の経路のみにビームの像反転を行う機能を持たせることで、原理的な損失無くモードの分離及び多重を行うことができる。

図4-12に示す同一LPモードのaモードとbモードであるLP11a及びLP11bの2モードが、水平方向への像反転調整機能を片経路に有するマッハツェンダ干渉計へ入力された場合を考える。LP11aについては水平方向へ像が反転した場合でも位相分布に変化が無いことから、BS2で合波される際の二光波間の位相差が0 ($\phi_1 - \phi_2 = 0$)となるように干渉計の二本の光路差を調整すると、式(4.5)から出力Aポートへの出力は、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) = A_0 \cos(\omega t + \phi_1) \quad (4.7)$$

となり、LP11aは出力ポートAにおいて同位相となり強めあいながら出力される。一方、Bポートへの出力は、式(4.6)から、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) - \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) = 0 \quad (4.8)$$

となり、逆位相となるため出力は0となる。一方このとき、LP11bについては水平方向への像反転により位相分布が反転することからBS2で合波される際の二光波間の位相差が π ($\phi_1 - \phi_2 = \pi$)となり、式(4.6)から出力Bポートへの出力は、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) - \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \pi) = A_0 \cos(\omega t + \phi_1) \quad (4.9)$$

となり、LP11bは出力ポートBにおいて同位相となるため強めあいながら出力される。一方、Aポートへの出力は、式(4.5)から、

$$\frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \frac{A_0}{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \pi) = 0 \quad (4.10)$$

となり、逆位相となるため出力は0となる。したがって、同一LPモードのaモードとbモードであるLP11a及びLP11bの2モードを原理的な損失無く分離することが可能である。なお、マッハツェンダ干渉計内の水平方向への像反転はミラーを用いて反射回数を制御することで実現でき、入力光が出力ポートA、Bに到達するまでの、光路1及び光路2におけるBSやミラーによる反射回数差がそれぞれ奇数回となるようにしている。

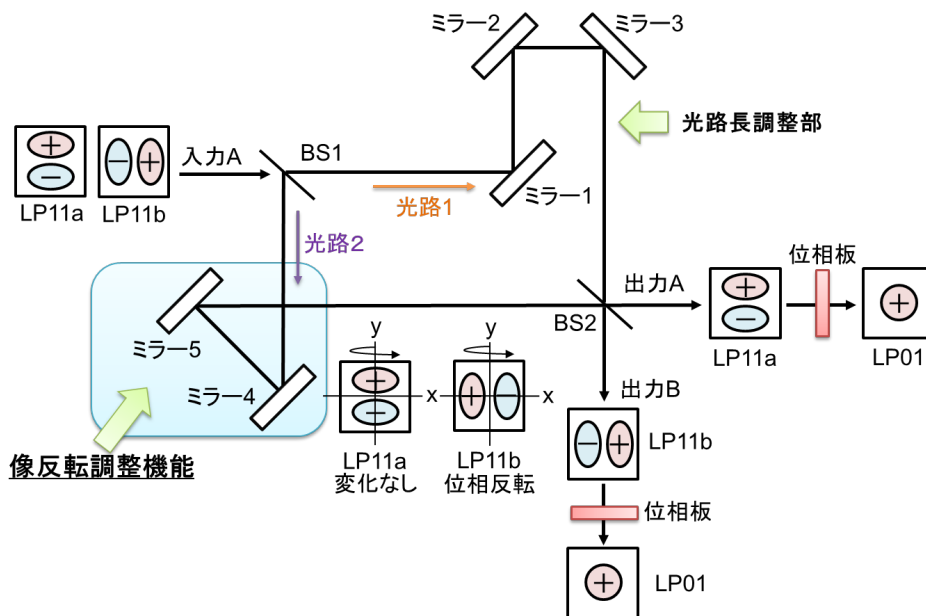


図4-12 像反転調整機能を持つマッハツェンダ干渉計を用いた低損失なモード分離器における動作原理

また、上述の像反転調整機能を有するマッハツェンダ干渉計では、LP11a及びLP11bに限らず同一LPモードのaモードとbモード同士であれば、図4-13に示すようにモードを像反転した場合、aモードまたはbモードのどちらか一方は位相分布に変化がなく、他方は位相分布が反転することから、原理的な損失無く分離することが可能である。これまではモードの分離について述べてきたが、図4-14に示す通り、マッハツェンダ干渉計の入力と出力を入れ替えることで、原理的損失の無い多重器としても動作可能である。

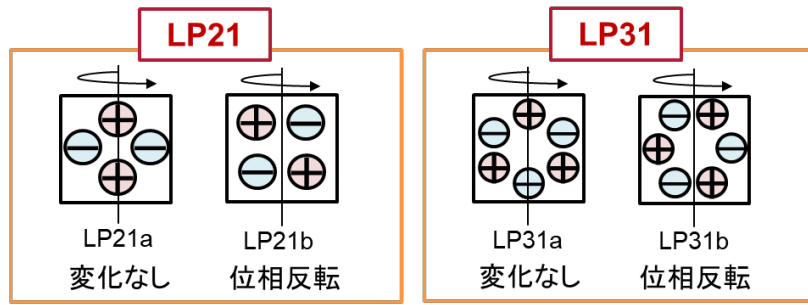


図4-13 合分波可能な縮退LPモードの組み合わせ

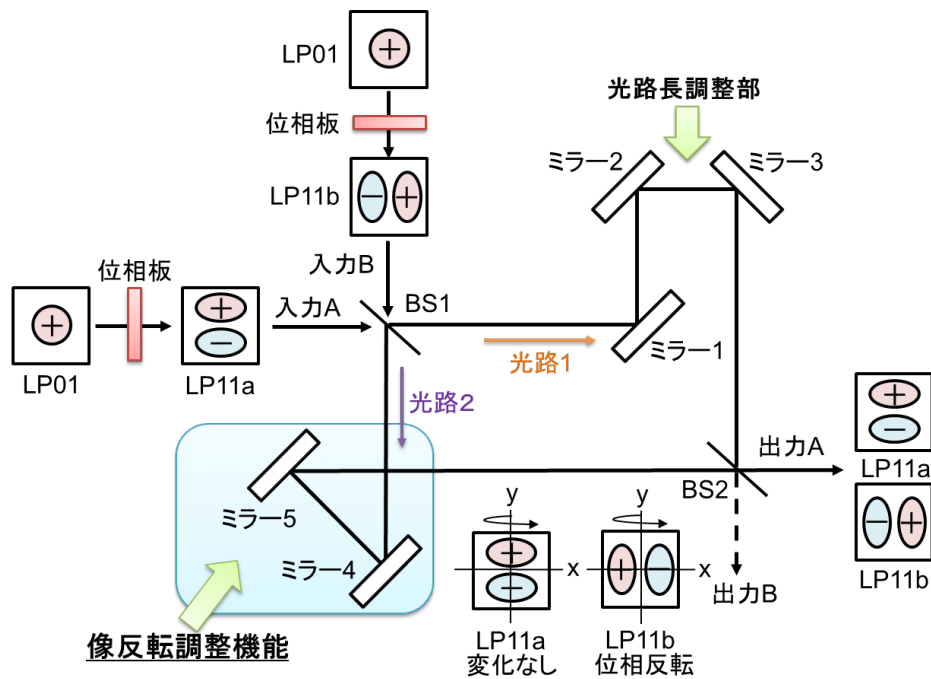


図4-14 像反転調整機能を持つマッハツェンダ干渉計を用いたモード多重過程

4-5-3. 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の原理確認実験

次に、像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の原理を確認するため、図4-15に示す空間光学系を用いてモードの分離実験を行った。本実験では、像反転の方向は水平方向とし、水平方向に対称性を持つLP01モードとLP11aモード、水平方向に非対称なLP11bモードを用いて、マッハツェンダ干渉計のどちらの出力ポートに各モードが出力されるか確かめた。LP01をマッハツェンダ干渉計に入力する際は、位相板は挿入せず、LP11aやLP11bを入力する際は、それぞれのモードに合う位相板を挿入した。図4-16に実験結果として、それぞれのモードを入力した際の、出力ポートにおけるカメラでの観測

画像を示す。本結果より、マッハツェンダ干渉計の光路長をディレイラインにより調整し、LP01モードが強め合う場合は、水平方向に非対称なLP11bモードは弱めあい、LP01モードが弱めあう場合は、LP11bモードは強め合うことが分かった。また、水平方向に対称なLP11aモードは、同じく水平方向に対称なLP01モードと同じ振る舞いをするということが分かった。以上より、提案した像反転マッハツェンダ干渉計を用いたモード合分波手法の原理が確認できた。

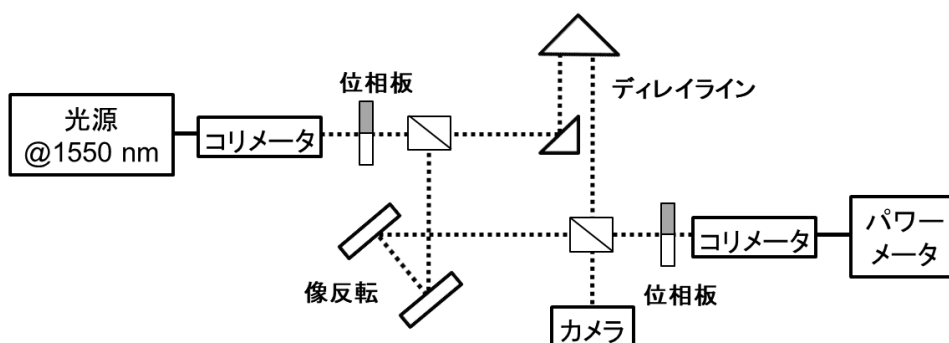


図4-15 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の原理確認実験系

	LP01 (水平方向: 対称)	LP11b (水平方向: 非対称)
LP01が 強めあう		
LP01が 弱めあう		
	LP01 (水平方向: 対称)	LP11a (水平方向: 対称)
LP01が 強めあう		
LP01が 弱めあう		

図4-16 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器における原理確認実験の結果

4-5-4. 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の試作

次に、LP11、LP21、LP31のaモードとbモードをそれぞれ合分波する像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の試作を行った。図4-17に実際に開発を行ったLP11a、LP11b合分波用モジュールの外観を示す。本モジュールでは、LP01から高次モードへのビーム変換は、位相板を用いて行っている。

図4-18に、LP11、LP21、LP31それぞれの多重分離器に波長1550 nmのCW光を入力したときの出力NFPを示す。このとき、出力側には4-3節にて試作した弱結合10MFを使用している。NFPより、所望のモードが励振されていることが分かる。次に、図4-19にLP11a及びLP11bモードを合波するための像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重器における、挿入損失のCバンド(1530 nm～1565nm)での波長依存性を示す。従来手法である市販品のBSを用いたモード多重器に比べ、像反転マッハツェンダ干渉計型では2 dB程度挿入損失が少ないことが分かる。ここで、約3 dBの挿入損失が残っているが、これは位相板によるLP01からLP11へのモード変換誤差及び空間結合系から10MFへの結合損失によるものと考えられる。なお、各波長においてマッハツェンダ干渉計の経路長差を調整するため、ペルチェ温調素子を用いて最適な温度に設定している。

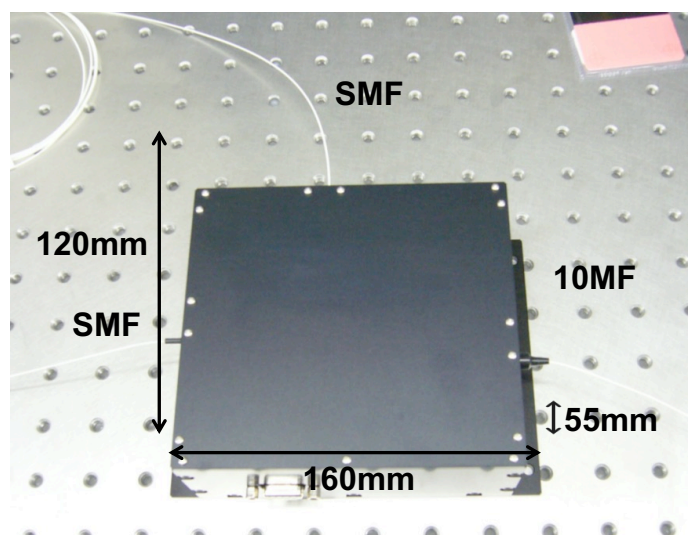


図4-17 開発したLP11a、LP11b合分波用モジュールの外観

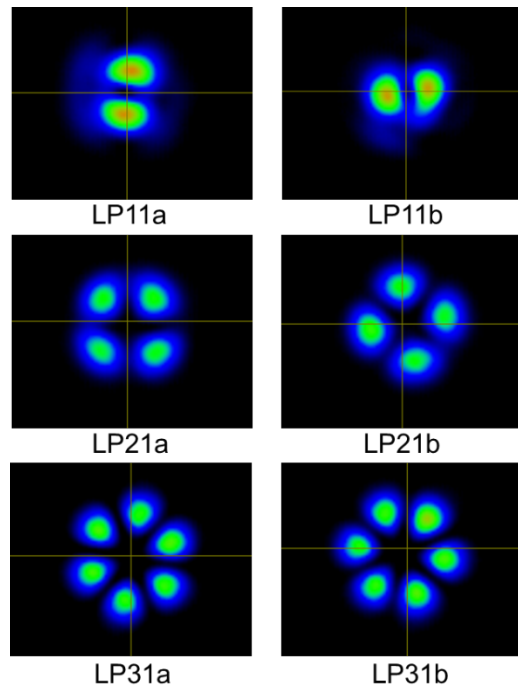


図4-18 LP11、LP21、LP31用モード多重器の出力NFP

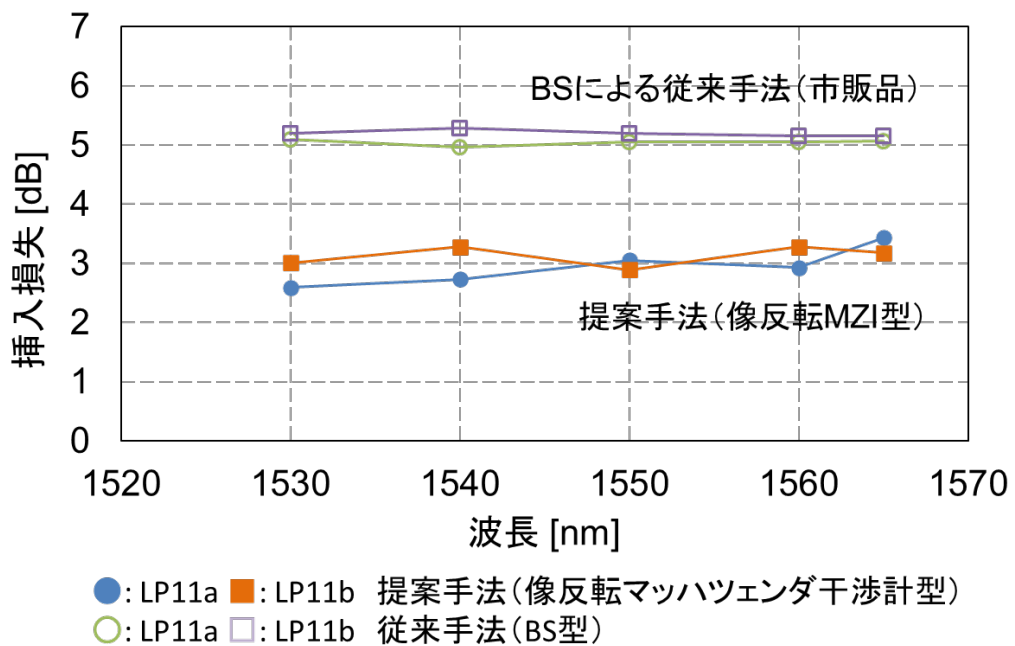


図4-19 挿入損失のC帯 (1530 nm – 1565 nm)における波長依存性

次に、試作した像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器の中で最も高次なモードであるLP31ab用のモジュールについて性能評価を実施するため、波長1550 nmの10

GBaud DP-QPSK信号を用いて、LP31abモードの伝搬特性を評価した。実験系を図4-20に示す。像反転マツハツェンダ干渉計型モード多重器によりLP31aモードとLP31bモードを生成し、それらを弱結合10MFへ結合した。その後、数m伝搬させた後、従来の位相板を用いたモード分離器によりLP31aとLP31bに分離する。それらを、それぞれデジタルコヒーレント受信器でヘテロダイン検波し、4×4MIMOにより信号処理を行った。図4-21に、LP31ab伝搬時とLP01を用いた送受信対向時のOSNRに対するBERの測定結果を示す。LP31ab伝搬時においても、LP01の送受信対向時と同等のBERが得られたことから、像反転マツハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いた場合でも、OSNR特性に大きなペナルティがないことが分かった。

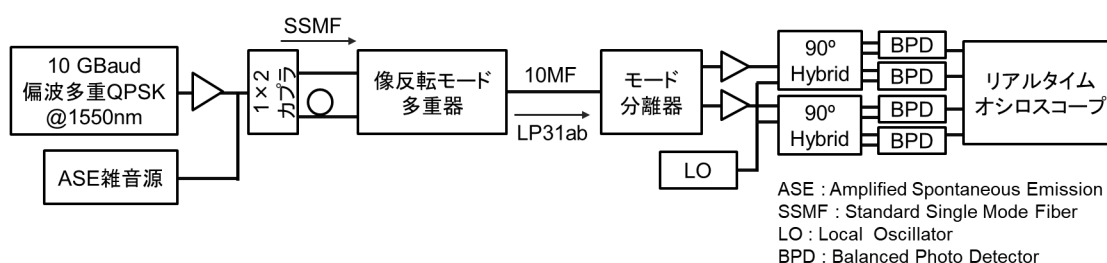


図4-20 LP31ab伝搬特性評価のための実験系

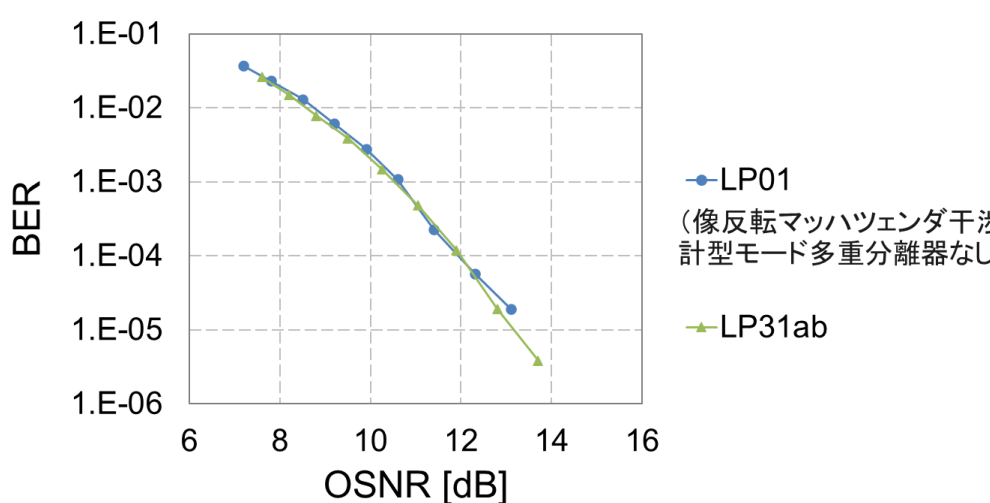


図4-21 LP31abとLP01のOSNR特性

4-5-5. 像反転マツハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いた7モード多重伝送実験

次に、開発したモジュールの性能評価として、10 Gbaud DP-QPSK信号を用いて、7つのモードの送受信対向時及び7, 33, 48, 81 kmのFMF伝搬後のBERを測定した[24, 25]。図

4-22に実験系を示す。送信信号は、3-8-1節と同様の方法で生成した。その後、信号光を光カプラにより7分岐し、それぞれの信号を50 nsの遅延線を用いて無相関化した後、モード多重器に入力した。本実験では、LP01 / LP11abの3モード多重器及びLP21ab, LP31abの像反転調整機能を有するマッハツェンダ干渉計型モード多重器により7つのモードをそれぞれ生成した後、3入力1出力の3×1 ビームコンバイナ(BC: Beam Combiner)モジュール(10MF入出力型)を用いて合波することで、7モード多重信号を生成した。ここで、各モード多重器へ入力する信号光のパワーは、受信器のプリアンプ出力におけるOSNRが全モードで等しくなるように調整した。また、伝送用FMFには、4-3節において試作した弱結合10MFを用いた。伝送距離を変化させる際は、3×1 BCモジュールとモード分離器間に7, 33, 48, 81 (33+48) kmの10MFを融着接続により挿入した。本実験では、受信するLPモードに合わせてモード分離器を入れ替え、所望のモードのみ抽出した。

モード分離器により基底モードへ変換された信号は、3-8-1節と同様の方法で、1台もしくは2台のデジタルコヒーレント受信器によりヘテロダイン受信した。本実験では、LP01モードに対しては2×2 MIMO(偏波多重信号の分離のみ)、それ以外のLP11ab / LP21ab / LP31abモードに対しては4×4 MIMO処理(縮退モード信号の分離及び偏波多重信号の分離)を施した。MIMOのタップ数は伝送距離及び復調するモードごとに最適化し、タップ係数はLMSアルゴリズム[26]に基づき更新した。

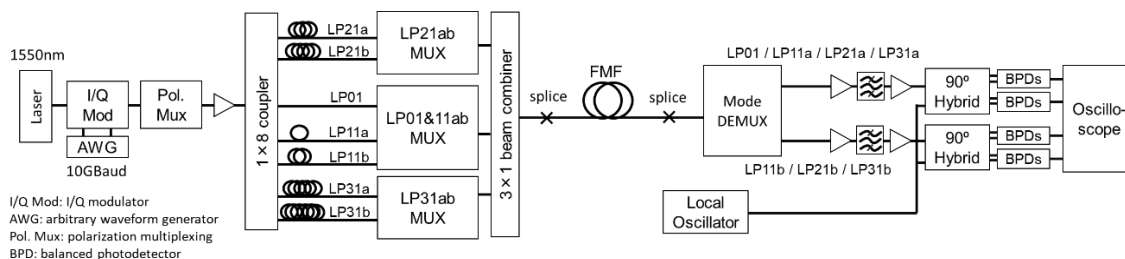


図4-22 弱結合FMFを用いた7モード多重伝送実験系

はじめに、本実験系における送受信対向時のモード間クロストーク特性を測定した。出力ポートごとに規格化した値を表4-4に示す。本実験では、モード多重過程において、各LPモード個別のモード多重器を使用し3×1 BCモジュールを用いて合波していることから、ポートによってばらつきはあるものの、各モードに対して約-10 dB以下にクロストークが抑圧出来ていることが分かる。次に、7モード多重を行う前に、各LPモードを個別に励振した際の、送受信対向時におけるOSNR特性を評価した。図4-23に結果を

示す。全てのモードにおいて同等のOSNR特性が得られていることから、本実験に使用したモード多重分離器及び3×1 BCモジュール、弱結合FMFは、高次モードにおいても基底モードと同等の特性を有していることが分かった。

表4-4 7モード多重実験系におけるモード間クロストーク特性

単位[dB]		出力						
		LP01	LP11a	LP11b	LP21a	LP21b	LP31a	LP31b
入力	LP01	0	-14.5	-16.2	-20.2	-20.7	-26.6	-21.2
	LP11a	-14.5	0	-2.4	-10.6	-12.5	-14.4	-20.1
	LP11b	-13.9	-2.3	0	-12.6	-9.7	-13.5	-8.8
	LP21a	-29.2	-13.2	-15.4	0	0.51	-10.9	-15.9
	LP21b	-24.9	-15.6	-16.3	0.8	0	-13.0	-15.0
	LP31a	-36.5	-16.1	-14.0	-14.0	-11.9	0	-1.3
	LP31b	-28.1	-18.1	-13.0	-14.2	-15.0	-1.9	0

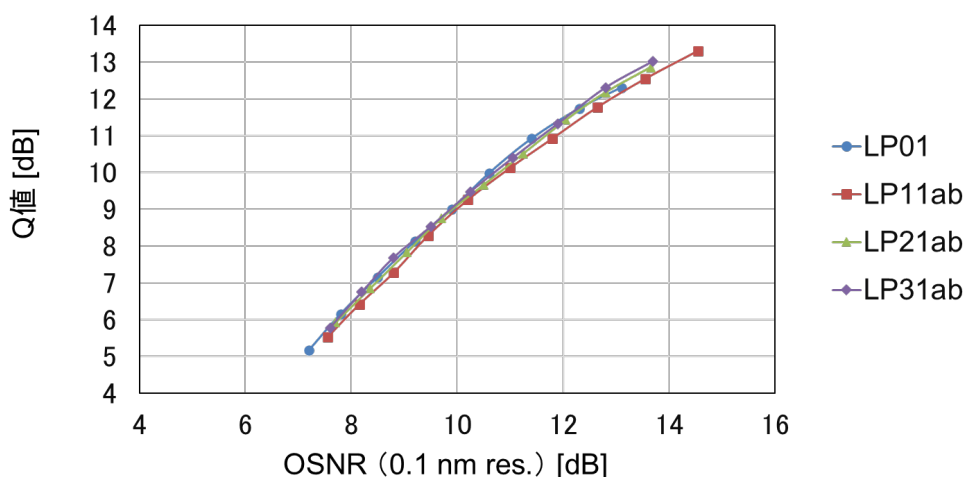


図4-23 各LPモードを個別に励振した際の送受信対向時におけるOSNR特性

図4-24に7モード多重を行った際の、送受信対向時及び7, 33, 48, 81 km伝送時における、各モードのBERから計算されたQ値特性を示す。81 km伝送時においても7モード全てで想定する誤り訂正符号(冗長度25.5 %のFEC[27])の閾値を上回ることを確認した。なお、48 km伝送後において、33 km伝送後でのQ値と同等もしくは上回るモードが一部あるが、これは33 kmと48 kmの10MFポビンにおけるモード間クロストーク特性差によるものと考えられる。本実験により、提案している像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重器を用いた弱結合型MDM伝送システムの実現性を確認した。

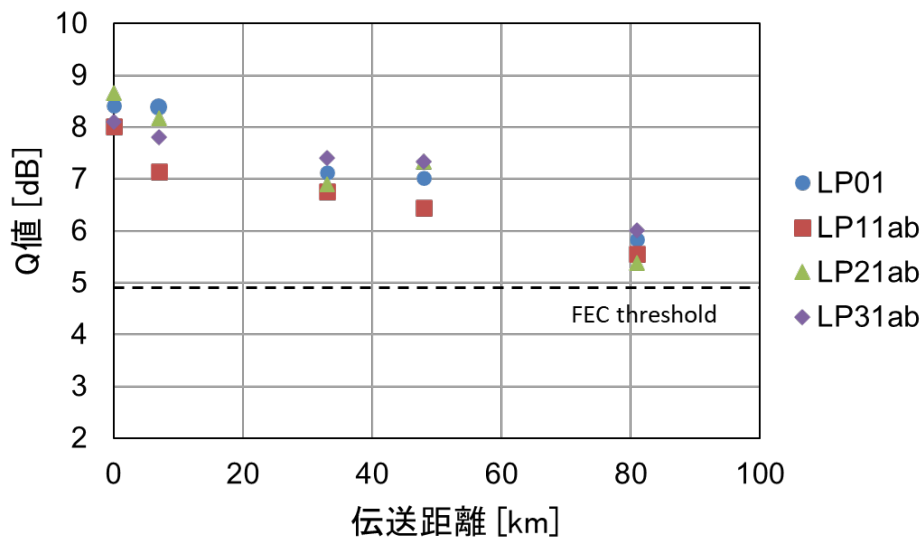


図4-24 伝送距離に対する各モードのQ値特性

4-5-6. 像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いた異種LPモード間の合分波

前節までは、LP11aとLP11b、LP21aとLP21b、LP31aとLP31bのような縮退モード間の合分波において、像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いてきた。しかし、モード多重数の拡大にあたっては、異種LPモード間の合分波においても、本モード多重分離器が適用可能であることが望ましい。図4-25に、合分波可能な異種LPモードの組み合わせ例を示す。LP11及びLP21のような異種LPモードであっても、像反転によりどちらか一方に位相反転が生じ、他方に位相変化がない組み合わせであれば原理的な損失無く分離することが可能である。さらに、図4-26に示す通り、像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を多段に接続することで、LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21bの5モードがBSなく合分波可能であることを示す。このように、合分波するモードと像反転軸を適切に選択することで、異種LPモードを含む複数のモードに対しても、本モード多重分離器が適用可能である。

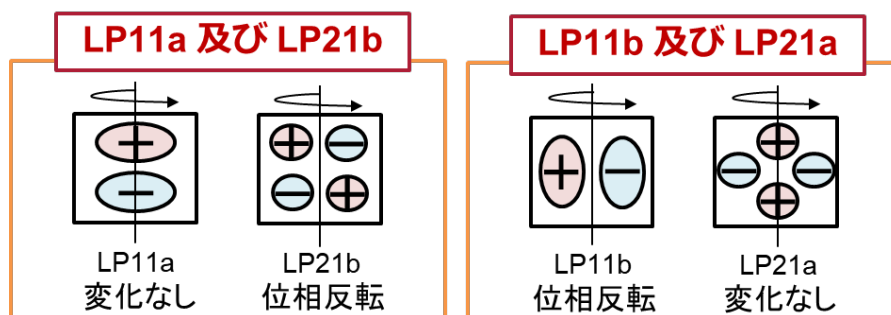


図4-25 合分波可能な異種LPモードの組み合わせ

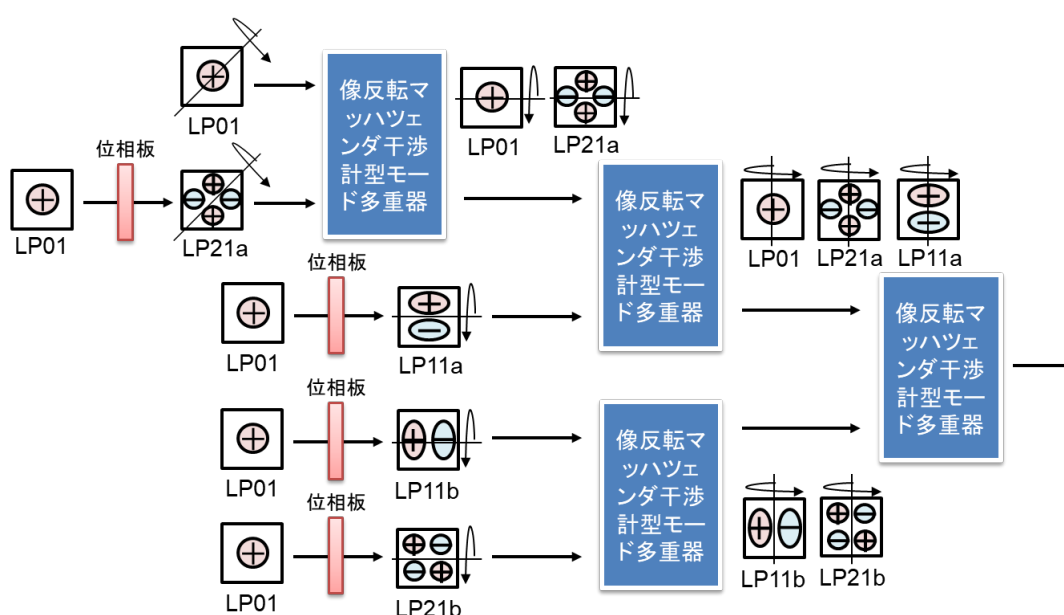


図4-26 複数LPモードの合分波に対応したモード多重分離器構成

4-6. 弱結合型MDM伝送システムにおけるモード多重数の拡大に関する検討

4-5節までは、弱結合型MDM伝送システムの実現に向けて、モード間クロストークを抑圧した弱結合10MFの検討及び試作、低損失かつ低モード間クロストークな像反転型モード多重分離器の提案及び試作について述べた。また、それらを用いた弱結合7モード多重伝送実験を行い、モード数が7モード以下の場合については、像反転型モード多重分離器が有効であることを示した。しかし、弱結合10MFのポテンシャルを最大限引き出すためには、7モードから10モードへ、さらなるモード多重数の増加が求められる。そこで、本節では、弱結合型MDM伝送システムにおけるモード多重数の拡大に向けて、弱結合10モード伝送システムの設計指針を検討し、モード多重分離器に要求される仕様を明らかにした。さらに、実際に試作した10モード多重分離器の動作原理及び光学特性

について述べる。

4-6-1. 弱結合10モード伝送システムの設計指針

本検討では、弱結合10モード伝送システムの伝送距離は48 kmを想定した。また、伝送後に要求される各モードのQ値は6 dBに設定した。これは、冗長度25.5%のFEC[27]の閾値である4.95 dBを基に、3-8-3節の図3-21及び図3-22に示したようにQ値の波長依存性が±1 dB程度生じることを想定したものである。伝送後において6 dBのQ値を得るためには、図4-23から約8 dBのOSNRが必要であることが分かる。本弱結合10モード伝送システムは、光中継器のない、1スパン伝送システムを想定しているため、伝送後のOSNRは高く、第2章2-4節の表2-1に示したように伝送性能はモード間のクロストークによって制限される。実際、4-5-5節で示した7モード多重伝送実験においては、48 km伝送後のOSNRは約28 dBであったものの、伝送後Q値はモード間クロストークに制限され約7 dBであった。したがって、約8 dBのOSNRに相当する、-8 dBのモード間クロストークを10モード多重された伝送路全体で確保すれば良いことが分かる。

10モード多重伝送においては、伝送後の1モードへのクロストークは、他の9モードからの合計値であるため、-8 dBの合計クロストークを2モード間の平均クロストークに変換すると約-17.5 dBと計算できる。また、伝送路全体のモード間クロストーク XT_{total} は、モード多重分離器のモード間クロストーク $XT_{Mux/Demux}$ とファイバの持つモード間クロストーク XT_{fiber} を用いて、

$$XT_{total} [dB] = XT_{Mux/Demux} [dB] + XT_{fiber} [dB] \quad (4.11)$$

で表わされる。したがって、48 kmの弱結合10MFにおける2モード間クロストークの測定値(約-19.2 dB)を考慮すると、ファイバを除くモード多重分離器は、式(4.11)から-22.4 dB以下に2モード間平均クロストークを抑圧できれば良いことが分かる。しかしながら、像反転型モード多重分離器を用いた7モード多重系においては、各LPモードに対する他の6モードからの合計クロストーク量が約-9 dB程度であった。これを2モード間平均クロストークへ変換すると約-16.7 dBとなり、10モード多重伝送システムにおいて必要となる-22.4 dBは満たせない。像反転型モード多重分離器は、LP01モードと高次モード間の変換は0と π の2値の位相板によって行われているが、位相板ではビームの位相分布のみを制御するため、強度分布の再現が不可能である。そのため、実際にファイバを導波するモードとの不整合が生じ[23]、モード間クロストークが高くなった。そこで、さらなるモード間クロストークの低減に向けて、モード変換過程においてモードの位相分布

及び強度分布の両方を再現可能なMPLC (Multi-plane Light Conversion)技術[28, 29]に着目した。MPLC型モード多重分離器の動作原理及び本技術を用いた10モード多重分離器の試作結果については、次節にて詳細を述べる。

4-6-2. 低損失かつ低モード間クロストークなMPLC型10モード多重分離器の試作

図4-27に、MPLC型[28, 29]のモード多重器の動作原理を示す。まず、 N 個の別々のガウシアンビームをFMF中の N 個の直交する伝搬モードに変換することは、任意の空間入力基底を任意の空間出力基底に変換することであるため、空間的なユニタリ変換であると考えることができる。MPLC技術は、空間的な位相変調過程と回折によるフーリエ変換を交互に繰り返すことで任意の光ユニタリ変換を行うことができる技術である。フーリエ変換は、レンズや自由空間伝搬によって行われ、連続した位相変調プロファイルは、主に位相板や空間光変調器(SLM: Spatial Light Modulator)を用いて構築される。ここで、MPLCの動作原理[30]について説明する。 z 軸方向に沿って伝搬している単一の波長(λ)と偏光を持つ横モードのプロファイルは、

$$E(x, y) = A(x, y)e^{i\phi(x, y)} \quad (4.12)$$

で表わせる。ここで、 $A(x, y)$ は振幅、 $\phi(x, y)$ は位相を示している。まず、位相板などの位相変調プロファイルは、横モードのプロファイルを次のように変換する。

$$e^{i\phi_P(x, y)}E(x, y) \quad (4.13)$$

また、横モードのプロファイルはピクセルベースで離散化できる。領域は $N \times N$ ピクセルに離散化され、ピクセル (i, j) の電場は E_{ij} で十分近似できる。 E_{ij} は N の2乗次元の1つのベクトル \mathbf{E} に再構成され、各要素は領域内のピクセルに対応する。このとき、 $e^{i\phi_P(x, y)}$ は、

$$\mathbf{U}_P(\phi) = \begin{pmatrix} e^{i\phi_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{i\phi_2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{i\phi_3} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & e^{i\phi_n} \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

と記述できる。ここで、焦点距離 f_0 のレンズによるフーリエ変換も、行列 \mathbf{U}_{FT} を用いて離散化可能である。行列 \mathbf{U}_{FT} は、画素数 N_{pix} と画素サイズ Δ_{pix} が下記の条件を満たす限り、離散フーリエ変換行列に限りなく近くなる。

$$N_{pix}\Delta_{pix}^2 = 2\pi\lambda f_0 \quad (4.15)$$

文献[31]によると、 \mathbf{U}_{FT} と $\mathbf{U}_P(\phi)$ の組み合わせを用いて、任意の i, j, θ に対して以下に示す行列 $\mathbf{T}_{ij}(\theta)$ を生成することが可能である。

$$T_{ij}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \cos \theta & \dots & \sin \theta & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\sin \theta & \dots & \cos \theta & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

ここで、 i と j は $\sin \theta$ 項と $\cos \theta$ 項の行と列の番号を示している。 $T_{ij}(\theta)$ と $U_P(\phi)$ の連続は任意のユニタリ行列を構築できることが証明されている[32]。したがって、 $T_{ij}(\theta)$ は U_{FT} と $U_P(\phi)$ の組み合わせであるため、 U_{FT} によるフーリエ変換と $U_P(\phi)$ による位相変調は任意のユニタリ行列を構築可能である。

また、本手法は、位相板を用いた光ユニタリ変換のみでモードの合分波も実現しているため、BSを用いてモードを合分波するモード多重分離器とは異なり、モード多重数が増加した場合でも挿入損失を低減することが可能である。したがって、モード多重数の拡張性に優れていると言える。一方で、本方式は空間的な位相変調パターンへの設計等、製造プロセスが複雑であることが課題である。

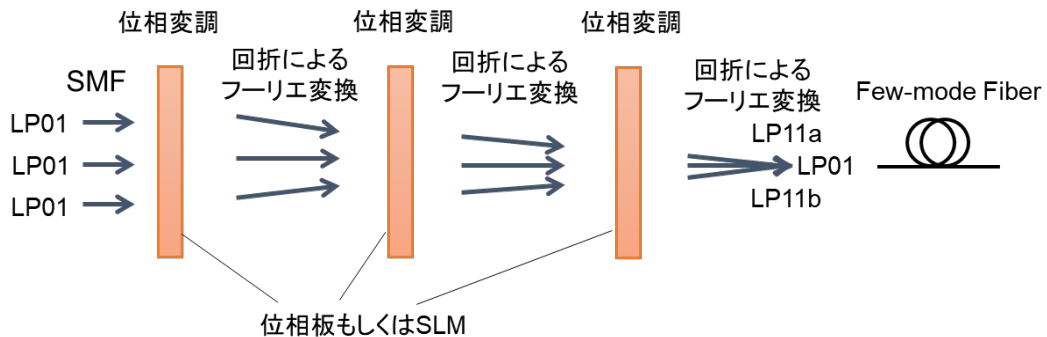


図4-27 MPLC型のモード多重器の動作原理

本MPLC技術を用いて、弱結合10MFに対して、10モードが励振・抽出可能な10モード多重分離器を試作した[29]。図4-28(a)に、試作した10モード多重器の概観図、図4-28(b)に内部構造を示す。デバイスの小型化や空間光学系を構成している光学素子における位置合わせの複雑性を低減するため、図4-28(b)に示すように1枚の反射型位相板と1枚のミラーの間を複数回ビームが反射する構成とした。文献[28]では、入出力モード数が N 個の場合、 $2N + 1$ 個以上の位相変調プロファイルを用いることで、理想的なモード分布に近い結果が得られることが示されている。しかし、位相板の段数が増えると反射する光

学素子の数も増加するため、多重器全体での挿入損失が増加する。そのため、本デバイスでは、必要となるモード間クロストークを満たした上で最小となる段数として15段を選択した。図4-29に、10モード多重器の出力ポートにおける各モードのNFPを示す。これらのNFPより、所望の10モードが励振されていることが分かる。

表4-5に試作した10モード多重器と分離器を対向させた際の2モード間のクロストークを示す。本測定結果より、10モード多重分離器における2モード間の平均クロストークは、-22.9 dBと非常に低い値が得られた。これは、4-6-1節で示した弱結合10モード伝送システム的设计指針より、モード多重分離器に求められる2モード間平均クロストークの値(-22.4 dB以下)を満たしている。したがって、本多重分離器を用いることで、モード多重数を10モードまで拡張した大容量伝送システムの実現が期待できる。なお、多重器単体での各モードの挿入損失は、約3.5~4.5 dBと低い値が得られた。

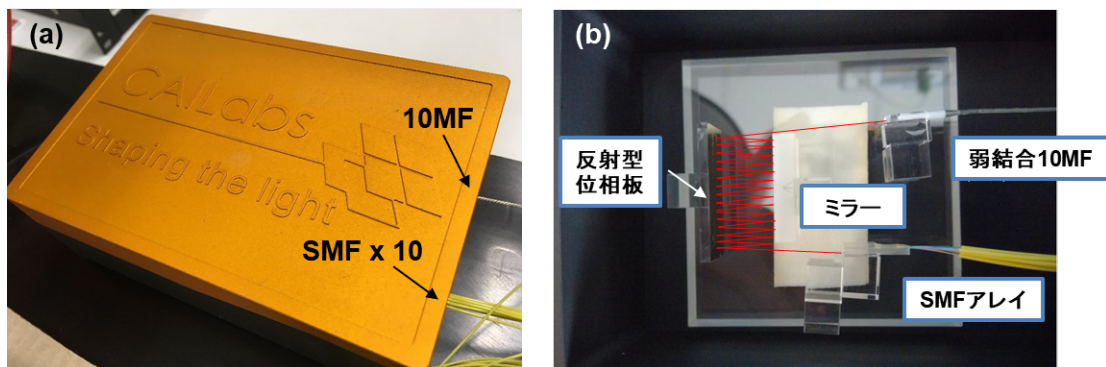


図4-28 (a)試作した10モード多重器の概観図、(b)10モード多重器の内部構造

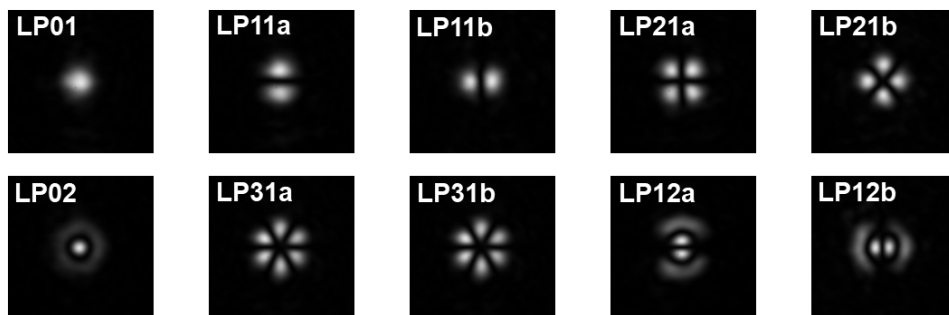


図4-29 試作した10モード多重器の出力ポートにおける各モードのNFP

表4-5 10モード多重器と分離器を対向させた際の2モード間のクロストーク

単位[dB]	LP01 out	LP11a out	LP11b out	LP21a out	LP21b out	LP02 out	LP31a out	LP31b out	LP12a out	LP12b out
LP01 in	—	-21.2	-21.2	-25.4	-25.4	-20.5	-29.3	-29.3	-24.4	-24.4
LP11a in	-22.1	—	—	-21.9	-21.9	-23.4	-27.5	-27.5	-28.5	-28.5
LP11b in	-19.5	—	—	-20.8	-20.8	-20.7	-25.4	-25.4	-23.2	-23.2
LP21a in	-28.7	-20.7	-20.7	—	—	-23.8	-22.0	-22.0	-23.7	-23.7
LP21b in	-25.6	-22.1	-22.1	—	—	-25.8	-23.4	-23.4	-22.3	-22.4
LP02 in	-20.3	-20.8	-20.8	-22.7	-22.7	—	-23.8	-23.8	-24.0	-24.0
LP31a in	-25.6	-22.9	-22.9	-21.8	-21.8	-26.2	—	—	-24.7	-24.7
LP31b in	-26.1	-23.1	-23.1	-22.5	-22.5	-21.1	—	—	-24.5	-24.5
LP12a in	-27.9	-25.6	-25.6	-22.4	-22.4	-20.0	-23.2	-23.2	—	—
LP12b in	-21.7	-22.4	-22.4	-21.0	-21.0	-20.9	-22.9	-22.9	—	—

4-7. 大容量弱結合10モード多重伝送実験

本節では、10モード多重伝送システムにおける伝送容量の拡張性を明らかにするため、波長多重技術とモード多重技術を組み合わせた大容量弱結合10モード多重伝送実験[33-35]について述べる。伝送容量の拡大に向けては、C+Lバンドへ信号を広帯域化する必要があるため、弱結合10MF及びMPLC型モード多重分離器において、C+Lバンド全域に渡ってモード間クロストーク及びその波長依存性が抑圧可能であることを示す。また、モード間クロストークの差によって生じるモード間の伝送特性差を低減するため、C+Lバンドに渡って広帯域にモードプリエンファシス制御を実施する。さらに、C+Lバンド336 WDMデュアルキャリア12 Gbaudナイキスト整形DP-QPSK信号を10モード多重伝送し、2×2または4×4以下のMIMO信号処理のみで48 km伝送可能であることを明らかにする。本実験により、単一コアファイバにおいて250 Tbit/sを超える伝送容量が実現可能であることを示す。

4-7-1. 大容量弱結合10モード多重伝送実験系

10モード多重された336 WDMデュアルキャリア12 GbaudのDP-QPSK信号を用いて、48 kmの弱結合FMF伝搬後のBERをそれぞれ測定した。図4-30に実験系を示す。送信信号の生成方法は、3-8-1節と同様であり、本実験ではWDM信号の帯域をCバンドからC+Lバンドへと拡張した。ここで、Cバンド信号は191.4875 THz (1565.598 nm)から196.1625

THz (1528.286 nm)、Lバンド信号は186.6875 THz (1605.852 nm)から190.9625 THz (1569.902 nm)である。また、受信信号処理におけるMIMOタップ数を削減するため、ポーレートは12 Gbaudとした。

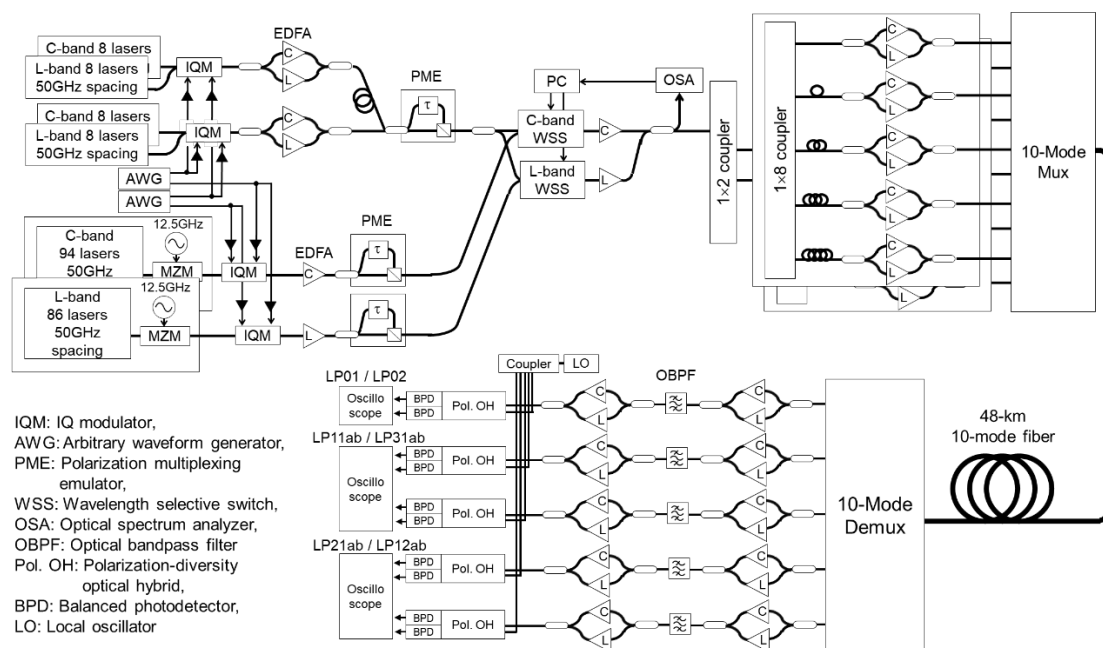


図4-30 大容量10モード多重伝送実験系

次に、WDM信号光を光カプラにより10分岐し、 $200 \text{ ns} \times N$ ($N : 1 \sim 9$)の光遅延線を用いてそれぞれの信号を無相関化した後、MPLC型の10モード多重器に入力することで、LP01、LP11a、LP11b、LP21a、LP21b、LP02、LP31a、LP31b、LP12a、LP12bの各モードに信号を変換し、10モード多重した。10モード多重WDM信号は、+28 dBmで48 kmの弱結合10MFへ入力した。

その後、48 km伝送後の10モード多重WDM信号光を10モード分離器によりモード分離し、各モードをLP01モードへ変換した。光バンドパスフィルタにより所望の1波長の光信号に分離した後、5台のデジタルコヒーレント受信器を用いてヘテロダイン受信した。受信した電気信号は、3-8-1節と同様の方法にて、オフライン信号処理を行った。LP01 / LP02モードに対しては 2×2 MIMO(偏波多重信号の分離のみ)、それ以外のLP11ab / LP21ab / LP31ab / LP12abモードに対しては 4×4 MIMO処理(縮退モード信号の分離及び偏波多重信号の分離)を施した。MIMOのタップ数は、LP01 / LP02 / LP11ab / LP21abモードについては200タップ、LP31ab / LP12abモードについては350タップに設定した。タッ

プ係数はLMSアルゴリズム[26]に基づき更新した。その後、モードごとにBERの計算を行った。

4-7-2. 送受信対向時の基本特性評価

はじめに、10モード多重において生じるモード間クロストークによる影響を明らかにするため、48 kmの10MF伝送を行う前に、各LPモードを個別に励振した場合と10モード多重を行った場合について、送受信対向時におけるOSNR特性を評価した。なお、本特性評価は、簡単のためシングルキャリア10 Gbaud DP-QPSK信号を用いて測定した。図4-31に結果を示す。各モードを個別に励振した場合、全てのモードにおいて同等のOSNR特性が得られており、OSNRに対してQ値がほぼ線形に変化している。一方、10モード多重した場合は、OSNRが低い領域ではモード個別励振した場合とほぼ同等のQ値が得られているが、OSNRが高くなると、ノイズ成分においてモード間クロストークが支配的になるため、徐々にペナルティが増加していき、Q値は10 dB程度で制限されることが分かった。

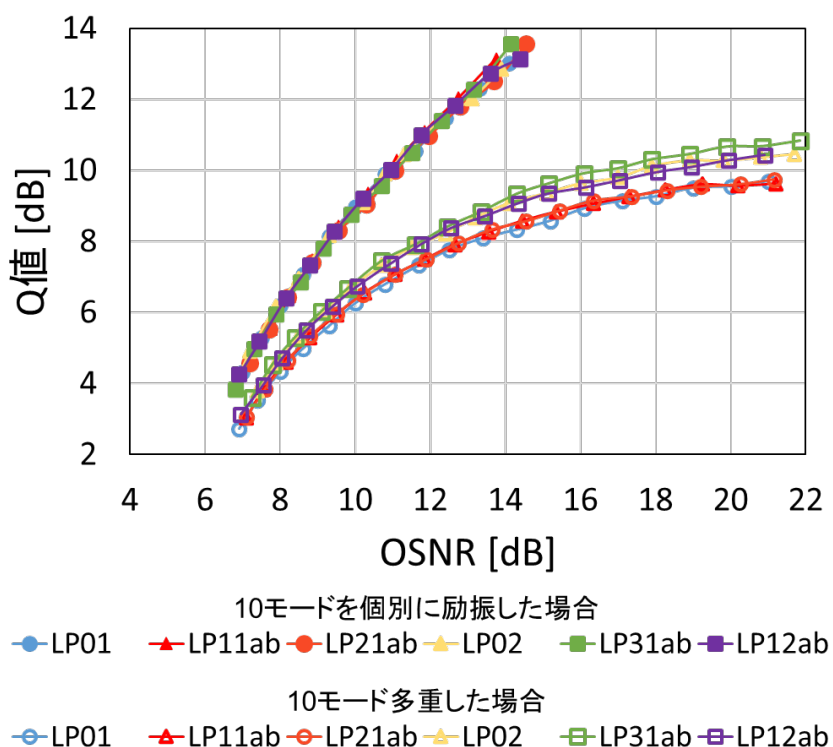


図4-31 各LPモードを個別に励振した場合と10モード多重した場合の送受信対向時におけるOSNR特性

4-7-3. 48 km伝送時におけるモード間クロストークの波長依存性とモードプリエンファシス制御

次に、48 kmの10MF伝送時におけるモード間クロストーク特性を評価した。表4-6に、波長1550 nmにおける、モード多重分離器を含めた48 km 10MFの2モード間クロストークを示す。さらに、同様の方法で、C+Lバンドに渡ってモード間クロストークを測定した。各波長における、平均及び最大のクロストークを図4-32に示す。平均クロストークは-18 dB、最大クロストークは-12 dB程度であった。本測定により、48 km伝送時においても、C+Lバンド全域に渡って、モード間クロストークの波長依存性は±0.5 dB以内と極めて小さいことが分かった。

表4-6 波長1550 nmにおける、モード多重分離器を含めた48km 10MFの2モード間クロストーク

単位 [dB]	LP01 out	LP11a out	LP11b out	LP21a out	LP21b out	LP02 out	LP31a out	LP31b out	LP12a out	LP12b out
LP01 in	—	-16.9	-18.6	-24.6	-24.1	-16.6	-22.8	-24.7	-22.6	-22.2
LP11a in	-17.5	—	—	-17.0	-16.0	-14.6	-20.4	-23.7	-19.8	-20.2
LP11b in	-14.8	—	—	-17.2	-16.1	-13.6	-18.7	-21.4	-19.0	-19.1
LP21a in	-22.1	-14.3	-15.3	—	—	-14.7	-12.5	-14.5	-18.9	-16.3
LP21b in	-22.8	-16.3	-17.7	—	—	-16.5	-13.5	-15.3	-19.9	-17.2
LP02 in	-16.9	-14.6	-17.9	-17.2	-17.2	—	-19.1	-20.8	-15.8	-15.9
LP31a in	-23.0	-21.4	-21.2	-14.8	-15.7	-20.6	—	—	-17.6	-18.2
LP31b in	-24.9	-23.0	-22.7	-16.6	-18.1	-20.2	—	—	-19.7	-20.1
LP12a in	-23.3	-22.6	-24.1	-17.8	-18.1	-14.5	-15.5	-18.8	—	—
LP12b in	-20.8	-21.5	-22.3	-19.3	-19.6	-15.2	-16.4	-19.5	—	—

図4-33には、モード分離器の各出力モードに対する、他の5LPモードからの合計クロストークの波長依存性を示す。本結果から、合計クロストークの波長依存性は±0.5 dB以内と極めて小さいことが明らかとなったが、低次モードに比べ、高次モード、特にLP02モードへの合計クロストークが大きいことが分かった。弱結合モード多重伝送システムにおいて、モード間における合計クロストークの差は、伝送性能を示すQ値の差に直結するため、極力低減することが望ましい。さらに、C+Lバンドを用いた大容量伝送実験では、広帯域に渡ってモード間における合計クロストークの差を低減する必要が

ある。そこで、本実験では、モード間クロストークの差によって生じる10モード間のQ値ばらつきを等化するように、モード多重器の各ポートへの信号入力パワーを調整するモードプリアンファシス制御を、CバンドとLバンドでそれぞれ実施した。表4-7に、Cバンド及びLバンドにおける各モードのモード多重器への入力パワーとLP01に対する入力パワー差(下段の括弧内)をそれぞれ示す。本実験では、LP02への合計クロストークが大きいことから、LP02の入力パワーを表4-7の通り高く設定した。

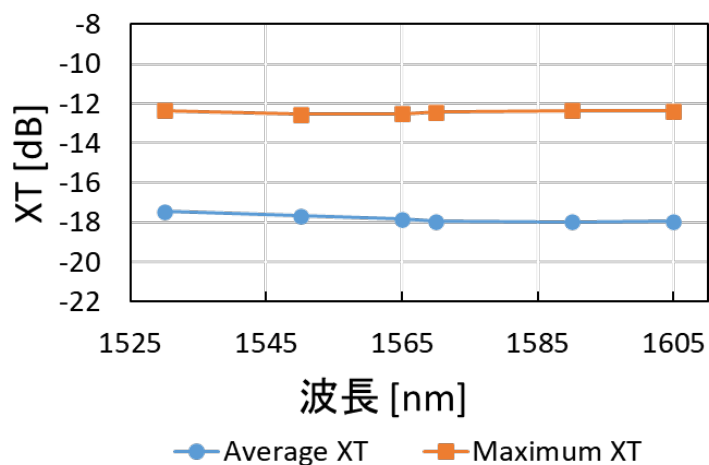


図4-32 C+Lバンドにおける10モード多重分離器を含めた48 km 10MFの2モード間の平均及び最大クロストーク

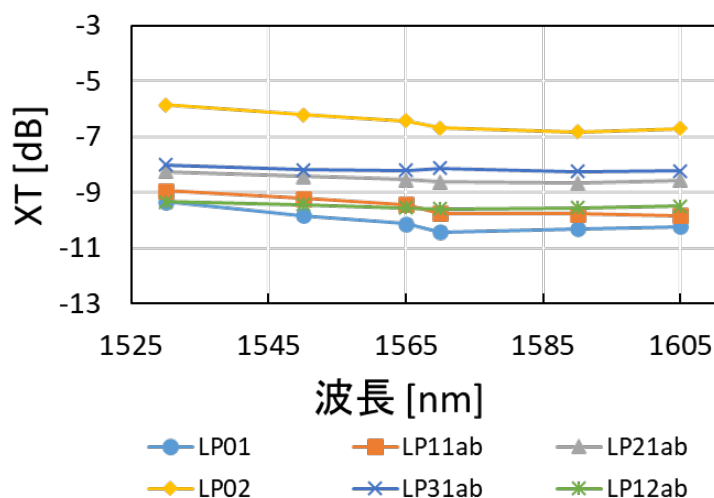


図4-33 C+Lバンドにおける10モード多重分離器を含めた48 km 10MFの各出力ポートに対する他の5LPモードからの合計クロストーク

表4-7 Cバンド/Lバンドにおける、10モード多重器の各ポートへの信号入力パワー

単位 [dBm]	LP01 in	LP11a in	LP11b in	LP21a in	LP21b in	LP02 in	LP31a in	LP31b in	LP12a in	LP12b in
Cバンド	16.1 (0)	16.2 (+0.1)	16.9 (+0.7)	15.8 (-0.4)	17.8 (+1.7)	19.1 (+3.0)	16.3 (+0.2)	17.7 (+1.6)	15.3 (-0.8)	16.9 (+0.8)
Lバンド	18.1 (0)	19.2 (+1.1)	20.0 (+1.9)	20.3 (+2.2)	21.1 (+3.0)	22.3 (+4.2)	20.2 (+2.1)	21.3 (+3.2)	19.4 (+1.3)	21.6 (+3.5)

4-7-4. 10モード多重WDM信号の48 km伝送特性

最後に、10モード多重WDM信号の48 km伝送特性を測定した。本実験では、Cバンド及びLバンドの両端チャンネルにおいて一部のモードで所望の特性が得られなかったため、360 WDMチャンネルのうち336チャンネルのBERを測定した。図4-34に、48 km伝送後のLP01モードの光スペクトラムを示す。C+Lバンドに渡って、各バンドでのチャンネルパワー偏差が±3 dB程度の平坦度の高いWDM信号が得られている。また、48 km伝送後の各波長・モードのQ値特性を図4-35に示す。2モード間の平均クロストークが-22.9 dB以下に抑圧されたMPLC型の10モード多重分離器を実現したことと、モードプリエンファシス制御によって出力モード間のクロストーク差を低減したことによって、測定した全ての波長・モードで、想定する誤り訂正符号(冗長度25.5%のFEC[27])の閾値である4.95 dBを上回るQ値が得られることを確認した。Cバンド及びLバンドの短波長側において、10モード間でのQ値ばらつきが2 dB以上生じているが、これは10モード間のWDM信号のパワー調整が当該チャンネルで不十分であり、モード間クロストークのばらつきも大きくなっているためである。

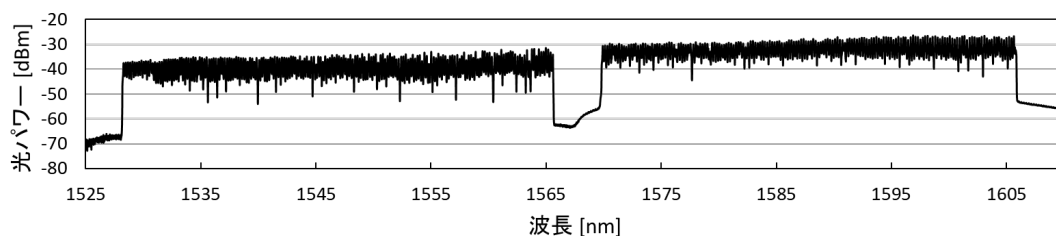


図4-34 48 km伝送後におけるLP01モードの光スペクトラム (0.02 nm res.)

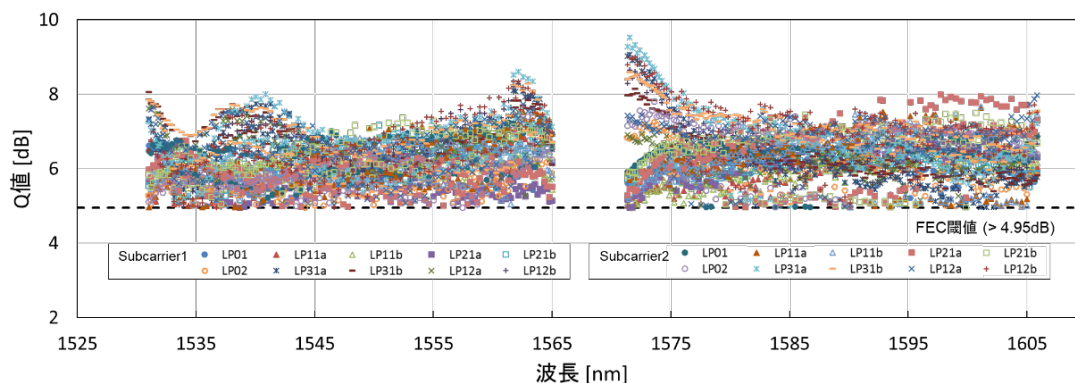


図4-35 各波長・モードにおける伝送特性

本結果より、C+Lバンドに渡ってWDMされた12GbaudデュアルキャリアDP-QPSK信号を用いて、10モード多重48km伝送実験を行い、4×4以下の部分的なMIMO処理のみで単一コアファイバにおいて、2017年当時世界最大となる伝送容量である257 Tbit/s (336 WDM×10 MDM×76.5 Gbit/s)と30.5 bit/s/Hzの周波数利用効率を達成した。

4-8. 結言

本章では、受信MIMO信号処理の複雑性低減に向けたアプローチとして提案されている、弱結合モード多重方式の概要と課題について説明した。また、弱結合モード多重伝送システムを実現する上で重要となる、弱結合モード多重用光ファイバの設計指針を明確化し、実際に10モードが導波可能な弱結合10MFを試作・評価した。さらに、モード多重分離器の挿入損失の低減を目的とした像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を提案し、その動作原理を示すとともに、実際に試作したモード多重分離器モジュールの性能評価を行うことで、提案手法の有効性を確認した。この像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いることで、MIMO信号処理の複雑性を低減しつつ7モードまで弱結合モード多重伝送が可能であることを示した。さらに、モード多重数の拡大と伝送容量の向上に向けて、弱結合10モード伝送システムの設計指針を検討し、10モード多重分離器に要求される仕様を明らかにした。実際に低損失なMPLC型の10モード多重分離器を試作し、C+Lバンドに渡ってモード間クロストークが抑圧されていることを確認した。このMPLC型モード多重分離器と弱結合10MFを用いることで、C+Lバンドに渡って波長多重された信号を48 km伝送し、2×2または4×4のMIMO信号処理のみを用いて、単一コアファイバにおいて257 Tbit/sの伝送容量を達成した。以上より、弱結合モード多重伝送システムの実現性と大容量伝送の可能性を実証した。

本実験における伝送距離及び伝送容量は、モード間クロストークによって制限されているため、さらなる伝送距離の延伸や大容量化に向けては、弱結合FMFやモード多重分離器における個々のモード間クロストークをさらに低減することが必要である。しかしながら、ファイバやモード多重分離器における製造プロセスの高精度化によって多少の改善は期待できるものの、現行の技術では飛躍的にモード間クロストークを低減することは難しい。したがって、弱結合モード多重伝送システムにおいては、モード多重数(伝送容量)と伝送距離はトレードオフの関係にあるため、アプリケーションごとに伝送距離に応じたモード多重数を適切に選択することが重要になるであろう。

第4章 参考文献

- [1] R. Ryf, H. Chen, N. K. Fontaine, A. M. Velazquez-Benitez, Jose Antonio-Lopez, C. Jin, B. Huang, M. Bigot-Astruc, D. Molin, F. Achten, P. Sillard, and R. Amezcua-Correa, “10-mode-multiplexed transmission over 125-km single-span multimode fiber,” ECOC2015, PDP3.3, (2015).
- [2] N. K. Fontaine, R. Ryf, H. Chen, A. V. Benitez, B. Guan, R. Scott, B. Ercan, S. J. B. Yoo, L. E. Grüner-Nielsen, Y. Sun, R. Lingle, E. Antonio-Lopez, and R. Amezcua-Correa, “30×30 MIMO transmission over 15 spatial modes,” OFC2015, Th5C.1, (2015).
- [3] R. Ryf, N. K. Fontaine, S. Wittek, K. Choutagunta, M. Mazur, H. Chen, J. C. Alvarado-Zacarias, R. Amezcua-Correa, M. Capuzzo, R. Kopf, A. Tate, H. Safar, C. Bolle, D. T. Neilson, E. Burrows, K. Kim, M. Bigot-Astruc, F. Achten, P. Sillard, A. Amezcua-Correa, J. M. Kahn, J. Schroder, and J. Carpenter, “High-spectral-efficiency mode-multiplexed transmission over graded-index multimode fiber,” ECOC2018, Th3B.1, (2018).
- [4] M. Salsi, C. Koebele, G. Charlet, and S. Bigo, “Mode division multiplexed transmission with a weakly-coupled few-mode fiber,” OFC2012, OTu2C.5, (2012).
- [5] C. Koebele, M. Salsi, L. Milord, R. Ryf, C. Bolle, P. Sillard, S. Bigo, and G. Charlet, “40km transmission of five mode division multiplexed data streams at 100Gb/s with low MIMO-DSP complexity,” ECOC2011, Th13.C.3, (2011).
- [6] D. Boivin, M. Bigot-Astruc, M. Travagnin, and P. Sillard, “Weakly-coupled few-mode fibers for single-mode and mode-division-multiplexed transmissions,” OFC2013, OTh3K.6, (2013).
- [7] C. Simonneau, P. Genevaux, G. L. Cocq, Y. Quiquempois, L. Bigot, A. Boutin, M. Bigot-Astruc, P. Sillard, and G. Charlet, “5-mode amplifier with low modal crosstalk for spatial mode multiplexing transmission with low signal processing complexity,” ECOC2015, We.2.4.2, (2015).
- [8] E. Ip, G. Milione, M-J. Li, N. Cvijetic, K. Kanonakis, J. Stone, G. Peng, X. Prieto, C. Montero, V. Moreno, and J. Liñares, “SDM transmission of real-time 10GbE traffic using commercial SFP+ transceivers over 0.5km elliptical-core few-mode fiber,” Optics Express, Vol. 23, No. 13, pp. 17120-17126, (2015).

- [9] D. Soma, Y. Wakayama, K. Igarashi, and T. Tsuritani, "Weakly-coupled FMF transmission for reduction of MIMO complexity," IEEE Summer Topical, TuE2.2, (2016).
- [10] D. Soma, Y. Wakayama, K. Igarashi, and T. Tsuritani, "Partial MIMO-based 10-mode-multiplexed transmission over 81km weakly-coupled few-mode Fiber," OFC2017, M2D.4, (2017).
- [11] S. Randel, S. Corteselli, D. Badini, D. Pileri, S. Caelles, S. Chandrasekhar, J. Gripp, H. Chen, N. K. Fontaine, R. Ryf, and P. J. Winzer, "First real-time coherent MIMO-DSP for six coupled mode Transmission," IPC2015, PD4, (2015).
- [12] S. Beppu, K. Igarashi, M. Kikuta, D. Soma, T. Nagai, Y. Saito, H. Takahashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, "Weakly coupled 10-mode-division multiplexed transmission over 48-km few-mode fibers with real-time coherent MIMO receivers," Optics Express, Vol. 28, No. 13, pp. 19655-19668, (2020).
- [13] P. Sillard, D. Molin, M. Bigot-Astruc, H. Maerten, D. Van Ras, F. Achten, "Low-DMGD 6-LP-mode fiber," OFC2014, M3F.2, (2014).
- [14] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, "Few-mode fibers supporting more than two LP modes for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP," Journal of Lightwave Technology, Vol. 32, No. 14, pp. 2468-2479, (2014).
- [15] 今村 勝徳, 安田 正隆, 杉崎 隆一, "モード結合を抑制した数モード光ファイバ", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 114, No. 196, OFT2014-21, pp. 27-30, 2014年8月.
- [16] Y. Wakayama, D. Soma, K. Igarashi, H. Taga, and T. Tsuritani, "Experimental characterization of step-index few-mode fiber for weakly-coupled 10-mode-multiplexed transmission," OECC2017, 3-1K-4, (2017).
- [17] W. Q. Thornburg, B. J. Corrado, and X. D. Zhu, "Selective launching of higher-order modes into an optical fiber with an optical phase shifter," Optics Letters. Vol. 19, No. 7, pp. 454-456, (1994).
- [18] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmacelpour, E. C. Burrows, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle, Jr., "Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing," Journal of Lightwave Technology, Vol. 30, No. 4, pp. 521-531, (2012).
- [19] K. Igarashi, D. Souma, T. Tsuritani, and I. Morita, "Performance evaluation of selective

- mode conversion based on phase plates for a 10-mode fiber,” *Optics Express*, Vol. 22, No. 17, pp. 20881-20893, (2014).
- [20] R. Ryf, N. K. Fontaine, M. Montoliu, S. Randel, B. Ercan, H. Chen, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, S. G. Leon-Saval, J. Bland-Hawthorn, J. R. Salazar-Gil, Y. Sun, and R. Lingle, Jr., “Photonic-lantern-based mode multiplexers for few-mode-fiber transmission,” OFC2014, W4J.2, (2014).
- [21] K. Igarashi, Y. Wakayama, D. Soma, T. Tsuritani, I. Morita, K. J. Park, J. Ko, and B. Y. Kim, “Low-loss and low-crosstalk all-fiber-based six-mode multiplexer and demultiplexer for mode-multiplexed QAM signals in C-band,” OFC2018, Th1K.3, (2018).
- [22] D. Soma, K. Takeshima, K. Igarashi, and T. Tsuritani, “Degenerate modes multiplexer/demultiplexer using Mach-Zehnder interferometer with image inversion,” ECOC2014, We.1.1.6, (2014).
- [23] K. Igarashi, D. Soma, K. Takeshima, and T. Tsuritani, “Selective mode multiplexer based on phase plates and Mach-Zehnder interferometer with image inversion function,” *Optics Express*, Vol. 23, No. 1, pp. 183-194, (2015).
- [24] 相馬 大樹, 若山 雄太, 竹島 公貴, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “部分MIMOによる81km 7モード多重伝送実験”, 2016年電子情報通信学会総合大会, B-10-31, 2016年3月.
- [25] 相馬 大樹, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “MIMO信号処理の複雑性低減に向けた弱結合FMFを用いた7モード多重伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 116, No. 197, OCS2016-33, pp. 43-46, 2016年8月.
- [26] Y. Mori, Z. Chao, and K. Kikuchi, “Novel FIR-filter configuration tolerant to fast phase fluctuations in digital coherent receivers for higher-order QAM signals,” OFC2012, OTh4C.4, (2012).
- [27] K. Sugihara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and W. Matsumoto, “A spatially-coupled type LDPC code with an NCG of 12 dB for optical transmission beyond 100 Gb/s,” OFC2013, OM2B.4, (2013).
- [28] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J-F. Morizur, “Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” *Optics Express*, Vol. 22, No. 13, pp. 15599- 15607, (2014).
- [29] G. Labroille, P. Jian, N. Barre, B. Denolle, and J-F. Morizur, “Mode selective 10-mode

- multiplexer based on multi-plane light conversion,” OFC2016, Th3E.5, (2016).
- [30] J.-F. Morizur, L. Nicholls, P. Jian, S. Armstrong, N. Treps, B. Hage, M. Hsu, W. Bowen, J. Janousek, and H.-A. Bachor, “Programmable unitary spatial mode manipulation,” *Journal of the Optical Society of America A*, Vol. 27, No. 11, pp. 2524-2531, (2010).
- [31] Z. I. Borevich and S. L. Krupetskii, “Subgroups of the unitary group that contain the group of diagonal matrices,” *Journal of Soviet Mathematics*, Vol. 17, pp. 1951-1959, (1981).
- [32] D. Serre, “*Matrices: theory and applications*,” Springer, pp. 202, (2002).
- [33] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “257-Tbit/s weakly-coupled 10-mode C+L-band WDM transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 36, No. 6, pp. 1375-1381, (2018).
- [34] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “大容量 弱結合10モード多重伝送実験”, 2017年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-43, 2017年9月.
- [35] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “257-Tbit/s 弱結合10モード多重C+LバンドWDM伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 117, No. 322, OCS2017-65, pp. 79-83, 2017年11月.

第5章

10 Pbit/s伝送のための空間多重数と変調多 値度の向上

5-1. 緒言

ファイバ1心あたりの伝送容量を飛躍的に拡大する方式として、第3章で述べたMCF伝送方式と第4章で述べたMDM伝送方式を融合したFM-MCFを用いた超高密度SDM伝送方式が注目されている[1-12]。図5-1に、伝送容量が1 Pbit/sを超えるFM-MCFを用いた主な伝送実験における空間多重数に対する伝送容量を示す。これまで、クラッド径160 μm の3モード4コアファイバを用いて、C+LバンドのDP-256QAM信号を12空間多重することにより、ファイバ1心あたり1.2 Pbit/sの伝送容量が達成されている[1]。さらに、空間多重数が100を超えるものとして、6モード19コアファイバ(空間多重数114)[5-8]や、3モード36コアファイバ(空間多重数108)[3]、3モード38コアファイバ(空間多重数114)[9]を用いた伝送実験に関する報告がされている。第1章の図1-2に示した通り、既存SMFにおける伝送容量限界が100 Tbit/sであるとする、SDM伝送実験のファイバ容量は、図5-1中の空間多重数 \times 100 Tbit/sの黒い点線で示すような伝送容量が期待できる。そのため、空間多重数が100を超えるFM-MCF伝送方式では、 $100 \text{ Tbit/s} \times 100 \text{ 空間多重} = 10 \text{ Pbit/s}$ の伝送容量が望まれる。しかしながら、本論文にて示す超高密度SDM伝送実験[7, 8]以前の報告では、その5分の1に相当する約2 Pbit/sの伝送容量に留まっており[5, 6]、本来FM-MCFが持つ伝送ポテンシャルを十分に活かしているとは言えなかった。

そこで本章では、SDM伝送技術の究極性能を見極めるため、空間多重度が100を超える6モード19コアファイバ(6M-19CF)を試作・評価し、C+Lバンドに渡って波長多重された高多値信号を114空間多重伝送することで、世界で初めてファイバ1心あたり10 Pbit/s

を超える伝送容量が実現可能であることを実験的に示す。

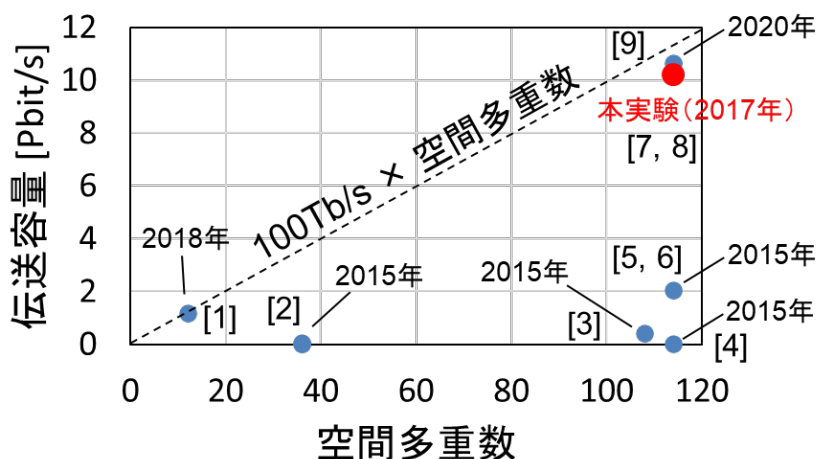


図5-1 伝送容量が1 Pbit/sを超えるFM-MCFを用いた主な伝送実験における空間多重数に対する伝送容量

5-2節では、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える伝送容量の実現に向けて、その伝送システム的设计指針について検討を行った結果を示す。5-3節では、空間多重数が100以上をサポートするファイバとして、6M-19CF的设计指針及び試作結果を述べる。5-4節では、試作した6M-19CFを用いて、信号多値度を向上し、WDMガードバンドを削減しつつ波長多重をC+Lバンドまで拡張することで、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える超高密度SDM伝送[7, 8]が実現可能であることを実験的に示す。本実験により、マルチコア・マルチモードが混在するファイバの究極伝送性能を見極める。

5-2. 伝送容量10 Pbit/sを超える伝送システム的设计

本節では、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える伝送容量の実現に向けて、その伝送システム的设计指針について検討を行った。FM-MCFを用いた伝送システムにおける伝送容量 C は、

$$C [\text{bit/s}] = SE [\text{bit/s/Hz/core/mode}] \times N_{\text{core}} \times N_{\text{mode}} \times B [\text{Hz}] \quad (5.1)$$

で与えられる。ここで、 SE [bit/s/Hz/core/mode]は、1コア1モードあたりの周波数利用効率、 N_{core} はコア多重数、 N_{mode} はモード多重数、 B は信号帯域である。まず、使用可能な信号帯域を、Cバンド(約1527~1565 nm)及びLバンド(約1570~1608 nm)と仮定すると、それぞれ4.6 THzの帯域を持つため、二つのバンドを合計すると、信号帯域 B は約9.2

THzとなる。このとき、目標とする伝送容量 C を10 Pbit/sとすると、空間多重後の周波数利用効率 $SE \times N_{core} \times N_{mode}$ は、1,087 bit/s/Hzとなる。空間多重数 $N_{core} \times N_{mode}$ が100の場合、1コア1モードあたりの周波数利用効率 SE は10.87 bit/s/Hz/core/mode程度となることから、偏波多重64QAM信号(12 bit/s/Hz)を用いて、WDM信号間のガードバンドを1チャンネルあたりの信号帯域に対して10 %以下に低減することで実現可能な値であることが分かった。したがって、本章では、10 Pbit/sの伝送容量を実現するために、

- 空間多重数が100以上をサポートするファイバの検討・試作及び評価
- 信号多値度の向上(64QAM化)
- 信号帯域の広帯域化(C+Lバンド化)
- WDMガードバンドの削減

を実施した。さらに、大規模な実証実験テストベッドを設計・構築することで、伝送性能評価試験を行い、伝送容量が10 Pbit/sを超えることを確かめた。

5-3. 100空間多重ファイバの検討・試作及び評価

本節では、空間多重数が100以上をサポートするファイバの設計指針の検討を行った。さらに、実施した検討を基に実際にファイバを試作し、伝送損失やMDL、DMDに関する光学特性について評価を行った。

5-3-1. 100空間多重ファイバの設計指針の検討

はじめに、空間多重数が100を超えるFM-MCFの設計指針について検討を行った。空間多重数が100を超えるモード数とコア数の組み合わせとして、37個のコアを六方最密状に配置し各コアの伝搬モード数を3とする3モード37コアファイバ(空間多重数111)や39コアを3層の円環状に配置し各コアの伝搬モードを3とする3モード39コアファイバ(空間多重数117)の可能性が考えられた。しかしながら、第2章2-3-1節の式(2.3)、(2.5)、(2.8)から、コア間クロストークを抑圧するためにはコア間ピッチを確保する必要があるため、コア数の増加に応じてファイバのクラッド径が拡大する。実際に、3モード37コアを基に試作された3モード36コアファイバ(空間多重数108) [3]や3モード39コアを基に試作された3モード38コアファイバ(空間多重数114) [9]では、300 μm を超えるクラッド径であることが報告されている。クラッド径が拡大すると、ファイバの機械的強度が低下し、曲げた際の破断確率が高くなる。したがって本検討では、コア数の削減を実現するために、1コアあたりの伝搬モード数を6モード(LP01、LP11a、LP11b、LP02、LP21a、

LP21b)まで拡大することとした。このとき、100以上の空間多重数を満たすファイバとして、コア数を19コアに設定することで、114の空間多重数を実現可能である。

本章にて想定するFM-MCF伝送システムでは、伝搬する6モード間の結合を受信側におけるMIMO信号処理で補償する構成とした。そのため、第2章2-5節の図2-12に示した通り、MIMO信号処理の複雑性を低減するためには、6モード間でのDMDを低減する必要がある。文献[4-6, 10-12]にて1次試作した6M-19CFでは、空間多重数が100を超える114空間多重伝送が実現可能である見込みを得たものの、6モード間でのDMDの最大値が ~ 3 ns/kmと大きく、MIMO信号処理のタップ数が増大する課題が明らかとなった。MIMO信号処理における必要タップ数は、信号のボーレートに比例することから、WDMガードバンドの削減を目的にボーレートを向上させるためには、DMDを低減しMIMOタップ数を削減する必要がある。加えて、信号帯域の広帯域化に向けては、上述したDMDをC+Lバンド全域に渡って抑圧する必要がある。

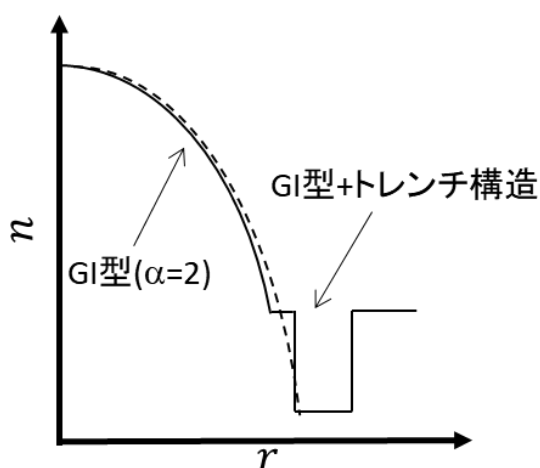


図5-2 $\alpha=2$ のGI型ファイバの屈折率分布とトレンチ構造を持つGI型ファイバの屈折率分布

そこで、DMDの低減を目的とした6M-19CFの設計指針を検討した。先行研究[13]より、第4章4-3-1節の図4-6に示すような $\alpha = 2$ 付近のGI型屈折率分布によって、最もDMDが低減可能であることが報告されている。しかしながら、ファイバを導波するモードの中で最高次付近のモードについては、クラッドによる摂動を受けてDMDが劣化する[13]。これは、全モード間でのDMDを抑圧するためには、クラッドがなく無限にGI型の屈折率分布が続くことが理想的であることを意味する。上記を考慮すると、1次試作した6M-

19CF[4-6, 10-12]では、クラッドによる摂動を受けて高次モードであるLP02及びLP21abモードのDMDが増加したと考えられる。そのため、DMDの抑圧に向けては、図5-2に示すようなトレンチ構造[14, 15]を設けることで、最高次付近のモード(LP02及びLP21ab)が $\alpha = 2$ のGI型の屈折率分布がトレンチ下部まで続いているように感じる設計とした。なお、7番目以上(LP31abモード以上)のモードにおける実効屈折率はクラッドよりも低く放射モードとなるため、伝搬モード数を6モードに制限可能である。

5-3-2. 試作した6M-19CFの光学特性

図5-3(a)に試作した6M-19CFのファイバ断面図を示す[7, 8]。中心コア#19及び内周コア#13～#18は、六方最密構造で配置されている。外周コア#1～#12は、クラッド径を縮小するため、円環状に配置されている。試作した6M-19CFのパラメータを表5-1に示す。クラッド径は267 μm 、コアピッチはそれぞれ、外周コア間が51.1 μm 、内周コア間が51.2 μm 、中心コア-内周コア間が50.8 μm である。

表5-1 試作した6M-19CFのパラメータ

クラッド直径 [μm]		267
コア直径 [μm]		18.4 \pm 0.2
比屈折率差 Δ [%]		1.02
α		1.94
コア間ピッチ [μm]	外周コア (#1-12)	51.1 \pm 0.4
	内周コア (#13-18)	51.2 \pm 1.2
	中心-内周コア間	50.8 \pm 0.9
カットオフ波長 [μm]		≤ 1.49
DMD (C+Lバンド) [ps/km]	最小	137
	最大	481
損失 (波長1550 nm) [dB/km]	最小	0.27
	最大	0.36
	平均	0.32

図5-3(b)に、コアの屈折率プロファイルを示す。コアのプリフォームから計算されたコア直径、比屈折率差 Δ 、 α はそれぞれ、18.4 \pm 0.2 μm 、1.02 %、1.94である。また、LP31モードのカットオフ波長は1.49 μm である。5-3-1節で述べたように、トレンチ構造を付与したGI型の屈折率分布とすることで、LPモード間の最大DMDは、C+Lバンドに渡って481 ps/km以下に抑圧されている。図5-3(c-e)は、代表的なコア(外周コア#1、内周コア#13、中心コア#19)における、レンズ結合型のFIFOデバイス[16]を含む、11.3 km 6M-19CF

の各モードの伝送損失を表している。11.3 kmの6M-19CFは、二つのスプールから構成されており、その間は融着接続を行っている。図5-3(c-e)に示したとおり、長波長側に行くにつれて、緩やかに伝送損失が増えているが、高次モードにおいても、C+Lバンドに渡って急激な損失増は見られなかった。また、MDLは第2章2-3-4節の図2-10に示したように伝送性能の劣化要因となり得るが、本6M-19CFでは、各コアにおいてC+Lバンドに渡って1 dB程度に抑圧されていることが分かった。OTDR(Optical Time Domain Reflectometer)によって測定した、LP01モードの伝搬損失は、どのコアにおいても約0.32 dB/km (波長：1550 nm)であった。FIFOを含む6M-19CFのコア間クロストークは、LP01及びLP02で-50 dB以下であり、極めて低く抑圧されていることが分かった。

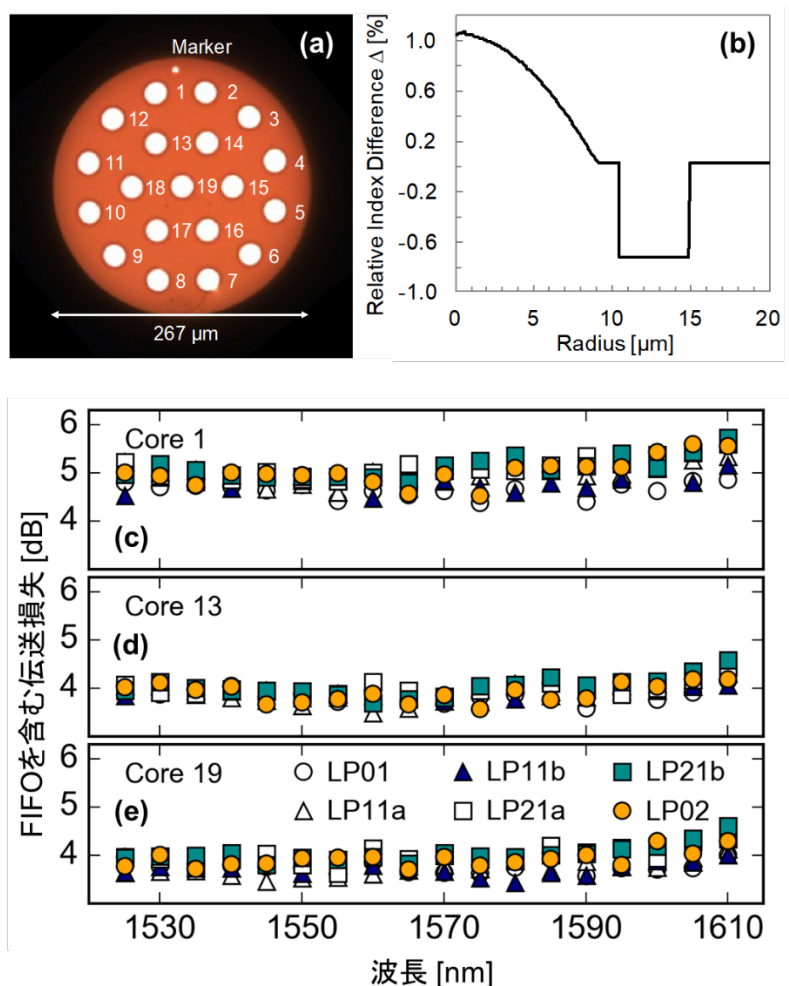


図5-3 (a) 6モード19コアファイバの断面図
 (b) コアの屈折率プロファイル
 (c) (d) (e) FIFOを含むコア#1, 13, 19の伝送損失

次に、12 Gbaudの信号を用いて、試作した6M-19CFにおけるDMDの波長依存性を測定した。図5-4に、C+Lバンドの短波長側及び長波長側における、11.3 kmの6M-19CFの中心コア(コア#19)を伝送した後のMIMOインパルス応答を示す。LP01、LP11ab、LP21ab及びLP02に相当する3つのインパルス応答は図中に示す通りである。また、外周コア(コア#1)における、MIMOインパルス応答も図5-5に示す。中心コアのコア#19では、Lバンドの長波長側の方がDMDの値が大きいものの、必要となるMIMOタップ数は、C+Lバンド全域に渡って100以下で十分であることが分かった。ここで、DMDの波長依存性が生じた原因としては、長波長側において低次モードに比べて高次モードの閉じ込めが弱く、クラッドの摂動を受けやすいことと、モードによって波長に対する群屈折率の変化量が異なるためであると考えられる。一方で、外周コアのコア#1では、中心コアに比べてDMDが大きく、Lバンドの長波長側において、170程度のMIMOタップ数が必要であることが分かった。これは、ファイバの製造過程において、中心コアに比べて外周コアのコア形状が楕円変形したことにより、モード間の伝搬定数に差が生じたためであると考えられる。このときの、インパルス応答から計算されるDMDは、476 ps/kmであった。コアのプリフォームから計算された最大DMDが481 ps/kmであることを考えると、インパルス応答からの計算値は非常によく一致している。また、文献[4-6, 10-12]にて使用した6M-19CFに比べると、5分の1程度にDMDが低減されたことから、トレンチ構造を持つGI型屈折率プロファイルの有効性が確認できた。

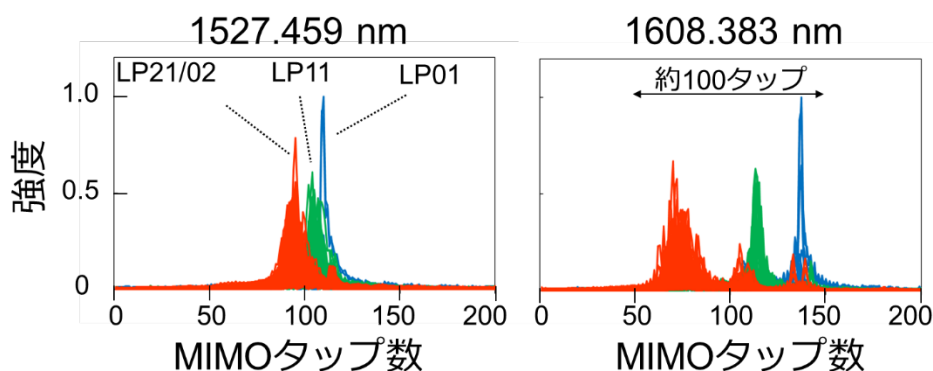


図5-4 C+Lバンドの短波長側及び長波長側における、11.3 kmの6M-19CFの中心コア(コア#19)を伝送した後のMIMOインパルス応答

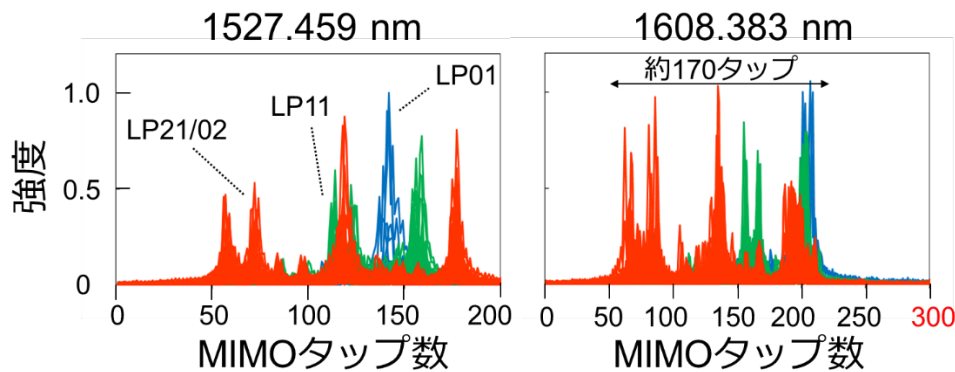


図5-5 C+Lバンドの短波長側及び長波長側における、11.3 kmの6M-19CFの外周コア(コア#1)を伝送した後のMIMOインパルス応答

5-4. 10.16 Pbit/s大容量6M-19CF伝送実験

前節において試作した6M-19CFを用いて、波長多重をC+Lバンドまで拡張することで、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える超高密度SDM伝送が実現可能であることを実験的に示す[7, 8]。また、本実験により、マルチコア・マルチモードが混在するファイバにおける究極伝送性能を見極める。

5-4-1. C+Lバンド偏波多重64QAM/16QAM信号を用いた6M-19CF伝送実験系

実験系を図5-6に示す。送信信号として、4-7-1節と同様の方法で、C+LバンドのWDM信号を生成した。IQ変調器は、I・Q成分用に生成された12 Gbaudの4値または8値のナイキスト整形電気信号を用いて駆動した。また、15段のPRBSを2サンプル/シンボルにアップサンプリングした後、周波数領域においてロールオフ率が0のナイキスト整形を施した。ここで、信号のボーレートは、次節にて述べる事前評価試験により最適化した。

その後、生成したWDM信号を測定コア用とその他のコア用に分岐した。測定コア用については、6分岐後に200 nsの遅延線を用いてそれぞれの信号を無相関化し、モード多重器に入力することで、LP01、LP11a、LP11b、LP02、LP21a、LP21bの6モードに信号を多重した。使用した6モード多重器は、第4章4-6-2節の図4-27に動作原理を示したMPLC技術[17]を用いており、多重器単体での各モードの挿入損失は、約4~5 dBであった。6モード多重信号は、FIデバイスを介して6M-19CFの測定対象コアへ入力した。また、残りの18コアには、予め分岐したWDM信号のコピーを、FIデバイスを用いて入力した。このとき、6M-19CFへの入力パワーは、1コアあたり約+19 dBmに設定した。

伝送後の信号は、FOデバイス及びモード分離器にて個々のコア・モードに空間分離し

た。モード分離器により分離されたLP01, LP11a, LP11b, LP21a, LP21b, LP02に相当する6つの光信号は、4-7-1節と同様の方法で、6台のデジタルコヒーレント受信器によりヘテロダイン受信した。本実験では、全てのモードに対して12×12 MIMO信号処理(6モード及び2偏波間の信号分離)を行った。MIMOのタップサイズは200~300に設定し、タップ係数はLMSアルゴリズム[18]に基づき更新した。

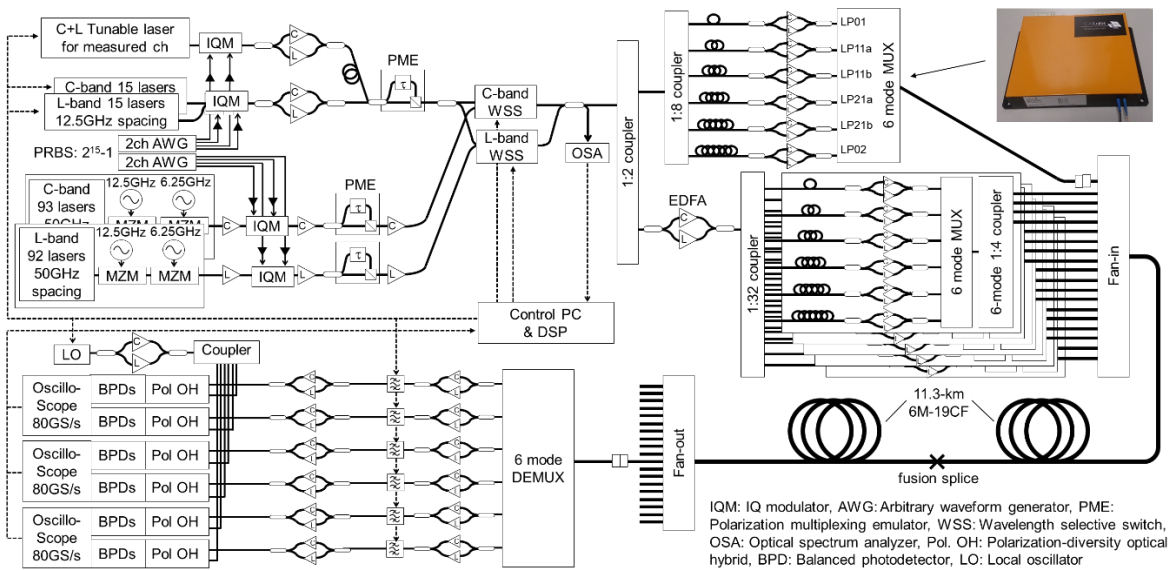


図5-6 10.16 Pbit/s大容量6M-19CF伝送実験系

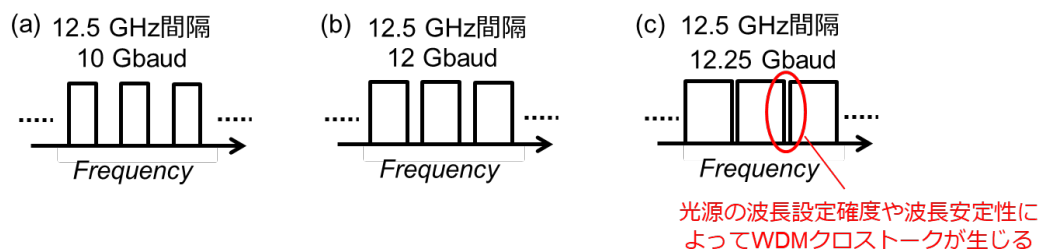


図5-7 12.5 GHz間隔における(a) 10 Gbaud、(b) 12 Gbaud、(c) 12.25 GbaudのWDM信号の模式図

5-4-2. ボーレートの最適化

はじめに、周波数利用効率の向上に向けて、信号のボーレートを最適化した。WDM信号の周波数間隔は12.5 GHzに固定し、ボーレートを10 Gbaudから12.25 Gbaudまで変化させた際の、6M-19CFの中心コア(コア#19)を伝送した後のQ値を評価した。図5-7(a)~(c)に、12.5 GHz間隔の10 Gbaud、12 Gbaud、12.25 GbaudのWDM信号の模式図を示す。信

号のボーレートを向上させることで、WDMガードバンドが削減され、周波数利用効率が向上することが分かる。一方で、信号のボーレートがWDMチャンネルの周波数間隔に近づくと、WDM信号を生成する光源の波長設定確度や波長安定性により、隣接チャンネルへのクロストーク(WDMクロストーク)が生じる可能性がある。

図5-8に、12.5 GHz間隔の10 Gbaud、12 Gbaud、12.25 Gbaud 偏波多重64QAM信号を用いて、WDMを行った際と行わなかった際における、6M-19CFの中心コア伝送後のQ値をそれぞれ示す。10 Gbaudの信号では、WDMによるペナルティは、各モードにおいて1 dB程度であることが分かった。また、12 Gbaudや12.25 Gbaudの信号では、WDMによるペナルティは、各モードにおいて2 dB程度であることも分かった。さらに、12.25 Gbaudの信号においてWDMを行った際は、伝送後の受信MIMO信号処理において、WDMクロストークの影響から、LMSアルゴリズムの収束性が悪く、モード間及び偏波間の信号分離が出来ないケースが生じた。したがって、本実験では、周波数利用効率の向上に向けてWDMガードバンドを削減しつつ、安定して受信MIMO信号処理が行える12 Gbaudの信号を選択した。

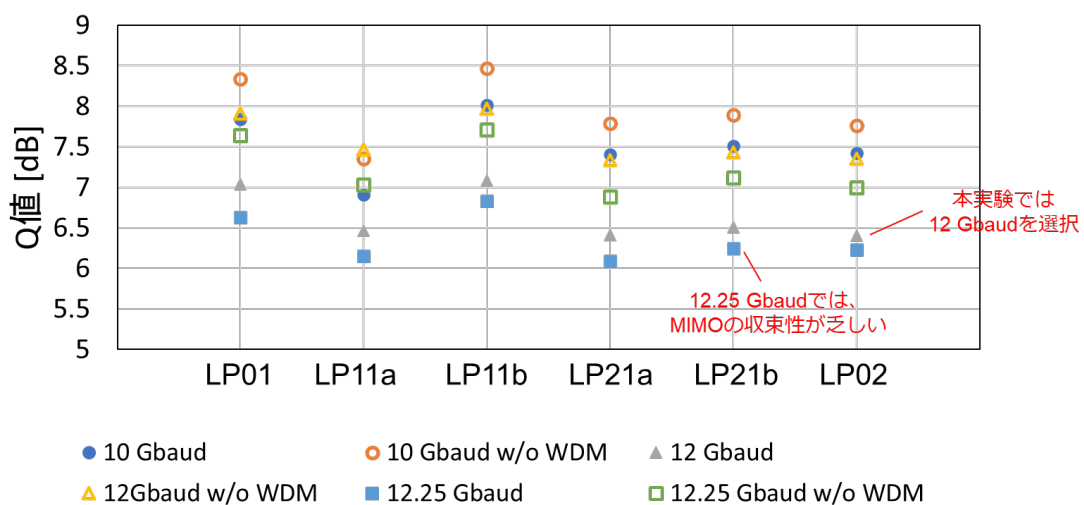


図5-8 12.5 GHz間隔の10 Gbaud、12 Gbaud、12.25 Gbaud 偏波多重64QAM信号を用いて、WDMを行った際と行わなかった際における、6M-19CFの中心コア伝送後のQ値

5-4-3. 送受信対向時におけるOSNRに対するQ値特性と伝送後OSNR

信号の多値度向上に向けて、12 Gbaudの偏波多重16QAM信号及び64QAM信号を用いた際の、送受信対向時におけるOSNRに対するQ値を測定した。図5-9に結果を示す。

OSNRが高い領域において、16QAM信号では約13 dBのQ値が得られ、64QAM信号では約9 dBのQ値が得られることが分かった。また、OSNRに対するQ値特性において、モード間で大きなペナルティは見られなかった。

次に、6M-19CF伝送後の代表コアにおけるC+LバンドでのOSNRを測定した。図5-10(a)～(c)に、中心コア(コア#19)、内周コア(コア#13)、外周コア(コア#1)における、Cバンド及びLバンドの短波長側、中心波長、長波長側における伝送後OSNRをそれぞれ示す。各コアともに、Cバンドの短波長側、Lバンドの短波長側及び長波長側において、OSNRが劣化する傾向が見られた。しかしながら、5-4-1節の図5-6に示した高いOSNRを維持できる伝送実験系の設計及び構築により、最もOSNRの低い波長及びモードにおいても、21 dBを超えるOSNRが得られることが分かった。したがって、図5-9に示したように、OSNRが21 dBであり、その他の伝送性能劣化要因がない場合においては、16QAM信号や64QAM信号が十分伝送可能である見込みが得られた。

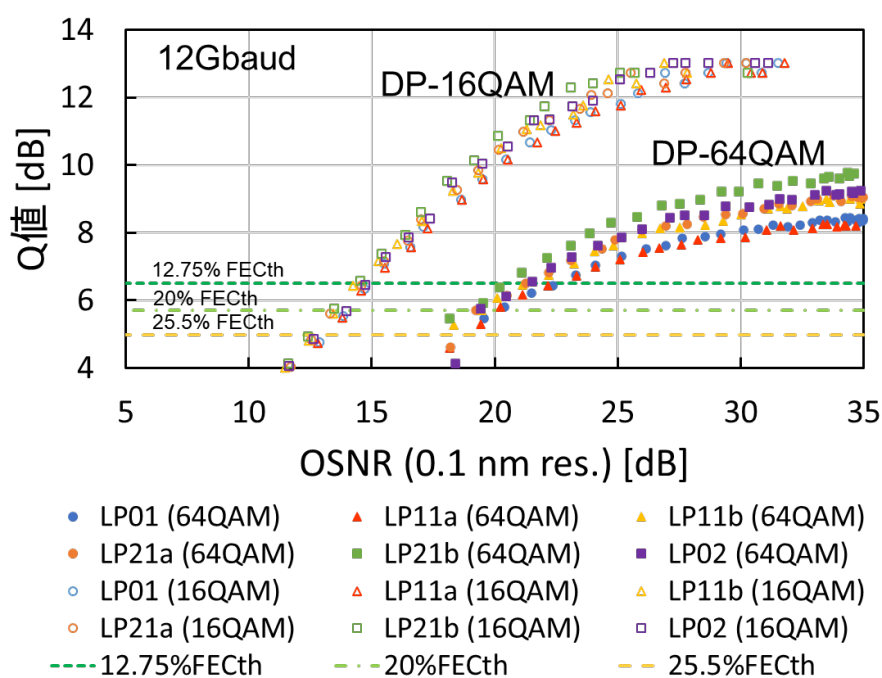


図5-9 12 Gbaudの偏波多重16QAM信号及び64QAM信号を用いた際の、送受信対向時におけるOSNRに対するQ値

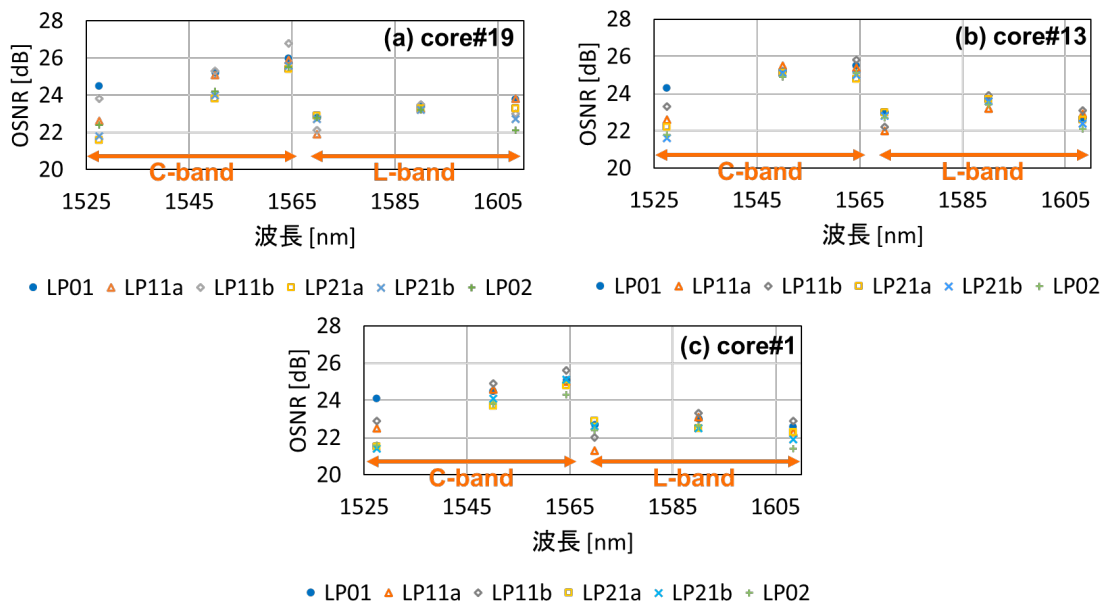


図5-10 (a)中心コア(コア#19)、(b)内周コア(コア#13)、(c)外周コア(コア#1)における、Cバンド及びLバンドの短波長側、中心波長、長波長側における伝送後OSNR

5-4-4. 伝送実験結果と今後の展望

図5-11に、11.3 km伝送後のLP01モードにおける、光スペクトラムを示す。C+Lバンドに渡って、チャンネルパワー偏差が±2.5 dB程度の平坦度の高いWDMチャンネルが得られていることが分かる。図5-12に6M-19CF伝送後の中心コア(コア#19)、図5-13に残りの18コアにおける各波長・各モードのQ値特性を示す。なお、本実験では、C+Lバンドの両端67チャンネルにおいて、受信側光アンプなどの利得不足により部分的に16QAM信号を使用した。空間軸と波長軸を合わせて84,246チャンネルにおいて、想定する3種の誤り訂正符号(冗長度12.75%[19], 20%[20], 25.5%[21])の閾値を上回ることを確認した。本実験により、C+Lバンドに渡って739 WDMされた12 Gbaud 偏波多重64QAM/16QAM信号を用いて、11.3 kmの6M-19CF伝送実験を行い、ファイバ1心あたり10.16 Pbit/sの伝送容量と周波数利用効率1099.9 bit/s/Hzを達成した。

図5-12より、中心コア(コア#19)における波長1550 nmでの伝送後Q値は、約7 dBであった。また、図5-10(a)に示す通り、中心コア(コア#19)における波長1550 nmでの受信OSNRは、約24 dBであった。図5-9のOSNRに対するQ値特性より、64QAM信号を用いた場合はOSNRが24 dBの際に約7 dBのQ値が得られていることから、本実験にて使用した11.3 kmの6M-19CFを伝送したことによる過剰ペナルティはないことが分かる。また、第3章3-3節の式(3.2)を用いて計算した伝送路(モード多重分離器及びFIFOデバイスを含む)の

OSNRは、37.3 dBであった。このとき、受信信号のOSNRが24.0 dBの場合、送信信号のOSNRは24.2 dBであるから、受信信号のOSNRは送信信号のOSNRによって制限されていることが分かる。したがって、本実験の伝送距離は11.3 kmであったが、更なる伝送距離の延伸化に向けては送信信号のOSNRの向上が有効である。本実験では、114空間多重を模擬するために、送信信号を光カプラにより分岐したことによって送信信号のOSNRが低下した。しかし、これは実験上の都合であり、実際の商用環境においては、各空間多重チャンネルに対して個別の送信器を用いることが想定されるため、上述したような制約を受けない。図5-14に、受信信号のOSNRを24 dB (64QAM信号を用いた10 Pbit/s伝送時における中心コアかつ波長1550 nmでの受信OSNRに相当)とした場合の、送信信号OSNRと伝送路長の関係を示す。本グラフより、送信信号OSNRを30 dB程度まで高められた場合、約50 kmまで伝送距離の延伸化が期待できる。

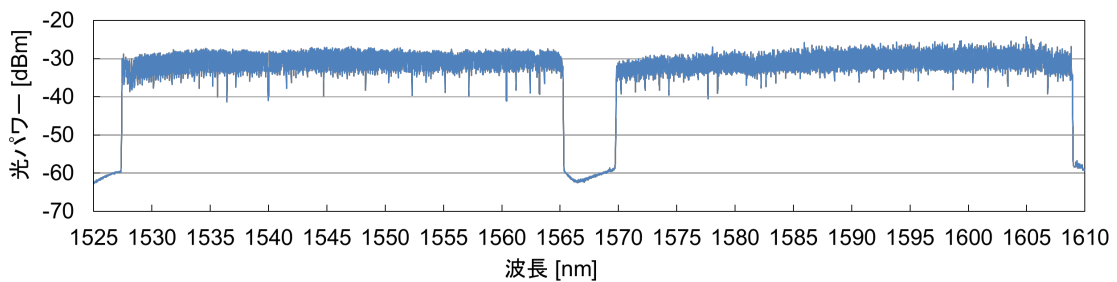


図5-11 11.3km伝送後のLP01モードの出力スペクトラム

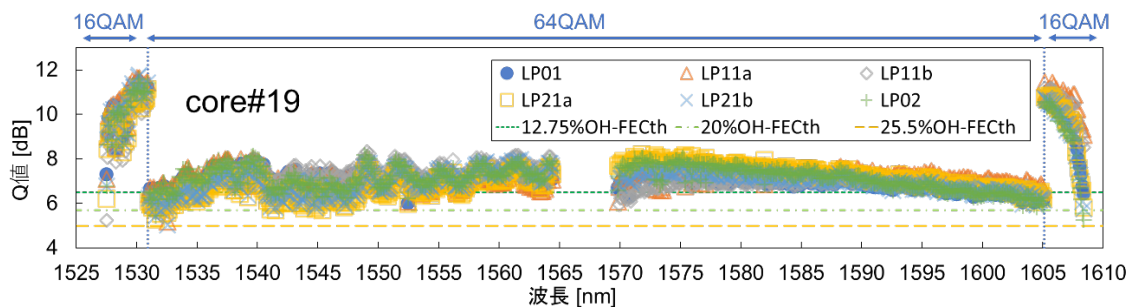


図5-12 中心コア(コア#19)における6モード及び739WDMチャンネルのQ値

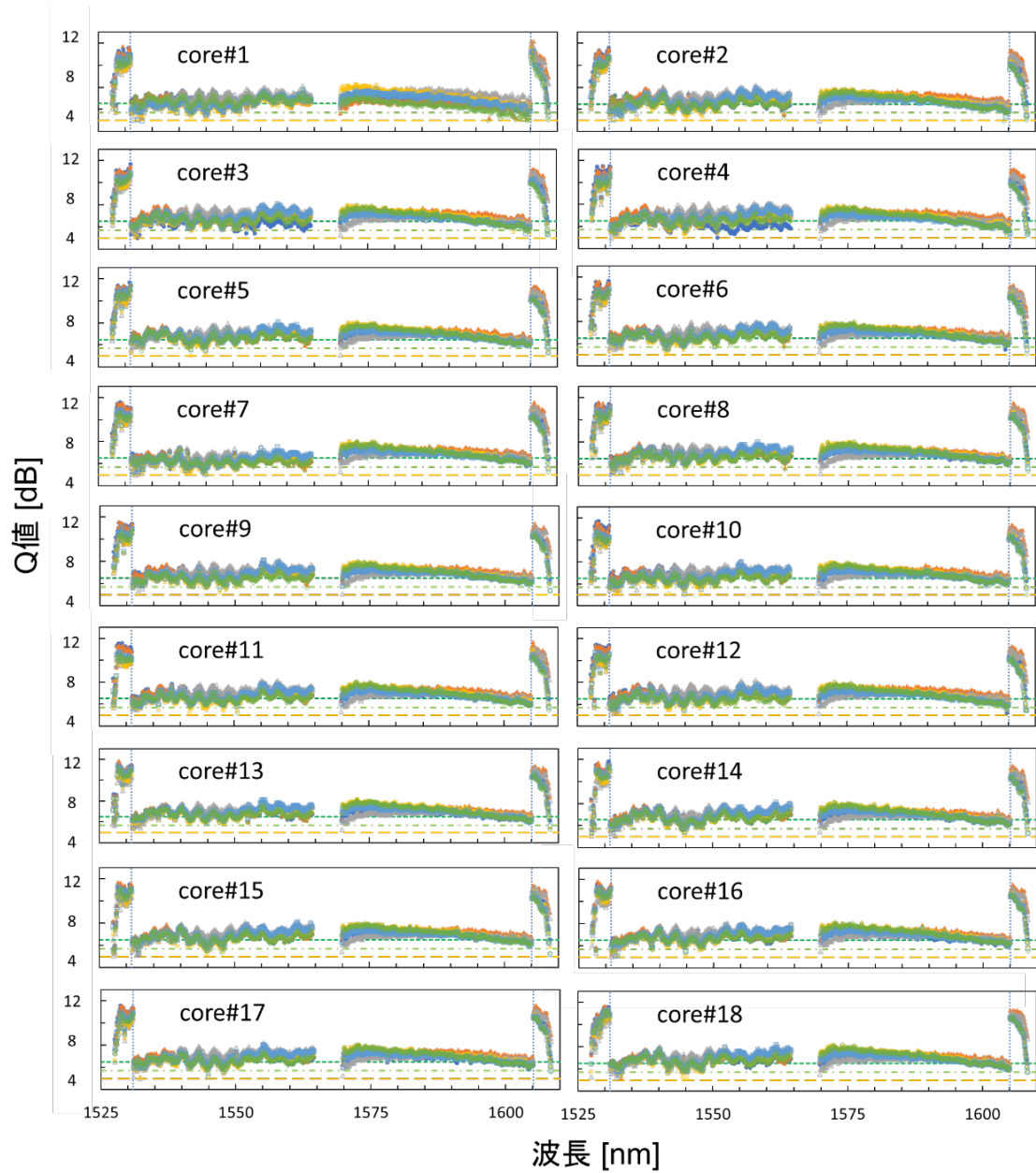


図5-13 18コアにおける6モード及び739WDMチャネルのQ値

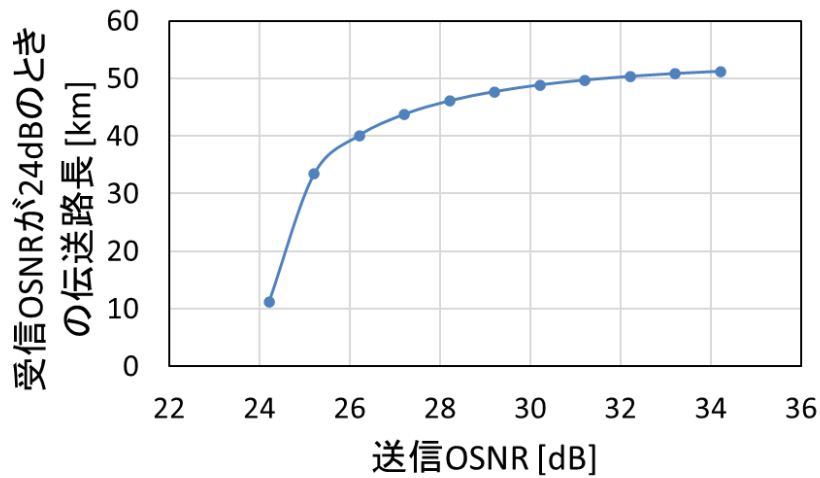


図5-14 受信信号のOSNRを24 dBとした場合の、送信信号OSNRと伝送路長の関係

5-5. 結言

MCF伝送方式とMDM伝送方式を融合したFM-MCFを用いた超高密度SDM伝送方式を実現するための、空間多重数と信号多値度の向上について述べた。まず、FM-MCFを用いた伝送システムの設計指針を検討し、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える伝送容量の実現に向けては、空間多重数が100以上をサポートするファイバの設計・試作、信号多値度の向上(64QAM化)、信号帯域の広帯域化(C+Lバンド化)、WDMガードバンドの削減が必要であることを明らかにした。次に、空間多重数が100を超える6M-19CFの設計指針を検討し、実際に試作・評価を行った。最後に、試作した6M-19CFを用いて、信号多値度を向上し、WDMガードバンドを削減しつつ信号帯域をC+Lバンドまで拡張することで、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える超高密度SDM伝送が実現可能であることを実証した。本実験により、マルチコア・マルチモードが混在するファイバの究極伝送性能を見極めた。

第5章 参考文献

- [1] R. S. Luis, G. F. Rademacher, B. J. Puttnam, T. A. Eriksson, H. Furukawa, A. R-Adams, S. Gross, M. Withford, N. Riesen, Y. Sasaki, K. Saitoh, K. Aikawa, Y. Awaji, and N. Wada, “1.2 Pb/s transmission over a 160 μm cladding, 4-core, 3-mode fiber, using 368 C+L band PDM-256-QAM channels,” ECOC2018, Th3B.3, (2018).
- [2] K. Shibahara, T. Mizuno, H. Takara, A. Sano, H. Kawakami, D. Lee, Y. Miyamoto, H. Ono, M. Oguma, Y. Abe, T. Kobayashi, T. Matsui, R. Fukumoto, Y. Amma, T. Hosokawa, S. Matsuo, K. Saito, H. Nasu, and T. Morioka, “Dense SDM (12-core \times 3-mode) transmission over 527 km with 33.2-ns mode-dispersion employing low-complexity parallel MIMO frequency-domain equalization,” OFC2015, Th5C.3, (2015).
- [3] J. Sakaguchi, W. Klaus, J.-M. D. Mendinueta, B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Awaji, N. Wada, T. Hayashi, T. Nakanishi, T. Watanabe, Y. Kokubun, T. Takahata, and T. Kobayashi, “Realizing a 36-core, 3-mode fiber with 108 spatial channels,” OFC2015, Th5C.2, (2015).
- [4] K. Igarashi, D. Souma, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “114 space-division-multiplexed transmission over 9.8-km weakly-coupled-6-mode uncoupled-19-core fibers,” OFC2015, Th5C.4, (2015).
- [5] D. Soma, K. Igarashi, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “2.05 peta-bit/s super-Nyquist-WDM SDM transmission using 9.8-km 6-mode 19-core fiber in full C Band,” ECOC2015, PDP3.2, (2015).
- [6] K. Igarashi, D. Soma, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “Ultra-dense spatial-division-multiplexed optical fiber transmission over 6-mode 19-core fibers,” *Optics Express*, Vol. 24, No. 10, pp. 10213-10231, (2016).
- [7] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, M. Yoshida, K. Kasai, M. Nakazawa, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16-peta-bit/s dense SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fiber across the C+L band,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 36, No. 6, pp. 1362-1368, (2018).
- [8] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, M. Suzuki, “10.16 peta-bit/s dense SDM/WDM

- transmission over low-DMD 6-mode 19-core fibre across C+L band,” ECOC2017, Th.PDP.A.1, (2017).
- [9] G. F. Rademacher, B. J. Puttnam, R. S. Luis, J. Sakaguchi, W. Klaus, T. A. Eriksson, Y. Awaji, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, T. Takahata, T. Kobayashi, H. Furukawa, and N. Wada, “10.66 peta-bit/s transmission over a 38-core-three-mode fiber,” OFC2020, Th3H.1, (2020).
- [10] T. Hayashi, T. Nagashima, K. Yonezawa, Y. Wakayama, D. Soma, K. Igarashi, T. Tsuritani, T. Taru, and T. Sasaki, “Six-mode 19-core fiber with 114 spatial modes for weakly-coupled mode-division-multiplexed transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 35, No. 4, pp. 748-754, (2017).
- [11] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, K. Igarashi, T. Tsuritani, H. Taga, I. Morita, and M. Suzuki, “665 and 947b/s/Hz ultra-highly aggregate-spectral-efficient SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fibre using DP-16QAM/64QAM signals,” ECOC2016, Th.3.C.2, (2016).
- [12] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “偏波多重 16QAM/64QAM信号を用いた超高密度空間多重伝送に関する一検討”, *電子情報通信学会技術研究報告*, Vol. 116, No. 294, OCS2016-63, pp. 49-53, 2016年11月.
- [13] 森下克己 著, “光ファイバ - ファイバ形光デバイス”, 朝倉書店, 1993年.
- [14] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Few-mode fibers supporting more than two LP modes for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 32, No. 14, pp. 2468-2479, (2014).
- [15] T. Sakamoto, T. Matsui, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Takenaga, T. Mizuno, Y. Abe, K. Shibahara, Y. Tobita, S. Matsuo, K. Aikawa, S. Aozasa, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, “Low-loss and low-DMD 6-mode 19-core fiber with cladding diameter of less than 250 μm ,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 35, No. 3, pp. 443-449, (2017).
- [16] Y. Tottori, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “Low loss optical connection module for seven-core multicore fiber and seven single-mode fibers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 24, No. 21, pp. 1926-1928, (2012).
- [17] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J.-F. Morizur, “Efficient and mode-selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” *Optics Express*, Vol. 22, No. 13, pp. 15599-15607, (2014).

- [18] Y. Mori, Z. Chao, and K. Kikuchi, "Novel FIR-filter configuration tolerant to fast phase fluctuations in digital coherent receivers for higher-order QAM signals," OFC2012, OTh4C.4, (2012).
- [19] T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Shibahara, T. Mizuno, A. Sano, H. Kawakami, A. Isoda, M. Nagatani, H. Yamazaki, Y. Miyamoto, Y. Amma, Y. Sasaki, K. Takenaga, K. Aikawa, K. Saitoh, Y. Jung, D. J. Richardson, K. Pulverer, M. Bohn, M. Nooruzzaman, and T. Morioka, "1-Pb/s (32 SDM/46 WDM/768 Gb/s) C-band dense SDM transmission over 205.6-km of single-mode heterogeneous multi-core fiber using 96-Gbaud PDM-16QAM channels," OFC2017, Th5B.1, (2017).
- [20] D. Chang, F. Yu, Z. Xiao, N. Stojanovic, F. N. Hauske, Y. Cai, C. Xie, L. Li, X. Xu, and Q. Xiong, "LDPC convolutional codes using layered decoding algorithm for high-speed coherent optical transmission," OFC2012, OW1H.4, (2012).
- [21] K. Sugihara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and W. Matsumoto, "A spatially-coupled type LDPC code with an NCG of 12 dB for optical transmission beyond 100 Gb/s," OFC2013, OM2B.4, (2013).

第6章

結論

本論文では、既存の光ファイバ伝送システムにおけるファイバ1心あたりの伝送容量限界を打破する、SDM伝送技術の大容量化や伝送距離の延伸化について述べた。第2章では、SDM技術及びSDM用光ファイバを種別ごとに分類し、既存SMFとは異なるSDM用光ファイバ特有の課題について説明した。さらに、各SDM用光ファイバを用いたSDM伝送システム及びMIMO信号処理の構成について述べた。第3章では、SDM技術の一つであるMCF伝送技術において、伝送距離の延伸化に向けたMCF伝送システムの設計手法について述べ、大容量かつ太平洋横断級の伝送が可能であることを示した。第4章では、SDM技術の一つであるMDM伝送技術において、伝送路におけるモード間クロストークを抑圧する手法について述べ、受信側のMIMO信号処理の負荷を軽減するとともに、大容量伝送が可能であることを示した。第5章では、SDM技術の究極性能を見極めるため、MDM伝送技術とMCF伝送技術を融合した超高密度SDM伝送実験について述べ、ファイバ1心あたり10 Pbit/sを超える伝送容量が実現可能であることを示した。

得られた結論を以下にまとめる。

- 光海底ケーブルシステムへの適用を想定したMCF伝送システムの大容量化と伝送距離の延伸化に向けて、伝送路損失や非線形光学効果、PDLの低減に加え、非結合型MCF伝送システム特有の課題として、コア間クロストークの抑圧、強結合型MCF伝送システム特有の課題として、MDLやSMD、コア間スキューの低減、さらにそれらの波長依存性の低減が重要であることを示した。
- 上述の各課題に対するMCF及びMCF伝送システムの設計指針を明らかにし、125 μm の標準クラッド外径を持つ非結合型4CFと強結合型4CFを試作することで、太平洋横断級となる9,000 kmを超える超長距離伝送と50 Tbit/sを超える大容量伝送が両

ファイバにおいて実現可能であることを実証した。この伝送容量は、標準外径MCFを用いた太平洋横断級伝送実験において、これまで報告されていた値の4倍以上に相当する。さらに、得られた実験結果に基づき、非結合型及び強結合型MCFの光海底ケーブルシステムへの適用可能性と今後の展望について述べた。

- MDM伝送技術において、受信MIMO信号処理の複雑性低減に向けたアプローチとして提案されている、弱結合モード多重方式の概要と課題について説明した。本方式を実現する上で重要となる、モード多重用光ファイバにおけるモード間クロストークの抑圧手法を検討し、実際に10モードが導波可能な弱結合10MFが試作可能であることを示した。
- モード多重分離器の挿入損失の低減を目的とした像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を提案し、その動作原理を示すとともに、実際に試作したモード多重分離器モジュールの性能評価を行うことで、提案手法の有効性を確認した。さらに、像反転マッハツェンダ干渉計型モード多重分離器を用いることで、MIMO信号処理の複雑性を低減しつつ7モードまで弱結合モード多重伝送が可能であることを示した。
- モード多重数の拡大と伝送容量の向上に向けて、低損失なMPLC型のモード多重分離器を試作し、10モードかつC+Lバンドに渡ってモード間クロストークが従来手法よりも抑圧されていることを確認した。さらに、MPLC型モード多重分離器と弱結合10MFを用いることで、C+Lバンドに渡って波長多重された信号を48 km伝送し、従来MIMO規模相当である 2×2 または 4×4 のMIMO信号処理のみを用いて、単一コアファイバにおいて250 Tbit/sを超える伝送容量を実証した。弱結合モード多重方式を用いた伝送実験においては、初めて広帯域かつ高密度なWDM信号光を用いたため、これまでの報告に比べて150倍を超える伝送容量を達成した。これにより、弱結合モード多重伝送システムの実現性と大容量伝送の可能性を明らかにした。
- MCF伝送技術とMDM伝送技術を融合したFM-MCFを用いた超高密度SDM伝送に向けて、空間多重度が100を超える6モード19コアファイバを試作・評価した。また、C+Lバンドに渡って波長多重された高多値信号を114空間多重伝送することで、ファイバ1心あたり、これまでの伝送容量の約5倍に相当する10 Pbit/sを超える伝送容量が実現可能であることを実験的に示した。本実験により、マルチコア・マルチモード混在ファイバの究極性能を見極めた。

最後に、本論文にて明らかとなった各SDM伝送システムの適用範囲、空間多重度、MIMO信号処理、モード分散、さらに今後の課題について、表6-1にまとめる。

表6-1 各SDM伝送システムの特徴と今後の課題

ファイバ種別 (本論文との対応)	非結合型MCF (第3章)	弱結合型MCF (付録)	強結合型MCF (第3章)	弱結合型FMF (第4章)	FM-MCF (第5章)
適用範囲	短距離～超長距離	短距離～中距離	中距離～超長距離	短距離～中距離	現時点では短距離
空間多重度	△ ～4もしくは5コア (標準外径)	△ ～4もしくは5コア (標準外径)	○ ～12コア (標準外径)	○ ～10モード (標準外径)	◎ 100超 (ただし、標準外径を上回るクラッド径)
コア間もしくはモード間クロストークによる制約	○ トレンチ構造によりコア間クロストークを抑圧	× コア間クロストークにより伝送距離が制限	◎ MIMO信号処理によりコア間クロストークを許容	× モード間クロストークにより伝送距離が制限	△ コア数を増やす場合は、コア間クロストークの抑圧が必要
MIMO信号処理の複雑性	◎ 従来2×2MIMOが適用可	◎ 従来2×2MIMOが適用可	× コア数に応じたMIMOサイズが必要	○ 最大4×4サイズのMIMOが必要	× モード数に応じたMIMOサイズが必要
モード分散による制約 (DMD、SMD等)	◎ 考慮する必要なし	◎ 考慮する必要なし	△ 全コア間においてSMDを補償する必要あり	○ 縮退モード間のみDMDを補償する必要あり	× 全モード間においてDMDを補償する必要あり
今後の課題	・接続点における損失低減。 ・融着接続の精度向上、簡素化。 ・ファイバの製造性。	・接続点における損失低減。 ・融着接続の精度向上、簡素化。	・大規模MIMOの開発。 ・MDLの低減。 ・マルチコア光増幅器の開発。	・さらなるモード間クロストークの抑圧。 ・さらなるモード多重分離器の低損失化。 ・接続点におけるモード間クロストークの抑圧。	・ファイバの製造性。 ・接続技術。 ・FIFOデバイスの製造性。 ・さらなるモード多重分離器の低損失化。 ・大規模MIMOの開発。 ・伝送距離の延伸化。
(参考) 本論文にて実証した伝送性能(容量距離積)	577 Pbit/s·km (63.1 Tbit/s×9,150 km)	-	461 Pbit/s·km (50.4 Tbit/s×9,150 km)	12 Pbit/s·km (257 Tbit/s×48 km)	114 Pbit/s·km (10.16 Pbit/s×11.3 km)

非結合型MCFは、第3章に示した通り、光海底ケーブル級の超長距離伝送システムまで幅広く適用可能である。空間多重度は、標準外径においては、コア間クロストークを抑圧するために、コア数を4～5に制限する必要があると考えられる。MIMO信号処理においては、従来2×2MIMOがそのまま適用可能であり、新規の研究開発は不要である。また、モード分散による影響も考慮する必要がない。したがって、非結合型MCFについては、融着及びコネクタによる接続点の損失低減、融着接続の精度向上及び簡素化、トレンチ構造のような複雑な構造を有する場合のファイバ製造性の向上、といった実用化を見据えた研究開発が今後の課題となる。

弱結合型MCFは、付録に示す通り、短距離区間から数十km程度の中距離伝送システムまで適用可能である。また、非結合型MCFのようなトレンチ構造はなく比較的簡素な屈折率分布を持つため、高い生産性が期待できる。この点からも、安価なシステム構成が要求される伝送距離の短いシステムとの親和性が高いと考えられる。空間多重度は、標準外径においては、コア間クロストークを抑圧するためにコア数を4～5に制限する必要がある。MIMO信号処理においては、従来2×2MIMOがそのまま適用可

能であり、新規の研究開発は不要である。また、モード分散による影響も考慮する必要がない。したがって、非結合型MCFと同様に実用化を見据えた課題として、融着及びコネクタによる接続点の損失低減、融着接続の精度向上及び簡素化といった研究開発が今後必要となる。

強結合型MCFは、第3章に示した通り、光海底ケーブル級の超長距離伝送システムまで幅広く適用可能であるが、後述するようにMIMOサイズの拡大を考えると、安価なシステム構成が要求される短距離伝送システムに比べると、より伝送距離の長い中距離～超長距離伝送システムへの親和性が高いと考えられる。また、コア数を4コアと想定すると、非結合型MCFに比べて優れた非線形耐力を有するため、非結合型MCFと同等の信号帯域及びスパン損失が実現できた場合、非結合型MCFを上回る伝送性能が期待できる。加えて、空間多重度は標準外径において12コア程度まで拡大可能であるため、今後長距離伝送時の伝送性能評価は必要であるものの、さらなる伝送容量の向上が望める。一方、MIMO信号処理においては、コア数に応じた大規模なMIMOサイズが必要である。また、全コア間におけるSMDを補償する必要があるため、コア間スキューを含むシステム全体でのSMDの低減やMIMOタップ数の拡張が必要である。今後の課題としては、大規模MIMO信号処理の研究開発、さらなるMDLの低減、マルチコア光増幅器の研究開発が挙げられる。

弱結合型FMFは、第4章に示した通り、短距離区間から数十km程度の中距離伝送システムまで適用可能である。空間多重度は、標準外径において10程度までモード数を拡大可能である。MIMO信号処理においては、縮退モード間のみ補償するため、MIMOサイズは最大でも 4×4 で十分である。また、DMDも縮退モード間のみを補償すればよい。弱結合型FMFを用いた伝送システムにおいては、伝送距離や伝送容量はモード間クロストークによって制限されているため、さらなる伝送距離の延伸や大容量化に向けては、弱結合型FMFやモード多重分離器における個々のモード間クロストークをさらに低減することが必要である。しかしながら、ファイバやモード多重分離器における製造プロセスの高精度化によって多少の改善は期待できるものの、現行の技術では飛躍的にモード間クロストークを低減することは難しい。したがって、モード多重数(伝送容量)と伝送距離はトレードオフの関係にあるため、アプリケーションごとに伝送距離に応じたモード多重数を適切に選択することが重要になると考えられる。上記に加えて、今後の課題としては、さらなるモード多重分離器の低損失化、接続点におけるモード間クロストークの抑圧が挙げられる。

FM-MCFは、第5章に示した通り、究極の伝送ポテンシャルを有しているが、伝送距離は現時点において十数km程度に留まっている。しかし、これは実験系の都合であり、さらなるOSNRの向上によって数十km程度まで伝送距離を延伸可能であると考える。また、FM-MCFは100を超える空間多重度が期待できるが、標準外径を上回るクラッド径が必要となるため、ファイバの機械的強度を考慮すると、100~120程度の空間多重度が極限であると考えられる。そのため、さらなる伝送容量の拡大に向けては、空間多重軸の他に波長多重軸方向にチャンネル数を拡張していくことが重要である。また、FM-MCFにおけるMIMO信号処理においては、モード数に応じた大規模なMIMOサイズが必要である。さらに、全モード間におけるDMDを補償するため、システム全体でのDMDの低減やMIMOタップ数の拡張が必要となる。今後の課題としては、ファイバやFIFOデバイスの製造性の向上、接続技術の向上、さらなるモード多重分離器の低損失化、大規模MIMO信号処理の研究開発、中継器を用いた際の伝送システムの構成の検討及び伝送距離の延伸化が挙げられる。

本論文では、SDM伝送システムの大容量化や長距離化が実現可能であることを実験的に示した。さらに、本研究において明らかとなった各SDM伝送システムの特徴と、今後の展望として解決すべき課題について述べた。これらは、将来に渡って、急速に増大する通信トラフィックを収容可能とするSDM伝送システムの実現に大きく寄与するものと考えられる。

付録

マルチコアファイバを用いたフィールド試験による実用化検討

A-1. 緒言

これまで述べてきたように、125 μm の標準クラッド外径を持つMCF [1]は、従来のSMFと同等の優れた機械的強度が見込め、さらに従来型のケーブル構造も適用可能であるため、SDMシステムの早期実現に向けたファーストステップとして有望視されている。特に、SI型の屈折率分布を持つ弱結合型MCF [2, 3]は、第2章2-3節の図2-3(b)に示すように現行のアクセス・メトロ区間に広く用いられているSMFと同様に比較的簡素な屈折率分布を有するため、第3章3-3節の表3-1に示したようなコア間クロストークの低減を目的としたトレンチ構造を持つ非結合型MCF [4]に比べると、より高い生産性が期待できる。一方で、SI型MCFはコア間クロストークの影響等について注視が必要であり、実用化に向けては、多段接続や異ベンダ間での接続を想定した光学特性評価や伝送性能評価が重要である。また、これまで標準外径のトレンチ構造を持つ非結合型4コアファイバ[5]や5コアファイバ[6]、8コアファイバ[5]を用いたMCFケーブルのフィールド試験は報告されているものの、SI型MCFを用いた敷設ケーブル試験に関する報告例は少なく、複数ベンダにわたっての特性評価は行われていない。

本付録に記載の内容は、電子情報通信学会論文誌 B (© 一般社団法人電子情報通信学会 2022) に掲載された同著者による「SI 型標準外径マルチコア光ファイバの敷設環境下かつ多段接続時における光学特性評価」[9]を基に作成したものである。また、本付録に記載の図は電子情報通信学会から許可を得て、[9]から再利用したものである。

そこで、SI型MCFの実用化検討として、本ファイバの適用領域を明らかにするため、複数ベンダが同一仕様で試作した標準クラッド外径のSI型4CF及びSI型4CFを用いた多心MCFケーブルの光学特性を評価した[7-9]。A-2節では、本検討にて使用したSI型4CF及び4CFケーブルの仕様を示す。また、SI型MCFの実システムでの利用を想定して、架空区間や地中区間にSI型4CFケーブルを敷設することで、実際の敷設環境を模擬する検証設備の構築を行ったため[7-9]、その詳細を説明する。さらに、上述の検証設備を用いて、MCFケーブル内のSI型4CFを融着接続[10]及びコネクタ接続[11]した際の多段接続構成について述べる。A-3節では、敷設及び多段接続を行ったSI型4CFケーブルについて、挿入損失や接続損失、コア間クロストーク特性における複数ベンダ間及び異ベンダ接続時の光学特性比較について述べる。A-4節では、敷設4CFケーブルの伝送性能評価として、100 GbEテストを用いた長期試験及びデジタルコヒーレント送受信器を用いた伝送評価試験の結果を示す。これまで、非結合型MCFと強結合型MCFについては、第3章で述べた通り太平洋横断級の超長距離伝送システムへの適用可能性を確認したため、本付録では、SI型4CFの評価を通して、弱結合型MCFの適用領域を明らかにする。

表A-1 SI型4CFの仕様

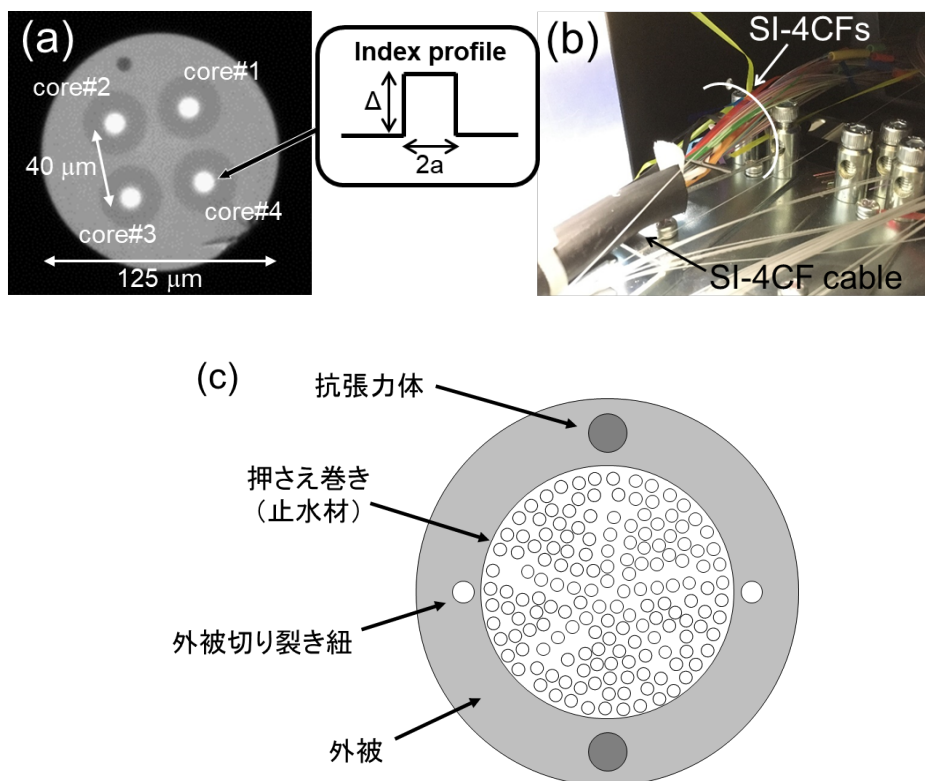
パラメータ	仕様
クラッド外径	125 μm
コア数	4
コア間隔	40 μm
伝送損失 (1310 nm)	< 0.40 dB/km
伝送損失 (1550 nm)	< 0.30 dB/km
MFD (1310 nm)	8.6 - 9.2 μm
カットオフ波長	< 1260 nm
曲げ損失 (1625 nm)	< 0.1 dB/turn (R = 15 mm)

A-2. SI型4CFを用いた多心MCFケーブル

A-2-1. SI型4CF及び多心MCFケーブルの仕様

本検討に使用したSI型4CFは、2つの異なるベンダ(A及びB)により、表A-1に示す仕様を基に試作された[2, 3]。クラッド外径は125 μm であり、コア数は4、コア間隔は40 μm とした。また、伝送損失は、1310 nm において0.4 dB/km以下、1550 nmにおいて0.3 dB/km以下とし、モードフィールド径(MFD: Mode Field Diameter)は1310 nmにおいて8.6~9.2 μm 、カットオフ波長は1260 nm以下、曲げ損失は1625 nmかつ曲げ半径15 mmにおいて、

0.1 dB/turn以下とした。図A-1(a)に、実際に試作されたSI型4CFの断面図及び屈折率分布の概念図を示す。図A-1(a)の通り、本SI型4CFには、コア番号を識別するためのマークが設けられている。ベンダA及びBにより試作されたSI型4CFの1310 nmにおけるMFDの4コア間平均値は、両者8.9 μm であり、カットオフ波長の4コア間平均値は、それぞれ1235 nm及び1236 nmであった。また、本SI型4CFを用いて試作された多心MCFケーブルの外觀図を図A-1(b)、断面図の模式図を図A-1(c)に示す。本MCFケーブルは、スロットレス構造[12]を有しており、ケーブルの外径は12 mm、ケーブル長は1 kmである。ケーブル内の実装心線数は、上述のSI型4CFが50心、従来SMFが150心の計200心である。また、ケーブル内のユニット数は10、ユニット内の間欠接着型光ファイバテープ数は5、テープ内心線数は4である。

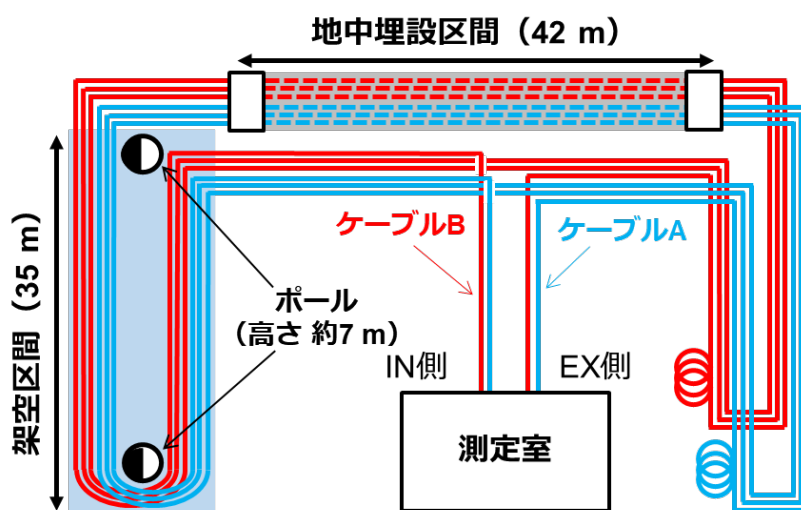


図A-1 (a) SI型4CFの断面図、(b) MCFケーブルの外觀図、(c) MCFケーブル断面図の模式図

A-2-2. SI型4CFケーブルの敷設

図A-2に、検証設備構築を行ったSI型4CFケーブルの敷設ルートを示す。異なる2つの

ベンダにより試作された2本のMCFケーブル(ケーブルA及びケーブルB)を敷設した。まず、屋内の測定室にSI型4CFケーブルの片端(IN側)を配置し、地上区間・架空区間・地中埋設区間からなる屋外の検証設備を介して、再度屋内の測定室にSI型4CFケーブルの他端(EX側)が戻るルートとした。図A-3に、(a) 地上区間、(b) 架空区間、(c) 地中埋設区間におけるSI型4CFケーブル敷設の外観図を示す。架空区間は、約35 m間隔の2本のポールを用いて、高さ約7 mの位置に4CFケーブルを折り返す(計70 m)ように設置した。地中埋設区間には、長さ約42 m、内径200 mmの地中管路を用いた。



図A-2 SI型4CFケーブルの敷設ルート



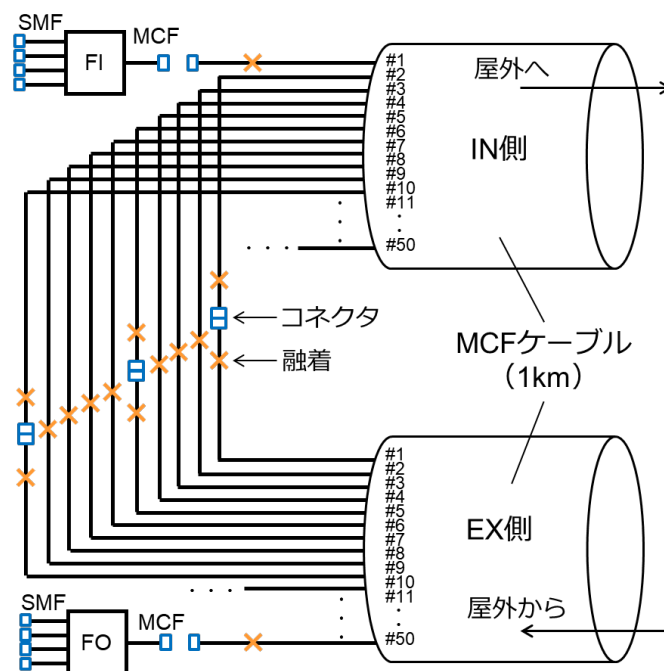
図A-3 SI型4CFケーブル敷設の外観図

(a) 地上区間、(b) 架空区間、(c) 地中埋設区間

A-2-3. SI型4CFの多段接続

屋外に敷設したSI型4CFケーブルの検証を行うにあたり、ケーブルA及びケーブルBそれぞれに対して、ケーブル内の50心のMCFを融着もしくはコネクタにより接続することによって、長尺なMCF伝送路を構築した。図A-4に、4CF (50心)の接続構成図を示す。試

験光は、MCF入力デバイスであるFIデバイスを介して、ケーブルIN側の4CFの線番#1に入力することとした。その後、1 kmのケーブルを伝搬した後、ケーブルEX側の線番#1をケーブルIN側の線番#2に接続した。その後も同様に、ケーブルEX側の線番#2をケーブルIN側の線番#3に、ケーブルIN側の線番#3をケーブルIN側の線番#4に、順々に接続していくことによって、線番#50まで50心の接続を実施した。ここで、MCFケーブル内のSI型4CFが多段接続された際の光学特性及び異ベンダ接続時の光学特性を評価するため、入力端、1 km、5 km、10 km、15 km、20 km、25 km、30 km、35 km、40 km、45 km、50 kmの計12箇所において、コネクタ接続箇所を設け、MCF出力デバイスであるFOデバイスを接続できるように設計した(上記以外は全て融着接続)。

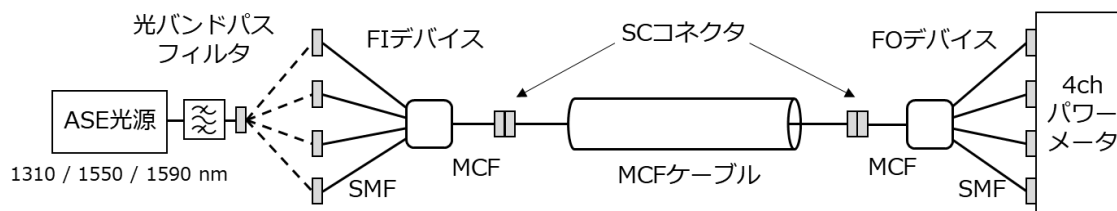


図A-4 4CFの接続構成図

A-3. SI型4CFの敷設環境下かつ多段接続時における光学特性

図A-5に、敷設MCFケーブルを用いたSI型4CFの光学特性評価系を示す。MCF入出力デバイスである、FI及びFOデバイスは、空間結合系を用いて試作した。各コアの挿入損失及びコア間クロストークは、波長1310 nm、1550 nm、1590 nmの3つの波長を用いて測定した。入力光には、測定安定化のため、上記波長を基準に約1 nmの帯域幅でフィルタリングしたASE光を使用し、FIデバイスの各コアに対応するSMFに順々に繋ぎ変えるこ

とによって、全4コアの測定を実施した。入力光のパワーは、約+10 dBmに設定し、MCFケーブル伝搬後のSI型4CFの各コアからの出力パワーは、FOデバイスでSMFに分離した後、4ポートパワーメータ(測定レンジ：-80~+10 dBm)にて測定した。



図A-5 SI型4CFの光学特性評価系

表A-2 異ベンダ接続時におけるケーブルの接続パターン

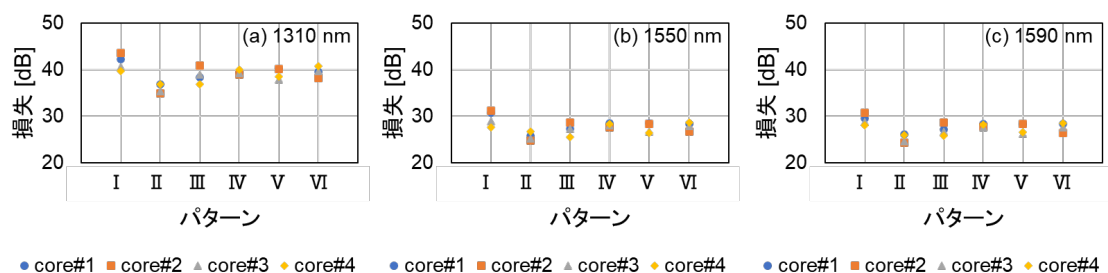
MCF長 [km]	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
パターンⅠ	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
パターンⅡ	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
パターンⅢ	A	A	A	A	A	B	B	B	B	B
パターンⅣ	B	B	B	B	B	A	A	A	A	A
パターンⅤ	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
パターンⅥ	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A

→ 異ベンダ接続構成

A-3-1. 異ベンダ混在時における損失特性

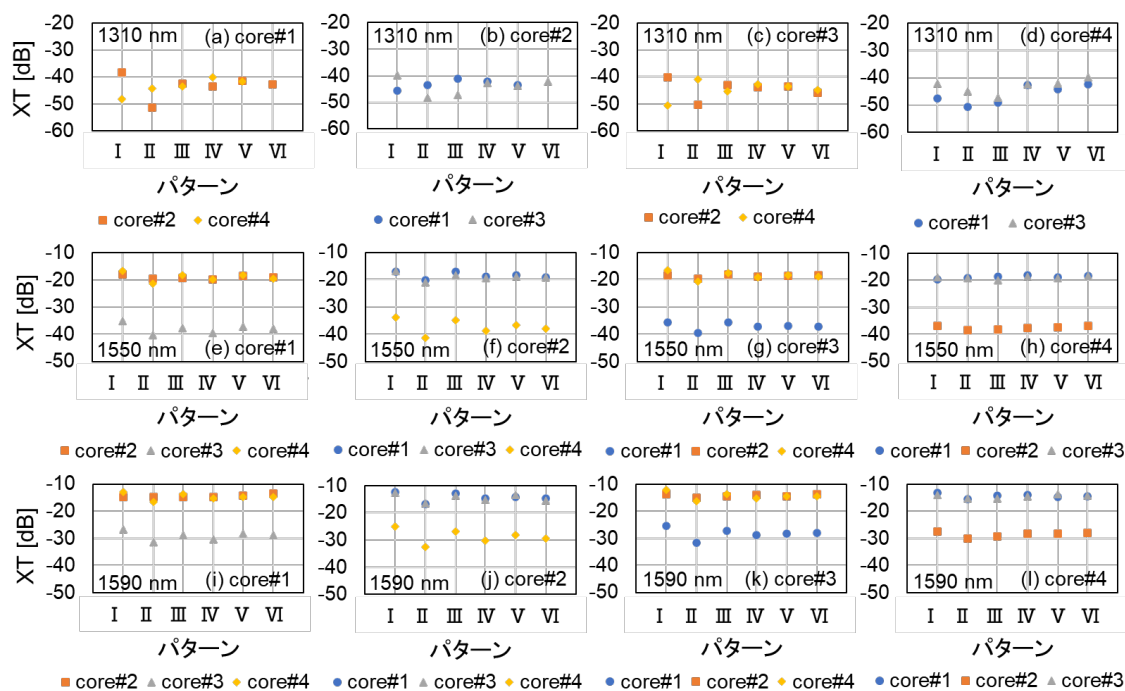
SI型MCFの実システムでの利用を想定して、複数ベンダ間及び異ベンダ接続時における光学特性の比較を行った。表A-2に、接続パターンを示す。本測定では、パターンⅠとして50 kmすべてがケーブルAで構成されている場合、パターンⅡとして50 kmすべてがケーブルBで構成されている場合、パターンⅢとして前半25 kmがケーブルA、後半25 kmがケーブルBで構成されている場合、パターンⅣとして前半25 kmがケーブルB、後半25 kmがケーブルAで構成されている場合、パターンⅤとして5 kmごとにケーブルAとケーブルBが交互に接続されている場合、パターンⅥとして5 kmごとにケーブルBとケーブルAが交互に接続されている場合、の計6パターンで評価を行った。図A-6に、パターンⅠからⅥにおける各波長・各コアの50 km後の損失を示す。本結果より、ケーブルA及

びケーブルBが混在した場合のパターンⅢからⅥにおいて、損失値に大きな差は無く、50 kmが全て同一ベンダによって構成されたパターンⅠ及びパターンⅡの平均値付近の値であることが分かった。以上の結果より、異ベンダ混在時においても、損失値に大きな劣化は生じないことが明らかとなった。



図A-6 異ベンダ接続時における50 km後の各コアの損失特性

(a) 1310 nm、(b) 1550 nm、(c) 1590 nm



図A-7 異ベンダ接続時における50 km後のコア間クロストーク特性

A-3-2. 異ベンダ混在時におけるコア間クロストーク特性

SI型MCFの実システムでの利用を想定して、複数ベンダ間及び異ベンダ接続時におけるクロストーク特性の比較を行った。接続パターンは、表A-2と同様である。図A-7に、

接続パターンⅠからⅥにおける50 km後のコア間クロストーク特性を示す。図A-7(a)～(d)には、波長1310 nmにおける入力4コアに対する他コアへのクロストーク成分を、図A-7(e)～(h)には、波長1550 nmにおける入力4コアに対する他コアへのクロストーク成分を、図A-7(i)～(l)には、波長1590 nmにおける入力4コアに対する他コアへのクロストーク成分をそれぞれプロットしている。本結果より、ケーブルA及びケーブルBが混在した場合のパターンⅢからⅥにおいて、コア間クロストーク特性に大きな差は無く、50 kmが全て同一ベンダによって構成されたパターンⅠ及びパターンⅡの平均値付近の値であることが分かった。以上の結果より、異ベンダ混在時においても、同一ベンダ構成に比べて、コア間クロストーク特性に大きな劣化は生じないことが明らかとなった。

A-4. SI型4CFの敷設環境下かつ多段接続時における伝送性能評価

SI型4CFケーブルの敷設環境下かつ多段接続時における伝送性能について、以下に示す2つのケースを想定し評価した。まず、QSFP (Quad Small Form-factor Pluggable)モジュール等の光トランシーバがよく用いられる比較的短距離向けのOバンドでの伝送性能評価として、100 GbEテストを用いた長期試験を実施した。次に、既存のアクセス・メトロネットワーク等に利用されるCバンドでの中距離波長多重伝送を想定し、デジタルコヒーレント送受信器を用いた伝送試験を実施した。

A-4-1. 100 GbEテストを用いた伝送性能試験

敷設したSI型4CFケーブルに対して、100 GbEテスト(テスト:VeEX TX300S-100G/320S、光モジュール:1310 nm QSFP28-LR4-100G)4台を用いて、数日間に渡る伝送試験を実施した。伝送路として、MCF長を10 kmとしたケーブルA及びケーブルBの2ケーブルを用意した。このとき、融着接続数は14、コネクタ接続数は4、隣接コア間クロストークは-45 dB以下、損失は約10 dBであった。4コア同時に100 GbEテストによる伝送試験を行い、ケーブルA及びケーブルBともに、2日間に渡りエラーが発生しないことを確認した。さらに、異ベンダ接続時の伝送性能評価として、ケーブルAの5 kmとケーブルBの5 kmを接続した計10 kmの4CFケーブルに対して、上記と同様に100 GbEテスト4台を用いて、4コア同時に伝送試験を行い、2日間に渡りエラーが発生しないことを確認した。

ここで、MCF特有のパラメータであるコア間クロストークは、数分～数時間オーダーで変動しているため[13]、2日間に渡る測定によって、十分なクロストーク変動を経験していると考えられる。ただし、MCFの実用化に向けては、多様な自然環境(気温、風水害

等)に対する耐性及び信頼性を確認するため、2日間を超える長期試験が将来的には必要であると考えられる。

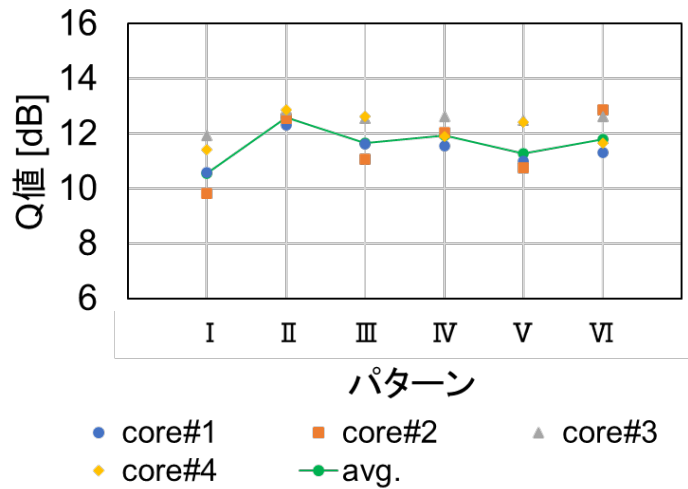
以上の結果より、多段接続及び異ベンダ接続されたSI型4CFにおいて、光トランシーバを用いた10 km程度の伝送可能性があることが明らかとなった。

A-4-2. デジタルコヒーレント送受信器を用いた伝送評価試験

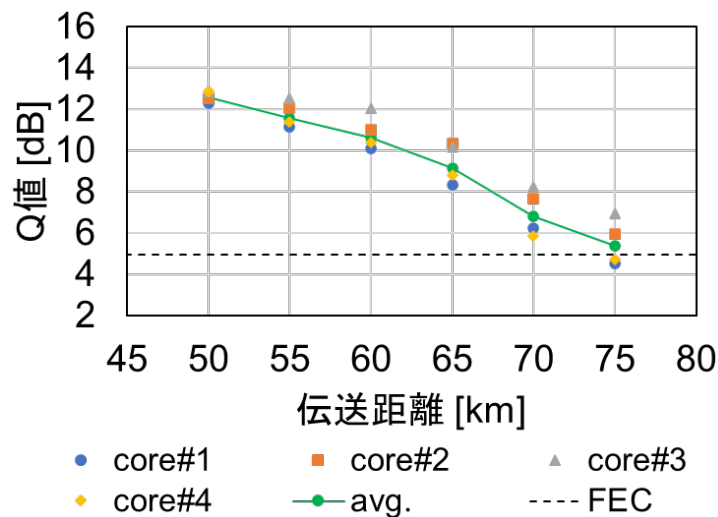
敷設したSI型4CFケーブルに対して、第3章3-8-1節の図3-18に示したデジタルコヒーレント送受信器を用いて、複数ベンダ間及び異ベンダ接続時における伝送性能試験をオフライン信号処理により実施した。伝送路の構成パターンは表A-2と同様であり、ケーブルA及びケーブルB、さらにケーブルAとBが混在した計6つの構成に対して、波長1550 nmを中心に25 GHz間隔で並べられた16波長多重24Gbaud偏波多重QPSK信号を用いて、ケーブル内の4CFを50 km伝送した後のBERを測定し、Q値に換算した。

図A-8に、接続パターンIからVIにおける50 km伝送後の各コアのQ値を示す。ケーブルA及びケーブルBを50 km伝送した後の4コア間平均Q値(パターンI及びII)は、それぞれ10.6 dB、12.6 dBであった。また、ケーブルA及びケーブルBが混在した場合のパターンIIIからVIにおいて、伝送後の4コア間平均Q値は11.2～11.9 dBであった。したがって、異ベンダ接続を行った4つのパターン(パターンIIIからVI)全てにおいて、4コア間平均Q値は、50 kmが全て同一ベンダによって構成された場合の最小4コア間平均Q値である10.6 dB(パターンI)を上回る値となることが分かった。以上の結果より、異ベンダ混在時においても、大きな伝送性能劣化が無いことが明らかとなった。なお、これらの伝送後Q値特性は、A-3節の図A-6及び図A-7に示した光学特性(損失、コア間クロストーク特性)と同様の傾向を示している。

さらに、SI型4CFの伝送ポテンシャルを確認するため、伝送距離に対する各コアのQ値を測定した。図A-9に、ケーブルBの50 kmに加えて、ケーブルAを5 kmずつ増やした場合(0 km～75 km)の伝送後Q値をプロットした。本測定より、70 km伝送時(ケーブルB 50 km+ケーブルA 20 km)において、4コア全てで想定するFEC [14]の閾値である4.95 dBを上回るQ値が得られることが分かった。以上の結果より、無中継のSI型4CFにおいて70 km程度(4コア間平均伝送損失：37.5 dB)の伝送可能性があることが明らかとなった。したがって、SI型の屈折率分布を持つ弱結合型MCFは、第6章の表6-1に示したように短距離区間から数十km程度の中距離伝送システムまで適用可能であると言える。



図A-8 異ベンダ接続時における50 km伝送後の各コアのQ値



図A-9 伝送距離に対する各コアのQ値

A-5. 結言

SI型MCFの実システムでの利用を想定して、複数ベンダが試作したSI型4CFケーブルを架空区間や地中埋設区間に敷設することで、実際の敷設環境を模擬する検証設備を構築した。敷設したSI型4CFケーブルを用いて、ケーブル内のSI型4CFが多段接続(融着接続及びコネクタ接続)された際の挿入損失及び接続損失、コア間クロストーク特性、伝送特性について評価した。その結果、同一ベンダ構成時と異ベンダ混在時において特性比較を行い、異ベンダ混在時においても同一ベンダ構成時に比べて、特性劣化が無いことを確認した。

付録 参考文献

- [1] T. Matsui, T. Kobayashi, H. Kawahara, E. L. T. de Gabory, T. Nagashima, T. Nakanishi, S. Saitoh, Y. Amma, K. Maeda, S. Arai, R. Nagase, Y. Able, S. Aozasa, Y. Wakayama, H. Takeshita, T. Tsuritani, H. Ono, T. Sakamoto, I. Morita, Y. Miyamoto, and K. Nakajima, “118.5 Tbit/s transmission over 316 km-long multi-core fiber with standard cladding diameter,” OECC2017, PDP2, (2017).
- [2] T. Matsui, T. Sakamoto, and K. Nakajima, “Step-index profile multi-core fibre with standard 125 μm cladding to full-band application,” ECOC2019, M.1.D.3, (2019).
- [3] 松井 隆, 寒河江 悠途, 野添 紗希, 坂本 泰志, 中島 和秀, “単峰型標準クラッド径マルチコアファイバのフルバンド伝送への適用性”, 2019年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-15, 2019年9月.
- [4] M. Takahashi, K. Maeda, K. Aiso, K. Mukasa, R. Sugizaki, D. Soma, H. Takahashi, T. Tsuritani, M. Mitrovic, B. Pálsdóttir, and Y. Arashitani, “Uncoupled 4-core fibre with ultra-low loss and low inter core crosstalk,” ECOC2020, Th1A-5, (2020).
- [5] T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, T. Morishima, R. Kawawada, A. Mecozzi, and C. Antonelli, “Field-deployed multi-core fiber testbed,” OECC2019, PDP3, (2019).
- [6] T. Tsuritani, D. Soma, Y. Wakayama, Y. Miyagawa, M. Takahashi, I. Morita, K. Maeda, K. Kawasaki, T. Matsuura, M. Tsukamoto, and R. Sugizaki, “Field test of installed high-density optical fiber cable with multi-core fibers toward practical deployment,” OFC2019, M3J.4, (2019).
- [7] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 宮川 勇一, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “SI型標準外径マルチコアファイバの多段接続時における光学特性”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 120, No. 368, OCS2020-46, pp. 16-21, 2021年2月.
- [8] D. Soma, S. Beppu, H. Takahashi, Y. Miyagawa, N. Yoshikane, and T. Tsuritani, “Optical characterization of installed step-index profile standard cladding multi-core fiber with multiconnection,” OECC2021, S4C.3, (2021).
- [9] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “SI型標準外径マルチコア光ファイバの敷設環境下かつ多段接続時における光学特性評価”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J105-B, No. 4, pp. 382-393, 2022年4月.

- [10] 高橋 正典, 藤井 俊行, 杉崎 隆一, 新子谷 悦宏, “フィールド環境で使用可能な融着機によるマルチコアファイバの融着検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 120, No. 368, OCS2020-47, pp. 22-25, 2021年2月.
- [11] 今泉 可津貴, 境目 賢義, 長瀬 亮, “SC形MCFコネクタの接続特性”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 118, No. 443, OCS2018-89, pp. 47-50, 2019年2月.
- [12] T. Yasutomi, K. Matsuura, and N. Okada, “Development of 6912F ultra-high density optical cable with 200 μ m fiber rollable ribbon,” International Cable - Connectivity Symposium, P-27, (2018).
- [13] R. S. Luís, B. J. Puttnam, A. V. T. Cartaxo, W. Klaus, J. M. D. Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, T. Nakanishi, T. Hayashi, and T. Sasaki, “Time and modulation frequency dependence of crosstalk in homogeneous multi-core fibers,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 34, No. 2, pp. 441-447, (2016).
- [14] K. Sugihara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and W. Matsumoto, “A spatially-coupled type LDPC code with an NCG of 12 dB for optical transmission beyond 100 Gb/s,” OFC2013, OM2B.4, (2013).

謝辞

本研究を進めるにあたり、非常に多くの方々のご支援・ご協力を頂きました。ここに
お世話になった方々へ御礼申し上げます。

はじめに、本論文をまとめるにあたり、早稲田大学理工学術院 宇高 勝之教授には、
ご多忙の中、貴重なお時間を割いて頂き、終始丁寧なご指導を賜りました。ここに深謝
の意を表します。また、早稲田大学理工学術院 川西 哲也教授、並びに北 智洋教授に
は、ご多忙の中、学位論文審査へご尽力頂き、貴重なご助言を賜りましたこと厚く御礼
申し上げます。また、東北大学 廣岡 俊彦教授には、ご多忙の中、学位論文をご審査頂
きましたこと心より感謝の意を表します。

また本研究の遂行にあたり、深い理解とご高配を賜りました、株式会社KDDI総合研
究所所長 中村 元博士、同社副所長 小西 聡博士に深く感謝致します。

常に有益なご議論と適切なお進言を頂きました早稲田大学 鈴木 正敏客員教授、森田
逸郎教授、株式会社KDDI総合研究所執行役員 釣谷 剛宏博士、同社 吉兼 昇博士、同
社 高橋 英憲博士、大阪大学 五十嵐 浩司准教授に深く感謝致します。

本研究の一部は、総務省及び国立研究開発法人情報通信研究機構の委託研究の助成を
受けて行われました。プロジェクトの立ち上げ及び推進に関わった皆様に、この場を借
りて感謝を申し上げます。

本研究にて用いた空間分割多重ファイバ及びファイバ入出力デバイスの設計・試作に
おいては、住友電気工業株式会社、古河電気工業株式会社、シグマ光機株式会社、株式
会社オプトクエスト、CAILABS社の皆さまに多大なサポートを頂きました。深く感謝申
し上げます。

また日々の研究活動において、有益なご議論及びご協力を頂きました、株式会社KDDI
総合研究所 別府 翔平氏、若山 雄太博士、角田 聖也氏、KDDI株式会社 竹島 公貴氏、
川口 優氏には心より御礼申し上げます。

最後に、惜しめない援助と理解を頂いた家族に感謝致します。

著者研究業績

○査読付き論文誌

- [1] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “SI型標準外径マルチコア光ファイバの敷設環境下かつ多段接続時における光学特性評価”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J105-B, No. 4, pp. 382-393, 2022年4月.
- [2] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, “Trans-Pacific class transmission over a standard cladding ultralow-loss 4-core fiber,” *Optics Express*, Vol. 30, No. 6, pp. 9482-9493, (2022).
- [3] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, “50.47-Tbit/s standard cladding coupled 4-core fiber transmission over 9,150 km,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 39, No. 22, pp. 7099-7105, (2021).
- [4] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, M. Yoshida, K. Kasai, M. Nakazawa, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16-peta-bit/s dense SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fiber across the C+L band,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 36, No. 6, pp. 1362-1368, (2018).
- [5] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “257-Tbit/s weakly-coupled 10-mode C+L-band WDM transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 36, No. 6, pp. 1375-1381, (2018).

○国際会議

- [1] D. Soma, S. Beppu, N. Yoshikane, T. Tsuritani, “Transoceanic-class transmission over step-index profile standard cladding 4-core fibre with bidirectional transmission technology”, ECOC2022, Th1D.2, (2022).
- [2] D. Soma, S. Beppu, N. Yoshikane, T. Tsuritani, “High-capacity mode division multiplexing transmission technology,” OFC2022, M4B.2, (2022).
- [3] D. Soma, “High-capacity transmission based on mode division multiplexing technologies,” ICETC2021, IB2-2, (2021).
- [4] D. Soma, S. Beppu, H. Takahashi, Y. Miyagawa, N. Yoshikane, T. Tsuritani, “Optical characterization of installed step-index profile standard cladding multi-core fiber with

- multiconnection,” OECC2021, S4C.3, (2021).
- [5] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, S. Sumita, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, and M. Suzuki, “50.47-Tbit/s standard cladding ultra-low-loss coupled 4-core fiber transmission over 9,150 km,” OFC2021, W7D.3 (2021).
- [6] D. Soma, S. Beppu, H. Takahashi, N. Yoshikane, I. Morita, and T. Tsuritani, “Performance comparison for standard cladding ultra-low-loss uncoupled and coupled 4-core fibre transmission over 15,000 km,” ECOC2020, Mo2E.4, (2020).
- [7] D. Soma, S. Beppu, S. Sumita, Y. Wakayama, N. Yoshikane, T. Tsuritani, “Ultra-high-capacity weakly coupled mode-division-multiplexed transmission”, OECC2020, T2-5, (2020).
- [8] D. Soma, S. Beppu, S. Sumita, Y. Wakayama, T. Tsuritani, I. Morita, M. Suzuki, “402.7-Tb/s weakly-coupled 10-mode-multiplexed transmission using rate-adaptive PS PDM-16QAM WDM signals,” ECOC2019, W.2.A.2, (2019).
- [9] D. Soma, T. Tsuritani, I. Morita, “10 Pbit/s SDM/WDM transmission”, IPC2018, pp. 1-2, (2018).
- [10] D. Soma, S. Beppu, K. Maeda, S. Takasaka, R. Sugizaki, H. Takahashi, T. Tsuritani, “Long-haul MCF transmission using full C+L-band 19-core cladding-pumped EDFA,” ECOC2019, Mo3G.2, (2019).
- [11] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, M. Suzuki, “10.16 peta-bit/s dense SDM/WDM transmission over low-DMD 6-mode 19-core fibre across C+L band,” ECOC2017, Th.PDP.A.1, (2017).
- [12] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, Y. Kawaguchi, K. Igarashi, T. Tsuritani, “257-Tbit/s partial MIMO-based 10-mode C+L-band WDM transmission over 48-km FMF,” ECOC2017, M.2.E.3, (2017).
- [13] D. Soma, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, “Weakly-coupled few-mode fiber transmission with partial MIMO DSP”, OSA Advanced Photonics Congress 2017 (APC2017), NeM3B.2, (2017).
- [14] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, K. Igarashi, T. Tsuritani, H. Taga, I. Morita, M. Suzuki, “Ultra-highly aggregated-spectral-efficient SDM/WDM transmission”, International Symposium on extremely advanced transmission technology (EXAT2017), F3.2, (2017).

- [15] D. Soma, Y. Wakayama, K. Igarashi, and T. Tsuritani, "Partial MIMO-based 10-mode-multiplexed transmission over 81km weakly-coupled few-mode Fiber," OFC2017, M2D.4, (2017).
- [16] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, K. Igarashi, T. Tsuritani, H. Taga, I. Morita, and M. Suzuki, "665 and 947b/s/Hz ultra-highly aggregate-spectral-efficient SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fibre using DP-16QAM/64QAM signals," ECOC2016, Th.3.C.2, (2016).
- [17] D. Soma, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, "Weakly-coupled FMF transmission for reduction of MIMO complexity", IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (SUM2016), TuE2.2, (2016).
- [18] D. Soma, K. Igarashi, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, "2.05 peta-bit/s super-Nyquist-WDM SDM transmission using 9.8-km 6-mode 19-core fiber in full C Band," ECOC2015, PDP3.2, (2015).
- [19] D. Soma, K. Takeshima, K. Igarashi, and T. Tsuritani, "Degenerate modes multiplexer/demultiplexer using Mach-Zehnder interferometer with image inversion," ECOC2014, We.1.1.6, (2014).
- [20] D. Soma, T. Tsuritani, K. Igarashi, "LP01 propagation over 48-km weakly coupled ten-mode fiber," International Symposium on extremely advanced transmission technology (EXAT2013), P20, (2013).

○国内学会/研究会/記事等

- [1] 相馬 大樹, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, "標準外径マルチコアファイバの多段接続時における光学特性", 2022年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-2, 2022年9月.
- [2] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, "超低損失標準クラッド外径4コアファイバを用いた太平洋横断級伝送実験", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 122, No. 161, OCS2022-15, pp. 1-6, 2022年8月.
- [3] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, "ステップインデックス型標準外径マルチコアファイバの敷設環境下かつ異ベンダ接続時における特性評価", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 121, No. 375, OCS2021-45, pp. 21-26, 2022年2月.

- [4] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “敷設マルチコアファイバケーブルの多段接続及び光学特性評価”, 光通信インフラの飛躍的な高度化に関する特別研究専門委員会 (EXAT) 2022年2月研究会, 2022年2月.
- [5] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 角田 聖也, 高橋 英憲, 吉兼 昇, 森田 逸郎, 釣谷 剛宏, 鈴木 正敏, “50.47-Tb/s 結合型4コアファイバ9,150 km伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 121, No. 150, OCS2021-10, pp. 5-10, 2021年8月.
- [6] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 宮川 勇一, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “SI型標準外径マルチコアファイバの多段接続時における光学特性”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 120, No. 368, OCS2020-46, pp. 16-21, 2021年2月.
- [7] 相馬 大樹, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, “標準外径マルチコアファイバの異ベンダ接続時における光学特性”, 2020年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-6, 2020年9月.
- [8] 相馬 大樹, 別府 翔平, 角田 聖也, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “402.7-Tb/s C+Lバンド弱結合10モード多重伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 119, No. 425, OCS2019-84, pp. 33-38, 2020年2月.
- [9] 相馬 大樹, 別府 翔平, 高橋 英憲, 釣谷 剛宏, “標準外径マルチコア光ファイバを用いた長距離伝送システムの方式検討”, 光通信インフラの飛躍的な高度化に関する特別研究専門委員会 (EXAT) 2020年2月研究会, 2020年2月.
- [10] 相馬 大樹, 別府 翔平, 角田 聖也, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “C+Lバンド弱結合10モード多重伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 119, No. 180, PN2019-23, pp. 85-89, 2019年8月.
- [11] 相馬 大樹, 別府 翔平, 前田 幸一, 高坂 繁弘, 杉崎 隆一, 高橋 英憲, 釣谷 剛宏 “C+L帯19コアクラッド励起EDFAを用いた1,500kmマルチコアファイバ伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 118, No. 443, OCS2018-85, pp. 29-33, 2019年2月.
- [12] 相馬 大樹, “空間多重を用いた大容量伝送の技術動向”, 光通信インフラの飛躍的な高度化に関する特別研究専門委員会 (EXAT) 2018年11月研究会, 2018年11月.
- [13] 相馬 大樹, 釣谷 剛宏, “大容量空間分割多重光ファイバ伝送”, 平成30年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, C4-1, 2018年9月.
- [14] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 角田 聖也, 釣谷 剛宏, 林 哲也, 永島 拓志, 鈴木 雅人, 吉田 真人, 葛西 恵介, 中沢 正隆, 高橋 英憲, 五十嵐 浩司, 森田 逸

- 郎, 鈴木 正敏, “10ペタビット級光伝送実験の成功”, O plus E 2018年 9・10月号, 2018年9月.
- [15] 相馬 大樹, “弱結合モード分割多重光ファイバ伝送技術”, 光アライアンス 2018年 8月号, 2018年8月.
- [16] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 角田 聖也, 釣谷 剛宏, 林 哲也, 永島 拓志, 鈴木 雅人, 高橋 英憲, 五十嵐 浩司, 森田 逸郎, 鈴木 正敏, “10.16 Peta-bit/s 超高密度空間多重光ファイバー伝送”, 光学 (日本光学会機関誌), 第47巻 第6号, 2018年6月.
- [17] 相馬 大樹, 五十嵐 浩司, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, 森田 逸郎, “弱結合モード多重光ファイバ伝送技術”, レーザー学会学術講演会第38回年次大会, S1026aIX05, 2018年1月.
- [18] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “部分MIMO処理を用いた弱結合10モード多重伝送実験”, 第31回光通信システムシンポジウム, P-4, 2017年12月.
- [19] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “257-Tbit/s 弱結合10モード多重C+LバンドWDM伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 117, No. 322, OCS2017-65, pp. 79-83, 2017年11月.
- [20] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 角田 聖也, 釣谷 剛宏, 林 哲也, 永島 拓志, 鈴木 雅人, 高橋 英憲, 五十嵐 浩司, 森田 逸郎, 鈴木 正敏, “10.16 Peta-bit/s C+Lバンド波長多重6モード19コアファイバ伝送実験”, 光通信システム研究会 ECOC報告会, 2017年11月.
- [21] 相馬 大樹, 別府 翔平, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “大容量 弱結合10モード多重伝送実験”, 2017年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-43, 2017年9月.
- [22] 相馬 大樹, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “部分MIMOを用いた81km 10モード多重伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 117, No. 196, OCS2017-25, pp. 13-17, 2017年8月.
- [23] 相馬 大樹, 若山 雄太, 別府 翔平, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “偏波多重16QAM/64QAM信号を用いた超高密度空間多重伝送に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 116, No. 294, OCS2016-63, pp. 49-53, 2016年11月.
- [24] 相馬 大樹, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “16QAM信号を用いた114空間多

- 重伝送実験”, 2016年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-57, 2016年9月.
- [25] 相馬 大樹, 若山 雄太, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “MIMO信号処理の複雑性低減に向けた弱結合FMFを用いた7モード多重伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 116, No. 197, OCS2016-33, pp. 43-46, 2016年8月.
- [26] 相馬 大樹, 若山 雄太, 竹島 公貴, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “部分MIMOによる81km 7モード多重伝送実験”, 2016年電子情報通信学会総合大会, B-10-31, 2016年3月.
- [27] 相馬 大樹, 五十嵐 浩司, 若山 雄太, 竹島 公貴, 川口 優, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, 森田逸郎, 鈴木 正敏, “2.05-Pbit/s 6モード19コアファイバ伝送実験”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 115, No. 451, OCS2015-112, pp. 67-70, 2016年2月.
- [28] 相馬 大樹, 五十嵐 浩司, 若山 雄太, 竹島 公貴, 川口 優, 吉兼 昇, 釣谷 剛宏, 森田 逸郎, 鈴木 正敏, “6モード19コアファイバを用いた空間多重伝送実験”, 第29回光通信システムシンポジウム, P-6, 2015年12月.
- [29] 相馬 大樹, 竹島 公貴, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “像反転機能を有するマッハツェンダ干渉計型モード多重器を用いた7モード多重伝送特性”, 2015年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-32, 2015年9月.
- [30] 相馬 大樹, 竹島 公貴, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “像反転機能を有するマッハツェンダ干渉計を用いた縮退LPモード多重分離器”, P-11, 2014年12月.
- [31] 相馬 大樹, 五十嵐 浩司, 釣谷 剛宏, “弱結合10モードファイバにおけるLP01伝搬特性”, 2013年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-42, 2013年9月.