

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	光MIMO技術を利用した大容量光ファイバ伝送に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	森崇嘉
Author(English)	Takayoshi Mori
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第9857号, 授与年月日:2015年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:植之原 裕行,浅田 雅洋,小山 二三夫,宮本 智之,府川 和彦
Citation(English)	Degree:., Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第9857号, Conferred date:2015/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

学位論文

光 MIMO 技術を利用した大容量
光ファイバ伝送に関する研究

2015年2月

指導教員

植之原 裕行 教授

東京工業大学大学院

総合理工学研究科

物理電子システム創造専攻

森 崇嘉

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の進展と課題.....	3
1.2.1 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の進展.....	3
1.2.2 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の課題.....	4
1.2.3 新たな多重軸の創出（空間多重技術）.....	7
1.3 本研究の目的と意義.....	12
1.4 本論文の構成.....	14
第1章参考文献.....	16
第2章 MIMO DSP による信号復元の基本検討	19
2.1 モード分散補償技術.....	19
2.2 適応等化器によるモード分散補償.....	22
2.2.1 FIR フィルタの基本構成.....	22
2.2.2 適応アルゴリズム.....	22
2.2.3 判定帰還型等化器（DFE）.....	23
2.3 SISO（1×1 MIMO）伝送.....	26
2.3.1 信号復元精度のタップ数依存性.....	28
2.3.2 伝送距離依存性.....	32
2.3.3 接続点におけるモード間クロストークの影響.....	36
2.4 まとめ.....	39
第2章参考文献.....	40
第3章 光 MIMO 伝送システム構成技術	42
3.1 光 MIMO 伝送システムの受信部構成における課題.....	42
3.2 モード収束器を用いた光 MIMO 伝送システムの提案と有効性の実証.....	45
3.2.1 モード収束器を用いた光 MIMO 伝送システムの提案.....	45
3.2.2 提案システムの有効性の実証（2×2 MIMO 伝送）.....	49
3.3 まとめ.....	52
第3章参考文献.....	53
第4章 MIMO DSP 負荷低減技術	54
4.1 光 MIMO 伝送の MIMO DSP における課題.....	54
4.2 選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システムの提案と有効性の実証.....	54
4.2.1 GI-MMF のモード群.....	54

4.2.2	GI-MMF の選択的モード励振.....	59
4.2.3	選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システムの有効性の実証.....	64
4.2.4	まとめ.....	70
4.3	低 DMD 数モードファイバ.....	71
4.3.1	低 DMD 数モードファイバの動向と課題	71
4.3.2	伝搬モード数拡大低 DMD ファイバの設計	75
4.3.3	作製した低 DMD ファイバの特性	89
4.3.4	まとめ.....	96
	第 4 章参考文献	98
第 5 章	光 MIMO 伝送システムにおけるモード間クロストークが与える影響.....	101
5.1	光 MIMO 伝送の伝送路における課題.....	101
5.2	接続点におけるモード間クロストークの影響.....	103
5.2.1	実験による検証.....	103
5.2.2	シミュレーションによる検討.....	110
5.3	モード間クロストークを抑制した数モードファイバ.....	115
5.3.1	モード間クロストークを抑制した数モードファイバの動向と課題.....	115
5.3.2	モード多重伝送用フォトニック結晶ファイバの設計.....	115
5.3.3	作製した 2 モードフォトニック結晶ファイバの特性.....	121
5.3.4	伝送実験による検証.....	125
5.4	2 モードファイバ中のモード間クロストークの影響.....	131
5.4.1	2 モードファイバのモード間クロストークの測定.....	131
5.4.2	ファイバ中のモード間クロストークの光 MIMO 伝送への影響.....	137
5.5	2 モードファイバ中のモード間クロストークと MDL の影響.....	141
5.5.1	電力結合方程式による計算検討.....	141
5.5.2	光 MIMO 伝送による実験検討	143
5.6	まとめ.....	146
	第 5 章参考文献	147
第 6 章	今後の展望.....	149
	第 6 章参考文献	151
第 7 章	結論.....	152
	研究発表リスト.....	154
	謝辞.....	160

第 1 章 序論

本章では，本研究の研究背景と研究目的について述べる．

1.1 研究背景

近年，P2P，ビデオ配信など新たなネットワークアプリケーションの登場もあり，インターネットトラフィックは指数的な伸びを続けている．図 1.1 に示すように我が国を流通するインターネットのトラフィックは 2014 年 5 月現在 2892 Gbit/s と推定され，前年比 1.3 倍の伸びである[1.1]．今後，新世代ネットワークが普及する 20 年間には，コアネットワークのデータトラフィックは，超高精細動画像の流通や 3 次元画像を含む超臨場感通信などの普及に伴い，さらに 4～5 桁を超える爆発的な伸びを見せることも予想され，それを支える光通信インフラ技術の飛躍的な高度化が求められている．特に，アクセスネットワークの光化に伴い，今後光アクセスの高速化はさらに加速されると予想され，これらトラフィックを収容するメトロ，コア通信技術の高度化が急務となっている．

新世代ネットワーク時代には， $10^3 \sim 10^5$ のトラフィック増加の可能性が指摘されている．ここでは，アクセスネットワーク，コアネットワークにおけるこれまでのトラフィック増加の傾向からの需要について述べる[1.2]．

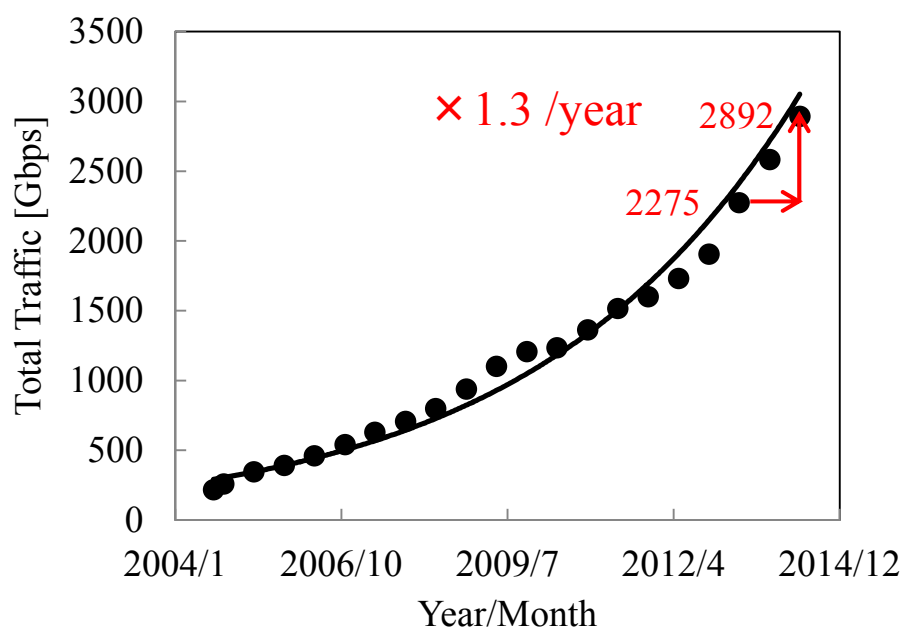


図 1.1 我が国のインターネットにおけるトラフィック総量の推移 ([1.1]より編集)

アクセスネットワークへの要求

ユーザアクセス速度は、過去20年間でModemベースの10 kbit/sから、FTTHによる1 Gbit/sへと5桁の増加を達成している。個人が保有するストレージ容量も、数10 Mbyteから数100 Gbyteと4桁増加している。この間、主なアプリケーションは、音声からWeb閲覧、動画配信へと移行したが、今後、超臨場感アプリケーションが普及し、動画像の高精細化が進むと、通信容量は過去20年間よりもさらに増加することも考えられる。例えばスーパーハイビジョン映像は72 Gbit/s、3Dハイビジョン映像には数100 Gbit/s以上伝送速度が必要とされ、これらを用いた非圧縮の双方向通信が2020年代に普及することを想定すると、2030年以降にはTbit/s級のアクセス速度も必要となる。これはちょうど現在の1 Gbit/sから1 Tbit/sへの3桁の増加量に相当する。技術的には、現在導入されているGE-PONシステムに加え、10 G級、さらには10年以内に100 Gbit/s級、20年以内にTbit/s級の光アクセスシステムの導入が予想される。

コアネットワークへの要求

コアネットワークでは、以上のアクセストラフィックを収容するため、その増加量に応じたトラフィックの増加が予想される。また、これに加え、データセンタ間のトラフィック増加も、上記ストレージ量の増加に呼応し予想される。過去2~3年のインターネットトラフィックは、前述したように1.2~1.4倍/年で推移しており、これは20年換算では、40倍~800倍となる。今後、固定、移動体アクセス速度の急激な増加を考えると、コアネットワークの今後20年間のトラフィック増加は、3桁以上を考える必要があり、これは、ファイバー一本あたりでPbit/s以上の伝送容量に相当する。

1.2 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の進展と課題

1.2.1 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の進展

図1.2に光ネットワークの大容量化を支えてきた光通信技術の変遷を示す[1.3, 1.4]。光ネットワークでは、専ら1本の光ファイバに光の通り道であるコアが1つで、かつ、導波モードが1つになるように設計されたシングルモード光ファイバ(SMF: Single Mode Fiber)が伝送媒体として用いられてきた。これまで、その広帯域性を最大限に活かすその時々最先端光伝送方式により大容量化が図られ、30年で約4桁以上の発展を遂げてきた。

1980年代までは、1波長を用いて高速変調する電気多重技術によりGbit/s級の大容量化が実現され、電話網のための高信頼・経済的な基幹ネットワークが実現された。1990年代中頃になると、インターネットの普及によるデータトラフィックを経済的に収容・転送するため

の光ネットワークの実現が重要となった。期を同じくして、実用化された光増幅技術によりシステム利得の飛躍的な拡大が図られ、波長合分波技術の実用化と相まって、複数波長を多重して光増幅中継する波長多重(WDM: Wavelength Division Multiplex)・光増幅技術が実用化された。現在では、ファイバ1本で約1 Tbit/sの容量を伝送する大容量基幹光ネットワークが実現されている。

さらに近年、FTTH (Fiber to the Home) や動画ストリーミング、スマートフォンの普及により、急増するデータトラフィックを収容する大容量光ネットワークが不可欠となっている。更なる大容量化・経済化に向け、デジタル信号処理を用いて実用的なコヒーレント検波を実現するデジタルコヒーレント技術[1.5]が注目され、その実現に向けた研究開発・実用化が活発化している。デジタルコヒーレント技術は無線分野で実用化されているデジタル信号処理を積極的に光ファイバ通信に応用・発展させた技術である。コヒーレント検波により受信感度と周波数利用効率を向上するとともに、従来は困難であった長距離伝送時の光ファイバ歪み特性補償性能を大幅に向上する。実用レベルで、光ファイバの異なる偏波軸に別々の光信号を4値位相変調信号で変調して偏波多重伝送することで、1波長あたり100 Gbit/s級の大容量伝送を実現する。従来の波長多重システムと同様に搬送波の周波数間隔50 GHz間隔において、既存の光ファイバを用いた10 Tbit/s級の大容量光ネットワークが実用化レベルにあり、研究レベルでは多値数を64~128値に高度化することで波長多重技術と組み合わせた100 Tbit/s級の大容量伝送が報告されている[1.6]。しかしながら100 Tbit/sを超えるさらなる大容量化の実現には、光伝送媒体、伝送方式上のさまざまな限界が見えつつある[1.7, 1.8]。

1.2.2 大容量伝送に向けた光ファイバ伝送技術の課題

従来の光伝送技術における第一の課題は、損失や光増幅における帯域制限が挙げられる。長距離伝送においては光伝送路で生じた損失を光中継器において補償する必要があるが、現在、線形中継器に使われている1.5 μm 帯のEDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier)の帯域はC+Lバンドあたりおよそ100 nmであり、現在の光多値変調技術における周波数利用効率として10 bit/s/Hzと見積もった場合、伝送容量は高々110 Tbit/sとなる。2014年11月現在、多値変調による容量増大の検討が盛んに行われており、2048 QAMの多値変調の偏波多重コヒーレント伝送により15.4 bit/s/Hzに達する光周波数利用効率が報告されている[1.9]。しかし、次の式(1.1)で示されるShannon-Hartleyの定理により光周波数利用効率の増大には限界がある。

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

ここで、 C は誤り無く伝送することのできる伝送速度の最大値(bit/s)、 W は周波数帯域幅(Hz)、

S/N は 1 bit あたりの SN 比に対応する．光周波数利用効率 C/W はこの式で与えられる値を超えることが出来ず，チャンネルあたりの周波数利用効率を上げるだけでは飛躍的な大容量化は望めない．

第二の課題は，光強度制限である．信号光パワーの増大によって S/N を向上し C/W の値を増大させることは可能であるが，信号光パワーの増大は光ファイバ中の非線形光学効果による信号劣化と高パワー入力時の光ファイバ損傷を引き起こす．通信容量を増やすために，信号パワーを上げると，光ファイバの Kerr 効果を介した自己位相変調効果により信号強度に比例した位相変調が付加され，波長分散との相互作用による信号歪みが生じる．また WDM システムでは，ある波長における信号は，相互位相変調効果を介して，波長多重された他の信号強度に比例した位相変調を受け，波長分散との相互作用により波形歪が生じる．また，四光波混合等の非線形光学効果により，WDM 信号間の非線形クロストークが生じ，伝送距離が制限される．これまで，信号パワーを低減し，線形領域に近い信号パワーで伝送可能な光変復調符号や誤り訂正符号が開発され，適用されてきた．また，最近では，非線形光学効果のデジタル信号処理による補償技術が検討されている，さらに，海底伝送システムでは，光ファイバの選択に自由度があるためコア径拡大による低非線形光ファイバが検討されている．

これらの非線形光学効果の抑圧技術の進展により，システム利得の向上は今後も着実に進むと考えられるが，今のところ 1 桁をはるかに超えるシステム利得の向上，すなわち伝送性能のスケラビリティの飛躍的な拡大はシングルモードファイバの物理的な限界に阻まれている．また，光ファイバ増幅器の実用化に際しては，光通信システムにおける光ファイバ内入力パワーも高パワー化が飛躍的に進み，現在の陸上の WDM 光通信システムの典型的な光信号パワーは約 100 mW 程度（1 波長あたり 1 mW 程度）である．特に，敷設光ファイバ中での分布光増幅を用いて信号対雑音比を改善する分布ラマン光増幅中継システムでは，光ファイバでの入力光励起パワーが 1 W 近くなる場合がある．光ファイバ内のパワーが 1 W を超える領域では，コアあたりの光パワー密度が上昇し，ファイバヒューズと呼ばれる現象が発生し，様々な要因でコア領域の熱破壊現象が生じる場合がある．ファイバヒューズは一度発生すると，ある閾値パワー以上のファイバ内入力光パワーでは，コア内を伝搬し続ける性質をもち，その抑止が重要と成る．実用化に際し，既存の光ファイバのファイバヒューズの伝搬が止まる閾値パワーが詳細に調べられ，1.2~1.4 W 程度であることが明確になっている[1.10]．このため，現在の光ファイバ一本あたりの伝送容量の限界は，変復調方式や中継器の雑音特性の改善などを考慮しても，現在のシステム容量（1.6 Tbit/s）の数 10 倍となる 100 Tbit/s と予想される[1.11]．これらの現象を回避するためのフィールド環境における高パワー信号を安全に取り扱う運用技術や安全ガイドラインが確立されてきた．

したがって，上記二つの課題を鑑みると，さらなる大容量化に向けては，これまで大容量化を実現してきた WDM 技術や多値変調技術だけでなく，新たな物理要素で多重する必要がある．

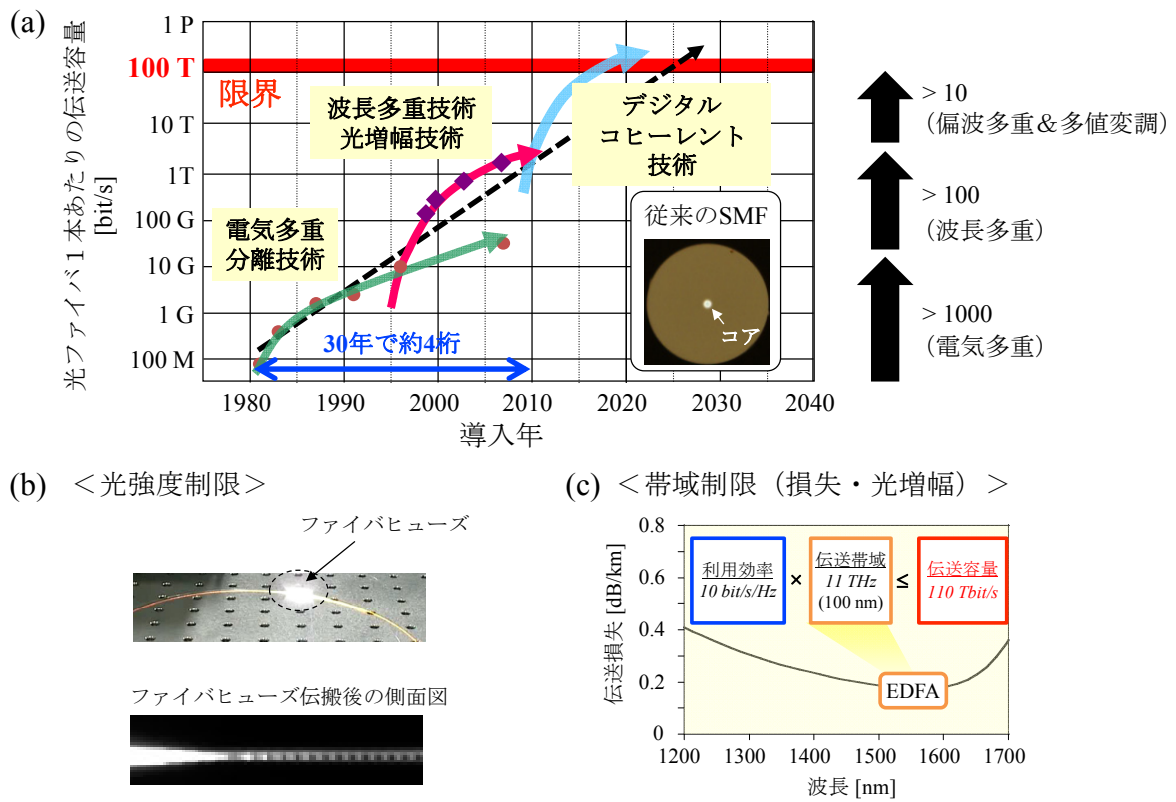


図 1.2 光ファイバ1本あたりの伝送容量と伝送容量拡大の制限

(a) 大容量光ネットワークを支える光通信技術の進展, (b) 光強度制限,

(c) 帯域制限 (損失・光増幅) ([1.4]を参考に編集)

1.2.3 新たな多重軸の創出（空間多重技術）

前節の状況を背景として、新たな多重軸を創出するべく、2009年あたりから空間多重（SDM：Space Division Multiplexing）技術の研究開発が活発化している[1.12]。SDM技術は、伝送媒体としての光ファイバに新たな空間の自由度を付加することで、前述した既存の光ファイバの限界を超える技術として提案された。2009年以前は、コアの単位断面積あたりの光強度増加を回避するために、コア断面積を拡大するべく、実効断面積拡大ファイバとしてトレンチ型やW型の屈折率分布を持つ光ファイバが報告されてきた[1.13]。さらに空孔構造を持つフォトニック結晶ファイバでは従来のシングルモードファイバの3倍近い $220\ \mu\text{m}^2$ の実効断面積を実現している[1.14]。しかし、上記ファイバはシングルモード動作を条件としており、従来の長距離・大容量伝送システム向けのシングルモード光ファイバからのさらなるコア断面積拡大は、高次モードの発生を招くため、これ以上の拡大は困難である。

以下に簡単に高次モード発生が課題とされてきた理由を述べる。現在の光ファイバ通信ではシングルモード光ファイバが最も一般的に利用されているが、光ファイバの開発当初においては製造技術、接続技術がまだ不十分であり、コア径が大きくファイバ同士の接続や光源との結合が容易であったマルチモード光ファイバが先に実用化された。マルチモード光ファイバにおいては、入射された信号光は複数の伝搬モードに別れ、コア中を異なる速度で伝搬する。このモード間群遅延差（DMD：Differential Mode group Delay）が大きいと、伝送後の信号光は幅の広いなまった時間波形になり（モード分散）、検出不能となってしまう。コアの屈折率分布が放物線形であるグレーデッドインデックス・マルチモード光ファイバによってDMDを低減できるが、全てのモードについてDMDを完全に抑制することはできない。このようにマルチモード光ファイバ伝送の高速化は高次モードの存在によって制限されていた。光ファイバの製造技術、接続技術が向上し1983年頃までにシングルモード光ファイバが実用化されると、長距離・大容量光ファイバ通信における伝送媒体の主役はこのシングルモード光ファイバになった経緯がある。

空間多重を実現する手段として、図1.3に示す二つの方向性がある。一つ目は「コア多重」であり、マルチコアファイバを利用する。ファイバ内にコアを複数配置することにより、通常の単一コアファイバと比較するとコア数倍の信号光入力を可能とするものである。二つ目は「モード多重（MDM：Mode Division Multiplexing）」であり、マルチモードファイバを利用する。

二つのアプローチに共通していることは、限られたファイバ断面積の中で、ファイバケーブル総断面積あたりのコア面積の比率を高めていることである。一方、両者での違いは、コア間あるいはモード間で発生するクロストークに対する対処方法である。マルチコア光ファイバの場合、配置される各コアの間に適切な距離を設けることにより、隣接コア間で発生するクロストークを十分に低いレベルに抑えることが可能である。結果として各コアを通過する信号光は互いへの影響を考慮する必要なく独立に取り扱うことが可能となる。一方で、マルチモ

ード光ファイバでは、マルチコア光ファイバにおけるコア間クロストークと比較して、同一コア内で発生するモード間クロストークが起りやすいと考えられている。そこで、若干の例外を除いて、モード間クロストークの発生を許容した上で、近年発展してきた信号処理技術により、受信側で無線通信において容量拡大技術として利用が進展している MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術[1.15]を適用することにより干渉成分を除去するというスタンスが 2014 年 11 月現在では主流となっている[1.16, 1.17].

また、上記マルチコア光ファイバ・マルチモード光ファイバ以外にも、クラッドの細径化により、ファイバ心線数を増大して伝送容量を増大させるというアプローチも考えられる。これまで規定されていたファイバクラッド外径 125 μm を従来のファイバ同等の性能を持った上でどこまで細径化出来るか、ケーブル化を踏まえた上でどこまで束ねることが出来るかが重要となる。

本研究では、「モード多重」を研究対象とした。マルチモード光ファイバは、1 つのコア内に複数の伝搬モードが存在するので、それぞれの伝搬モードを信号チャネルとして利用することが可能であれば、高い空間利用効率が実現可能であり、MDM 技術は大容量化技術として大変魅力的である。マルチコア光ファイバについては、各コアが基本的にシングルモードであり、コア間のクロストークは十分に低くすることが可能なので、合分波器であるファンインファンアウトデバイスを用いることで既存の送受信機が利用可能である。一方で、モード多重技術では、高次モードをどのように取り扱うかが不明確であり、高次モードの発生方法や既存光ファイバデバイスとの接続技術、MDM 伝送に適したマルチモード光ファイバ伝送路における要件を明らかにする必要がある。

本論文は著者が 2010 年から 2014 年 11 月現在までの光 MIMO 伝送の大容量化に向けた取り組みを基盤として、その長距離光ファイバ通信への適用可能性と性能改善の要件を明確化することを目的として、その検討内容について纏めたものである。

本研究に取り組み始めた 2010 年までは、MDM 伝送技術の報告では短距離用のコア径 50-62.5 μm のグレーデッドインデックス型マルチモードファイバ (GI-MMF : Graded-Index Multimode Fiber) を伝送路として利用されていた[1.18-1.24]。また、モード合分波については、例えば、図 1.4 に示すように、励起・受光位置の調整によって実現なされていた[1.21]。図 1.5 に 2010 年までの主な MDM 伝送の報告を纏める。横軸が伝送距離、縦軸が伝送容量である。2010 年までの報告では、最大伝送距離は 5 km 程度であり、これら MMF は、100 以上のモードが伝搬し、かつモード合分波や伝送ファイバ中でモード間でのクロストークが生じるため、長距離伝送には不向きであると考えられた。そこで、2011 年頃から少数の伝搬モードだけが伝搬するように設計された数モードファイバ (FMF : Few Mode Fiber) を伝送路とした報告が多くなった[1.25-1.27]。FMF は従来の MMF と比較し、伝搬モードの選択励振、合分波の容易さや低損失化の可能性を有している。MDM 伝送について、モード間クロストークを補償するために受信部において MIMO DSP (Digital Signal Processing) を利用しているか否かによって 2 つのアプローチ

に分けられる。MIMO DSP を利用しない場合、モードごとに異なる信号チャネルが割り振られ、伝送路やモード合分波器 (MUX / DEMUX) におけるモード間クロストークの低減が重要となる [1.27-1.29]。受信部においてモードと信号チャネルが 1 対 1 の関係でない場合には MIMO DSP による信号復元が必要であり、この場合 MIMO DSP 負荷を抑制するために伝送路におけるモード間群遅延差 (DMD: Differential mode group delay) の低減が重要となる [1.29-1.31]。昨今の大容量・長距離 MDM 伝送実験では、各コンポーネントで発生したモード間クロストークを補償するために、デジタルコヒーレント受信技術 MIMO DSP を利用した報告が主となっている。図 1.6 に 2011 年以降の主な MDM 伝送報告を示す。横軸が伝送距離、縦軸が伝送容量である。2011 年以降、世界的にモード合分波器や MDM 伝送用光ファイバ伝送路の検討が盛んに行われており、2012 年に NTT から DMD を補償した伝送路が提案され [1.29]、その後、長距離伝送においては DMD 補償伝送路を用いた伝送実験が主流となっている。2014 年 11 月現在までに 2 LP モードファイバを伝送路として伝送容量 73.7 Tbit/s、伝送距離 119 km の MDM 伝送 [1.33] や伝送容量 0.36 Tbit/s、伝送距離 1500 km の MDM 伝送 [1.36] が実現されている。

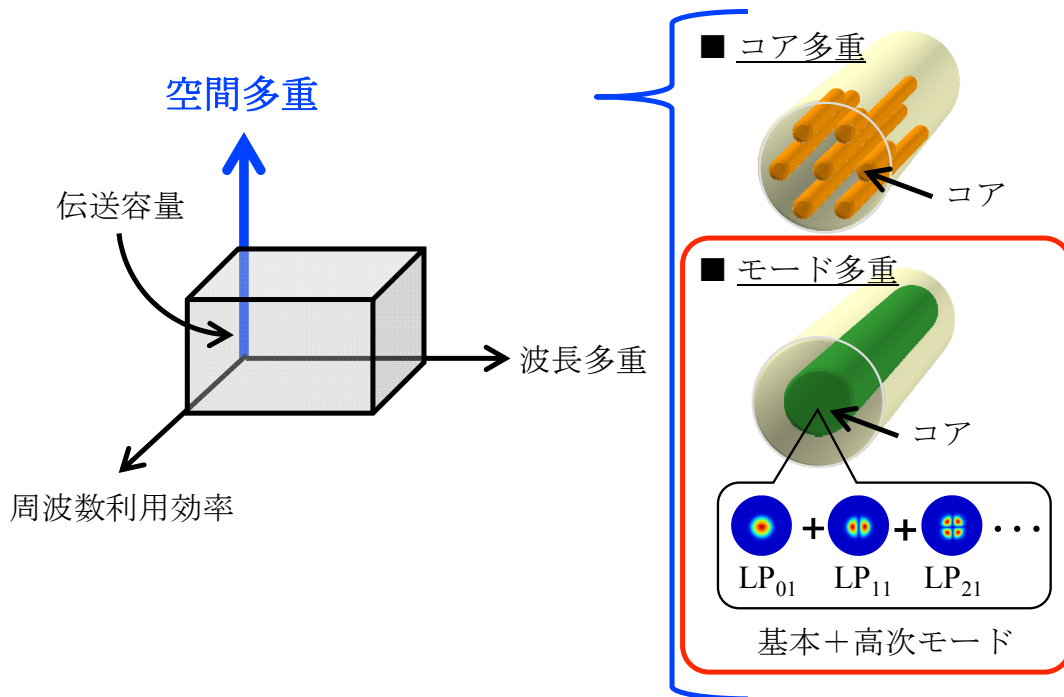


図 1.3 空間多重技術

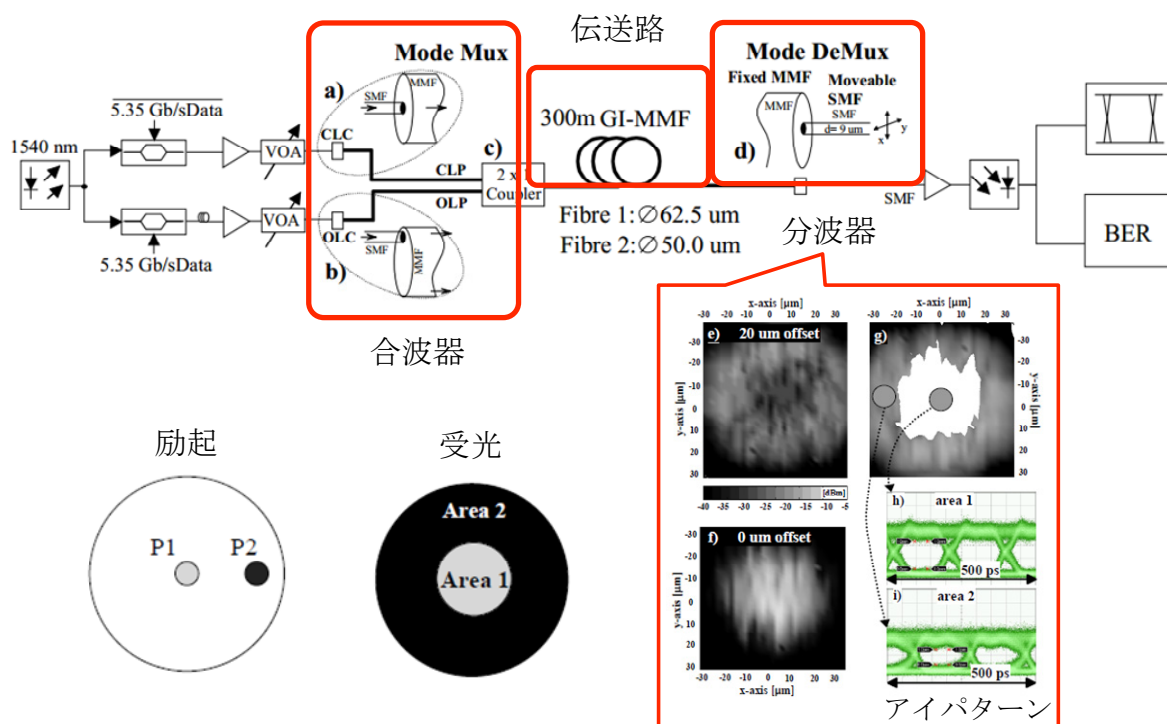


図 1.4 励起・受光位置の調整によるモード合分波 ([1.21]を参考に編集)

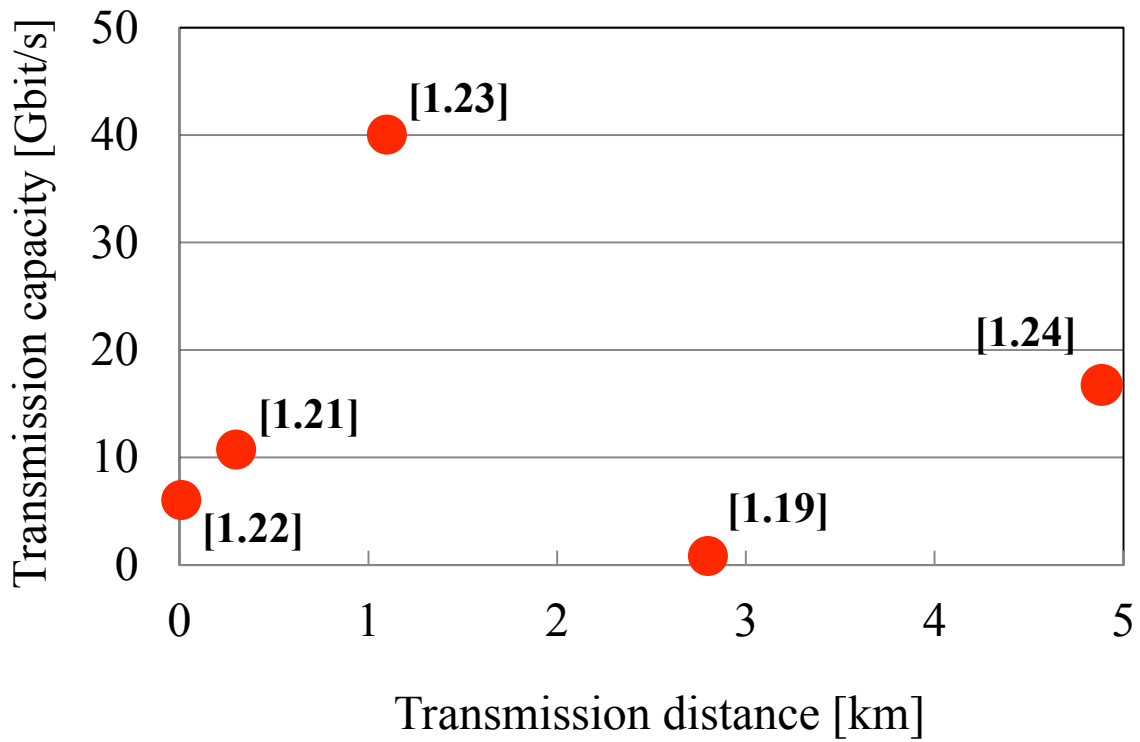


図 1.5 主なモード多重伝送実験報告（～2010年）

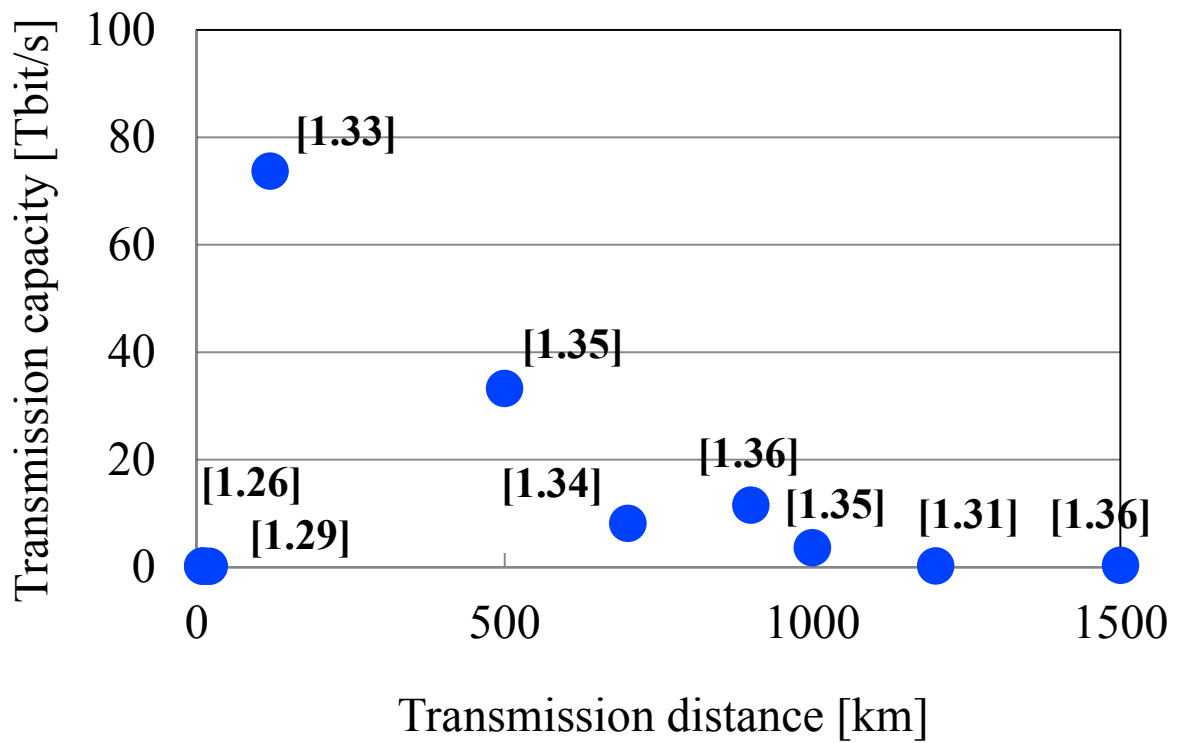


図 1.6 主なモード多重伝送実験報告（2011～2014年）

1.3 本研究の目的と意義

本研究では、マルチモード光ファイバを伝送路とし、さらに MIMO 技術を利用したモード多重伝送技術（以下光 MIMO 伝送と表記）について、検討を行う。

図 1.7 に本研究で対象とする光 MIMO 伝送システムを示す。簡単な例として、送受信機が各 2 つある 2×2 MIMO 構成を示している。光 MIMO 伝送システムにおいて、送信部、伝送部、受信部の 3 つに分けて考える。本研究に取り組みはじめた 2010 年時点では光 MIMO 伝送における各要素技術の検討が進められておらず、最適なファイバ構造も明らかになっていなかった。そこで、本研究では、飛躍的な伝送容量拡大を目的として、主に以下の 3 つに取り組んだ。

1. 送信部：選択的モード励振の提案
2. 伝送部：DMD 補償伝送路の設計および伝搬モード数拡大の実現
3. 受信部：モード収束器の提案およびデジタルコヒーレント受信技術の適用

以上の取り組みは、前節で述べた長距離・大容量光 MIMO 伝送を実現するためには必須の技術であり、これまで信号劣化の要因とみなされていた高次モードを積極的に利用した光 MIMO 伝送に適した伝送ファイバの実現および各要素技術を確立したので、その内容について第 2 章以降に述べていく。

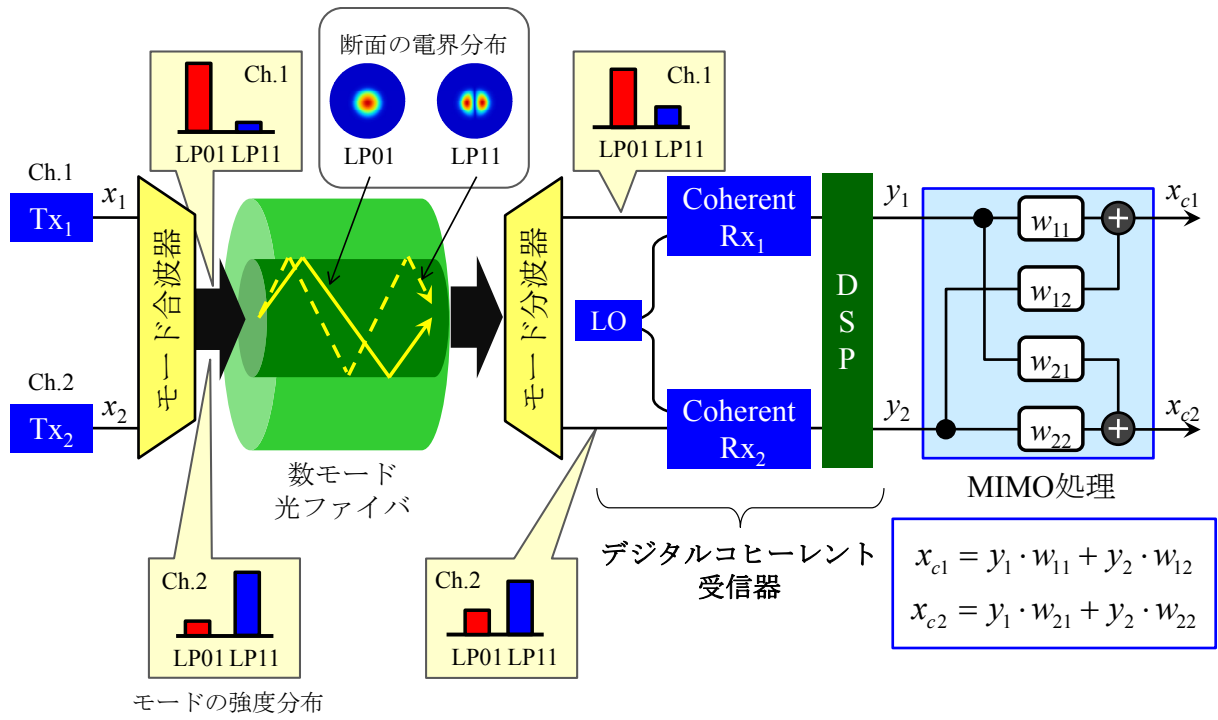


図 1.7 本研究で対象とする光 MIMO 伝送システム

1.4 本論文の構成

図 1.8 に本論文の構成を示す。本論文は全 7 章で構成される。

第 1 章では、本研究の背景と狙いを述べ、本研究の目的を述べた。

第 2 章では、高次モードの取り扱いを明らかにするために、デジタルコヒーレント受信技術によるモード分散補償の基本検討について述べる。

第 3 章では、高次モードの強度・位相情報を既存のシングルモード受信機に入力することを目的として、本研究において提案するモード収束器を用いた光 MIMO 伝送システム構成技術について述べる。

第 4 章では、2 章、3 章で明らかになった DSP 負荷増大に対処することを目的として、本研究において提案する選択的モード励振技術および低 DMD 光ファイバ伝送路の設計技術について述べる。

第 5 章では、これまで明らかになっていなかった光 MIMO 伝送におけるモード間クロストークが与える影響を明確にすることを目的として、接続点や伝送光ファイバ中のモード間クロストークが伝送性能へ与える影響の実験検証について述べる。

第 6 章では、光 MIMO 伝送技術の今後の展望について述べる。

最後に、第 7 章で結論を述べる。

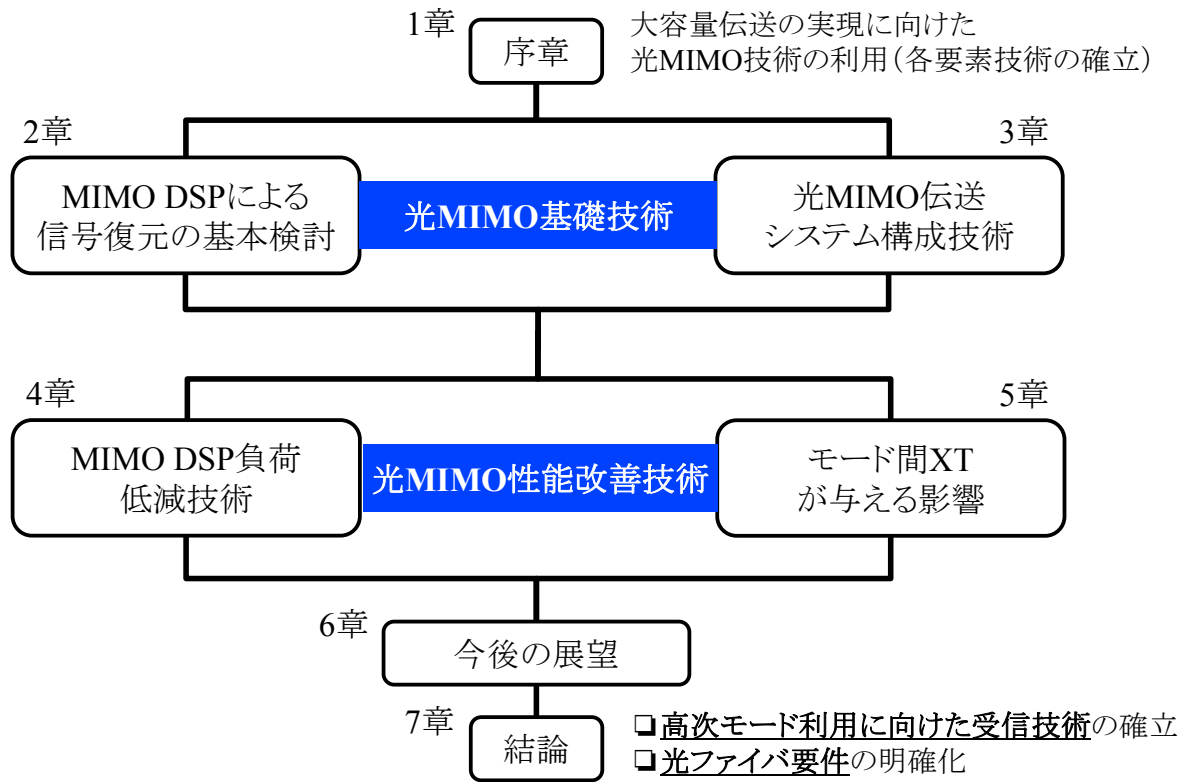


図 1.8 本論文の構成

第1章参考文献

- [1.1] 総務省（報道資料）“我が国のインターネットトラフィックの集計・試算,” http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000086.html, 2014年10月7日発表.
- [1.2] 盛岡 敏夫, “光通信インフラの飛躍的な高度化に向けて,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BS7-1, 2009年.
- [1.3] 宮本 裕, “デジタルコヒーレント光通信技術の最前線:総論,” *OPTRONICS*, no.7, pp. 90-92, 2012年.
- [1.4] 宮本 裕, “光通信はエクサビットをめざす!! : ペタビット容量を超えるスケーラブル空間多重光通信技術,” *OPTRONICS*, no.6, pp. 72-76, 2013年.
- [1.5] K. Kikuchi, “Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 12, no. 4, pp. 563–570, 2006.
- [1.6] A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, H. Masuda, “102.3-Tb/s (224×548 -Gb/s) C- and extended L-band all-Raman transmission over 240 km using PDM-64QAM single carrier FDM with digital pilot tone,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper PDP5C.3.
- [1.7] A. D. Ellis, J. Zhao, and D. Cotter, “Approaching the non-linear Shannon limit,” *J. Lightw. Technol.* vol.28, no.4, pp.423–433, 2010.
- [1.8] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *J. Lightw. Technol.* vol.28, no.4, pp.662–701, 2010.
- [1.9] S. Beppu, K. Kasai, M. Yoshida and M. Nakazawa, “2048 QAM (66 Gbit/s) Single-Carrier Coherent Optical Transmission over 150 km with a Potential SE of 15.3 bit/s/Hz,” in *Proc. OFC 2014*, 2014, Paper W1A.6.
- [1.10] K. Kurokawa and N. Hanzawa, “Fiber Fuse Propagation and Its Suppression in Hole-Assisted Fibers,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E94-B, no.2, pp.384-391, 2011.
- [1.11] T. Morioka, “New generation optical infrastructure technologies: “EXAT initiative” towards 2020 and beyond,” in *Proc. OECC 2009*, 2009, Paper FT4.
- [1.12] 盛岡 敏夫, “空間分割多重を用いた光通信技術の動向,” *O plus E*, vol. 36, no. 7, pp. 761-767, 2014年.
- [1.13] K. Mukasa, K. Imamura, R. Sugizaki and T. Yagi, “Comparisons of merits on wide-band transmission systems between using extremely improved solid SMFs with A_{eff} of $160 \mu\text{m}^2$ and loss of 0.175dB/km and using large- A_{eff} holey fibers enabling transmission over 600 nm bandwidth,” in *Proc. OFC/NFOEC 2008*, 2008, Paper OThR1.
- [1.14] T. Matsui, K. Nakajima, C. Fukai, “Applicability of Photonic Crystal Fiber With Uniform Air-Hole Structure to High-Speed and Wide-Band Transmission Over Conventional Telecommunication Bands,” *J.*

Lightw. Technol. vol. 27, no. 23, pp. 5410-5416, 2009.

[1.15] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H.V.Poor, 「MIMO ワイヤレス通信 (風間宏志, 杉山隆利 監訳)」, 第1版, 東京電機大学出版局, 2009年.

[1.16] 伊東 俊治, Emmanuel Le Taillandier de Gabory, 有川 学, 福知 清, “光通信はエクサビットをめざす!! : MIMO 技術適用による空間多重モード光ファイバ伝送,” *OPTRONICS*, no.6, pp. 77-82, 2013年.

[1.17] 山本 貴司, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 文彦, “数モード光ファイバー技術,” *Oplus E*, vol. 36, no. 7, pp. 772-777, 2014年.

[1.18] H. R. Stuart, “Dispersive multiplexing in multimode optical fiber,” *Science*, vol. 289, no. 5477, pp. 281-283, 2000.

[1.19] A. R. Shah, R. C. J. Hsu, A. Tarighat, A. H. Sayed, and B. Jalali, “Coherent Optical MIMO (COMIMO),” *J. Lightw. Technol.* vol.23, no.8, pp.2410-2417, 2005.

[1.20] A. Tarighat, R. C. J. Hsu, A. Shah, A. H. Sayed, and B. Jalali, “Fundamentals and Challenges of Optical Multiple-Input Multiple-Output Multimode Fiber Links,” *IEEE Comm. Mag.*, vol.45, no.5, pp.57-63, 2007.

[1.21] S. Schoellmann, S. Soneff, and W. Rosenkranz, “10.7 Gb/s Over 300 m GI-MMF Using a 2×2 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing,” in *Proc. OFC 2007*, 2007, Paper OTuL2.

[1.22] S. Schollmann, N. Schrammar, and W. Rosenkranz, “Experimental realisation of 3×3 MIMO system with mode group diversity multiplexing limited by modal noise,” in *Proc. OFC/NFOEC 2008*, 2008, Paper JWA68.

[1.23] B. C. Thomsen, “MIMO enabled 40 Gb/s transmission using mode division multiplexing in multimode fiber,” in *Proc. OFC/NFOEC 2010*, 2010, Paper OThM6.

[1.24] B. Franz, D. Suikat, R. Dischler, F. Buchali, and H. Buelow, “High Speed OFDM Data Transmission Over 5 km GI-Multimode Fiber Using Spatial Multiplexing With 2×4 MIMO Processing,” in *Proc. ECOC 2010*, 2010, Paper Tu.3.C.4.

[1.25] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshihara, “Demonstration of mode-division multiplexing transmission over 10 km two-mode fiber with mode coupler,” in *Proc. OFC/NFOEC 2011*, 2011, Paper OWA4.

[1.26] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle, “Space-division multiplexing over 10 km of three-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing,” in *Proc. OFC/NFOEC 2011*, 2011, Paper PDPB10.

[1.27] C. Koebele, M. Salsi, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Astruc, L. Provost, F. Cerou, and G. Charlet, “Two mode transmission at 2×100 Gb/s, over 40 km-long prototype few-mode fiber, using LCOS-based programmable mode multiplexer and demultiplexer,” *Opt. Express*, vol. 19, no.17, pp.16593–16600, 2011,

- [1.28] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshiba, "Asymmetric parallel waveguide with mode conversion for mode and wavelength division multiplexing transmission," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OTU11.4.
- [1.29] T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, and S. Tomita, "Differential mode delay managed transmission line for wide-band WDM-MIMO system," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, Paper OM2D.1.
- [1.30] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaelpour, E. C. Burrows, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle, "Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing," *J. Lightw. Technol.*, vol.30, no.4, pp.521-531, 2012.
- [1.31] S. Randel, R. Ryf, A. Gnauck, M. Mestre, C. Schmidt, R. Essiambre, P. Winzer, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, "Mode-Multiplexed 6×20 -GBd QPSK Transmission over 1200-km DGD-Compensated Few-Mode Fiber," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, Paper PDP5C.5.
- [1.32] N. Bai, E. Ip, Y. K. Huang, E. Mateo, F. Yaman, M. J. Li, S. Bickham, S. Ten, J. Liñares, C. Montero, V. Moreno, X. Prieto, V. Tse, K. M. Chung, A. P. T. Lau, H. Y. Tam, C. Lu, Y. Luo, G. D. Peng, G. Li, and T. Wang, "Mode-division multiplexed transmission with inline few-mode fiber amplifier," *Opt. Express*, vol.20, no.3, pp.2668-2680, 2012.
- [1.33] V. A. J. M. Sleiffer, Y. Jung, V. Veljanovski, R. G. H. van Uden, M. Kuschnerov, H. Chen, B. Inan, L. G. Nielsen, Y. Sun, D. J. Richardson, S. U. Alam, F. Poletti, J. K. Sahu, A. Dhar, A. M. J. Koonen, B. Corbett, R. Winfield, A. D. Ellis, and H. de Waardt, "73.7 Tb/s ($96 \times 3 \times 256$ -Gb/s) mode-division-multiplexed DP-16QAM transmission with inline MM-EDFA," *Opt. Express*, vol. 20, no.26, pp.B428–B438, 2012.
- [1.34] R. Ryf, M. Mestre, S. Randel, X. Palou, A. Gnauck, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, "Combined SDM and WDM transmission over 700-km Few-Mode Fiber," in *Proc. OFC/NFOEC 2013*, 2013, Paper OW11.2.
- [1.35] E. Ip, M. Li, Y. Huang, A. Tanaka, E. Mateo, W. Wood, J. Hu, Y. Yano, and K. Koreshkov, " $146\lambda \times 6 \times 19$ -Gbaud Wavelength- and Mode-Division Multiplexed Transmission over 10×50 -km Spans of Few-Mode Fiber with a Gain-Equalized Few-Mode EDFA," in *Proc. OFC/NFOEC 2013*, 2013, Paper PDP5A.2.
- [1.36] R. Ryf, N. Fontaine, M. Montoliu, S. Randel, B. Ercan, H. Chen, S. Chandrasekhar, A. Gnauck, S. Leon-Saval, J. Bland-Hawthorn, J. Salazar Gil, Y. Sun, and R. Lingle, "Photonic-Lantern-Based Mode Multiplexers for Few-Mode-Fiber Transmission," in *Proc. OFC 2014*, 2014, Paper W4J.2.

第 2 章 MIMO DSP による信号復元の基本検討

本章では、MIMO DSP による信号復元の基本検討として、1 入力 1 出力における SISO (Single-Input Single-Output) 伝送の検討について述べる。

2.1 モード分散補償技術

1 章にて述べたように、より大容量伝送を実現するためには、伝送ファイバ中の非線形効果やファイバヒューズ現象を抑制しなくてはならない[2.1]. 非線形耐性やファイバヒューズ発生閾値を上げるために最も効果的な手法として、伝送ファイバの実効断面積 (A_{eff}) の拡大がある. 従来のシングルモードファイバ (SMF) の実効断面積は $80 \mu\text{m}^2$ 程度であるが、これまで、実効断面積拡大を目的として W 型やトレンチ型ファイバが提案されてきた[2.2-2.4]. さらに、シングルモード動作かつ $1460\sim 1625 \text{ nm}$ で十分低い曲げ損失を有するフォトニック結晶ファイバ (PCF : Photonic Crystal Fiber) が実現されており、 A_{eff} は $220 \mu\text{m}^2$ まで拡大されている[2.5]. しかしながら、シングルモード動作を保ったまま、実効断面積を拡大するのは困難になる. 実効断面積を拡大するためには、コア径を大きくする必要があるが、コア径を大きくすると高次モードが伝搬するようになる. この高次モードの発生により、モード分散がシンボル間干渉 (ISI : Inter Symbol Interference) として信号品質の劣化を招く. もし、このモード分散による信号劣化を補償することができれば、より大きな A_{eff} を有する伝送ファイバを実現することが出来、より大容量伝送の実現が期待できる. 例えば、文献[2.6]に記載の 3 LP モード PCF を想定した場合、文献[2.5]に記載のシングルモード PCF のおよそ 2 倍の A_{eff} が実現可能である. ここで、二つの異なる伝送ファイバの伝送パフォーマンスを比較するために、式 (2.1) に示す Figure of Merits (FOM) を考える.

$$\text{FOM}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{\text{eff1}}}{A_{\text{eff2}}} \right) - (\alpha_1 - \alpha_2) \quad (2.1)$$

ここで、 A_{eff1} , A_{eff2} および α_1 , α_2 はそれぞれ、二つのファイバの A_{eff} および伝送損失である[2.7]. もし、上記 3 モード PCF がシングルモード PCF と同じ伝送損失を有しているとすれば、FOM は 3 dB となる. 伝送容量・距離積に対する FOM について、伝送距離一定として、直接伝送容量拡大に寄与すると考えれば、3 dB の伝送容量拡大が期待出来る.

モード分散による信号劣化を防ぐために、これまで主に 2 つの手法が提案されている. 一つは、マルチモードファイバのコアの中心に信号光を入射し、高次モードの発生を防ぐ手法 (センターローンチング法) がある[2.8-2.12]. もう一つは、受信部分で高次モードをモードフィ

ルタにより取り除く手法がある[2.13,2.14]. しかしながら, 例えば図 2.1 に示すようにマルチモードファイバ伝送において複数の軸ずれが伝送路中に存在する場合, 基本モードと高次モードのモード変換が続けて発生することによる多経路干渉 (MPI : Multi Pass Interference) が発生する[2.15]. まず, 軸ずれにより高次モードが発生し, マルチモードファイバ伝送路中に基本モードと高次モード間でモード遅延が発生する. 最後に, 高次モードが再度の軸ずれにより基本モードに変換された場合に MPI となるが, このような MPI が起こる場合, 高次モードを経由して遅延を付与された成分が基本モード成分に含まれるため, 上述のセンターローンチング法, モードフィルタリング法のいずれにおいても信号劣化を防ぐことが出来ない. これに対処する方法として, 直接検波方式や SCM (Sub-Carrier Multiplexing) 方式を適用し, 電気 FIR (Finite Impulse Response) 等化器によりデジタル信号処理を施すことでモード分散による信号劣化を補償する手法が提案されている[2.16,2.17]. しかし, 直接検波方式は位相情報を用いていないため信号復元の精度が低く, SCM 方式は最大サブキャリア周波数が電気帯域に制限され, 長距離・大容量伝送が困難である.

そこで, 本節では, 長距離化・大容量化の実現が期待できるデジタルコヒーレント受信技術を用いてマルチモードファイバ伝送におけるモード分散補償の検討を行った.

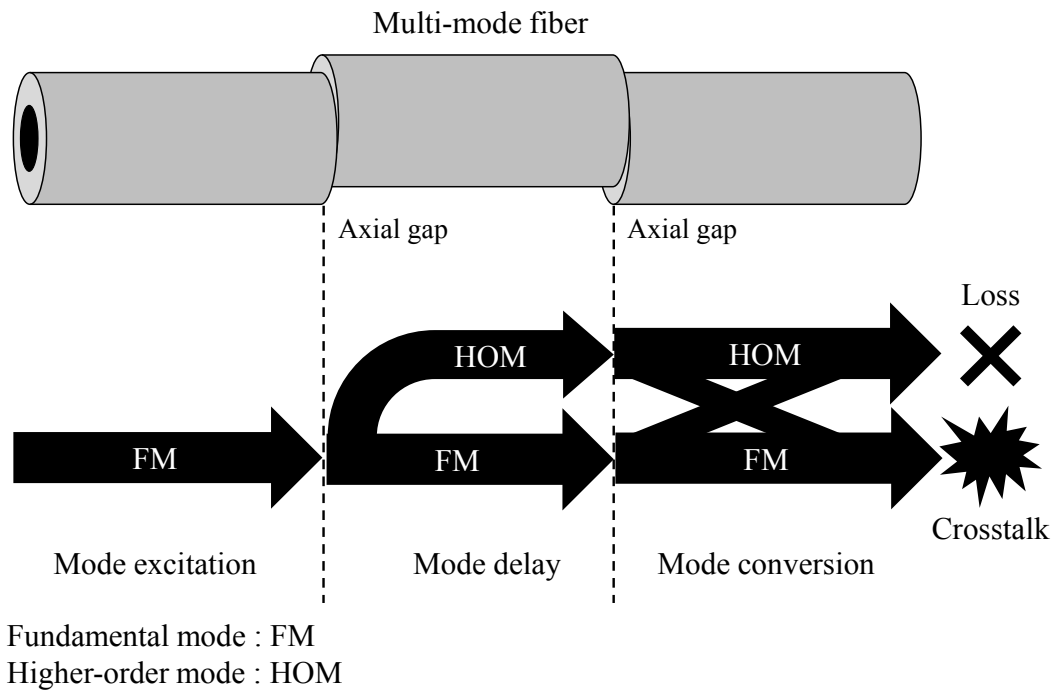


図 2.1 マルチモードファイバ中の MPI

2.2 適応等化器によるモード分散補償

2.2.1 FIR フィルタの基本構成

図 2.2 に適応等化器を伴う伝送路モデルを示す。適応等化器は適応フィルタとそれを制御する適応アルゴリズムからなる。送信信号 $x(n)$ が伝送路を通り、ISI により歪んだ受信信号 $y(n)$ となる。適応等化器は複数の FIR フィルタで構成される。図 2.3 に FIR フィルタの構成を示す。FIR フィルタは、遅延器、加算器、乗算器により構成されており、乗算器数および係数をそれぞれタップ数 (N_{tap})、タップ係数 (w) と呼ぶ。タップ係数は適応アルゴリズムにより算出する。

まず、トレーニングモードとして、適応フィルタを通過した信号 $xr(n)$ と既知のトレーニング信号 $d(n)$ を比較し、適応アルゴリズムは誤差信号 $e(n)$ が最小になるように適応フィルタの係数 $\mathbf{w}(n)$ を最適化する。受信信号を $\mathbf{y}(n)=[y(n), y(n-1), \dots, y(n-N_{\text{tap}})]$ 、タップ係数を $\mathbf{w}(n)=[w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N_{\text{tap}}}(n)]^T$ とすると、誤差信号 $e(n)$ は式(2.2)として得られる。

$$e(n)=d(n)-xr(n) \quad (2.2)$$

ここで、 $xr(n)$ は式 (2.3) として表される、

$$xr(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{y}(n) \quad (2.3)$$

誤差信号 $e(n)$ が小さくなり、いったん等化器が収束すると、トレーニング信号から実際の信号に切り替わり、decision directed mode に移行する[2.18]。decision directed mode では、随時適応等化器の係数を更新するので、伝送路の遅い変動には追従可能である。decision directed mode における誤差信号は式 (2.4) となる。

$$e(n)=xr_d(n)-xr(n) \quad (2.4)$$

ここで、 $xr_d(n)$ は $xr(n)$ からの判定信号である。

2.2.2 適応アルゴリズム

適応アルゴリズムはこれまでいくつか提案されているが、本研究では RLS (Recursive Least Squares) 法を採用する。他の手法である LMS 法と比較して、誤差信号の収束が速く、トレーニング信号が少なく済むというメリットがある。デメリットとして、LMS (Least Mean Squares) 法と比べ計算負荷が大きい[2.19, 2.20]。RLS アルゴリズムの式は以下のとおりである。

まず、初期設定 ($n=0$) として、

$$\mathbf{w}_0(0)=\mathbf{0} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{P}^{-1}(0)=\delta^{-1}\mathbf{I} \quad (\delta \text{は微小正数}) \quad (2.6)$$

とする。 \mathbf{P} は相関逆行列である。

適応動作 (時刻 $n=1,2,\dots$) については、まず、ゲインベクトル $\mathbf{k}(n)$ を計算する。

$$\mathbf{k}(n)=\frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{y}(n)}{1+\lambda^{-1}\mathbf{y}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{y}(n)} \quad (2.7)$$

ここで、 λ は忘却係数である。その後、事前推定誤差を計算し、

$$\xi(n)=d(n)-\hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{y}(n) \quad (2.8)$$

ゲインベクトルと事前推定誤差を用いて、フィルタの係数を更新し、

$$\hat{\mathbf{w}}(n)=\hat{\mathbf{w}}(n-1)+\mathbf{k}(n)\xi^*(n) \quad (2.9)$$

相関逆行列を更新する。

$$\mathbf{P}(n)=\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)-\lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{y}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (2.10)$$

2.2.3 判定帰還型等化器 (DFE)

今回、適応等化器として図 2.4 に示すような判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) の利用を検討した。DFE はフィードフォワード (FF: Feed Forward) フィルタ、判定器、フィードバック (FB: Feed Back) フィルタにより構成される非線形等化器であり、FF フィルタ後の信号 $x_{bd}(n)$ は判定器により判定され、判定信号 $x_{ad}(n)$ は FB フィルタに入力される。例えば、BPSK 信号の場合、判定器の出力は、1 か -1 を出力する。復元信号 $x_r(n)$ は式 2.5 に示すように FF フィルタと FB フィルタの合計として出力される。 N_{tapff} 、 N_{tapfb} はそれぞれ、FF フィルタ、FB フィルタのタップ数である。

$$x_r(n)=\sum_{j=-N_{tapff}+1}^0 w(j+N_{tapff})y(n-j)+\sum_{j=1}^{N_{tapfb}} w(j+N_{tapff})x_{ad}(n-j) \quad (2.5)$$

DFE は判定後の信号を用いて復元信号を得るので、大きな ISI のある信号に対し線形 FIR 等化器よりも高い復元精度を有する[2.18].

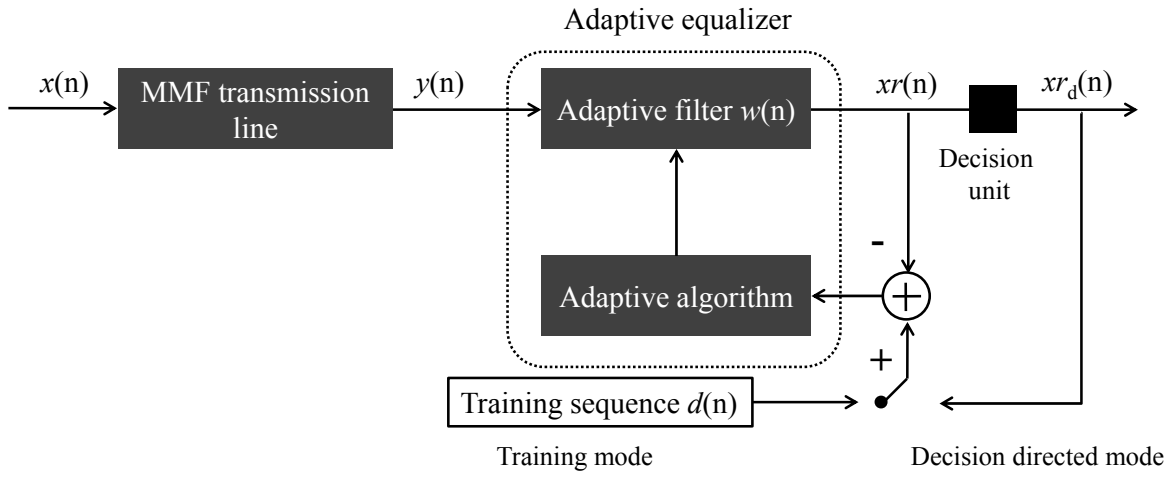


図 2.2 適応等化器を用いた伝送路モデル

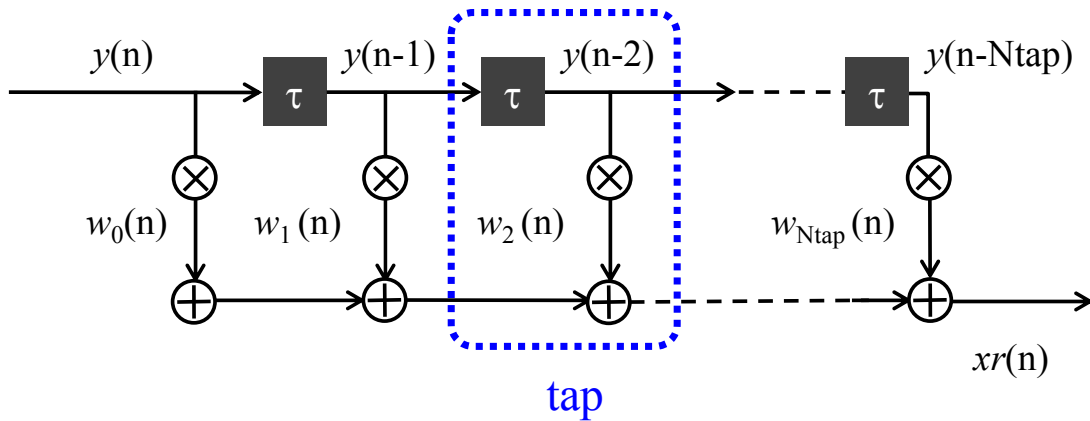


図 2.3 FIR フィルタの構成

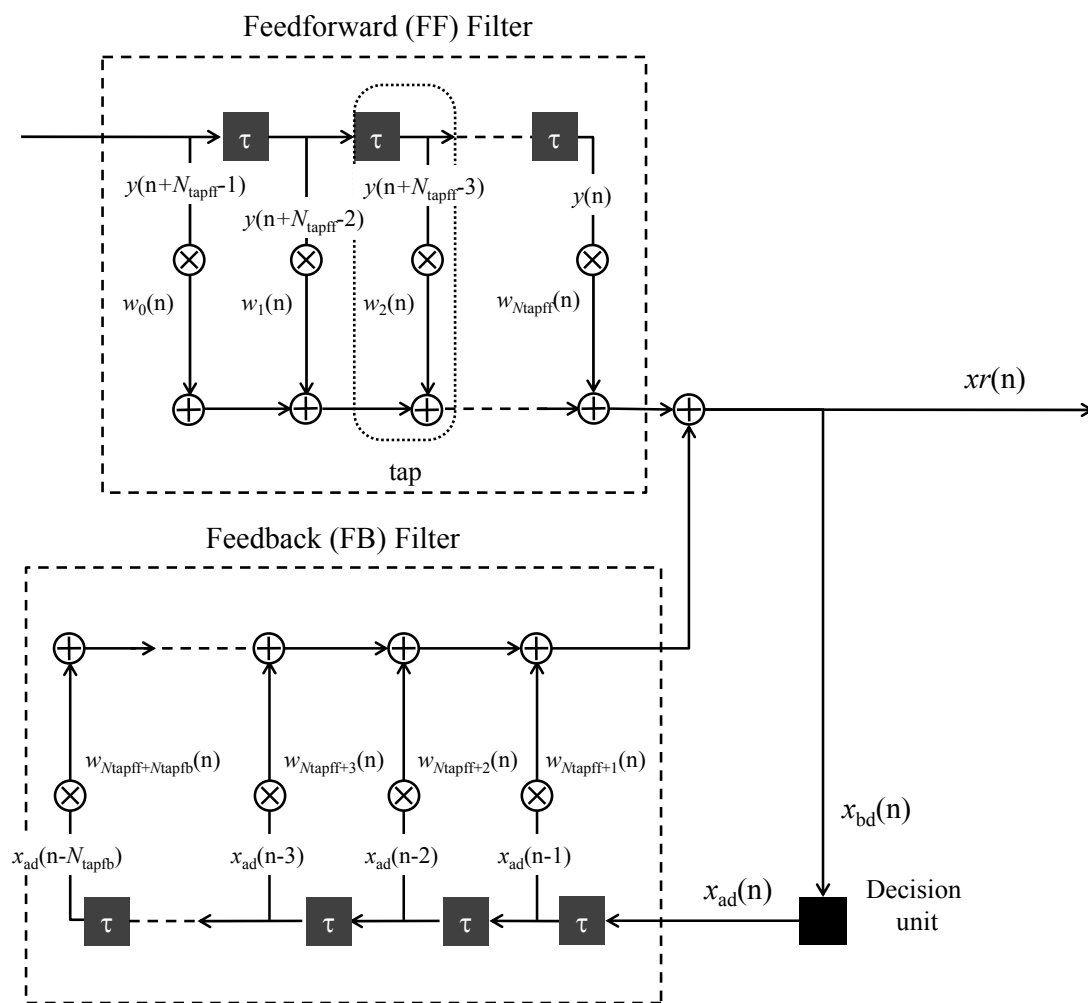


図 2.4 DFE の構成

2.3 SISO (1×1 MIMO) 伝送

マルチモードファイバ伝送において、励振された高次モード成分が全て基本モードに変換されるような最悪条件での信号復元を考慮するため、図 2.5 に示す構成により MPI を模擬した。まず、モード分散により信号劣化をさせるため、モード励振器により意図的に高次モードを励振した。モード励振器は SMF の端面から出射された光を 2 枚のレンズによりスポットサイズを拡大し、GI-MMF の端面に入射する。伝送路として用いた GI-MMF は ITU-T G.651 に準拠したものであり、開口数 (NA : Numerical Aperture) は 0.2 である。SMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ、18.4 mm, 0.15 である。GI-MMF 側のレンズの焦点距離および NA は 11.0 mm, 0.25 である。SMF から出射された光は GI-MMF コア全体に照射されるよう設計されている。それぞれ微動台にファイバを設置し、強度が最大になるようにアライメントした。これにより、センターローチング手法とは異なり、多くの高次モードを効率的に励振することが出来る。次に、マルチモードファイバ伝送により、基本モードと高次モード間においてモード遅延が生じる。そして、モード収束器 (MCU : Mode Convergence Unit) により高次モードを基本モードに収束させ MPI を模擬する。モード収束器の構成はモード励振器と逆の構成である。遅延を受けた高次モードの振幅と位相の情報は基本モードに保存されるため、光デバイスでは MPI を取り除くことができない。

送信器とデジタルコヒーレント受信器はシングルモードデバイスで構成されている。波長 1550 nm の CW 光を BPSK 光変調器に入射し、10 Gbit/s の BPSK 信号光が得られる。信号はおよそ 500,000 シンボル長の $2^{19}-1$ PRBS 信号を用いた。GI-MMF への入力強度は -7 dBm とした。

伝送後、信号はモード収束器により、基本モードと高次モードの位相と強度の情報を保ったままシングルモード受信器に入力され、局発光源、光 90 度ハイブリッド、バランスドレーバによりコヒーレント光受信を行った。さらに、帯域 16GHz、サンプリングレート 40GS/s のリアルタイムオシロスコープにより AD 変換を行って I、Q 成分を抽出し、オフライン処理によりデジタル領域で信号復元を行った。適応等化処理を行う前に、文献[2.21]に記載の周波数オフセット補償を行った。トレーニングモードにおいて上述の RLS アルゴリズムとトレーニング信号により DFE のタップ係数を定め、decision-directed モードに移行し、信号復元を試みた。タップ数削減のために DFE のタップは 1 シンボル間隔とした。

以上の手順により、デジタルコヒーレント受信技術を用いた MPI による信号劣化の補償の検討を行った。

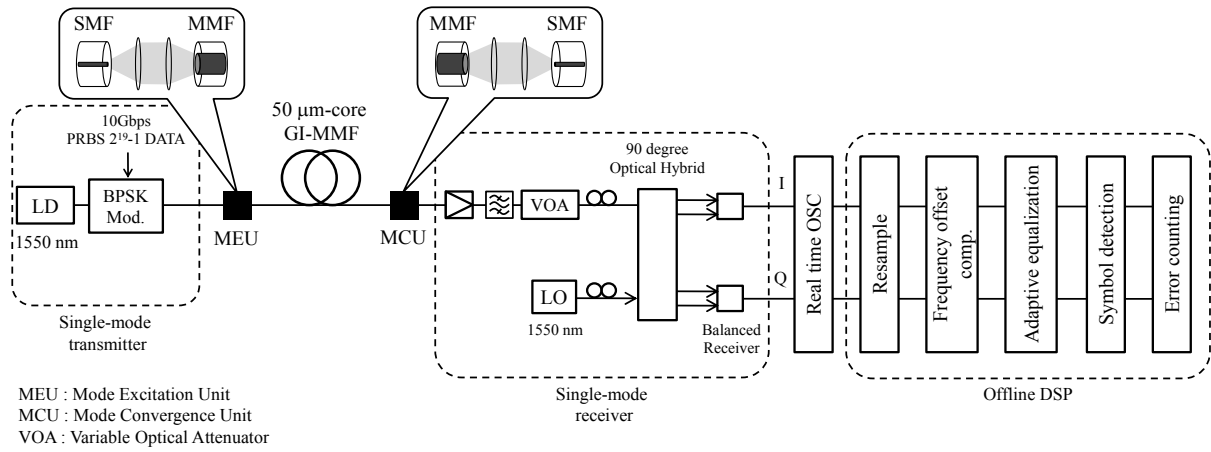


図 2.5 デジタルコヒーレント受信を用いたモード分散補償実験系

2.3.1 信号復元精度のタップ数依存性

図 2.5 の実験系において、伝送ファイバとして 3 km GI-MMF を用いた。空間レンズ系により高次モードを励振し、マルチモードファイバ伝送後、モード収束器により高次モードを基本モードに収束した時のインパルス応答を図 2.6 に示す。インパルス応答は 100 ps 幅の光パルスを入力し、マルチモードフォトディテクタ (MM-PD) により受光し、光電変換した後に、リアルタイムオシロスコープにより観測した。4 つのモード群が存在し、基本モードに対し、第 1 高次モード群、第 2 高次モード群、第 3 高次モード群とのモード群遅延差 (DMD) はそれぞれ 0.6 ns, 1.3 ns, 1.9 ns であった。この励振条件において、GI-MMF 3 km の損失は 1.0 dB であった。適応等化器において、500,000 の全伝送シンボルのうち 1000 シンボルをトレーニング列として用い、RLS アルゴリズムの忘却係数を 0.999 とした。DFE の directed decision モードによって、短い時間におけるインパルス応答の変動に対して追従を行った。

まず、FF フィルタのみを用いた信号復元の評価を行った。FB フィルタのタップ数を 0 に固定し、FF フィルタのタップ数を 1 から 30 まで変化させた。図 2.7 に FF フィルタタップ数と Q 値の関係を示す。FF フィルタのタップ数を 30 まで増やしても復元精度が改善することはなかった。次に、FB フィルタの検討を行った。FF フィルタのタップ数を 10 に固定し、FB フィルタのタップ数を 0 から 30 まで変化させた。図 2.8 に FB フィルタタップ数と Q 値の関係を示す。さらに、図中に FB フィルタのタップ数 0 の場合と 30 の場合のコンスタレーションマップを示す。図 2.8 のコンスタレーションマップより、FB フィルタのタップ数 0 の場合は、3 km の MMF 伝送後のモード分散により、歪んでいる様子が分かる。一方で、FB フィルタのタップ数が 30 の場合コンスタレーションマップは BPSK 信号として 2 点にはっきりと分かれており、適応等化器により信号が復元されている様子が分かる。したがって、DFE による適応等化器を用いることで、モード分散による信号劣化を補償可能であることを確認することが出来た。さらに、図 2.8 より、Q 値は 6, 13, 19 タップ以降に急激に改善している様子が分かる。これらのタップは図 2.6 に示すインパルス応答の各伝搬モード群の DMD に相当することが分かる。FF フィルタのタップ数は 10 以上増やしても信号復元精度が改善することはなく、FB フィルタのタップ数も 20 タップ以降は高次モード成分がないため、改善がみられなかった。FB フィルタのタップ数が信号復元に大きく影響することがわかった。図 2.9 に DFE のタップ係数を示す。FF フィルタのタップ数を 0, FB フィルタのタップ数を 30 とした。タップ数の 1 から 10 が FF フィルタ、11 から 40 が FB フィルタのタップ係数である。タップのピークに注目すると、10, 16, 23, 29 タップに極値をとっていることが分かる。一つ目のピークに対して、2 番目、3 番目、4 番目のピークの差はそれぞれ、6, 13, 19 である。図 2.6 のインパルス応答と比較すると、ピークとなるタップ数がモード群間のモード遅延量に対応していることが分かる。

以上の検討により、DFE によるモード分散の信号補償において、高次モードの遅延量に応じて

FB フィルタのタップ数を設定することにより、信号復元精度が向上することが可能であり、マルチモードファイバ伝送において、デジタルコヒーレント受信技術による DFE を用いてモード分散に起因する MPI 補償が可能であることを示すことが出来た。

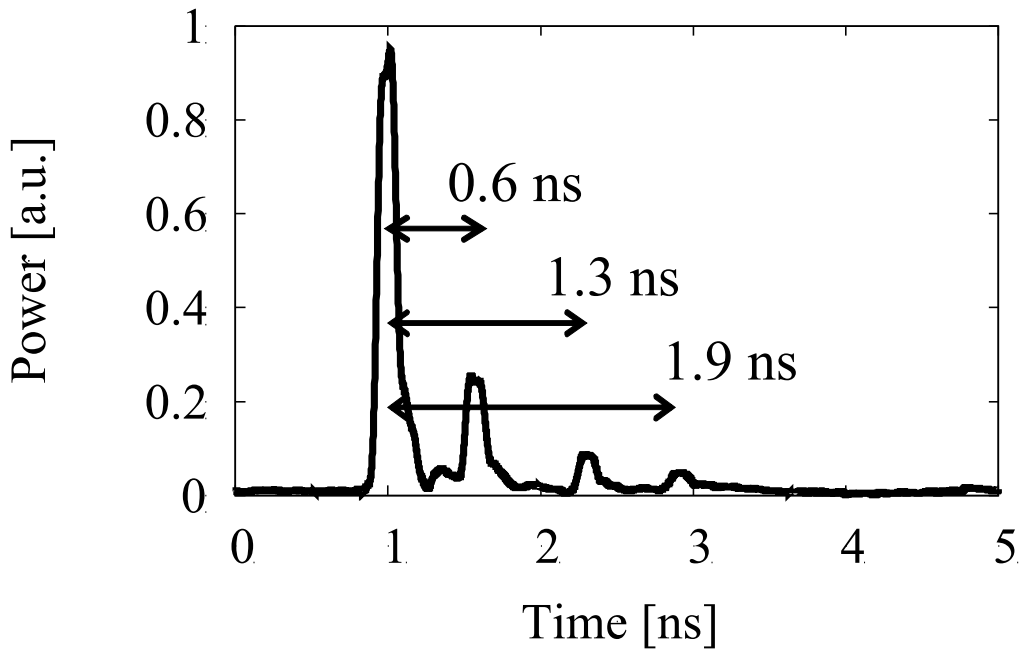


図 2.63 km GI-MMF のインパルス応答

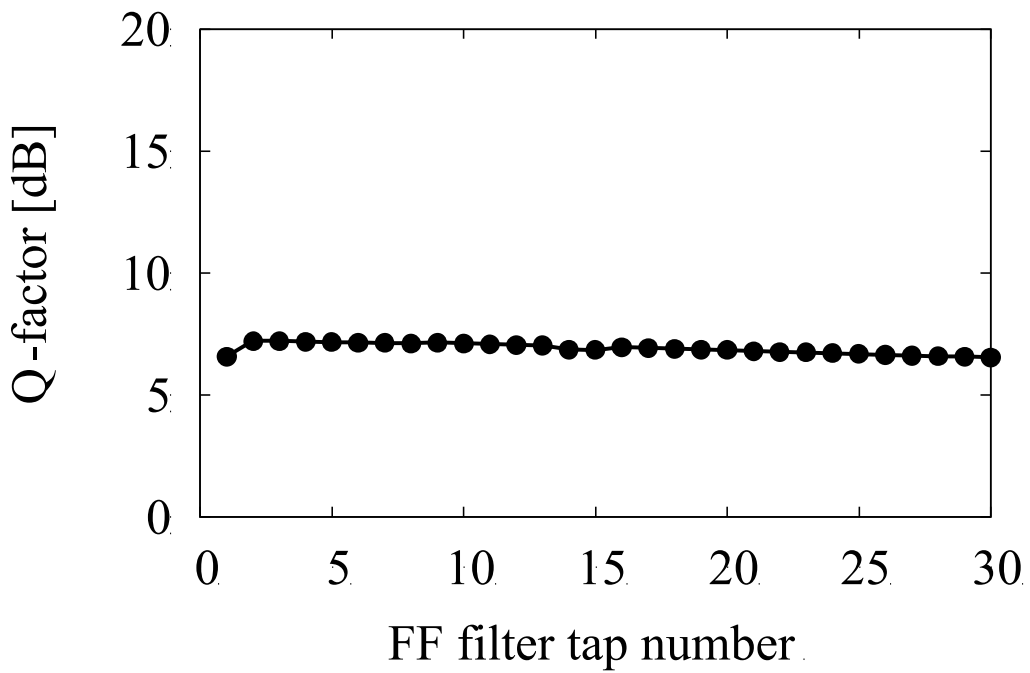


図 2.7 FF フィルタタップ数と Q 値の関係

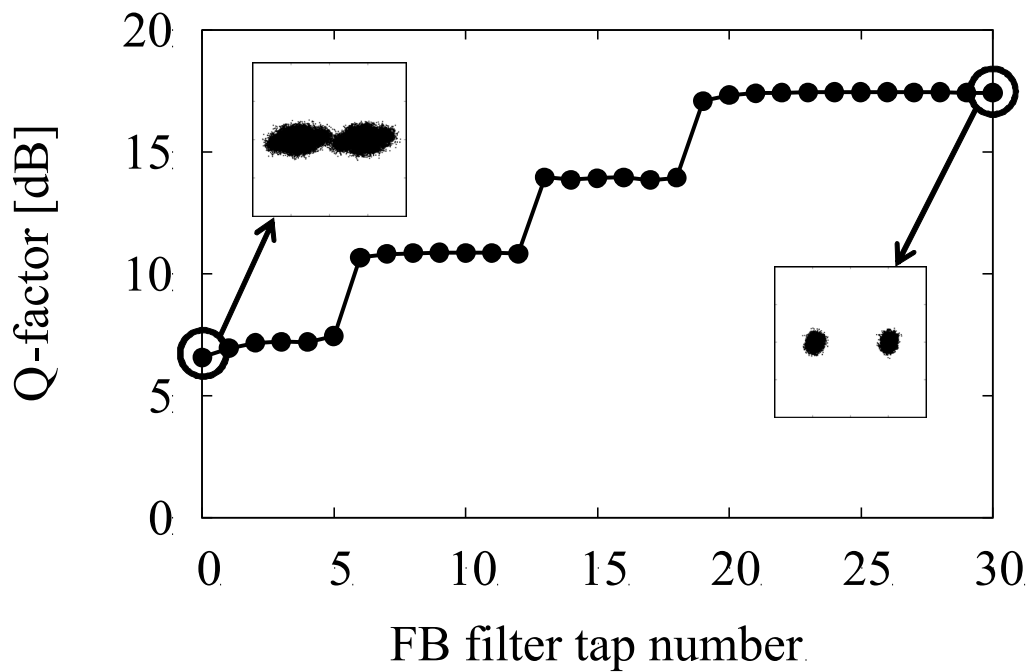


図 2.8 FB フィルタタップ数と Q 値の関係

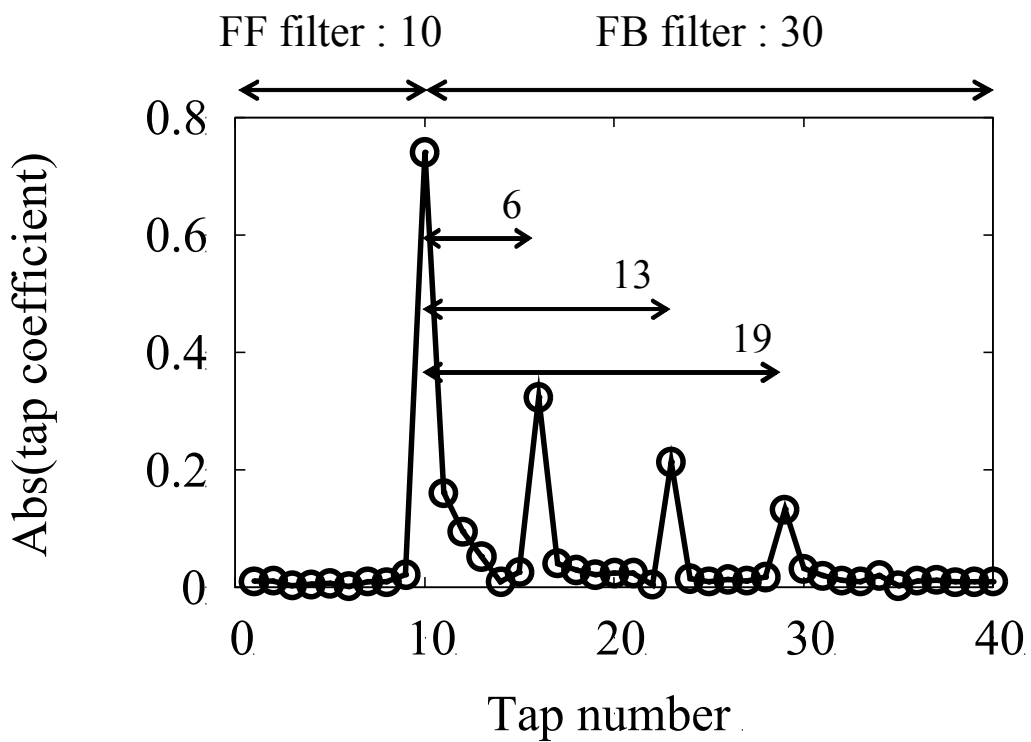


図 2.9 DFE のタップ係数

2.3.2 伝送距離依存性

次に、伝送ファイバの伝送距離を変え、適応等化器によるモード分散補償の距離依存性を調べた。空間レンズ系を用いてスポットサイズ拡大によりモードを励振し、GI-MMF 伝送後、モード収束器によりシングルモードファイバに高次モードを収束した。

図 2.10 に、検討を行った3通りの伝送路を示す。(a) GI-MMF の3 km ボビン1つの場合、(b) 3 km ボビンと 7 km ボビンをコネクタ接続した場合、(c) 3 km と 7 km と 10 km ボビンをコネクタ接続した場合である。図 2.11 に、モード励振器、収束器を使わない場合と使った場合のインパルス応答を示す。図 2.11 (a)より、モード励振器、収束器を使わない場合、(a)~(c)それぞれの場合において、1つのパルスのみ観測され、高次モードの発生が抑制されている様子がわかる。このとき、伝送路全体の伝送損失は(a) 0.8 dB, (b) 2.5 dB, (c) 5.9 dB であった。一方で、図 2.11 (b)より、モード励振器、収束器を使った場合、高次モードが励振され、伝送距離が延びることで最大 DMD が増えている様子が分かる。また、3 km ボビン単体の場合と、3 km ボビン、7 km ボビンを接続した場合を比較すると、前者よりも後者の伝搬モード数が減っており、伝搬にともない高次モードが損失を受けている様子が分かる。モード励振器やモード収束器を調整すれば高次モードのパワーを大きくすることが可能であるが、今回は基本モードの強度が最大になるように調整した。このとき、伝送路全体の伝送損失は(a) 1.0 dB, (b) 3.3 dB, (c) 7.4 dB であった。以上、モード励振器・収束器を用いることで、マルチモードファイバ伝送における MPI を積極的に引き起こした。文献[2.22]にて示されているように、伝送距離が延びることで、モード変換により引き起こされる MPI も増加している。

上記の条件により、BER 測定を行った。図 2.12 (a)はモード励振器、収束器を使わない場合、図 2.12 (b)はモード励振器、収束器を使った場合の BER 測定結果である。back-to-back の場合は、伝送ファイバがない場合とし、FF フィルタ、FB フィルタのタップ数はそれぞれ 1 とした。図 2.11 に示すそれぞれの場合の最大遅延量を鑑みて、FB フィルタのタップ数を設定した。モード励振器・収束器なしの場合、FF フィルタ、FB フィルタのタップ数はそれぞれ 10, 1 とし、モード励振器・収束器ありの場合、(a) 3 km ボビン、(b) 3 km ボビン+7 km ボビン、(c) 3 km ボビン+7 km ボビン+10 km ボビンそれぞれ、FF フィルタのタップ数を 10, FB フィルタのタップ数を 30, 50, 70 とした。

図 2.12 (a)より、モード励振器、収束器を使わない場合、DFE によるモード分散補償を行う、行わないに関わらず、総伝送距離 20 km においても $BER=10^{-5}$ 以下を実現することが出来た。伝送距離が延びるほど、さらには、モード分散補償を行った場合の方がパワーペナルティが増加しているが、これは、これは伝送距離増加によりモード変換による SNR の劣化やタップ数増加による DFE の復元精度の劣化に起因すると考えられる。一方で、図 2.12 (b)より、モード励振器、収束器を使った場合、モード分散補償を行わないと、たとえ受信強度を増やしても FEC

限界（このとき、一般的な7%オーバーヘッドFEC限界として $BER=3.8 \times 10^{-3}$ と定めた）以下にはならなかった。モード分散補償を行うと、総伝送距離20 kmにおいても $BER=10^{-5}$ 以下を実現することが出来た。

また、同じタップ数によるモード分散補償を行い（with MDC）、モード励振器・収束器なし（図 2.12 (a)）・あり（図 2.12 (b)）で比較したところ、高次モードを積極的に起こした方がパワーペナルティが大きくなった。これは、伝送路のMPIが増加することでSNRが劣化し、DFEの復元精度が低下したためだと考えられる。

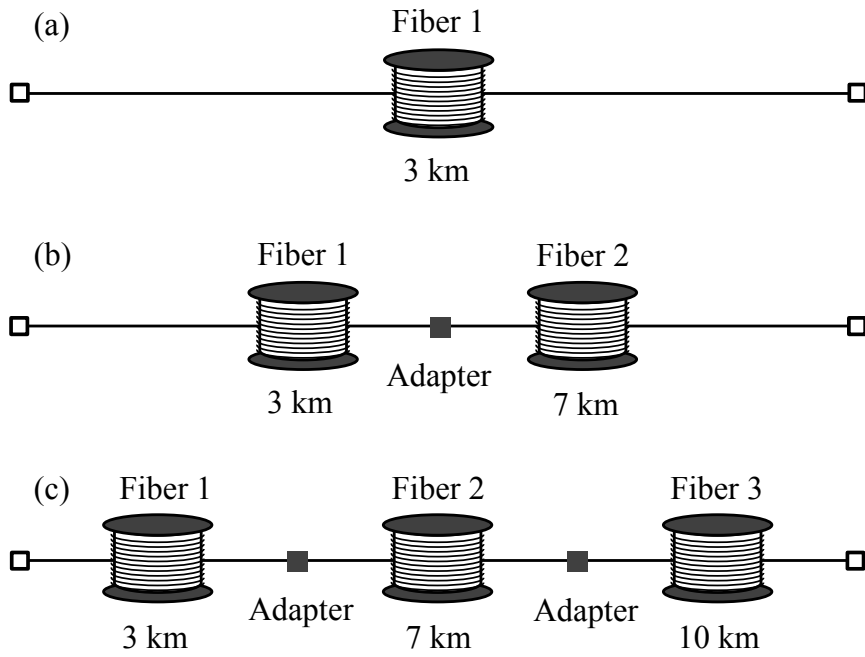


図 2.10 マルチモードファイバ伝送路
(a) 3 km, (b) 3 km + 7 km, (c) 3 km + 7 km + 10 km

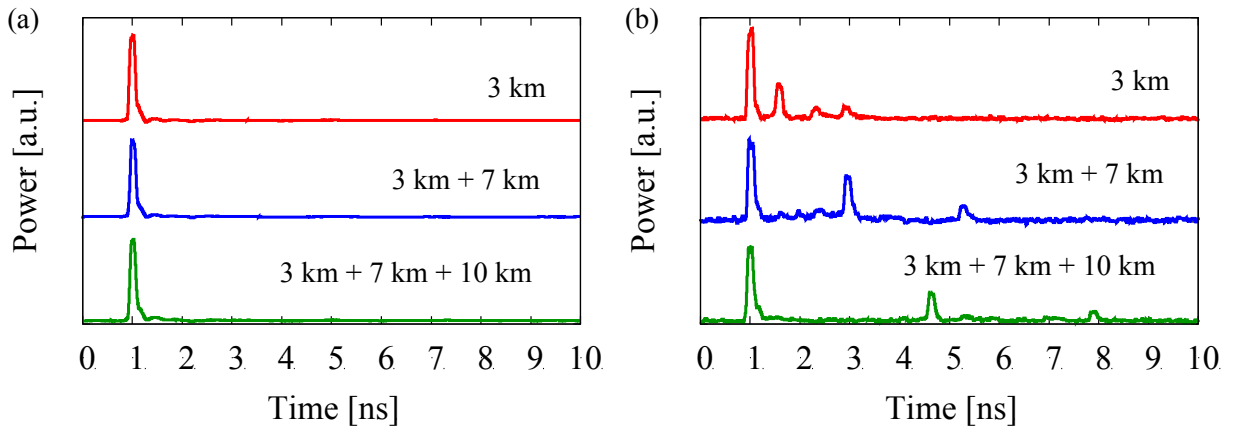


図 2.11 インパルス応答
(a) モード励振器・収束器なし, (b) モード励振器・収束器あり

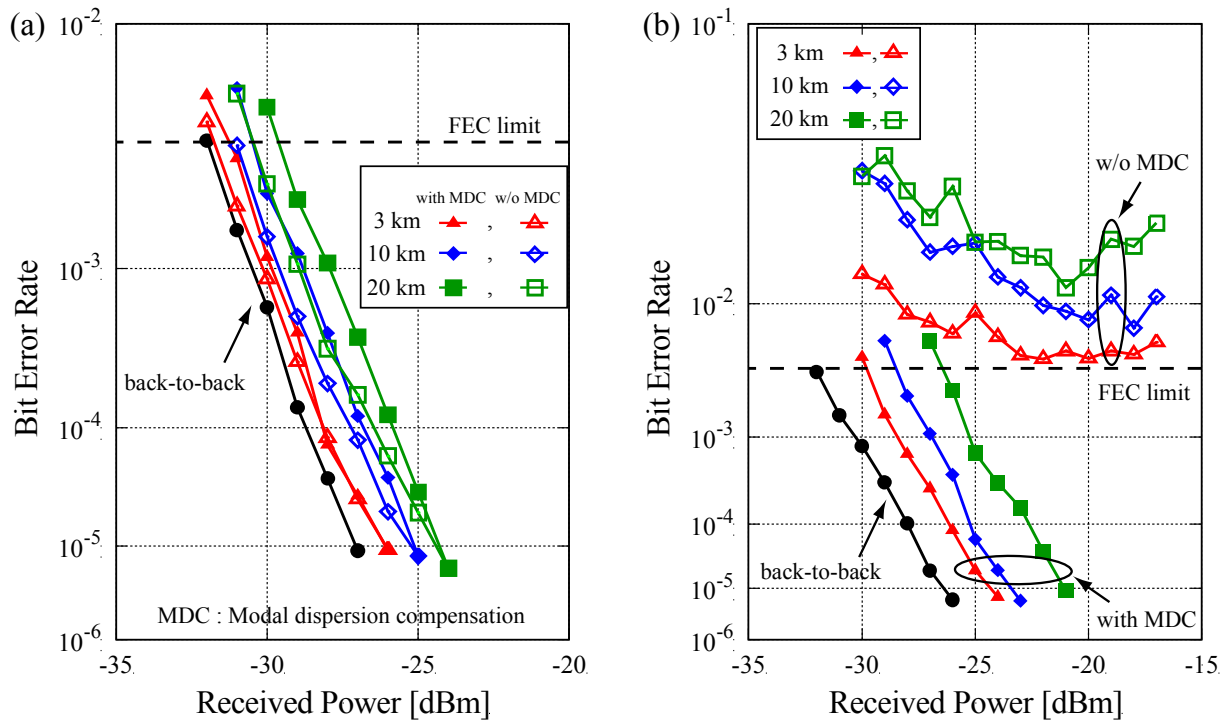


図 2.12 伝送距離依存性における BER 測定結果

(a) モード励振器・収束器なし, (b) モード励振器・収束器あり

2.3.3 接続点におけるモード間クロストークの影響

さらに、総伝送距離 20 km において、伝送ファイバ中に軸ずれがある場合について検討を行った。図 2.13 に示すように、ポビン 3 km, ポビン 7 km, ポビン 10 km の間に軸ずれファイバを計 2 箇所コネクタ接続した。この軸ずれファイバは GI-MMF を 5 μm 程度軸ずれさせて融着したものである。これにより、伝送中に意図的にモード変換を引き起こした。図 2.14 に伝送ファイバ中に軸ずれファイバを接続しない場合と接続した場合のインパルス応答を示す。軸ずれファイバが伝送中にある場合、軸ずれファイバがない場合に比べ、モード群が増えており、伝送路中の軸ずれがモード変換をより多く引き起こしている様子が分かる。なお、この図は一例であり、モード変換によりインパルス応答は時々刻々と変動していた。図 2.15 に総伝送距離 20 km において伝送中に軸ずれファイバがない場合とある場合、さらに、適応等化器によるモード分散補償なし・ありの場合の BER を示す。DFE によるモード分散補償を行わない場合、受信強度を増やしても BER は 10^{-2} 以下にはならなかった。一方、DFE によるモード分散補償を行った場合、軸ずれファイバがある場合の方がパワーペナルティが 1 dB 程度大きいのが、 10^{-5} 以下の BER が得られることを確認した。

以上により、伝送路に軸ずれがあり、モード変換が積極的に起こっている場合においても DFE によりモード変換に起因する MPI は補償可能であることを示した。

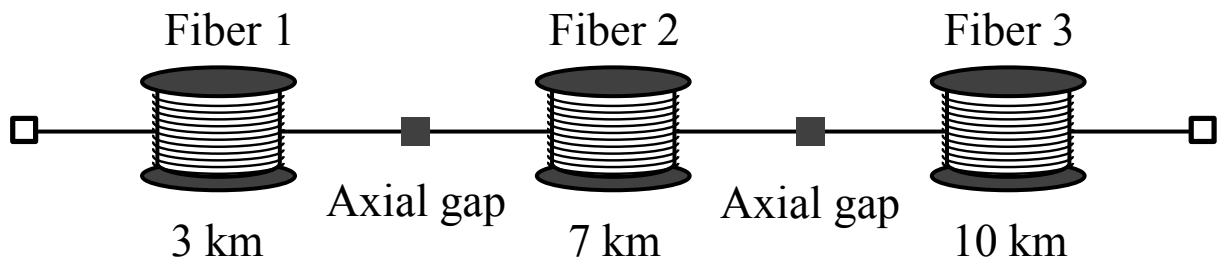


図 2.13 軸ずれありにおけるマルチモードファイバ伝送路

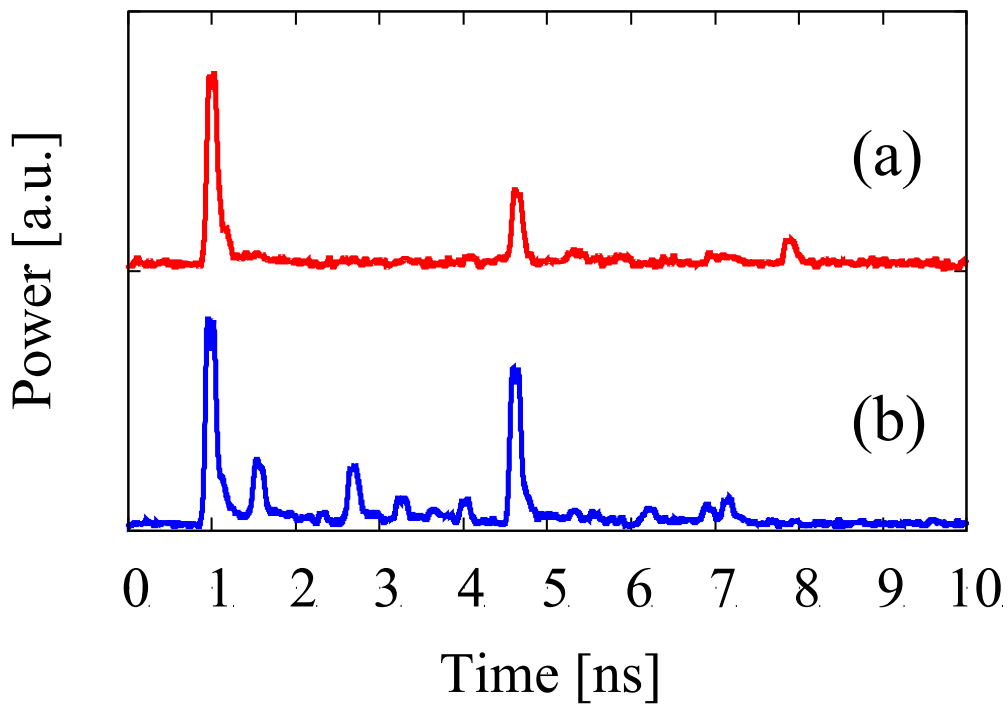
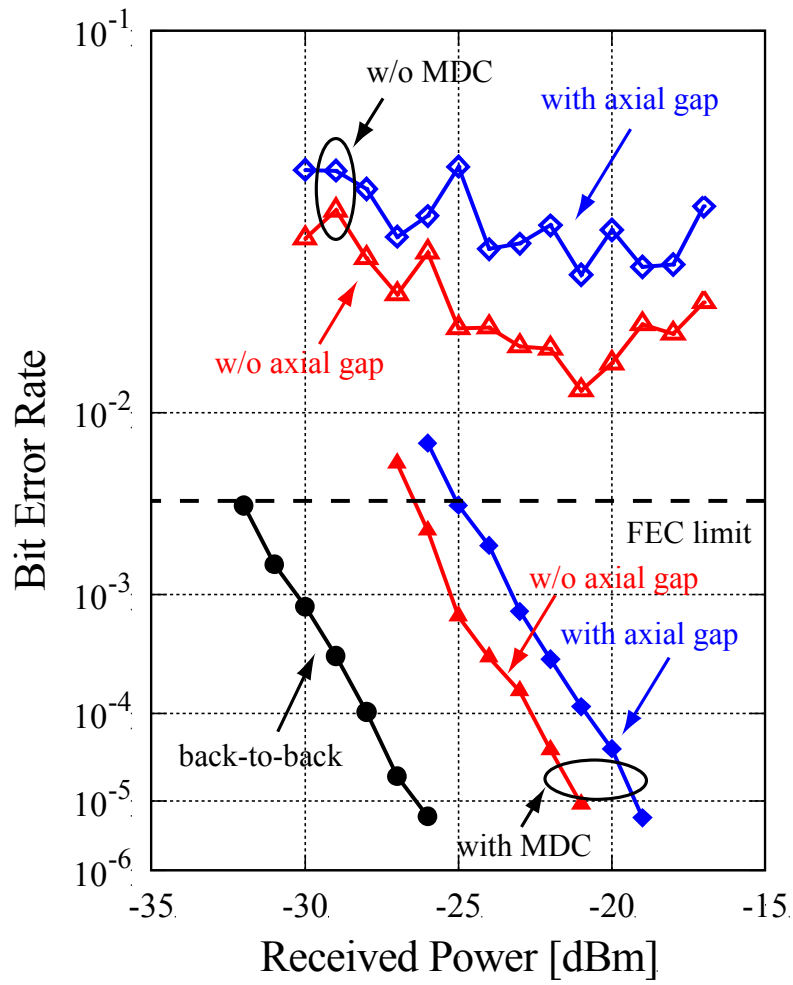


図 2.14 インパルス応答
(a) 軸ずれなし, (b) 軸ずれあり



MDC : Modal dispersion compensation

図 2.15 軸ずれなし・ありにおける BER 測定結果

2.4 まとめ

以上の検討により，高次モードが基本モードにモード変換されるような MPI が存在するマルチモードファイバ伝送において，デジタルコヒーレント受信技術を用いて DFE により信号劣化の補償が可能であることを示した．また，伝送距離が長くなるにつれ，信号復元に必要なタップ数が増大する様子を確認した．さらに伝送中にファイバ端面の軸ずれが存在し，インパルス応答が複雑化しても相応のタップ数を設定することで DFE による信号復元が可能であることを明らかにした．

第2章参考文献

- [2.1] T. Morioka, "New Generation Optical Infrastructure Technologies: "EXAT Initiative" Towards 2020 and Beyond," in *Proc. OECC 2009*, Paper FT4.
- [2.2] M.B.-Astruc, L. Provost, G. Krabshuis, P. Dhenry, P. Sillard, "125 μm Glass Diameter single-Mode Fiber with A_{eff} of 155 μm^2 ," in *Proc. OFC/NFOEC 2011*, 2011, Paper OTuJ2.
- [2.3] K. Mukasa, K. Imamura, R. Sugizaki, T. Yagi, "Comparisons of Merits on Wide- Band Transmission Systems between Using Extremely Improved Solid SMFs with A_{eff} of 160 μm^2 and Loss of 0.175 dB/km and Using Large- A_{eff} Holey Fibers Enabling Transmission Over 600 nm Bandwidth," in *Proc. OFC/NFOEC 2008*, 2008, Paper OThR1.
- [2.4] Y. Yamamoto, M. Hirano, T. Sasaki, "A New Class of Optical Fiber to Support Large Capacity Transmission," in *Proc. OFC/NFOEC 2011*, 2011, Paper OWA6.
- [2.5] T. Matsui, T. Sakamoto, K. Tsujikawa, S. Tomita, "Single-Mode Photonic Crystal Fiber with Low Bending Loss and A_{eff} of $>200 \mu\text{m}^2$ for Ultra High-Speed WDM Transmission," in *Proc. OFC/NFOEC 2010*, 2010, Paper PDPA2.
- [2.6] T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, L. Ma, N. Hanzawa, S. Aozasa, K. Tsujikawa, S. Tomita, "Transmission over large-core few-mode photonic crystal fiber using distance-independent modal dispersion compensation technique," *Opt. Express*, vol. 19, no.26, pp.B478–B485, 2011.
- [2.7] A. Pilipetskii, "Nonlinearity Management and Compensation in Transmission Systems," in *Proc. OFC/NFOEC 2010*, 2010, Paper OTuL5.
- [2.8] I. Gasulla, J. Capmany, "1 Tb/s km Multimode fiber link combining WDM transmission and low-linewidth lasers," *Opt. Express*, vol. 16, no.11, pp.8033–8038, 2008.
- [2.9] D.H. Sim, Y. Takushima, Y.C. Chung, "High-speed multimode fiber transmission by using mode-field matched center-launching technique," *J. Lightw. Technol.*, vol.27, no.8, pp.1018–1026, 2009.
- [2.10] Y. Ma, Y. Tang, W. Shieh, "107 Gb/s Transmission Over Multimode Fiber with Coherent Optical OFDM Using Center Launching Technique," in *Proc. ECOC 2009*, 2009, Paper 3.5.2.
- [2.11] F. Yaman, N. Bai, Y. Huang, M. Huang, B. Zhu, T. Wang, G. Li, "10 x 112 Gb/s PDM-QPSK transmission over 5032 km in few-mode fibers," *Opt. Express*, vol.18, no.20, pp.21342–21349, 2010.
- [2.12] J. Downie, J. Hurley, D. Kuksenkov, C. Lynn, A. Korolev, V. Nazarov, "Transmission of 112 Gb/s PM-QPSK Signals Over up to 635 km of Multimode Optical Fiber," in *Proc. ECOC2011*, 2011, Paper Tu.5.B.6.
- [2.13] T. Itoh, H. Fukuyama, S. Tsunashima, E. Yoshida, Y. Yamabayashi, M. Muraguchi, H. Toba, H. Sugahara, "1-km Transmission of 10 Gbit/s Optical Signal Over Legacy MMF Using Mode Limiting Transmission and Incoherent Light Source," in *proc. OFC/NFOEC 2005*, 2005, Paper OWH3.
- [2.14] L. Ma, N. Hanzawa, K. Tsujikawa, S. Tomita, "Ultra-Wideband WDM Transmission in Multi-Mode

Fiber Using PCF Devices,” in *Proc. OECC 2011*, Paper 6C2_3.

[2.15] M.-J. Li, X. Chen, P. Dainese, J.J. Englebert, C. Saravanos, D.Z. Chen, V.X. Jain, R.C. Dittmore, G.N. Bell, “Statistical Analysis of MPI in Bend-Insensitive Fibers,” in *Proc. OFC/NFOEC 2009*, 2009, Paper OTuL1.

[2.16] X. Zhao, F.S. Choa, “Demonstration of 10-Gb/s transmission over a 1.5-km-long multimode fiber using equalization techniques,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.14, no.8, pp.1187–1189, 2002.

[2.17] K. Iwashita, K. Nakajima, “Parameter Estimation for Adaptive Electrical Equalization of Multimode-Fiber Dispersion using Sub-Carrier Multiplexing Scheme,” in *Proc. OECC 2008*, 2008, Paper ThP-92.

[2.18] J.G. Proakis, “Digital Communications,” fifth ed., McGraw Hill, 2008.

[2.19] A. Sayed, T. Kailath, “A state-space approach to adaptive RLS filtering,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol.11, no.3, pp.18–60, 1994.

[2.20] S. Haykin, “Adaptive Filter Theory,” fourth ed., Prentice Hall, 2001.

[2.21] A. Leven, N. Kaneda, U.-V. Koc, Y.-K. Chen, “Frequency estimation in intradyne reception,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.19, no.6, pp.366–368, 2007.

[2.22] D. Yevick, B. Stoltz, “Effect of mode coupling on the total pulse response of perturbed optical fibers,” *Appl. Opt.*, vol.22, no.7, pp.1010–1015, 1983.

第3章 光 MIMO 伝送システム構成技術

本章では、光 MIMO 伝送システムを実現するための構成技術について述べる。

3.1 光 MIMO 伝送システムの受信部構成における課題

モード多重技術において、光ファイバ中の複数の伝搬モードを利用する。1章で述べたように、これまでマルチモードファイバにおける高次モードはシンボル間干渉として重大な信号劣化をもたらすと考えられていたが、高次モードを積極的に利用することで伝送容量を増大することが可能である。モード多重伝送において重要な技術となるのが、モード合分波技術である。伝搬モードごとに信号をのせる場合、長距離・大容量伝送を実現するためには、いかにモード間クロストークなく信号を伝搬させるかが重要となる。1980年代にはモード多重伝送のコンセプトが提案されていたが、このモード間クロストークの低減が課題となり、長距離・大容量伝送が困難であった[3.1, 3.2]。2000年代中頃には、高次モードを受信部で分離する手段として、無線通信技術として知られる MIMO 技術の適用が検討され始めた。光 MIMO 伝送では、送受信部においてモードごとに高い消光比で合分波する必要がなく、受信部のデジタル信号処理によりそれぞれの信号チャンネルを復元することが可能である[3.3-3.8]。ただし、強度変調によるものであったため、モード間クロストークの復元精度が低く、長距離・大容量伝送は実現できていなかった。

そこで、本研究では2010年より、デジタルコヒーレント受信技術[3.9-3.12]を用いた光 MIMO 伝送の検討を始めた。デジタルコヒーレント技術の登場により、各モードの信号光の位相情報と強度情報を扱うことが可能となるため、MIMO 技術による信号復元精度の向上が期待でき、結果として、長距離・大容量化が実現できる。

無線通信においては、一般に送信-受信アンテナ間の信号経路は複数存在し（マルチパス）、これがフェージングによる信号劣化をもたらしていた。無線 MIMO 技術は、このマルチパスを逆に積極的に利用し、複数の送信-受信アンテナを用いることによって複数チャンネルの信号の伝送を行う。それぞれの受信アンテナは複数のチャンネルの信号が混ざった信号を受信するが、デジタル信号処理によってチャンネル信号の分離を実現する。この MIMO 技術を用いた空間多重によって、周波数帯域の拡大なしに伝送容量を増大させることが可能となった。

一方、マルチモード光ファイバーを用いた光 MIMO 技術においては、高次モードを積極的に利用する。これによって複数のモードに複数のチャンネルの信号を載せるモード多重伝送を実現し、使用する波長帯の拡大なしに伝送容量を増大させることが可能となった。モード結合によるクロストークが十分小さい場合には、MIMO 技術なしでもモード多重伝送は実現可能である。しかし実際のマルチモード光ファイバー伝送においては、コアとクラッドの境界面の

微細な凹凸、接続点での軸ずれ、ファイバーの曲げによって比較的容易にモード結合が起こり、クロストークが発生する。また、モード合分波器の消光比が十分でない場合にもクロストークが発生する。クロストークによる信号劣化は変調多値数が大きくなるほど顕著になり [3.6]、このクロストークを補償するためには MIMO 技術が必要となる。これを考慮して、2014年11月時点でのモード多重伝送においては MIMO 技術を利用した報告が主となっている。

図 3.1 にマルチモードファイバ (MMF) を用いた光 MIMO 伝送技術の概要を示す。簡単のため、 2×2 構成を示している。各送信機から発せられた信号 x_1, x_2 は合波器において信号ごとに各伝搬モードのパワー比率が異なるモード分布となるように合波され、MMF に入射される。これにより送信部におけるモードダイバーシティを得ることが出来る。さらに伝送後に分波器において合波器と同様に異なるモード分布を持つように分波され、2つの受信機で y_1, y_2 として受信される。送信部と同様に受信部においてもモードダイバーシティを実現する。受信機側の MIMO 等化器により信号を復元するため、各信号は複数の伝搬モードを含んでおり、合分波器においては各伝搬モードについて高いモード消光比で合分波する必要はない。等化器は複数の FIR フィルタで構成されており、次式により受信信号 y_1, y_2 から復元信号 xr_1, xr_2 を得ることが出来る。

$$xr_1 = y_1 * w_{11} + y_2 * w_{12} \quad (3.1)$$

$$xr_2 = y_1 * w_{21} + y_2 * w_{22} \quad (3.2)$$

ここで、 w_{ij} はタップ係数である。図 3.2 に例として復元信号 xr_1 を得るための FIR フィルタの構成を示す。FIR フィルタは 2 章で述べたように遅延器、加算器、乗算器により構成されており、乗算器数および係数をそれぞれタップ数 (N_{tap})、タップ係数 (w_{ij}) と呼ぶ。タップ係数は適応アルゴリズムにより算出する。

複数の送受信チャンネルを持つ MIMO システムにおいて、たとえ高いモード消光比が送受信部で実現できなくても、モードダイバーシティを用いて信号復元が可能である。ここで、光 MIMO 伝送に大容量化・長距離化が期待出来るデジタルコヒーレント技術を適用するためには、コヒーレント受信器で全てのモードの振幅と位相情報を保持する必要がある。しかし、特に 90° 光ハイブリッドにおいて、ローカル光のマルチモード動作はコヒーレント検波を困難にするため、コヒーレント受信器でのシングルモード動作が必要である。したがって、本研究では、信号の高次モード成分を基本モードに収束した上でシングルモードデバイスであるコヒーレント受信器に光信号を入射する必要がある。

そこで、本研究では上記機能を持つモード収束器とデジタルコヒーレント受信技術を用いて、コア径 $50 \mu\text{m}$ を有する GI 型マルチモードファイバ (GI-MMF) 20 km の光 MIMO 伝送の検討を行った。

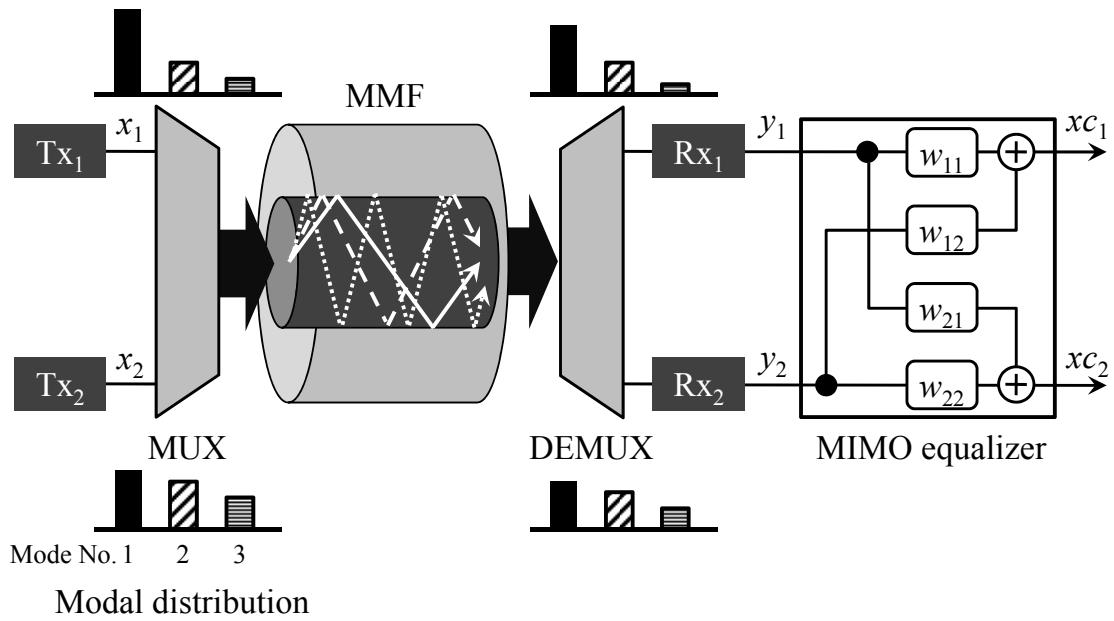


図 3.1 マルチモードファイバを用いた光 MIMO 伝送システム

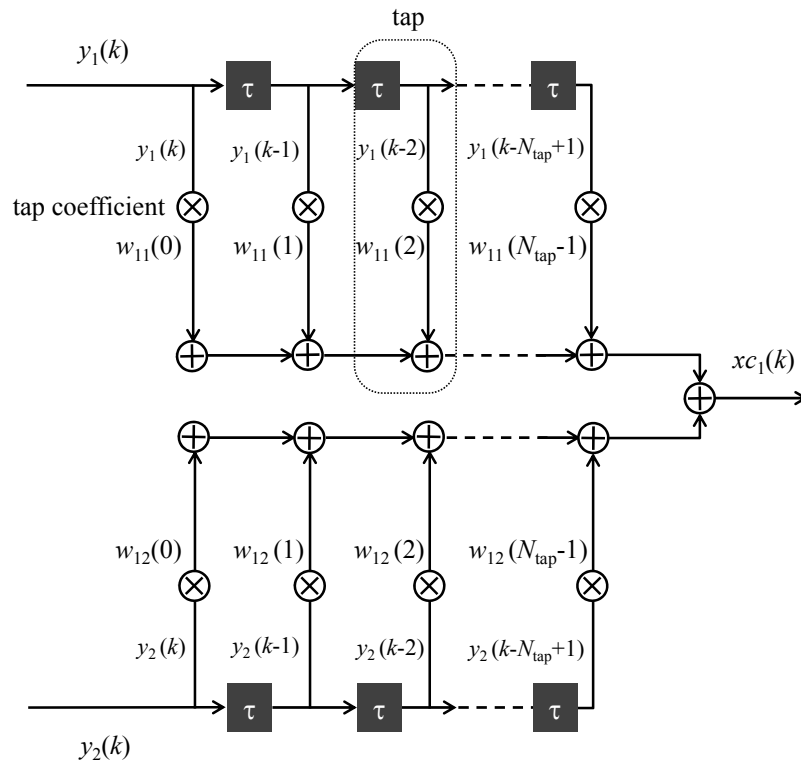


図 3.2 復元信号 xc_1 を得るための FIR フィルタ構成

3.2 モード収束器を用いた光 MIMO 伝送システムの提案と有効性の実証

3.2.1 モード収束器を用いた光 MIMO 伝送システムの提案

図 3.3 にモード収束器を持つシングルモードデジタルコヒーレント受信器を用いたコヒーレント光 MIMO 伝送実験系を示す。波長 1550 nm の CW 光をシングルモードカプラ (SMC: Single-mode Coupler) により 2 分岐し, 2 つの光変調器に入射する。各々の BPSK 光変調器には, 独立した 2 系列の信号 (x_1, x_2) が入力され, この結果 2 チャンネルの BPSK 信号光が得られる。これをモード依存分岐比を有する 2 入力 1 出力のマルチモードカプラ (MMC: Multi-mode Coupler) により合波する。商用のフィルタ型マルチモードカプラを用いた。図 3.4 に示すように, フィルタカプラはハーフミラーを有し, 入力ポート 1 の透過光と入力ポート 2 の反射光が出力ポートに入射される。出力ポートに合波する前に, スポットサイズが拡大されるため, 高次モードは効率的に励振される。さらに, 透過光と反射光はマルチモードファイバの中心からわずかに異なる部分に入射されるため, ポートごとに異なるモード比率でモードが励振される。つまり入力ポートごとに含まれるモードの強度と位相が異なるモード分布を実現することができ, 結果として送信部におけるモードダイバーシティを実現する。2 チャンネルが合波された信号を ITU-T G.651 に準拠するコア径 50 μm GI-MMF に入力した。開口数 (NA) は 0.2 である。20 km 伝送後, MMC により分波した。受信部での 1 入力 2 出力 MMC は送信部の MMC と逆の構成となっており, 受信部においてモードダイバーシティを実現した。次に, 各ポートにおけるモード収束器 (MCU) により高次モード成分を基本モードに収束した。

提案するモード収束器の構成を図 3.5 に示す。2 章で述べたように, GI-MMF の端面からの信号光は 2 つのレンズを通過し, SMF に入射される。マルチモード側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ 11.0 mm と 0.25 である。一方, SMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ 18.4 mm と 0.15 である。モード収束器において, GI-MMF のコア端面全体を SMF のコアへ照射する。2 つの光ファイバの端面を微動台上に載せ, 受光強度が最大になるように調整した。本実験系において受信器はシングルモードデバイスのため, マルチモードをシングルモードデバイスへ接続するインターフェースとしてこのモード収束器は必要不可欠である。前述のとおり, 高次モードの振幅および位相情報はコヒーレント光 MIMO 伝送において必要不可欠であるが, モード収束器を用いることにより情報を保持することが出来る。各々の受信信号は局発光源と共に 90° 光ハイブリッドに入力される。各々の 90° 光ハイブリッドは偏波ビームスプリッタを含んでいるが, 2 つの直交偏波のうち 1 つのみを利用した。受信部における偏波コントローラにより, 90° 光ハイブリッドの光出力強度が最大になるように調整した。そして, バランスドレシーバによりコヒーレント光受信を行った。さらに, リアルタイムオシロスコープにより AD 変換を行い I, Q 成分を抽出し (y_1, y_2), オフラインのデジタル信号処理により信号復元を行った。MIMO 適応等化器は 2 章で述べた判定帰還型等化器により構成し, タップ係数を

導出するための適応アルゴリズムはRLS法を用いた。トレーニングシンボル数は800、タップ数は60とした。

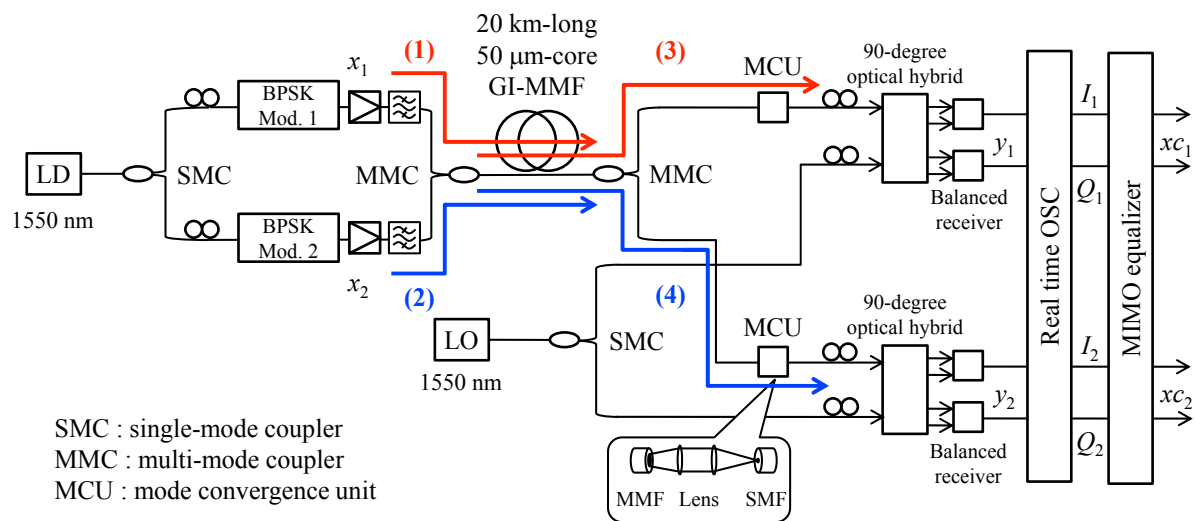


図 3.3 モード収束器を用いた光 MIMO 伝送実験系

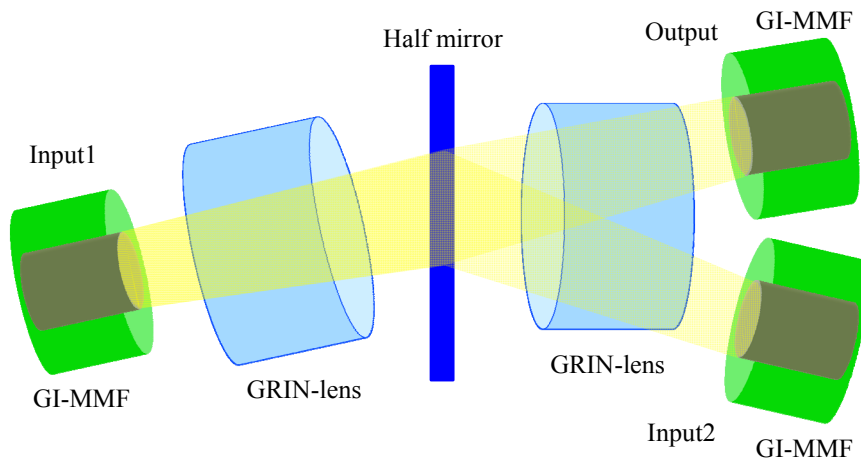


図 3.4 フィルタカップラの構成

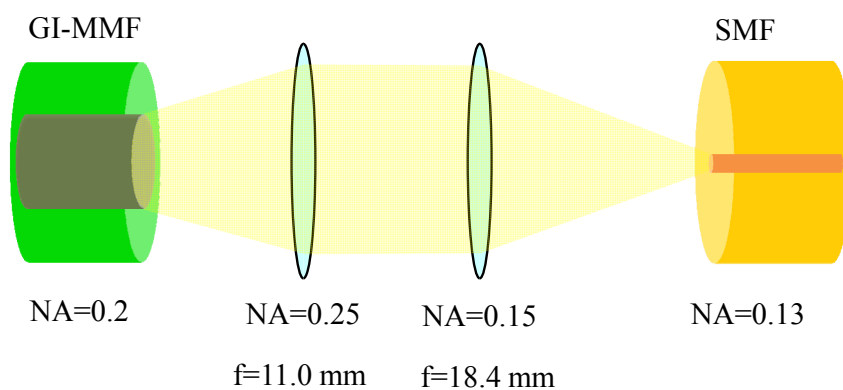


図 3.5 モード収束器の構成

3.2.2 提案システムの有効性の実証 (2×2 MIMO 伝送)

図 3.6 に送信部+GI-MMF 20 km 伝送後のインパルス応答を示す。図 3.3 における経路 (1) と (2) のインパルス応答において、基本モードの他に 2 つの高次モードが励振されている様子がわかる。各々の基本モードからの遅延量は 2.5 ns と 4.7 ns であった。さらに、各インパルス応答を比較すると、含まれる伝搬モードの強度が異なる様子が観測出来、異なるモード比率を有する分布となっていることから、送信部でのモードダイバーシティが実現できていることが分かる。図 3.7 (a)および(b)はそれぞれ受信部における図 3.3 の経路 (3), (4) のモード収束器を適用しない場合と適用した場合のインパルス応答である。モード収束器を適用しないインパルス応答 (図 3.7 (a)) は GI-MMF を直接 SMF にコネクタ接続し観測した。この場合、高次モードが失われており、信号復元をすることが出来なかった。一方、モード収束器を適用したインパルス応答 (図 3.7 (b)) は SMF に結合する前にモード収束器に入力することにより SMF の中に高次モードの情報が保持されている。結果として、受信部においても 2 つの異なるモード分布を実現し、受信部でのモードダイバーシティを実現した。この GI-MMF のインパルス応答によるモード遅延量により MIMO 適応等化器のタップ数を決定した。FF フィルタおよび FB フィルタのタップ数をそれぞれ 5, 60 とした。さらに、4096 の伝送シンボルのうち、トレーニングシンボル数を 800 とした。DFE のトラッキングモードにより短時間におけるインパルス応答の変動に対処した。長時間の変動に対しては、復元精度の統計的な変動が報告されている[3.6, 3.8]。図 3.8 (a), (b)にそれぞれ受信信号 (y_1, y_2) と復元信号 (xc_1, xc_2) のコンスタレーションマップを示す。受信信号はモード分散によるシンボル間干渉を伴う 2 チャンネルの信号が混合しているため、大きく歪んでいる様子が分かる。一方、2つの復元信号については MIMO 適応等化処理によりはっきりと 2 つに分かれている様子が分かる。2つの復元信号の Q 値はそれぞれ 16.5 dB, 17.9 dB であった。トレーニング信号を 800 より減らすと復元精度は劣化し、トレーニング信号を増やしたとしても復元精度の改善はわずかであった。復元精度は DFE のタップ数に応じて大きく変化した。復元に要するタップ長を見積もるため、FB フィルタのタップ数を 10 から 80 に変化させた。FF フィルタのタップ数およびトレーニングシンボル数はそれぞれ 10, 800 に固定した。図 3.9 に Q 値のタップ数依存性を示す。復元精度は 25 タップ以降で急激に改善した。この 25 タップ目は 1 番目の高次モードのモード遅延量 2.5 ns に相当する。さらに、47 タップと 58 タップ以降に Q 値が改善した。これらはそれぞれ 2 番目の高次モード、3 番目の高次モードのモード遅延量に対応する。DFE の FB フィルタのタップ数が図 3.7 (b) に示すインパルス応答のモード遅延量を反映していることを確認した。

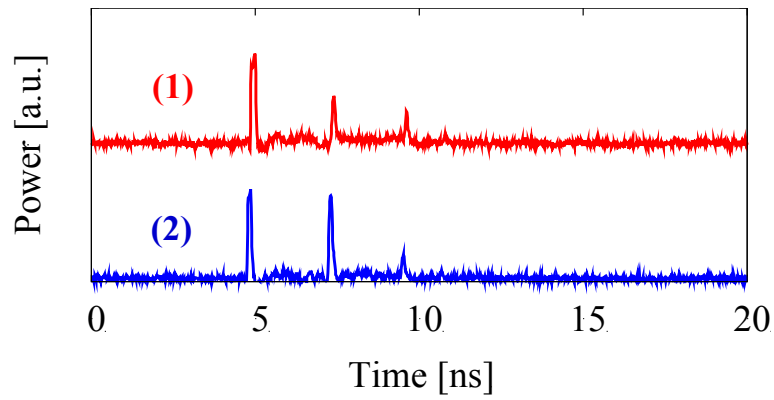


図 3.6 インパルス応答 (送信部 MMC+20 km GI-MMF)

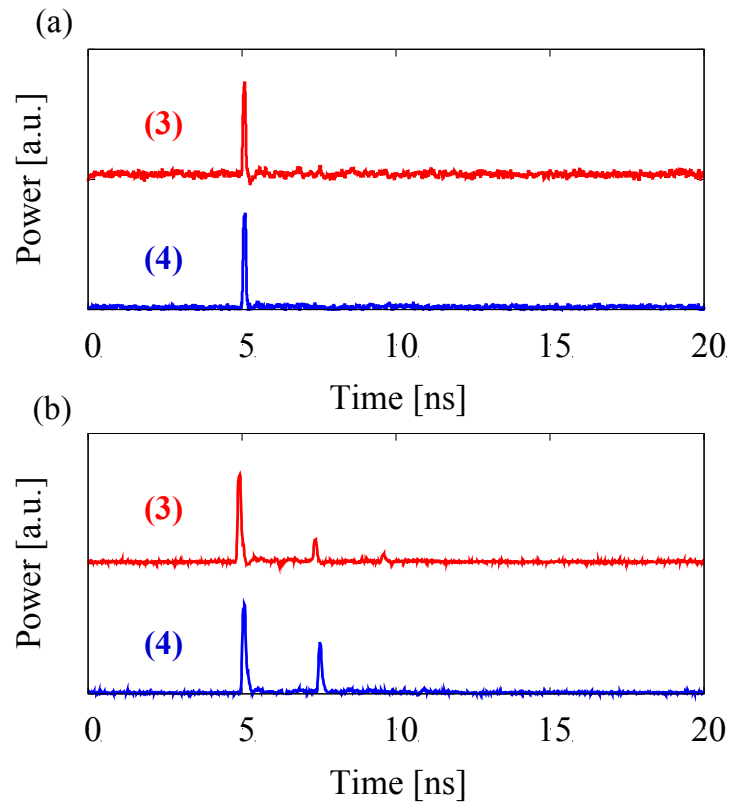


図 3.7 インパルス応答 (20 km GI-MMF +受信部 MMC at receiver)

(a) モード収束器なし, (b) モード収束器あり.

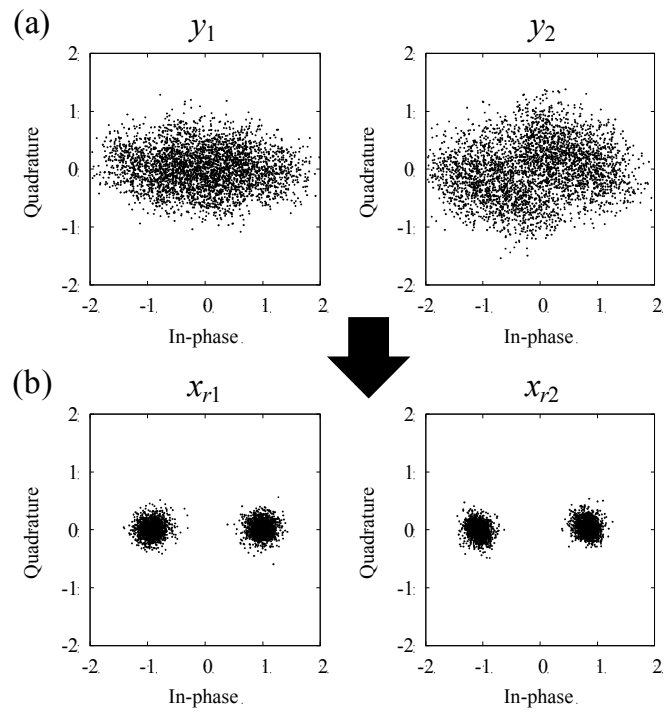


図 3.8 コンスタレーションマップ

(a) 受信信号, (b)復元信号

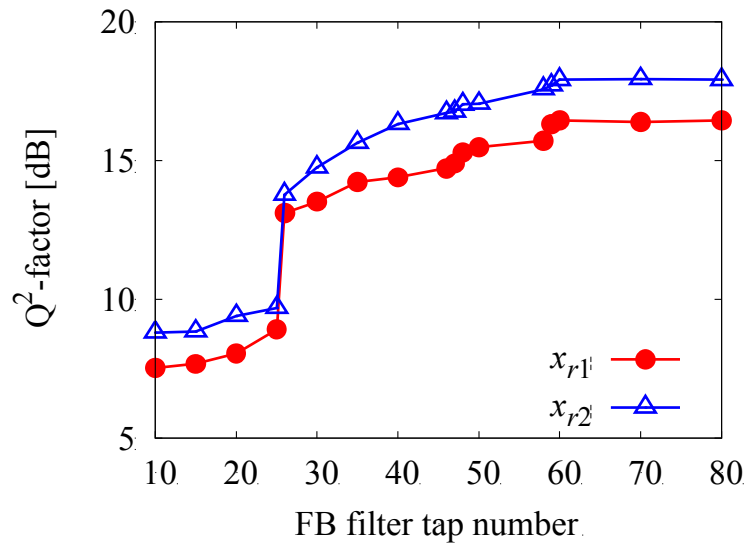


図 3.9 タップ数と Q 値の関係

3.3 まとめ

以上の検討により、モード依存分岐比を有するマルチモードカップラを用いて送受信部におけるモードダイバーシティを実現し、さらに長距離・大容量化が期待できるデジタルコヒーレント受信技術を利用するために、受信部においてモード収束器を用いることで高次モードの振幅、位相情報を基本モードに収束する手法を提案した。本提案により、デジタルコヒーレント受信技術による 20 km GI-MMF コヒーレント光 MIMO 伝送を実現することが出来た。

第3章参考文献

- [3.1] S. Berdagué and P. Facq, "Mode division multiplexing in optical fibers," *Appl. Opt.* vol.21, no.11, pp.1950–1955, 1982.
- [3.2] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, and M. Koshiba, "Demonstration of mode-division multiplexing transmission over 10 km two-mode fiber with mode coupler," in *Proc. OFC/NFOEC 2011*, 2011, Paper OWA4.
- [3.3] H. R. Stuart, "Dispersive multiplexing in multimode optical fiber," *Science*, vol. 289, no. 5477, pp. 281-283, 2000.
- [3.4] S. Schöllmann, N. Schrammar, and W. Rosenkranz, "Experimental Realisation of 3 x 3 MIMO System with Mode Group Diversity Multiplexing Limited by Modal Noise," in *Proc. OFC/NFOEC 2008*, 2008, Paper JWA68.
- [3.5] B. C. Thomsen, "MIMO enabled 40 Gb/s transmission using mode division multiplexing in multimode fiber," in *Proc. OFC/NFOEC 2010*, 2010, Paper OThM6.
- [3.6] B. Franz, D. Suikat, R. Dischler, F. Buchali, and H. Buelow, "High speed OFDM data transmission over 5 km GI-multimode fiber using spatial multiplexing with 2x4 MIMO processing," in *Proc. ECOC 2010*, 2010, Paper Tu.3.C.4.
- [3.7] A. R. Shah, R. C. J. Hsu, A. Tarighat, A. H. Sayed, and B. Jalali, "Coherent optical MIMO (COMIMO)," *J. Lightw. Technol.*, vol.23, no.8, pp.2410–2419, 2005.
- [3.8] A. Tarighat, R. C. J. Hsu, A. Shah, A. H. Sayed, and B. Jalali, "Fundamentals and challenges of optical multipleinput multiple-output multimode fiber links," *IEEE Commun. Mag.*, vol.45, no.5, pp.57–63, 2007.
- [3.9] S. Tsukamoto, D. Ly-Gagnon, K. Katoh, K. Kikuchi, "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," in *Proc. OFC/NFOEC 2005*, 2005, Paper PDP29.
- [3.10] D. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, K. Kikuchi, "Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation," *J. Lightw. Technol.*, vol.24, no.1, pp.12-21, 2006.
- [3.11] 財団法人機械システム振興協会, "コヒーレント光通信システムに関する調査研究報告書-要旨-, " <http://www.oitda.or.jp/main/data/cocs.pdf>, 2012年.
- [3.12] 菊池 和朗, "ディジタルコヒーレント光通信の基礎, " 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2013-29, 2013年.

第4章 MIMO DSP 負荷低減技術

4.1 光 MIMO 伝送の MIMO DSP における課題

3章において、デジタルコヒーレント技術と MIMO 適応等化器により、マルチモードファイバを伝送路とした光 MIMO 伝送が実現可能であることを示した。光 MIMO 伝送では、送受信部においてモードごとに高い消光比で合分波する必要がなく、受信部のデジタル信号処理によりそれぞれの信号チャネルを復元することが可能である。しかしながら3章で示したように、モード間群遅延差 (DMD) が増大するにつれ、信号復元のための計算負荷が増大してしまうことが課題となる。光 MIMO 伝送においてさらに大容量化かつ長距離化を実現するためには、より多くのモード数とより小さい DMD 特性を有するファイバが必要である。そこで、本章では、計算負荷を低減するために、高次モードが多く伝搬可能なマルチモードファイバを伝送路とした場合に、選択的に DMD の小さい低次モードのみを励振する手法を提案する (4.2 節)。さらに、伝搬モード数が 2 LP モードよりも多く、かつ伝送路の DMD が小さい、低 DMD ファイバおよび DMD 補償伝送路を提案する (4.3 節)。

4.2 選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システムの提案と有効性の実証

4.2.1 GI-MMF のモード群

図 4.1 にグレーデッドインデックス (GI) 型ファイバの屈折率分布を示す。コアの形状を α 乗分布にすることで DMD を小さくすることが可能であることが知られている[4.1]。GI コアの屈折率分布 $n(r)$ は式(4.1)で表される。

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

ここで、 n_1 、 n_2 はそれぞれコア、クラッドの屈折率、 Δ はコア-クラッド間の比屈折率差 ($n_1^2 - n_2^2$) / $2n_1^2$ 、 r はコア中心からの距離、 a はコア半径である。この屈折率分布には主に a 、 Δ 、 α の3つの構造パラメータを有する。GI-MMF において弱導波近似が成り立つとして LP_{lp} モードを考え

た場合、ファイバ中の固有モードの伝搬特性はほぼ主モード数で分類され、同一の主モード数を持つモードについてはほぼ同じモード遅延量を有しており、主モード M は次式で表される [4.1].

$$M = 2p + l - 1 \quad (4.2)$$

たとえば LP_{21} モードと LP_{02} モードは $M=3$, LP_{31} モードと LP_{12} モードは $M=4$ となり同じ主モード数である. このため、モード遅延を考える場合、モード群間の遅延を考慮すれば良い. 図 4.2 に波長 1550 nm における GI-MMF (コア径 $2a : 50 \mu\text{m}$, 最大比屈折率差 $\Delta : 1.0$, 指数分布 $\alpha : 2.0$) の実効屈折率の計算結果を示す. なお、実効屈折率は有限差分法により算出した. モード番号が増えるにつれ、実効屈折率は単調に減少し、波長 1550 nm において GI-MMF は 10 の主モード群を有することが分かる. もし、主モード群 $M=1\sim 4$ までを想定する場合、6 LP モードまで利用可能である.

次に、GI-MMF の DMD 特性について調べた. 図 4.3 に波長 1550 nm における DMD 特性 (指数分布 $\alpha = 1.9, 2.0, 2.1, 2.2$) を示す. 横軸が高次モード群 (HOM : Higher Order Mode Group) 番号、縦軸が DMD である. 例えば、指数分布 $\alpha = 2.1$ の GI-MMF の基本モードと第 1 HOM のみを利用する場合、基本モードから第 7 HOM まで存在する場合と比較して、最大 DMD を 966 ps/km から 125 ps/km まで低減することが可能である. また、実験により測定した $50 \mu\text{m}$ コア径を有する 10 km GI-MMF の DMD についても同図に示す. なお、測定時、GI-MMF へは定常モード励振となるようにモードスクランブラを用いた. モードスクランブラは $50 \mu\text{m}$ コア径 GI ファイバと $50 \mu\text{m}$ コア径 SI ファイバより構成される GSG 励振器を用いた. これら G ならびに S はグレーデッドインデックス型、ステップインデックス型の 2 種類の屈折率分布を有する光ファイバを表している. 図より指数分布 α は DMD に大きく影響することが分かる. 今回実験で用いた GI-MMF は指数分布 α が 2.1 に近いものであった. さらに小さい DMD を得るためには α を 2.0 により近づける必要があることが分かる. 図 4.4 に波長 1450 nm ~ 1630 nm における 10 km GI-MMF のインパルス応答を示す. 結果として、基本モード (FM : Fundamental Mode) と 7 つの HOM に対応する 8 つのパルスを観測した. 図 4.5 に DMD の波長依存性を示す. 8 つのモード群が励振された場合、波長 1450 nm ~ 1630 nm において最大 DMD は 968 ps/km であった. 基本モードと第 1 HOM のみを選択的に励振した場合、最大 DMD は 106 ps/km まで低減することが可能である.

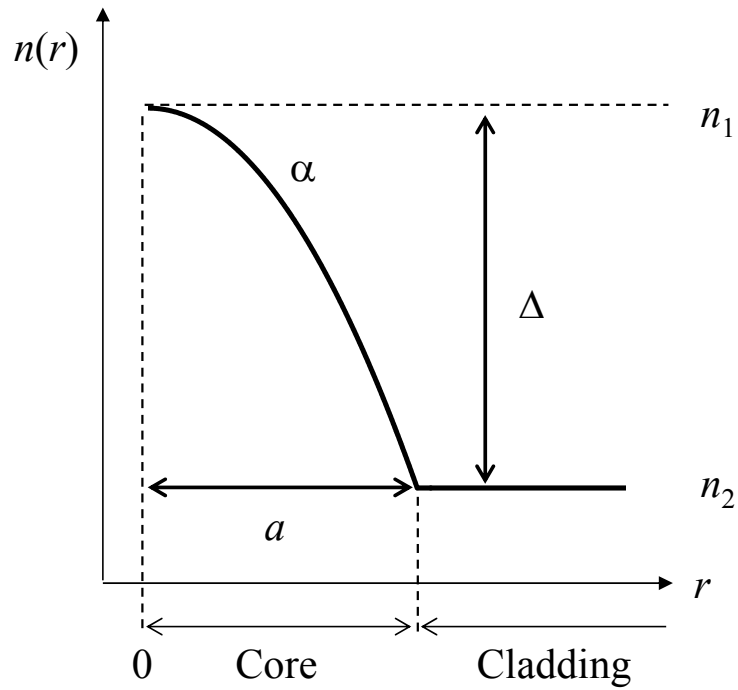


図 4.1 グレーデッドインデックス (GI) 型光ファイバの屈折率分布

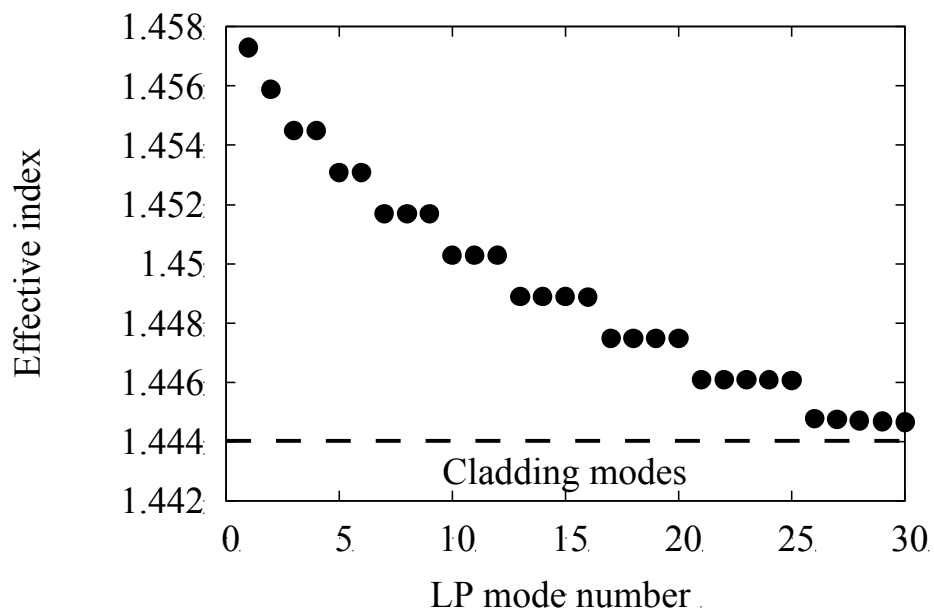


図 4.2 波長 1550 nm における GI-MMF の実効屈折率の計算結果

(コア径 $2a$: 50 μm , 最大比屈折率差 Δ : 1.0, 指数分布 α : 2.0)

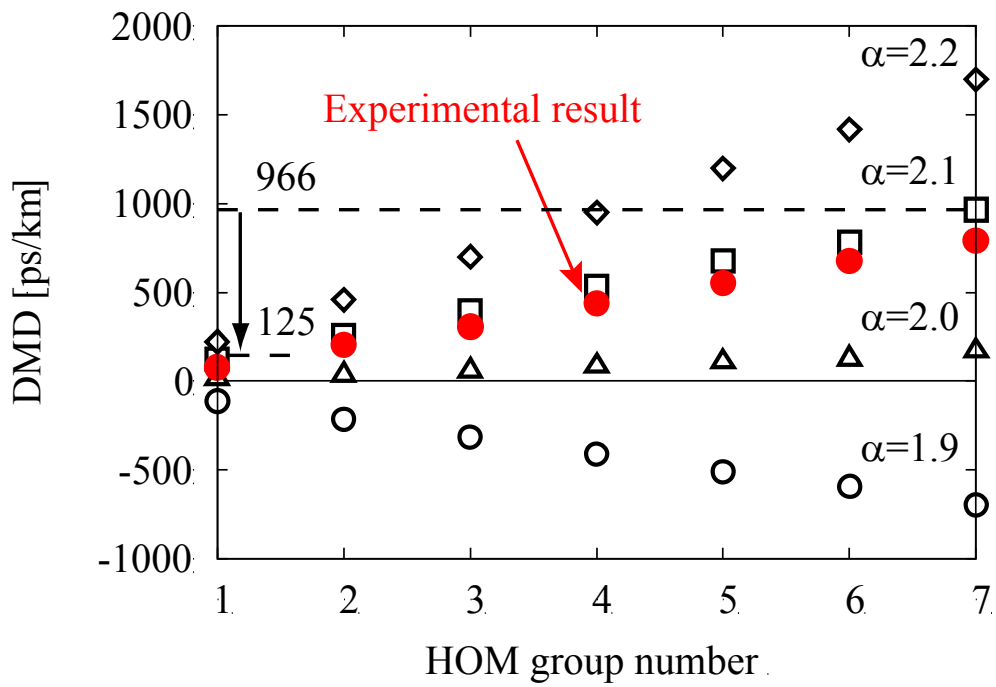


図 4.3 波長 1550 nm における 50 μm コア径 GI-MMF の DMD 特性

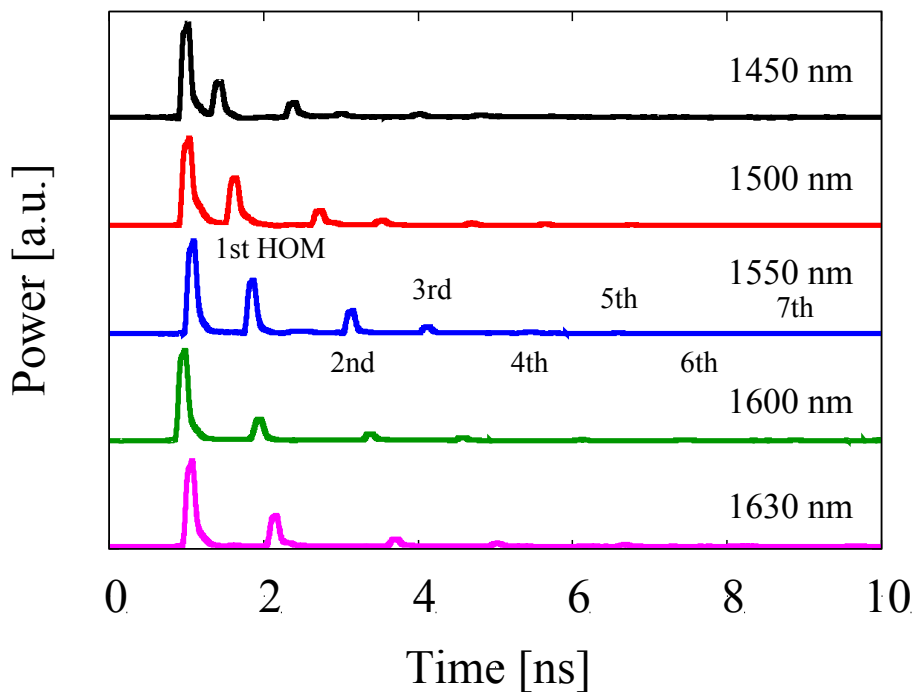


図 4.4 10 km 50 μm コア径 GI-MMF のインパルス応答

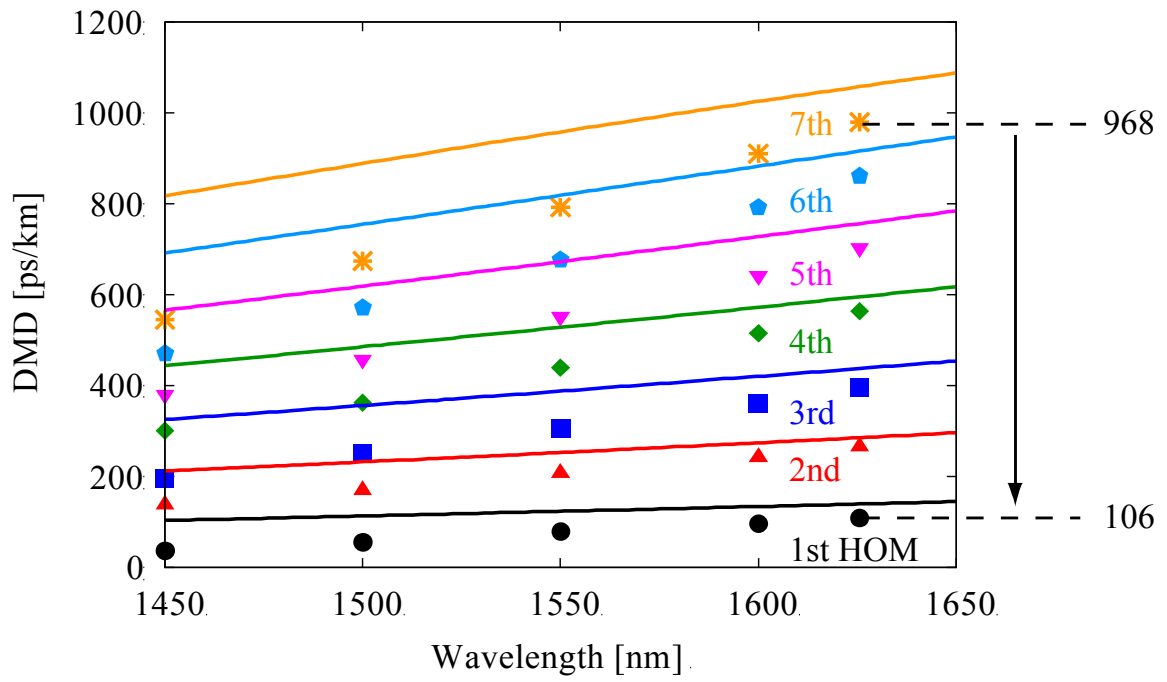


図 4.5 10 km 50 μm コア径 GI-MMF の DMD 波長依存性

4.2.2 GI-MMF の選択的モード励振

GI-MMF のモードは光の入射条件（スポットサイズやオフセット量）により制御することが可能であり，GI-MMF の $LP_{l,p}$ モードのパワー結合効率 $\eta_{l,p}$ は入射光と $LP_{l,p}$ モードの電界の重なり積分により

$$\eta_{l,p} = \frac{\left| \iint E_i \cdot E_{l,p}^* dx dy \right|^2}{\iint |E_i|^2 dx dy \cdot \iint |E_{l,p}|^2 dx dy} \quad (4.3)$$

と表される[4.2]. ここで E_i は入射光の電界分布を， $E_{l,p}$ は $LP_{l,p}$ モードの電界分布を表す．入射光のモードフィールド分布によって似通ったモードフィールド分布を有するモードを主に励振する．

ガウス強度分布を持つ入射光のスポットサイズを変化させ，GI-MMF（コア径 $2a$: 50 μm ，最大比屈折率差 Δ : 1.0，指数分布 α : 2.0）の各 LP モードへの結合効率 η をシミュレーションソフト ModeSYS[4.3]を用いて数値計算により求めた．図4.6に波長1550 nm とし，入射光についてオフセット量 0 μm （センターローンチング），5 μm ，10 μm を与えた場合のスポットサイズに対する LP モードの結合効率 η を示す．なお，図の煩雑さを防ぐため，計算範囲において結合効率 η が 0.05 以上となる LP モードについて図示している．図4.6 (a)より，オフセット量 0 μm の場合， LP_{0p} モードが結合し，その中でも主に基本モードである LP_{01} モードが結合している様子が分かる．スポットサイズが 8 μm の場合，基本モードのみ励振が可能である．一方，図4.6 (b)より，オフセット量が 5 μm の場合 LP_{01} モードだけでなく他の高次モードも結合することが分かる．スポットサイズが 6 μm の場合， LP_{01} ， LP_{11} モードの 2 つの LP モードが主に結合する．また，図4.6 (c)より，オフセット量が 10 μm の場合，結合するモード数が増え，より高次のモードが結合することが分かる．スポットサイズが 6 μm の場合， LP_{01} ， LP_{11} ， LP_{21} ， LP_{02} ， LP_{31} ， LP_{12} モードの 6 つの LP モードが主に結合する．

図 4.7 に入射光のスポットサイズを 6 μm にし，オフセット量を変化させた時の結合効率を示す． LP_{01} モードはオフセット量の増加と共に結合効率が低下するのに対し，高次モードの結合効率は増加する様子が分かる．特に，オフセット量が 4 μm の場合， LP_{11} モードより次数の高い高次モードの結合効率を 0.05 以下に抑えつつ， LP_{01} モードと LP_{11} モードを励振することが可能であることが分かる．また，オフセット量が 9 μm の場合， LP_{01} ， LP_{11} ， LP_{21} ， LP_{02} ， LP_{31} ， LP_{12} モードの 6 つの LP モードが励振可能であり，これらのモードは第 1，2，3 高次モード群に含まれる．以上の数値検討により，スポットサイズとオフセット量を調整することにより DMD の小さい低次モードのみを励振することが可能であることが分かった．なお，波長を 1450 nm～

1650 nm まで変化させても各 LP モードの結合効率はほとんど変化しなかった。

次に、実験において選択的モード励振の検討を行った。微動台とレンズ 2 枚により構成される空間レンズ系をモード励振器（2 章参照）として用いた。SMF の端面からの信号光は 2 つのレンズを通過し、GI-MMF に入射される。SMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ 18.4 mm と 0.15 である。一方、GI-MMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ 11.0 mm と 0.25 である。微動台により軸調整を行いスポットサイズとオフセット量を調整した。図 4.8 に MMF 励振、SMF 励振、選択的モード励振による 10 km GI-MMF のインパルス応答を示す。MMF 励振の場合、他の励振手法と比べ多くの高次モードが励振されているのに対し、SMF 励振ではほとんど基本モードしか励振されていない。SMF 励振の場合、高次モードが励振されておらず、高次モードを利用する光 MIMO 伝送を実現することが出来ない。選択励振の場合、基本モードと第 1 HOM が励振されており、結果として最大 DMD が低減されている様子が分かる。図 4.9 に波長 1450 nm～1630 nm における選択的励振をした場合の 10 km GI-MMF のインパルス応答を示す。波長 1450 nm～1630 nm において基本モードと第 1 HOM のみが選択的に励振されている様子がわかる。各波長（1450, 1500, 1550, 1600, 1630 nm）において、最大 DMD は 37, 56, 78, 96, 107 ps/km であり、この励振条件において、10 km GI-MMF トータルの伝搬損失は 4.6, 3.9, 3.6, 4.2, 4.4 dB であった。以上、広波長域にわたって MMF 励振の場合と比較し最大 DMD を 1/9 程度まで低減することが出来た。

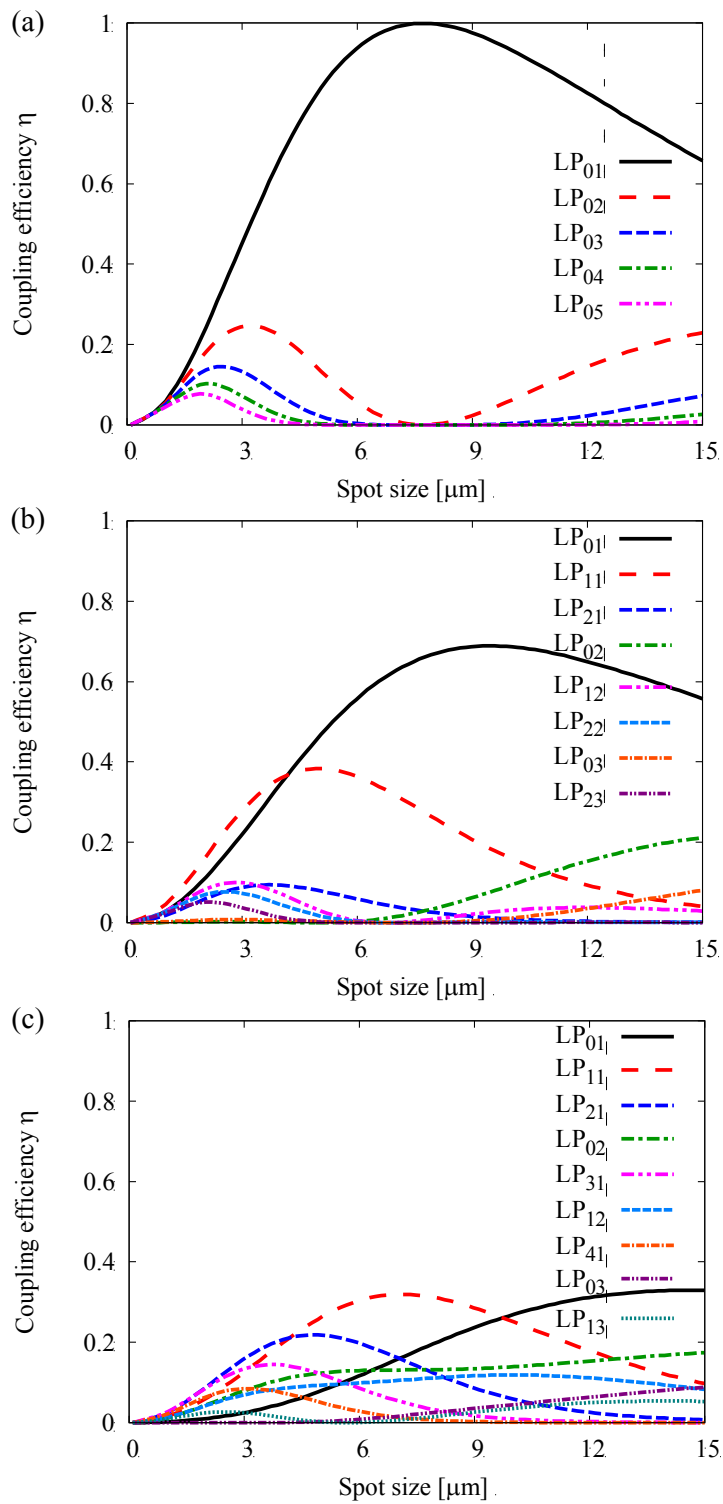


図 4.6 入射光のスポットサイズに対する結合効率
オフセット量 (a) 0 μm , (b) 5 μm , (c) 10 μm

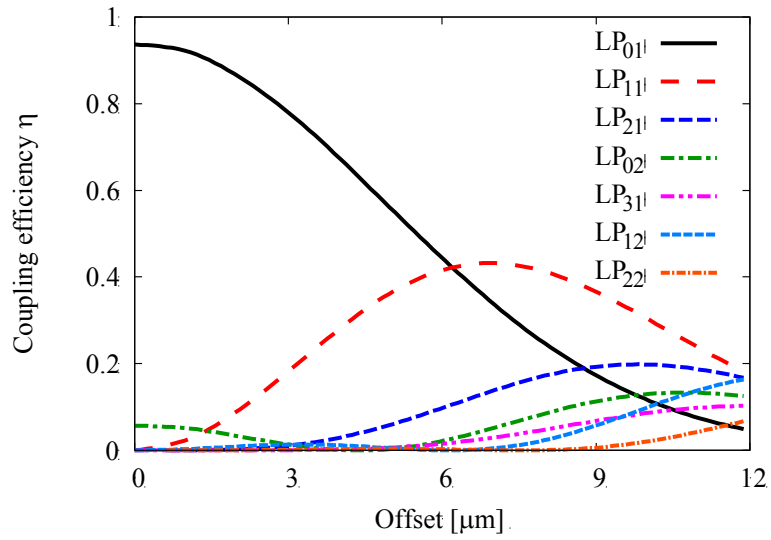


図 4.7 入射光のオフセット量に対する結合効率 (スポットサイズ $6 \mu\text{m}$) .

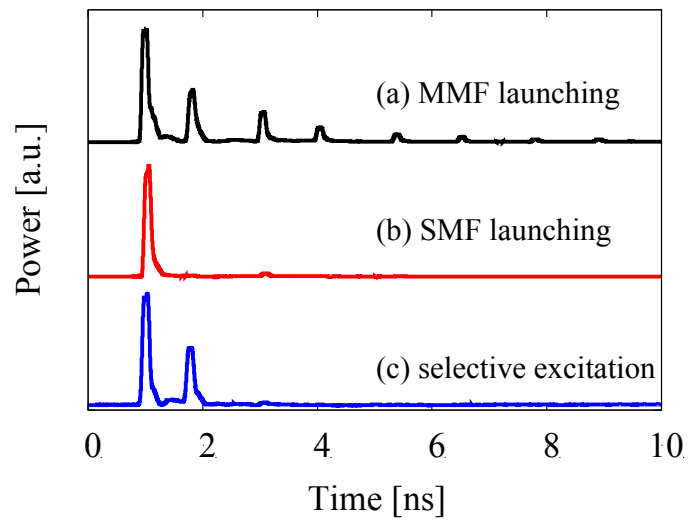


図 4.8 GI-MMF のインパルス応答

(a) MMF 励振, (b) SMF 励振, (c) 選択的モード励振

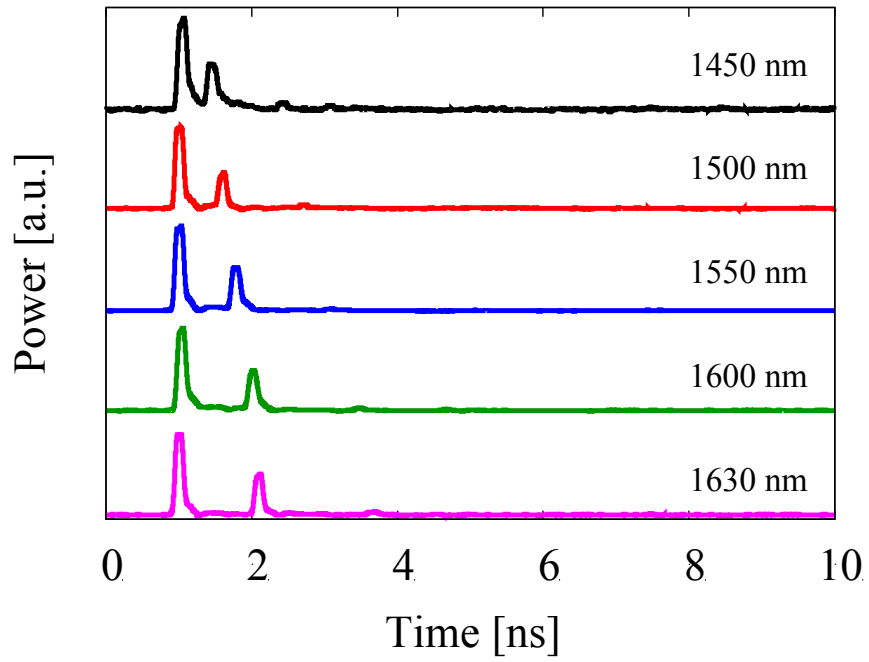


図 4.9 GI-MMF の選択的モード励振によるインパルス応答 (1450 nm~1630 nm)

4.2.3 選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システムの有効性の実証

次に、MIMO DSP 負荷低減を目的とし、選択的モード励振により最大 DMD を低減した上で、WDM コヒーレント光 MIMO 伝送実験を行った。図 4.10 に 8 波長 WDM コヒーレント光 2×2 MIMO 実験系を示す。8 波の WDM 信号は波長 1530 ~ 1600 nm の範囲で 10 nm 間隔で配置されており、CW 光をシングルモードカップラ (SMC) により 2 分岐し、2 つの光変調器に入射する。各々の BPSK 光変調器には、独立した 2 系列の信号が入力され、この結果 2 チャンネルの 10 Gbps BPSK 信号光が得られる ($Tx1$, $Tx2$)。各々の信号列は 100,000 シンボルとした。これらを前章で述べたモード励振器 (MEU) を用いてそれぞれ選択励振をする。このとき、送信部のモードダイバーシティを得るためにそれぞれのモード励振器はそれぞれの信号が異なるモード分布となるように図 4.7 で示したように、オフセット量 $2 \mu\text{m}$ と $5 \mu\text{m}$ に調整した。結果として、低次モードのみ (基本モード, 第 1, 2 HOM) を選択的に励振し、さらに送信部のモードダイバーシティを実現した。そして、2 入力 1 出力のマルチモードカップラ (MMC : Multi-mode Coupler) により合波する (3 章においても使用)。2 チャンネルが合波された信号をコア径 $50 \mu\text{m}$ を有する 10 km GI-MMF に入力した。GI-MMF 伝送路のトータルの損失は波長 1550 nm において 3.6 dB であった。MEU 後から GI-MMF 後の $Tx1$, $Tx2$ のそれぞれの損失は 7.0, 7.8 dB であった。入力強度は各チャンネル 7 dBm とした。10 km 伝送後、マルチモードカップラにより分波される。次に、各ポートにおけるモード収束器 (MCU) により高次モード成分を基本モードに収束する。3 章で述べたように、本実験系において受信機はシングルモードデバイスのため、マルチモードをシングルモードデバイスへ接続するインターフェースとしてこのモード収束器を用いる。図 4.10 に示すようにモード収束器はモード励振器と逆の構成となっている。モード収束器において、2 つの光ファイバの端面を微動台に載せ、GI-MMF のコア端面全体からの信号光を SMF のコアへ照射し、それぞれの受信信号が異なるモード分布となるように調整した。これにより受信部のモードダイバーシティを得る。GI-MMF 後から MCU 後の $Rx1$, $Rx2$ への損失はそれぞれ、9.6, 11.7 dB であった。WDM 信号の中から 1 波長の信号をバンドパスフィルタにより取り出し、各々の受信信号は局発光源と共に 90° 光ハイブリッド、バランスドレシーバにより構成されるコヒーレント受信機に入力される。受信部における偏波コントローラにより、 90° 光ハイブリッドの光出力強度が最大になるように調整し、コヒーレント光受信を行った。さらに、帯域 16 GHz, サンプリングレート 40 GS/s のリアルタイムオシロスコープにより AD 変換を行い I, Q 成分を抽出し、オフラインのデジタル信号処理により信号復元を行う。MIMO 等化器は 2 章で述べた判定帰還型等化器 (DFE) により構成し、タップ係数を導出するための適応アルゴリズムは RLS アルゴリズムを用いた。GI-MMF のインパルス応答による最大 DMD を参考に、MIMO 適応等化器のタップ数を決定した。全ての波長において FF フィルタおよび FB フィルタのタップ数をそれぞれ 10, 30 とした。back-to-back においては FF フィルタおよび FB フィルタのタップ数をそれぞれ 1 とした。さらに、100,000 の伝送シンボルのうち、トレーニングシンボル数を 1,000 とした。Decision-directed

モードにより短時間におけるインパルス応答の変動に対処した。

図 4.11 に各経路におけるインパルス応答を示す。図 4.11 (a)と(b), (c)と(d)はそれぞれ Tx1, Tx2 からのみ信号を入力した場合である。それぞれモード収束器後にシングルモードファイバをコネクタ接続しフォトレシーバにより観測した。図 4.11 に示すインパルス応答において、基本モードと第 1 HOM が強く励振されている様子が分かる。Tx2 については図 4.7 で示したようにモード励振器により第 1 HOM を大きく励振するように調整したため（オフセット量 5 μm）、より高次のモードも励振されている。第 1, 2, 3 HOM の DMD は 0.79, 2.04, 2.99 ns であり、第 3 HOM まで対処するために、適応等化器の FB フィルタのタップ数を 30 と定めた。図 4.11 (a)と(c), (b)と(d)より送信部において、さらに図 4.11 (a)と(b), (c)と(d)より受信部において、それぞれ異なるモード分布が実現されていることから、送受信部でのモードダイバーシティを得ることができていることが分かる。

図 4.12 に MIMO 等化器のタップ係数 (h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22}) を示す。DFE の FF フィルタを 10, FB フィルタを 30 とした。タップ数 1~10 と 11~40 はそれぞれ FF および FB フィルタに対応する。図より、DFE のタップ係数が図 4.11 に示すインパルス応答を反映していることが分かる。FF フィルタは Rx1, Rx2 のタイミング調整として機能している。したがって、選択的モード励振により、定常モード励振と比較して、最大 DMD を 1/3 以下にすることが出来、つまり、最大 DMD を 1/3 にした分だけ DSP 負荷の低減することが可能となる。例えば RLS アルゴリズムを利用する場合、タップ数の 2 乗分だけ DSP 負荷は増大するので、1 シンボルあたり 1 タップ、2×2 MIMO 構成を想定した場合、DSP 負荷を 1/9 に低減可能である。

次に、伝送路の伝達特性の時間的安定度を評価するために、図 4.12 で得られた伝達関数 $H = [h_{11}, h_{12}; h_{21}, h_{22}]$ から特異値を求めた。図 4.13 に時間変動に対する特異値 λ_m を示す。このとき、5000 シンボルごとに 20 ブロックとして各信号列を処理した。図より、10 μs の時間においてはよりも遅い時間スケールで特異値が変動している様子がわかる。これらの特異値より、チャンネル依存損失 (CDL : Channel Dependent Loss) が以下の式により得られる[4.4].

$$CDL = \frac{\max\left(\left\{\lambda_1^2, \lambda_2^2\right\}\right)}{\min\left(\left\{\lambda_1^2, \lambda_2^2\right\}\right)} \quad (4.4)$$

結果として、本実験における平均チャンネル依存損失は 1.4 dB であった。このチャンネルごとの損失差の理由として、本実験系において、Tx2 は高次モードをより励振しており、受信部のモード収束器において損失差が生じたためだと考える。一方で、1.4 dB のチャンネル依存損失は文献[4.5]で述べているように、SNR が十分にある場合 (20 dB 以上) 伝送容量には大きな影響はない。

図 4.14 (a), (b)それぞれに波長 1550 nm および 1600 nm における受信強度に対する Q 値を示す。本測定において、送受信部の偏波コントローラを受信部の 90° ハイブリッドの出力が

最大強度となるように調整した。次に、図4.10中の可変光減衰器(VOA: Variable Optical Attenuator)を調整することで各受信機の受信強度を調整した。パワーペナルティは波長1550 nmおよび1600 nmにおいて3 dB程度であった。このとき、FEC限界を商用の7% オーバヘッドの10 Gbps FEC [4.6]を想定し、Q値8.5 dBと定めた。このパワーペナルティの原因として、伝送路中の分布的なモード変換や伝搬モードの損失が相まってMIMO適応等化器による復元精度が劣化したためだと考える。今回は10 kmでの伝送実験を行ったが、伝送距離の制限として、DMDの増加やモード間クロストークが課題となると考える。DMDが増加した場合、MIMO適応等化器においてより多くのタップ数が必要となり、結果として、信号復元精度の劣化を招くと考えられる。また、長距離伝送に伴い、クロストークの増加も懸念される。伝搬モードの損失差は高次モードのSNR劣化を招くので、伝搬モード数が増えた場合、長距離伝送が困難になることが予想される。一般的に高次モードになるほど、伝搬損失や曲げ損失が大きくなるので、伝搬可能なモード数は高次モードの損失に制限されると考えられる。長距離伝送を実現するためには、伝搬損失および曲げ損失の低減が望まれる。

図4.15に各波長におけるQ値を示す。各受信機の受信強度は-10 dBmに固定した。8波長全てにおいてFEC限界(Q=8.5 dBを想定)以上のQ値を実現した。以上により波長1530 ~ 1600 nmにおいて市販されている従来の50 μm コアを有するGI-MMF 10 kmを伝送路とした8波長WDMコヒーレント光2 \times 2 MIMO伝送を実現した。なお、本実験においては1つの偏波のみを用いたが、送信部に偏波ビームスプリッタを、受信部に偏波ダイバーシティ構成のコヒーレント受信器を用いれば、偏波多重信号を用いた4 \times 4 MIMO伝送が可能となる。

また、50 μm コアGI-MMFは光MIMO伝送において入出力数の拡張性を有する。図4.2に示すように、波長1550 nmにおいて、GI-MMFは30 LPモードを有するので、30 LPモードの利用まで期待できる。しかしながら、低次のモードと比較して、高次のモードはDMDが大きく、さらに、伝搬損失も大きくなる傾向にあるので、上述のとおり、長距離・大容量伝送には制限が生じる。さらに、伝搬モード数が増えるほど、モード合分波におけるモードの拡張性や挿入損失が課題となると考えられる。光カプラを想定した場合、分岐数分だけ損失が増えてしまう。低損失化が期待できるモード合分波器として、2014年11月現在、フォトニックランタン[4.7]や導波路タイプ(PLC: Planar Lightwave Circuit) [4.8]が提案されているので、今後の発展に期待する。一方で、さらなる大容量化に向けては、今回検討した従来の50 μm コアGI-MMFを伝送路とし、S+C+L帯(1460 ~ 1625 nm)を利用することで、DSP処理負荷を低減しつつ、より広波長域なWDM-MIMO伝送システムが実現可能である。

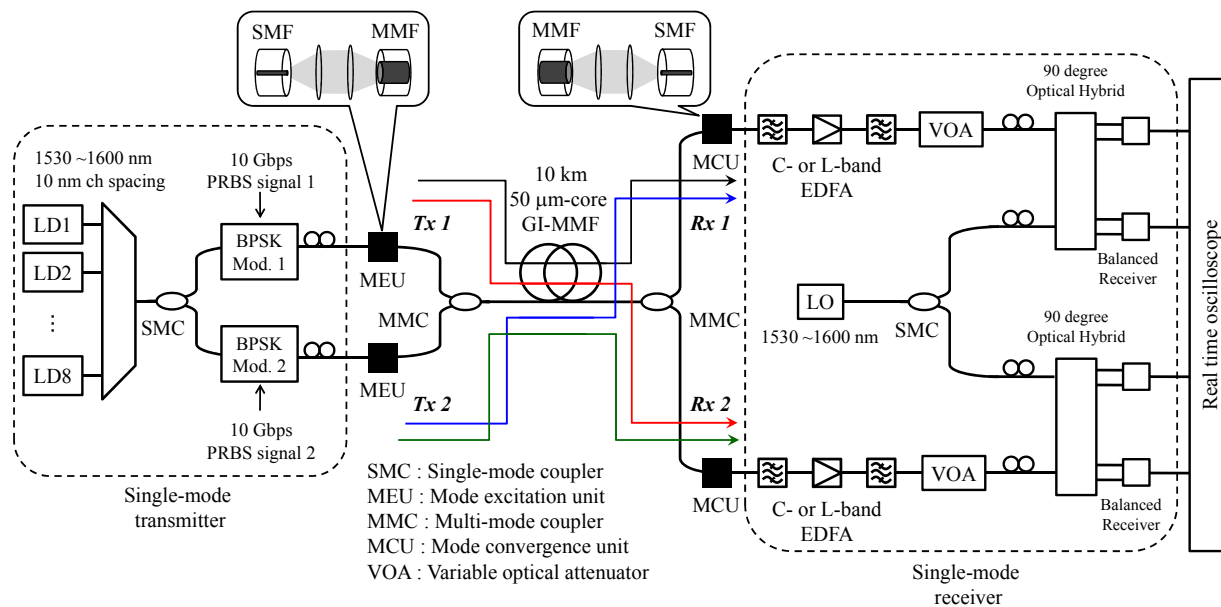


図 4.10 8 波長 WDM コヒーレント光 2 × 2 MIMO 実験系

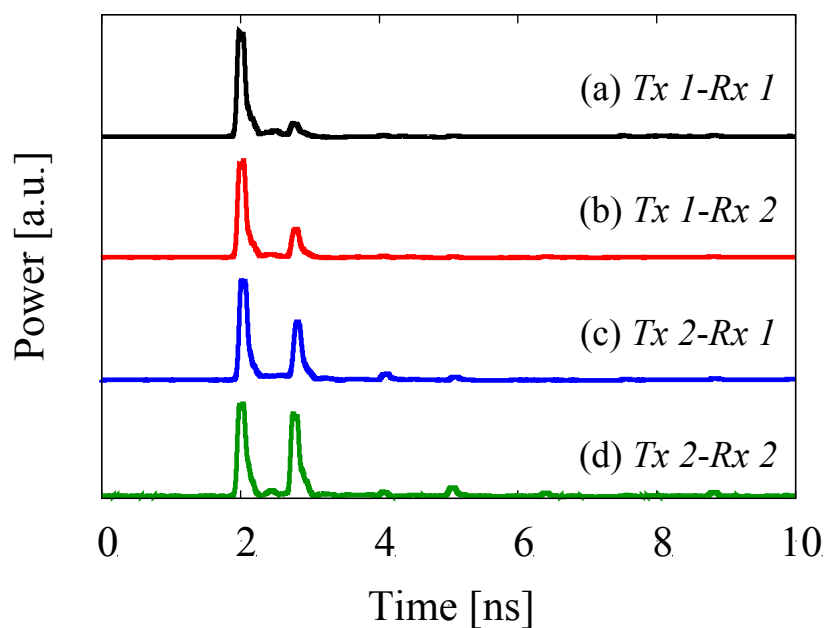


図 4.11 各経路におけるインパルス応答

(a) $Tx1-Rx1$, (b) $Tx1-Rx2$, (c) $Tx2-Rx1$, (d) $Tx2-Rx2$

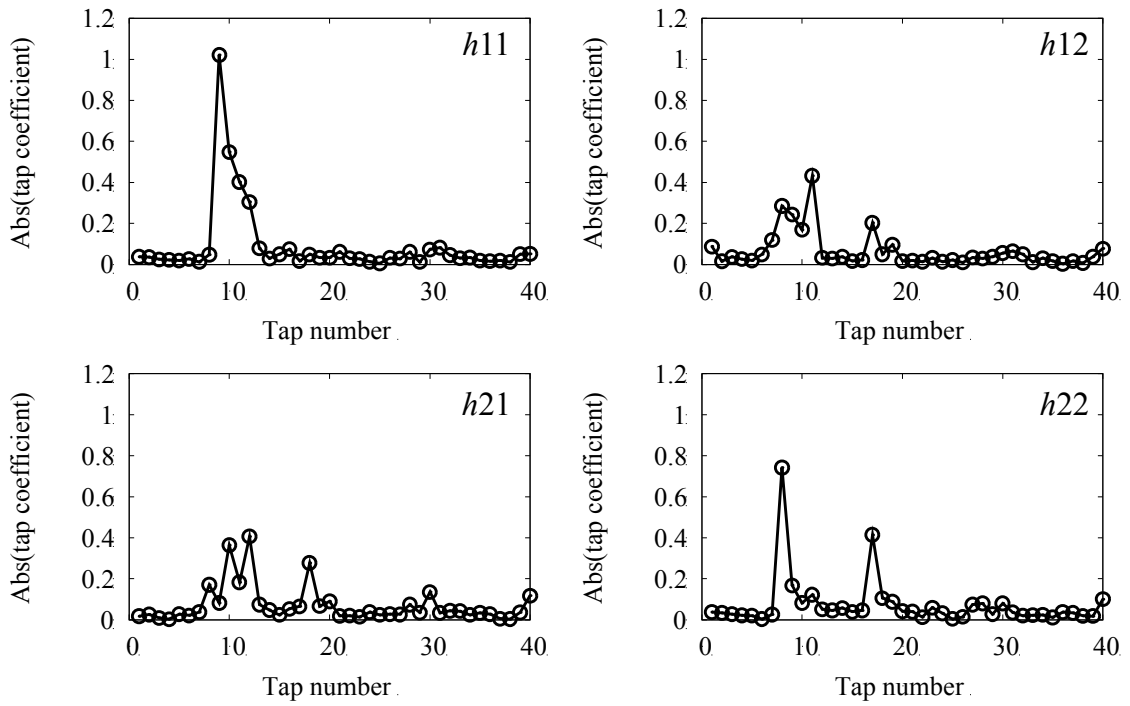


図 4.12 MIMO 等化器のタップ係数

(a) h_{11} , (b) h_{12} , (c) h_{21} , (d) h_{22}

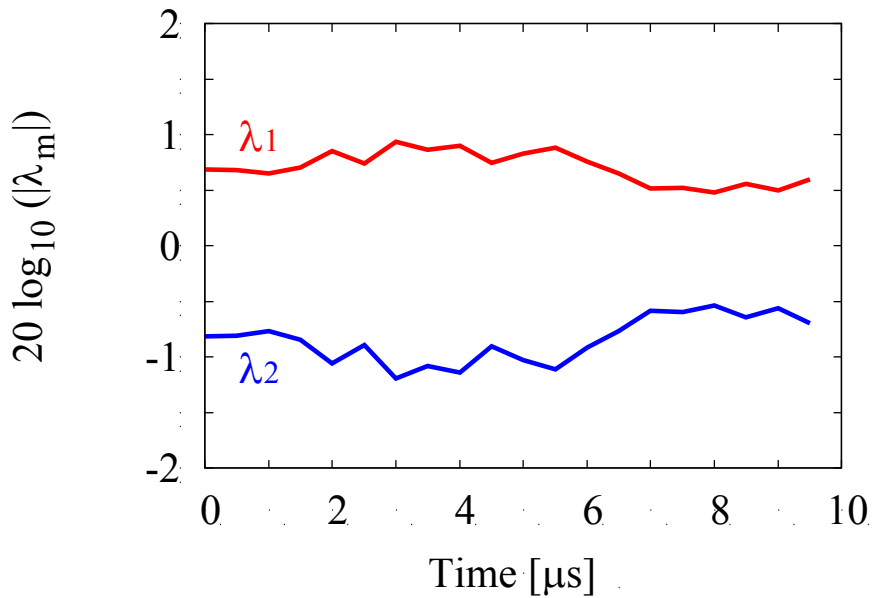


図 4.13 特異値 λ_m の時間変動

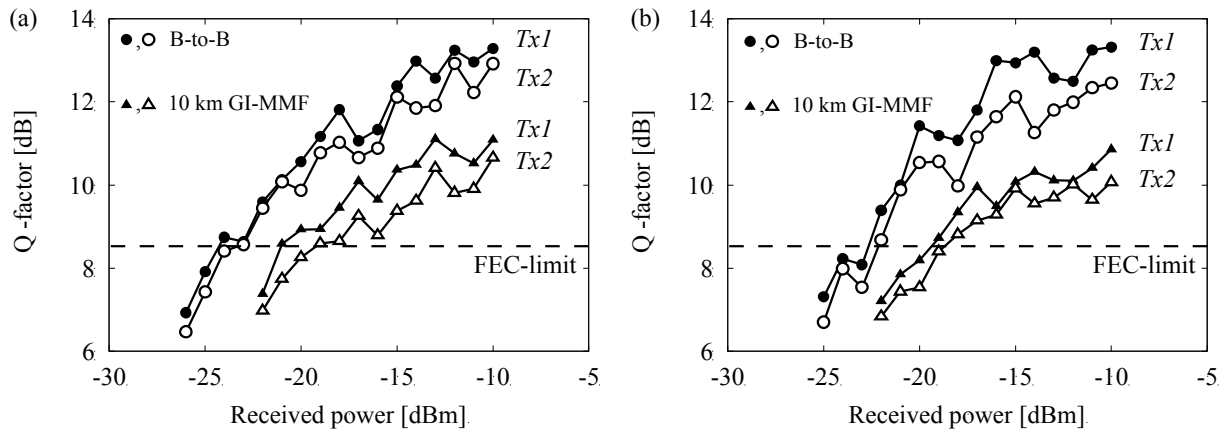


図 4.14 Q 値の受信強度特性

(a) 1550 nm, (b) 1600 nm

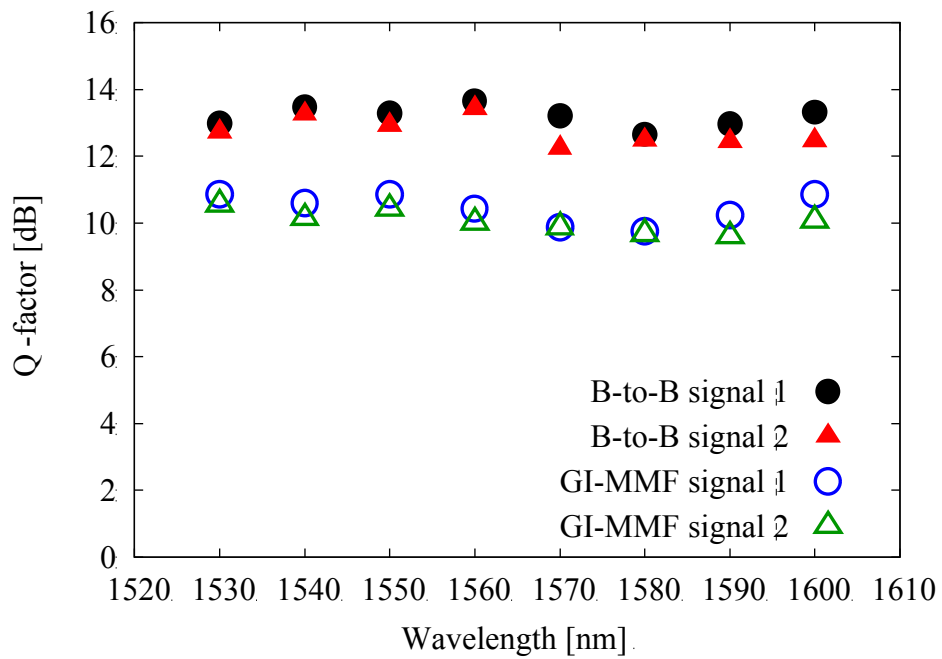


図 4.15 各波長における Q 値

4.2.4 まとめ

以上、光 MIMO 伝送における信号処理負荷低減に向けて選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システムを提案した。コア径 $50\ \mu\text{m}$ を有する GI-MMF に対し、数値計算により DMD の小さい低次モードのみを励振する条件を明らかにし、選択的モード励振により低 DMD である低次モードのみを励振し、信号処理負荷を低減した上で、コア径 $50\ \mu\text{m}$ を有する GI-MMF 10 km の C+L バンド 8 波長 WDM コヒーレント光 MIMO 伝送を実現した。検討当時 (2012 年)、これまで C+L 帯でのモード多重伝送の報告はなく、世界で初めて、低 DMD にて広帯域な伝送実験を実現した [4.9].

今後、屈折率分布の最適化により広波長域において最大 DMD を低減し、さらなる信号処理負荷低減が望まれる。

4.3 低 DMD 数モードファイバ

前節 4.2 では送信部における選択モード励振による MIMO DSP 負荷低減について述べたが、本節では光ファイバ伝送路による MIMO DSP 負荷低減技術について述べる。

4.3.1 低 DMD 数モードファイバの動向と課題

3章で述べたように、光 MIMO 伝送において、伝搬モード数の拡大は光周波数利用効率の向上につながる重要な技術である[4.10]。一方、数モード光ファイバの DMD の増加は FIR フィルタのタップ数・計算量の増大、信号復元精度の劣化につながるため、DMD はできるだけ小さい方が望ましい。このようにモード数拡大と DMD 低減を両立させることは重要である。これを考慮して実現された数モード光ファイバの報告を図 4.16 にまとめる[4.11-4.16]。2014 年 11 月現在、最大 6 つの LP モード、つまり縮退モードを含めると 10 モードが伝送可能な光ファイバが実現されている[4.15, 4.16]。図 4.17 に 10 モードファイバの伝搬モードの電界分布を示す。LP₀₁, LP_{11a}, LP_{11b}, LP_{21a}, LP_{21b}, LP₀₂, LP_{31a}, LP_{31b}, LP_{12a}, LP_{12b} の 10 モードである。すなわち、10 モード光ファイバを用いることで、シングルモード光ファイバと比較して 10 倍の光周波数利用効率が可能となる。

図 4.18 はこれまでに提案されている主な数モード光ファイバの屈折率分布(マルチステップインデックス型[4.11], グレーデッドインデックス型[4.17, 4.18], グレーデッドインデックスコア+ディプレストクラッド型[4.12, 4.19], グレーデッドインデックスコア+トレンチ型[4.13-4.16, 4.20])を示す。これらの屈折率分布を用いることにより柔軟に DMD を制御することが可能である。マルチステップ型は形状がステップ型なので製造上の屈折率分布制御性に優れ、グレーデッドインデックス型は構造パラメータが 3 つしかないため、製造が容易である。グレーデッドインデックスコア+ディプレストクラッド型およびグレーデッドインデックスコア+トレンチ型は、構造パラメータが多くなるが、実効断面積の拡大が望める。

理想的にはファイバ伝送路の長手方向にわたって一様に DMD を低く抑えることが望ましい。しかしながら DMD は屈折率分布の変動に非常に敏感であり、またファイバ製造後に DMD を調整することは困難である。そこで、図 4.19 に示すように DMD が正と負のファイバを交互に接続する DMD 補償伝送路が 2012 年に初めて提案された[4.11]。DMD が正と負の 2 LP モード光ファイバ 5.1 km ずつを接続し、これを 2 セット用いて 20.4 km の DMD 補償伝送路を得た。C 帯 (1530-1565 nm) + L 帯 (1565-1625 nm) の波長範囲において 2 LP モード間の DMD の絶対値を 5.4 ps/km 以下に抑制されている。さらにこの 2LP モード光ファイバを伝送媒体とし、1530, 1570, 1600 nm の各波長の信号光による 2 × 2 光 MIMO 伝送実験に成功している。本 DMD 補償法はファイバの長さの比率を変えることで DMD を調整できるため、光ファイバの製造誤差に対して高い耐性があるといえる。低 DMD 化への取組みは進展し、これまでに C+L 帯において DMD の絶対値を 4.0 ps/km 以下に抑制した長さ 102.6 km の 2 LP モード光ファイバ伝送路が報告

されている[4.19].

本研究では図 4.18 のグレーデッドインデックスコア+トレンチ型の構造を用いて伝搬モード数の拡大の検討を進め、2013年には4つのLPモード(LP₀₁, LP₁₁, LP₂₁, LP₀₂) [4.13]を、さらに2014年には6つのLPモード(LP₀₁, LP₁₁, LP₂₁, LP₀₂, LP₃₁, LP₁₂)の伝搬が可能で、かつ、上で述べたDMD補償技術が適用された光ファイバ伝送路を初めて実現した[4.16]. 次節からは、2LPモードよりも多くのモードが伝搬可能な低DMDファイバとDMD補償伝送路を実現するにあたり、DMDや伝搬モード数が各構造パラメータによってどのように制御されるか設計手順と共に明らかにする。また、設計に基づき試作した4LPおよび6LPモード動作可能な(従来のシングルモードファイバの6倍、10倍の伝搬モード数を有する)低DMDファイバとDMD補償伝送路について所望の特性が得られていることを実験により確認したので後述する。

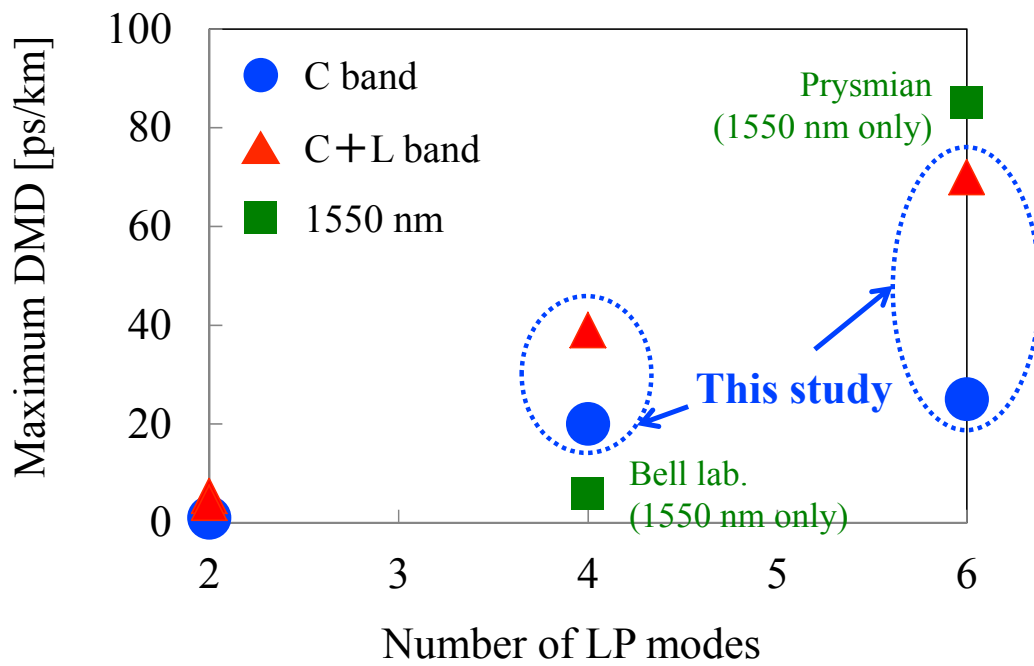


図 4.16 数モード光ファイバの伝搬モード数拡大, DMD 低減に関する報告

Electrical field of optical fiber

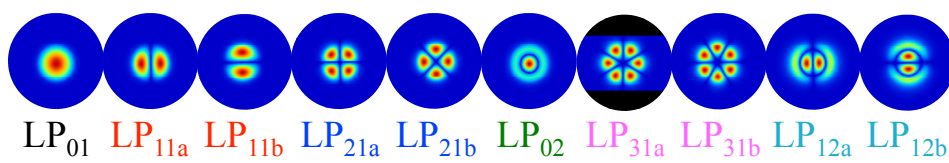
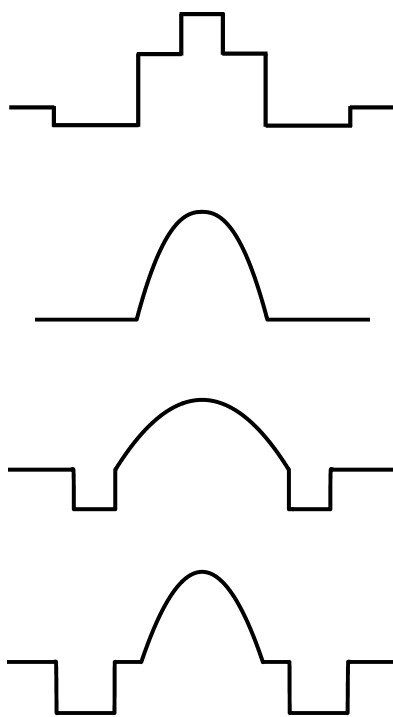


図 4.17 10 モードファイバの伝搬モードの電界分布



● **Multistep index fiber**

T. Sakamoto *et al.*, *OFC2012, OM2D.1, 2012* **2 LP**

● **Graded index fiber**

R. Maruyama *et al.*, *OECC2012, PDP2-3, 2012*
 M.-J. Li *et al.*, *OECC2012, 5C3-2, 2012* **2 LP**

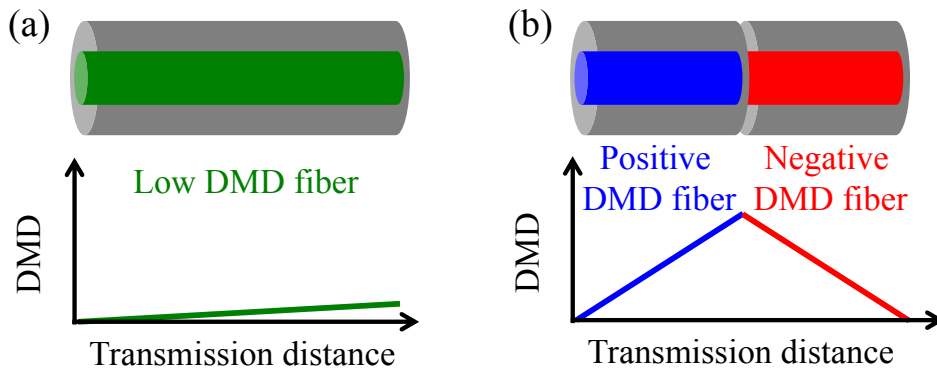
● **GI core with depressed inner cladding fiber**

R. Maruyama *et al.*, *ECOC2012, Tu.1.F.2, 2012*
 R. Maruyama *et al.*, *ECOC2013, Mo.4.A.3, 2013* **2 LP**

● **Trench assisted GI fiber**

L. G.-Nielsen *et al.*, *OFC2012, PDP5A.1, 2012* **2 LP**
[T. Mori *et al.*, *OFC2013, OTh3K.1, 2013*](#) **4 LP**
 P. Sillard *et al.*, *OFC2014, M3F.2, 2014*
[T. Mori *et al.*, *OFC2014, M3F.3, 2014*](#) **6 LP**

図 4.18 報告されている数モードファイバの屈折率分布



$$\text{DMD: } \tau_{LPm1} - \tau_{LP01} \quad (\tau: \text{Group delay})$$

図 4.19 (a) 単一伝送路, (b) DMD 補償伝送路

4.3.2 伝搬モード数拡大低 DMD ファイバの設計

GI ファイバ

図 4.20 にグレーデッドインデックス (GI) 型ファイバの屈折率分布を示す. コアの形状を α 乗分布にすることで DMD を小さくすることが可能である[4.1]. GI コアの屈折率分布 $n(r)$ は式(4.5)で表される.

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right]^{\frac{1}{2}}, & 0 \leq r \leq a \\ n_2, & r > a \end{cases} \quad (4.5)$$

ここで, n_1 , n_2 はそれぞれコア, クラッドの屈折率, Δ はコア-クラッド間の比屈折率差 $(n_1^2 - n_2^2) / 2n_1^2$, r はコア中心からの距離, a はコア半径である. この屈折率分布には主に a , Δ , α の 3 つの構造パラメータがある. 有限要素法によるシミュレーションにより, 正規化伝搬定数 b と DMD を求めた. 正規化伝搬定数 b は式(4.6)により定義される.

$$b_{l,p} = \frac{n_{\text{eff},lp}^2 - n_{\text{clad}}^2}{n_1^2 - n_{\text{clad}}^2} \quad (4.6)$$

ここで, $n_{\text{eff},lp}$ と n_{clad} はそれぞれ $LP_{l,p}$ モード, クラッドの実効屈折率である. この場合, n_{clad} は n_2 である. DMD は $\tau_{l,p} - \tau_{01}$ とする. ここで $\tau_{l,p}$, τ_{01} はそれぞれ $LP_{l,p}$ モード, LP_{01} モードの群遅延である. 図 4.21 (a), (b) にそれぞれ波長 1550 nm におけるコア半径 a に対する正規化伝搬定数 b および DMD を示す. Δ は 1.5%, α は 2.0 とした. 図 4.21 (a) より LP_{11} モード以降の高次モードについて, 例えば LP_{21} と LP_{02} モード, LP_{31} と LP_{12} モードがほぼ同じ正規化伝搬定数となっている様子が分かる.

4.2 節で述べたように, 一般に, $M=2p+l-1$ を満たす $LP_{l,p}$ モードがモード群 M となることが知られている[4.1]. 一方, 図 4.21 (b) よりコア半径 a を調整することで DMD が変化する様子が分かる. 例えば 6 LP モードまで考慮した場合, コア半径 17 μm にすることで DMD を 300 ps/km 以下にすることが出来る. ただし, 図 4.21 (a) より, コア半径 17 μm では 6 LP モード以上のモードが伝搬してしまうことが分かる. つまり, GI コアだけでは低 DMD かつ 6 LP モード動作を実現することが困難である. ここで, 6 LP モード動作とは, 6 LP モードのみが使用波長領域において伝搬することを意味する. そこで, 低 DMD かつ 2 LP モードより多い伝搬モードを実現するために GI コア+トレンチ構造が検討されている[4.10].

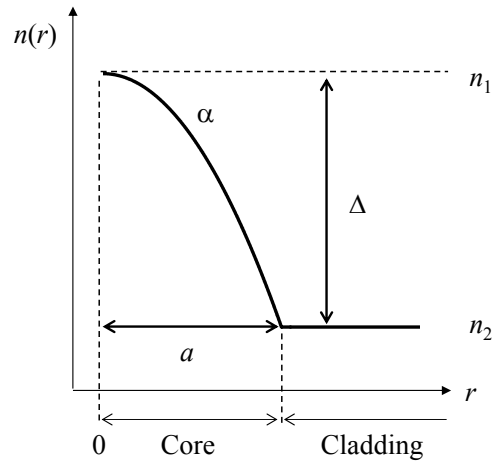


図 4.20 GI ファイバの屈折率分布

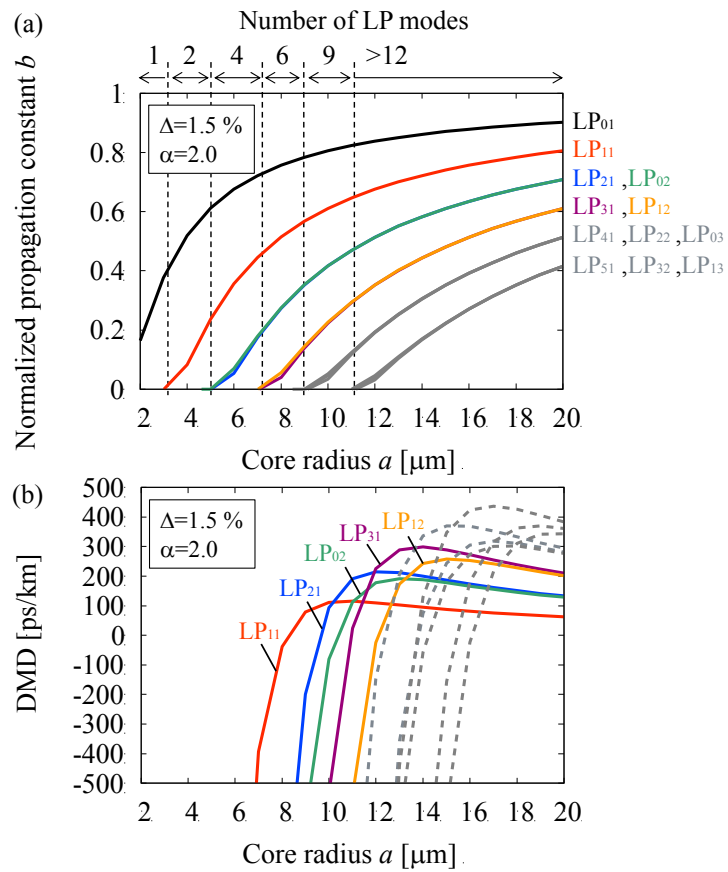


図 4.21 GI ファイバのコア半径 a 依存性

(a) 正規化伝搬定数 b , (b) DMD

W型 GI ファイバ

図4.22にW型GIコアの屈折率分布を示す。屈折率分布 $n(r)$ は式(4.7)で表される。W型光ファイバはこれまで、実効断面積の拡大や波長分散の制御、曲げ損失の低減など様々な検討がなされてきた形状である。

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a_1} \right)^\alpha \right]^{\frac{1}{2}}, & , 0 \leq r < a_1 \\ n_2, & , a_1 \leq r < a_2 \\ n_3, & , r \geq a_2 \end{cases} \quad (4.7)$$

a_1 はコア半径、 $w (=a_1-a_2)$ はコア-クラッド間の距離、 Δ_1, Δ_2 はそれぞれコアとトレンチ間の比屈折率差 $(n_1^2-n_2^2)/2n_1^2$ 、クラッドとトレンチ間の比屈折率差 $(n_3^2-n_2^2)/2n_3^2$ とする。この屈折率分布は $a_1, a_2, \Delta_1, \Delta_2, \alpha$ の5つの構造パラメータを有する。本構造はトレンチ下部までGI形状であることを特徴とする。本構造により6LPモード動作かつDMD=300 ps/km以下を目標値とした。

まず初めに、コア部の a_1, Δ_1 について調べる。図4.23にDMDの a_1, Δ_1 依存性を示す。ここで、 $\Delta_2=0\%$ 、 $\alpha=2.0$ とした。図4.23のDMDマップより、LP₁₁~LP₁₂モードまでのDMDが300 ps/km以下になるよう、また、所望するモードの閉じ込めを強くするために、 a_1 および Δ_1 をある程度大きめとし、 $a_1=17.0 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_1=1.5\%$ と定めた。

次に、 Δ_2, w による効果について調べる。図4.24(a), (b)にそれぞれ波長1550 nmにおける Δ_2, w に対するDMDを示す。図4.24(a)では w は $5.0 \mu\text{m}$ とした。図4.24(a)より Δ_2 はDMDへ影響が無く、 $0.65 < \Delta_2 < 0.82$ のとき6LPモード動作することが分かる。図4.24(b)では $\Delta_2=0.7\%$ と定めた。図4.24(b)より w はDMDと伝搬モード数へはほとんど影響が無いことが分かる。よって、トレンチ部の w, Δ_2 により伝搬モード数の制御が可能である。

さらに、伝搬モードの曲げ損失を調べる。例えば、カットオフシフトファイバ (ITU-T G.654) は曲げ半径 $R=30 \text{ mm}$ において曲げ損失が $0.5 \text{ dB}/100 \text{ turn}$ 以下と定められており、本設計においても、この規格値を参考に、使用波長範囲 C+L 帯において想定する6つのLPモードが規定を満たすようにした。図4.25(a)に伝搬モードの中で最も曲げに弱いLP₁₂モードの波長1625 nmにおける曲げ損失特性の Δ_2 および w 依存性を示す。各構造パラメータは $a_1=17.0 \mu\text{m}$ 、 $w=5.0 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_1=1.5\%$ 、 $\alpha=2.0$ とした。図4.25(a)より、 Δ_2 により曲げ損失が大きく変化することが分かる。規

格値を満たすためには、 $\Delta_2 \leq 0.675$ とする必要がある。 $\Delta_2 = 0.675$ %としたときの w 依存性を図 4.25 (b)に示す。 w によって曲げ損失の微調整が可能であることが分かる。なお、C+L 帯において 6 LP モード動作を実現するためには、使用波長範囲において 6 LP モード全ての曲げ損失の規定を満たしつつ、第7モードである LP₄₁ モードを漏洩モードにする必要があり、 w による微調整が重要となる[4.13, 4.16].

最後に α の効果について調べる。図 4.26 に波長 1550 nm における α に対する DMD を示す。 $a_1 = 17.0 \mu\text{m}$, $w = 5.0 \mu\text{m}$, $\Delta_1 = 1.5$ %, $\Delta_2 = 0.675$ %とした。図 4.26 より、 $\alpha = 1.97$ を境に DMD が負から正になり、 $\alpha = 1.97$ のとき 6 LP モード全ての DMD が最も小さくなり、低 DMD 6 LP モードファイバが実現可能である。

以上の手順により低 DMD 6 LP モードファイバが実現可能である。設計する上で留意すべき各構造パラメータの効果について以下にまとめる。

1. コア部の a_1 , Δ_1 : 伝搬モードの DMD の制御
2. トレンチ部の w , Δ_2 : 伝搬モード数の制御
3. コア部の α : DMD の正負の制御

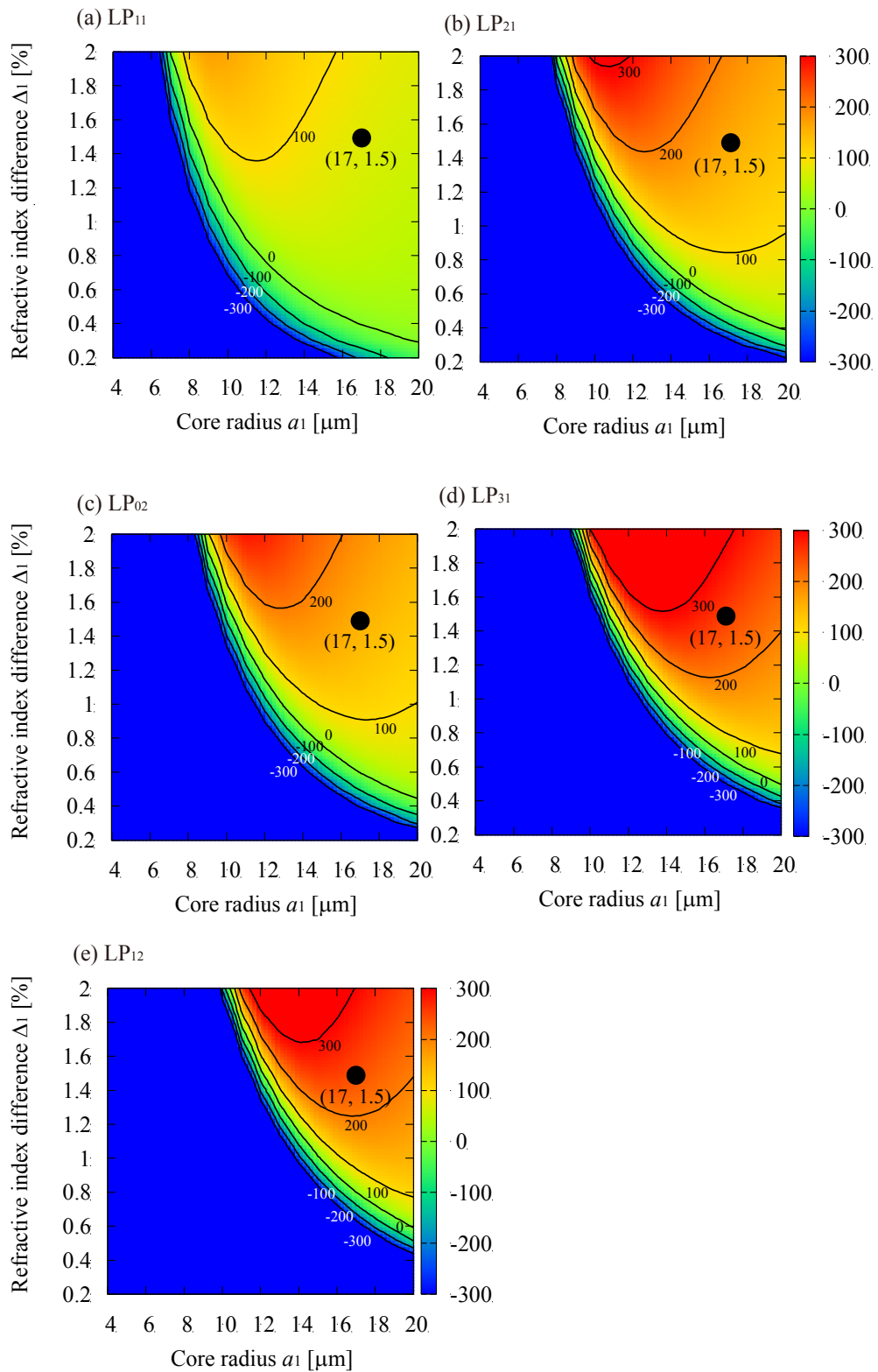


図 4.23 コア半径 a_1 と比屈折率差 Δ_1 に対する DMD 特性,

(a) LP₁₁, (b) LP₂₁, (c) LP₀₂, (d) LP₃₁, (e) LP₁₂.

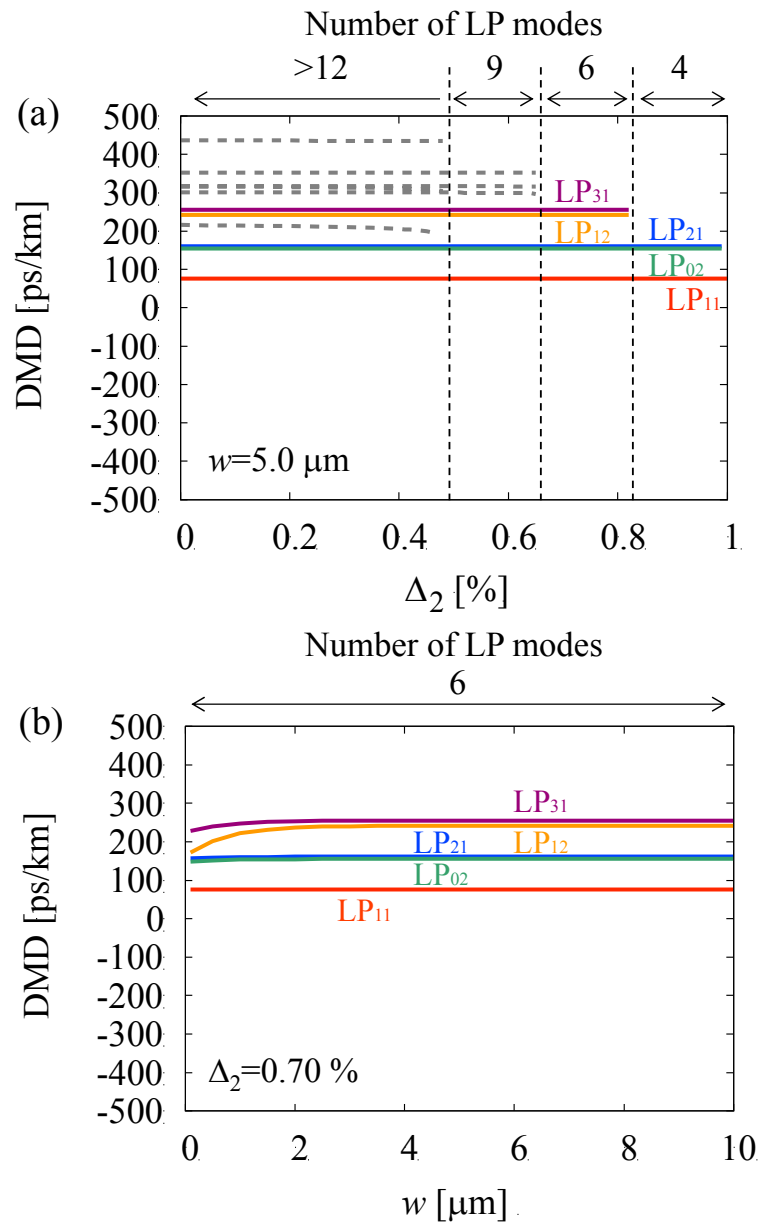


図 4.24 W 型 GI ファイバの DMD 特性

(a) Δ_2 依存性, (b) w 依存性

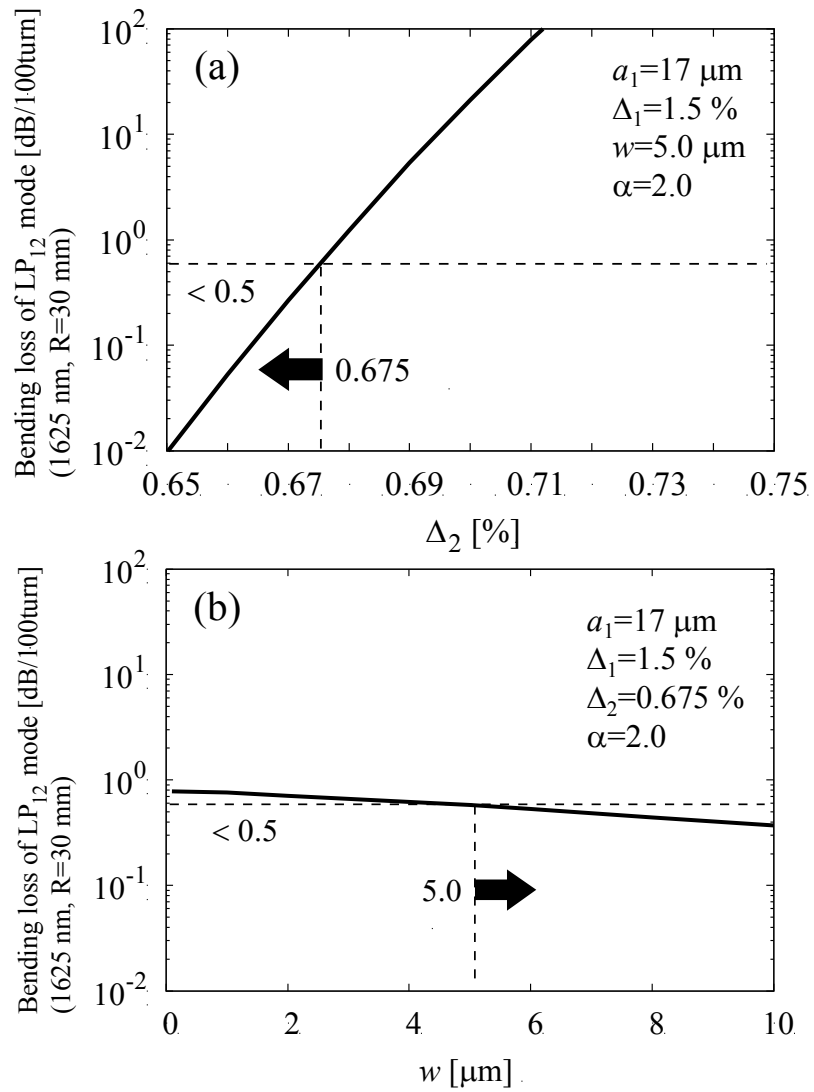


図 4.25 W 型 GI ファイバの LP₁₂ モードの曲げ損失特性
(a) Δ_2 依存性, (b) w 依存性

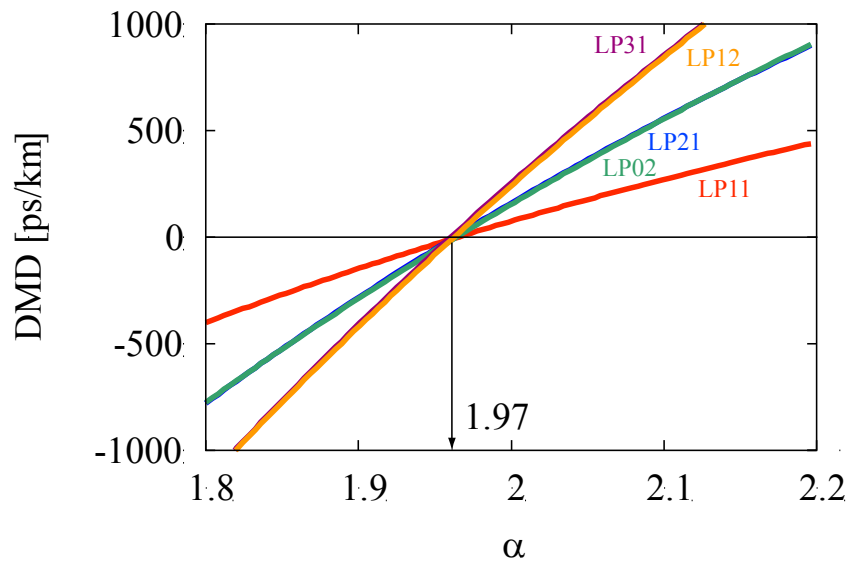


図 4.26 W 型 GI ファイバの α に対する DMD 特性

トレンチアシスト型 GI ファイバ

図 4.22 に示す W 型 GI コアファイバを実現するために、一般に n_2 をシリカレベルとし、コアとクラッド部に GeO_2 をドーピングする必要があるが、ハイドーピングになり製造上のコストや屈折率制御性を鑑みると、あまり得策ではない。そこで、代替策として図 4.27 に示すようなクラッド部をシリカレベルとし、コア部に GeO_2 、クラッド部に F をドーピングするトレンチアシスト型 GI が有効であると考えられる。屈折率分布 $n(r)$ は式(4.8)で表される。

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a_1} \right)^\alpha \right]^{\frac{1}{2}}, & , 0 \leq r < a_1 \\ n_3, & , a_1 \leq r < a_2 \\ n_2, & , a_2 \leq r < a_3 \\ n_3, & , r \geq a_3 \end{cases} \quad (4.8)$$

a_1 はコア半径、 $w_1 (=a_1-a_2)$ はコア-トレンチ間隔、 $w_2 (=a_3-a_2)$ はトレンチ幅、 Δ_1, Δ_2 はそれぞれコアとクラッド間の比屈折率差 $(n_1^2 - n_3^2) / 2n_1^2$ 、クラッドとトレンチ間の比屈折率差 $(n_2^2 - n_3^2) / 2n_2^2$ とする。この屈折率分布は $a_1, a_2, a_3, \Delta_1, \Delta_2, \alpha$ の 6 つの構造パラメータを有する。この構造において W 型 GI コアファイバと異なるパラメータはコア-トレンチ間の距離 w_1 である。図 4.28 は理想 GI コア (点線) と w_1 を変化させた場合の模擬 GI コア (実線) を示す。ここで、 $\Delta = |\Delta_1| + |\Delta_2|$ とし、理想 GI コアの半径 a を $17.0 \mu\text{m}$ 、比屈折率差 Δ を 1.5% 、 α を 2.0 とする。式(4.8)より $\Delta/(a^\alpha)$ が同じ値であれば同じコア形状となるので、 a_1 は式(4.9)により得られる。

$$a_1 = \left(\frac{\Delta_1}{\Delta} \right)^{\frac{1}{\alpha}} a \quad (4.9)$$

例えば、 $\Delta_2 = -0.7\%$ の場合、 $\Delta_1 = 0.8\%$ 、 $a_1 = 12.5 \mu\text{m}$ と求まる。図 4.29 に波長 1550 nm における DMD の w_1 依存性を示す。このとき $a_1 = 12.5 \mu\text{m}$ 、 $w_2 = 5.0 \mu\text{m}$ 、 $\Delta_1 = 0.8\%$ 、 $\Delta_2 = -0.7\%$ 、 $\alpha = 2.0$ とした。図 4.29 より w_1 によって大きく DMD が変化している様子が分かる。これは w_1 が変化することでトレンチ下部までの見かけの GI 形状が変化しているためだと考える。例えば DMD を 300 ps/km 以下にする場合、 $1.6 < w_1 < 2.1 \mu\text{m}$ とする必要があり、高次モードほど屈折率分布の変動に対し DMD の変化量が大きい様子が分かる。

また、6 LP モード動作を実現するためには、コア部の設計と共にクラッド部を調整する必要がある。第 6 モードである LP_{12} モードの曲げ損失を $0.5 \text{ dB} / 100 \text{ turn}$ (曲げ半径 $R = 30 \text{ mm}$ 、波長 1625 nm) 以下かつ、第 7 モードである LP_{41} モードの曲げ損失が 1 dB/m 以上 (曲げ半径

R=140mm, 波長 1530 nm) になるように調整した結果, $a_1=12.5 \mu\text{m}$, $a_2=14.1 \mu\text{m}$, $a_3=19.0 \mu\text{m}$, $\Delta_1=0.85 \%$, $\Delta_2=-0.70 \%$ とした. 図 4.30 に波長 1550 nm における α に対する DMD および Δn_{eff} 特性を示す. Δn_{eff} について, LP_{21} と LP_{02} モード, LP_{31} と LP_{12} モードの Δn_{eff} はほとんど同値であるため, これらのモード間結合は不可避である. ただし, DMD は同程度であるため, LP_{21} と LP_{02} モード, LP_{31} と LP_{12} モードはモード群 M として扱うことが出来, MIMO 処理を利用することによりこれらモード群は独立した LP モードとして取り扱うことが可能である. また, モード群 M 間の実効屈折率差は大きく, モード群間のクロストークは抑制可能である. さらに, 図 4.26 と同様に, トレンチアシスト型 GI ファイバにおいても w_1 を最適化した上で α を調整することにより 4 つのモード群 M を維持したまま DMD を負から正まで調整可能であり, 例えば $\alpha=2.05$ の正 DMD ファイバと $\alpha=1.89$ の負 DMD ファイバにより 6 LP モード伝搬可能な DMD 補償伝送路が実現可能である.

次に, 製造上の許容範囲について考える. 低 DMD 化を目指す上で重要な構造パラメータとして, w_1 と α が挙げられる. DMD を $|300| \text{ ps/km}$ 以下を目指す場合, 図 4.29, 4.30 より, 高次モード (LP_{12} モード) の DMD の変動が大きく, w_1 は $0.5 \mu\text{m}$ 以下, α は 0.05 以下の変動が求められる. 文献[4.22]に記載されている一般的な製造トレランス (コア半径に対し $\pm 0.25 \mu\text{m}$, α に対し ± 0.01) を考慮すると, 上記の変動量は許容範囲ではあるが, これらは構造パラメータが 1 つ変動した場合であり, 各構造パラメータが複合的に変動する場合, 製造上, 低 DMD 化が困難になると予想される. さらなる低 DMD 化および伝搬モード数拡大を目指す上では, 製造における屈折率制御技術の向上が望まれる.

最後に, 得られた構造パラメータ ($a_1 = 12.5 \mu\text{m}$, $a_2 = 14.1 \mu\text{m}$, $a_3 = 19.0 \mu\text{m}$, $\Delta_1 = 0.85 \%$, $\Delta_2 = -0.70 \%$) における光学パラメータを表 4.1 に示す. 第 7 LP モードである LP_{41} モードの波長 1530 nm, R=140 mm における曲げ損失を合わせて示す. ここで, 文献[4.21]を参考にカットオフ条件は最も曲げに弱い波長において不要となるモードの曲げ損失が R=140 mm において 1 dB/m 以上となることと定義した. α に対し, A_{eff} , 曲げ損失は大きく変化しないが, 図 4.25 (b)と同様にカットオフ条件を満たすためにトレンチ幅 w_2 による曲げ損失の調整が必要である.

同様の設計手順により, 4 LP モードファイバの設計を行い, 最適な構造パラメータとして $a_1 = 12.0 \mu\text{m}$, $a_2 = 13.5 \mu\text{m}$, $a_3 = 20.0 \mu\text{m}$, $\Delta_1 = 0.60 \%$, $\Delta_2 = -0.45 \%$ が得られた[4.13]. このときの光学特性を表 4.2 に示す.

表 4.1 設計した 6 LP モードファイバの光学特性

α	DMD @1550nm [ps/km]					$A_{\text{eff}}@1550 \text{ nm} [\mu\text{m}^2]$						Bending loss [dB/m] (R=140 mm @1530 nm)
	LP ₁₁	LP ₂₁	LP ₀₂	LP ₃₁	LP ₁₂	LP ₀₁	LP ₁₁	LP ₂₁	LP ₀₂	LP ₃₁	LP ₁₂	LP ₄₁
2.05	173	341	319	509	475	103	205	272	204	326	327	0.7
1.97	4	5	-14	18	10	101	204	273	205	328	329	1.3
1.89	-179	-354	-366	-500	-473	99	202	273	207	331	332	2.2

表 4.2 設計した 4 LP モードファイバの光学特性

α	DMD @1550nm [ps/km]			$A_{\text{eff}}@1550 \text{ nm} [\mu\text{m}^2]$				Bending loss [dB/m] (R=140 mm @1530 nm)
	LP ₁₁	LP ₂₁	LP ₀₂	LP ₀₁	LP ₁₁	LP ₂₁	LP ₀₂	LP ₃₁
2.10	231	464	453	119	235	310	232	0.4
1.97	-1	19	27	116	234	313	236	1.0
1.85	-237	-425	-390	113	233	315	239	1.9

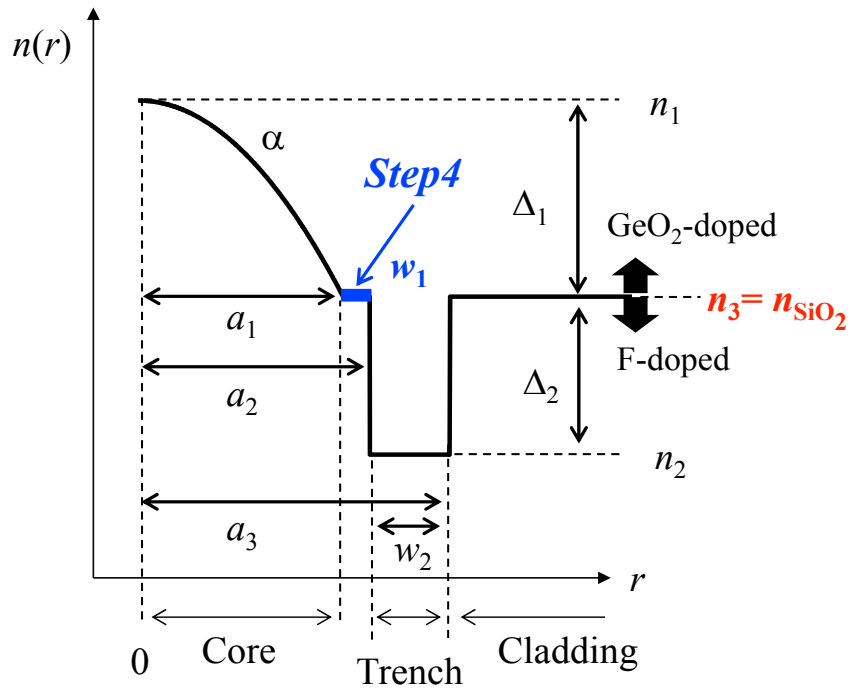


図 4.27 トレンチアシスト型 GI ファイバの屈折率分布

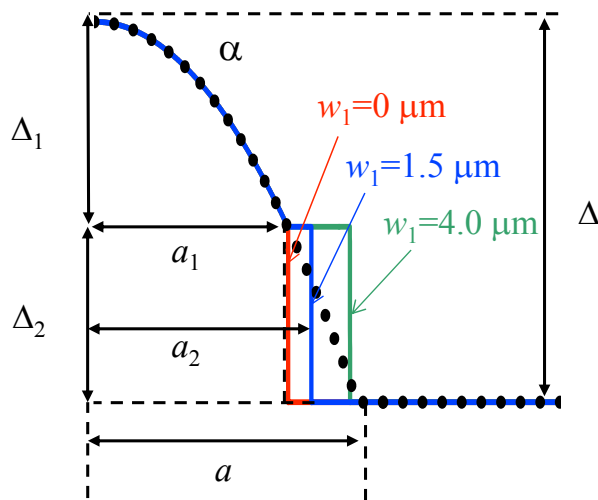


図 4.28 理想 GI コアと模擬 GI コア

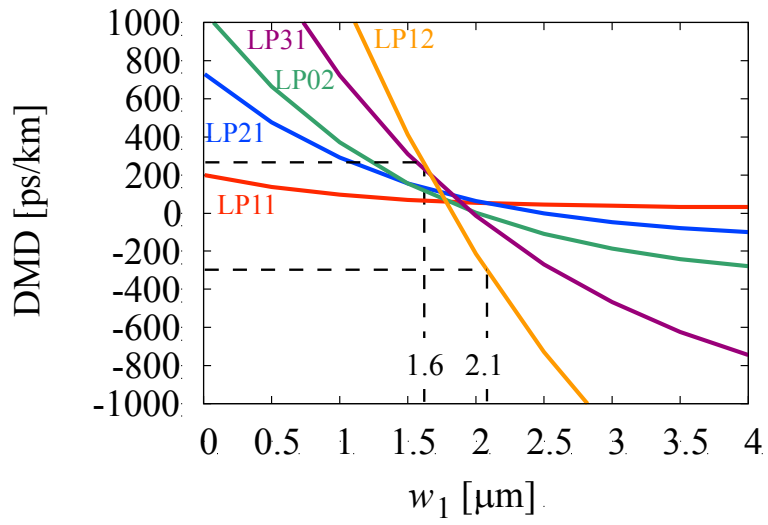


図 4.29 DMD の w_1 依存性

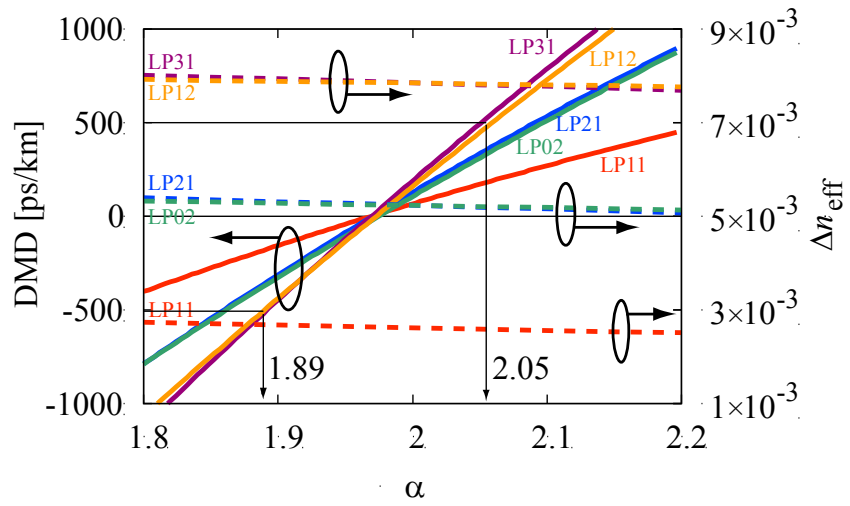


図 4.30 α に対する DMD および Δn_{eff}

4.3.3 作製した低 DMD ファイバの特性

前小節の設計に基づきトレンチアシスト型 GI ファイバの試作を行った。表 4.3 に試作ファイバ 6 種類の光学特性を示す。伝搬損失は OTDR にて、 A_{eff} は曲げ付与時における FFP 測定により観測した。LP₀₁ モードの A_{eff} は 100 μm^2 以上であり、表 4.1 および表 4.2 に示す設計値と同等の値が得られた。

表 4.3 試作ファイバの光学特性

Fiber	Length [km]	Δ_1 [%]	Δ_2 [%]	a_1 [μm]	a_2/a_1	a_3/a_2	α	Attenuation [dB/km] @1550 nm	A_{eff} (LP ₀₁) [μm^2] @1550 nm	DMD (LP ₁₁) [ps/km] @1550 nm	DMD (LP ₂₁ +LP ₀₂) [ps/km] @1550 nm
A	5.0	0.65	-0.48	11.3	1.12	1.47	2.10	0.236	105.2 (103.4*)	201	443
B	7.0	0.60	-0.46	12.6	1.10	1.42	1.98	0.230	120.1 (116.6*)	-23	82
C	5.5	0.63	-0.44	12.2	1.14	1.48	1.85	0.225	117.6 (112.0*)	-219	-441

Fiber	Length [km]	Δ_1 [%]	Δ_2 [%]	a_1 [μm]	a_2/a_1	a_3/a_2	α	Attenuation [dB/km] @1550 nm	A_{eff} (LP ₀₁) [μm^2] @1550 nm	DMD (LP ₁₁) [ps/km] @1550 nm	DMD (LP ₂₁ +LP ₀₂) [ps/km] @1550 nm	DMD (LP ₃₁ +LP ₁₂) [ps/km] @1550 nm
D	8.5	0.84	-0.68	12.5	1.12	1.36	2.05	0.263	104.9 (104.1*)	141	318	582
E	9.0	0.84	-0.70	13.4	1.12	1.36	1.97	0.258	109.5 (109.1*)	62	-11	8
F	9.0	0.85	-0.69	12.8	1.13	1.36	1.89	0.251	106.2 (105.3*)	-165	-319	-546

4 LP および 6 LP モード動作を確認するため、インパルス応答を確認した。図 4.31 にインパルス応答の測定系を示す。フォトディテクタ (PD) はマルチモード対応のものを用いた。リフレンスファイバとして、それぞれ、ステップインデックス型 4 LP ファイバ (4 LP-mode SIF) および 7 LP モードファイバ (7 LP-mode SIF) を用いた。同図に波長 1550 nm におけるリフレンスファイバ後のインパルス応答および試作ファイバ B および E 後のインパルス応答を示す。4 LP-mode SIF のインパルス応答より、 LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} モードに対応する 4 つのパルスが、7 LP-mode SIF のインパルス応答より、 LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} , LP_{31} , LP_{12} , LP_{41} モードに対応する 7 つのパルスが観測できた。試作ファイバ B 後については 4-LP mode SIF と同様に 4 つのパルスを、試作ファイバ E 後については 6 つのパルスを観測することが出来た。試作ファイバ B 後の LP_{21} モードと LP_{02} モードのモード間遅延差は 4-LP mode SIF 後のモード間遅延差とほとんど同値であった。また、試作ファイバ B 後の LP_{21} モードと LP_{02} モードのモード間遅延差および LP_{31} モードと LP_{12} モードのモード間遅延差は 7-LP mode SIF 後のモード間遅延差をほとんど同値であった。つまり試作ファイバ B の LP_{21} モードと LP_{02} モードの DMD はほぼ同値であり、試作ファイバ E の LP_{21} モードと LP_{02} モードおよび LP_{31} モードと LP_{12} モードの DMD はほぼ同値であることを意味する。以上により、試作したファイバ A~C は 4 LP モード動作、D~F は 6 LP モード動作であり、設計どおり第 3 モードである LP_{21} モードと第 4 モードである LP_{02} モードの DMD がほとんど同値、第 5 モードである LP_{31} モードと第 6 モードである LP_{12} モードの DMD がほとんど同値であることを確認することが出来た。

さらに、試作したファイバの DMD の波長依存性についてインパルス応答により調べた。図 4.32 の実線および点はそれぞれ、計算結果および実験結果を示しており、ほとんど一致した。図 4.32 (a) より、試作ファイバの中で試作ファイバ B が最も DMD が小さく、試作ファイバ A, C はそれぞれ正、負の DMD を有していることが分かる。ファイバ B について、C+L 帯において 4 モード動作条件での最大 DMD は 135 ps/km であった。結果として、C+L 帯において 135 ps/km 以下の DMD を有する 4 LP モード伝搬可能な単一ファイバを実現することが出来た。また、図 4.32 (b) より、ファイバ E は 3 種類の中で最も DMD が小さく、単一伝送路、C+L 帯において 124 ps/km 以下の DMD を実現した。

次に、DMD 補償が適切に動作するか確認するため、試作ファイバ A, C および D, F のインパルス応答を調べた。図 4.33 (a) に試作ファイバ A, C および試作ファイバ A と C を融着接続した場合のインパルス応答を、図 4.33 (b) に試作ファイバ D, F および試作ファイバ D と F を融着接続した場合のインパルス応答を示す。試作ファイバ A, C については LP_{01} , LP_{11} , $LP_{21}+LP_{02}$ モードに対応する 3 つのパルスを確認することが出来た。また試作ファイバ D と F については LP_{01} , LP_{11} , $LP_{21}+LP_{02}$, $LP_{31}+LP_{12}$ モードに対応する 4 つのパルスを確認することが出来た。試作ファイバ A と C を融着接続した場合、または試作ファイバ D と F を融着接続した場合、1 つのみのパルスが確認でき、DMD が補償されている様子が分かる。図 4.34 は DMD を補償した場合のインパルス応答の縦軸をログスケールに直したものである。接続点において発生する

モード間クロストークは -20 dB 以下であることが分かった。これは試作ファイバ A と C および D と F は表 4.3 の A_{eff} から分かるように MFD が同程度であることにより MFD 不整合が起こらず、モード間クロストークが抑制出来ていると考える。したがって、4 LP モードおよび 6 LP モード伝搬可能な正、負の DMD を有するファイバを組み合わせることで、融着接続点においてほとんどクロストークなく DMD の補償に成功した。さらに、本 DMD 補償伝送路のトータルの DMD の波長依存性を図 4.35 に示す。結果として、6 LP モードファイバの方が C+L 帯において DMD が増加傾向にあることが分かる。これは高次モードほど DMD が大きく、波長依存性が大きいためである。そこで、正 DMD と負 DMD ファイバのファイバ長を調整した。図 4.36 に DMD 補償時の長さ依存性を示す。試作ファイバ A および D のファイバ長 L_p と試作ファイバ C および F のファイバ長 L_n を調整することにより、4 LP モード動作、C 帯において 20 ps/km 以下、C+L 帯において 40 ps/km 以下、6 LP モード動作、C 帯において 25 ps/km 以下、C+L 帯において 70 ps/km 以下の DMD を実現した。この 6 LP モード伝送路は縮退モードまで考慮すると 10 の伝搬モードを有しており、従来のシングルモードファイバと比較して 10 倍の伝送容量実現が期待される。

以上、モード多重伝送のさらなる大容量化および MIMO 伝送におけるデジタル信号処理負荷の低減に向けて、4 LP モードおよび 6 LP モード (LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} , LP_{31} , LP_{12} モード) が伝搬可能な低 DMD 伝送路の検討を行った。W 型 GI ファイバについて、DMD および伝搬モード数を制御するためにコア、トレンチ部の設計手順を明確化した。さらに、製造上の観点からトレンチアシスト型 GI ファイバの検討を行い、W 型 GI ファイバの設計で得られた構造パラメータを基に、コアトレンチ間隔を制御することでトレンチ下部までの GI 形状の模擬が可能であることを示した。次に、設計に基づき 4 LP モードおよび 6 LP モードファイバ試作を行い、C+L 帯において 4 LP モード動作可能かつ最大 DMD が単一ファイバで 135 ps/km、DMD 補償伝送路で 50 ps/km、6 LP モード動作可能かつ最大 DMD が 124 ps/km 以下の単一伝送路、70 ps/km 以下の 6 LP モード DMD 補償伝送路の実現に成功した。

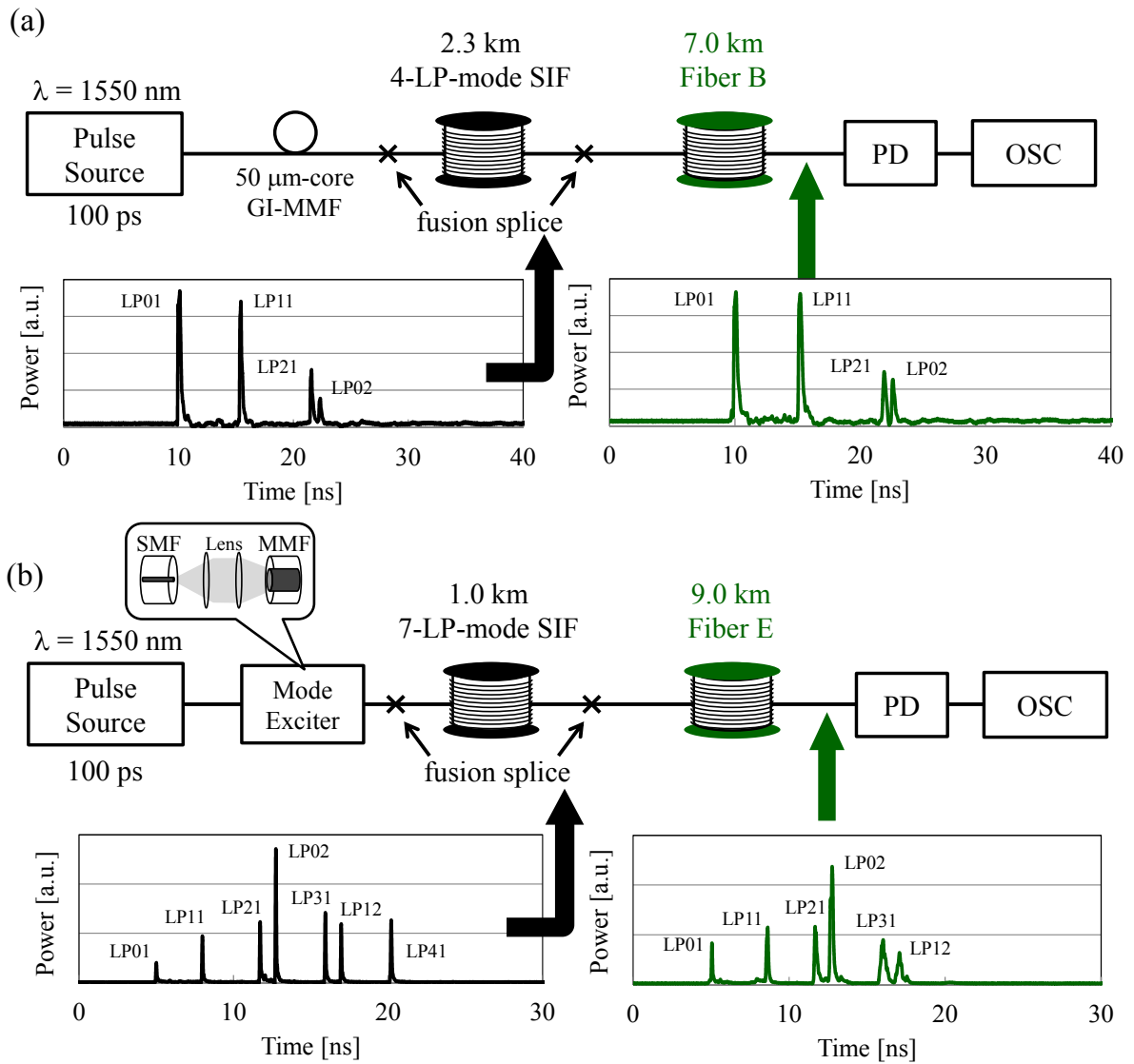


図 4.31 インパルス応答測定系およびインパルス応答

(a) 4 LP モード測定系, (b) 6 LP モード測定系

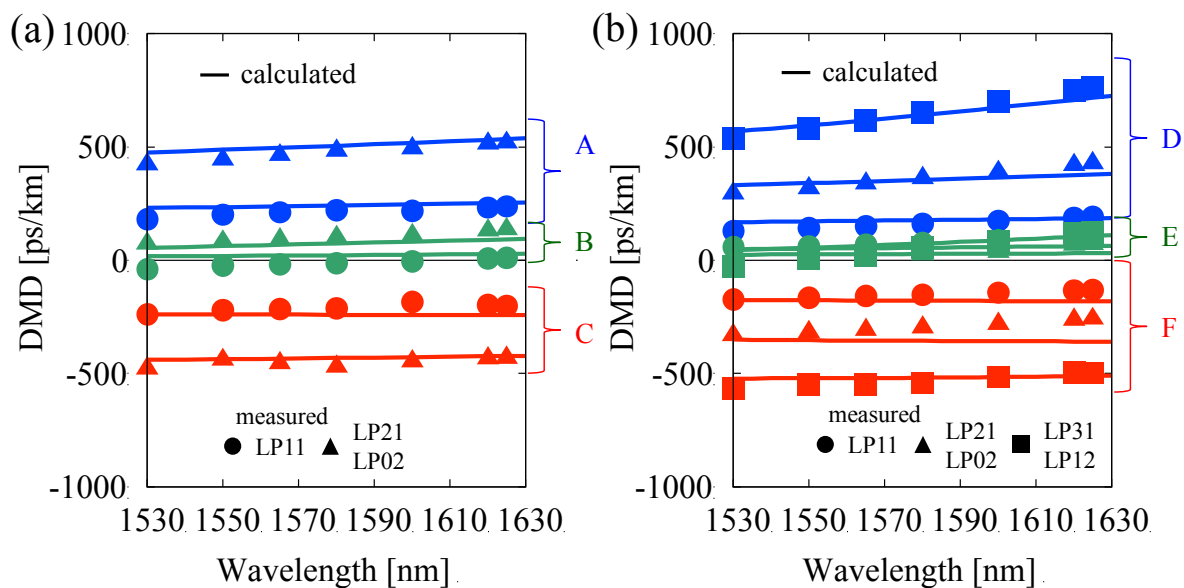


図 4.32 (a) 試作ファイバ A, B, C の DMD 波長特性,
(b) 試作ファイバ D, E, F の DMD 波長特性

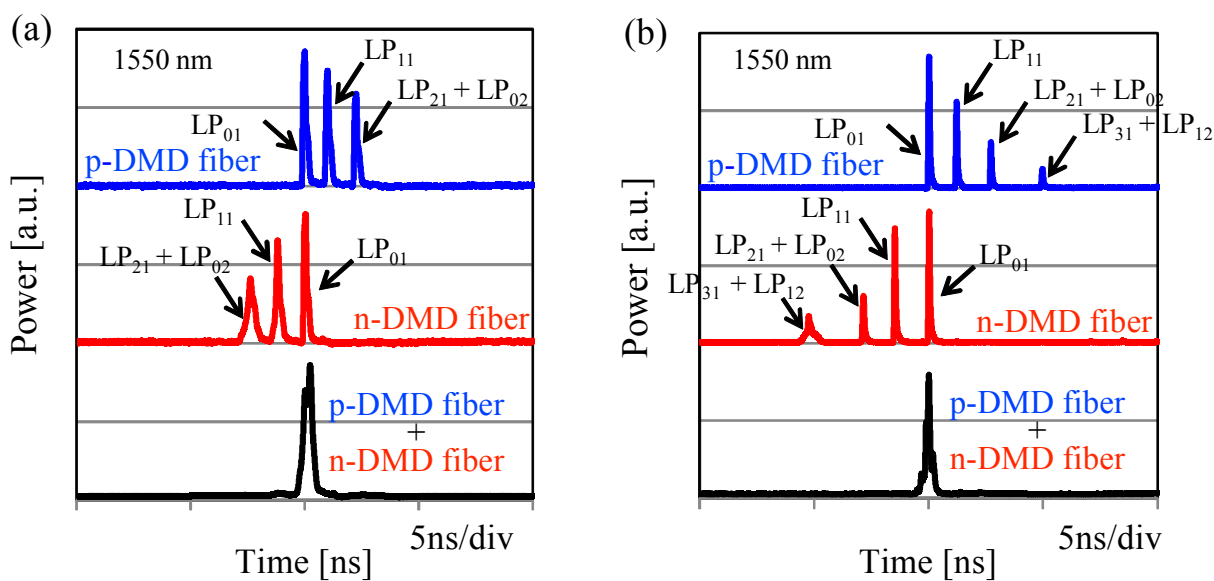


図 4.33 (a) 試作ファイバ A, C および A, C を融着接続した時のインパルス応答,
(b) 試作ファイバ D, F および D, F を融着接続した時のインパルス応答

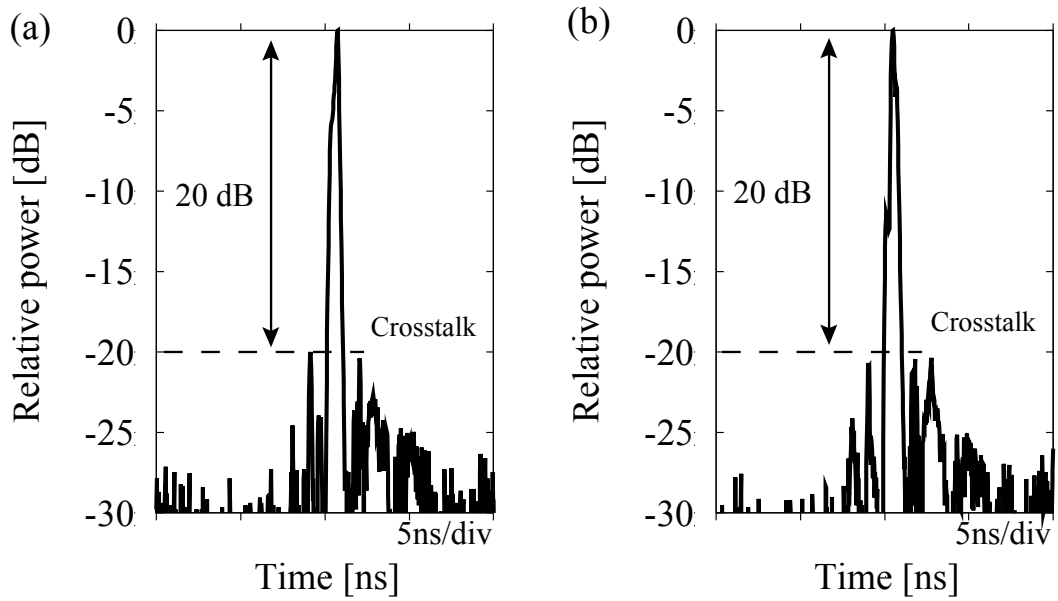


図 4.34 (a) 試作ファイバ A と C を融着接続した時のインパルス応答 (ログスケール)
 (b) 試作ファイバ D と F を融着接続した時のインパルス応答 (ログスケール)

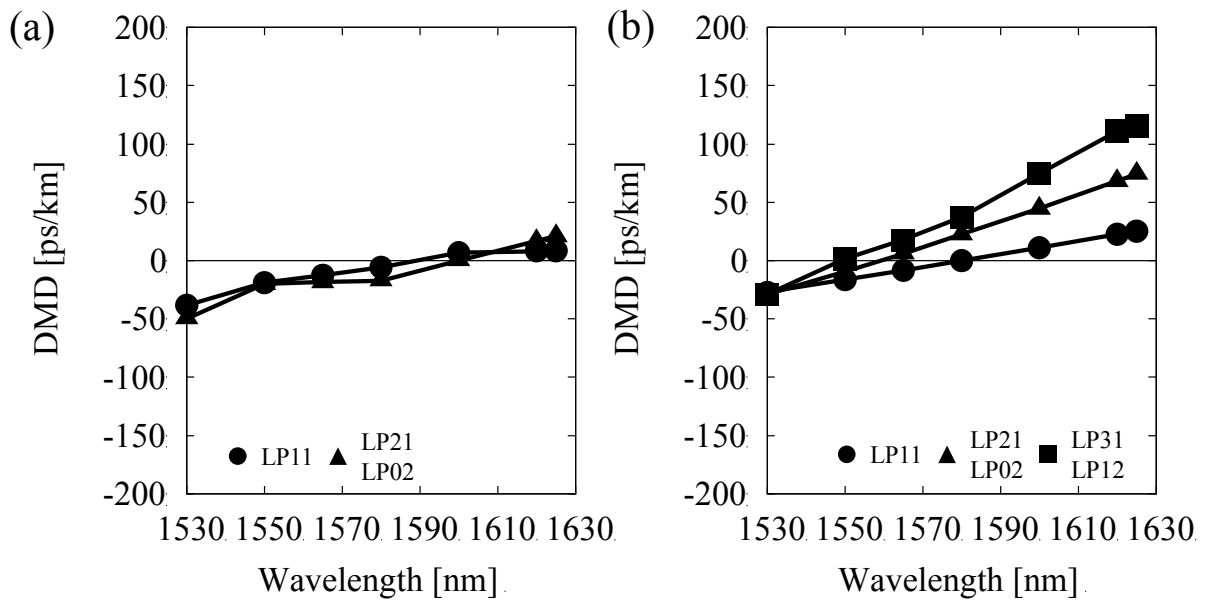


図 4.35 (a) 試作ファイバ A と C による DMD 補償伝送路の波長依存性,
 (b) 試作ファイバ D と F による DMD 補償伝送路の波長依存性

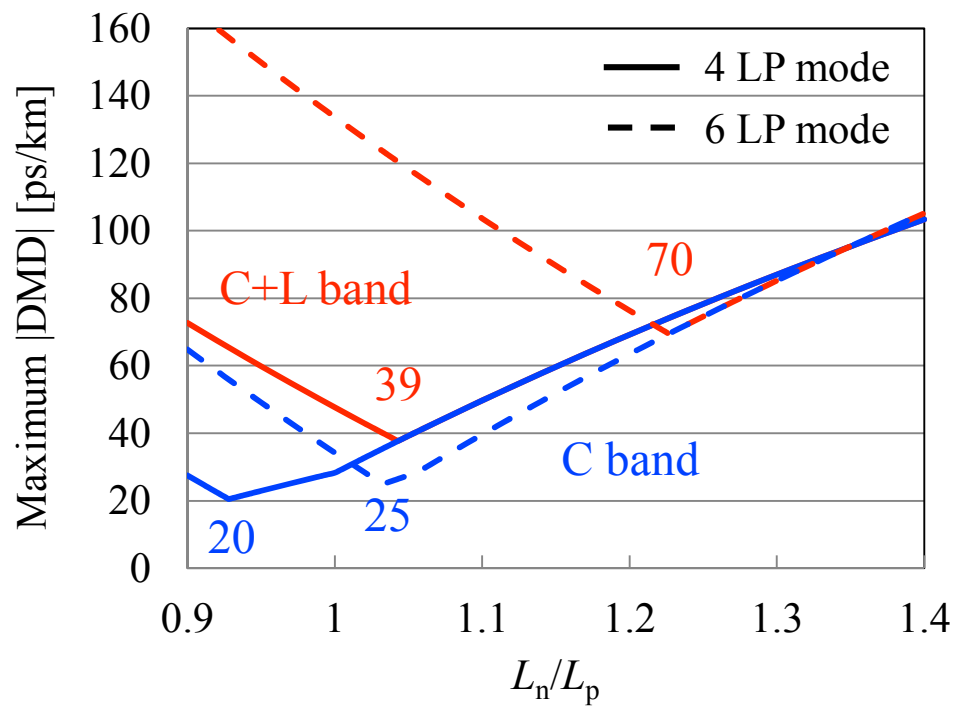


図 4.36 DMD 補償伝送路における長さ依存性

4.3.4 まとめ

図 4.37 は、これまでに報告されている 2 LP モードの MDM 伝送実験における総伝送距離と総 DMD の関係を示している。単一・DMD 補償伝送路どちらの場合においても 1000 km 程度の伝送距離が達成されている[4.23, 4.24]。また、DMD 補償伝送線路により単一伝送路よりも小さい DMD が実現されている。さらなる大容量化を実現するためには伝搬モード数の拡大が必須であり、本研究では 4 LP モード、さらには 6 LP モード伝搬可能な DMD 補償伝送路の実現した。4 LP モード伝搬可能な伝送として現在、伝送距離 708 km, 12×12 MIMO 伝送の報告がなされている[4.14]。文献[4.14]では 20 ns のパルス拡がりに対処すべく、 12×12 MIMO DSP において各 800 タップの FIR フィルタが用いられている。しかし、未だ 6 LP モードを用いた伝送実験報告はなされていない。6 LP モード伝送を実現するためには 20×20 MIMO 伝送を行う必要があり、受信部の規模が大きく、実験機器を揃えるだけでも困難であり、また、伝送距離が延びるだけ DMD が増大するので、伝搬モード数および増大する DMD に対処するために、MIMO DSP の規模も莫大なものとなる。さらなる伝送距離の長延化および伝送容量拡大に向けて、モード合分波器のモード数拡張や伝送路の DMD の低減、MIMO 処理の低減の検討が必要となる。

図 4.38 は、報告されている MDM 伝送用光ファイバの DMD と A_{eff} (LP₀₁モード) の関係を示す。参考のため、 A_{eff} 拡大 SMF と従来の SMF を示す。低 DMD 2 LP モードファイバは A_{eff} 拡大 SMF よりも大きな A_{eff} が実現されている。一方、伝搬モード数が増えた場合 A_{eff} が縮小傾向にあることが分かる。これは高次モードを閉じ込めるために比屈折率差を高めていることに起因する。今後、更なる大容量化を目指す上で、 A_{eff} の縮小に伴う非線形効果の影響やレイリー散乱増大に伴う伝搬損失増加に留意する必要がある。

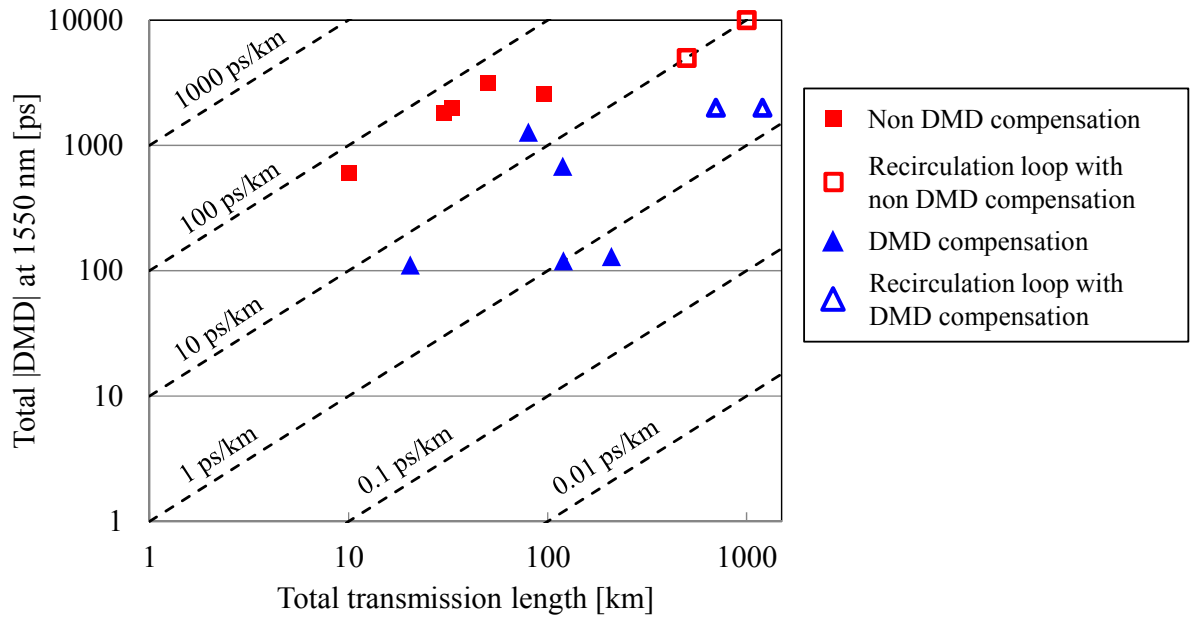


図 4.37 報告されている 2 LP モード多重伝送実験における 総伝送距離と総 DMD の関係

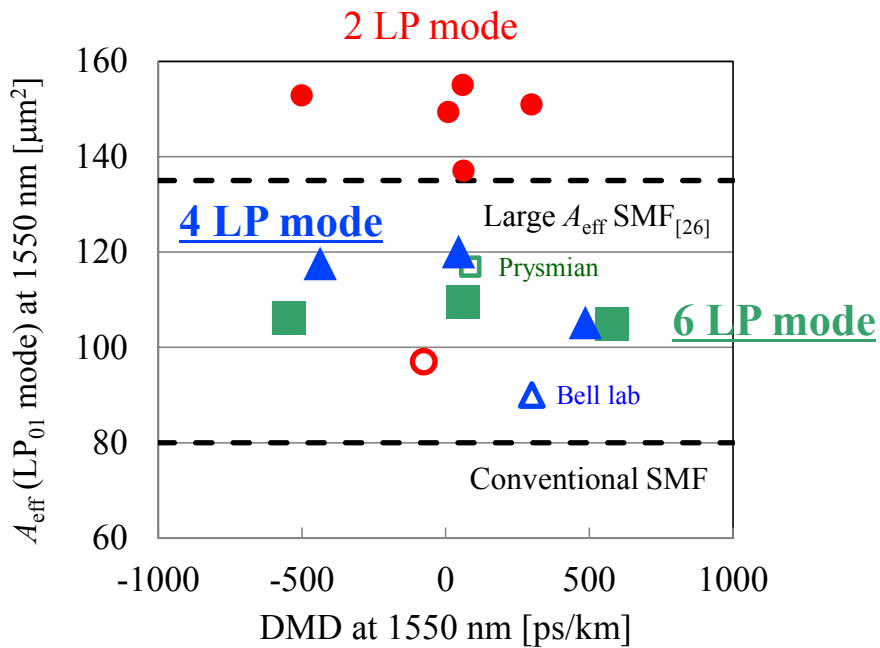


図 4.38 報告されている MDM 伝送用光ファイバの DMD と A_{eff} (LP₀₁ モード) の関係

第4章参考文献

- [4.1] R.E. Freund, C.-A. Bunge, N.N. Ledentsov, D. Molin, and C. Caspar, “High-speed transmission in multimode fibers,” *J. Lightw. Technol.* vol.28, no.4, pp.569–586, 2010.
- [4.2] L. Raddatz, I.H. White, D.G. Cunningham, M.C. Nowell, “An experimental and theoretical study of the offset launch technique for the enhancement of the bandwidth of multimode fiber links,” *J. Lightw. Technol.*, vol.16, no.3, pp.324–331, 1998.
- [4.3] J. Morikuni, P. Mena, B. K. Whitlock, and R. Scarmozzino, “Link-Level Design, Analysis, and Simulation of Multimode Data Communication Systems,” in *Proc. NFOEC 2003*, 2003, pp. 858-867.
- [4.4] S. Randel, C. Schmidt, R. Ryf, R.-J. Essiambre, and P. J. Winzer, “MIMO-based signal processing for mode-multiplexed transmission,” in: *Proc. Photonics Society Summer Topical Meeting Series 2012*, Paper MC4.1.
- [4.5] P. Winzer, G. Foschini, “MIMO capacities and outage probabilities in spatially multiplexed optical transport systems,” *Opt. Express*, vol.19, no. 17, pp.16680–16696, 2011.
- [4.6] G. Charlet, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, O. Bertran Pardo, F. Verluise, M. Achouche, A. Boutin, F. Blache, J. Dupuy, S. Bigo, “Transmission of 16.4 Tbit/s capacity over 2,550 km using PDM QPSK modulation format and coherent receiver,” in *Proc. OFC/NFOEC 2008*, Paper PDP3.
- [4.7] N.K. Fontaine, S. Leon-Saval, R. Ryf, J.S. Gil, B. Ercan, J. Bland-Hawthorn, “Mode selective dissimilar fiber photonic-lantern spatial multiplexers for few-mode fiber,” in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper PD1-C-3.
- [4.8] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, K. Tsujikawa, T. Uematsu, M. Koshiba, F. Yamamoto, “Three-mode PLC-type multi/demultiplexer for mode-division multiplexing transmission,” in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper Tu.1.B.3.
- [4.9] T. Mori, T. Sakamoto, T. Yamamoto, S. Tomita, “Wideband WDM coherent optical MIMO transmission over GI-MMF by using selective mode excitation,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OTu2C.3.
- [4.10] P. Sillard and D. Molin, “A Review of Few-Mode Fibers for Space-Division Multiplexed Transmissions,” in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper Mo.3.A.1.
- [4.11] T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Differential Mode Delay Managed Transmission Line for Wide-band WDM-MIMO System,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OM2D.1.
- [4.12] R. Maruyama, N. Kuwaki, S. Matsuo, K. Sato, and M. Ohashi, “DMD free transmission line composed of TMFs with large effective area for MIMO processing,” in *Proc. ECOC 2012*, 2012, Paper Tu.1.F.2.
- [4.13] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto: “Low DMD Four LP Mode

Transmission Fiber for Wide-band WDM-MIMO System,” in *Proc. OFC/NFOEC 2013*, 2013, Paper OTh3K.1.

[4.14] R. Ryf, S. Randel, N. K. Fontaine, X. Palou, E. Burrows, S. Corteselli, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, C. Xie, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, L. Grüner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, Jr., “708-km Combined WDM/SDM Transmission over Few-Mode Fiber Supporting 12 Spatial and Polarization Modes,” in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper We.2.D.1.

[4.15] P. Sillard, D. Molin, M. Bigot-Astruc, H. Maerten, D. Van Ras, and F. Achten, “Low-DMGD 6-LP-Mode Fiber,” in *Proc. OFC 2014*, 2014, Paper M3F.2.

[4.16] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto: “Six-LP-Mode transmission fiber with DMD of less than 70 ps/km over C+L band,” in *Proc. OFC 2014*, 2014, Paper M3F.3.

[4.17] K. Sato, R. Maruyama, N. Kuwaki, S. Matsuo, and M. Ohashi, “Optimized graded index two-mode optical fiber with low DMD, large Aeff and low bending loss,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 14, pp.16231-16238, 2013.

[4.18] M.-J. Li, B. Hoover, S. Li, S. Bickham, S. Ten, E. Ip, Y.-K. Huang, E. Mateo, Y. Shao, and T. Wang, “Low delay and large effective area few-mode fibers for mode-division multiplexing,” in *Proc. OECC 2012*, 2012, Paper 5C3–2.

[4.19] R. Maruyama, T. Shoji, N. Kuwaki, S. Matsuo, K. Sato, and M. Ohashi, “Design and Fabrication of Long DMD Maximally Flattened Two-Mode Optical Fibres suitable for MIMO Processing,” in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper Mo.4.A.3.

[4.20] Lars Grüner-Nielsen, Yi Sun, Jeffrey W. Nicholson, Dan Jakobsen, Kim G. Jespersen, Robert Lingle, Jr., and Bera Pálsdóttir, “Few mode transmission fiber with low DGD, low mode coupling and low loss,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 23, pp. 3693–3698, 2012.

[4.21] T. Matsui, K. Nakajima, and C. Fukai, “Applicability of photonic crystal fiber with uniform air-hole structure to high-speed and wide-band transmission over conventional telecommunication bands,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 23, pp. 5410–5416, 2009.

[4.22] F. Ferreira, Daniel Fonseca, and Henrique Silva, “Design of Few-Mode Fibers With Arbitrary and Flattened Differential Mode Delay,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.25, no.5, pp.438-441, 2013.

[4.23] S. Randel, R. Ryf, A. H. Gnauck, M. A. Mestre, C. Schmidt, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, Jr., “Mode-multiplexed 6x20-GBd QPSK transmission over 1200-km DGD-compensated few mode fiber,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper PDP5C.5.

[4.24] E. Ip, M.-J. Li, K. Bennett, Y.-K. Huang, A. Tanaka, A. Korolev, K. Koreshkov, W. Wood, E. Mateo, J. Hu, and Y. Yano, “146λx6x19-Gbaud Wavelength- and Mode-Division Multiplexed Transmission over 10x50-km Spans of Few-Mode Fiber with a Gain-Equalized Few-Mode EDFA”, in

Proc. OFC/NFOEC 2013, 2013, Paper PDP5A.2.

第 5 章 光 MIMO 伝送システムにおけるモード間クロストークが与える影響

5.1 光 MIMO 伝送の伝送路における課題

伝送の際にファイバ接続部やファイバ内におけるモード間クロストークが問題となる。ファイバ間の接続部において軸ずれが存在する場合において、モード変換が生じ、その結果モード間クロストークとなる。さらに、光波の伝搬方向に沿って構造の不均一性（ゆらぎ）が存在する光ファイバにおいては、伝搬しているモードがゆらぎを介して別のモードに変換され、結果としてモード間クロストークとなる。

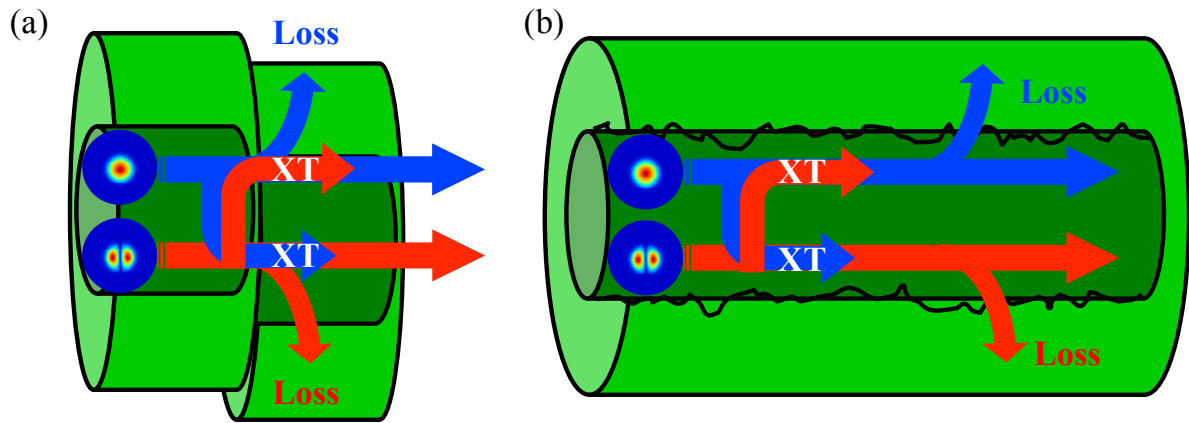


図 5.1 光 MIMO 伝送におけるモード間クロストークの要因 : (a) 接続部, (b) ファイバ中

5.2 接続点におけるモード間クロストークの影響

光 MIMO 伝送において伝送中におけるモード間クロストークが信号品質へ与える影響に対して詳細な検討はなされていない。そこで本節では、マルチモードファイバを用いたコヒーレント光 MIMO 伝送におけるモード間クロストークの影響について検討した。これまで光ファイバにおける波長分散や偏波分散などは線形現象であるのでこれらに起因する信号歪みはデジタルコヒーレント受信技術により補償可能であった。ファイバの曲げや接続部において発生するモード変換についても、異なるモード間の非線形相互作用に起因するものではないため、MIMO 処理により補償可能であると考えられる。マルチモードファイバ中のモード結合の影響についてはこれまで他機関から報告がある[5.1, 5.2]。しかしながらデジタル信号処理を伴う光 MIMO 伝送に対し、伝送路中のモード変換が信号復元精度へ与える影響については明らかになっていなかった。そこで本研究では、伝送路中の接続点によるモード変換が光 MIMO 伝送においてどのような影響を与えるか検討を行った。

5.2.1 実験による検証

図 5.2 に光 2×2 MIMO 伝送実験系を示す。3章で述べた構成とした。波長 1550 nm の CW 光をシングルモードカップラ (SMC) により 2 分岐し、2 つの光変調器に入射する。各々の BPSK 光変調器には、独立した 2 系列の信号が入力され、この結果 2 チャネルの 10 Gbit/s BPSK 信号光が得られる。これらをモード依存分岐比を有する 2 入力 1 出力のマルチモードカップラ (MMC) により合波する。カップラは空間光学系により構成されており、コリメートレンズとハーフミラーを有し、入力ポート 1 の透過光と入力ポート 2 の反射光が出力ポートに入射される。出力ポートに合波する前に、スポットサイズを拡大し、高次モードを効率的に励振する。さらに、透過光と反射光はマルチモードファイバの中心からわずかに異なる部分に入射されるため、ポートごとに異なるモード比率でモードが励振される。つまり入力ポートごとに異なるモード分布を実現することで、結果として送信部におけるモードダイバーシティを得ることが出来る。2 チャネルが合波された信号をコア径 50 μm を有する GI-MMF に入力した。ITU-T G.651 に準拠する GI-MMF を用いた。開口数 (NA) は 0.2 である。10 km 伝送後、マルチモードカップラにより分波される。受信部での 1 入力 2 出力マルチモードカップラは送信部のマルチモードカップラと逆の構成となっており、受信部においてもモードダイバーシティを実現する。次に、各ポートにおけるモード収束器 (MCU) により高次モード成分を基本モードに収束する。の実験系において受信機はシングルモードデバイスのため、マルチモードをシングルモードデバイスへ接続するインターフェースとしてこのモード収束器を用いる。図 5.2 に示すように GI-MMF の端面からの信号光は 2 つのレンズを通過し、SMF に入射される。MMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれ

ぞれ 11.0 mm と 0.25 である。一方、SMF 側のレンズの焦点距離および NA はそれぞれ 18.4 mm と 0.15 である。モード収束器において、2つの光ファイバの端面を微動台に載せ、GI-MMF のコア端面全体からの信号光を SMF のコアへ照射し、受光強度が最大になるように調整する。高次モードの振幅および位相情報が受信機入射まで保持されることはコヒーレント光 MIMO 伝送における前提条件であるが、受信機前にモード収束器を挿入することによりこれが実現される。各々の受信信号は局発光源と共に 90° 光ハイブリッド、バランスドレシーバにより構成されるコヒーレント受信機に入力される。受信部における偏波コントローラにより、90° 光ハイブリッドの光出力強度が最大になるように調整し、コヒーレント光受信を行う。さらに、リアルタイムオシロスコープにより AD 変換を行い I, Q 成分を抽出し、オフラインのデジタル信号処理により信号復元を行った。MIMO 等化器は判定帰還型等化器 (DFE) により構成し、タップ係数を導出するための適応アルゴリズムは RLS アルゴリズムを用いた。

図 5.3 に各経路におけるインパルス応答を示す。図 5.3 (a) と (b), (c) と (d) はそれぞれ送信機 1, 2 からのみ信号を入力した場合である。それぞれモード収束器後にシングルモードファイバをコネクタ接続しフォトレシーバにより観測した。図 5.3 に示すインパルス応答において、基本モードの他に 3 つの高次モードが励振されており、SMF 中に高次モードの情報が保持されている様子がわかる。各々の基本モードからの遅延量は 0.7 ns, 2.2 ns, 3.0 ns であった。図 5.3 (a) と (c), (b) と (d) より送信部において、さらに図 5.3 (a) と (b), (c) と (d) より受信部において、それぞれ異なるモード分布が実現されていることから、送受信部でのモードダイバーシティを得ることができていることが分かる。各送信チャネルにおける伝送ファイバへの入力パワーは -7 dBm とした。また、伝送ファイバの損失は 4 dB であった。GI-MMF のインパルス応答によるモード遅延量により MIMO 適応等化器のタップ数を決定した。フィードフォワード (FF) フィルタおよびフィードバック (FB) フィルタのタップ数をそれぞれ 10, 60 とした。さらに、30,000 の伝送シンボルのうち、トレーニングシンボル数を 1,000 とした。DFE のトラッキングモードにより短時間におけるインパルス応答の変動に対処した。図 5.4 (a), (b) にそれぞれ受信信号 (y_1, y_2) と復元信号 (xc_1, xc_2) のコンスタレーションマップを示す。なお、復元信号は各 VOA の直後の強度を -10 dBm とした場合である。受信信号はモード分散によるシンボル間干渉を伴う 2 チャネルの信号が混合しているため、大きく歪んでいる様子が分かる。一方、2 つの復元信号については MIMO 等化処理によりはっきりと 2 点に分かれており、誤りなく復元することが出来た。

次に、光 MIMO 伝送におけるモード変換の影響について調べた。本研究では伝送路中におけるファイバ接続部に起因するモード変換の信号品質への影響について検討を行った。マルチモード伝送路として図 5.5 に示すように前節で述べたファイバ長 10 km (ファイバ 1) の 1 ボビンの場合とファイバ長 4.5 km (ファイバ 2) と 5.5 km (ファイバ 3) を FC アダプタによりコネクタ接続した 2 ボビンの場合において比較を行った。波長 1550 nm におけるそれぞれの DMD 特性を図 7 に示す。図 5.6 より、DMD としてほぼ同程度の特性を持っていることが分かる。さらに図 5.7 にそれぞれの場合についてモード収束器後のインパルス応答を示す。図より、総伝

送距離 10 km において同程度の最大 DMD であることが分かる。また接続点がある場合、接続点がない場合よりもインパルス応答が複雑になっている。このことより、伝送路中に接続点がある場合の方がよりモード変換が起こっていることを確認した。

次に信号品質の評価を行った。両者において同程度の DMD となっているため、DFE により構成される MIMO 等化器のタップ数について、前節と同様に FF フィルタおよび FB フィルタのタップ数をそれぞれ 10, 60 に固定した。なお、アダプタによるコネクタ接続した 2 ボビンの伝送損失は 3 dB であり、コネクタ接続のない 1 ボビン場合と同程度であった。図 5.8 に Q 値を示す。図 5.2 中の各 VOA 直後の強度を同値とし、その VOA 直後の光強度を受信強度とした。BER = 3.8×10^{-3} を FEC 限界として考えた場合、パワーペナルティは接続点がない場合は 3 dB、接続点がある場合は 4 dB であった。接続点がある場合、受信強度を増やすことで接続点がない場合と同程度の Q 値まで信号復元が可能であった。

以上、アダプタによるコネクタ接続によりモード変換が積極的に起こる伝送路によるコヒーレント光 2 × 2 MIMO 伝送において、接続点が高々一点しか存在しないシステムでの使用を考えた場合は、MIMO 等化器によりタップ数を増やすことなく、復元精度をほとんど劣化させずに信号復元が可能であることが分かった。ただし、接続点が存在することにより、1 dB 程度パワーペナルティが増大することから、接続点が増えることで一般的にどの程度のクロストークの影響があるかの検証が必要である。

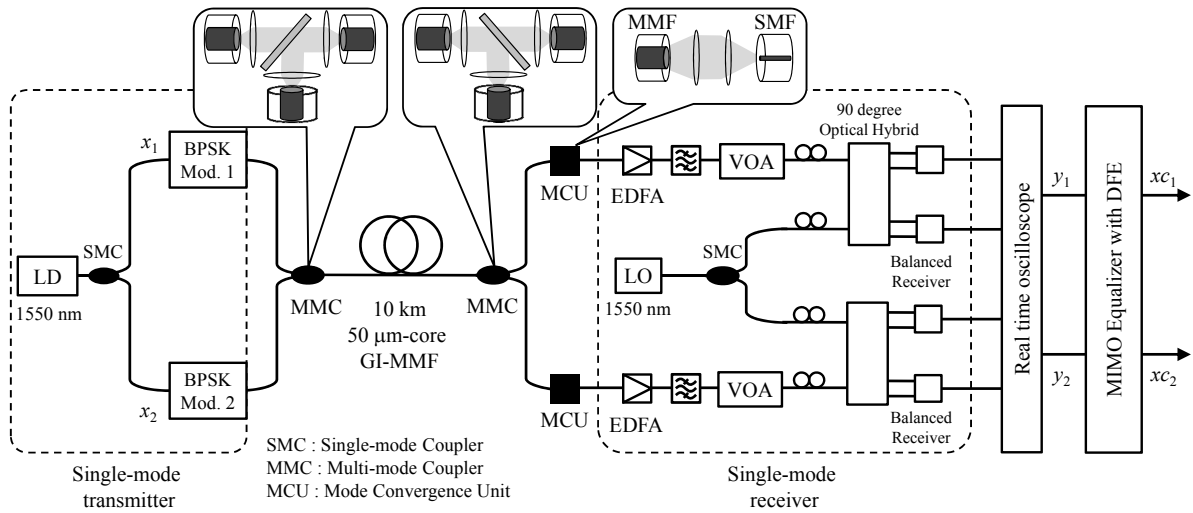


図 5.2 コヒーレント光 2 × 2 MIMO 伝送実験系

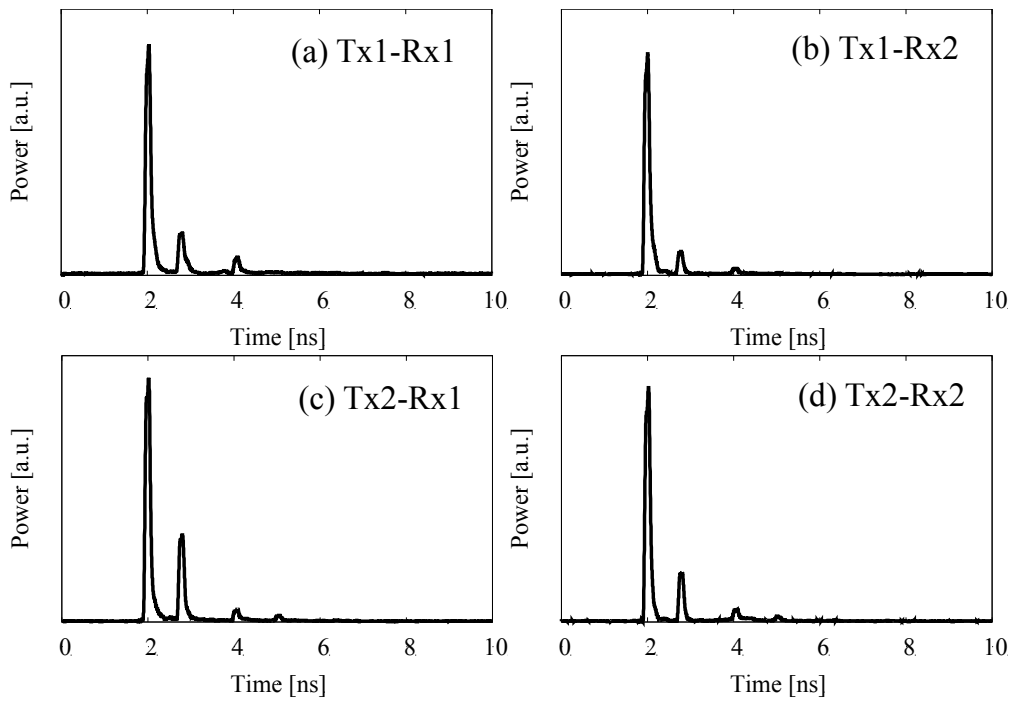


図 5.3 各経路におけるインパルス応答

(a) Tx-Rx1, (b) Tx1-Rx2, (c) Tx1-Rx2, (d) Tx2-Rx2

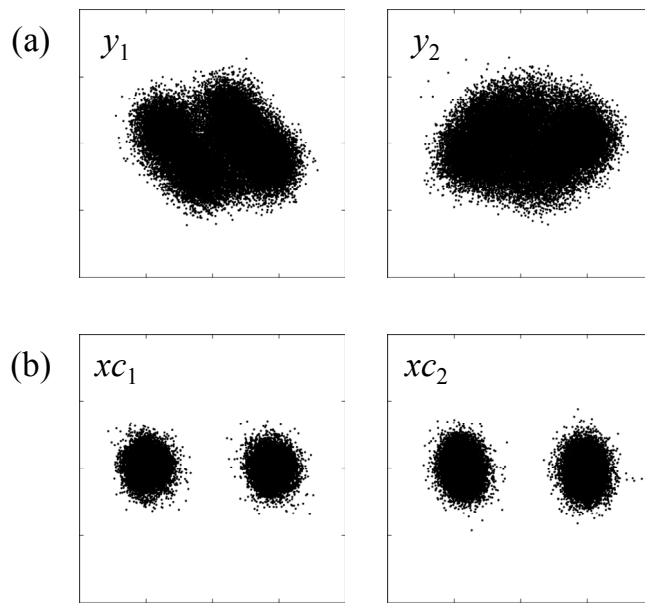


図 5.4 コンスタレーションマップ. (a) 受信信号, (b) 復元信号

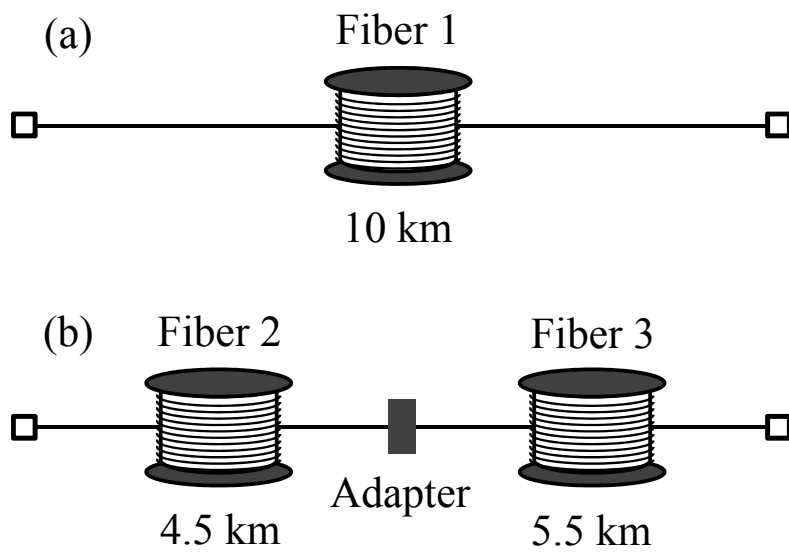


図 5.5 マルチモード伝送路. (a) 接続点なし, (b) 接続点あり

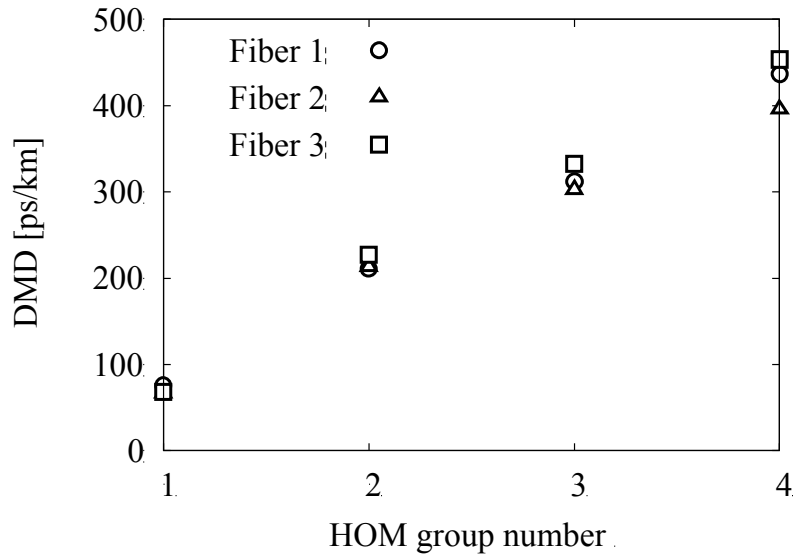


図 5.6 波長 1550 nm における GI-MMF の DMD 特性

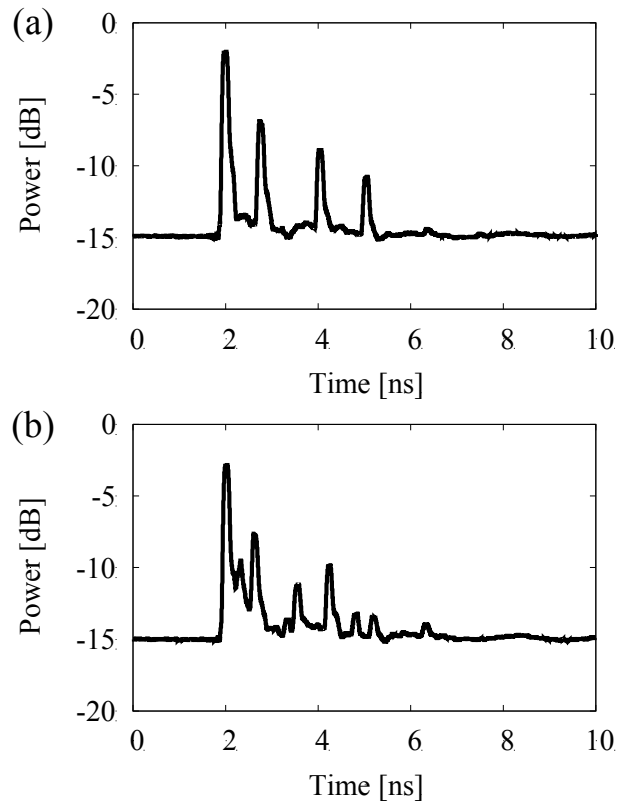


図 5.7 インパルス応答. (a) 接続点なし, (b) 接続点あり

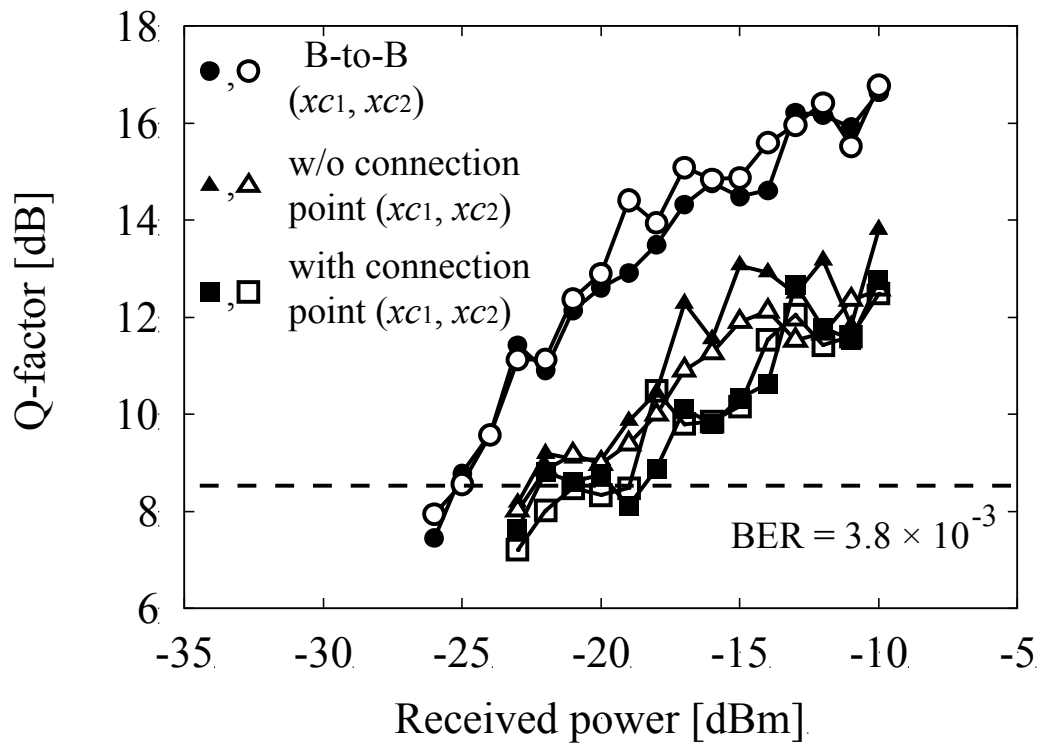


図 5.8 伝送路中の接続点有無における Q 値

5.2.2 シミュレーションによる検討

コヒーレント光 MIMO 伝送において、伝送路中のモード変換の発生回数を変化させた場合にどの程度信号品質へ影響を与えるか詳細に検討するため、数値解析を行う。数値解析は商用のソフトウェア (ModeSYS [5.3]) を用いた。図 5.9 に光 2×2 MIMO 伝送シミュレーション系を示す。波長 1550 nm において光変調器により 2 つの独立した 10 Gbit/s BPSK 信号チャネル (x_1, x_2) を生成する。各シンボル長は 4096 とする。各変調器からの出力における SMF をマルチモードカプラのコア径 50 μm GI-MMF と突き合わせ接続をする。ここで、2 つの信号チャネルにおいて異なるモード分布を得るために、2 つの接続点において異なるオフセットを与えることで高次モードを励振し、送信部のモードダイバーシティを実現する。2 つの BPSK 信号をコア径 50 μm GI-MMF に入力し、10 km 伝送させる。この数値解析では DMD のみの影響を調べるため、ファイバの伝送損失や波長分散、偏波や非線形性は無視している。また、伝送路中にモード変換を起こすため 10 km の伝送ファイバ中において 1 μm の軸ずれを与える。1 μm の軸ずれは一般的に用いられるアダプタによるコネクタ接続において起こり得る量である。伝送路中のモード変換の発生回数は伝送路中の軸ずれ箇所の数により変化させる。本シミュレーションにおいて、ファイバ内でのモード変換は無視しており、接続点でのみモード変換が発生する。

伝送後の信号はマルチモードカプラにより等分岐し、2 分岐された信号はそれぞれ突き合わせ接続により GI-MMF に入力される。ここで、異なるオフセットを与えることで受信部におけるモードダイバーシティを実現する。各々の受信信号 (y_1, y_2) はそれぞれの信号チャネル (x_1, x_2) を異なるモード比率で含む。接続点 A と C のオフセット量を 0 μm (センターローニング) とし、B と D のオフセット量を 5 μm と設定する。受信部ではガウスノイズを付与し、OSNR は 13 dB とする。受信信号 (y_1, y_2) の振幅と位相情報を用いて、それぞれ各信号チャネル (x_1, x_2) を復元する。前章同様に DFE による MIMO 等化器を用いることにより、復元信号 (x_{c1}, x_{c2}) を得る。

総伝送距離 10 km において、軸ずれがない場合と等間隔に 1 μm の軸ずれが 1 ~ 5 箇所存在する場合における図 5.9 中の送信チャネル経路 (1), (2) のインパルス応答を図 5.10 (a) ~ (f) にそれぞれ示す。図 5.10 よりそれぞれ送信チャネル経路 (1) と (2) のインパルス応答が異なることにより、送信部でのモードダイバーシティが実現できていることが分かる。また、伝送路中における軸ずれ箇所が増えるにつれインパルス応答がより複雑になり、励振効率の低い高次のモードがノイズに埋もれている様子が分かる。次に、軸ずれ数を変化させた場合の信号復元精度について調べた。図 5.10 のインパルス応答により、FF フィルタおよび FB フィルタのタップ数はそれぞれ 30 と 10 に設定した。トレーニングシンボル数は 200 とした。図 5.11 に伝送路中の軸ずれ数に対する Q 値を示す。伝送路中の軸ずれ箇所が増えるにつれ、Q 値が低下している様子が分かる。タップ数やトレーニングシンボル数を増やしたとしても復元精度を改善

することが出来なかった。伝送路中の軸ずれ箇所の増加によりモード変換の発生回数が増えるにつれインパルス応答が複雑化し、復元精度が劣化したと考えられる。また、 xc_1 , xc_2 の Q 値の差については、送信部における軸ずれの違いによる強度差に起因するものだと考えられる。以上より、伝送路中のモード変換によるモード間クロストークはある程度 MIMO 信号処理により補償可能であるが、モード変換の発生回数が増えるにつれ復元精度の劣化を招くことを明らかにした。モード変換の影響を低減するため、融着接続により軸ずれ量を低減するなど伝送路における接続部への留意が必要である。

コヒーレント光 MIMO 伝送実験において MIMO 等化器によるデジタル信号処理を用いることでコネクタ接続により伝送路中にモード変換が積極的に起こっている場合においても信号復元が可能であることを示した。さらに、伝送路中の軸ずれによるモード変換が信号品質に与える影響について数値解析を行い、軸ずれ箇所の増加に伴い、モード変換によるモード間クロストークが増大し、信号品質に影響があることを明らかにした。デジタル信号処理を用いたモード多重伝送において、さらなる長距離化・大容量化を目指すためには、モード変換の発生を抑制するための伝送ファイバ、各伝送チャンネルの SNR の劣化を防ぐためのモード合分波器、信号復元精度の向上や信号処理負荷低減のための MIMO 等化器の構成や適応アルゴリズムなどの更なる検討が必要である。

以上、MIMO 処理負荷の制限は伝搬モードの DMD やモードの多重数で決まり、信号品質劣化度合いはクロストーク量で決まる。クロストークが制御できない場合は、統計的に許容される融着数や最大伝送距離を考慮する必要がある。制御ができれば、信頼性のある設計ができるようになる。従って、長距離、大容量伝送を実現するためには、クロストーク制御技術が重要である。ただし、伝搬モードが多い場合クロストークの制御が困難であるため、伝搬モード数を制限した伝送が望まれる。

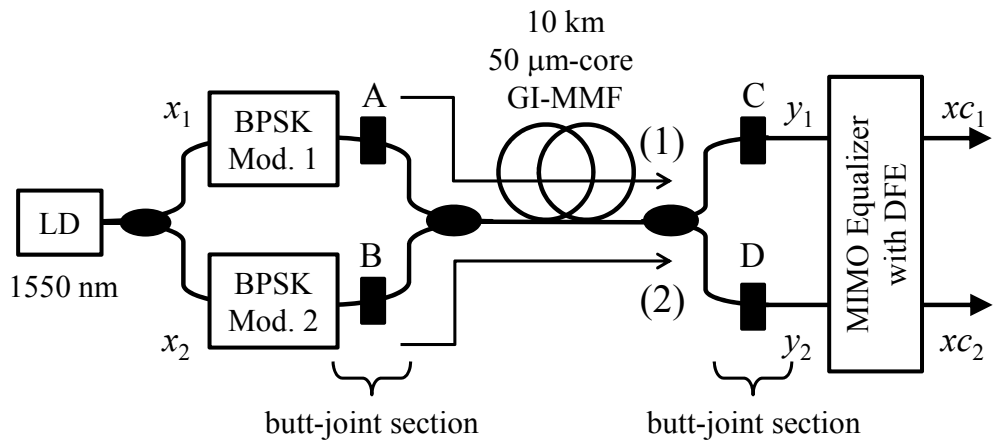


図 5.9 光 2×2 MIMO 伝送シミュレーション系

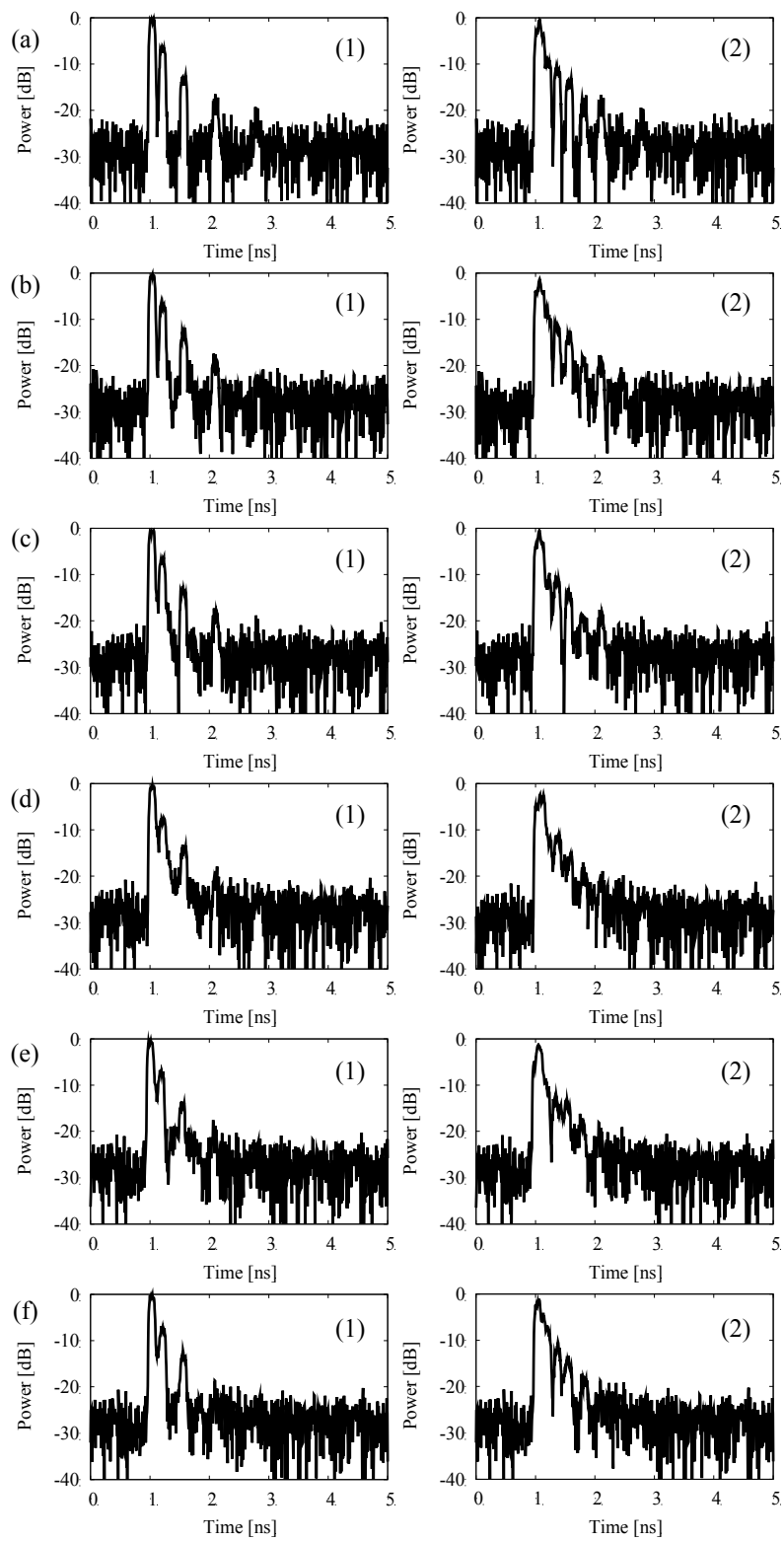


図 5.10 伝送中の軸ずれがある場合のインパルス応答

軸ずれ回数 (a) 0 回, (b) 1 回, (c) 2 回, (d) 3 回, (e) 4 回, (f) 5 回

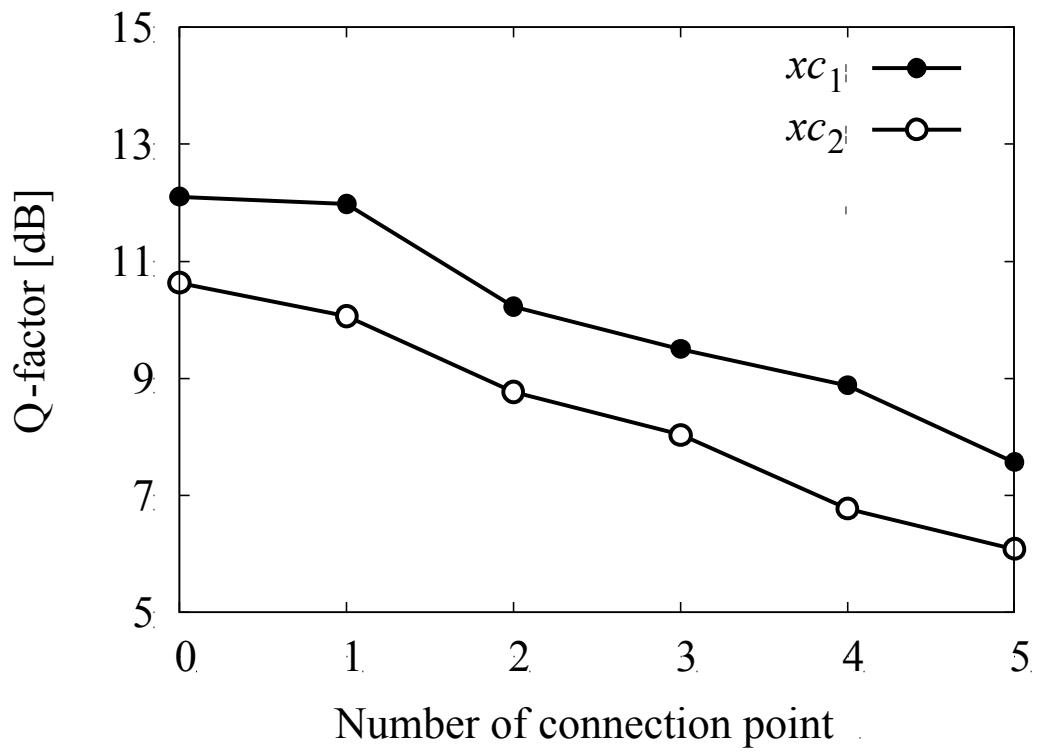


図 5.11 伝送路中の軸ずれ数に対する Q 値

5.3 モード間クロストークを抑制した数モードファイバ

5.3.1 モード間クロストークを抑制した数モードファイバの動向と課題

これまでモード分割多重伝送用ファイバとして様々な光ファイバが提案されてきた。大きく 2 つのカテゴリに分類され、弱結合型と強結合型がある。前者は MIMO DSP の利用を前提としないため、DMD を低減せず、伝送路自体のモード間クロストークを抑制することを目的としたファイバである。後者は 4 章で述べたようにモード間結合を許容するため MIMO DSP の利用を前提とし、低 DMD 化を必須としている。

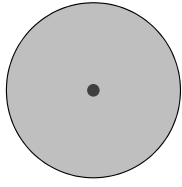
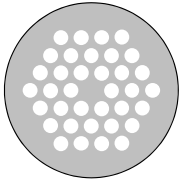
これまで報告されてきた弱結合型モード多重伝送用ファイバは 2 もしくは 3 つの LP モードが伝搬するよう設計されている[5.4, 5.5]。モード分割多重伝送においてさらに大容量化を達成するためには、より広帯域により多くのモードが伝搬し、かつ非線形効果を抑制するためにより大きな実効断面積 (A_{eff}) を実現する必要がある。

一方、フォトニック結晶ファイバ (PCF : Photonic crystal fiber) は、その空孔構造の最適設計により、非常に広い波長域での単一モード動作[5.6]、実効断面積拡大による非線形光学効果の抑制[5.7]、さらに大きな光ファイバヒューズ閾値[5.8]など、通常の光ファイバでは考えられない特異な性質が実現可能であり、注目を集めてきた。これまで、この PCF の特性に注目し、モード分割多重伝送用ファイバとして Endlessly 2 mode fiber が報告されている[5.9]。しかし、モード分割多重伝送用ファイバにおけるモード数の拡張性についてはファイバ設計の検討がなされていなかった。そこでは、数値解析によりステップインデックスファイバ (SIF : Step-index fiber) と比較し、広帯域モード多重伝送用 PCF の実現可能性を明らかにし、さらに大 A_{eff} を有する S+C+L バンド用の 2 モード PCF を作製し、設計通りの特性であることを確認した[5.10]。本節では、広帯域モード分割多重伝送用 PCF の空孔構造の設計によるモード数の制御について述べる。また、試作した 2 モードファイバについてモードごとの特性について実験および数値解析により評価を行った。

5.3.2 モード多重伝送用フォトニック結晶ファイバの設計

モード分割多重伝送用の伝送媒体として PCF と SIF を比較した。まず、S+C+L バンド用 2 モードファイバとして以下の要件を想定した。S+C+L バンドに対応するため、1460~1625 nm の波長範囲設定をした。ターゲットとなる波長範囲において 2 モード動作を得るために、第 3 モードである LP_{21} モードのカットオフ波長を 1460 nm 以下とした。また、 LP_{01} と LP_{11} モードの曲げ損失を抑制するため、30 mm の曲げ半径において 0.1 dB / 100 turn の許容曲げ損失を仮定した。は PCF の特性を計算するために、弱導波近似および表 5.1 に示す V 値 (規格化周波数) の経験的関係式[5.11]を用いた。

表 5.1 PCF のステップインデックス近似

Parameter	SIF	PCF
	 r : core radius Δ : relative index difference	 d : air-hole diameter Λ : air-hole pitch
Core radius	r	$\Lambda / \sqrt{3}$
Relative index difference	$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$ $\left(\begin{array}{l} n_1: \text{index of core} \\ n_2: \text{index of clad} \end{array} \right)$	n_1 _PCF: background index of silica
V parameter	$V = \frac{2\pi r}{\lambda} n_1 \sqrt{2\Delta}$	$V = A_1 + \frac{A_2}{1 + A_3 \exp(-A_4 \lambda / \Lambda)}$ [*]

*K.Saitoh et al., "Empirical relations for simple design of photonic crystal fibers", Opt. Express **13**, 267 (2005).

図 5.12, 5.13 に, それぞれ S+C+L バンドにおいて 2 モード動作を実現するための PCF の空孔設計と SIF の r - Δ 設計を示す. ここで, Λ , d はそれぞれ PCF の空孔間隔および空孔直径, r , Δ はそれぞれ SIF のコア半径および比屈折率差である. 実線はそれぞれ LP₁₁ モードの 1625 nm のカットオフ条件と LP₂₁ モードの 1460 nm のカットオフ条件を表す. さらに破線は LP₁₁ モードが 30 mm の曲げ半径で 0.1 dB / 100 turn の曲げ損失を満たす設計である. なお, 目標波長範囲において PCF は 1460 nm において, SIF は 1625 nm において曲げ損失は最大となる. ここでは, Marcuse の式[5.12]により曲げ損失を求めた. 以上により, 所望の S+C+L バンド用 2 モードファイバの構造は 3 つの曲線に囲まれた塗りつぶされた領域により得られる. さらに, 空孔間隔 Λ が大きいほど大きなコア面積が得られるため, 2 モード PCF において A_{eff} は図 5.12 の実線と破線の曲線の交点 ($\Lambda = 13.0 \mu\text{m}$, $d / \Lambda = 0.66$) で最大になる. 同様に, 2 モード SIF について A_{eff} は図 5.13 の実線と破線の曲線の交点 ($r = 6.4 \mu\text{m}$, $\Delta = 0.46 \%$) で最大になる. 次に, N モード動作 ($N = 2, 4, 6$) を維持しながら, どれだけ波長範囲を拡大することが出来るか調べた. 図 5.14, 図 5.15 は, それぞれ PCF および SIF について最大の A_{eff} を実現することができる構造設計の λ_r 依存性を示している. ここで, λ_r は最大波長を 1625 nm に固定した時の波長範囲として定義する. たとえば, S+C+L バンドでは λ_r は 165 nm である. 図 5.14 より PCF について, 波長範囲を拡大したい場合, 空孔間隔 Λ を縮小する必要があるが, d / Λ はほぼ一定で良い. さらに, モード数を増やしたい場合, d / Λ を大きくする必要があるが, Λ はほぼ一定で良い. すなわち, 単に空孔直径 d を大きくすることにより, PCF のモードの数を増やすことが可能である. つまり, PCF について, は空孔直径 d と空孔間隔 Λ を調整することにより, N モード動作の波長範囲およびモード数を増やすことが可能である. 一方, 図 5.15 より SIF について, 波長範囲を拡大する場合,

コア半径は急速に減少しなければならず、比屈折率差 Δ は急激に増加させなければならない。さらに、モード数を増やす場合、 r の減少と Δ の増加がより顕著になる。つまり、SIFについて、はファイバパラメータを調整したとしても N モード動作の波長範囲およびモード数を増やすことが困難である。また、PCF と SIF における LP_{01} モードの A_{eff} について検討した。図 5.16 に PCF と SIF について波長範囲の最短波長における LP_{01} モードの A_{eff} を示す。PCF は SIF と比較し、モード数が増加したとしても広い波長範囲において大 A_{eff} が実現可能である。例えば S+C+L バンドにおいて PCF は SIF と比較し、2 モードの場合は 1.4 倍、4 モードの場合は 2.3 倍、さらに 6 モードの場合は 100 倍以上の A_{eff} が実現可能である。したがって、容易な伝搬モード数の拡張や広波長域での大 A_{eff} が実現可能である PCF を利用することにより非線形効果の抑制効果が出ることが出来、モード分割多重伝送のさらなる大容量化が期待できる。

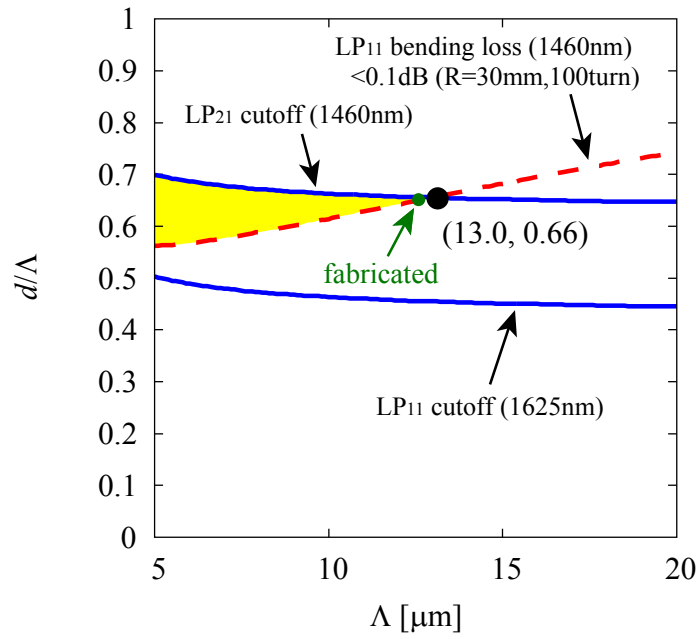


図 5.12 S+C+L バンド用 2 モード PCF の設計

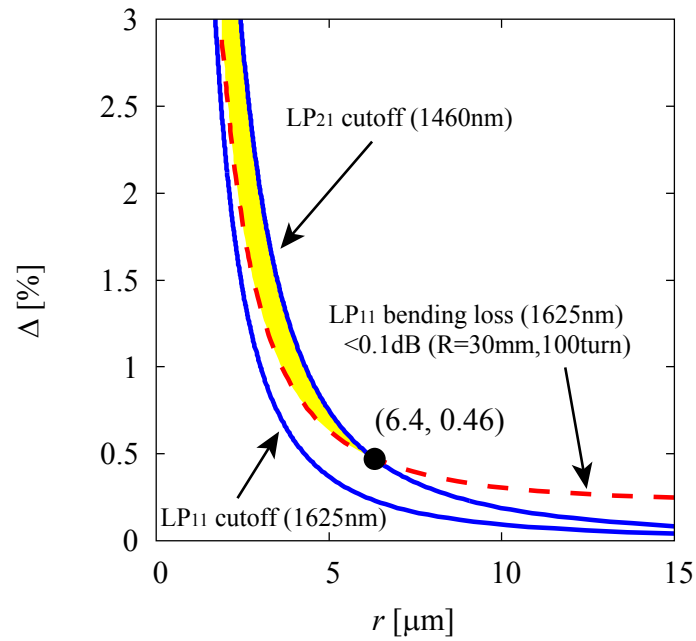


図 5.13 S+C+L バンド用 2 モード SIF の設計

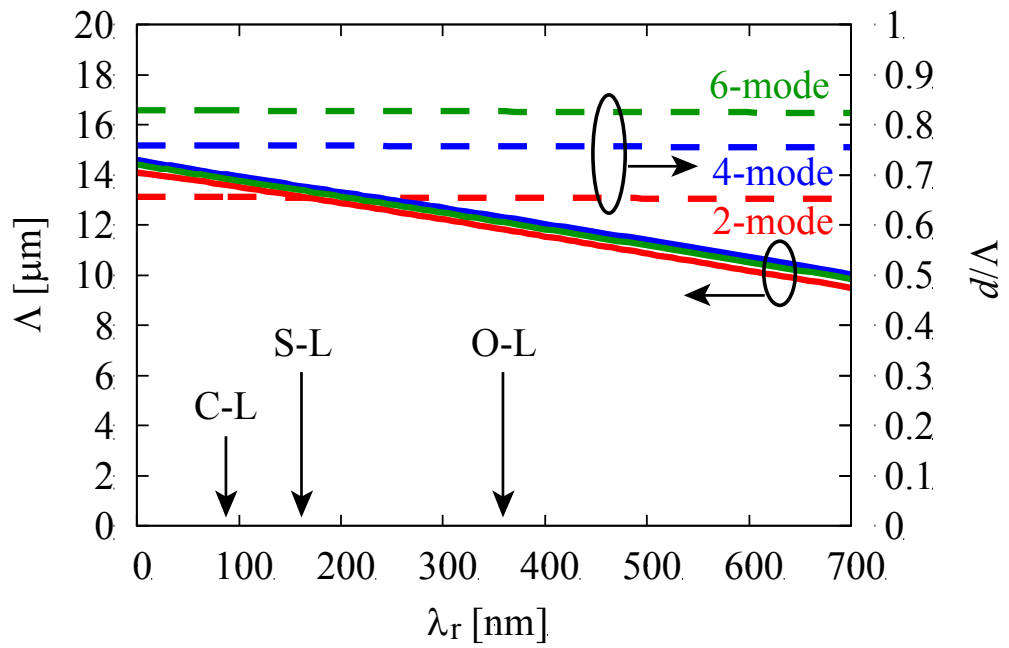


図 5.14 数モード PCF 設計の波長依存性

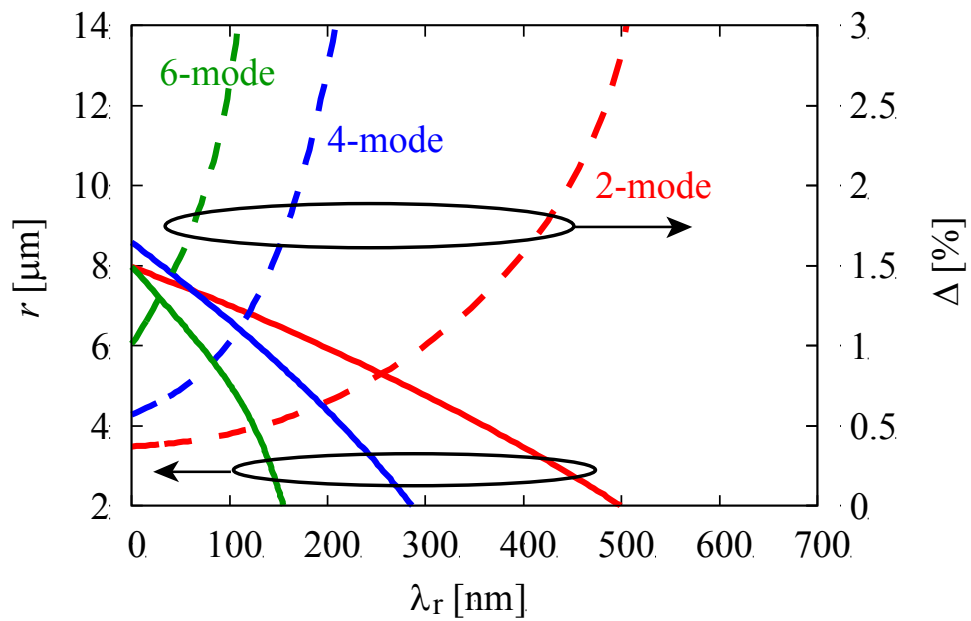


図 5.15 数モード SIF 設計の波長依存性

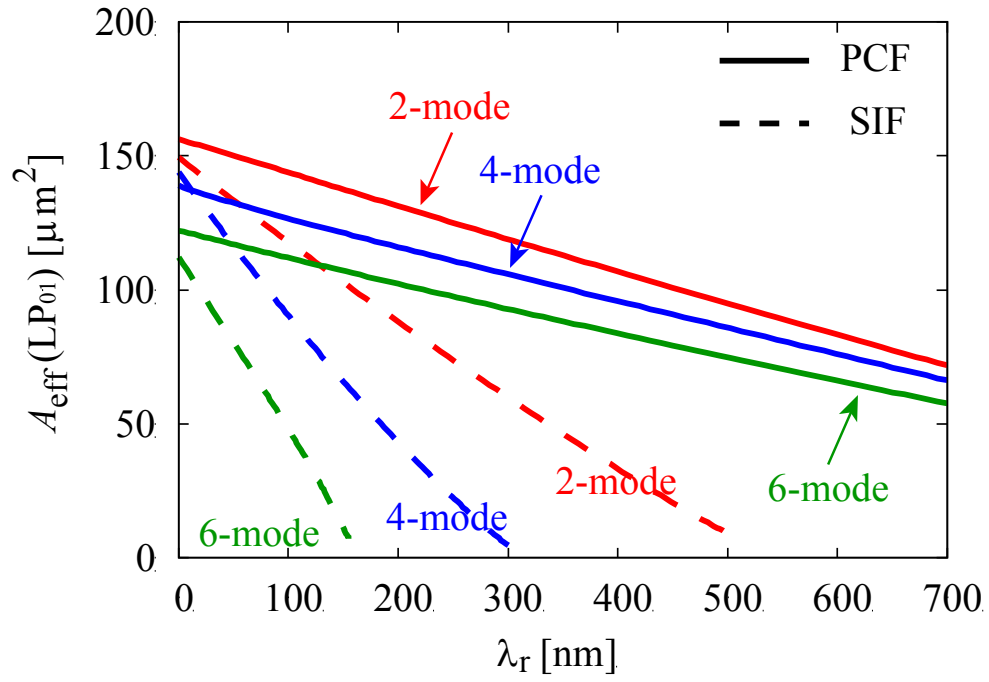


図 5.16 数モード PCF・SIF の A_{eff} (LP₀₁モード) 波長依存性

5.3.3 作製した 2 モードフォトニック結晶ファイバの特性

次に、S+C+L バンド用 2 モード PCF を試作し、その光学特性を評価した。図 5.17 (a)は試作した PCF の断面写真である。試作した PCF は 3 層の空孔構造であり、 Λ と d/Λ はそれぞれ $12.8 \mu\text{m}$ と 0.65 であり、クラッド径は $127 \mu\text{m}$ であった。これらの構造パラメータは図 5.12 に示すように S+C+L バンド用 2 モード動作のための空孔構造と一致している。図 5.17 (b), (c), (d)に断面写真から有限要素法により算出した LP_{01} , LP_{11} モードの電界分布を示す。 LP_{11} モードは縮退モードを考慮すると LP_{11a} , LP_{11b} モードの 2 つのモードが存在する。波長 1550 nm において、 LP_{01} , LP_{11a} , LP_{11b} モードの A_{eff} はそれぞれ 141 , 133 , $133 \mu\text{m}^2$ であった。それぞれ S+C+L バンドの波長域にわたってほぼ同値の A_{eff} を実現した。

まず初めには $1450 \sim 1625 \text{ nm}$ におけるインパルス応答を調べた。このとき、 $50 \mu\text{m}$ のコア径を有する GI-MMF から PCF の中心に 100 ps のパルスを入力した。光ファイバの長さは 3 km である。図 5.18 に示すように、S+C+L バンドにわたって、 LP_{01} と LP_{11} モードに対応した 2 つのパルスを観測した。ポビン 160 mm 巻きの 3 km の PCF において波長 1550 nm の LP_{01} , LP_{11} モードのモード間クロストークはそれぞれ 17.1 , 12.6 dB であった。また、文献[5.13]に記載のモード合分波器をモード励振器として用い、カットバック法により伝搬損失測定を行ったところ、 LP_{01} , LP_{11} モードの波長 1550 nm における伝搬損失はそれぞれ、 0.45 , 1.32 dB/km であった。 LP_{11} モードの伝搬損失について、 LP_{11} モードの電界分布は LP_{01} モードの電界分布と比べ中心から広がっているため、より空孔の影響を受けやすく、 LP_{01} モードの伝搬損失よりも大きくなったと考えられる。次に、伝搬定数差 $\Delta\beta$ とモード間遅延差 DMD を調べた。図 5.19 中の実線と破線は計算結果、プロットは実験結果を示しており、これらはよく一致した。 $\Delta\beta$ について、ステップインデックス近似計算や実験結果は作製した PCF の断面写真から有限要素法により求めた値 ($\Delta\beta (LP_{01}-LP_{11a}) = 8225 \text{ rad/m}$, $\Delta\beta (LP_{01}-LP_{11b}) = 7824 \text{ rad/m}$, 波長 1550 nm) と同程度であった。なお、試作した PCF について、 LP_{11a} と LP_{11b} モードの Δn_{eff} は 1.0×10^{-4} であり、 LP_{11a} と LP_{11b} モード間の遅延量は設計した 2 モード SIF と同程度であるため、試作した PCF の LP_{11a} と LP_{11b} モードは SIF と同様に縮退モードとして取り扱うことが可能であると考えられる。また、作製した PCF の DMD は SIF と同様に大きいですが、これは文献[5.13, 5.14]に記載されるような高いモード消光比を持つ MUX / DEMUX を用いるモード分割多重伝送においては問題ないと考えられる。

さらに、曲げ損失について測定を行った。伝搬損失測定と同様に文献[5.13]で用いられているモード合分波器をモード励振器として用いることで、各モードごとの曲げ損失を評価した。図 5.20 に試作した PCF の各モードの曲げ損失特性および波長 1550 nm における各モードのニアフィールドパターン (NFP : Near Field Pattern) を示す。プロットは測定値であり、曲線は指数関数による近似曲線である。ここでは、各曲げ半径において 1 turn の曲げを付与し、曲げ損失

を測定した。LP₀₁ モードと比較し、LP₁₁ モードの曲げ損失が大きいことが見て取れるが、S+C+L バンドにおいて一番曲げ損失の大きい 1460 nm での LP₁₁ モードについても 30 mm の曲げ半径で 0.1 dB/100 turn 以下の曲げ損失の要件を満たしていることを確認した。以上、要求を満足する設計通りの S+C+L バンド用 2 モード PCF を実現した。今後、モード分割多重伝送のさらなる大容量化を目指し、図 5.14 に示す設計に従って空孔構造を調整することにより、広い波長領域における 4 もしくは 6 LP モード動作が可能な PCF の実現が期待出来る。

上記の検討により、PCF が広波長域において数モード動作が実現可能であることを数値解析により明らかにした。PCF は一般的な SIF と比較して、広い波長域において大 A_{eff} が実現可能であり、たとえ 6 LP モードであっても、モード数を保持しつつ広波長域に伝搬することが可能である。さらに、S+C+L バンド用 2 モード PCF を作製し、設計通りの $\Delta\beta$ と DMD 特性が得られていることを確認した。

以上により、モード分割多重伝送においてさらに大容量化するための伝送ファイバとして、モード数を増やしたとしても広波長域に大 A_{eff} が実現可能かつモード数を保持したまま伝搬可能な PCF が有用であることを明らかにした。

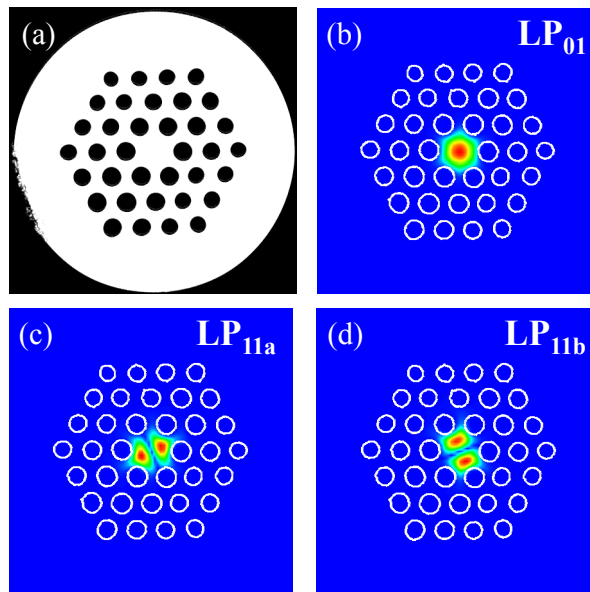


図 5.17 (a) 作製した PCF の断面写真, (b) LP₀₁ モードの電界分布,
(c) LP_{11a} モードの電界分布, (d) LP_{11b} モードの電界分布

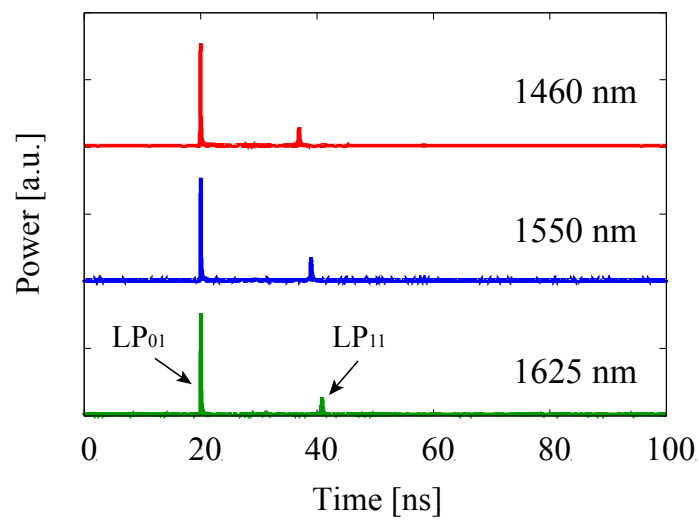


図 5.18 3 km 2 モード PCF のインパルス応答

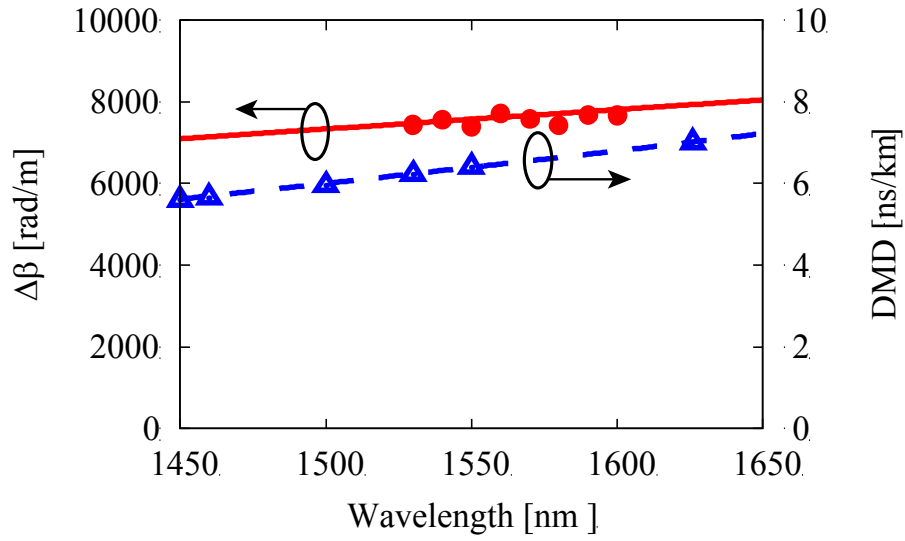


図 5.19 試作した 2 モード PCF の Δn_{eff} と DMD 特性

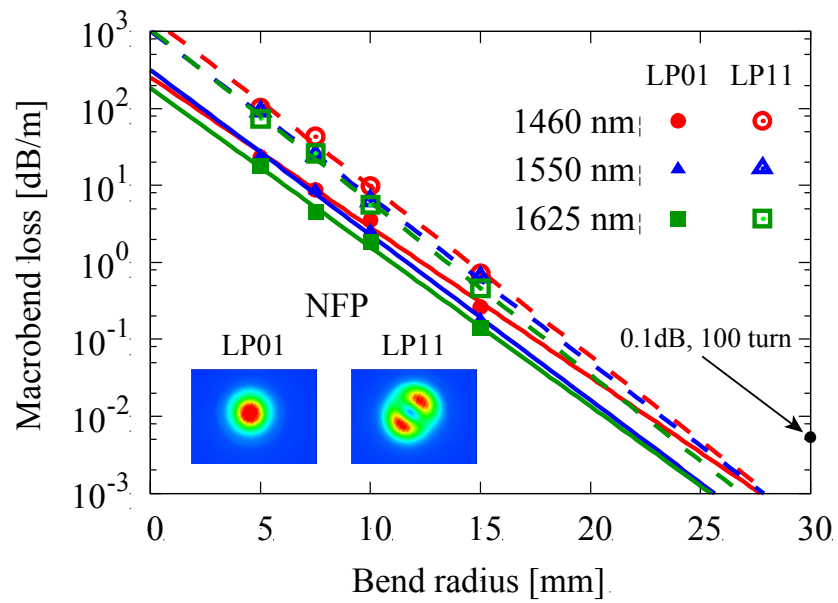


図 5.20 試作した 2 モード PCF の各モードの曲げ損失特性と各モードの NFP (1550 nm)

5.3.4 伝送実験による検証

次に、試作した PCF の伝送実験によりモード多重伝送が可能かどうか検証した。まず、試作した PCF 1 km のインパルス応答測定系および波長 1460 nm, 1550 nm, 1625 nm におけるインパルス応答を図 5.21 に示す。図より各波長において 2 つのパルスが観測され、2 モードが伝搬している様子を確認した。次に、伝搬損失をカットバック法により調べた。図 5.22 にカットバック測定による波長 1460 nm, 1550 nm, 1625 nm における各モードの伝搬損失およびモード依存損失測定結果を示す。モードの選択励振器として文献[5.13]に記載のものを用いた。LP₀₁ モードと比較して LP₁₁ モードの損失が各波長ともに大きく、これは、モードの電界分布の拡がりの違いにより、空孔による影響に差が出たことが原因だと考える。伝送実験を行う前に、インパルス応答を調べた。図 5.23, 5.24 に波長 1550 nm における伝送前のインパルス応答と各モードの伝送後のインパルス応答を示す。伝送前は 1 つのパルスのみであったが、伝送後は接続点やファイバ中のモード間クロストークが観測された。接続点では -15 dB 程度のクロストークであり、どの波長においても LP₁₁ モードの方がクロストークが大きかった。そこで、本来ならば、MIMO DSP を前提としない伝送ファイバによる伝送実験を行う予定であったが、モード合分波器とファイバ中でモード間クロストークが発生するため、受信端において 2 × 2 MIMO 処理を施すことにした。

図 5.25 に S+C+L 帯 WDM-MDM 伝送実験系を示す。伝送路として試作した S+C+L 帯用 2 モード PCF (ファイバ長 1 km) を、モード合分波器として文献[5.13]に記載の導波路型モード合分波器を用いた。本実験では 40 Gbps QPSK 信号, 100, 000 シンボルを用いて、波長は 1500, 1550, 1600 nm, モードは LP₀₁, LP₁₁ モードの 3 波長 2 モードの伝送評価を行った。送信部における各波長用の光増幅器を用いて、モード合波器への入力強度を信号チャンネルごとに +1.0 dBm とした。ファイバ伝搬後の信号光はモード分波器により各モードに分岐した後、波長可変フィルタにより各波長を切り出し、コヒーレント光受信機により受光した。MIMO DSP については FIR フィルタ, RLS アルゴリズムを用い、トレーニング信号数を 10,000, タップ数を 160 とした。

図 5.26 に各モードに分離後の WDM 光スペクトル波形を示す。LP₀₁ モードと比較して LP₁₁ モードは各波長ともに 4 dB 程度低いピークを観測した。表 5.2 に各波長における伝送ファイバとモード合分波器および接続損失を含んだ損失, およびモード依存損失 (MDL) を示す。なお, MDL はモード合分波器と伝送ファイバを含む LP₀₁, LP₁₁ モード間の損失差 (Loss_{LP11} - Loss_{LP01}) とする。

表 5.2 各波長における伝送ファイバとモード合分波器および接続損失を含んだ損失, MDL

Wavelength [nm]	Loss (LP01) [dB]	Loss (LP11) [dB]	MDL [dB]
1500	3.0	7.0	4.0
1550	2.5	7.2	4.7
1600	3.2	5.1	1.9

伝送ファイバ中だけでなく、モード合分波器との接続点において、 LP_{11} モードの損失が LP_{01} モードよりも増加しており、融着接続により空孔が潰れたことが原因だと考えられる。

図 5.27 に横軸を表 5.2 で得られた MDL とし、縦軸に Q 値および ΔQ を示す。また、波長 1550 nm, MIMO DSP あり, なしにおける各モードのコンスタレーションマップを示す。MDL が大きいほど Q 値が劣化し、 ΔQ が大きいことが分かる。これは MDL により伝搬中のモード間で強度差が生じ、 LP_{01} モードから LP_{11} モードへのモード間クロストークにより LP_{11} モードの SNR が大きく劣化したためだと考える。また、MIMO 処理を適用することで特に LP_{11} モードの信号品質が向上し、 ΔQ を低減 (2~3 dB 改善) することが出来た。これは LP_{11} モードへのモード間クロストークの補償による効果である。図 5.28 に MDL が最も小さかった 1600 nm における受信強度に対する Q 値を示す。 LP_{11} モードについて MDL 分だけ受信強度を上げた場合 (点線), ΔQ が低減する一方で Q 値については Back-to-Back までは改善しておらず、MIMO 処理による信号復元が不十分であることが分かる。さらなる Q 値改善のためには、モード間クロストークおよび MDL の低減が望まれることが本検討によって分かった。

以上の検討により、試作した 2 モード PCF を伝送路とし、受信部で MIMO DSP を施した上で、S+C+L 帯 WDM・モード多重伝送実験に初めて成功した。Q 値劣化の差については、伝搬損失の差によって伝搬中のモード間で強度差が生じ、ファイバ中のモード間クロストークが影響して、 LP_{01} から LP_{11} へのモード間クロストークが強く影響したためと考えられる。今後、製造技術の改善により、ファイバ中のクロストークを低減させることで LP_{11} モードの特性向上が望まれる。また、今回検討を行った PCF に限ったことではなく、数モードファイバ伝送路や周辺デバイスとの接続部においても MDL が信号品質へ影響を与えることが考えられ、それらにおける MDL の低減が必須である。

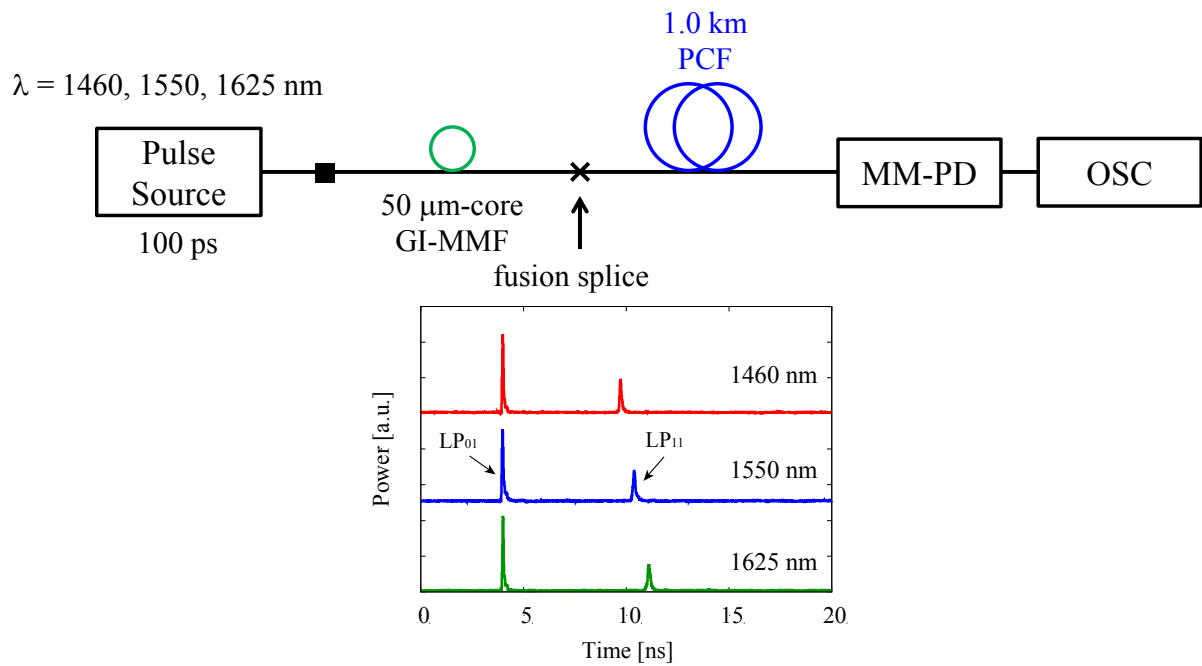
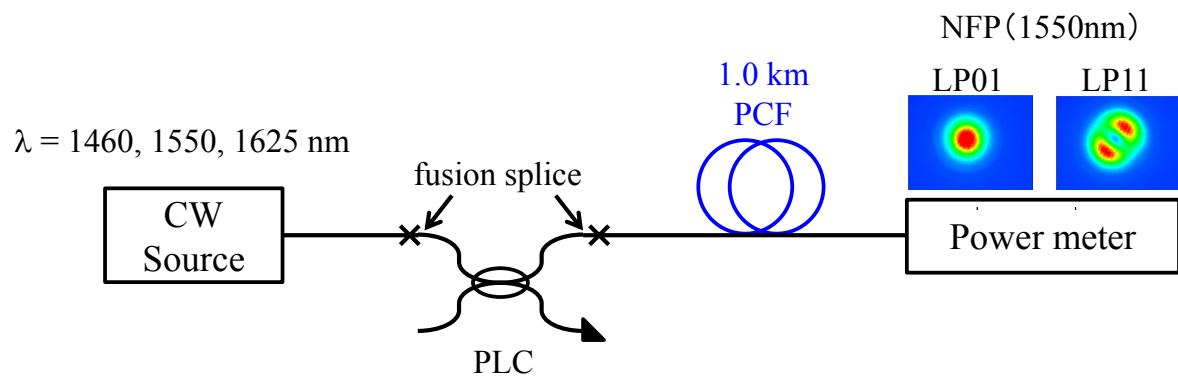


図 5.21 試作した PCF 1 km のインパルス応答測定系

および波長 1460nm, 1550 nm, 1625 nm におけるインパルス応答



Wavelength [nm]	Loss(LP ₀₁) [dB/km]	Loss(LP ₁₁) [dB/km]	MDL [dB/km]
1460	0.62	1.65	1.03
1550	0.45	1.32	0.87
1625	0.57	1.44	0.87

図 5.22 カットバック測定による波長 1460 nm, 1550 nm, 1625 nm における

各モードの伝搬損失およびモード依存損失測定結果

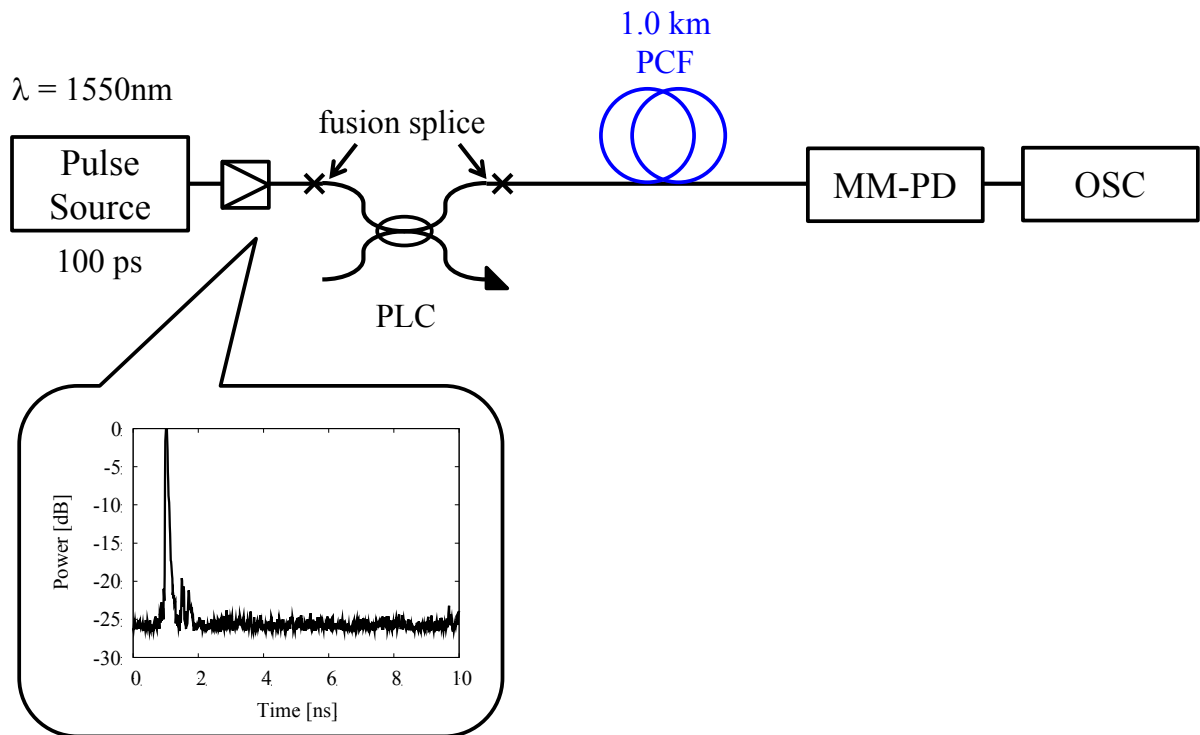


図 5.23 伝送前のインパルス応答

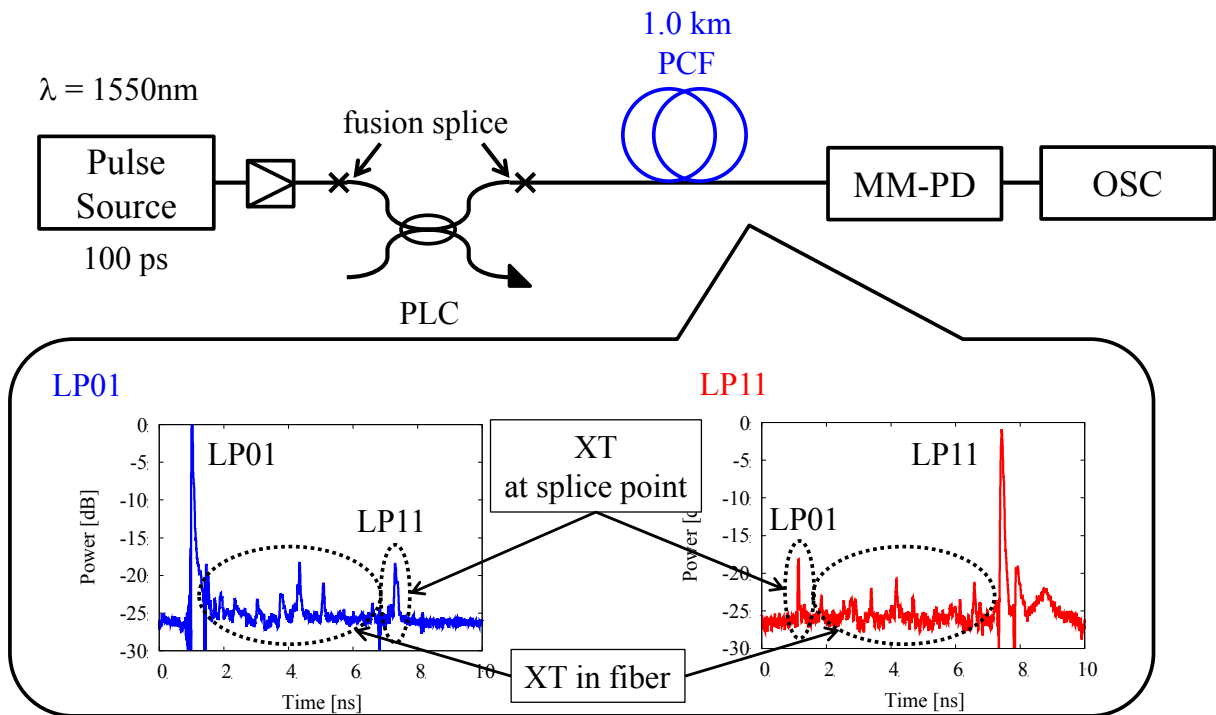


図 5.24 各モードにおける伝送後のインパルス応答

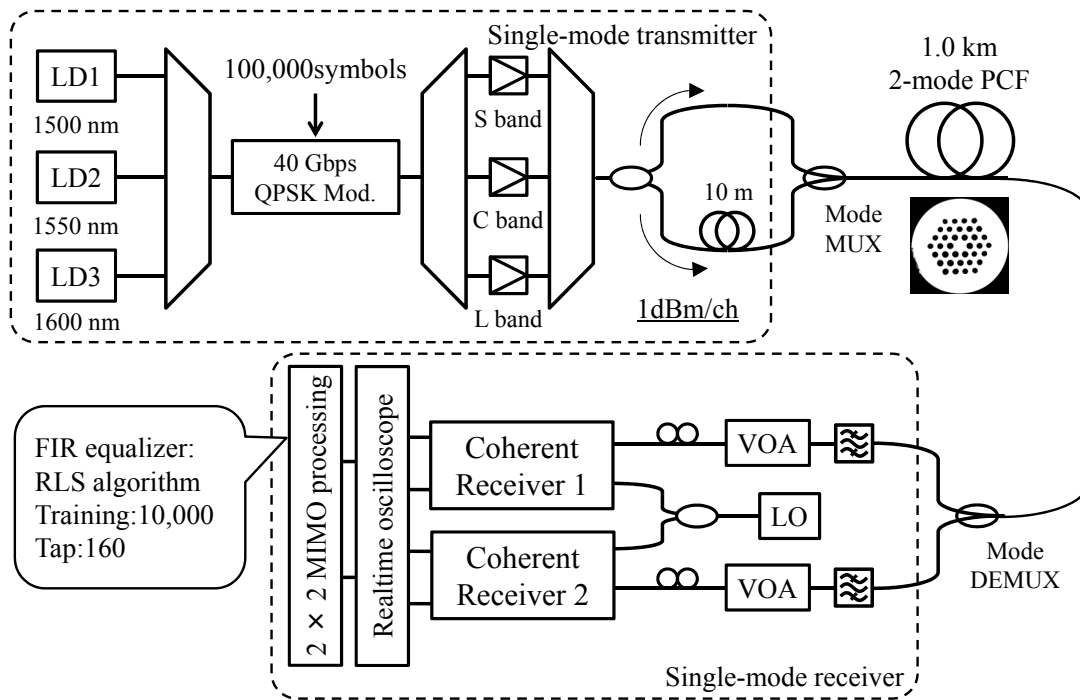


図 5.25 S+C+L 帯 WDM-MDM 伝送実験系

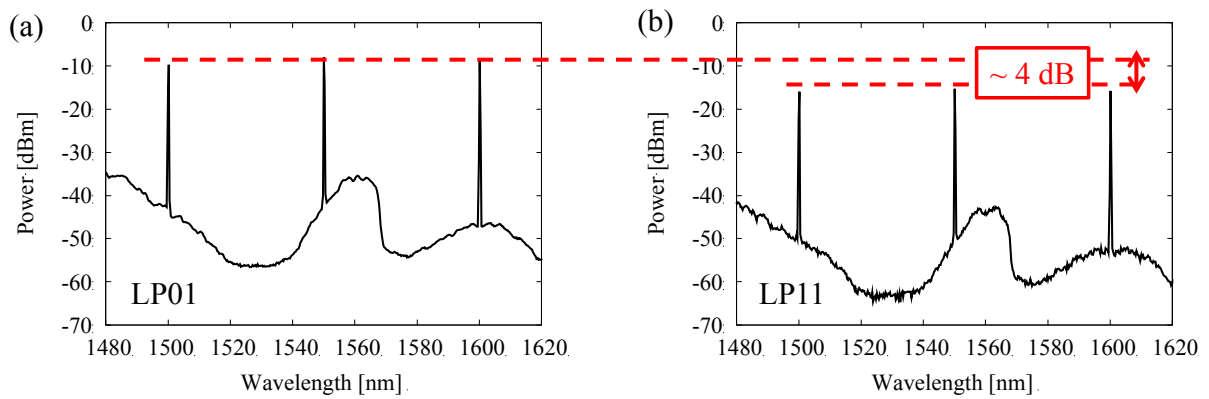


図 5.26 各モードへ分離後の WDM 光スペクトル波形, (a) LP₀₁ モード, (b) LP₁₁ モード

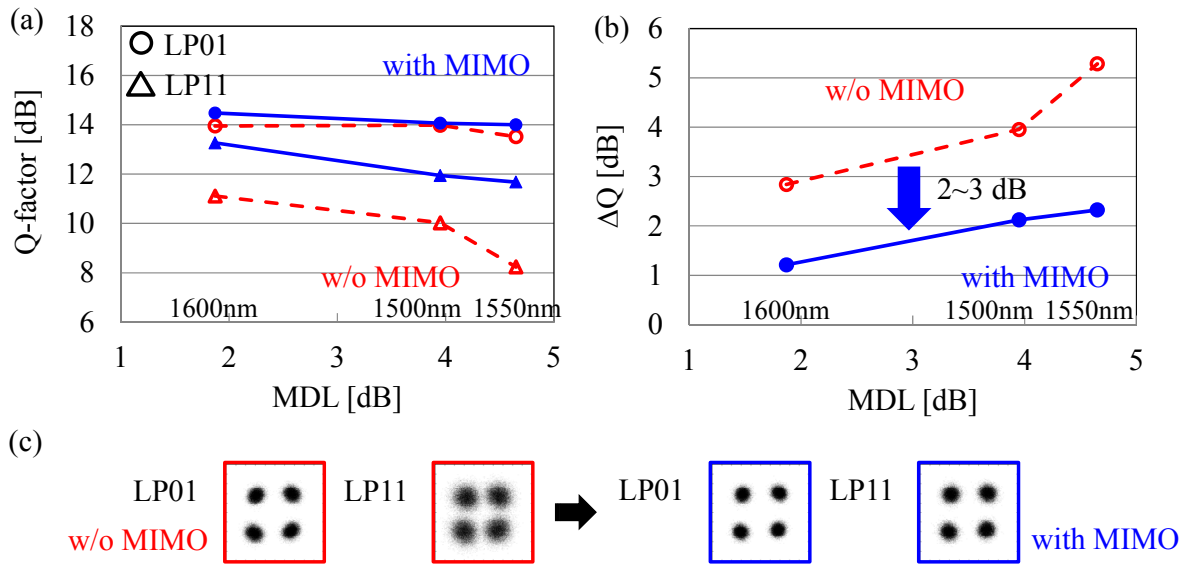


図 5.27 MDL 依存性, (a) Q 値, (b) ΔQ , (c) 波長 1550 nm のコンスタレーションマップ

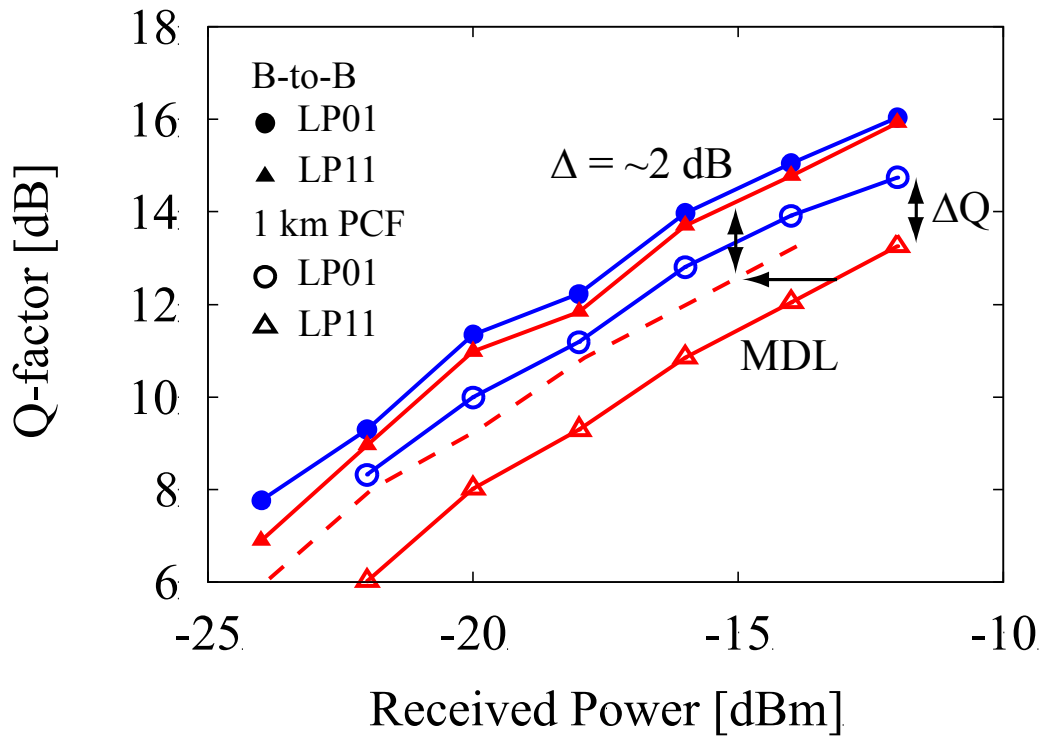


図 5.28 受信強度に対する Q 値 (波長 1600 nm)

5.4 2モードファイバ中のモード間クロストークの影響

前節の検討により，モード依存損失とモード間クロストークが光 MIMO 伝送の信号品質に影響することが分かった．そこで本節では，光ファイバ中のモード間クロストークを試作した 3 つの 2モード SIF を用いて定量的に評価し，さらに，光 MIMO 伝送の信号品質への影響について調べた．このとき，接続点における MDL や光増幅器におけるモード依存利得による影響を調べるために，局所的な MDL を模擬すべく，各モードへの入力パワーを変化させた．

5.4.1 2モードファイバのモード間クロストークの測定

伝搬定数差 $\Delta\beta$ ($\Delta\beta$ ($\beta(\text{LP}_{01} \text{ mode}) - \beta(\text{LP}_{11} \text{ mode})$) の異なる 3 種類の 2 LP モードファイバを比較した．図 5.29 に C+L 帯用 2 LP モード SIF の設計領域を示す．ここで， r はコア半径， Δ は比屈折率差を示す．曲げ損失について， LP_{11} モードの想定する波長域で最も曲げ損失の大きい波長 1625 nm において，0.5 dB/100 巻以下を満たすように設計した．カットオフ条件と曲げ損失の条件を満たす領域が 2モード SIF の設計範囲となる．図 5.29 に示すように， V 値が 3.6 になるような 3 種類のファイバを試作した．表 5.3 に試作したファイバの構造パラメータおよび光学特性測定結果を示す． LP_{01} モードの MFD は LP_{11} モードが伝搬しないようにファイバを曲げた上で，ファーフールドパターン測定により， $\Delta\beta$ or Δn_{eff} はファイバの引っ張り法[5.15]により測定した．伝送損失はシングルモードファイバを融着接続時の OTDR により測定した．

表 5.3 試作ファイバの構造パラメータおよび光学特性測定結果

Fiber	r [μm]	Δ [%]	MFD [μm]	$\Delta\beta$ [rad/m]	Δn_{eff}	$n_{\text{eff}}(\text{LP}_{11}) - n_{\text{cladding}}$	Loss(LP_{01}) [dB/km]
A	5.0	0.70	8.9	15.7×10^3	3.9×10^{-3}	3.3×10^{-3}	0.22
B	6.0	0.50	10.1	11.4×10^3	2.8×10^{-3}	2.4×10^{-3}	0.21
C	7.0	0.40	11.9	8.4×10^3	2.1×10^{-3}	2.1×10^{-3}	0.19

まず，試作ファイバの LP_{01} ， LP_{11} モードのマイクロベンディング損失を調べた．測定方法として，IEC TR 62221[5.16]に記載の Method B を用いた．280 mm 径のファイバボビンの表面に面粗さ No.360 のサンドペーパーをボビンの端から端まで巻きつけた．ボビンに 1 層だけ試作ファイバ 450 m を巻きつけた．このとき，張力を 1，2 N の場合の 2 通りとした．巻きつけ速度は 40 m/min とした．選択モード励振器として PLC タイプを用いて，カットバック法により LP_{01} モード， LP_{11} モードの損失を測定した．図 5.30 に波長 1550 nm のマイクロベンディング損失測定結果を示す．参考として，サンドペーパーなし，巻きつけ張力 0.1 N のときの結果も示す．各モー

ドについて5回測定した。図より、ファイバCが3種類の中で最も損失が大きいことがわかった。さらに、LP₁₁モードの方が、LP₀₁モードよりも損失が大きく、巻きつけ張力に対しても敏感である。これは、ファイバCはクラッドの屈折率とLP₁₁モードの実効屈折率の差が3種類のファイバの中で最も小さいからだと考える。結果として、このLP₀₁モードとLP₁₁モードの損失差がMDLとなる。

次に、モード間クロストークの測定を行った。モード間クロストーク測定系を図 5.30 に示す。モード合分波器として、商用の空間型モード合分波器（Kylia 製）を利用した。空間型モード合分波器のみのクロストーク値は-25 dB 程度であった。このモード合分波器の間に2 LPモード SIF を融着接続した。図 5.31 に波長 1550 nm における2 LPモード SIF のモード間クロストーク測定結果を示す。参考として、サンドペーパーなし、巻きつけ張力 0.1 N のときの結果も示す。各モードについて5回測定した。今回の測定では、モード合分波器と2箇所融着部のモード間クロストークも測定結果に含まれる。図より、ファイバCが最もモード間クロストークが大きく、それぞれのモードが巻きつけ張力の増加に伴い、モード間クロストークも増大した。以上、本検討により、実験的に、 $\Delta\beta$ が小さいファイバはモード間クロストークが大きいことを確認した。

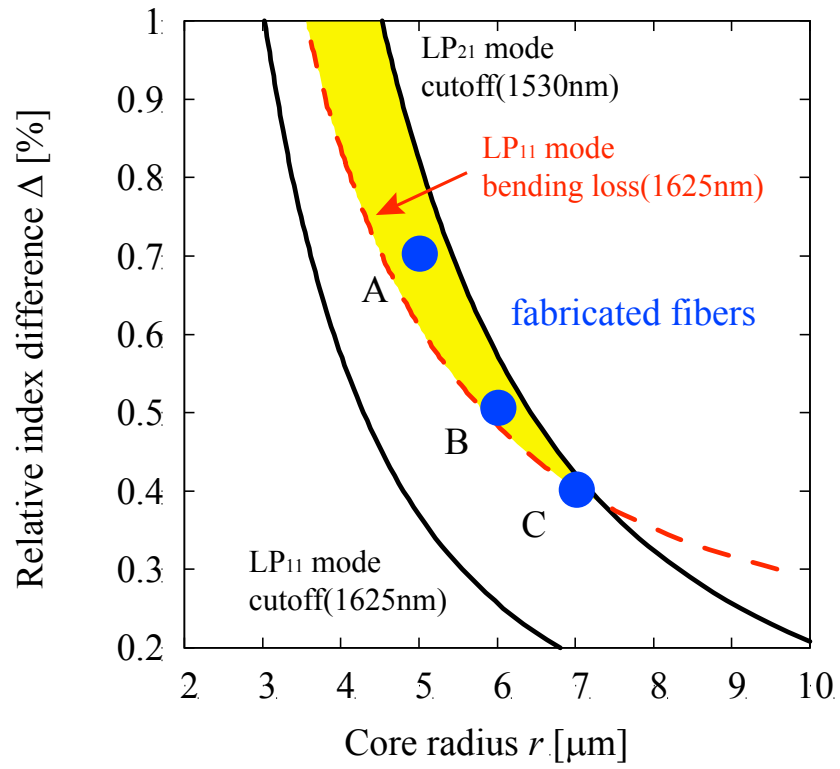


図 5.29 2 モード SIF の設計および試作ファイバ A, B, C

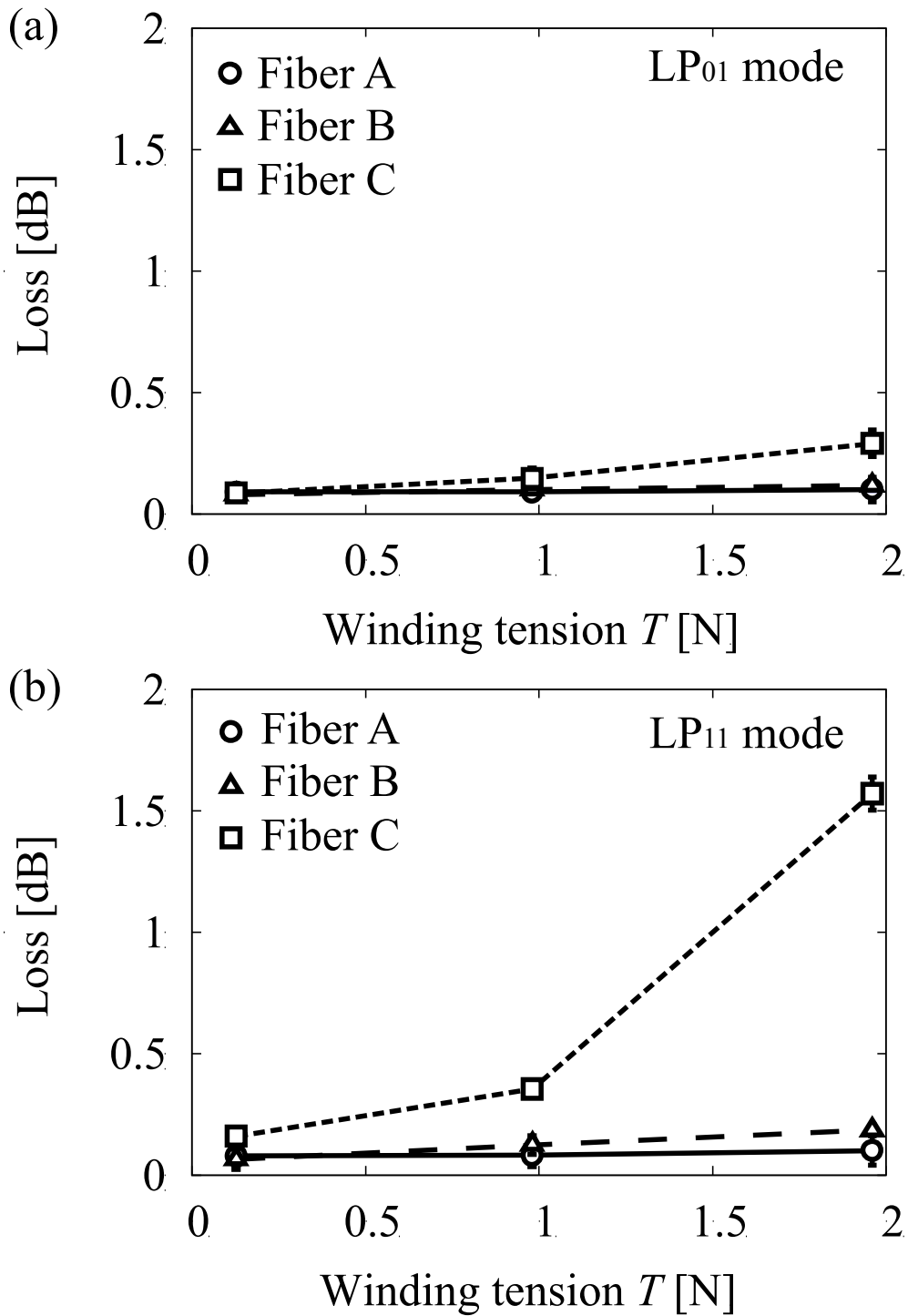


図 5.30 450 m 2 モード SIF の損失測定結果

(a) LP₀₁ モード, (b) LP₁₁ モード

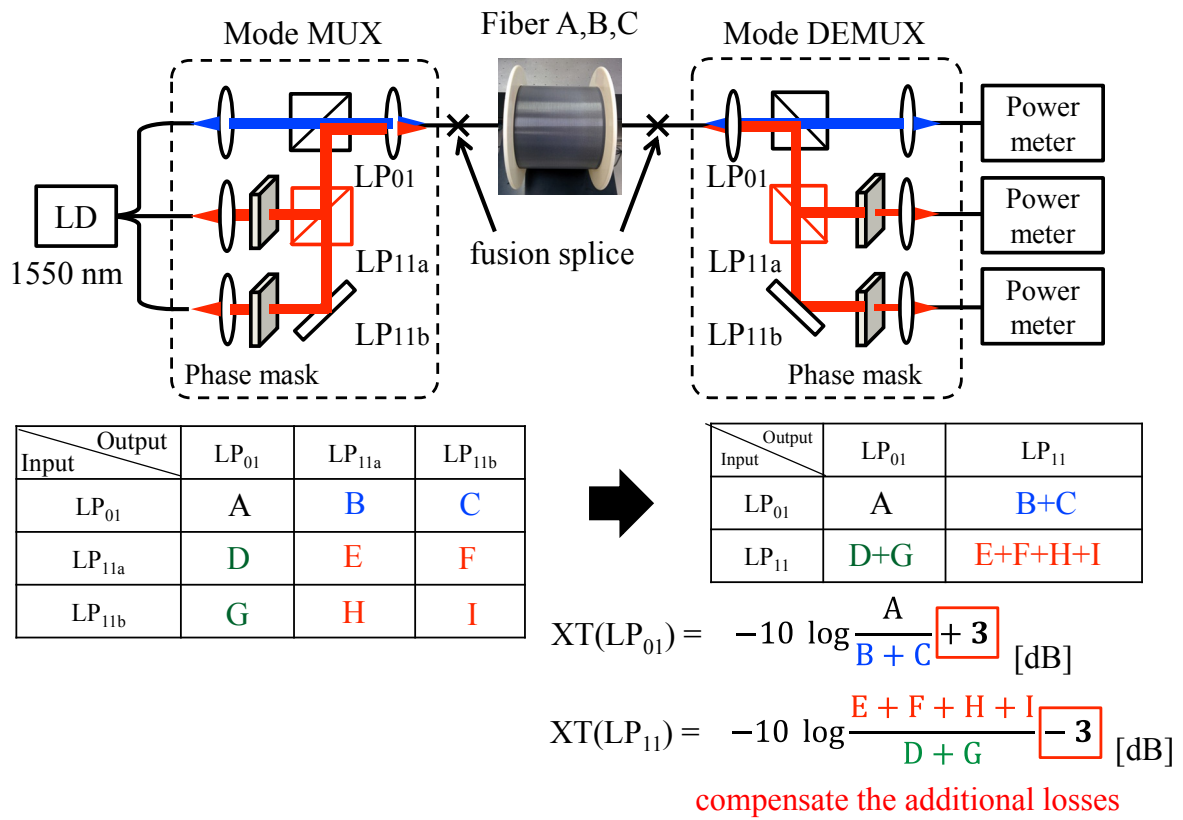


図 5.31 モード間クロストーク測定系 (LP_{11a}系のビームスプリッタによる過剰分岐損失を補償)

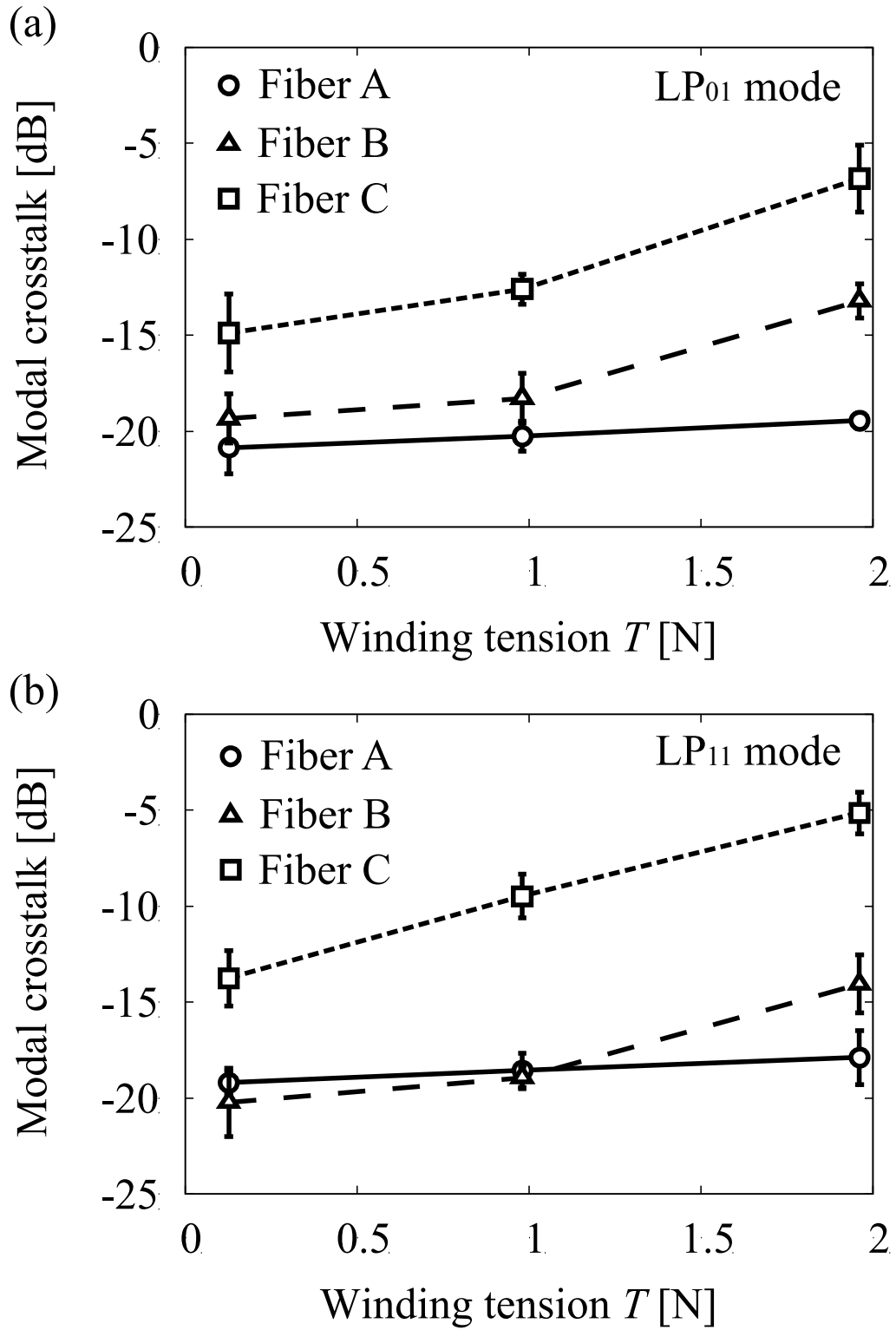


図 5.32 モード間クロストーク測定結果

(a) LP₀₁モード, (b) LP₁₁モード

5.4.2 ファイバ中のモード間クロストークの光 MIMO 伝送への影響

次に、2 LP モードファイバ中のモード間クロストークが光 MIMO を伝送へ与える影響について実験的に検討した。図 5.32 に MIMO DSP を受信部に有する、40 Gbps QPSK PDM (x-, y-pol.)-MDM (LP_{01} , LP_{11} modes)伝送実験系を示す。モード合分波器は PLC タイプ[5.13]を用いた。信号は PRBS $2^{19}-1$ 信号を用いた。伝送路は 450 m の 2 LP mode ファイバ (ファイバ A,B,C) とし、巻きつけ張力 T は 1 N もしくは 2 N とした。モード合波器への入力信号は信号ごとに 0 dBm とした。コヒーレント受信機に入力された受信信号は 2 つのサンプリングレート 40 GS/s のリアルタイムオシロスコープにより AD 変換する。オフライン処理により、ハーフシンボルスペースのタップを有する 4×4 MIMO 等化器によりトレーニングモードによりタップ係数を定めた後、decision-directed モードにより信号復元を行う。RLS アルゴリズムを用い、トレーニングシンボル数は 5,000 とし、50,000 シンボルの 4 つの信号の復元精度を評価した。タップ数はそれぞれの 2 LP モード SIF の DMD を考慮し、それぞれファイバ A, B, C を 110, 70, 60 とした。受信強度は -20 dBm に調整した。

次に、送信部の可変光減衰器を用いて、各モードの入力パワーを調整した時の波長 1550 nm における信号品質を比較した。図 5.34 (a), (b)それぞれにファイバ A (張力 $T = 1$ N) の場合とファイバ C (張力 $T = 2$ N) の場合の 2×2 MIMO (偏波多重) もしくは 4×4 MIMO (偏波多重・モード多重) 処理を行った場合の Q 値を示す。 LP_{01} と LP_{11} モード間の入力パワー差 ΔP を 0 dB とした場合、 2×2 MIMO において、ファイバ A はファイバ C よりも Q 値が大きい。一方で、 4×4 MIMO の場合、ファイバ A とファイバ C の Q 値はほとんど同じであった。これは、 4×4 MIMO により、モード間クロストークが補償されたためである。 4×4 MIMO について、 ΔP が大きくなると、ファイバ A の Q 値はほとんど変わらないのに対し、ファイバ C は Q 値が劣化した。図 5.35 に入力パワー差 ΔP に対する LP_{01} と LP_{11} モードの Q 値の差 ΔQ を示す。このとき、各モードについて、x, y 偏波成分を平均した。図より、 ΔP が 0 dB のとき、 ΔQ はほとんど 0 dB であった。モード間クロストークが大きい場合は、 ΔP が大きくなると、より ΔQ も大きくなった。本検討では、伝送ファイバ中の MDL による大きな影響は見られなかった。もし、 ΔQ を 2 dB 以下に抑制したい場合、クロストーク -7 dB を有するファイバ C の場合は ΔP を -6 から 5 dB の範囲に設定しなくてはならない。これは、軸ズレにおける MDL や光増幅器の MDG の許容量はファイバ中のクロストーク量に依存するということである。また、チャンネルの入力強度差 ΔP を調整することにより、 ΔQ が調整可能であることが分かった。

以上の検討により、 $\Delta\beta$ の小さい 2 モードファイバはボビンへの巻きつけ張力が増すことで、大きいモード間クロストークが発生することを実験的に明らかにした。これは、ケーブル化など実用化をする上で有意義な知見である。光 MIMO 伝送において、モード間クロストークがファイバ中に存在する場合、局所的な MDL があると信号品質に影響があることを明らかにした。

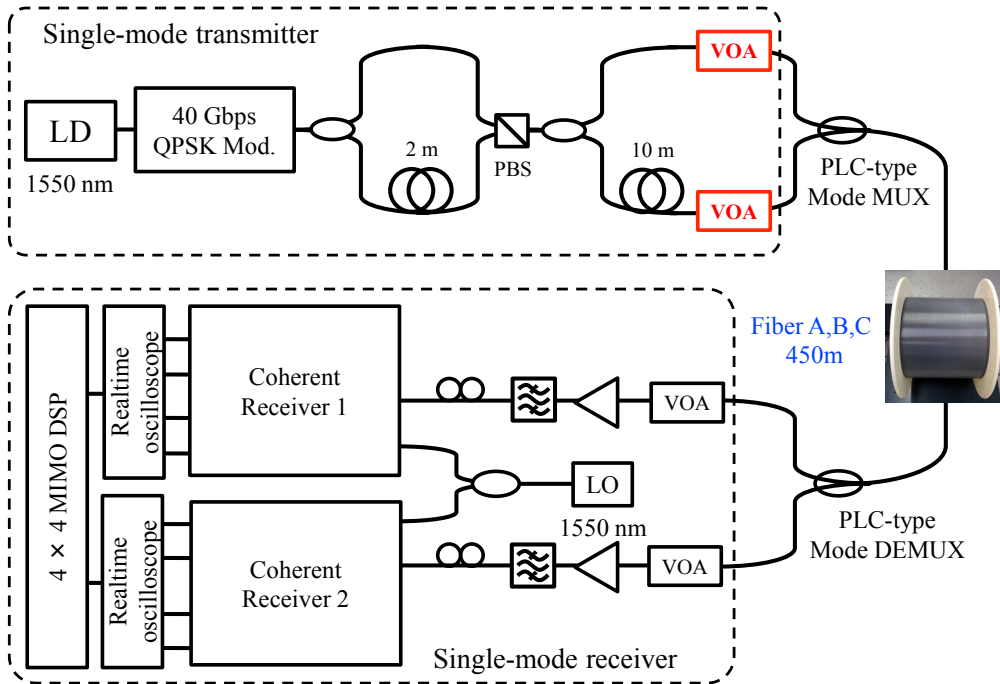


図 5.33 40 Gbps QPSK PDM (x-, y-pol.)-MDM (LP₀₁, LP₁₁ modes)伝送実験系

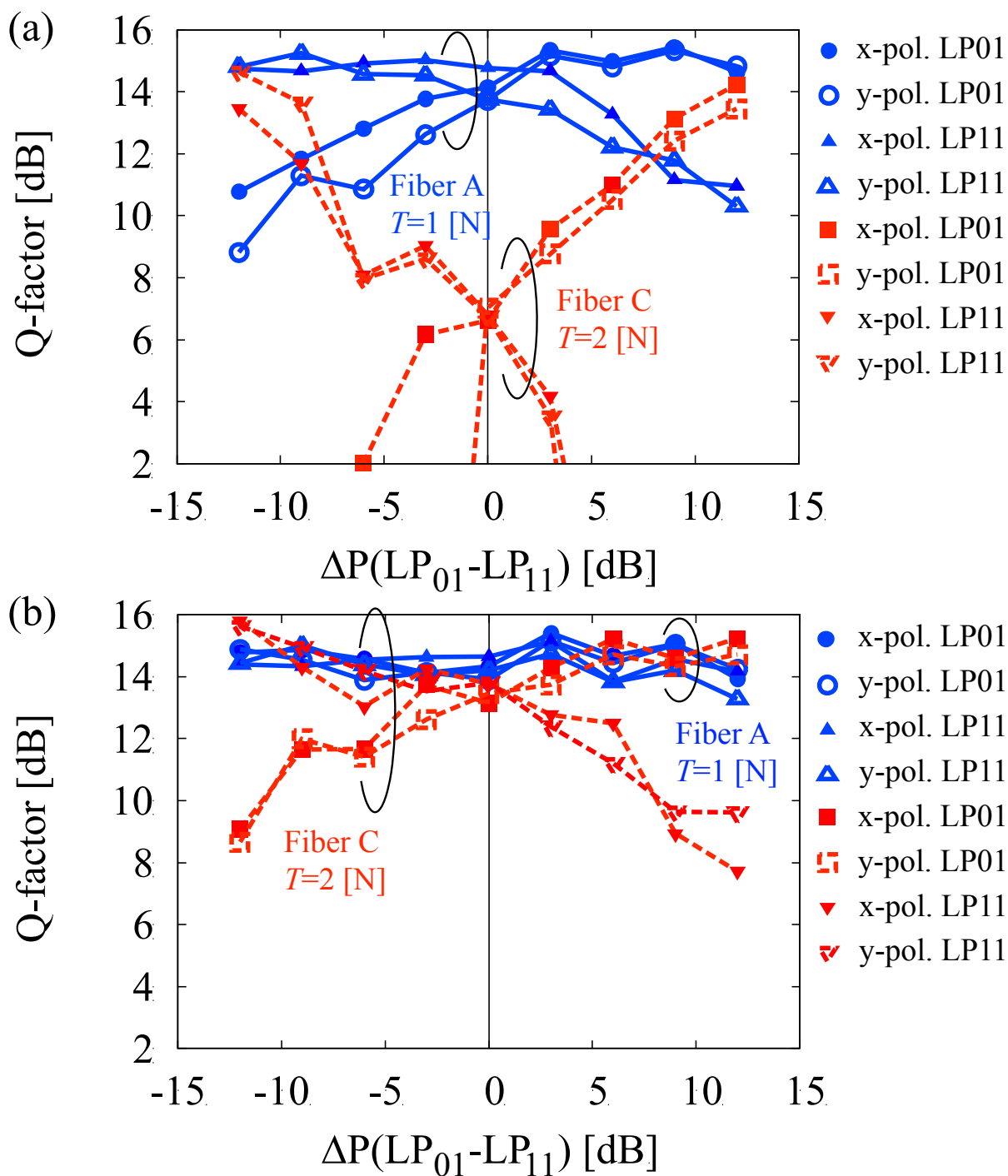


図 5.34 入力強度差 ΔP に対する Q 値

(a) 2×2 MIMO (PDM) (b) 4×4 MIMO (PDM+MDM)

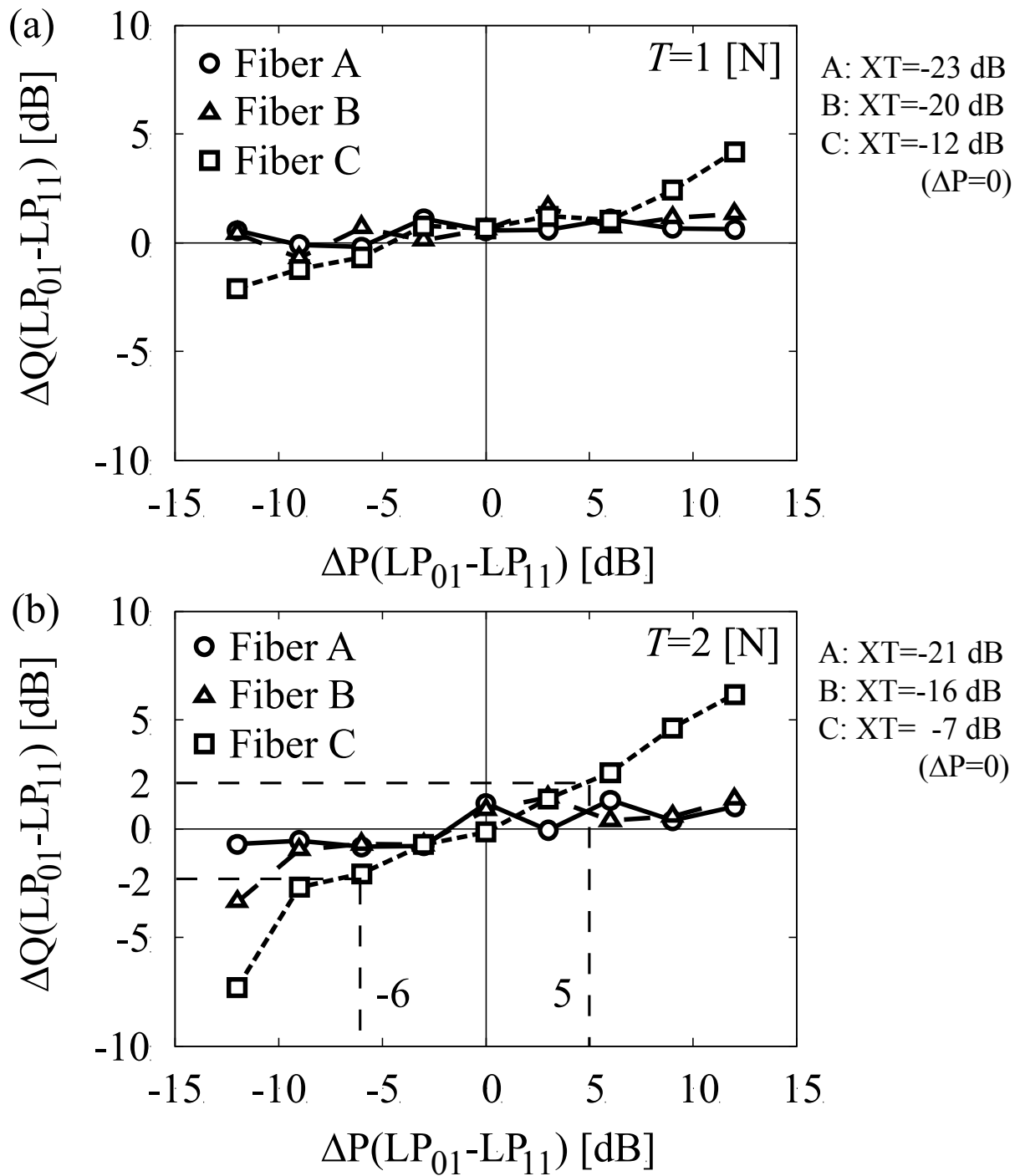


図 5.35 4×4 MIMO 伝送における入力強度差 ΔP に対する ΔQ

(a) $T=1$ N (b) $T=2$ N

5.5 2 モードファイバ中のモード間クロストークと MDL の影響

前節はファイバ中にモード間 XT が存在する場合に、局所的な MDL を与えた検討を行ったが、本節では、2 LP モードファイバ中にモード間 XT とモード依存損失 (MDL) が存在する場合の信号品質への影響について、計算および実験により検討を行った。

5.5.1 電力結合方程式による計算検討

電力結合方程式による検討として、図 5.36 に示す系を想定した。文献[5.17]に記載の電力結合方程式により算出した。ファイバ長 z km 伝送後の LP₀₁ および LP₁₁ モードの強度は式 (5.1) ~ (5.6) から求めることができる。

$$\begin{bmatrix} P_{LP01}(z) \\ P_{LP11}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{LP01}(0) \\ P_{LP11}(0) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$h_{11} = \left(\cosh \eta z + \frac{\alpha_{LP11} - \alpha_{LP01}}{2\eta} \sinh \eta z \right) e^{-az} \quad (5.2)$$

$$h_{22} = \left(\cosh \eta z - \frac{\alpha_{LP11} - \alpha_{LP01}}{2\eta} \sinh \eta z \right) e^{-az} \quad (5.3)$$

$$h_{12} = h_{21} = \frac{\kappa}{\eta} (\sinh \eta z) e^{-az} \quad (5.4)$$

$$a = \frac{\alpha_{LP01} + \alpha_{LP11}}{2} + \kappa \quad (5.5)$$

$$\eta^2 = \left[\frac{\alpha_{LP01} - \alpha_{LP11}}{2} \right]^2 + \kappa^2 \quad (5.6)$$

このとき、 $P_{LP01}(z)$ は長さ z における LP₀₁ モードのパワー、 $P_{LP11}(z)$ は長さ z における LP₁₁ モードのパワー、 α_{LP01} 、 α_{LP11} は単位長さ当たりの LP₀₁、LP₁₁ モードの損失である。 κ はモード結合係数である。伝送後にモードごとに同パワーに規格化し、送信チャネル Ch1 : LP₀₁、Ch2 : LP₁₁ として MDL および XT を変化させた場合の 80 km 伝送後のチャネル間強度差を図 5.37 に示す。ここで、伝搬損失 (LP₀₁) を 0.2 dB/km、MDL を LP₀₁、LP₁₁ モード間損失差 (Loss_{LP11} - Loss_{LP01}) とし、図 5.37 より、モード間 XT が -40 ~ -5dB までは XT が大きいほど、また MDL が大きいほどモード間の強度差が大きくなっている様子が分かる。XT が -5dB からさらに大きくなると、チャネル間の強度差が低減されている。これは、モード結合が頻繁に起こり MDL による影響が緩和されることに起因すると考えられる。チャネル間の強度差を低減するためには、MDL と XT それぞれの低減が必要であることが分かる。

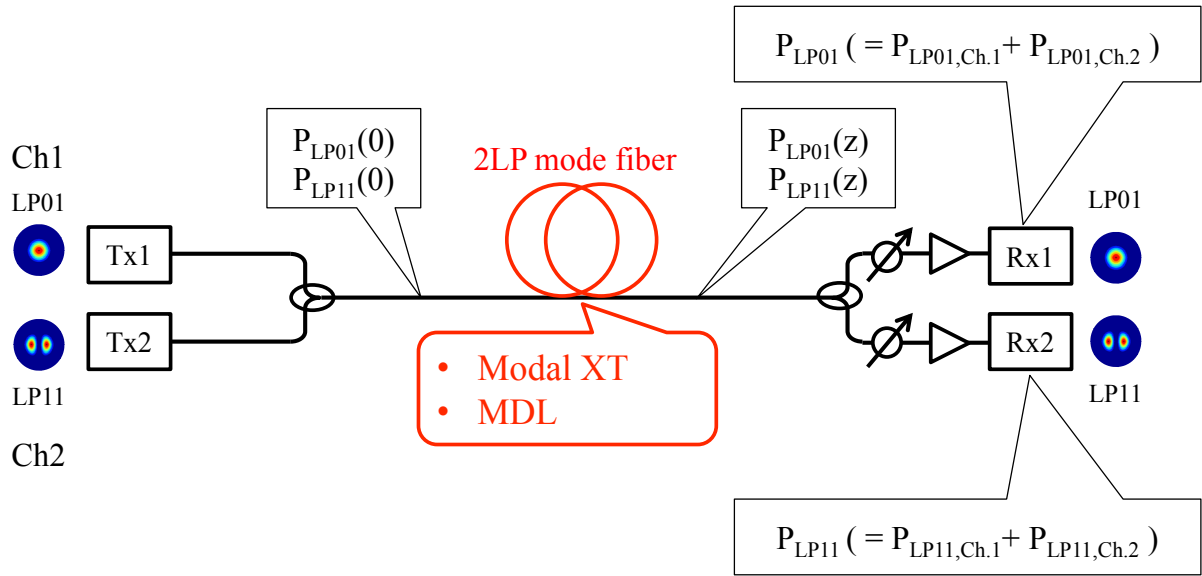


図 5.36 電力結合方程式による計算検討系

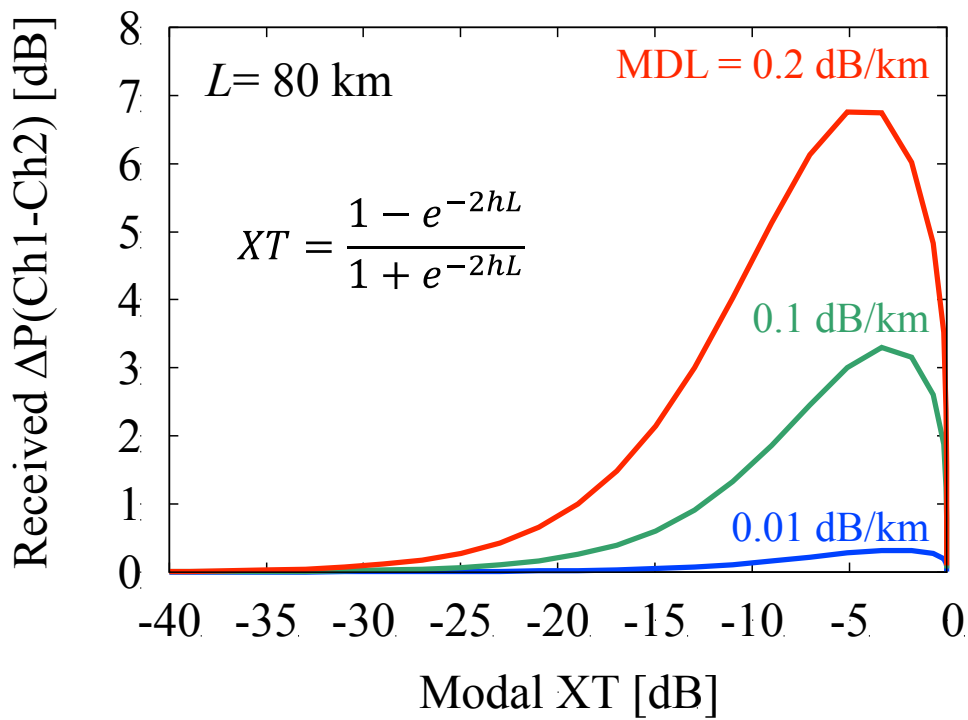


図 5.37 モード間 XT と MDL のある伝送路における伝送後の信号チャネル間の強度差

5.5.2 光 MIMO 伝送による実験検討

次に、MDM 伝送実験により伝送ファイバ中の MDL とモード間 XT の影響を調べた。今回の実験においては伝送路として 2 LP モードファイバ (ファイバ長 450 m) を用い、IEC TR62221 Method B を参考に、サンドペーパーなしのポビンに張力 $T=0.1\text{ N}$ で 1 層だけ巻きつけた場合とサンドペーパーを巻いたポビンに張力 $T=1.0\text{ N}$ で 1 層だけ巻きつけた場合を比較した。測定ファイバの特性を図 5.38 に示す。図 5.38 (a)は使用した 2 LP モードファイバの比屈折率分布、(b)はカットバック測定結果、(c)はクロストーク測定結果である。ファイバの MDL は 2.7 dB であった。

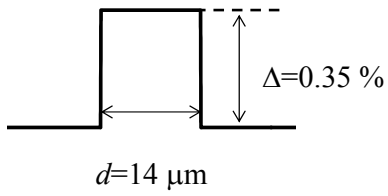
図 5.39 に MDM 伝送実験系を示す。モード合分波器は PLC 型モード合分波器を用いた。本実験では 40 Gbps QPSK 信号 30,000 シンボルを用いて、波長 1550 nm、伝搬モード LP_{01} 、 LP_{11} モードの偏波多重 2 LP モードの伝送評価を行った。送信部におけるモード合波器への入力強度を信号チャンネルごとに 0 dBm とした。ファイバ伝搬後の信号光はモード分波器により各モードに分岐した後、-20 dBm に強度を調整し、コヒーレントレシーバにより受光し、オフラインで MIMO 処理を施した。MIMO 等化器は FIR フィルタで構成しており、適応アルゴリズムは RLS アルゴリズム、トレーニング信号数は 1000 とし、信号劣化補償を行った。

図 5.40 に送信部の VOA を調整し入力強度を変化させた場合の偏波成分を平均したモードごとの Q 値を示す。MDL および XT が大きい伝送路の方が、入力チャンネル強度差に対し、影響が大きいことが分かる。また、図 5.41 に送信部の VOA を調整し入力強度を変化させた場合の偏波成分を平均したモード間の Q 値の差 (ΔQ) を示す。 $T=1.0\text{ [N]}$ の伝送路の方が入力強度差 ΔP に対し ΔQ が大きいことが分かる。これは MDL により伝搬中のモード間で強度差が生じ、 LP_{01} から LP_{11} モードへの XT により LP_{11} モードの SNR が大きく劣化したためだと考える。また、ファイバ中の MDL やモード間 XT の低減だけでなく、伝送後のチャンネル間強度差を補償するために入力チャンネルに強度差を与えることで ΔQ が改善可能であることが分かった。

以上の検討により、電力結合方程式によりモード間 XT と MDL が伝送路に存在する場合、チャンネル間の強度差が生じることを確認した。また、MDM 伝送実験を行い、ファイバ中の MDL やモード間 XT が大きいほど信号品質が劣化する一方で、チャンネルの入力強度差 ΔP を調整することにより ΔQ の低減が可能であることを明らかにした。

(a)

Refractive index profile of 2 LP mode fiber

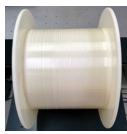


IEC TR 62221 method B

Fiber length: 450 m

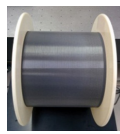
Fiber bobbin: 280 mm diameter

Sandpaper (#360): without/with



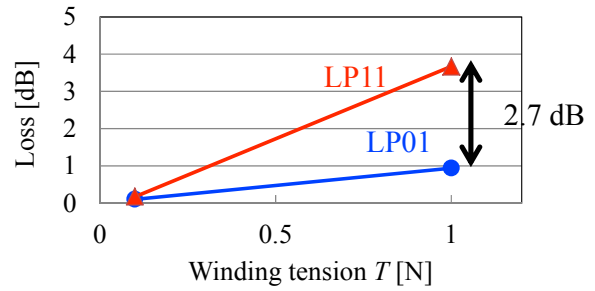
T : 0.1 N

or



T : 1.0 N

(b) Cutback measurement result



(c) XT measurement result

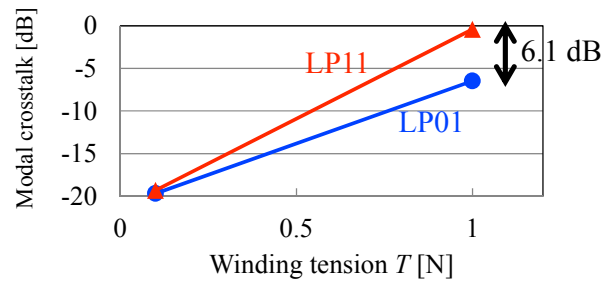


図 5.38 光 MIMO 伝送に用いた伝送光ファイバの特性

(a) 使用した 2 LP モードファイバの比屈折率分布, (b) カットバック測定結果,

(c) クロストーク測定結果

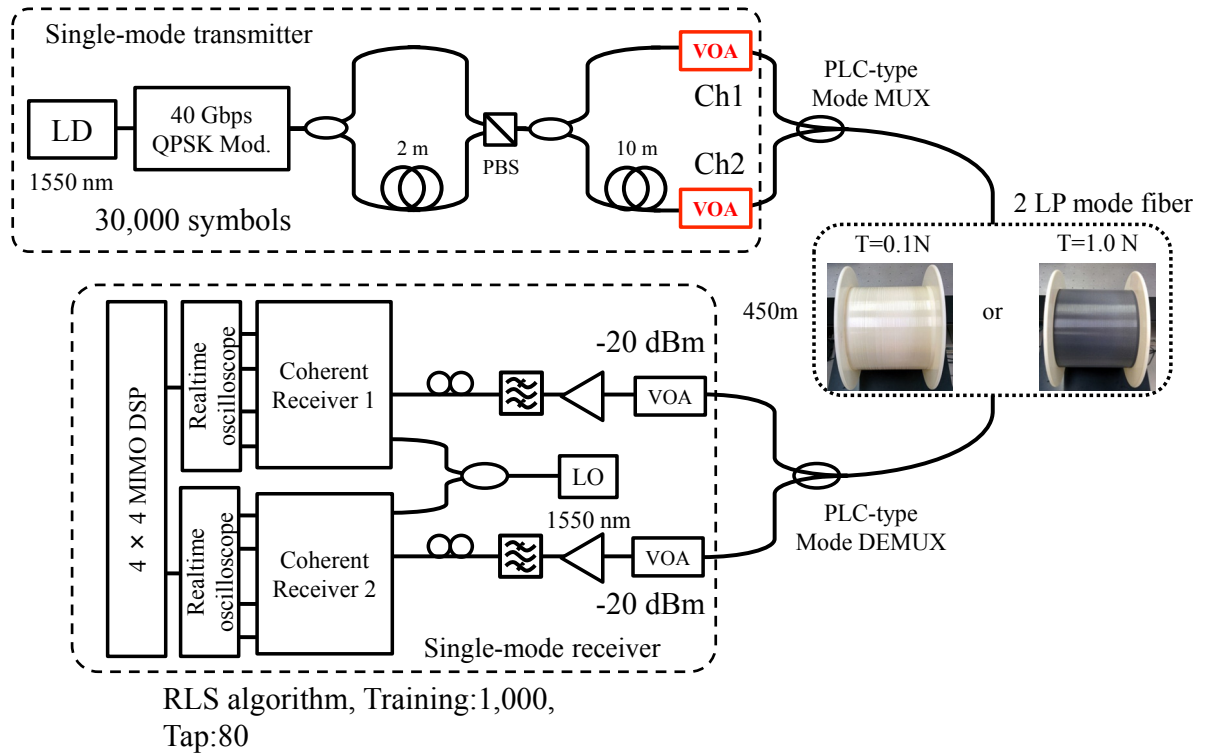


図 5.39 4 × 4 MIMO 伝送実験系

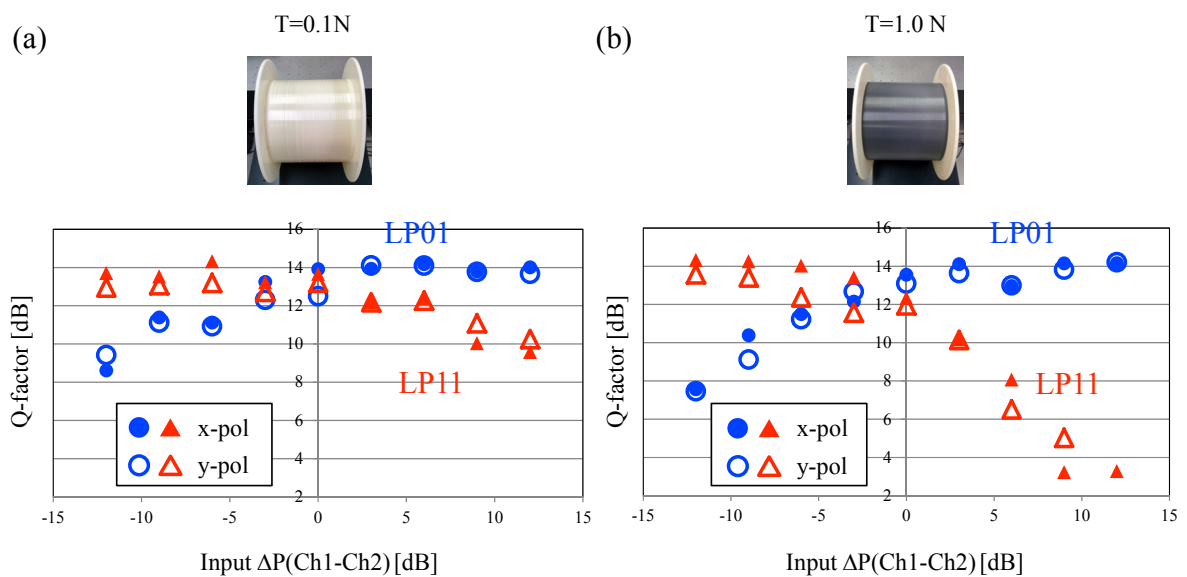


図 5.40 入力チャネル強度差に対する Q 値, (a) T=0.1 N, (b) T=1.0 N

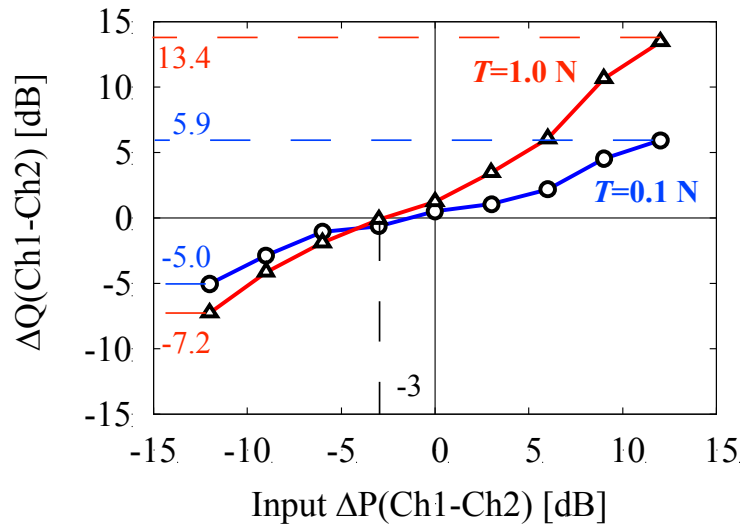


図 5.41 入力チャネル強度差に対する ΔQ

5.6 まとめ

以上の検討により，モード依存損失とモード間クロストークが共存する場合に光 MIMO 伝送の信号品質に影響することを明らかにした．光ファイバの $\Delta\beta$ の小さい 2 LP モードファイバはボビンへの巻きつけ張力が増すことで，大きいモード間クロストークが発生することを実験的に明らかにした．これは，ケーブル化など実用化をする上で有意義な知見である．さらに，光 MIMO 伝送の信号品質への影響について調べ，モード間クロストークがファイバ中に存在する場合，局所的な MDL があると信号品質に影響があることを明らかにした．また，ファイバ中の MDL やモード間 XT が大きいほど信号品質が劣化する一方で，チャンネルの入力強度差を調整することによりチャンネル間の信号品質差の低減が可能であることを明らかにし，伝送システムの MDL と XT 量に応じた入力チャネル強度の制御が重要であることを本検討により初めて明らかにした．

第5章参考文献

- [5.1] K. Balemarthy, A. Polley, and S. E. Ralph, "Electronic Equalization of Multikilometer 10-Gb/s Multimode Fiber Links: Mode-Coupling Effects," *J. Lightw. Technol.*, vol.24, no.12, pp.4885-4894, 2006.
- [5.2] J. M. Kahn, K. P. Ho, and M. B. Shemirani, "Mode coupling effects in multi-mode fibers," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OW3D.3.
- [5.3] J. Morikuni, P. Mena, B. K. Whitlock, and R. Scarmozzino, "Link-Level Design, Analysis, and Simulation of Multimode Data Communication Systems," in *Proc. NFOEC 2003*, pp. 858-867, 2003.
- [5.4] P. Sillard, M. B.-Astruc, D. Boivin, H. Maerten, and L. Provost, "Few-Mode Fiber for Uncoupled Mode-Division Multiplexing Transmissions," in *Proc. ECOC 2011*, 2011, Paper Tu.5.LeCervin.7.
- [5.5] K. Mukasa, K. Imamura, and R. Sugizaki, "Optimizing 3-Mode Fibers for Mode Division Multiplexing," in *Proc. OECC 2011*, 2011, Paper 6C1_3.
- [5.6] P. S. J. Russell, "Photonic crystal fibers; endlessly variety," *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4729-4749, 2006.
- [5.7] T. Matsui, T. Sakamoto, K. Tsujikawa, S. Tomita, and M. Tsubokawa, "Single-Mode Photonic Crystal Fiber Design With Ultralarge Effective Area and Low Bending Loss for Ultrahigh-Speed WDM Transmission," *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 4, pp. 511-515, 2011.
- [5.8] N. Hanzawa, K. Kurokawa, K. Tsujikawa, T. Matsui, K. Nakajima, S. Tomita, and M. Tsubokawa, "Suppression of Fiber Fuse Propagation in Hole Assisted Fiber and Photonic Crystal Fiber," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 15, pp. 2115-2120, 2010.
- [5.9] K. Mukasa, K. Imamura, and R. Sugizaki, "Optimizing 2 mode fibers with A_{eff} of $170 \mu\text{m}^2$ for LP₀₁ mode and studying a possibility of realizing endlessly 2 mode operation using holey fibers," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper JW2A.16.
- [5.10] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, L. Ma, N. Hanzawa, K. Tsujikawa, and S. Tomita, "Few-Mode Photonic Crystal Fibre for Wideband Mode Division Multiplexing Transmission," in *Proc. ECOC 2012*, 2012, Paper Tu.1.F.4.
- [5.11] K. Saitoh and M. Koshiba, "Empirical relations for simple design of photonic crystal fibers," *Opt. Express*, vol. 13, no. 1, pp. 267-274, 2005.
- [5.12] D. Marcuse, "Field deformation and loss caused by curvature of optical fibers," *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 66, no. 4, pp. 311-320, 1976.
- [5.13] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita, M. Koshiba, "Asymmetric parallel waveguide with mode conversion for mode and wavelength division multiplexing transmission," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OTu11.4.
- [5.14] M. Salsi, C. Koebele, G. Charlet, and S. Bigo, "Mode Division Multiplexed Transmission with a weaklycoupled Few-Mode Fiber," in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, 2012, Paper OTu2C.5.

[5.15] J. M. Savolainen, L. Grüner-Nielsen, P. Kristensen, and P. Balling, “Measurement of effective refractive-index differences in a few-mode fiber by axial fiber stretching,” *Opt. Express*, vol.20, no.17, pp.18646–18651, 2012.

[5.16] IEC TR 62221, “Optical fibers –measurement methods – microbending sensitivity,” 1st Edition, 2001.

[5.17] K. Kitayama, M. Ohashi, and Y. Ishida, “Length dependence of effective cutoff wavelength in single-mode fibers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 2, no.5, pp. 629-634, 1984.

第6章 今後の展望

現在、モード多重伝送による報告では 12 x 12 MIMO DSP による 708 km 伝送が報告されている [6.1]. この報告における光ファイバ伝送路は OFS 製の 4 LP モード（縮退モードを含めて 6 モード）伝搬可能な DMD 補償伝送路である．本研究では、シングルコアのマルチモードファイバとして DMD, モード間クロストークを低減した 6 LP モード（縮退モードを含めて 10 モード）伝搬可能な光ファイバ伝送路を実現したが、現段階では 10 モードのモード多重伝送報告はない．10 モード伝送を実現するためには、モード合分波技術の進展も望まれる．現在は空間型モード合分波器として、LP₀₂ モードまでの検討がなされている [6.2] ので、そう遠くない時期にシングルコアの 10 モードまで利用した伝送実験の報告がなされるだろう．ただし、光ファイバ伝送路としての伝搬モード数としては、現状の光ファイバ製造技術の観点から、本研究で実現した C+L 帯において最大 DMD 100 ps/km 以下の 10 モードまでが限度であると考えられる．また、さらなる高次のモードを伝搬させるためには閉じ込めを強くするために比屈折率差を高める必要があり、レイリー散乱損失増加による伝搬損失増加が不可避である．伝搬損失の観点からも、現状、高々 10 モードが限度であると考えられる．

そこで、さらなる大容量伝送を実現するためには、マルチコアファイバ技術との融合が望まれる．マルチコア・マルチモードファイバを伝送路とした SDM 伝送として、12 コア・3 モードファイバの伝送報告がなされている [6.3]. クラッド径は 229.5 μm であり [6.4], 従来の SMF のクラッド径は 125 μm であるので、空間多重度は単純に SMF の 36 倍にはならず、約 10.5 倍である．2014 年 11 月現在、MIMO 技術の利用を前提とした、結合型マルチコア・マルチモードファイバとして、従来の SMF と同等のクラッド径 125 μm , 6 コア・3 モードファイバの SDM 伝送用光ファイバが提案されており、SMF の 18 倍の多重数が実現されている [6.5]. さらなる多重数を実現するためには、コア数を増やす、もしくは伝搬モード数を増やす必要がある．ただしマルチコアファイバについては従来の SMF の製造方法とは異なる、マルチモードファイバについては上述の通り、低 DMD 化のために、屈折率分布の精密な制御が必要となるため、製造技術の発展がますます望まれる [6.6].

さらに、モードに関連する信号劣化要因として、DMD, MDL, モード間クロストークがある．光ファイバ伝送路自体では、DMD, モード間クロストークを低減した 10 モード伝搬可能な DMD 補償伝送路が実証出来たが、10 モード伝送を実現するためには、その他のデバイス（モード合分波器や光増幅器など）自体やこれらのデバイスとの接続における MFD 不整合や軸ずれに起因する MDL やモード間クロストークの影響などを考慮する必要があり、伝搬モードが多くなればなるほど、より MDL やモード間クロストークによる信号品質への影響が大きくなることが予想される．また、伝送距離の長延化や変調多値数の増大を実現する場合には、光ファイバへ

の信号光入力パワー増大に伴うモード間の非線形相互作用も考慮する必要がある[6.7]. 10 モード伝送を現実的に実現可能にするには, 伝送距離 (伝送損失や DMD, クロストーク) や利用する変調多値数 (要求される SNR) などを考慮したトータルなシステム設計を行う必要がある. 今後, 実用化を踏まえた上で, これらの特性が光 MIMO 伝送に与える影響について詳細な検討が進み, その制御技術および光 MIMO 伝送の性能を最大限に発揮する技術が確立されることが期待される.

第6章参考文献

- [6.1] R. Ryf, S. Randel, N. K. Fontaine, X. Palou, E. Burrows, S. Corteselli, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, C. Xie, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, L. Gruner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, Jr., "708-km combined WDM/SDM transmission over few-mode fiber supporting 12 spatial and polarization modes," in *Proc. ECOC 2013*, 2013, Paper We.2.D.1.
- [6.2] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J.-F. Morizur, "Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion," *Opt. Express*, vol. 22, no.13, pp.15599–15607, 2014.
- [6.3] T. Mizuno, T. Kobayashi, H. Takara, A. Sano, H. Kawakami, T. Nakagawa, Y. Miyamoto, Y. Abe, T. Goh, M. Oguma, T. Sakamoto, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and T. Morioka, "12-core x 3-mode Dense Space Division Multiplexed Transmission over 40 km Employing Multi-carrier Signals with Parallel MIMO Equalization," in *Proc. OFC 2014*, 2014, Paper Th5B.2.
- [6.4] Y. Sasaki, Y. Amma, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiba, "Few-mode Multicore Fibre with 36 Spatial Modes (Three modes (LP₀₁, LP_{11a}, LP_{11b}) × 12 cores)," in *Proc. ECOC 2014*, 2014, Paper Th.1.4.1.
- [6.5] T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, "Moderately Coupled 125- μ m Cladding 2 LP-mode 6-core Fiber for Realizing Low MIMO-DSP and High Spatial Density," in *Proc. ECOC 2014*, 2014, Paper Tu.4.1.3.
- [6.6] P. Sillard, "Next-Generation Fibers for Space-Division-Multiplexed Transmissions," in *Proc. ECOC 2014*, 2014, Paper Tu.4.1.1.
- [6.7] R. Essiambre, M.A. Mestre, R. Ryf, A.H. Gnauck, R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy, Y. Sun, X. Jiang, R. Lingle, "Experimental Investigation of Inter-Modal Four-Wave Mixing in Few-Mode Fibers," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.25, no.6, pp.539-542, 2013.

第7章 結論

本研究では、光ファイバ伝送の大容量化を実現する上で必要不可欠となるモード多重伝送技術について、MIMO 技術の利用を前提とした光 MIMO システムを提案し、その構成要素について検討を行い、下記の知見を得た。

第2章「MIMO DSP による信号復元の基本検討」では、DSP による信号復元の動作原理確認を目的として、マルチモードファイバのモード分散補償に向けて、提案するデジタルコヒーレント受信器の構成について検討を行い、高次モードの遅延量に応じて判定帰還型の等化器のフィルタのタップ数を設定することにより、信号復元精度が向上することが可能であることを明らかにした。また、伝送距離が延びるほど、軸ずれ接続等で多経路干渉が増大するほど、モード分散補償に必要なタップ数の増大や SNR 劣化によるパワーペナルティの増大が課題となることが分かった。

第3章「光 MIMO 伝送システム構成技術」では、マルチモード光ファイバ伝送において MIMO DSP を適用することを目的として、光 MIMO 伝送システムを実現するための構成技術について検討を行い、受信部において高次モードの強度・位相情報を保持するためのモード収束器を用いる構成を新規提案し、20 km GI-MMF を伝送路とした光 MIMO 伝送を達成した。光 MIMO 伝送において、伝送路のモード間群遅延差 (DMD) が増大することにより、受信部の MIMO DSP 負荷が増大することが課題となることが分かった。

第4章「MIMO DSP 負荷低減技術」では、DMD 増加による DSP 負荷増大への対処を目的として、光 MIMO 伝送における信号処理負荷低減に向けて選択的モード励振を用いた光 MIMO 伝送システム構成を新規提案し、コア径 50 μm を有する GI-MMF に対し、数値計算により DMD の小さい低次モードのみを励振する条件を明らかにし、信号処理負荷を低減した GI-MMF 10 km の C+L バンド 8 波長 WDM コヒーレント光 MIMO 伝送を達成した。さらに、大容量化を目的とした伝搬モード数を拡大した低 DMD 伝送路について、DMD および伝搬モード数を制御するために W 型 GI ファイバのコア、トレンチ部の設計手順を明らかにした。さらに、製造上の観点からメリットのあるトレンチアシスト型 GI ファイバの検討を行い、W 型 GI ファイバの設計で得られた構造パラメータを基に、コアトレンチ間隔を制御することでトレンチ下部までの GI 形状の模擬が可能であることを示した。提案するトレンチアシスト型 GI ファイバについて、C+L 帯において 4 LP モード動作において 50 ps/km 以下の DMD 補償伝送路、6 LP モード動作において 70 ps/km 以下の DMD 補償伝送路を達成した。

第5章「光 MIMO 伝送システムにおけるモード間クロストークが与える影響」では、モード間クロストークが光 MIMO 伝送へ与える影響について、電力結合方程式によりモード間クロストークとモード依存損失が伝送路に存在する場合、信号チャネル間の強度差が生じることを示し、光 MIMO 伝送実験により、ファイバ中のモード依存損失やモード間クロストークが大きいほど信号品質が劣化する一方で、チャネル間の入力強度差を調整することによりチャネル間の信号品質差の低減が可能であることを明らかにした。長距離伝送を実現するために伝送システムのモード依存損失とクロストーク量に応じた入力チャネル強度の制御が重要であることが分かった。

第6章「今後の展望」では、マルチコアファイバ技術との融合についての展望について、さらなる大容量化を実現するためには、伝送ファイバについて、コア数増大、伝搬モード数増大が必須であり、製造技術のさらなる発展が必要であり、モード合分波技術や光増幅技術を含め、伝送距離や利用する変調多値数などを考慮したトータルなシステム設計が必要であることを示した。

以上の検討により、光ファイバ伝送の飛躍的な大容量化を実現する空間多重伝送技術において最も重要な技術となる、光 MIMO 伝送の実現手段・具体的な設計方法・性能要件について明らかとすることに貢献した。光 MIMO 伝送の長距離・大容量化の課題となる DSP 負荷増大に対処するために、提案する選択的モード励振が有効であること、屈折率分布の工夫により伝搬モード数の制御かつ低 DMD である伝送路が実現可能であること、ならびに伝送システムのモード依存損失とクロストークに応じた入力チャネル強度の制御により長距離伝送が可能であることを示すことで、本研究における検討がモード多重技術ひいては、コア多重技術もあわせた空間多重技術の実用化に向けた礎となることを期待するとともに、ますますの光ファイバ伝送技術の発展を願う。

研究発表リスト

主著

学術雑誌論文

- [1]. **T. Mori**, T. Sakamoto, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Coherent optical MIMO transmission over 20 km GI multi-mode fiber by using digital coherent receiver with mode convergence unit,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16252-16258, Aug. 2011.
- [2]. **T. Mori**, T. Sakamoto, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Modal dispersion compensation by using digital coherent receiver with adaptive equalization in multi-mode fiber transmission,” *Optical Fiber Technology*, vol. 19, no. 2, pp. 132-138, Jan. 2013.
- [3]. **森 崇嘉**, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 東 裕司, “マルチモードファイバを用いたコヒーレント光 MIMO 伝送における接続点でのモード変換の影響,” 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J96-B, No.3, pp.339-347, 2013 年 3 月.
- [4]. **T. Mori**, T. Sakamoto, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Wideband WDM coherent optical MIMO transmission over 50 um-core GI-MMF using selective mode excitation technique,” *Optical Fiber Technology*, vol. 19, no. 6, pp. 658-664, Nov. 2013.
- [5]. **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,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 14, pp.2468-2479, Jul. 2014.

国際会議

- [1]. **T. Mori**, T. Sakamoto, T. Yamamoto, and S. Tomita, “10 Gbit/s BPSK Signal Transmission over a 10 km Multi-mode Fiber Using a Digital Coherent Receiver,” in *Proc. OECC 2011*, Jul. 2011, Paper 6C2-2.
- [2]. **T. Mori**, T. Sakamoto, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Wideband WDM coherent optical MIMO transmission over GI-MMF by using selective mode excitation,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, Mar. 2012, Paper OTu2C.3.
- [3]. **T. Mori**, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, L. Ma, N. Hanzawa, K. Tsujikawa, and S. Tomita, “Few-Mode Photonic Crystal Fibre for Wideband Mode Division Multiplexing Transmission,” in *Proc. ECOC 2012*, Sep. 2012, Paper Tu.1.F.4.
- [4]. **T. Mori**, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Low DMD Four LP Mode

Transmission Fiber for Wide-band WDM-MIMO System,” in *Proc. OFC/NFOEC 2013*, Mar. 2013, Paper OTh3K.1.

- [5]. **【招待講演】** ○ T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Few-mode fiber for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP,” in *Proc. ACP2013*, Nov. 2013, Paper AW3C.1.
- [6]. ○ T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Six-LP-mode transmission fiber with DMD of less than 70 ps/km over C+L band,” in *Proc. OFC 2014*, Mar. 2014, Paper M3F.3.
- [7]. ○ T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Experimental Evaluation of Modal Crosstalk in Two-Mode Fibre and its impact on Optical MIMO Transmission,” in *Proc. ECOC 2014*, Sep. 2014, Paper Th.1.4.4.

研究会

- [1]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 富田 茂, “マルチモードファイバ伝送におけるデジタルコヒーレント受信技術を用いたモード分散補償の検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2011-49, 2011年8月.
- [2]. **【招待講演】** ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 富田 茂, “デジタルコヒーレント受信技術を用いた GI-MMF コヒーレント光 MIMO 伝送に関する検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2011-100, 2011年11月.
- [3]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 東 裕司, “選択的モード励振による GI-MMF を用いた広帯域 WDM コヒーレント光 MIMO 伝送,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2012-35, 2012年8月.
- [4]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 馬 麟, 半澤 信智, 辻川 恭三, 山本 文彦, “広波長域モード分割多重伝送に向けた数モードフォトニック結晶ファイバの検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2012-82, 2012年11月.
- [5]. **【招待講演】** ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “伝搬モード数拡大および群遅延差低減を実現するモード多重伝送用数モードファイバの検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2013-32, 2013年7月.
- [6]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “伝搬モード数拡大に向けたモード多重伝送用低 DMD 数モードファイバ設計技術,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2014-22, 2014年8月.

国内会議

- [1]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 富田 茂, “ファイバ伝送における高次モードによる信

- 号劣化補償の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-12, 2011年3月.
- [2]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 富田 茂, “デジタルコヒーレント受信技術を用いた 20 km GI-MMF コヒーレント光 MIMO 伝送,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-89, 2011年9月.
- [3]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 山本 貴司, 富田 茂, “デジタルコヒーレント受信技術による GI-MMF を用いた広帯域 WDM コヒーレント光 MIMO 伝送,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-83, 2012年3月.
- [4]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 馬 麟, 半澤 信智, 辻川 恭三, 東 裕司, “モード多重伝送に向けた 2 モードフォトニック結晶ファイバ,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-5, 2012年9月.
- [5]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “広帯域 WDM-MIMO システムに向けた低 DMD 4 LP モードファイバ,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-10, 2013年3月.
- [6]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “モード多重伝送におけるモード依存損失の影響,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-14, 2013年9月.
- [7]. 【招待講演】 ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “モード多重伝送用光ファイバ技術の進展,” 電子情報通信学会総合大会, BCI-1-7, 2014年3月.
- [8]. ○ 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “モード多重伝送における伝送ファイバ中のモード間クロストークとモード依存損失の影響,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-36, 2014年9月.

共著

學術雜誌論文

- [1]. T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, L. Ma, N. Hanzawa, S. Aozasa, K. Tsujikawa, and S. Tomita, “Transmission over large-core few-mode photonic crystal fiber using distance-independent modal dispersion compensation technique,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, pp. B478-B485, Dec. 2011.
- [2]. T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Differential Mode Delay Managed Transmission Line for WDM-MIMO System Using Multi-Step Index Fiber,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 17, pp. 2783-2787, Sep. 2012.
- [3]. T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, N. Hanzawa, S. Tomita, F. Yamamoto, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Mode-Division Multiplexing Transmission System With DMD-Independent Low Complexity MIMO Processing,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 13, pp. 2192-2199, Jul. 2013.
- [4]. A. Sano, H. Takara, T. Kobayashi, H. Kawakami, H. Kishikawa, T. Nakagawa, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama, M. Nagatani, **T. Mori**, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Koshiba, M. Yamada, H. Masuda, and T. Morioka, “409-Tb/s + 409-Tb/s crosstalk suppressed bidirectional MCF transmission over 450 km using propagation-direction interleaving,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 14, pp. 16777-16783, Jul. 2013.
- [5]. M. Wada, T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, N. Hanzawa, and F. Yamamoto, “Modal Gain Controllable 2-LP-Mode Fiber Amplifier Using PLC Type Coupler and Long-Period Grating,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 24, pp. 4092-4098, Dec. 2014.
- [6]. T. Sakamoto, **T. Mori**, M. Wada, T. Yamamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and F. Yamamoto, “Experimental and numerical evaluation of inter-core differential mode delay characteristic of weakly-coupled multi-core fiber,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 26, pp. 31966-31976, Dec. 2014.

国際会議

- [1]. ○T. Sakamoto, **T. Mori**, N. Hanzawa, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Modal Dispersion Compensation Technique for Long-haul Transmission over Few-mode Fibre with SIMO Configuration,” in *Proc. ECOC 2011*, Sep. 2011, Paper P1.82.
- [2]. ○ T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Differential Mode Delay Managed Transmission Line for Wide-band WDM-MIMO System,” in *Proc. OFC/NFOEC 2012*, Mar. 2012, Paper OM2D.1.
- [3]. 【招待講演】 ○ T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, and S. Tomita, “Few-mode fiber for optical MIMO transmission with low computational complexity,” in *Proc. Photonics West 2013*, Feb. 2013,

Paper 8647-9.

- [4]. ○M. Wada, T. Sakamoto, **T. Mori**, N. Hanzawa, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Modal Gain Controllable All-fiber Type Multimode Fiber Amplifier,” in *Proc. OECC 2013*, July. 2013, Paper TuS4-5.
- [5]. ○M. Wada, T. Sakamoto, **T. Mori**, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “2-mode EDFA with Low Loss PLC Type Coupler for Mode Division Multiplexed Transmission,” in *Proc. OECC 2014*, July. 2014, Paper MO2C-1.
- [6]. ○T. Sakamoto, **T. Mori**, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Moderately Coupled 125- μ m Cladding 2 LP-mode 6-core Fiber for Realizing Low MIMO-DSP and High Spatial Density,” in *Proc. ECOC 2014*, Sep. 2014, Paper Tu.4.1.3.

研究会

- [1]. ○坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 馬 麟, 半澤 信智, 青笹 真一, 辻川 恭三, 富田 茂, “距離無依存モード分散補償法を用いた大コア 2 モード PCF 伝送,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2011-97, 2011 年 11 月.
- [2]. ○坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 半澤 信智, 富田 茂, 齊藤 晋聖, 小柴 正則, “群遅延差に依存しない簡略化 MIMO 処理を用いたモード多重伝送,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2012-20, 2012 年 6 月.
- [3]. ○坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 富田 茂, “群遅延補償伝送路を用いた WDM-MIMO 伝送,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2012-24, 2012 年 8 月.
- [4]. 【招待講演】○坂本 泰志, 半澤 信智, **森 崇嘉**, 齊藤 晋聖, 山本 貴司, 小柴 正則, 山本文彦, “超大容量化に向けたモード多重技術の検討,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2012-76, 2013 年 2 月.
- [5]. ○和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “全ファイバ型マルチモード光増幅器における長周期グレーティングを用いた利得調整の検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2013-39, 2013 年 8 月.
- [6]. ○和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “[招待講演] 導波路型マルチモード光増幅器における長周期グレーティングを用いた利得調整の検討,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2013-63, 2014 年 2 月.
- [7]. ○和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “C+L 帯 2LP モード光増幅器におけるモード依存利得調整の検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2014-40, 2014 年 2 月.

国内会議

- [1]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 富田 茂, “数モードファイバ伝送における簡略化判定帰還型等化器を用いたモード分散補償,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-41, 2011年9月.
- [2]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 富田 茂, “数モードファイバと簡略化判定帰還型等化器を用いた MIMO 伝送の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-82, 2012年3月.
- [3]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 東 裕司, “簡略化 MIMO 等化器を用いたモード多重伝送における 接続点でのモード間クロストーク補償の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-51, 2012年9月.
- [4]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “光 MIMO システムにおけるモード合分波器特性が復元精度に与える影響,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-19, 2013年3月.
- [5]. ○ 和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 半澤 信智, 山本 貴司, 山本 文彦, “全ファイバ型マルチモード光増幅器における利得調整の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-9, 2013年3月.
- [6]. ○ 和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “L 帯 2 モード光ファイバ増幅器の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-32, 2013年9月.
- [7]. 【招待講演】○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “低 MIMO-DSP を実現するファイバの群遅延制御 および線路設計に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BCI-1-5, 2013年9月.
- [8]. 【招待講演】○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “更なる大容量化を実現するモード多重伝送システムの検討,” レーザー学会学術講演会, G321pVII01, 2014年1月.
- [9]. ○ 和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 半澤 信智, 山本 貴司, 山本 文彦, “PLC 型合波器を用いた低損失マルチモード光増幅器に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-10, 2014年3月.
- [10]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “DMD 補償伝送路における接続点のモード間クロストークが MIMO-DSP 負荷に与える影響,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-12, 2014年3月.
- [11]. ○ 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “結合型マルチコアファイバのコア間群遅延差に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-37, 2014年9月.
- [12]. ○ 和田 雅樹, 坂本 泰志, **森 崇嘉**, 山本 貴司, 山本 文彦, “リング型屈折率分布マルチモード EDF の利得特性に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-41, 2014年9月.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なるご指導とご高配を賜りました東京工業大学大学院 物理電子システム創造専攻の植之原 裕行 教授に謹んで感謝の意を表します。また、ご多忙な中、審査委員をご快諾いただき、ご助言を賜りました東京工業大学大学院 物理電子システム創造専攻の浅田 雅洋 教授、小山 二三夫 教授、宮本 智之 准教授、東京工業大学大学院 理工学研究科 通信情報工学専攻の府川 和彦 教授に厚くお礼申し上げます。

本研究は、日本電信電話株式会社 アクセスサービスシステム研究所において行われたものであり、研究の機会を与えて頂きました、池野通建株式会社 作山 裕樹 代表取締役社長（元 アクセスサービスシステム研究所 所長）、一般社団法人情報通信エンジニアリング協会 久保園 浩明 専務理事（元アクセスサービスシステム研究所 所長）、アクセスサービスシステム研究所 天野 博史 所長、早稲田大学大学院 情報生産システム研究科 坪川 信 教授（元アクセスメディアプロジェクト マネージャ）、エヌ・ティ・ティ・アドバンステクノロジー株式会社 富田 茂 ビジネスユニット長（元アクセスメディアプロジェクト マネージャ）、エヌ・ティ・ティ・アドバンステクノロジー株式会社 東 裕司 主幹担当部長（元アクセスメディアプロジェクト マネージャ）、アクセスサービスシステム研究所 アクセスメディアプロジェクト 白木 和之 マネージャに深く感謝致します。

本研究を進めるにあたり、アクセスサービスシステム研究所 山本 貴司 主任研究員にはテーマの選定をはじめ、直接ご指導いただくとともに、多大なるご助言とご討論を賜りましたこと、坂本 泰志 研究主任には伝送実験系の構築から光ファイバ設計まで、数々のご指導とご協力をいただきましたこと、和田 雅樹 研究員には実験に際し、測定にご協力いただきましたことに深く感謝致します。また、アクセスサービスシステム研究所 山本 文彦 媒体基礎グループリーダーには有益なご助言、ご討論と共に本論文を纏める機会をいただきましたことに深く感謝いたします。また、中島 和秀 主幹研究員、黒河 賢二主任研究員（現 北見工業大学電気電子工学科 教授）、辻川 恭三 主任研究員、青笹 真一 主任研究員、松井 隆 主任研究員、半澤 信智 研究員、五藤 幸弘 研究員、馬 麟 研究員（現 上海交通大学 電子信息与电气工程学院 准教授）に、種々のご指導、ご協力をいただきましたことに感謝いたします。

最後に、本研究の遂行ならびに論文執筆に多大なるご協力をいただきました皆様に深く感謝いたします。