



Title	空間多重用光増幅器に関する研究
Author(s)	和田, 雅樹
Citation	北海道大学. 博士(工学) 乙第7059号
Issue Date	2018-09-25
DOI	10.14943/doctoral.r7059
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/71911
Type	theses (doctoral)
File Information	Masaki_Wada.pdf



[Instructions for use](#)

博士論文

空間多重用光増幅器に関する研究

Study on the optical amplifier for space division multiplexing

和田 雅樹

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空間多重伝送技術	4
1.2.1 空間多重用光ファイバ技術	4
1.2.2 空間多重技術の長延化に向けた課題	6
1.3 本研究の目的	8
1.4 本論文の構成	9
第1章参考文献	11
第2章 多モード EDFA における利得制御技術	11
2.1 諸言	13
2.2 増幅原理	14
2.2.1 レート方程式	14
2.2.2 伝搬方程式	17
2.3 励起光モード変換型利得制御技術	19
2.3.1 PLC 型合波器の設計及び試作	20
2.3.2 LPG を用いた励起光のモード変換	24
2.3.3 伝搬モードの利得測定	32
2.4 異種 EDF を用いた利得制御技術	36
2.4.1 ステップ型及びリング型 EDF の利得特性	36
2.4.2 実験系及び実験結果	38
2.5 チャンネルスクランブルによる利得差低減技術	43
2.5.1 光増幅器の構成	43
2.5.2 スクランブルが伝送品質(ΔP)に与える影響	45
2.5.3 利得特性の評価	48
2.5.4 周回伝送実験による ΔP の評価	51
2.6 3モード L 帯光増幅技術	52
2.6.1 EDF 長及び励起モードに依る DMG 低減の検討	52
2.6.2 リング型 EDF を用いた DMG 低減の検討	56
2.7 5モード L 帯光増幅技術	60
2.7.1 リング型屈折率・エルビウム分布を有する EDF の利得特性	60
2.7.2 凹型屈折率分布を有する EDF の利得特性	63
2.7.3 試作した EDF の増幅特性評価	65
2.8 動的利得変動の抑制技術	69

2.8.1	利得クランプ EDFA の構成	69
2.8.2	試作した EDFA の静的な利得特性	72
2.8.3	試作した EDFA の過渡応答特性	75
2.9	まとめ	80
	第 2 章参考文献	81
第 3 章	多モード分布ラマン増幅技術	83
3.1	諸言	83
3.2	4-LP モード伝送路を用いた分布ラマン増幅技術	84
3.2.1	SI ファイバ伝送路における計算検討	84
3.2.2	GI ファイバ伝送路における計算検討	85
3.3	実験検証	89
3.3.1	分布ラマン増幅の利得特性評価	89
3.2.2	伝送特性の評価	92
3.4	まとめ	94
	第 3 章参考文献	95
第 4 章	多モード光増幅のマルチコア構造への適用	96
4.1	諸言	96
4.2	2-LP モード 6 コア光増幅器の設計及び試作	96
4.2.1	設計	96
4.2.2	試作	98
4.3	実験検証	100
4.3.1	試作した EDFA のコア間クロストーク特性の評価	100
4.3.2	試作した EDFA の利得特性評価	101
4.4	まとめ	105
	第 4 章参考文献	106
第 5 章	ランダム結合型マルチコア増幅技術	107
5.1	諸言	107
5.2	ランダム結合型 12 コア光増幅器の設計及び試作	107
5.2.1	設計	107
5.2.2	試作	109
5.3	実験検証	111
5.3.1	試作した EDFA の増幅特性	111
5.3.2	伝送特性	116
5.4	まとめ	118

第5章参考文献.....	119
第6章 結論.....	121
研究発表リスト.....	123
謝辞.....	135

第 1 章 序論

本章では、本研究の研究背景及び研究目的について述べる。

1.1 研究背景

近年、IoT や M2M デバイスの普及、世界的なインターネットユーザの増加や様々なサービス・アプリケーションの出現により、インターネットトラヒックは飛躍的に増加している。図 1.1 に我が国を流通するインターネットの総トラヒック量を示す。2017 年 5 月現在 9,559 Gbit/s と推定されており、前年同月比 1.39 倍の伸びを示している[1.1]。契約者 1 人当たりのトラヒックについても同様に 1 年間で 1.37 倍に伸びており、特にスマートフォンやタブレット端末からのトラヒックが大幅に上昇している。また、ヘルスケア、流通、自動車などの産業分野においても IoT、M2M の利用がさらに伸びることが考えられ、20 年後には 1000 倍以上のトラヒックが必要になるとも言われている[1.2]。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、拡大するトラヒックを収容する光ファイバ通信技術の高度化が必須となっている。

光ファイバは各国で通信網の基幹回線への普及が進んでいき、日本では 1985 年に日本縦貫光通信網が完成している。1989 年に開発されたエルビウム添加ファイバ光増幅器(EDFA; Erbium doped fiber amplifier)により、光通信の伝送距離は飛躍的に向上し、1995 年には EDFA を中継器とした中継伝送システムが構築された。伝送容量の拡大に関して当初は、電氣的に信号を時間軸で多重する時間分割多重技術(TDM; Time division multiplexing)が用いられていたが、1990 年代半ばには 1 本の光ファイバの中に複数の波長を同時に用いて通信を行う、波長分割多重技術(WDM; Wavelength division multiplexing)を用いた伝送システムが実用化された。更なる容量の拡大は、スペクトル利用効率(SE; Spectrum efficiency)の増加によってもたらされた。この SE は、1 Hz あたりの bit 数で表現される。商用システムの SE は 2000 年までのシステムでは、時間スロットあたりに 1 bit を符号化する強度変調が用いられてきた。WDM を用いた伝送システムでは、1990 年代に 2.5 Gbit/s から始まり 2003 年には 40 Gbit/s まで拡大した。近年のシステムでは、光ファイバを伝搬する直交する偏波を用いる偏波多重技術や位相のずれた 4 つの信号を用いる QPSK が導入されている。今後さらに、位相と同様に複数の振幅値を利用する技術(QAM)を用いることで更に高い SE を達成することが出来、研究レベルでは既に多値数を 64~128 値に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[1.3]。図 1.2 に

光ネットワークの通信容量の変遷を示す[1.4]。光ネットワークでは、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) を用いて、30年で約4桁以上の発展を遂げてきた。

しかし、高い多値数を有する信号を正確に復元するためには、光信号の信号対雑音比(SN比)を改善する必要があり、SN比の改善のためには光ファイバへ入力する光強度を増加することが求められる。一般的に、チャンネル容量に関しては、次の式(1.1)で示されるシャノンの定理[1.5]で与えられる。

$$SE \equiv \frac{C}{W} = \log_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

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)、 SNR は1 bitあたりのSN比に対応する。信号光強度の増大によってSN比を向上し C/W 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を引き起こすことが知られている。非線形光学効果としては、信号強度の増大に伴う自己位相変調や、WDMシステムにおける相互位相変調、四光波混合等の非線形光学効果により、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。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。また、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の導入が検討されている。

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、高強度の光を光ファイバに入力することにより光ファイバの損傷が懸念される。エルビウム添加光増幅器(EDFA)に代表される光増幅器の実用化に伴い、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程度となっている。また、信号対雑音比を改善するため敷設された光ファイバを増幅媒体として用いる分布ラマン光増幅が現在導入されており、増幅に用いる励起強度が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[1.6]。このため、現在の光ファイバー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、光増幅器の帯域制限なども考慮すると現在のシステム容量（1.6Tbps）の数10倍となる100 Tbpsと予想されている[1.7]。

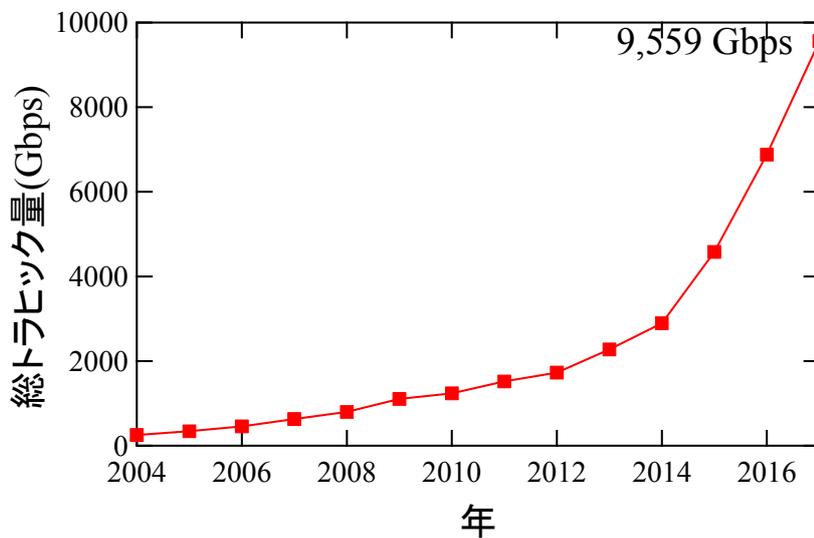


図 1.1 我が国のインターネットにおけるトラフィック総量の推移

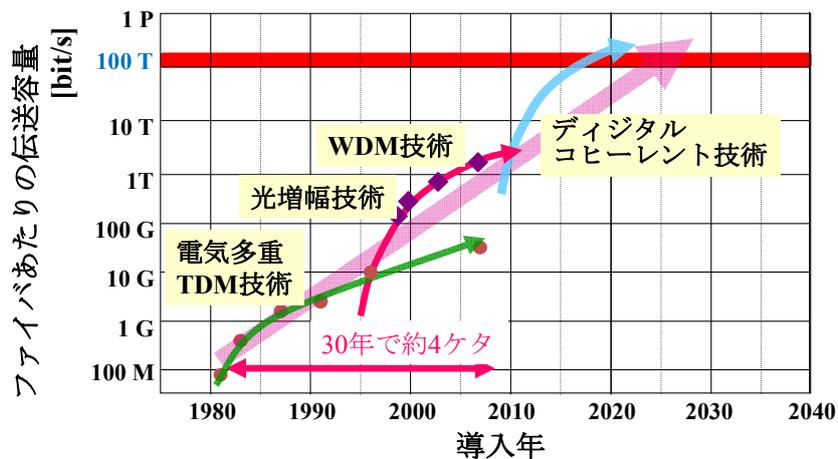


図 1.2 光ファイバ1本あたりの伝送容量の推移

1.2 大容量伝送に向けた空間多重伝送技術

1.2.1 空間多重用光ファイバ技術

前節で述べた、伝送容量の限界を打破する効果的な手法として、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[1.8]。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。SDM 用光ファイバの基本的な分類については、図 1.3 に示すマルチコアファイバ(MCF; Multi-core fiber)とマルチモードファイバ(MMF; Multi-mode fiber)に分けることが出来る。1つ目の MCF については1本の光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伝送容量を実現とするものである。2つ目の MMF については、コア構造を伝搬可能な複数の光の通り道(モード)に信号を載せて伝搬することで伝搬モード数に応じた伝送容量を実現するものである。MMF の利用に関しては近年発展してきた信号処理技術により、受信側で MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術[1.9]を適用することにより、従来信号劣化要因であったモード分散及びモード間干渉を補償することが出来るため、多くの検証が行われている。これら2つのアプローチは、限られたファイバ断面積の中で、光ファイバ総断面積あたりのコア面積の比率を高めている構造である。

また、これらの構造についてそれぞれ空間チャンネル間の結合を許容する構造と許容しない構造に分けることが出来る。空間チャンネル間で結合を許容する伝送路を用いる伝送システムでは、空間チャンネルを分離した後に上述した受信器での MIMO 技術を適用することや MIMO 処理負荷に影響を与える光ファイバにおけるモード分散を低減する設計技術[1.10,1.11]が必須となる。空間チャンネル間で結合を許容しない伝送路を用いる伝送システムでは、光ファイバを伝搬中にチャンネル間で結合を起こさない伝送路設計[1.12]や空間チャンネルの合分波器において低クロストークで分離するための光学的分離技術の開発が必須となる。また、MCF や MMF における空間多重効率の更なる向上を目指して MMF と MCF を組み合わせた、マルチモード-マルチコア光ファイバ構造(MM-MCF)が報告されており1本の光ファイバに114チャンネルを収納した光ファイバの報告もされている[1.13]。

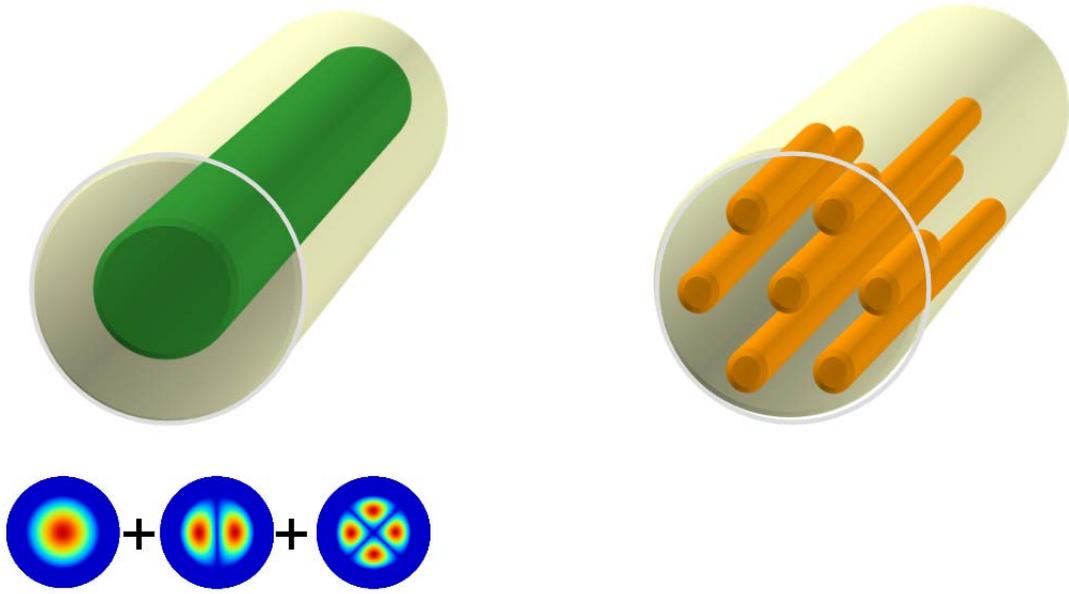


図 1.3 SDM 用光ファイバの構造

1.2.2 空間多重技術の大容量長延化に向けた課題

SDM 用光ファイバの長延化に向けては、1.1 節で述べた EDFA や伝送路を増幅媒体として用いる分布ラマン増幅技術[1.14]を適用可能であるが安定した伝送を行う上では SDM 用光増幅器特有の課題が見えてくる。図 1.4 に例として基本モードである LP_{01} 及び第一次高次モードである LP_{11} モードを伝送可能な 2 モード光ファイバを用いた伝送システムの概要図と信号レベルのダイアグラムを示す。従来の SMF を用いた伝送システムでは、基本モードである LP_{01} モードのダイアグラムを考慮して設計すれば安定した伝送を行う事が出来たが、高次モードである LP_{11} モードも伝送に利用している場合、 LP_{11} モードのダイアグラムを考慮した伝送システムの設計が必須となる。そのためには、伝送路だけでなく光増幅器においても空間チャンネル(コア、モード)間の利得差を低減するための取り組みは必須となる事が分かる。空間チャンネル間の利得差を低減するための手法については 2 章以降で具体的に議論を行う。

SDM 用の光増幅器は等しく空間チャンネルに対応した信号を増幅する必要があり従来の SMF 用光増幅器とは異なった構成が求められる。図 1.5 に SDM 用光増幅器の構成、各構成のメリット・デメリットを示す。増幅器の種類は、伝送路を伝搬する中で減衰した光信号を数十 km 間隔で光増幅する集中型光増幅器と、伝送路を増幅媒体として用いる分布型増幅器が知られている。長距離伝送用の集中型増幅器としては EDFA が一般的に用いられており、分布型増幅器としては光ファイバにおけるラマン散乱現象を利用したラマン増幅技術が用いられている。

集中型増幅器について、それぞれ構成を分割増幅型および一括増幅型に分類することが出来る。分割増幅型とは SDM 用光ファイバを伝搬してきた信号を一度 SMF へチャンネル分離し、従来の SMF 用の増幅器を用いて増幅する手法である。新たに SDM 用の EDFA を開発する必要が無く、EDFA 後の出力強度に関しても各 EDFA にて制御できるため空間チャンネル間での強度差が発生しにくいといったメリットがあり長距離伝送実験に用いられることがある[1.15]。一方で、分割増幅は空間チャンネル数の増大に伴い増幅器構成の肥大化、消費電力の増加や、SDM ファイバとの接続における合分波器の過剰損失など実伝送システムへの導入に向けては大きな課題となってくる。

そのため、近年一括増幅型の検討が SDM 用光増幅器の主流となっており、複数の空間チャンネルを 1 つ(もしくは少数)の励起光源もしくは光デバイスの構成で増幅可能であることから、省スペース、省エネルギーな増幅器の実現が期待できる。しかしながら、一括増幅においては、MMF においては伝搬するモードの電界分布形状の違いや、MCF においてはコア構造偏差などによって空間チャンネルごとに異なる利得特性となってしまうことが EDFA や分布ラマン増幅器を含む SDM 光増幅技術の大きな課題となる。

また、SMF を用いた伝送と同様に伝送容量の更なる拡大に向けて、C 帯域 (1530~1565 nm)だけでなく、L 帯域(1565~1625 nm)の利用は非常に重要となる。L 帯域 EDFA の検討は SMF 伝送用に関しては、すでに多くの検討が行われており C 帯域との増幅過程の違いなどの報告がなされている。しかしながら、モード多重伝送用 L 帯 EDFA においては増幅原理に関する検討は無く、L 帯域における増幅原理の確認及びチャンネル間利得差の低減技術の確立は重要となる。

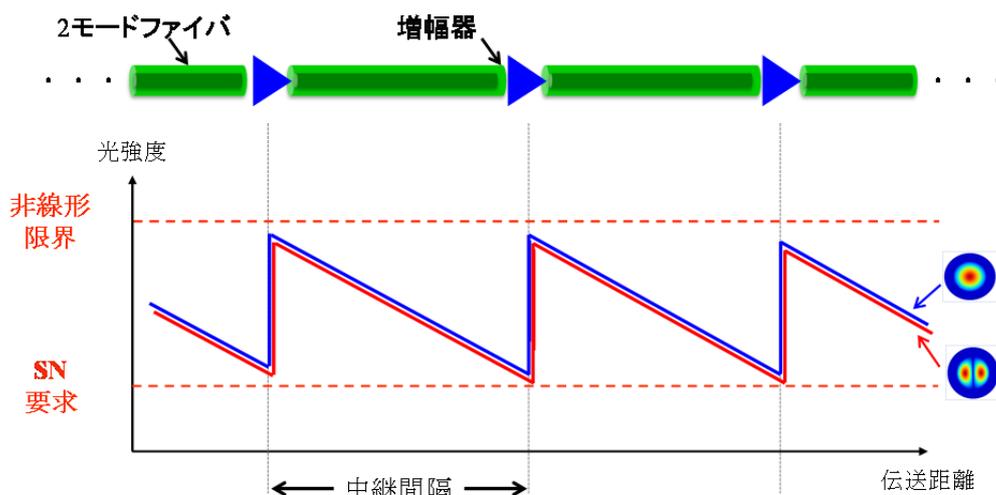


図 1.4.2 モード伝送システムのレベルダイアグラム

増幅器構成		😊 メリット / 😞 デメリット
集中型 (EDFA)	分割増幅型	😊 従来のシングルモード増幅器が適用可能 各チャンネルの利得制御が容易
		😞 多重数の増大に伴う構成、消費電力の肥大化 合分波器における過剰損失の発生
	一括増幅型	😊 構成の簡易化による省スペース・低コスト化
		😞 空間チャンネル間で利得差が発生
分布型	ラマン	😞 空間チャンネル間で利得差が発生

図 1.5 光増幅器の構成

1.3 本研究の目的

空間多重用の光増幅器では、空間チャンネル数に応じた数の増幅器を用いるのではなく省スペース、省電力化が期待できる一括型増幅器の実現が空間多重伝送のメリットを最大化する上で重要となる。一括型増幅器の実現に向けては従来のシングルモード伝送用の光増幅技術において重要な特性であった波長間の利得差変動を抑制するだけでなく、空間チャンネル間の利得差を抑制することが重要となる。

本研究の目的は、大容量伝送を実現するための空間多重伝送用 Er^{3+} 添加光ファイバ増幅器の基本特性を詳細に評価し、空間チャンネル間利得差の小さい光増幅器の提供、更なる大容量化に向けた広帯域な空間多重用光増幅器の提供、動的な利得特性に関する評価を行い利得変動量の低減技術を提供、することである、

また、モード多重用伝送路を増幅媒体とする分布ラマン増幅において、基本特性を評価、検討すると共に、従来の報告に比べ簡易な構成でモード間利得差の低減を実現するための増幅技術を示すこと、である。

これらの技術は、長距離・大容量な空間多重伝送を実現するためには必須の技術となっており、空間多重用増幅技術の実現及び要素技術の確立に貢献するものである。

1.4 本論文の構成

図 1.6 に本論文の構成を示す．本論文は全 6 章で構成される。

第 1 章では、本論文の研究背景と狙いを述べ、本研究の目的を述べた。

第 2 章では、モード多重伝送用の長距離化に向けて必須となるマルチモード EDFA におけるモード間利得差低減に向けた検討を行う。モード間利得差の低減を目的として EDF のパラメータや励起光の伝搬モードなどを制御する静的な利得制御手法及び利得クランプを用いた動的な利得制御手法について述べる。

第 3 章では、モード多重伝送における分布ラマン増幅において、モード間利得差の低減を実現する手法について述べる。

第 4 章では、更なる空間多重数の増大に対応するためマルチモード EDFA をマルチコア構造に適用したマルチモード EDFA のマルチコア構造化について述べる。

第 5 章では、マルチコアファイバを伝搬する空間チャンネルが結合しているランダム結合型マルチコア EDFA を用いたモード間利得差低減手法について述べる。

第 6 章では、以上の章の結論として本研究の総括を行う。

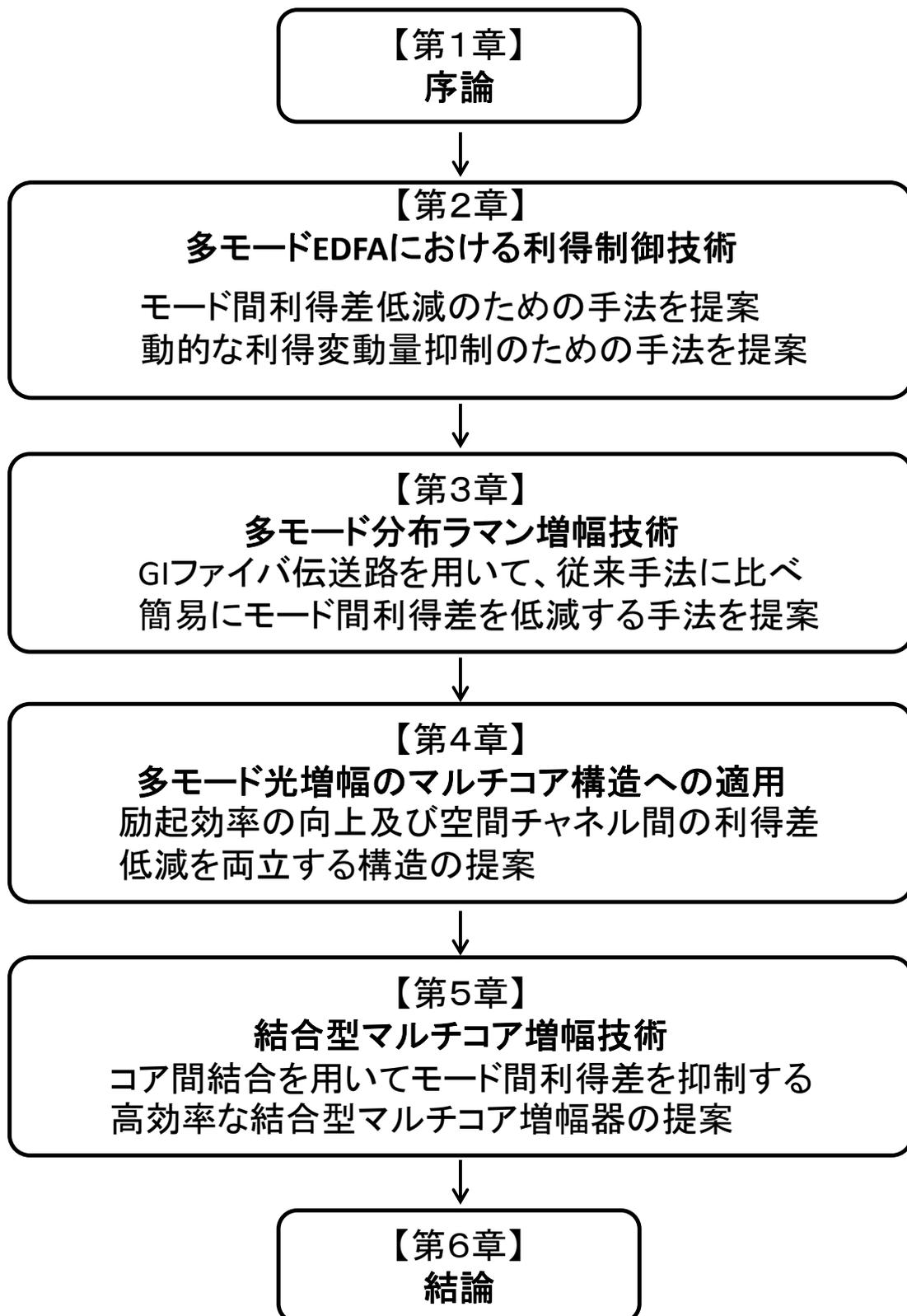


図 1.6 本論文の構成

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/main_content/000502437.pdf, 2017年8月15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9月.
- [1.3] 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,” *Proc. OFC/NFOEC2012*, PDP5C.3, Mar. 2012
- [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ル空間多重光通信技術,” *OPTRONICS*, No.6, pp. 72-76, 2013年6月.
- [1.5] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*, John Wiley & Sons, New York, (2006).
- [1.6] 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).
- [1.7] T. Morioka, "New generation optical infrastructure technologies: “EXAT initiative” towards 2020 and beyond," *Proc. OECC*, 2009.
- [1.8] 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7月.
- [1.9] 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).
- [1.10]. M. D. Feit and J. Fleck, “Light Propagation in Graded-Index Optical Fibers,” *Appl. Opt.* 17, 3990 (1978).
- [1.11] R. Ryf, A. Sierra, R.-J. Essiambre, A. H. Gnauck, S. Randel, M. Esmaelpour, S. Mumtaz, P. J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalaiakis, A. Sureka, T. Hayashi, T. Taru, T. Sasaki, “Coherent 1200-km 6x6 MIMO mode-multiplexed transmission over 3-core microstructured fiber,” *ECOC2011*, Th.13.C.1, (2011).
- [1.12] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Unrepeated LP02 Mode Transmission over 205 km Few-mode Fibre with Selective Mode Excitation,” *in Proc. ECOC 2017*, Paper W.1.B, (2017)..
- [1.13] T. Sakamoto, T. Matsui, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Takenaga, T. Mizuno, Y. Abe, K. Shibahara, Y. Tobita, S. Matsuo, K. Aikawa, S. Aozasa, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, “Low-loss and Low-DMD Few-mode Multi-core Fiber with Highest Core

Multiplicity Factor,” Proc. OFC, Th5A.2, 2016.

[1.14] 江森、並木, "ファイバラマン増幅器," レーザー研究, vol. 29, no. 9, pp. 594-598, (2001).

[1.15] T. Kobayashi, H. Takara, A. Sano, T. Mizuno, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Hiraga, Y. Abe, H. Ono, M. Wada, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Yamada, H. Masuda, and T. Morioka, “2 x 344 Tb/s propagation-direction interleaved transmission over 1550-km MCF enhanced by multicarrier full electric-field digital back-propagation,” in Proc. *ECOC*, PD3-e-4, (2013).

第2章 多モード EDFA における利得制御技術

2.1 諸言

1章にて述べたように、空間多重伝送において安定した伝送品質を実現するためには光増幅器における伝送チャンネル間の信号強度差を低減することが重要となる。そこで、本章ではモード多重伝送用光増幅器における利得変動を抑制するための手法について提案を行う。

最初に2.2節ではEDFAにおける増幅原理について示すとともにモード間利得差を低減するために重要となるパラメータについて示す。

最初に、PLC型励起光合波器及び励起モードの変換に長周期グレーティング(LPG: Long period grating)を用いる全導波路型の3モードEDFAについて述べており、過剰損失の低減、モード間利得差を制御できる構成を提案している。(2.3節)。しかし、増幅するモード数の増加に伴い、励起光を制御する手法のみではDMGの低減は困難となってくる。そこで、2.4節ではモード数の拡大に対応するためエルビウム添加分布の異なる2種類のEDFを縦続に接続することによる利得差低減手法を示し、EDF長の最適化によりモード間利得差の低い、10モードEDFAについて述べる。次に、2.5節では上記に述べた増幅用ファイバおよび励起光の制御によってDMGを低減する2つの手法とは異なるアプローチとして増幅器内で信号チャンネルをスクランブルし、信号強度を均等化することによってモード間利得差を低減する手法を提案する。

次に、2.6節ではモード多重用増幅器の広帯域化について述べる。石英系光ファイバを用いた伝送の大容量化を行う上で、L帯域(1565~1625 nm)は伝送損失の観点などから積極的に利用が検討されている帯域である。モード多重用L帯光増幅特有の増幅原理について述べ、L帯域におけるDMG低減の手法について提案を行う。

最後に、これまで述べてきた静的なモード間増幅特性だけではなく、動的な利得変動を抑制するために利得クランプ型モード多重用光増幅技術について述べる(2.7節)。

2.2 増幅原理

本節では、モード多重用光増幅器の増幅原理及びモード間利得差を低減するために有効となるパラメータについて説明を行う。

2.2.1 レート方程式

希土類添加光ファイバ増幅器は光ファイバ中に希土類イオンを添加した光ファイバを媒体に用いた増幅器である。光ファイバに励起光を入射し添加された希土類イオンの反転分布を構成することにより誘導放出を起こし、増幅用ファイバに入射された信号光を増幅する。そのため増幅用ファイバによって基底準位と励起準位のエネルギー差が異なるため、増幅可能な信号光帯域は異なり、図 2.2.1 に示すように S、C、L 帯においては Er^{3+} 、O 帯においては Pr^{3+} 、S もしくは U 帯域の信号光には Tm^{3+} を用いることで光増幅が実現できることが知られている。本論文ではシリカ系光ファイバにおいて低損失な伝送が実現できる C もしくは L 帯域にて広く用いられている Er^{3+} を添加した増幅用ファイバを用いて検討を進めていく。図 2.2.2 に Er^{3+} の 3 準位系のエネルギー準位図を示す。 Er^{3+} 添加ファイバ(EDF: Erbium doped fiber)の光増幅は $^4\text{I}_{13/2}$ 準位から基底準位 $^4\text{I}_{15/2}$ 準位への誘導放出により実現され、一般的に励起光の波長としては $0.98 \mu\text{m}$ 帯 ($^4\text{I}_{11/2}$) もしくは $1.48 \mu\text{m}$ 帯 ($^4\text{I}_{13/2}$) が現在用いられている。励起光として $0.98 \mu\text{m}$ ($^4\text{I}_{11/2}$) を用いた際は、 Er^{3+} は無輻射緩和により、 $^4\text{I}_{13/2}$ 準位に速やかに遷移し $^4\text{I}_{13/2}$ 準位- $^4\text{I}_{15/2}$ 準位間で反転分布を形成する。

Er^{3+} 添加光ファイバの増幅特性は、励起準位及び基底準位のイオン数を求めるためのレート方程及び、レート方程式から求められる利得係数と吸収係数を用いた伝搬方程式を解くことによって表すことが出来る[2.2]。 $0.98 \mu\text{m}$ 帯励起とした際のレート方程式は、各準位のイオン数 N_1 、 N_2 、 N_3 としたとき、式(2-1)-(2-4)で表すことが出来る。

$$\frac{dN_1}{dt} = -W_{13}N_1 + W_{31}N_3 + W_{21}N_2 - W_{12}N_1 + \frac{N_2}{\tau_2} \quad (2.1)$$

$$\frac{dN_2}{dt} = A_{32}N_3 - W_{21}N_2 + W_{12}N_1 - \frac{N_2}{\tau_2} \quad (2.2)$$

$$\frac{dN_3}{dt} = -A_{32}N_3 + W_{21}N_2 + W_{12}N_1 - \frac{N_3}{\tau_3} \quad (2.3)$$

$$\rho = N_1 + N_2 + N_3 \quad (2.4)$$

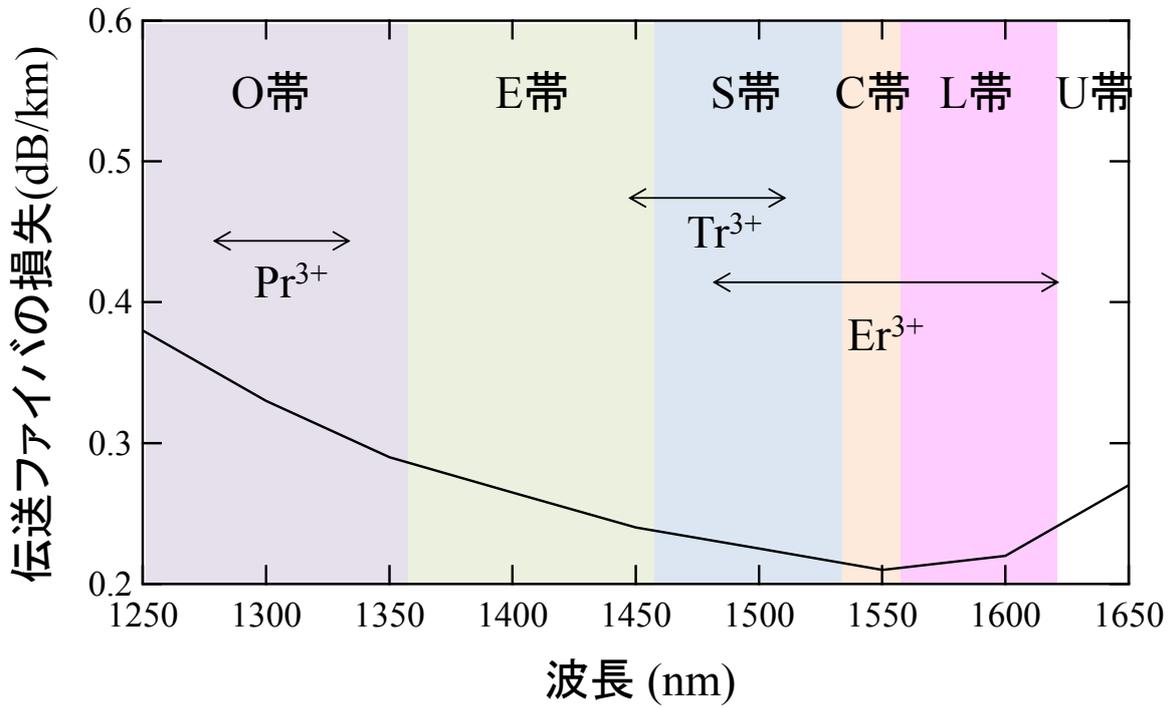


図 2.2.1 伝送用光ファイバの損失と希土類添加増幅器の帯域

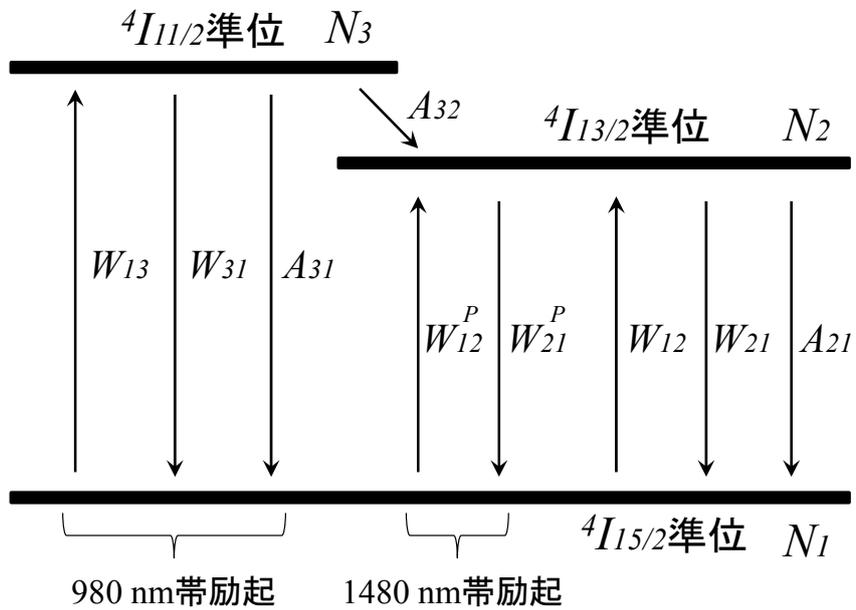


図 2.2.2 エルビウムのエネルギー準位図

ここで、 τ_2 、 τ_3 は ${}^4I_{13/2}$ 準位及び ${}^4I_{11/2}$ 準位の蛍光寿命、 A_{32} は ${}^4I_{11/2}$ 準位から ${}^4I_{13/2}$ 準位への無輻射遷移確率、 W_{ab} は a 準位から b 準位への遷移確率を示しており、励起光の吸収、誘導放出による遷移確率 $W_{13,31}$ 及び信号光の吸収、誘導放出による遷移確率 $W_{12,21}$ は、

$$W_{13,31} = \frac{\sigma_{a,e}^p(\nu_P)}{h\nu_P} \cdot (P_{P,j}^+(\nu_P, z) + P_{P,j}^-(\nu_P, z)) \cdot \Psi_{P,j}(\nu_P, r, \theta) \quad (2.5)$$

$$W_{12,21} = \int \frac{\sigma_{a,e}^s(\nu_S)}{h\nu_S} \cdot (P_{S,i}^+(\nu_S, z) + P_{S,i}^-(\nu_S, z)) \cdot \Psi_{S,i}(\nu_S, r, \theta) d\nu \quad (2.6)$$

と表せる。 $\sigma_{a,e}^p$ 、 $\sigma_{a,e}^s$ はそれぞれ信号光及び励起光における吸収断面積および放出断面積、 ν_P 、 ν_S は励起光および信号光の周波数、 h はプランク定数、 Ψ_P 、 Ψ_S は励起光及び信号光の規格化電界分布、添え字の i 、 j は信号光及び励起光の i -th、 j -th モードを表す。

N_1 、 N_2 、 N_3 に対するレート方程式から、定常状態における ${}^4I_{15/2}$ 準位及び ${}^4I_{13/2}$ 準位の N_1 、 N_2 は ${}^4I_{11/2}$ 準位へ励起された Er^{3+} イオンが ${}^4I_{13/2}$ 準位に瞬時に緩和することから、 $N_3=0$ 及び $\rho = N_1 + N_2$ を仮定すると、

$$N_1 = \rho \frac{1+W_{21}\tau_2}{1+W_{13}\tau_2+(W_{12}+W_{21})\tau_2} \quad (2.7)$$

$$N_2 = \rho \frac{W_{13}\tau_2+W_{12}\tau_2}{1+W_{13}\tau_2+(W_{12}+W_{21})\tau_2} \quad (2.8)$$

と表せる。1.48 μm 帯励起に関するレート方程式は(2.5)に示す $W_{13,31}$ を 0 にすると共に、 $A_{32}=0$ 、 $N_3=0$ とすることによって記述し直すことが出来る。

式(2.7)、(2.8)より EDF 断面内における信号光、自然放出光(ASE: Amplified spontaneous emission)の利得係数 $\gamma_e'(\nu_s, r, \theta)$ 、吸収係数 $\gamma_a'(\nu_s, r, \theta)$ 及び励起光の吸収係数 $\gamma_p'(\nu_P, r, \theta)$ は 0.98 μm 及び 1.48 μm 帯励起において同一に、

$$\gamma_e'(\nu_s, r, \theta) = \sigma_e^s(\nu_s)N_2(r, \theta) = \rho\sigma_e^s(\nu_s) \frac{R^*\tau_2+W_{12}\tau_2}{1+R^*\tau_2(1+1/s(\nu_P))+(W_{12}+W_{21})\tau_2}$$

(2.9)

$$\gamma'_a(\nu_s, r, \theta) = \sigma_a^S(\nu_s) N_1(r, \theta) = \rho \sigma_a^S(\nu_s) \frac{1+R^* \tau_2 / s(\nu_P) + W_{21} \tau_2}{1+R^* \tau_2 (1+1/s(\nu_P)) + (W_{12} + W_{21}) \tau_2}$$

(2.10)

$$\gamma'_p(\nu_P, r, \theta) = \sigma_a^P(\nu_P) N_1(r, \theta) = \rho \sigma_a^P(\nu_P) \frac{1+R^* \tau_2 / s(\nu_P) + W_{21} \tau_2}{1+R^* \tau_2 (1+1/s(\nu_P)) + (W_{12} + W_{21}) \tau_2}$$

(2.11)

$$R^* = W_{13} = \frac{\sigma_a^P(\nu_P)}{h\nu_P} P_P(\nu_P, z) \Psi_{P,i}(\nu_P, r, \theta) \quad (0.98 \mu\text{m pump}) \quad (2.12)$$

$$= W_{12}^P = \frac{\sigma_a^P(\nu_P)}{h\nu_P} P_P(\nu_P, z) \Psi_{P,i}(\nu_P, r, \theta) \quad (1.48 \mu\text{m pump}) \quad (2.13)$$

と表せる。0.98 μm 励起においては $\sigma_e^P(\nu_P) > \sigma_a^P(\nu_P)$ となるため式(2.9)-(2.11)における $\sigma(\nu_P)=0$ となる。また、EDFの単位長さ辺りの信号光、ASEの利得係数 $\gamma_e(z, \nu)$ 、吸収係数 $\gamma_a(z, \nu)$ 及び励起光の吸収係数 $\gamma_P(z, \nu)$ は、ファイバ中を伝搬する信号光、ASE及び励起光の規格化電界分布 $\Psi_{P,s,j,i}$ 、 $\gamma'_e(\nu_s, r, \theta)$ 、 $\gamma'_a(\nu_s, r, \theta)$ 、 $\gamma'_P(\nu_P, r, \theta)$ のファイバ断面内での重なり積分により、

$$\gamma_e(z, \nu) = \iint \gamma'_e(z, \nu, r, \theta) \Psi_{s,j}(\nu_P, r, \theta) r dr d\theta \quad (2.14)$$

$$\gamma_a(z, \nu) = \iint \gamma'_a(z, \nu, r, \theta) \Psi_{s,j}(\nu_P, r, \theta) r dr d\theta \quad (2.15)$$

$$\gamma_P(z, \nu_P) = \iint \gamma'_P(z, \nu, r, \theta) \Psi_{P,i}(\nu_P, r, \theta) r dr d\theta \quad (2.16)$$

と表せる。

2.2.2 伝搬方程式

EDFの軸方向に伝搬する信号光、ASE及び励起光はEDFの単位長さ辺りの信号光、ASEの利得係数 $\gamma_e(z, \nu)$ 、吸収係数 $\gamma_a(z, \nu)$ 及び励起光の吸収係数 $\gamma_P(z, \nu)$ を用いて、

$$\begin{aligned}
\frac{dP_S^\pm(z, \nu)}{dz} &= \pm(\gamma_e(z, \nu) - \gamma_a(z, \nu) - \alpha_{Loss})P_S^\pm(z, \nu) \pm P_0\gamma_e(z, \nu) \\
&= \\
&(\pm[\iint(\sigma_e^S(\nu)N_2(r, \theta, z) - \sigma_a^S(\nu)N_1(r, \theta, z))\Psi_{S,i}(\nu, r, \theta)rdrd\theta - \alpha_{Loss}(\nu)]P_S^\pm(z, \nu) \pm \\
&P_0\gamma_e(z, \nu)) \quad (2.17)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dP_P^\pm(z)}{dz} &= \mp(\gamma_P(z, \nu_P) - \alpha_{Loss})P_P^\pm(z, \nu) \\
&= (\mp[\iint(\sigma_a^P(\nu)N_1(r, \theta, z) \cdot \Psi_{P,i}(\nu, r, \theta)rdrd\theta - \alpha_{Loss}(\nu)]P_P^\pm(z, \nu)) \quad (2.18)
\end{aligned}$$

と表せる。 α_{Loss} はEDFの Er^{3+} の吸収を含まない背景損失、 P_0 はEDF内で発生する単位周波数当たりのASEの発生を記述する定数である。式(2.17)より信号光の各モードの利得特性の違いは、 $N_2(r, \theta, z)$ と $\Psi_{S,i}$ の重なり大きさによって生じることが確認出来る。また、 N_2 は、 Er^{3+} のEDF断面内 (r, θ) の添加濃度だけでなく、(2.12)、(2.13)に示す通り、励起強度の電界分布 $\Psi_{P,j}$ にも依存していることが分かる。これらのことから、モード多重用光増幅器において、

- ・ Er^{3+} 添加ファイバに入射する信号光の電界分布
- ・ Er^{3+} 添加ファイバに入射する励起光の電界分布
- ・ Er^{3+} 添加ファイバに添加する Er^{3+} 添加濃度の形状

がモード間の利得差を低減する上で重要なパラメータとなることが分かった。

2.3 励起光モード変換型利得制御技術

マルチモード長距離伝送を行うに当たってモード毎に異なるモード依存損失 (DMA: Differential mode attenuation)が発生することを考慮する必要がある。MDLは伝送路中のマルチモード光増幅器 (Multimode fiber amplifier, MM-EDFA) においてモード毎に利得差 (Differential mode gain, DMG) により補償することが出来る。2.2節で述べたとおり、DMGの低減を実現する上では、高次モードに変換した励起光をEDFに入射する手法は有効となる。しかしながら、これまでの手法ではモード毎の利得調整を行うためにファイバ面内の Er^{3+} 添加分布を複雑な形状にする必要や軸ずれや位相マスクを用いるなどMM-EDFAの構成を複雑にする必要がある。また、文献[2.3], [2.4]にあるように、現状報告されているMM-EDFAにおいて信号光と励起光の合波器は空間光学素子が用いられているものが主流であり、製造する上でDMAやモード間XTを考慮した精度の高いアライメント技術が必須になる。そこで本節では信号光、励起光の合波器としてPLC型合波器の設計、作製を行い、励起光のモード変換器としてLPGを用いる構成について提案する。機械的なLPGを用いて光ファイバへの応力を制御することによって2-LPモードEDFAを用いてモード間利得差の制御を行ったので報告する。図2.3.1に提案する光増幅器の概要図を示す。信号光・励起光を合波後に励起光用モード変換器を設置することによって所望の励起光のモードをEDFに入射することが可能になる。

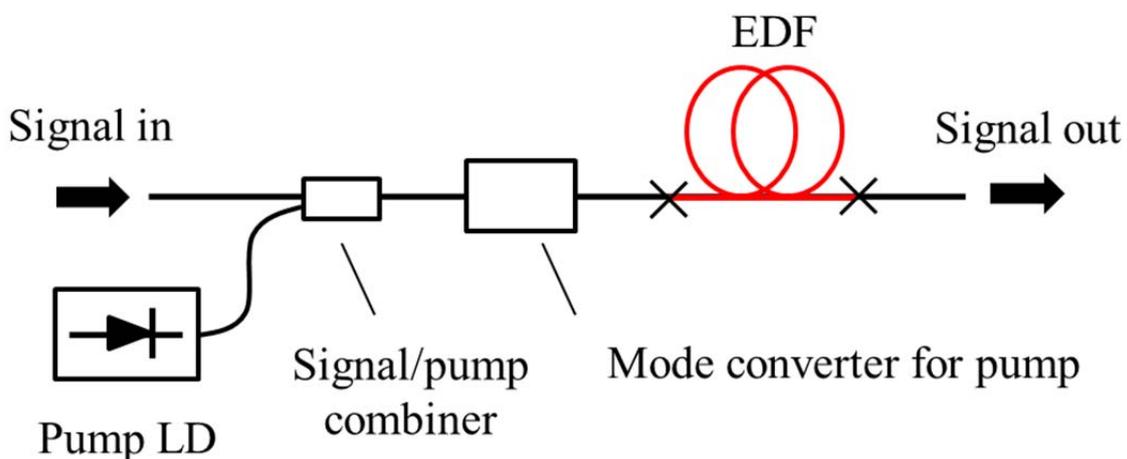


図 2.3.1 提案する光増幅器の構成

2.3.1 PLC 型合波器の設計及び試作

図2.3.2 (a)に設計する信号光・合波用PLCの概略図、(b)にPLCの断面図を示す。本PLCに求められる特性としてはport1より入射されるLP₀₁、LP₁₁モードの信号光 (C帯) とport2より入射される励起光 (980 nm) が高い透過率および結合効率でport3より出射されることが求められる。本PLC は導波路1と導波路2の非対称な導波路からなっており、所望の特性を得るためそれぞれの導波路幅 w_1 と w_2 、導波路の高さ h 、導波路1と導波路2の結合長 L 、導波路間隔 G の各パラメータを用いた設計を行う。非対称導波路においては上記パラメータを最適に設計することで導波路1と導波路2を伝搬するモードの実効屈折率の整合がとれることが知られている[2.5]。2つのモードの実効屈折率が一致した状態で平行導波路を形成すると異なるモード間でモード結合が生じる。本PLCを設計するに当たり、port2より入射した励起光のLP₀₁モードはLP₁₁モードとしてport3より出射されるように設計を行うこととする。

これは、励起光をLP₁₁モードとすることでLP₀₁モードとLP₁₁モードの利得差が小さくなることが知られているためである。また非対称導波路とすることで導波路1に入射された信号光のLP₀₁モードは導波路2への結合量は小さくなるため設計が容易となる。図2.3.3に導波路の Δ を0.45%とし、高さを導波路2の幅と等しく $h=9\ \mu\text{m}$ と設定した場合の導波路の幅に対するLP₀₁モードとLP₁₁モードの実効屈折率の変化を示す。9.0 μm に導波路2の幅を設定すると導波路1の幅を20.4 μm に設定すると導波路1のLP₁₁モードと導波路2のLP₀₁モードの実効屈折率が一致することがわかる。

次に、信号光、励起光共にport3への出射される割合を大きくするため、相互作用長 L_2 の最適値について示す。図2.3.4に $L_1=2.5\ \mu\text{m}$ としたときの1550 nm光(LP₁₁モード)と980 nm光の透過および結合効率の L_2 依存性を示す。このとき導波路1を伝搬するLP₀₁モード(1550 nm)は導波路2との実効屈折率が整合しないことから-20 dB以下の結合量となるため、ここではLP₁₁モードのみ記載している。信号光と励起光の強度は L_2 によって周期的に振動していることが分かり、本計算領域においては $L_2=7600\ \mu\text{m}$ にて共に高効率な結合を実現することがわかる。最適な結合長は L_1 の値によって異なるため、最適な相互作用長は設計時に L_1 の値に応じて適切に設計することが重要となる。

図 2.3.5 に上記設計時における信号波長(C 帯域)と LP₀₁ 及び LP₁₁ モードの結合効率の関係を示す。本計算結果から、両モードの結合効率は 87 %以上を実現できることを確認した。

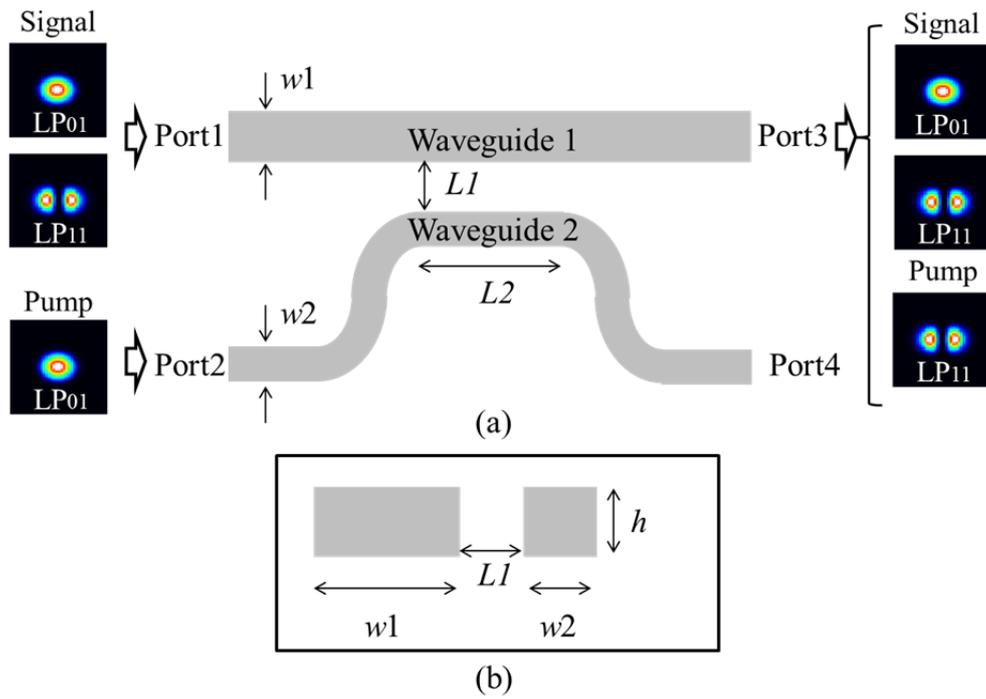


図 2.3.2 (a)PLC 型合分波器の概要図及び(b)断面図

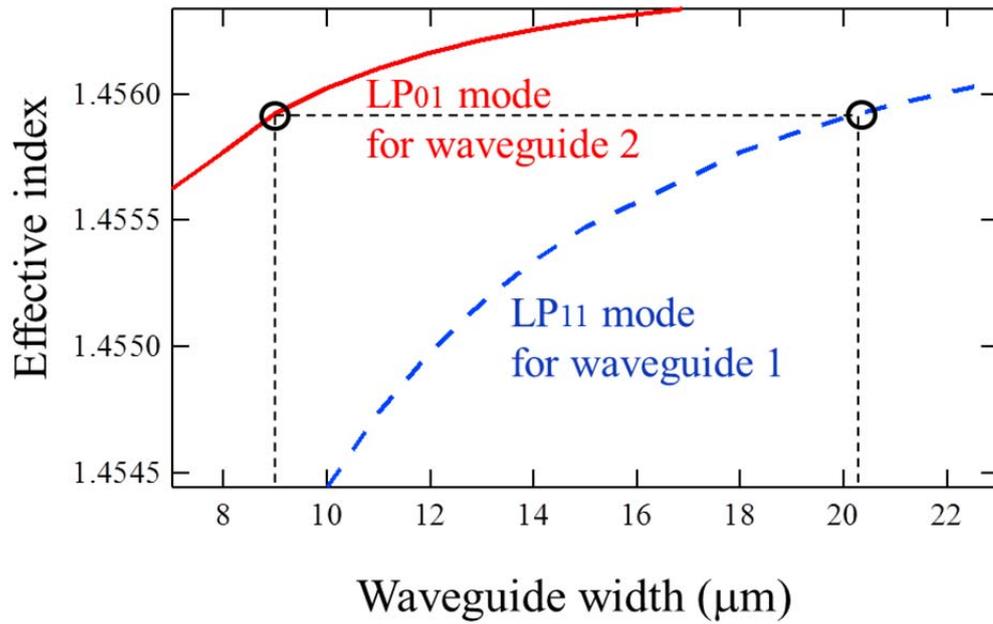


図 2.2.3 FIR フィルタの構成

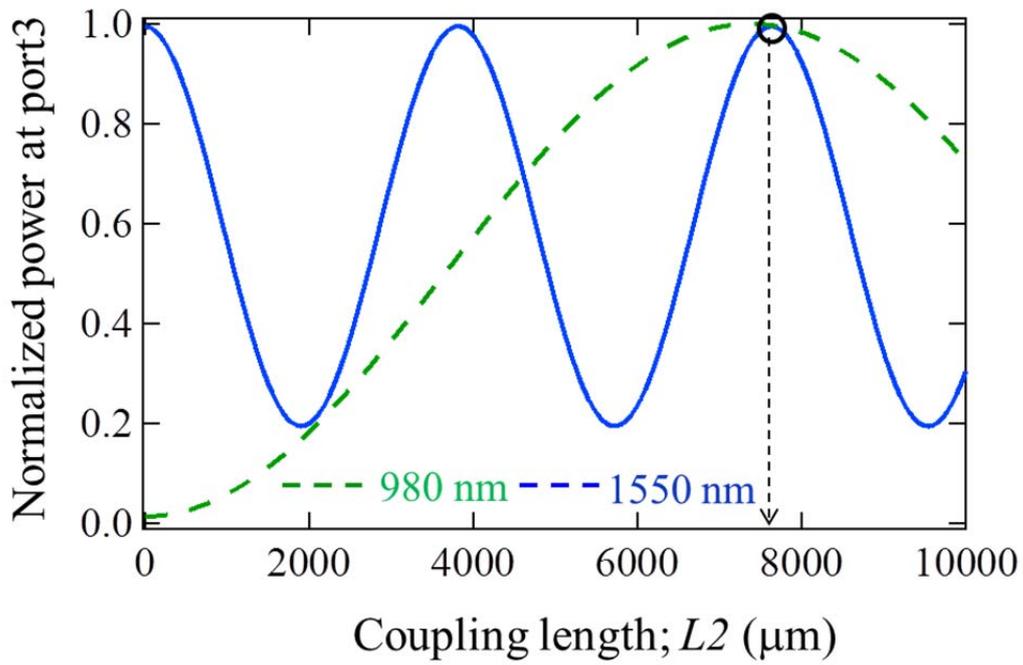


図 2.3.4 波長 980 nm 及び 1550 nm における光結合量と L_2 の関係

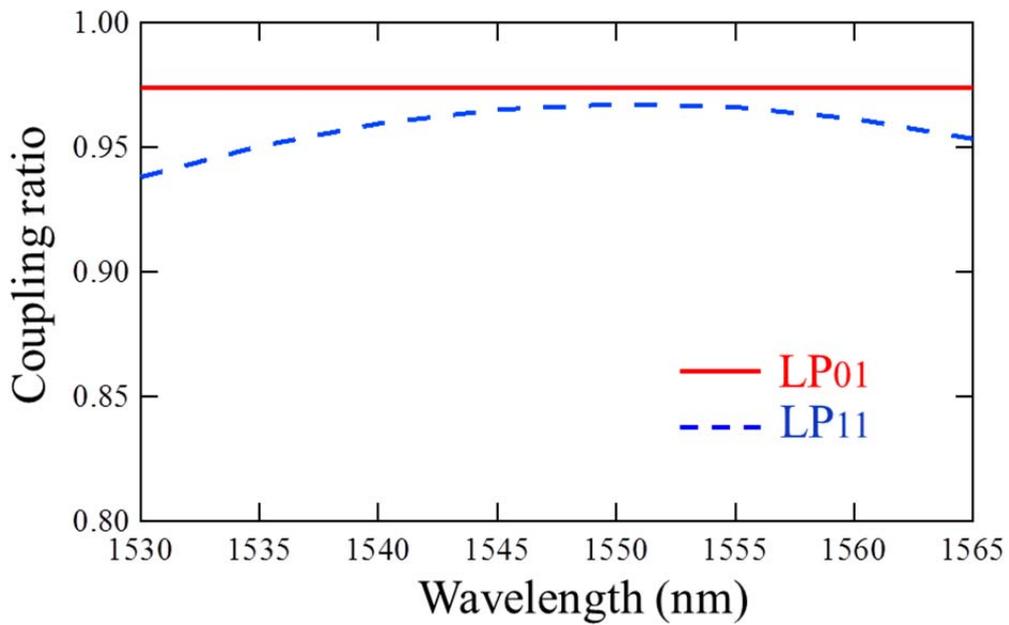


図 2.3.5 波長 980 nm 及び 1550 nm における光結合量と L_2 の関係

次に、設計した 2LP モード信号光・励起光用合波器の試作について述べる。表 2.1 に試作した PLC 型導波路のパラメータを示す。

表 2.1 試作した導波路のパラメータ

	$w1$	$w2$	$L1$	$L2$	h	Δ
値	20.4 μm	9.0 μm	2.0 μm	7600 μm	9.0 μm	0.45 %

作製した PLC 導波路の両端には、導波路に光を入射及び出射するための光ファイバを接続した。Port1、3 には C 帯域にて 2LP モード動作となるコア直径 14 μm のステップインデックスファイバを接続し、Port2、4 には標準的なシングルモードファイバを接続した。本合波器の特性として、信号光 LP₀₁ 及び LP₁₁ モードの挿入損失と励起光 980 nm の結合損失の評価を行った。信号光における損失評価結果を図 2.3.6 に示す。C 帯域における波長依存性は 0.3 dB 以下となっており、LP₀₁ モード及び LP₁₁ モードの平均挿入損失はそれぞれ 1.2 dB、1.8 dB であった。この挿入損失には接続点における光ファイバとの MFD 不整合損失も含まれており、MFD 不整合を低減するような導波路設計を行う事で更なる低減が可能になると考えられる。励起光についても同様の評価を行い結合損失は 1.5 dB であることを確認した。

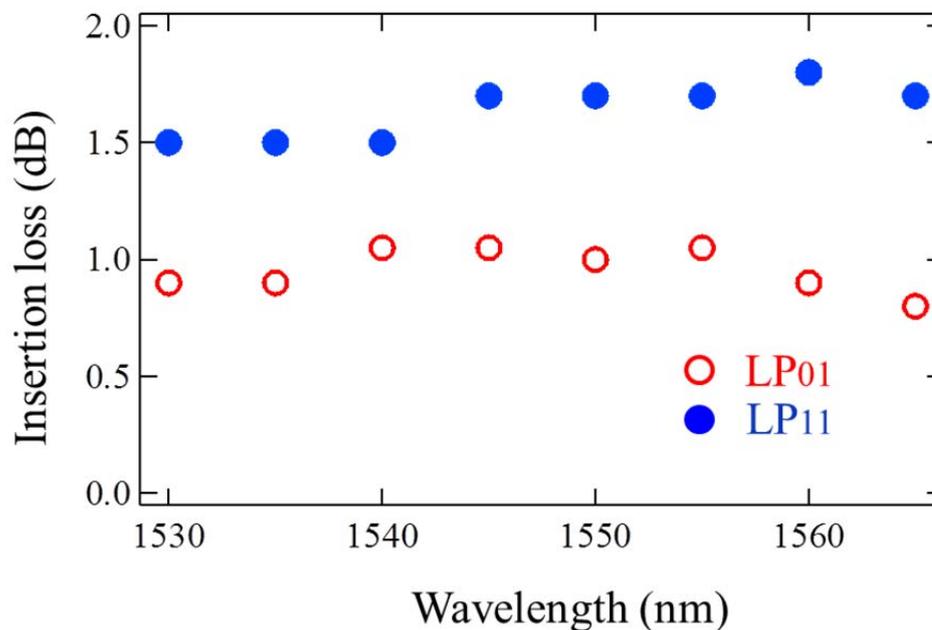


図 2.3.6 作製した合波用カプラの LP01 及び LP11 モードの挿入損失

2.3.2 LPG を用いた励起光のモード変換

本節では、DMG を制御するために LPG を用いた励起光のモード変換技術について述べる。LPG を用いたモード変換器の構成を図 2.3.7 に示す。本変換器は信号光、励起光の合波後、EDF への入射前に設置される。本構成では励起光のモード変換に LPG を用いており、LPG の特性として、信号光への損失やモード間クロストーク (XT) の影響を抑制し、励起光に対しては高いモード変換効率を有するすることが求められる。このような特性を満たす LPG の設計手法を以下に示す。本検討で LPG は応力付与型としておりモード変換に必要な周期を有するグレーティング板を光ファイバに押し付けることで作製している。応力を調整することでモード励振比率を調整することが可能となる。今回光増幅器に用いた合波器の信号光 LP₀₁、LP₁₁ モードにおける透過損失は、LP₀₁ において 1.2 dB 以下、LP₁₁ モードにおいて 1.8 dB 以下であり、LP₀₁ モードに比べ LP₁₁ モードの損失が大きくなっている。そのため DMG を低減するためには LP₁₁ モードの利得を LP₀₁ モードより大きくすることが求められる。表 1 に λ_s=1550 nm の信号光(LP₀₁、LP₁₁ モード)と λ_p=980 nm の励起光(LP₀₁,LP₁₁,LP₂₁ モード)の重なり積分を計算した結果を示す。信号光と励起光の重なり積分 $f_{n,m}$ は、

$$f_{n,m} = \frac{\iint_{-\infty}^{+\infty} S_n(x,y)P_m(x,y)dxdy}{\iint_{-\infty}^{+\infty} S_n(x,y)dxdy \iint_{-\infty}^{+\infty} P_m(x,y)dxdy} \quad (2.19)$$

で表せる。ここで、 $S_n(x,y)$ は信号光の強度分布 $P_m(x,y)$ は励起光の強度分布である。

表 2.2 信号光と励起光の重なり積分の大きさ $f_{n,m}$

		Pump mode		
		LP ₀₁	LP ₁₁	LP ₂₁
Signal mode	x 10 ⁹ /m ²	LP ₀₁	LP ₁₁	LP ₂₁
	LP ₀₁	8.71	6.22	4.73
	LP ₁₁	4.91	5.66	5.45

表 2.2 より信号光 LP₁₁ モードが LP₀₁ モードよりより大きな利得を得るには励起光(980 nm)LP₂₁ モードを用いることが有効であることが分かる。今回用いる励起光合波用カップラは入射した励起光 LP₀₁ モードを LP₁₁ モードへ変換し合波する特性を有している。そのため LPG を用いた励起光のモード変換は LP₁₁ モードから LP₂₁ モード間を前提として検討する。励起光のモード変換に必要なグレーティング周期は

$$\Lambda_p = \frac{\lambda_p}{|n_{e11} - n_{e21}|} \quad (2.20)$$

から求めることが出来る[2.6]。ここで Λ_p はグレーティング間隔、 n_{e11} 、 n_{e21} はそれぞれ LP_{11} モードと LP_{21} モードの実効屈折率である。信号光 LP_{01} 、 LP_{11} モード間にてモード変換されるグレーティング周期を λ_{res} とすると $|\Lambda_p - \Lambda_{res}| = 0$ となる領域が信号帯域と重なると信号光に対してXTが生じてしまう。そこで、信号光に影響を与えないためのファイバ設計を明らかにするため、図2.3.8に信号帯域C、L帯(1530、1565、1625 nm)の $|\Lambda_p - \Lambda_{res}| = 0$ となる領域(コア構造はステップインデックス型としコア半径を a 、比屈折率差を Δ とおいた)を示す。C、L帯を信号帯域として用いる場合、図2.3.8の線間に示すパラメータのファイバはLPGとして用いることが出来ない。さらにLPGによって結合する波長 λ_{res} を中心に帯域幅 $\Delta\lambda$ を有するため $|\Lambda_p - \Lambda_{res}| = 0$ から外れている領域においても $\Delta\lambda$ が信号帯域に重ならないよう考慮する必要がある。 $\Delta\lambda$ は、

$$\Delta\lambda = \frac{0.80 \cdot \lambda_s^2}{c \cdot \text{DMD} \cdot L} \quad (2.19)$$

と表すことが出来る[2.7]。 c は真空中の光速、DMDはモード群遅延差、 L はグレーティング長である。図2.3.9に $\lambda_s = 1550$ nmにおける $\Delta\lambda$ の計算結果を示す。ここで L は3 cmとしている。等高線は $\Delta\lambda[\text{nm}]$ を表しており、光ファイバのパラメータにより異なるため、LPGを作製する光ファイバは λ_{res} および $\Delta\lambda$ が信号帯域に重ならないように選択する必要がある。次に実験的に信号光へ影響を与えない励起光のモード変換について検証した。図2.3.10に(a)励起モードの励振比率および(b)LPGが信号光へ与える影響を評価するための測定系を示す。本検討ではLPGを作製する光ファイバとしてファイバA(a ; 6.0 μm , Δ ; 0.5 %)及びファイバB(a ; 7.0 μm , Δ ; 0.7 %)を用いた。LPGによる励起光 LP_{11} 、 LP_{21} モード間の変換比率を評価するためインパルス応答評価を行った。モード毎に分離して光パルスを観測するため、パルス幅100 psの光パルスを光ファイバに入射し3 km伝搬させ評価を行った。光ファイバを伝搬後のパルス波形を図2.3.11に示す。図中のパルスは左から順に LP_{11} 、 LP_{21} モードを示しており、ファイバAに対してLPGによる(a)応力なし、(b)応力あり、ファイバBに対してLPGによる(a)応力なし、(b)応力あり、の測定結果をそれぞれ示している。ファイバA、B共にLPGによって励振比率 LP_{21}/LP_{11} は-9 dBから+6 dBの間で制御されていることがわかる。図中に(a)および(b)におけるニアフィールドパターン(NFP)を併せて示す。それぞれの励振状態においてそれぞれ LP_{11} 、 LP_{21} モードが励振されている

ことが確認できる。次に、図2.3.10(b)の系を用いて信号光のXTについて評価を行う。広帯域光源からの光(LP₀₁モード)は、LPGを通過した後、スペクトラムアナライザ(OSA: Optical spectrum analyzer)を用いて評価する。ここで、OSAの前にシングルモードファイバを用いて高次モードを除去することで、LPGによりモード変換がある場合、高次モード成分は損失として評価することが出来る。本測定を用いることでLP₁₁モードをLP₀₁モードに比べ25 dB以上減衰させることが出来る。図2.3.12にファイバAを用いたときの波長1400~1650 nmにおける測定結果を示す。波長1630 nmを中心にLPGによるモード変換が確認出来、モード変換の裾が信号帯域(C帯域)に重なっていることから信号特性へも影響を与えることが考えられる。図2.3.13にファイバBを用いたときの波長1400~1650 nmにおける測定結果を示す。波長1430 nm付近にLPGによるモード変換を確認できるが、信号光帯域(C、L帯)でのモード変換は確認出来ず影響を抑制できることを確認した。次にファイバBを用いてモード変換時に、LPGの利用が損失に与える影響の評価を行った。図2.3.14にファイバにグレーティング板を押し当てる強度を0~15 Nまで変えたときの測定結果を示す。LP₀₁、LP₁₁モードのLPGによる損失は0.2 dB以下であることを確認した。ここでLP₁₁モードの方がLP₀₁モードに比べ高い過剰損失が発生していることが確認出来る。これはLP₁₁モードがLP₀₁モードに対して閉じ込めが弱いためグレーティング板押し当てによるファイバへの側圧によって光が漏れやすかったためと考えられる

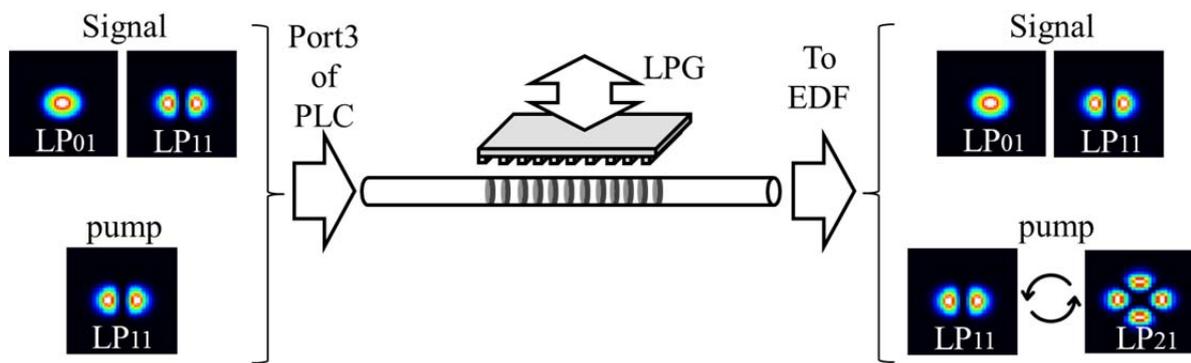


図 2.3.7 LPG を用いたモード変換器の概略図

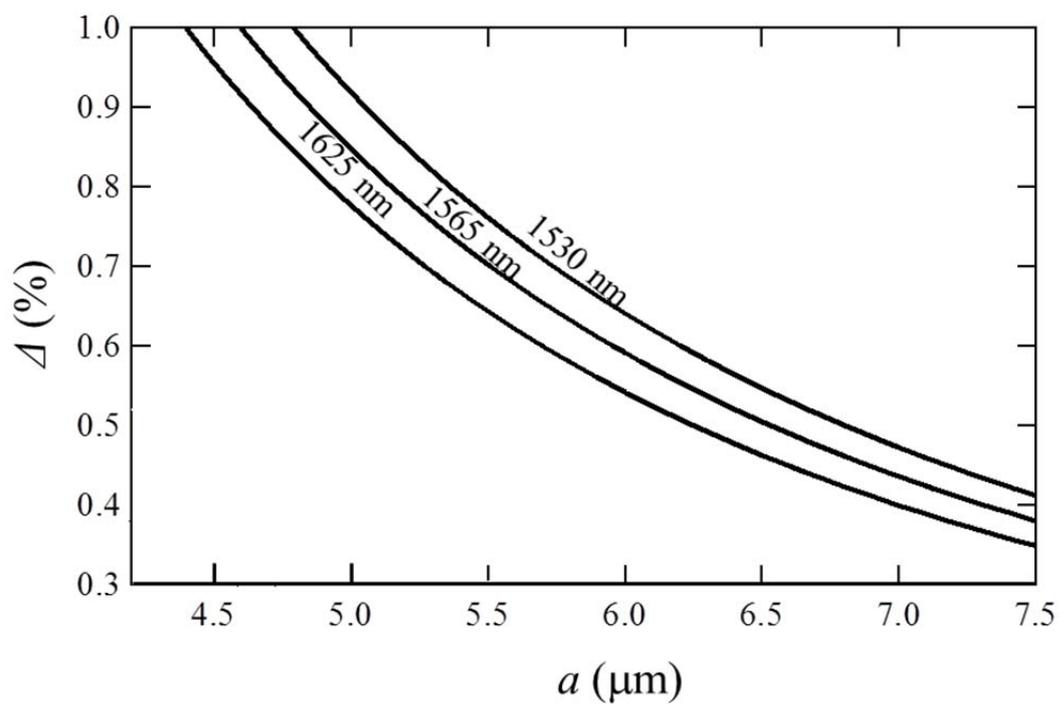


図 2.3.8 ファイバパラメータと信号帯域 C、L 帯(1530、1565、1625 nm)の $|\Lambda_p - \Lambda_{res}| = 0$ となる領域の関係

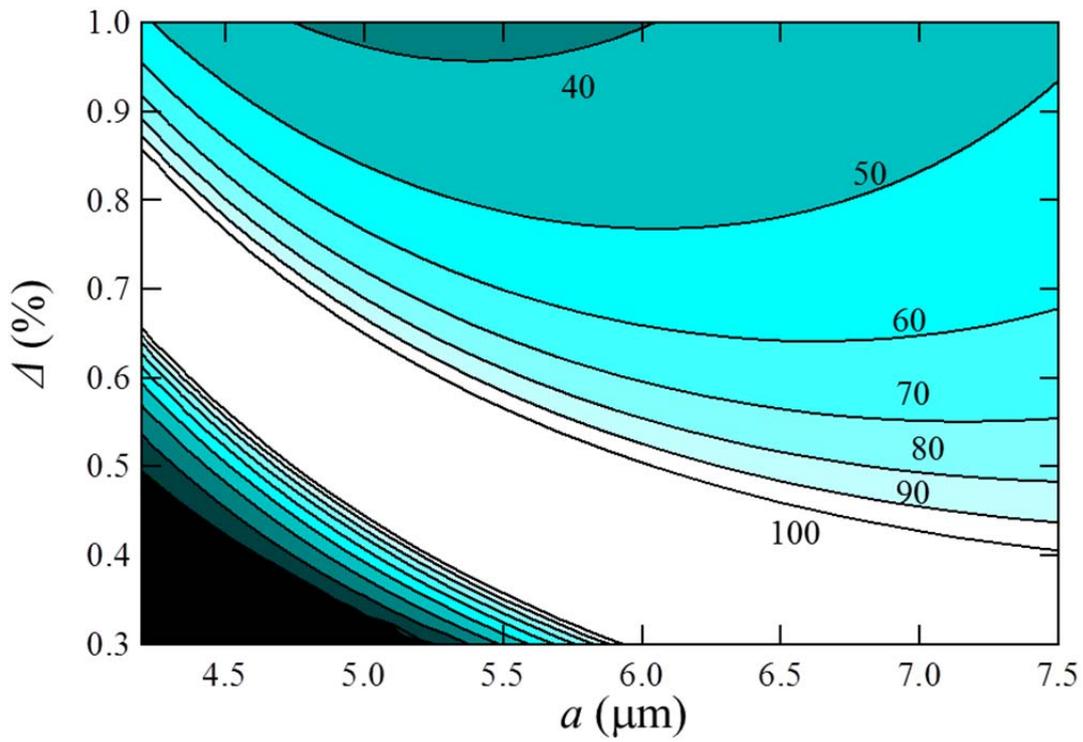


図 2.3.9 $\lambda_s = 1550 \text{ nm}$ における $\Delta\lambda$ の計算結果

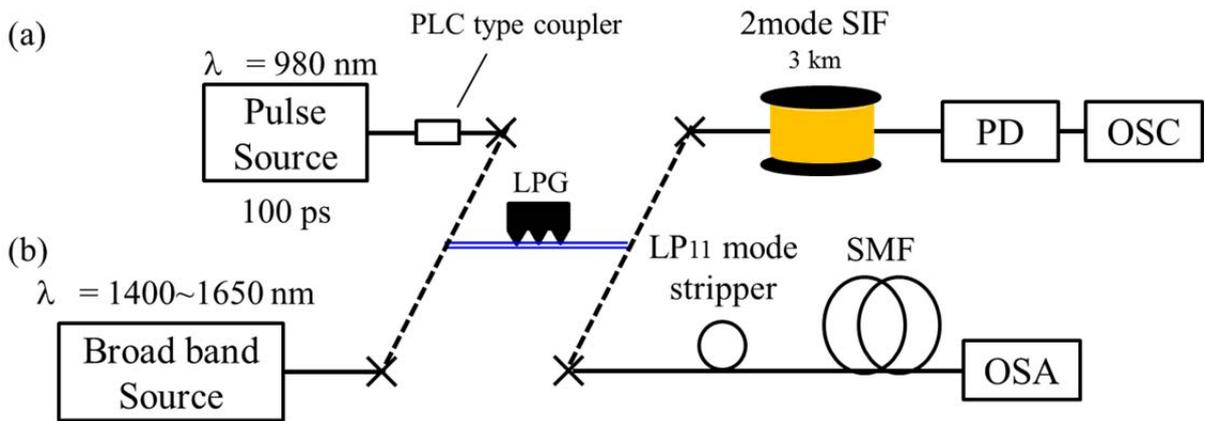


図 2.3.10 励起光 LP_{11} 、 LP_{21} モード間の変換比率(b)信号光のモード間クロストーク量を評価するためのインパルス応答測定系

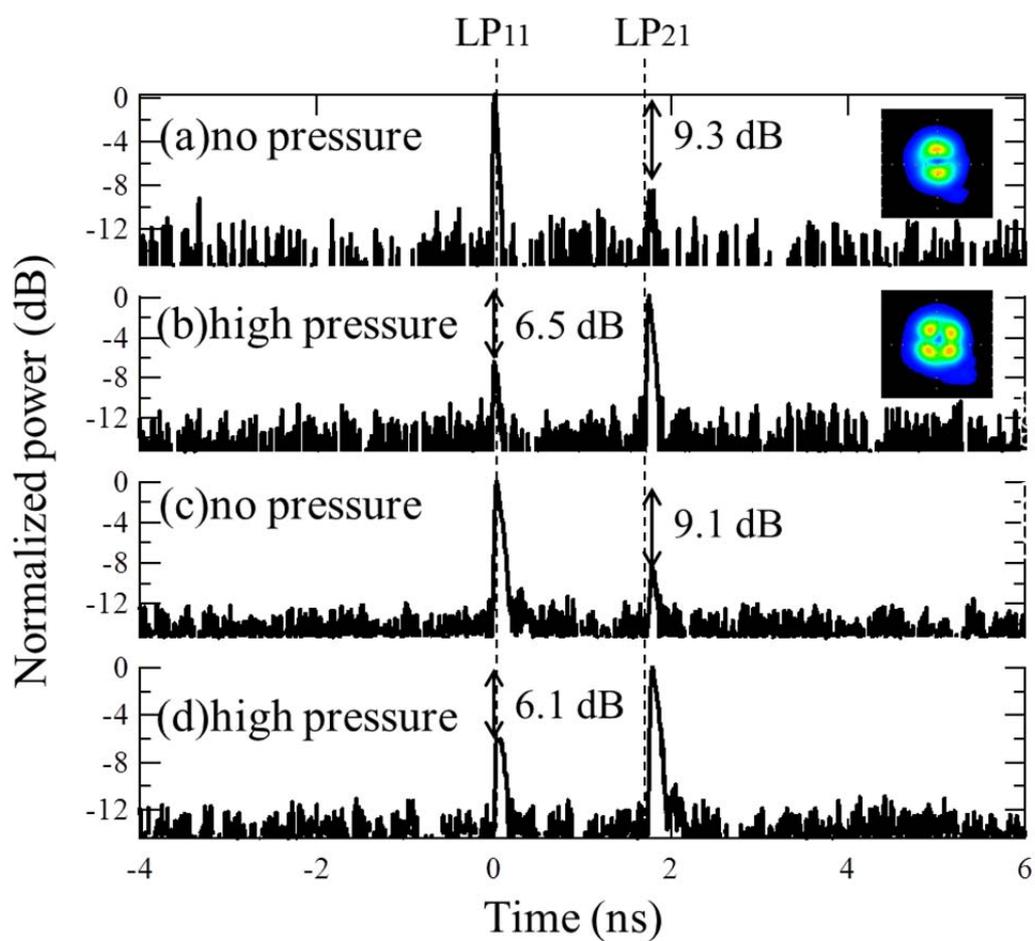


図 2.3.11 インパルス応答による励振比率測定結果。LPG としてファイバ A を用いたときの(a)押し当て無、(b)押し当て有、ファイバ B を用いたときの(a)押し当て無、(b)押し当て有、の測定結果

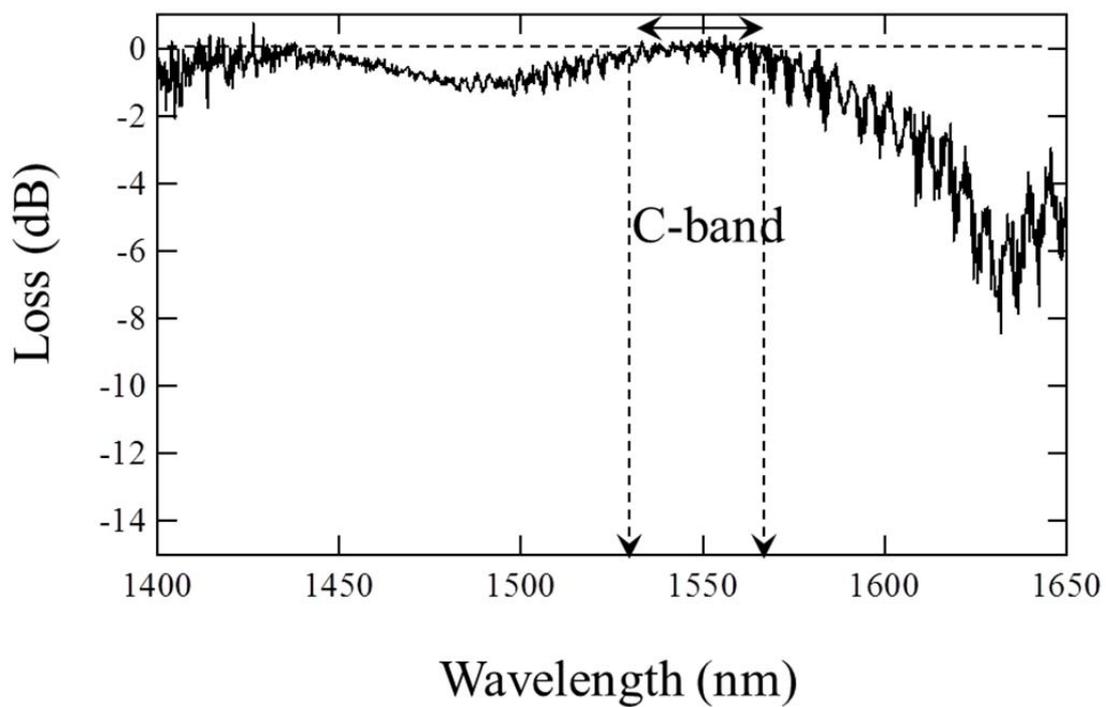


図 2.3.12 ファイバ A を用いたときの波長 1400~1650 nm の損失スペクトル

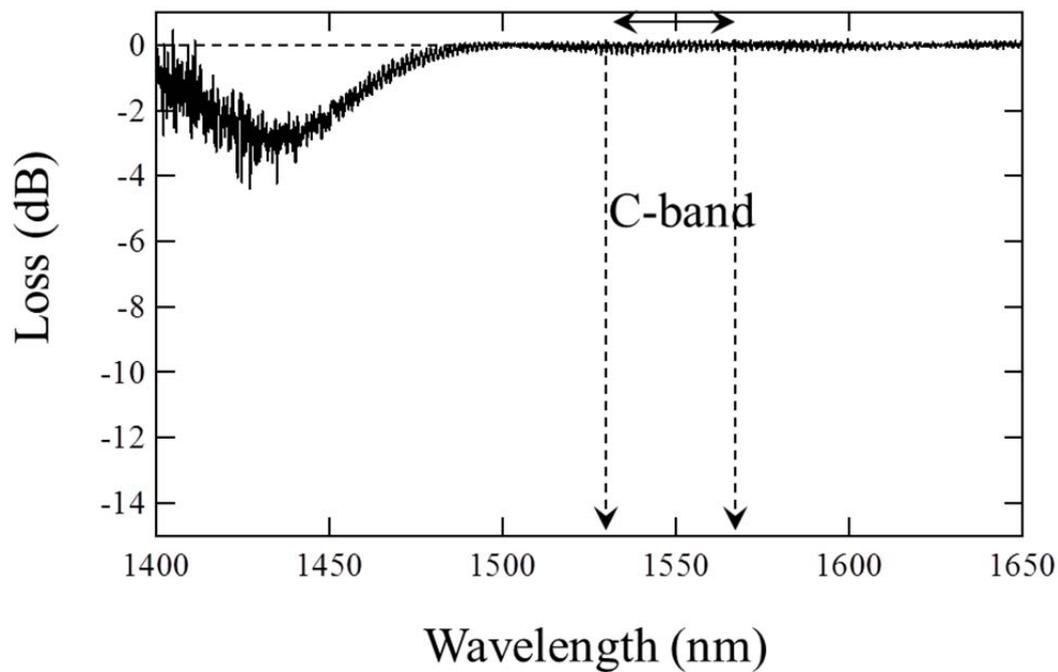


図 2.3.13 ファイバ B を用いたときの波長 1400~1650 nm の損失スペクトル

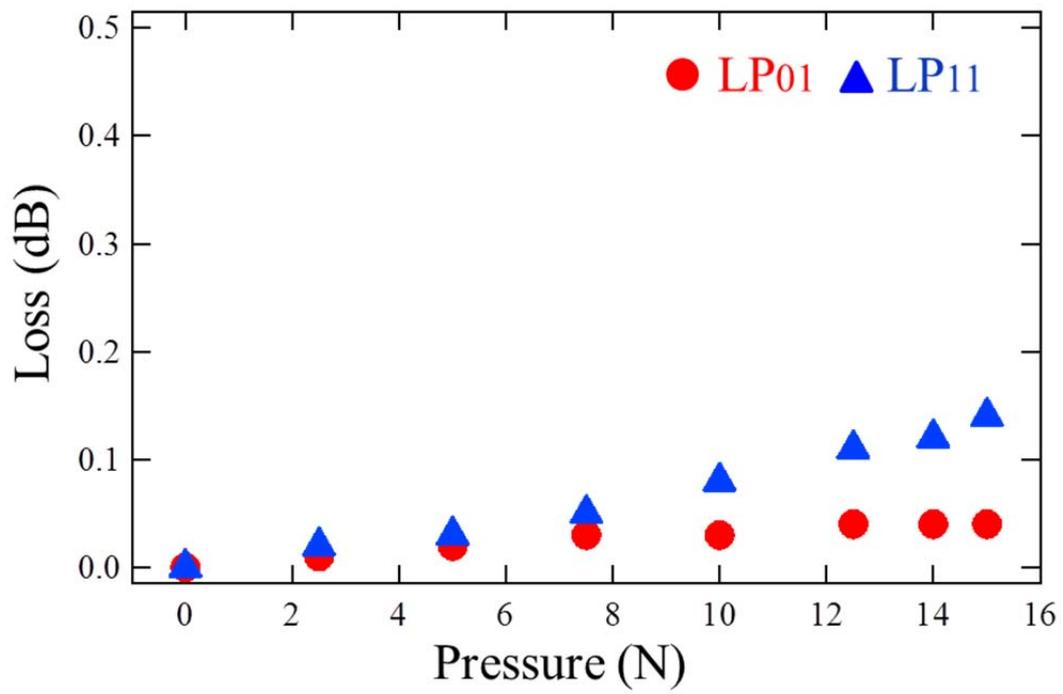


図 2.3.14 各モードの過剰損失と LPG 応力の関係

2.3.3 伝搬モードの利得測定

本節では C-帯における光増幅特性の評価を行う。今回評価に用いた光増幅器の評価系を図 2.3.15(a)に示す。信号光は 1530~1565 nm に 5 nm 間隔で配置した。合波された信号は 3 つへ分波されモード変換器の LP₀₁、LP_{11a} 及び LP_{11b} ポートへ入射される。モード合波された信号光は 980 nm の励起光と合波された後、励起用 EDF へ入射される。本検討で用いた EDF の屈折率差分布を図 2.3.15(b)に示す。Er³⁺添加分布は電子線マイクロアナライザ(EPMA)を用いて測定し、屈折率分布に準じたステップ形状であることを確認している。EDFにて増幅された信号光は LP₀₁、LP₁₁ モードについて各々の利得を評価するため、モード分波器(M-DEMUX)によりモード分離された後、OSA を用いて評価を行った。本検討ではモード合分波器は位相マスク及びビームスプリッタにて構成された空間光学型を用いており、消光比特性を表 2.3 に示す。ここでは縮退している LP_{11ab} モードに関しては 1 つのモードとして評価している。

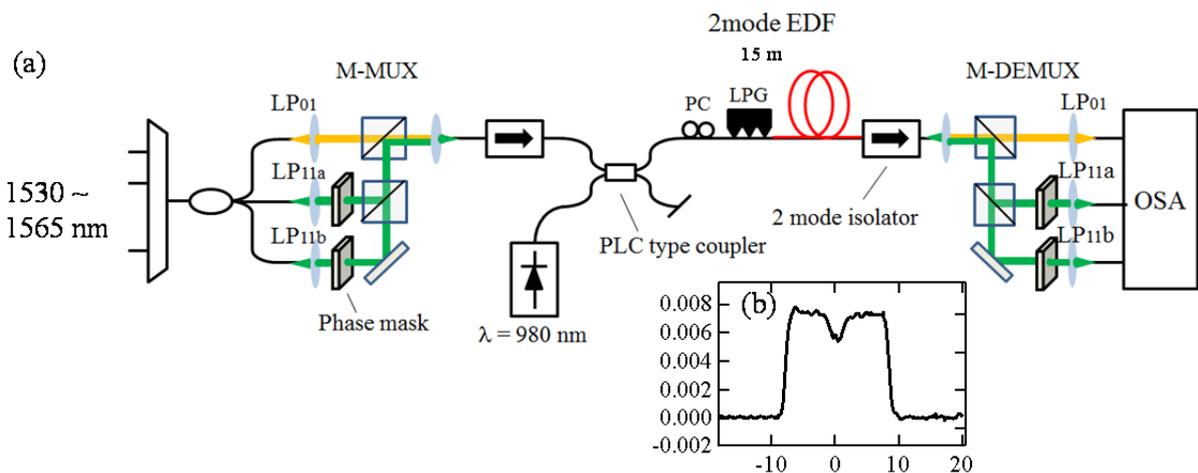


図 2.3.15 EDFA の利得評価系

表 2.3 モード変換器の消光比特性

Xtalk (dB)	LP ₀₁ mode	LP ₁₁ mode
LP ₀₁ mode	-	25.9
LP ₁₁ mode	22.8	-

図 2.3.16 に LP_{01} 及び LP_{11} モードの利得、雑音指数(NF)と励起強度の関係を示す。図 2.3.16(a)は波長 1550 nm における LPG を適用していないとき(励起光 LP_{11} モード)の測定結果、図 2.3.16(b)は LPG を適用したとき(励起光 LP_{21} モード)の測定結果を示す。(a)では LP_{01} と LP_{11} モードの利得差(DMG₀₁₋₁₁; $G_{01}-G_{11}$)が、飽和領域においても 2 dB 程度発生していることが確認出来る。一方で LPG によるモード変換を適用すると、飽和領域にて利得特性が逆転し LP_{11} モードに高い利得を与えることに成功している。励起光強度 240 mW において DMG₀₁₋₁₁ は -1 dB となることを確認した。これらの測定条件にて NF に関しては飽和領域において 5 dB 程度と従来のシングルモード EDFA に遜色ない値が得られることを確認した。

次に各モードの利得と励起光のモードの励振比率(グレーティング板への応力)に関して評価を行う。図 2.3.17 に測定結果を示す。ここでグレーティング板への応力は 0~15 N の間で変化させている。測定結果から LP_{11} モードの利得は応力に対してほぼ一定である一方、 LP_{01} モードの利得が 3 dB 程度低減していることが確認出来る。これは励起モードの変換によって、EDF 面内の反転分布形状と信号光の重なりが大きさが変わったことによるためと考えられる。

最後に、LPG の適用の有無による DMG と C 帯域における波長の関係を図 2.3.18 に示す。波長に依って 0.5 dB 程度のバラつきはあるものの、LPG の適用によって DMG を平均 3 dB 程度低減できることを確認した。

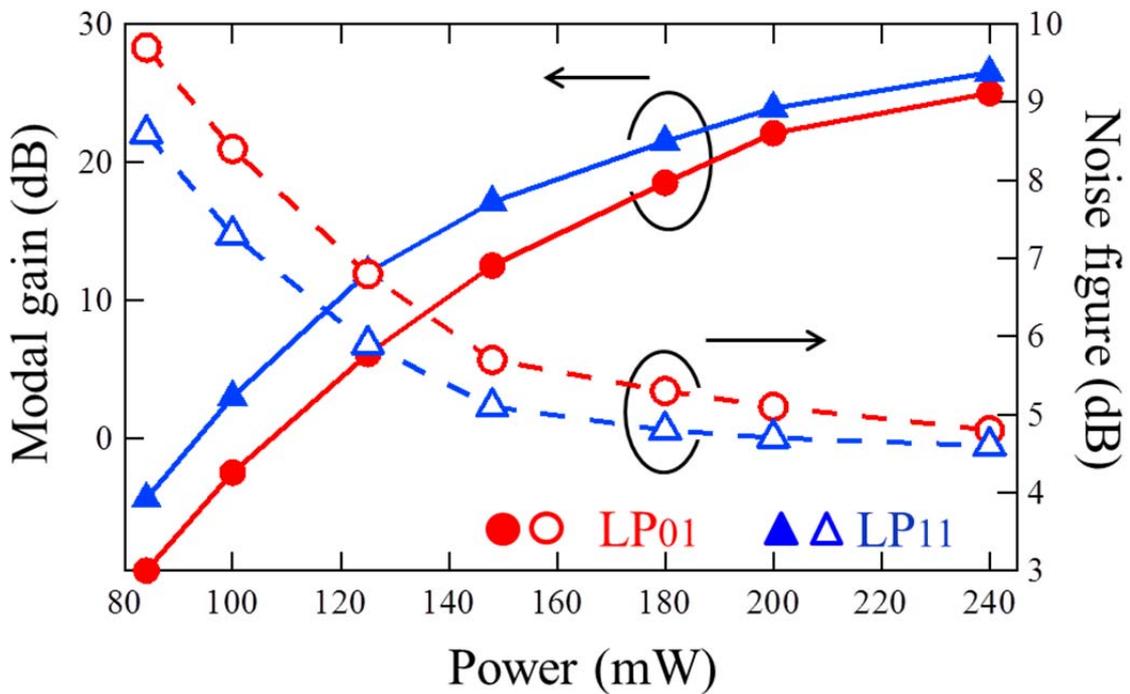
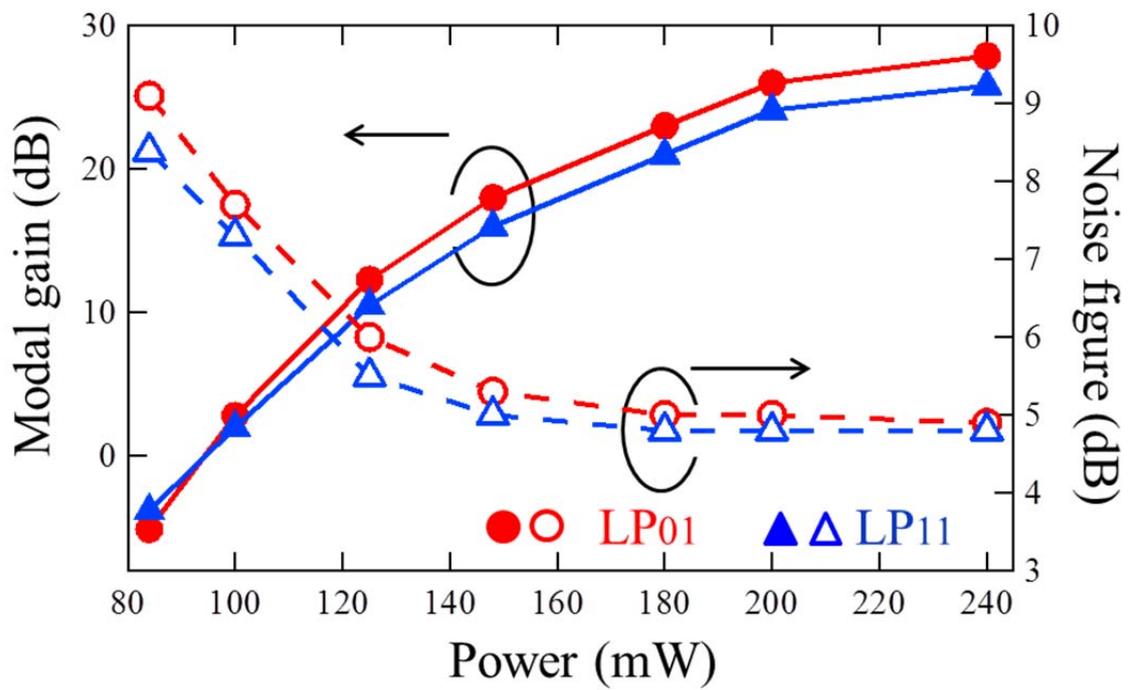


図 2.3.16 (a)LPG 無及び(b)LPG 有における利得及び NF の関係

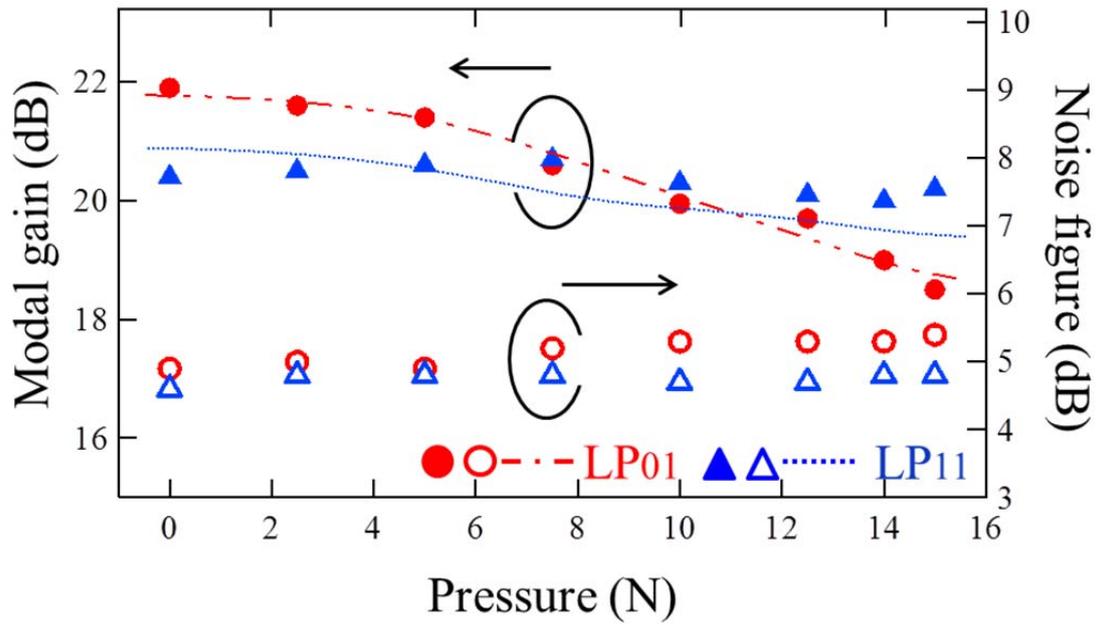


図 2.3.17 グレーティング板への応力と利得、NF の関係

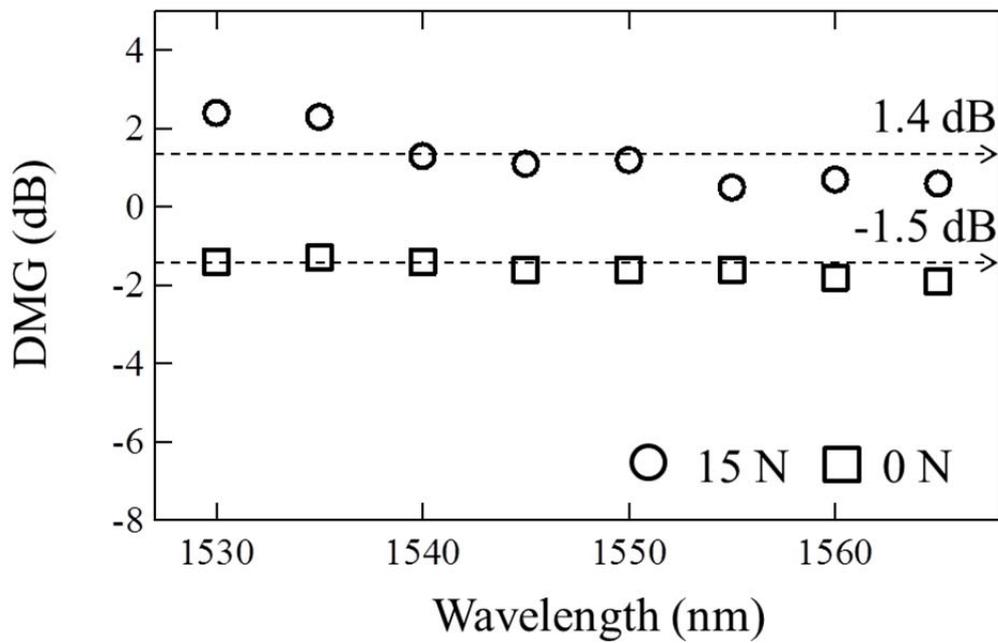


図 2.3.18 DMG と波長の関係

2.4 異種 EDF を用いた利得制御技術

モード数の拡張に関する検討に関しては、励起光モード制御による 6 モード EDFA の検討[2.8]やコア径より大きな領域にエルビウムを添加したクラッド励起方式の 6 モード EDFA[2.9]や伝送路以上の伝搬モードを伝搬可能な EDF を用いたクラッド励起型の EDFA に関する報告[2.10]がなされている。伝搬モード数の増大に伴い、安価で高パワーであるマルチモード光源を用いたクラッド励起方式の提案が近年増えてきている。クラッド励起方式は 2.3 節で述べたコアへ励起光を結合させる方式とは異なり、励起光はクラッド層を導波するため、クラッド面積に対するコア面積の大きさが励起効率に影響を与える。そのため、[2.9]や[2.10]においてもクラッド径の縮小やコア径の拡大を行う事で励起効率の上昇を図っている。しかしながら、伝送路との MFD 不整合の観点などから、これらの工夫にも限界があり、十分な反転分布を形成することが難しくなってくる。そのため、クラッド励起方式の EDFA では C 帯域短波長側の雑音指数が高くなる傾向がある。

一方でコア励起方式は、コアに直接励起光を入射することから高いエルビウムの反転分布を形成することが出来る。そのためクラッド励起に比べ雑音指数の抑制が期待できる。本節では、10 モード EDFA の DMG 低減に向けた検討を行う。モード数の増大に伴い、励起光やエルビウム添加分布の微細な制御による DMG 低減は困難となってくることから、ここでは異なる利得特性を有する 2 種の EDF を縦続に接続する技術について検討を行う。

2.4.1 ステップ型及びリング型 EDF の利得特性

はじめに、縦続に接続する 2 種の EDF の利得特性について評価を行う。図 2.4.1(a) に計算に用いたステップ型の EDF の屈折率及びエルビウム添加分布を示す。共にステップ形状としており、1550 nm において 10 モード伝搬するようにコア半径は 8.5 μm 、比屈折率差 Δ は 0.9 % とした。図 2.4.1(b) に図 2.4.1(a) に示す構造を用いて基本モード(LP₀₁ モード)及び最高次モード(LP₃₁ モード)の波長 1550 nm における利得と励起強度の関係を示す。今回励起光は 980 nm 光、伝搬モードは LP₀₁ モードとした。計算結果から LP₀₁ モードの利得が LP₃₁ モードの利得に対し 10 dB 程度大きな値を有することが確認出来る。これは励起光のモードが LP₀₁ モードであるため、信号光 LP₀₁ モードが強い利得となる一方で、ファイバ断面内の外側に強い電界分布を有する LP₃₁ モードの利得が低くなっているためである。そのため、縦続接続により利得等化を行うためには、外側に強い電界分布を有する電界モードに高い利得となるエルビウム添加分布とする必要がある。そこで図 2.4.2(a) に示すようなリング形状にエルビウムを添加した構造を用いて計算を行った。エルビウムを添加していない内環径

$a_1=5.0 \mu\text{m}$ 、 $a_2=8.5 \mu\text{m}$ 、 $\Delta=0.9\%$ とし、半径 $5.0\sim 8.5 \mu\text{m}$ の領域にエルビウムを添加した。波長 1550 nm における LP_{01} モード及び LP_{31} モードの計算結果を図 2.4.2(b)に示す。ステップ形状の EDF の利得特性とは異なり励起強度が高い領域では LP_{31} モードが LP_{01} モードに比べ高い利得となることが確認出来る。本検討ではステップ形状およびリング形状にエルビウムを添加した 2 種の EDF を縦続に接続しコア励起方式の低 DMG な 10 モード EDFA の検討を行う。

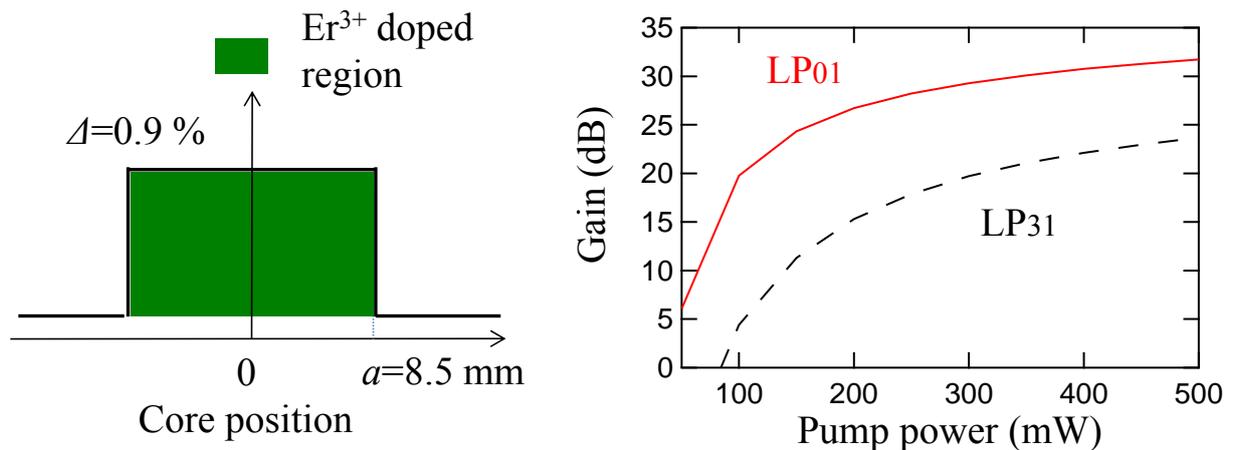


図 2.4.1 (a) ステップ型 EDF の屈折率及びエルビウム添加分布, (b) 波長 1550 nm における LP_{01} 及び LP_{31} モードの利得計算結果

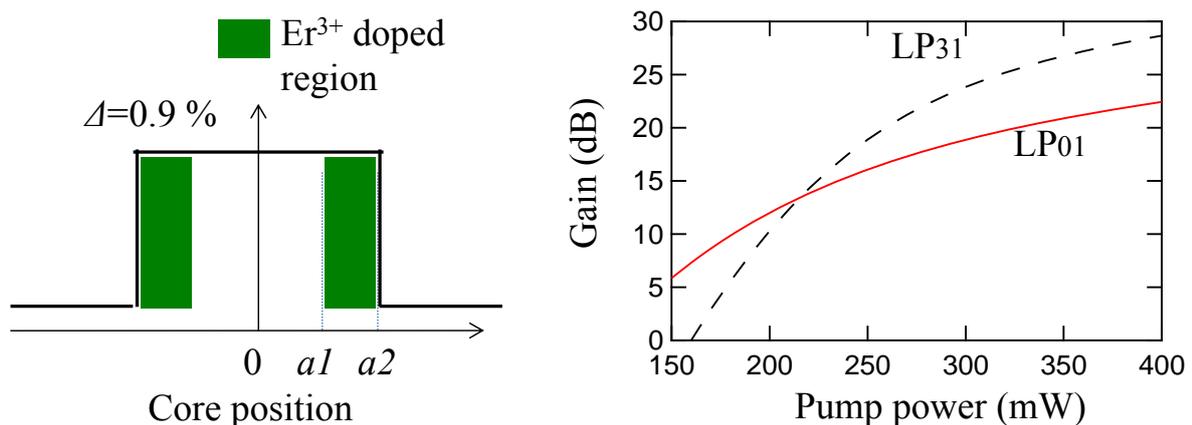


図 2.4.2 (a) リング型 EDF の屈折率及びエルビウム添加分布, (b) 波長 1550 nm における LP_{01} 及び LP_{31} モードの利得計算結果

2.4.2 実験系及び実験結果

本節では、作製した2種のEDFの評価を行う。図2.4.3にEDFAの評価に用いた評価系を示す。信号光は1534~1563 nmに8波配置した。信号光強度は-20 dBm/波長/モードとした。合波された信号は各モードを評価するため分波されモード変換器のLP₀₁、LP_{11ab}、LP_{21ab}、LP₀₂、LP_{12ab}、LP_{31ab}ポートへ入射される。モード合波された信号光は980 nmの励起光と合波された後、励起用EDFへ入射される。モード変換器はMulti-plane型モード変換器[xx]を用いており、モード合波による各モードの平均挿入損失は4.7 dB、モード群間の消光比は平均で-23.5 dBである。本合波器はモード変換後に入射される光ファイバにグレーデッドインデックス型の10モードファイバを用いているため、LP₂₁モードとLP₀₂モード及びLP₁₂モードとLP₃₁モードは伝搬定数が縮退して光ファイバを伝搬する。(詳細は3章を参照)

図2.4.4に作製した(a)にステップ型、(b)リング型EDFの屈折率分布及びエルビウム添加分布を示す。また、EDF出射後の各モードの1550 nmにおけるニアフィールドパターンを併せて示す。増幅用ファイバ後に入射した全モードの伝搬が確認出来る。10モードEDFにて増幅された信号光は、モード分波器にてモード分離された後、OSAを用いて測定される。

まず、最初に本測定系のモード消光比について評価を行う。表2.4.2に図2.4.3に示す測定系の波長1550 nmにおけるモード消光比を示す。光ファイバ内で縮退している伝搬モードに関しては、光学的に分離することが出来ないためNAとしている。測定系のモード消光比はモード合分波器のみの消光比に比べ特性が劣化していることが確認出来る。これは、伝送ファイバやEDFなど異なる特性を有する光ファイバを接続していることによって接続点にてモード結合が発生したためと考えられる。今回の測定では、入射した光は入射したモード及びモード群へ最も強く結合しているため、モード間クロストーク補償は行わずに、利得特性の評価を実施した。

次に試作したEDF1、2を用いて利得特性の評価を行った結果を図2.4.5(a)、(b)に示す。光ファイバ内で縮退しているモードに関しては各ポートから出力される強度の平均から利得を算出した。励起強度を上げていくにつれて、全モード共に利得が高くなっていくことが確認出来る。EDF1に関してはLP₀₁モードの利得が最も高くなっている一方でLP₃₁₊₁₂モード群の利得が最も低くなっていることを確認した。これは、前節で示したステップ型EDFの利得特性の傾向と良い一致を示している。LP₀₁モードを基準にしたDMG_{nm-01}は-5 dBとなった。EDF2に関してはLP₃₁₊₁₂モード群の利得が最も高くなっている一方でLP₀₁モードの利得が最も低くなっていることを確認した。これも、前節で示したリング型EDFの利得特性の傾向と良い一致を示していることがわかる。このときのDMG_{nm-01}は+5 dB程度となることを確認した。

DMG補償に向けて、次にEDF1及びEDF2を縦続に接続したときの長さ比と波長

1550 nm における DMG の評価を行った。ここでは、EDF1 を信号光の入射側、EDF2 を EDF1 の後段に設置し、DMG 測定を行った結果を図 2.4.6 に示す。ここでは、励起光のモードに関して LP₀₁ モードだけではなく LP₁₁ モード時の DMG_{nm-01} についても評価を行った。EDF の長さ比(EDF2/(EDF1+EDF2))を大きくするにつれて徐々に DMG が低減していく様子が確認出来、長さ比を 0.8 程度に設定することによって最も DMG が低くなることを確認した。長さ比が 0 であるときは励起光によって DMG を低減できることが確認できるが、長さ比を大きくするに従い、励起光による変動幅が小さくなることを確認した。長さ比が 0.8 のとき励起光のモードに依らず DMG は ±1.3 dB 以下となることを確認した。

最後に、EDF の長さ比を 0.8 に設定したときの各モードにおける利得スペクトル及び雑音特性の評価を行った結果を図 2.4.7 に示す。このとき各 EDF の長さはそれぞれ EDF1 を 1.5 m 及び EDF2 を 7.5 m、励起光強度は C 帯域にて平坦になるように調整し 26 dBm とした。全モードにおいて C 帯域で 15 dB 以上の利得となっており、NF は 4.5 から 7.0 dB となることを確認した。DMG は波長に依って多少のバラつきはあるものの 3.5 dB 以下に抑制することに成功した。

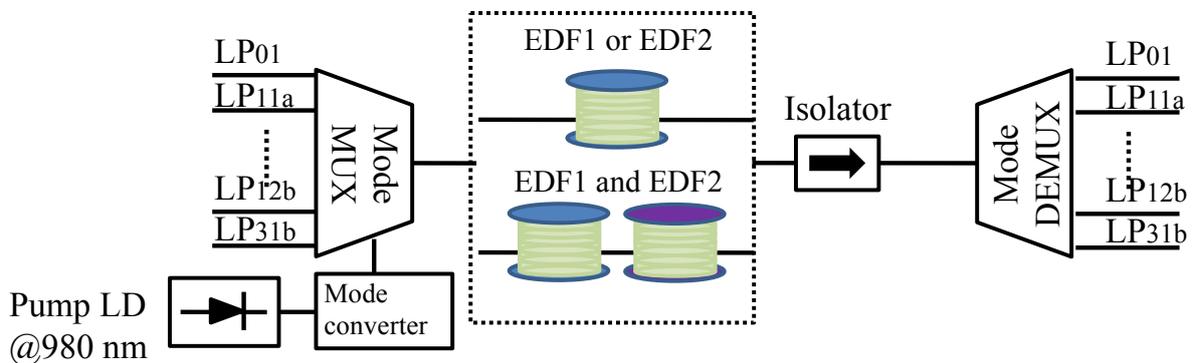


図 2.4.3 10 モード EDFA の評価系

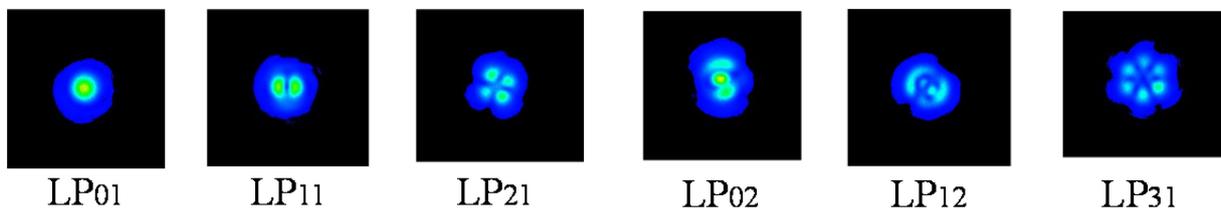
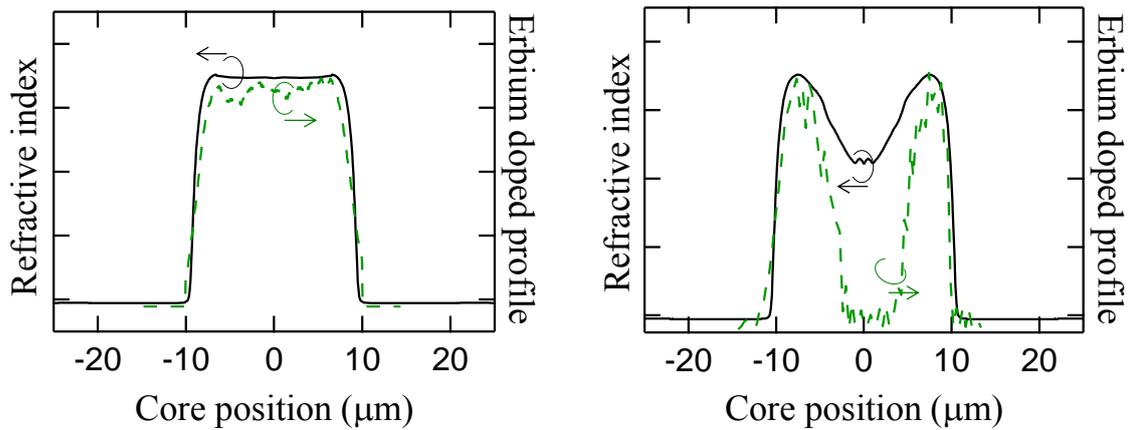


図 2.4.4 試作した(a)ステップ形状(EDF1)、(b)リング形状(EDF2)の EDF の屈折率及びエルビウム添加分布、(c)EDF 出射後のニアフィールドパターン

表 2.4 本測定系の波長 1550 nm におけるモード消光比

		Output port (dB)					
		LP01	LP11	LP21	LP02	LP31	LP12
Input port	LP01	NA	-7	-6	-5	-12	-15
	LP11	-5	NA	-9	-7	-8	-11
	LP21	-5	-6	NA	NA	-8	-9
	LP02	-6	-5	NA	NA	-7	-9
	LP31	-9	-8	-8	-9	NA	NA
	LP12	-6	-11	-8	-8	NA	NA

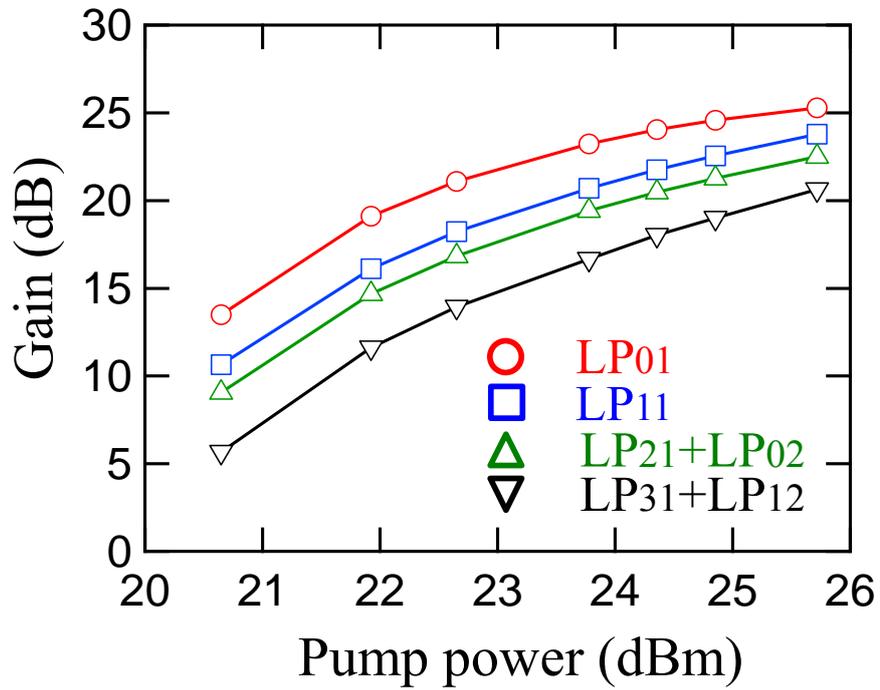


図 2.4.5 EDF1 における励起強度依存性

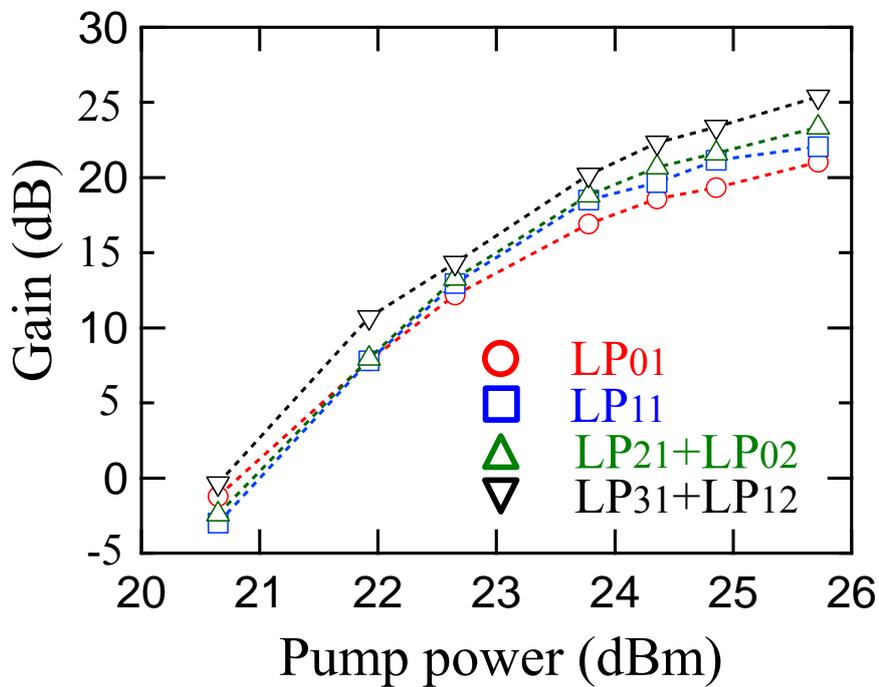


図 2.4.6 EDF2 における励起強度依存性

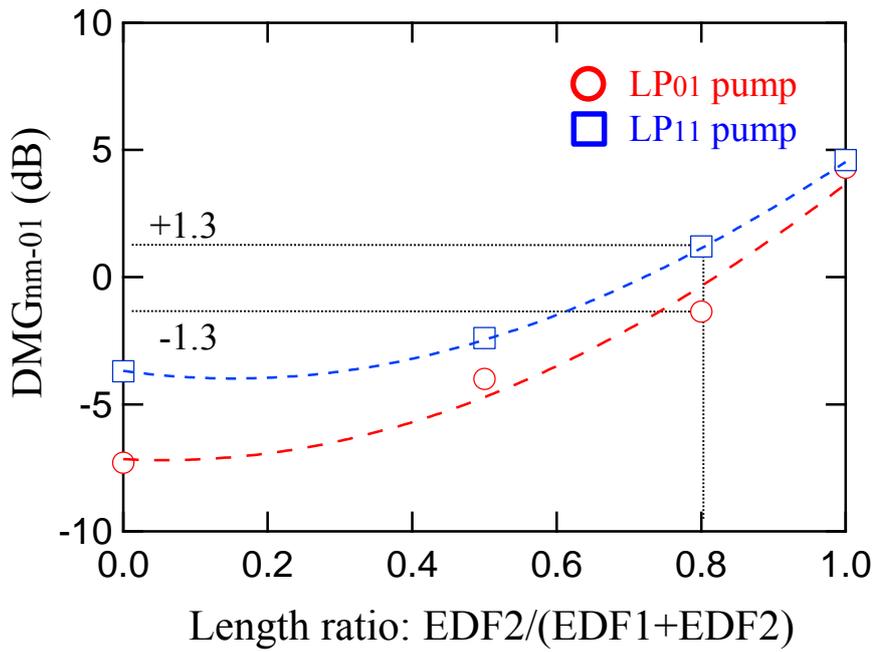


図 2.4.7 軸ずれなし・ありにおける BER 測定結果

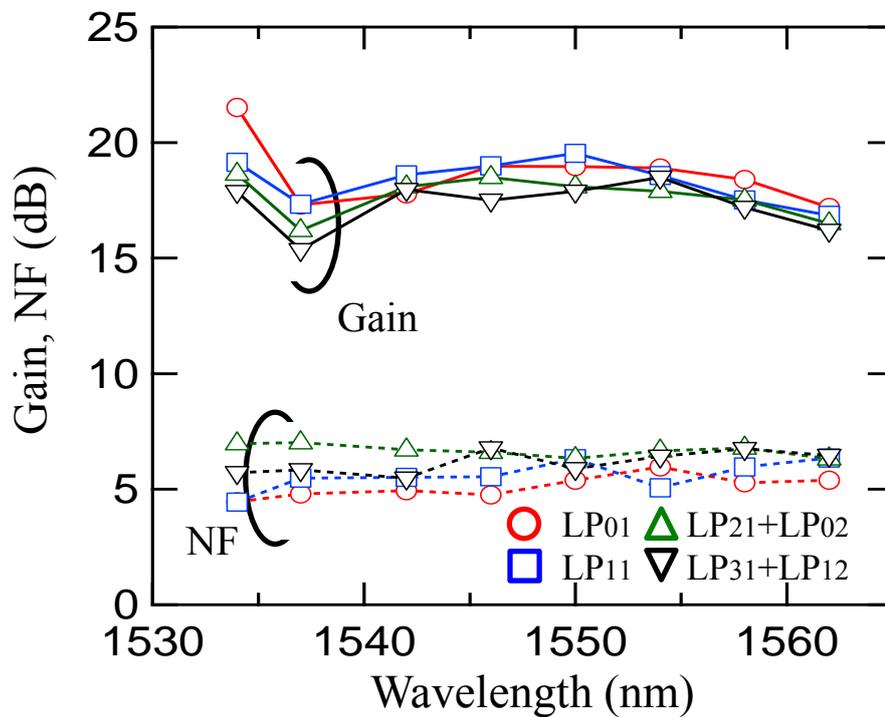


図 2.4.8 10 モード EDFA の利得スペクトル

2.5 チャンネルスクランブルによる利得差低減技術

本節では MCF の伝送路の光増幅を同一チャンネル数の伝搬が可能なシングルコア MM-EDF により実現する手法について述べる。本手法を用いることによって、光増幅器における積極的な信号チャンネル結合によるチャンネル間の利得偏差及び伝送品質差の低減、さらに EDFA の構成の簡易化を実現できる。チャンネルスクランブル EDFA では受信部でのデジタル信号処理が必要なため、結合型マルチコア伝送路への適用が考えられるが、EDFA 単体での効果を検討するため本稿の計算及び実験では非結合伝送路を用いた評価を行った。

2.5.1 光増幅器の構成

図 2.5.1 にこれまで報告されている(a)コア直接励起型の MC-EDFA と(b)今回提案するチャンネルスクランブル EDFA の概略図を示す。コア直接励起型の構成としてはマルチコア EDF および EDF を励起するための励起光源がコア数分必要となり構成が複雑となる。それに対し、提案の構成ではコア数分の空間チャンネルに対応したマルチモード EDF 及び単一の励起光源によって構成される。MCF と MM-EDFA の接続にはフォトニックランタン[2.11]に代表されるモード変換器を用いることで実現することが出来る。一般的にフォトニックランタンはチャンネル間クロストークについては大きくなるがユニタリ動作するためチャンネルスクランブラの役割を果たす。

次に、コア直接励起型 MC-EDF および MM-EDF を用いた光増幅に必要な総励起強度の比較を行う。コアの励起光密度は以下の式で表すことが出来る[2.12]。

$$S_p = \frac{\eta}{1-\eta} h\nu \frac{A_{21}}{\sigma_a^p} \quad (2.21)$$

η は励起率、 h はプランク定数、 ν は励起光の周波数、 A_{21} は ASE の発生率、 σ_a^p は励起光の吸収断面積を示す。ここで、 $A_{21}=100$ /s、 $\sigma_a^p=2 \times 10^{25}$ m²、励起光波長は 1480 nm、とすると C 帯増幅器として十分な利得特性が得られる $\eta=0.95$ を実現するために必要な S_p は 1.3 GW/m²となる。この値は LP₁₁モードのカットオフ波長が 1.4 μ m であるコア半径 2.2 μ m、NA=2.1 の EDF において励起強度 29 mW に相当する。MC-EDF ではコア数に応じて必要な励起強度が線形に増加する。MM-EDF においてはコア半径(モード数)を増やすに従って $\eta=0.95$ を実現するために必要な励起強度は大きくなっていく。図 2.5.2 に MC-EDF と MM-EDF のチャンネル数(コアもしくはモード数)に対する総励起強度を計算した結果を示す。ここでマルチモード EDF のコア半径は、伝搬する最高次モードの波長 1550 nm における曲げ損失が曲げ半径 30 mm において 0.1 dB を満たす値とした。また励起光のモード及び実効断面積は信号光として伝搬

しているモードと同一とし、各モードの値の平均値を用いた。MM-EDF は MC-EDF と比較し空間利用効率が高くなっていることから必要となる励起強度が全体的に低くなっており、直接励起型のマルチコア EDFA と比較した際の消費電力の低減も期待できる。

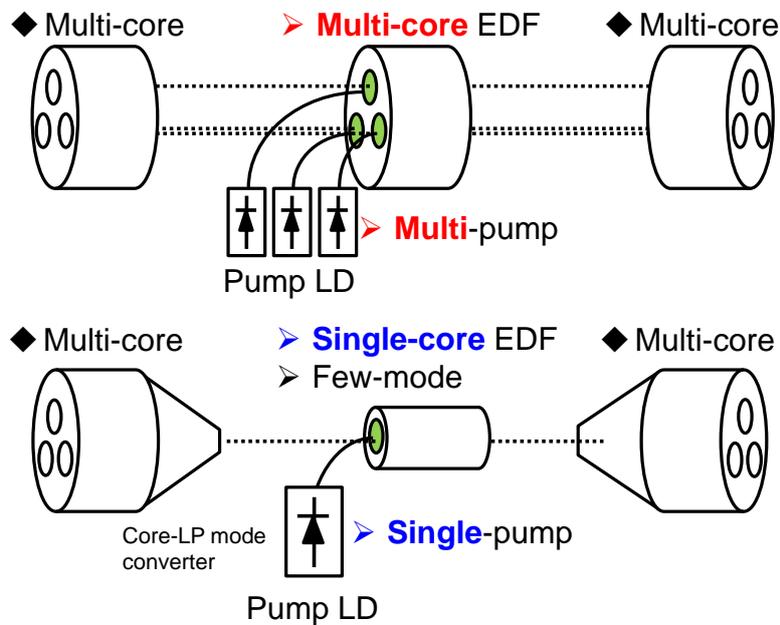


図 2.5.1 (a)コア直接励起型の MC-EDFA、(b)MCF に対応するチャンネル数を伝搬可能な単一コアの MM-EDF を用いた CS-EDFA

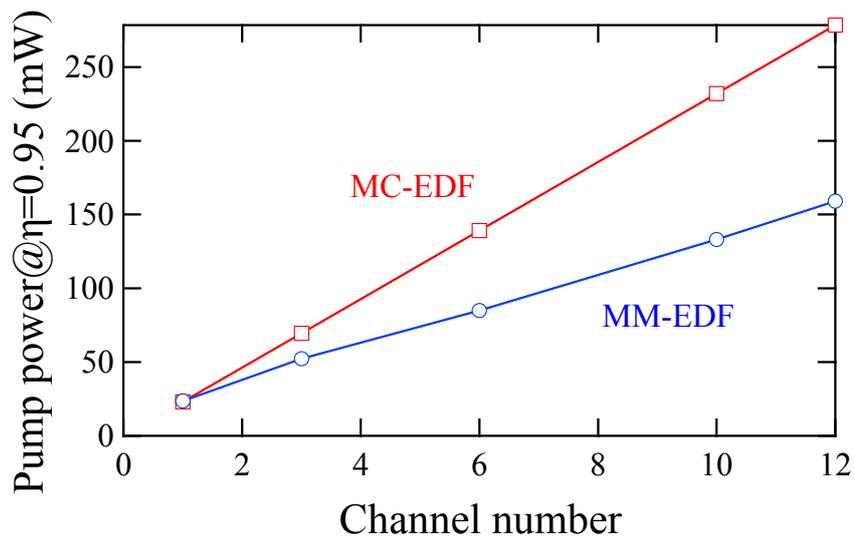


図 2.5.2 MC-EDFA 及び CS-EDFA の増幅チャンネル数と $\eta = 0.95$ となる総励起強度の関係

2.5.2 スクランブルが伝送品質(ΔP)に与える影響

本節では、光増幅器におけるチャンネルスクランブルが伝送品質に与える影響について検討を行う。本稿では伝送品質の指標として伝送中の各チャンネルの信号強度の差(ΔP)を用いる。 ΔP はチャンネルごとに同じ雑音が付与される場合信号対雑音比の差として考えることが出来る。

図 2.5.3 に本シミュレーションの系を示す。2 つのチャンネルの信号を伝送損失 0.2 dB/km の 2 コアファイバを用いて伝送させる系を想定し、100 km の中継間隔ごとにチャンネルスクランブル EDFA にて信号光の増幅を行うとした。2 つのコアを伝搬してきた信号光 ($A_{\text{core1}}, A_{\text{core2}}$) はマルチモード EDF に入射する前に 2 つのモード ($A_{\text{mode1}}, A_{\text{mode2}}$) に変換される。本計算ではチャンネルスクランブル EDFA の効果のみを検証するため伝送ファイバは非結合型の MCF としている。図 2.5.3 のカッコ内を 1 スパンとし 30 スパン伝送させたときの ΔP の評価を行う。図 2.5.3 の系は、

$$\begin{pmatrix} A1(n+1) \\ A2(n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-r} & i\sqrt{r} \\ i\sqrt{r} & \sqrt{1-r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g1 & 0 \\ 0 & g2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{1-r} & i\sqrt{r} \\ i\sqrt{r} & \sqrt{1-r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{(-\alpha L)/2} & 0 \\ 0 & e^{(-\alpha L)/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A1(n) \\ A2(n) \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

と表せ、 A_i ($i=1,2$)は各コア中の信号光の電界、 α は伝送ファイバの損失 (コア間の損失差は無視できるとした)、 L は 1 スパンの伝送路長、 r ($0 \leq r \leq 1$) はスクランブルの大きさであり、 $r = 0$ の場合は ($A_{\text{core1}} \Rightarrow A_{\text{mode1}}, A_{\text{core2}} \Rightarrow A_{\text{mode2}}$) の変換、 $r = 1$ の場合は ($A_{\text{core1}} \Rightarrow A_{\text{mode2}}, A_{\text{core2}} \Rightarrow A_{\text{mode1}}$) の変換、それ以外の r についてはその間の比率での変換を表わす。また、 g_i は各モードに対する EDFA の利得であり、 $g1$ と $g2$ の差はモード間利得差(DMG)を示す。 ΔP は中継スパンごとのチャンネル 1 及びチャンネル 2 の電界強度の 2 乗の差より求められる。

図 2.5.4 に DMG を 3 dB としたときの、 r と周回数が ΔP に与える影響について示す。ここで r は MM-EDF の前後で同じ値としている。 r の増加に伴い、 ΔP は低減しており、チャンネルスクランプリングによる DMG の補償が確認できる。

次に、DMG と r が ΔP に与える影響について検討を行う。図 2.5.5(a)に DMG を変数(1~7 dB)としたときの r と ΔP の関係を示す。本計算では伝送路の揺らぎもパラメータとして導入しているため結果に多少の揺らぎが発生している。また、 $r=3$ dB においては Ch.1 及び Ch.2 が等分配されるため局所的に ΔP が小さくなる様子が観測される。DMG の増大に伴って ΔP の低減に必要となる r が大きくなっていくことがわかる。伝送に許容される ΔP が 3 dB とすると、DMG の大きい MM-EDF であっても r を最適に設定することによって ΔP の増大を抑制可能となる。

スクランブラを設置する位置が ΔP に与える影響について検討を行う。図 2.5.5(b)

にスクランブラをマルチモード EDF の前方にのみ設置(後方の $r=0$)した際の、DMG、 r 及び ΔP の結果を示す。例えば伝送に許容される ΔP が 3 dB 以下とすると、マルチモード EDF の前後でスクランブルを行った図 2.5.5(a)では $\text{DMG}=3$ dB のとき r は -12 dB 以上の領域で $\Delta P \leq 3$ dB を満足していたが、図 2.5.5(b)に示す前方 1 箇所のみスクランブルでは r が倍以上の値をとっても 6 dB 程度の ΔP が発生する。このことから ΔP の低減には光増幅器内で複数箇所スクランブラを設置することがより効果的であることがわかる。

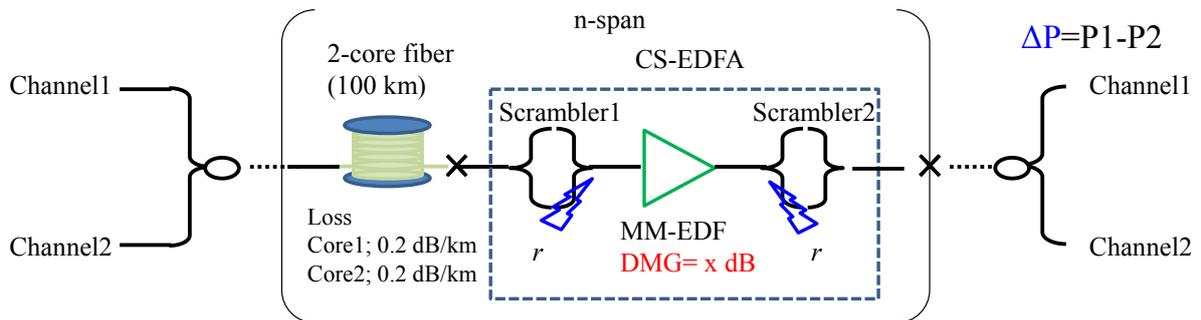


図 2.5.3 MCF 伝送路及び CS-EDFA を用いた伝送システムの概略図

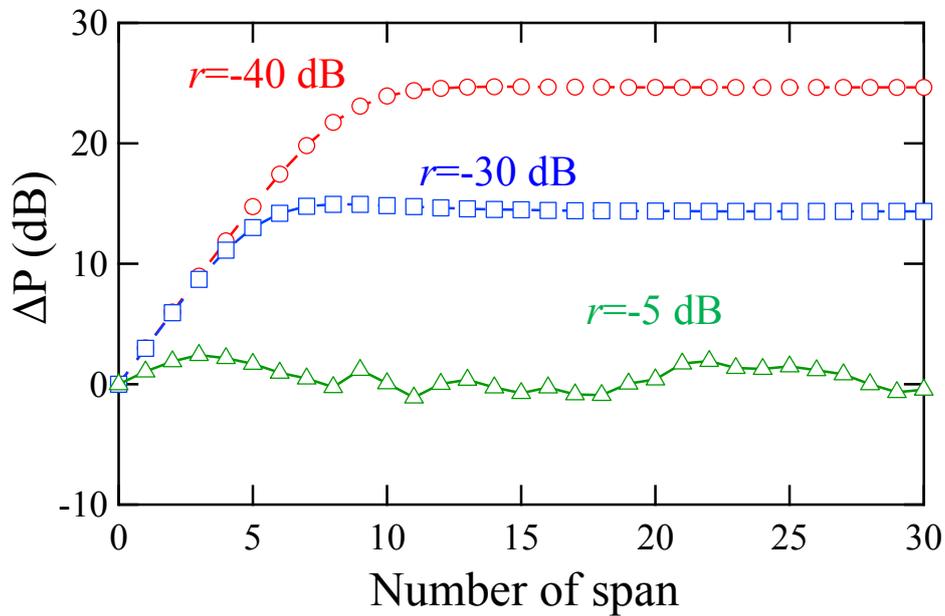


図 2.5.4 DMG を 3 dB としたときの、 r 及びスパン数と ΔP の関係

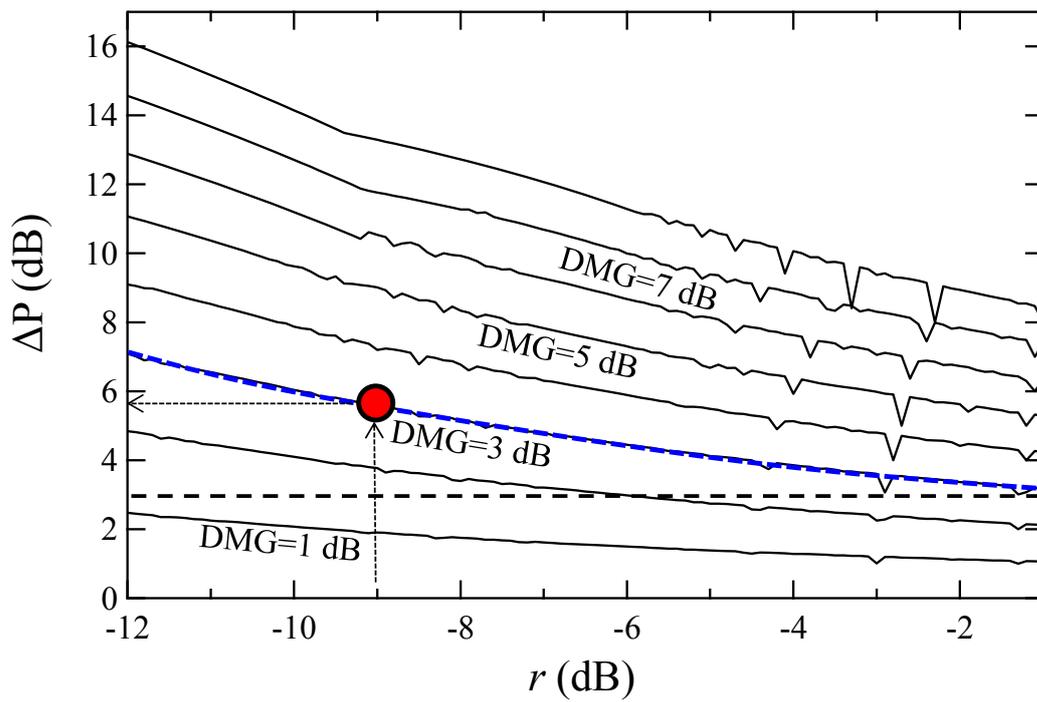
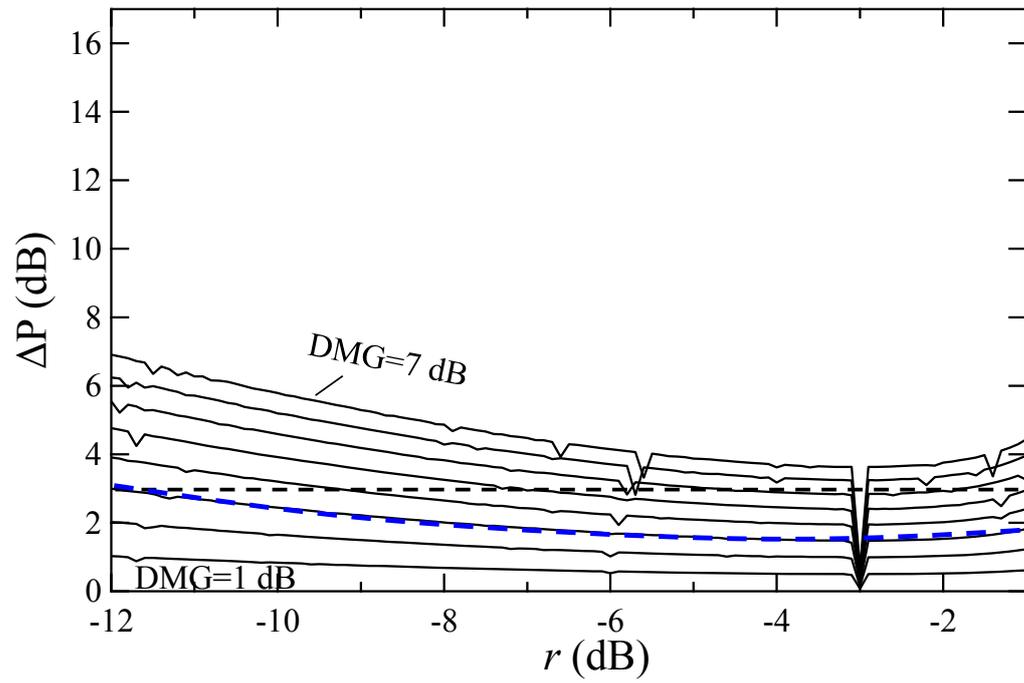


図2.5.5 スクランプラの設置箇所が(a)前後方、(b)前方のみであるときのDMG及び r と ΔP の関係

2.5.3 利得特性の評価

図 2.5.6(a)に、フォトニックランタンをチャンネルスクランブラとして用いたチャンネルスクランブルEDFAの利得測定系を示す。利得の評価に際しては、3ポートのフォトニックランタンを用いた。Ch.1-Ch.3 から-20 dBm の 1530-1560 nm (10 nm 間隔)の WDM信号光をフォトニックランタンを用いて合波し、3モードEDFを用いて信号を増幅する。スクランブル後もチャンネル毎の利得を確かめるため各チャンネルはそれぞれ信号波長を 0.5 nm ずつシフトさせた配置とした(ex. Ch.1 1529.5 nm, Ch.2: 1530 nm, Ch.3: 1530.5 nm)。OSAにて観測される利得スペクトルは図2.5.6(b)の様になる。励起光の波長は 1480 nm であり、モード変換器を用いて LP₀₁ もしくは LP₁₁ モードとして EDF に入射する。本測定に用いた 3 モード EDF は、ステップ形状の Er³⁺添加及び屈折率分布を有しており、LP₀₁ モードによる励起を行った際の DMG は、6 dB 程度である。増幅された信号は、再度フォトニックランタンにより分波された後、OSAを用いて評価を行った。図2.5.7に(a)LP₀₁モード、(b)LP₁₁モード励起時の各チャンネルにおける利得特性の結果を示す。フォトニックランタンの偏波もしくは縮退モードの合分波特性を考慮し、各チャンネルを偏波スクランブルしたときの測定結果の平均値及び偏差を表示している。チャンネル間の利得差の最大値(CDG)は、波長や励起モードに依らず 2 dB 程度であることが確認できた。図2.5.8に励起モードの励振比率を変えたときの、LPモード間の DMG 及び CS-EDFA の CDG を示す。励起モードの励振比率によらずチャンネルスクランブル EDFA の CDG は MM-EDFA の DMG に対して低減しており救いランブルにより励起光のモードに対して利得差が発生しにくいことを確認した。

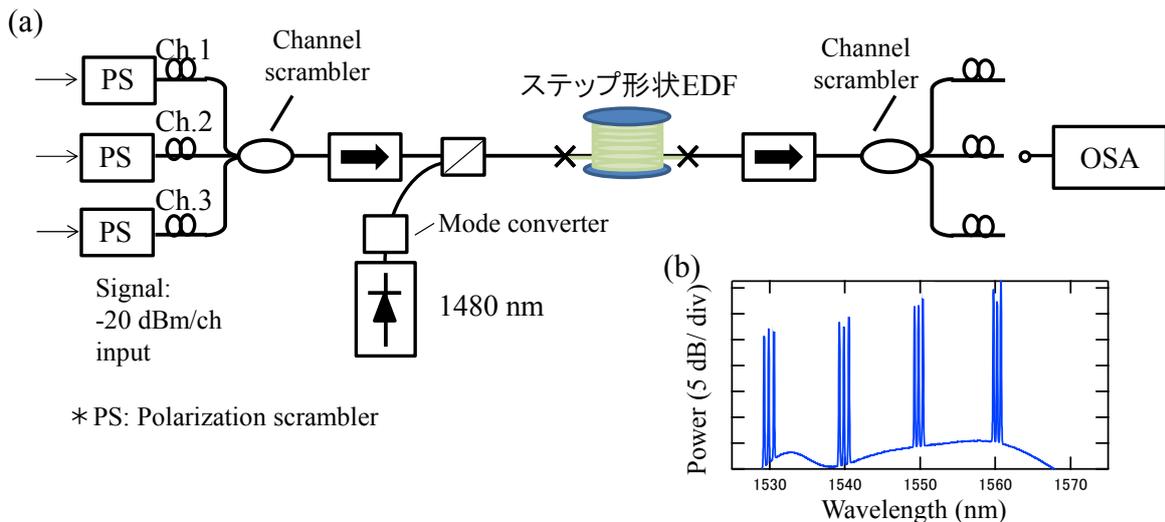


図 2.5.6 (a) チャンネルスクランブル EDFA の利得評価系 (b)利得スペクトル

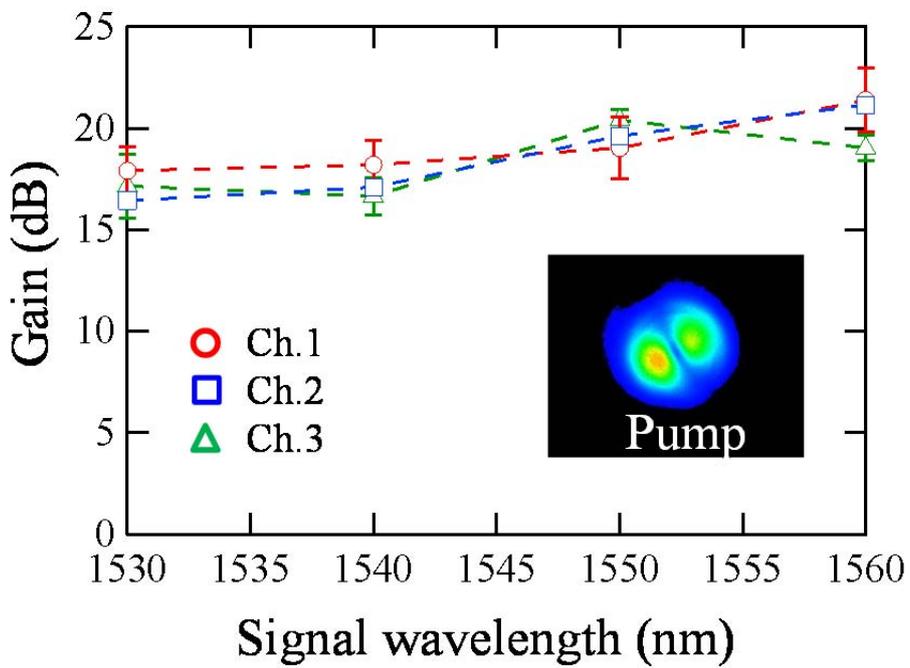
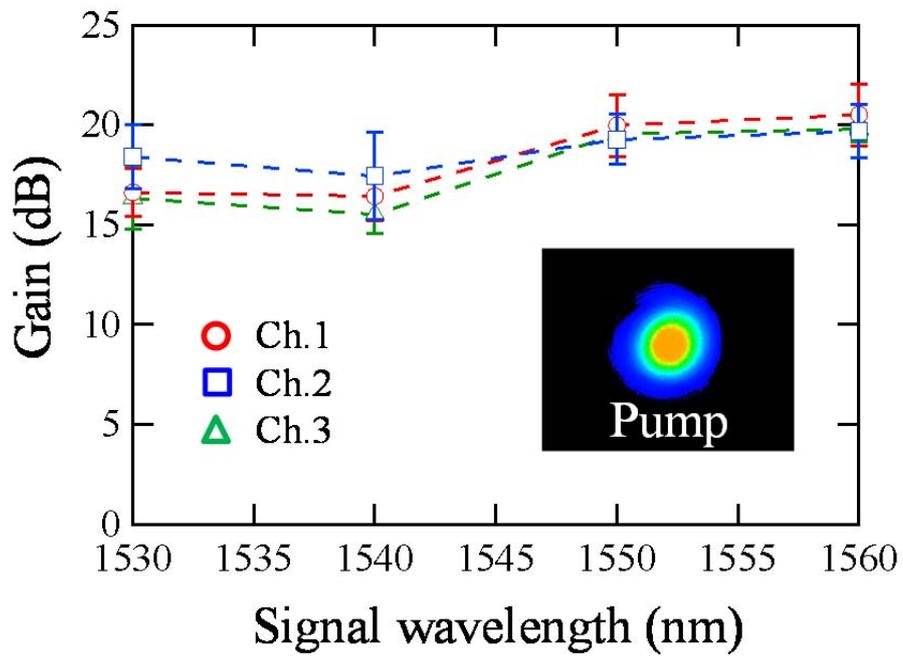


図 2.5.7 (a)LP₀₁ モード励起、(b)LP₁₁ モード励起における利得の測定結果

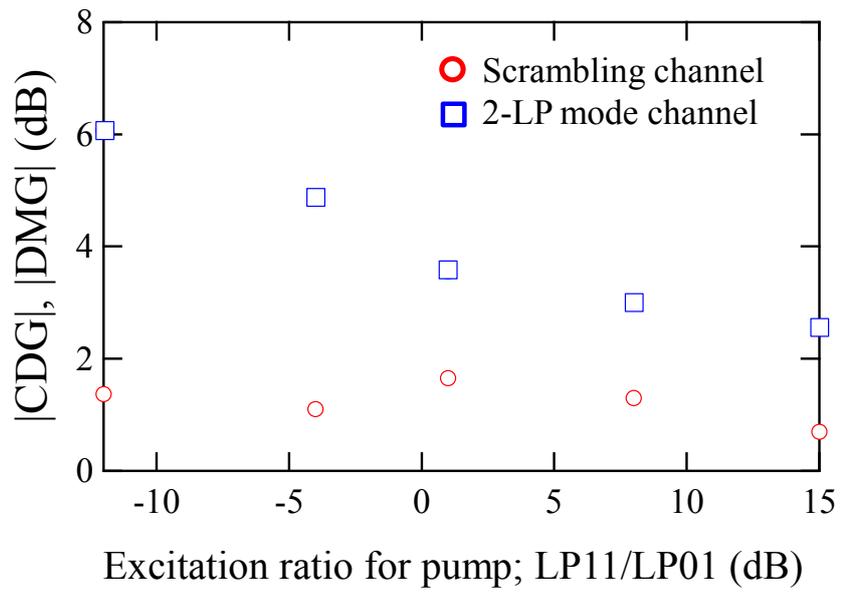


図 2.5.8 励起モードの励振比率を変えたときの、LP モード間の DMG 及び CS-EDFA の CDG の測定結果

2.5.4 周回伝送実験による ΔP の評価

最後に、図 2.5.9 に示す周回伝送路を構築し ΔP の実験的評価を行った。図に ΔP を評価するために構築した実験系を示す。チャンネル1、チャンネル2の信号波長はそれぞれ 1550、1550.5 nm としており、11 km の 2 コアファイバの各コアを伝送した後、作製した CS-EDFA を用いて光増幅を行った。光増幅後、フォトニックランタンにより分波された信号は音響光学素子(AOM)を用いて制御され複数回伝送される。周回後の光信号は OSA を用いて評価を行った。図 2.5.10 に周回数と ΔP の関係を示す。周回数に伴う ΔP の低減が確認出来、チャンネルスクランブル EDFA が伝送路の伝送品質差の低減に有効であることを確認した。

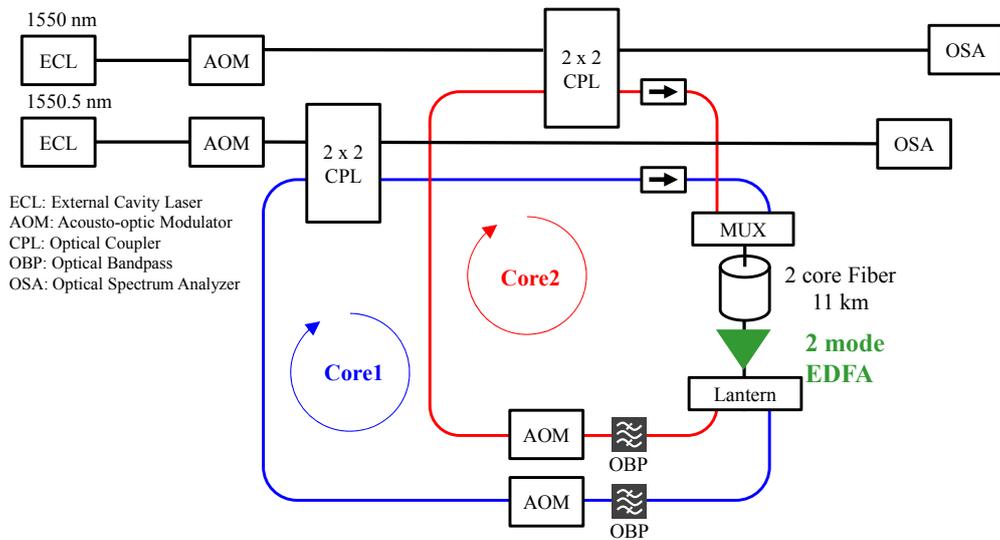


図 2.5.9 周回伝送実験系

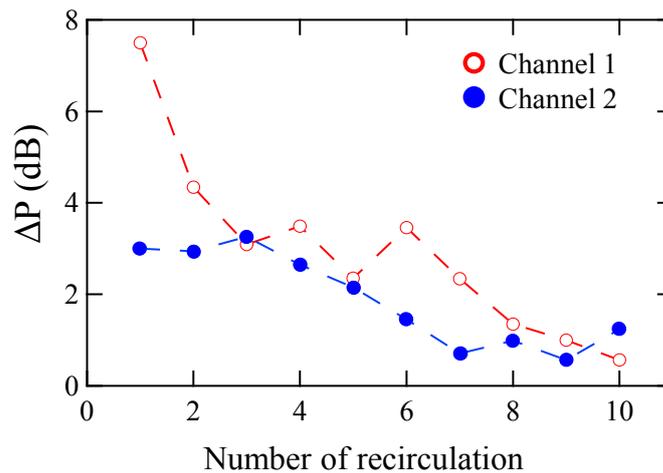


図 2.5.10 周回数と ΔP の関係

2.6 3モードL帯光増幅技術

L帯域(1565~1625 nm)はシリカ系光ファイバによる伝送を行う上でC帯域と並んで伝送損失が低いことから、広帯域伝送を実現する上では魅力的な帯域であり、空間多重用光ファイバによるL帯大容量伝送の検討は多くなされてきた[2.13-14]。モード多重伝送においても、将来的にはモードの拡張だけでなく波長広帯域化は重要となってくると考えられる。EDFのL帯での利得係数はC帯における利得係数に比べ小さくなるため、EDFの長尺化によりL帯光増幅は実現される。また、更なる大容量化に向けて、モード多重伝送用光増幅器の帯域拡大の検討も始まっている[2.15]。本節では、EDFを用いた2LPモードL帯増幅について伝搬モード特性の実験的評価を行ったので報告する。まず、ステップ型屈折率分布及びEr³⁺添加分布を有するEDFを用いて励起モードおよび励起波長に依る利得特性の評価を行った。また、DMGの更なる低減を図るため、リング型の屈折率及びEr³⁺添加分布を有するEDFの設計及び作製を行い、L帯における利得特性の評価を行ったので報告する。

2.6.1 EDF 長依存性及び励起モードに依る DMG 低減の検討

最初に、3モードEDFを用いて各伝搬モードにおける利得のEDF長依存性の評価を行った。図2.6.1にモード多重伝送用L帯EDFAの利得測定系を示す。本節で用いた3モードEDFはステップ形状の屈折率分布(Er³⁺添加分布も同様)を有する。信号光の入射パワーは、LP₀₁、LP₁₁(縮退LP_{11a}、LP_{11b})モードをそれぞれ-20 dBm/chとしており、信号光のモード変換にはPLC型のモード合波器を用いた[9]。信号光と励起光は波長フィルタ型合波器を用いて合波後、EDFにて信号は増幅される。図2.6.2にEDF長20 mおよび100 mにおける信号光LP₀₁、LP₁₁モードの利得スペクトルを示す。信号光LP₀₁モードの1570 nmにおける利得を20 dBに固定した。励起強度はそれぞれ140 mWおよび240 mWであり、励起光のモードはLP₀₁モードとする。EDF長が20 mであるときは高反転分布状態となるため、C帯が高利得となり1600 nm帯において強い利得を得ることが出来ない。一方でEDF長100 mにおいては、増幅帯域が長波長側にシフトしたことにより1600 nm帯の利得が増加し、1570-1600 nmにおいて平坦化された利得を得ることが出来る。しかしながら、本励起条件においてはEDF長に依らず、伝搬モード間で3~6 dB程度のDMGが発生していることを確認した。これは、信号光と励起光強度分布の重なりに差があることにより発生したと考えられる。モード多重伝送においては帯域利得平坦性だけでなく、モード間の利得低減を実現することが重要となる。

次に、励起光のモードを利用したDMG低減に向けた検討を行う。MM-EDFAにお

いて各伝搬モードの利得は、信号光および励起光の強度分布と Er^{3+} の添加領域によって決定する。図 2.6.3 に(a)波長 1570 nm 及び(b)1605 nm における信号光 LP₀₁、LP₁₁ モードの利得と励起強度の関係について示す。信号光 1570 nm において励起モードを LP₀₁ から LP₁₁ モードにすることにより DMG を 6 dB から 3 dB 程度まで低減出来ていることが分かる。また、1600 nm 帯においては 4 dB から 3 dB と MDG 低減の幅が小さくなることを確認した。図 2.6.4 に励起モードに依る LP₀₁ および LP₁₁ モードの利得スペクトルおよび DMG を示す。ここで、信号光 LP₀₁ モードの 1570 nm における利得を 20 dB に固定した。波長域側に利得がシフトするに従い DMG は励起光のモードの影響を受けにくくなっていることを確認した。

L 帯における EDF の増幅過程は C 帯とは異なり、励起光が全て吸収される EDF 中間部から EDF 内にて発生する C 帯 ASE が励起光となって L 帯増幅を実現する。そのため、発生する C 帯 ASE が結合するモードが L 帯増幅においては重要となる。そこで、1480 nm 励起光を EDF に入射した際に発生する ASE が結合するモードについて評価を行った。図 2.6.5(a)に測定系を示す。励起光は LP₀₁ もしくは LP₁₁ モードとして、EDF(長さ 20 m)に入射し、EDF 内にて発生する ASE 光をモード分波器にて分波後、OSA を用いて評価を行った。図 2.6.5(b)に ASE が結合するモードの波長依存性を示す。LP₁₁ モードは縮退する 2 つのモードの合算としており、モード分波時発生する損失を補償した。ASE が結合するモード比は LP₀₁/LP₁₁ の比で表しており、励起したモードに依らず、長波長側にシフトするに従って 1480 nm 励起光のモードを保持しなくなっていくことが確認できる。特に LP₁₁ モード入射においては、1550 nm 付近でほぼ等分されている。この EDF 中における励起モードの緩和が、本手法の DMG 低減効果を低くする一因となっていると考えられる。

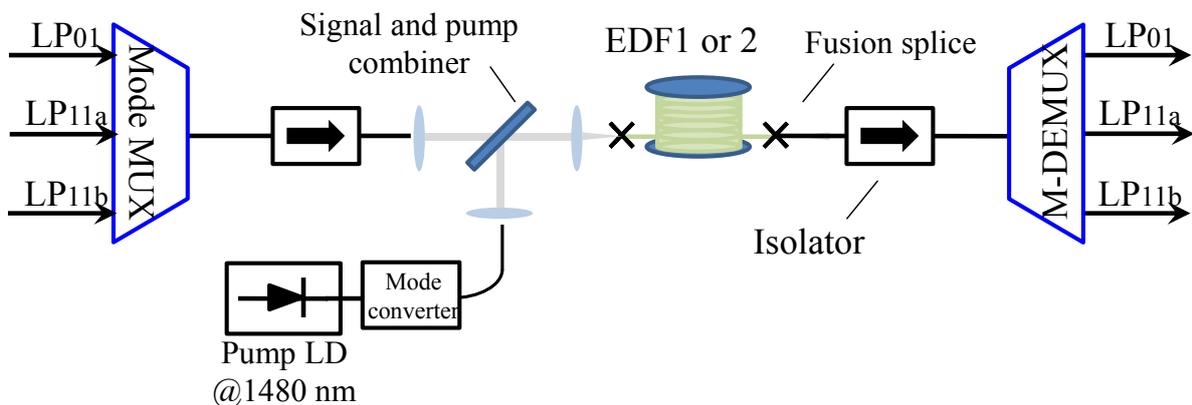


図 2.6.1 モード多重伝送用 L 帯 EDFA の利得測定系

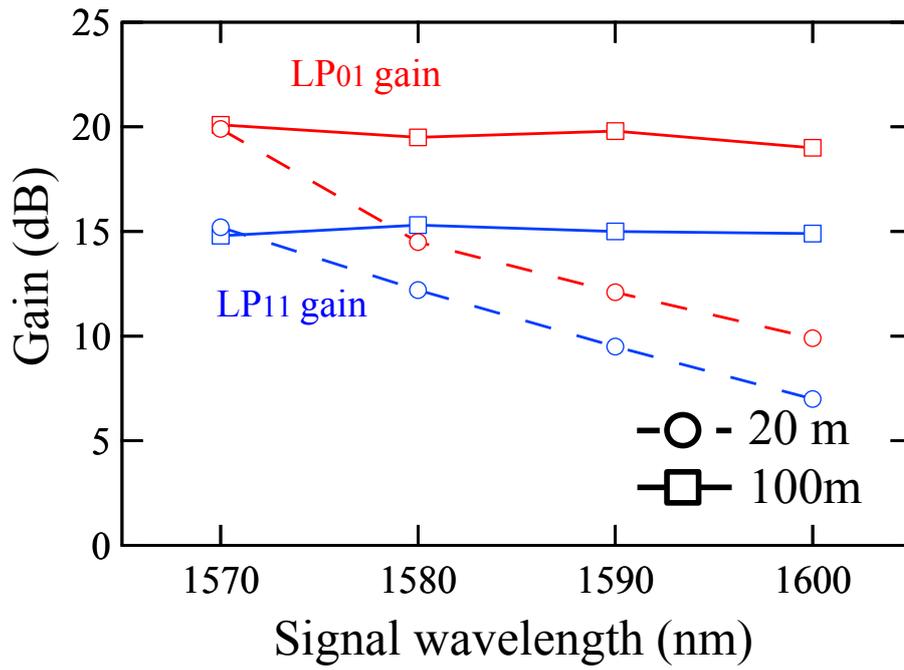
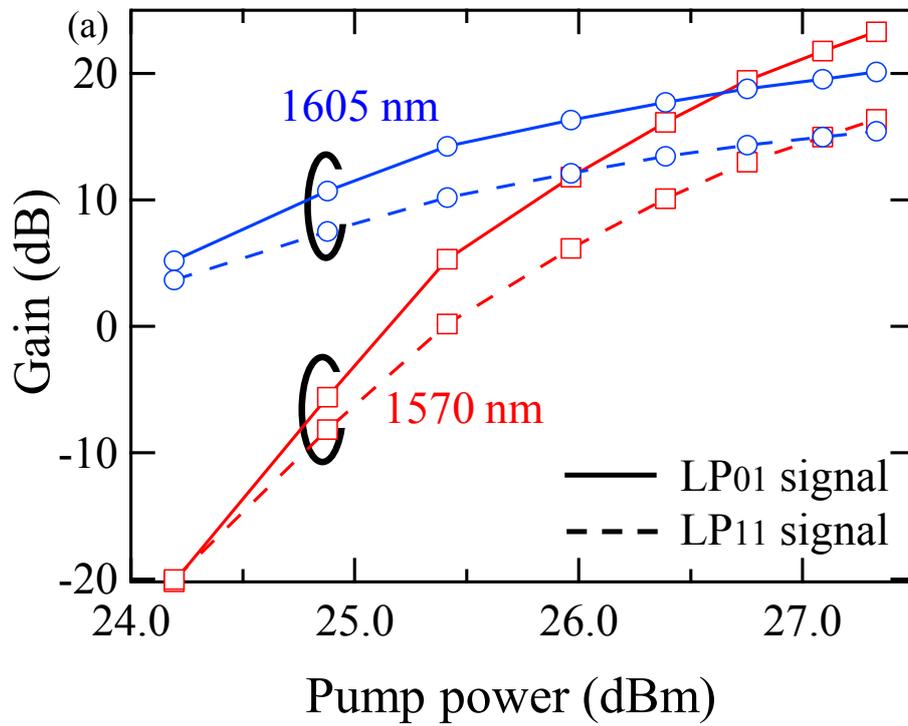


図 2.6.2 EDF 長 20 m、100 m における信号光 LP₀₁、LP₁₁ モードの利得スペクトル



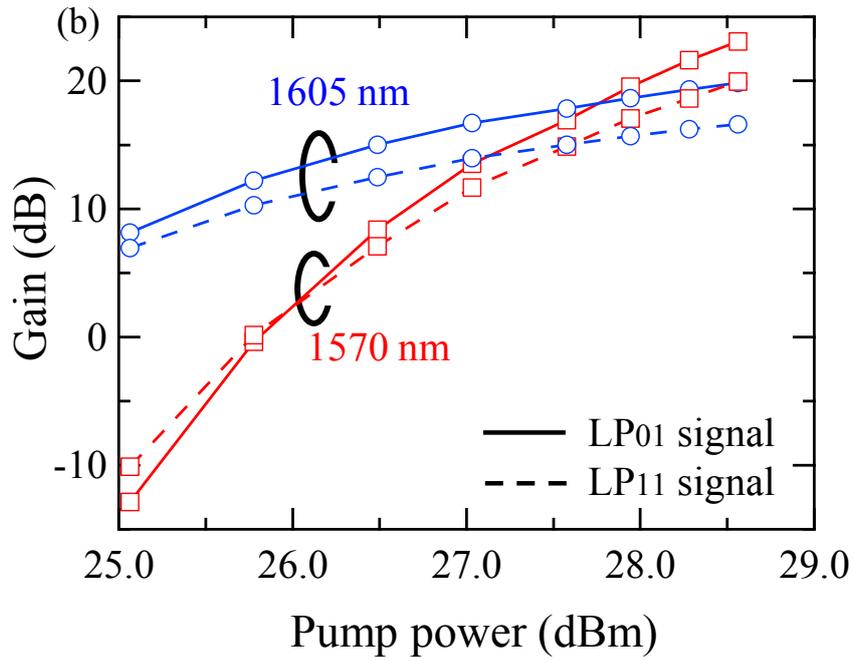


図 2.6.3 (a)波長 1570 nm 及び(b)1605 nm における信号光 LP₀₁、LP₁₁ モードの利得と励起強度の関係

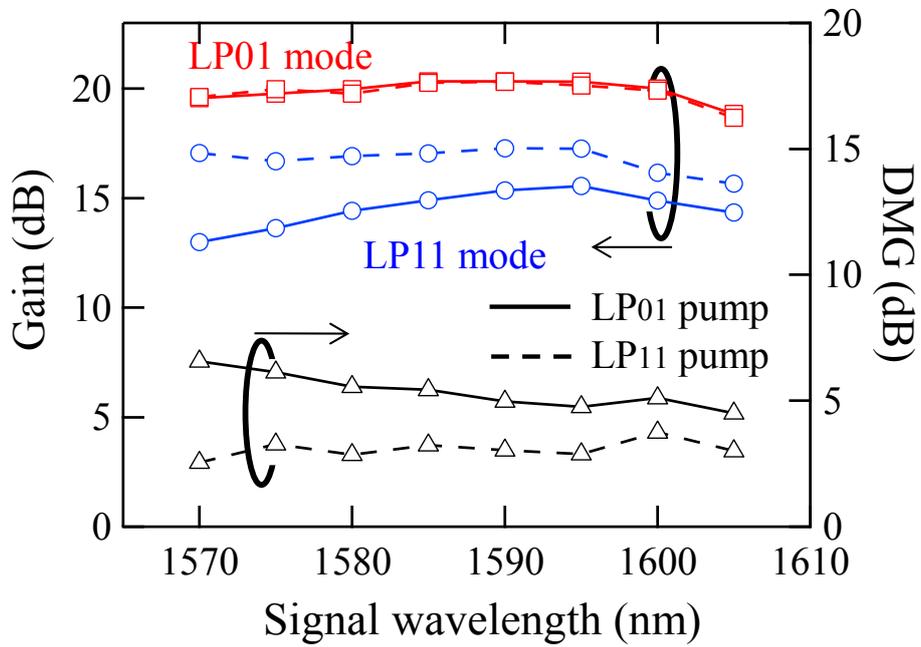


図 2.6.4 励起光 LP₀₁、LP₁₁ モードにおける利得スペクトルと DMG

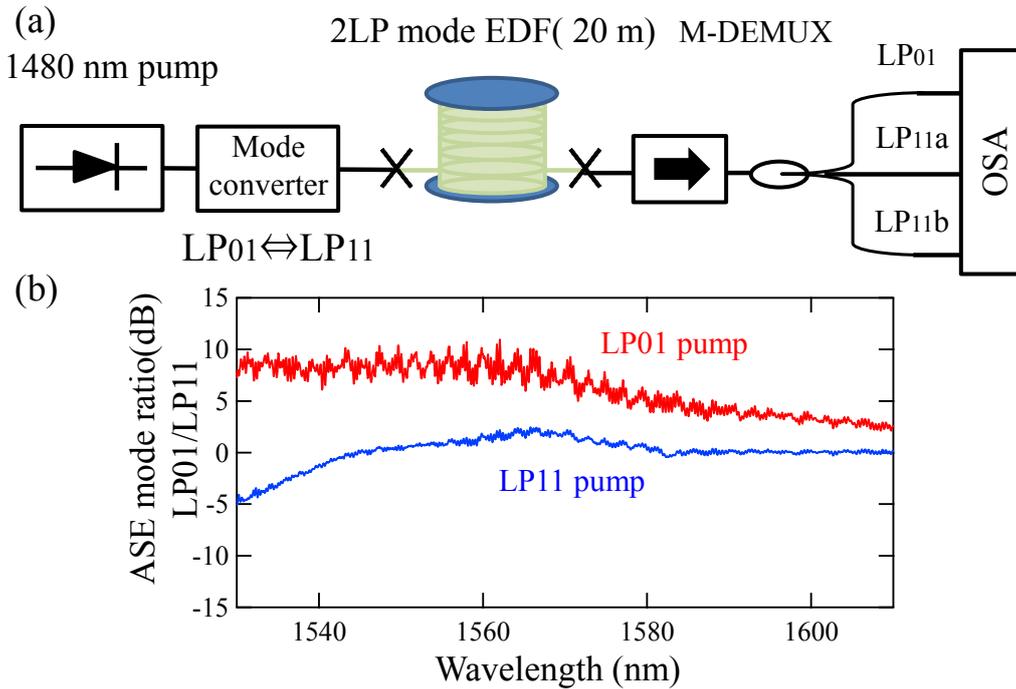


図 2.6.5 (a)ASE の結合するモード比に関する測定系および(b)測定結果

2.6.2 リング型 EDF を用いた DMG 低減の検討

励起モード及び励起波長による DMG 低減効果について検討を行ってきたが 1600 nm 帯の利得は ASE が結合するモードの影響を受けることを示した。そこで、励起モードに依らない DMG の低減に向けて、屈折率分布および Er^{3+} 添加分布をリング形状とした EDF の設計及び特性の評価を行った。

まず、リング形状にすることによる信号光、励起光の強度分布の重なりへの影響を評価した。図 2.6.6(a)にリング型 EDF の屈折率プロファイルを示す。リングの外環径 $a_2=9 \mu\text{m}$ 、リングコアの屈折率を $\Delta=0.7 \%$ とし、内環径 a_1 を変数とし計算を行った。励起光と信号光の重なり積分 f は、

$$f = \frac{\iint_{-\infty}^{+\infty} S(x,y)P(x,y)dx dy}{\iint_{-\infty}^{+\infty} S(x,y)dx dy \iint_{-\infty}^{+\infty} P(x,y)dx dy} \quad (2.23)$$

と表せる。ここで $S(x,y)$ 、 $P(x,y)$ はそれぞれ信号光および励起光の強度分布を示す。図 2.6.6(b)に励起モード(LP₀₁、LP₁₁)の励振比率と信号光との重なり積分の大きさの

関係を示す。各線は、 a_1/a_2 をそれぞれ、0、1/3、2/3とした際の結果を表しており、赤線および青線は信号光が LP₀₁ および LP₁₁ モードにおける結果を示す。計算結果からも f の励起光モード依存性が a_1/a_2 が大きくなるにつれて小さくなっていくことが確認できる。図 2.6.7 に試作した EDF の屈折率分布および LP₀₁、LP₁₁ モードのニアフィールドパターンを示す。今回、試作を行った EDF において、LP₀₁ モードの強度分布は屈折率分布の影響により円環状に広がっていることが確認できた。

本 EDF を用いて、信号光 LP₀₁ モード、LP₁₁ モードの利得特性の評価を行った。図 2.6.8 に励起モードを LP₀₁、LP₁₁ モードとした時の励起強度依存性を示す。ステップ型の EDF における DMG に比べ励起モードに依らず抑制されていることが確認出来る。図 2.6.9 に、信号光入力強度を -17 dBm/ch としたときの利得スペクトルを示す。リング形状の EDF を用いることにより、1570-1600 nm の波長範囲で DMG および帯域利得差を LP₀₁ モード励起時に 2.3 dB 以下、LP₁₁ モード励起時に 1.0 dB 以下に抑えることに成功した。

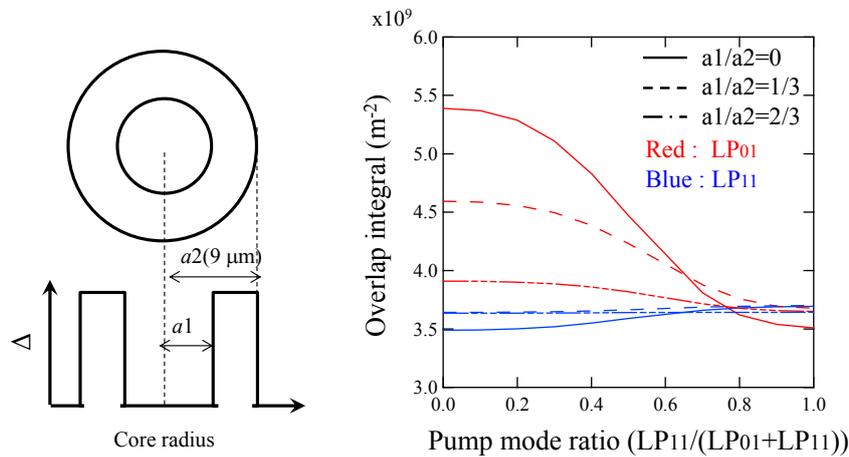


図 2.6.6 (a)計算に用いたリングコア EDF の屈折率分布、(b)信号光と励起光強度の重なり積分

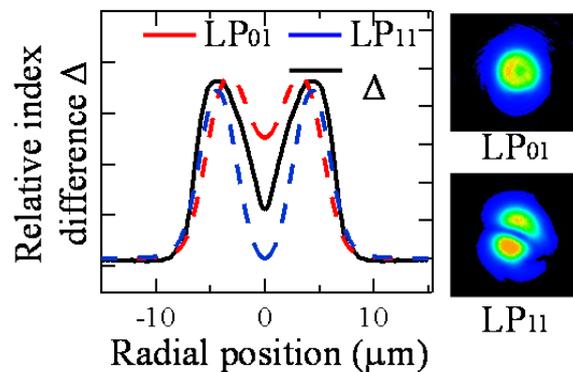


図 2.6.7 試作したリング型 EDF の屈折率分布及び EDF 出射後の NFP 像

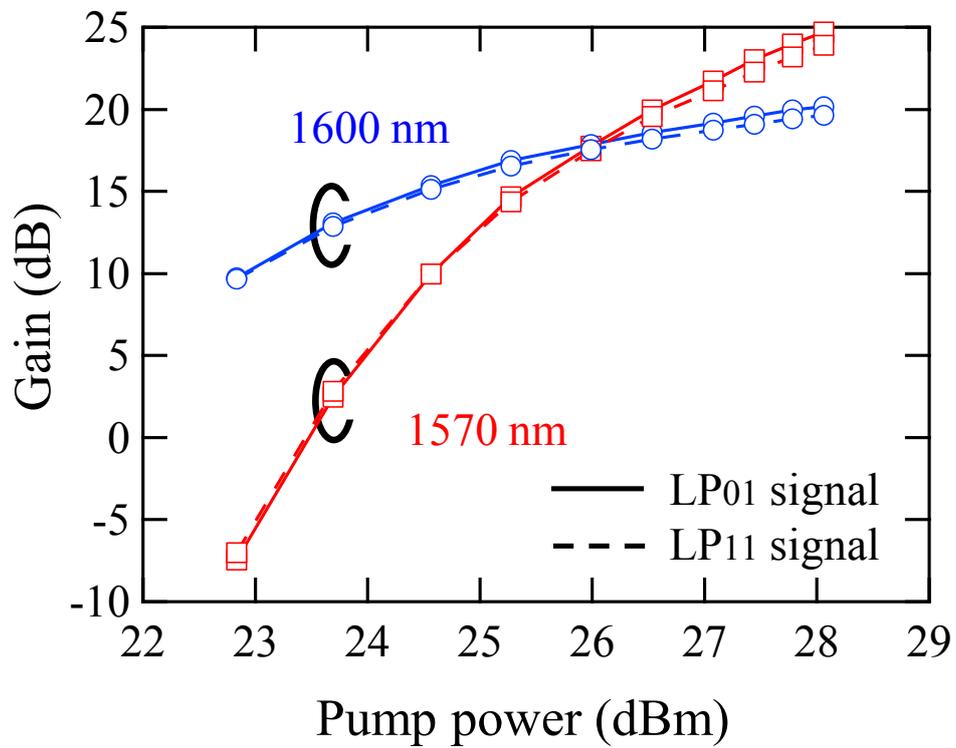
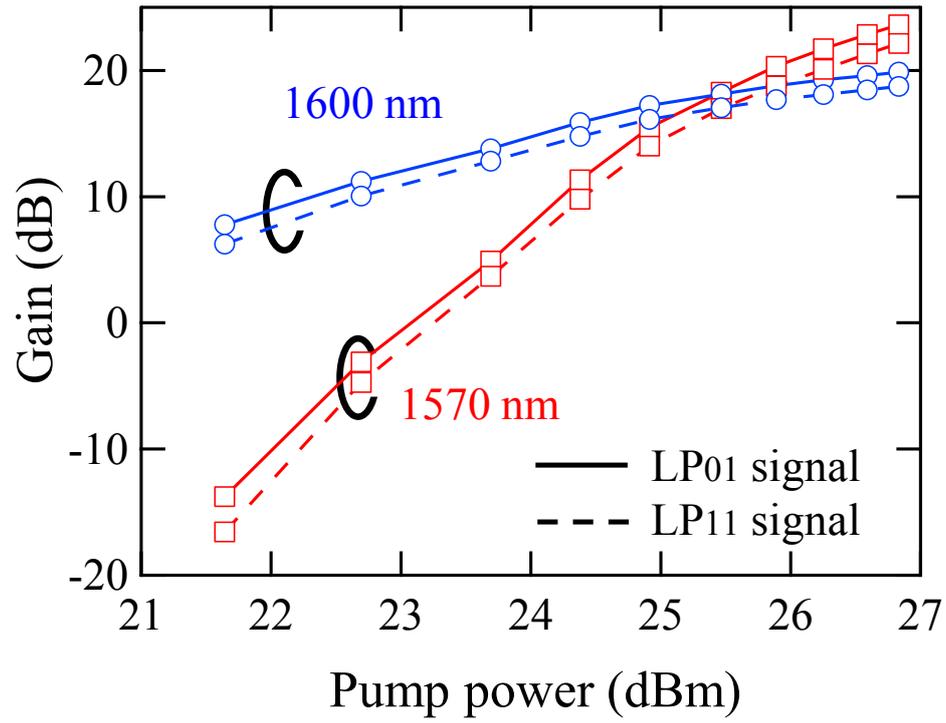


図 2.6.8 試作したリング型 EDF の屈折率分布及び EDF 出射後の NFP 像

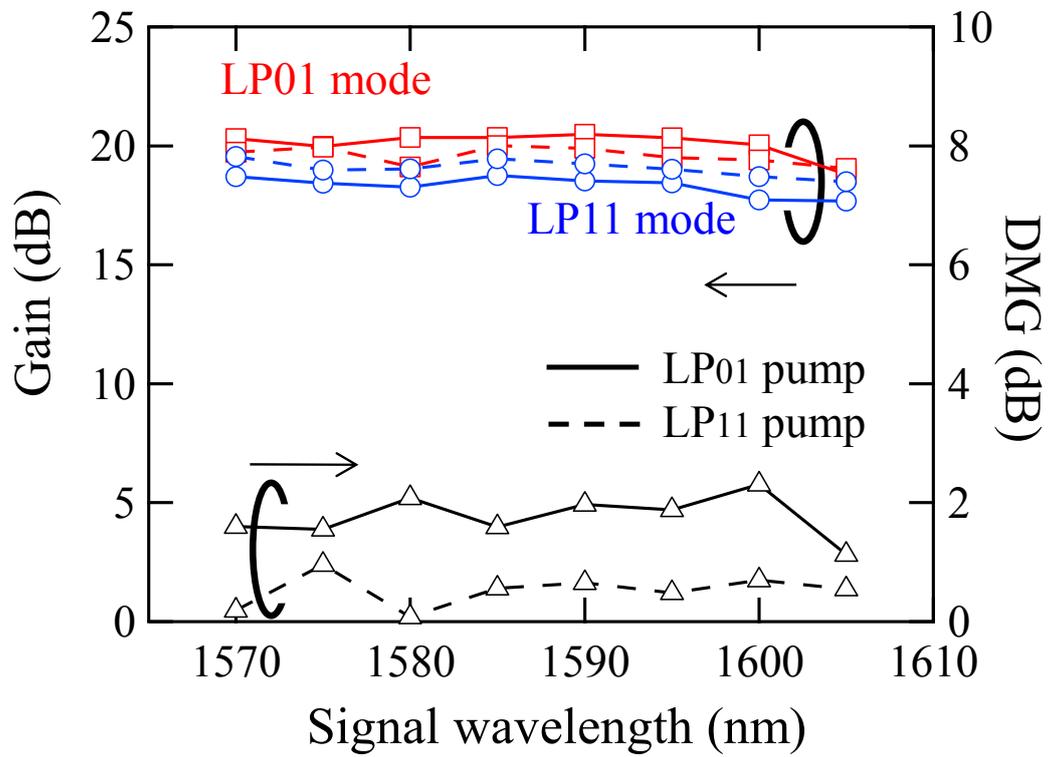


図 2.6.9 試作したリング型 EDF の屈折率分布及び EDF 出射後の NFP 像

2.7 5モードL帯光増技術

2.6節では3モードに対応したL帯光増幅器の検討について述べたが更なる伝送容量拡大の観点ではより高い伝搬モード数に対応したL帯光増幅器が求められる。本節では、5モードに拡張したL帯EDFAの低DMG化に向けた検討を行う。

2.7.1 リング型屈折率・エルビウム分布を有する EDF の利得特性

3モード伝送に対応したL帯EDFAでは、リング形状の屈折率及びエルビウム添加分布を有するEDFを用いることで励起光のモードに依存しないモード間利得差の抑制に成功した。まず、リングコア構造の5モードEDFの利得特性に関する計算を行う。図2.7.1に、伝搬モードの利得を計算するために使用したリングコアEDFの屈折率及びエルビウム添加分布を示す。ここで、 a_1 、 a_2 、および ΔI はそれぞれコアの内径、外径および比屈折率差を示しており、 $a_2 = 9.0 \mu\text{m}$ 、 $\Delta I = 0.7\%$ と設定した。利得特性は、2.2節で述べたとおりエルビウム添加分布と励起光分布等の変数から伝搬方程式を解くことによって得られる。図2.7.2に、(a) LP_{01} および(b) LP_{21} 励起モードにおける a_1/a_2 と LP_{01} 、 LP_{11} および LP_{21} モードの利得との関係について示す。この計算では、信号波長を1600 nm、励起波長を1480 nmに設定しました。L帯増幅においては励起モードに関係なく、モード間利得差が小さくなるEDF構造を見つける必要があります。リング形状のEDFでは図2.7.3(a)、(b)に示すように、 a_1/a_2 を約0.35以上に設定することによって、励起モードによらず1 dB以下の低DMG特性を実現できることを確認した。

しかしながら、 a_1 を大きくするにつれてリングコアEDFを伝搬するモードの電界分布は変形していくため、伝送ファイバとの間での電界分布の不整合により大きな接続損失が生じることが懸念される。次に、リングコアEDFと伝送用ファイバとの間の接続損失を計算する。ここでは、伝送路としてグレーデッドインデックス(GI)型ファイバを用いることとする。グレーデッドインデックスファイバは高次モードを伝搬させる際も、基本モードとの群遅延差が小さくなる構造として知られており、モード多重伝送路として期待されている主な構造の一つである[2.16-17]。

図2.7.3に、リングコアEDFとGIファイバとの接続損失と a_1/a_2 の関係について計算した結果を示す。接続損失の計算では、参考文献[2.16]表IVに記載のファイバBを用いた。計算結果から、 a_1/a_2 の増加に伴う接続損失の増加、及び高次モードになるにつれて損失が高くなることを確認した。接続点1箇所当たりのDMAを0.5 dB以下にするためには、 a_1/a_2 を0.25以下とする必要がある一方で、DMGを抑制するために a_1/a_2 を0.35以上とすることが必要となり要求条件を満たす領域が存在しな

いことがわかった。このように、リングコア EDF を用いた場合、低 DMG 特性と低接続損失を同時に実現することは困難であることが分かる。

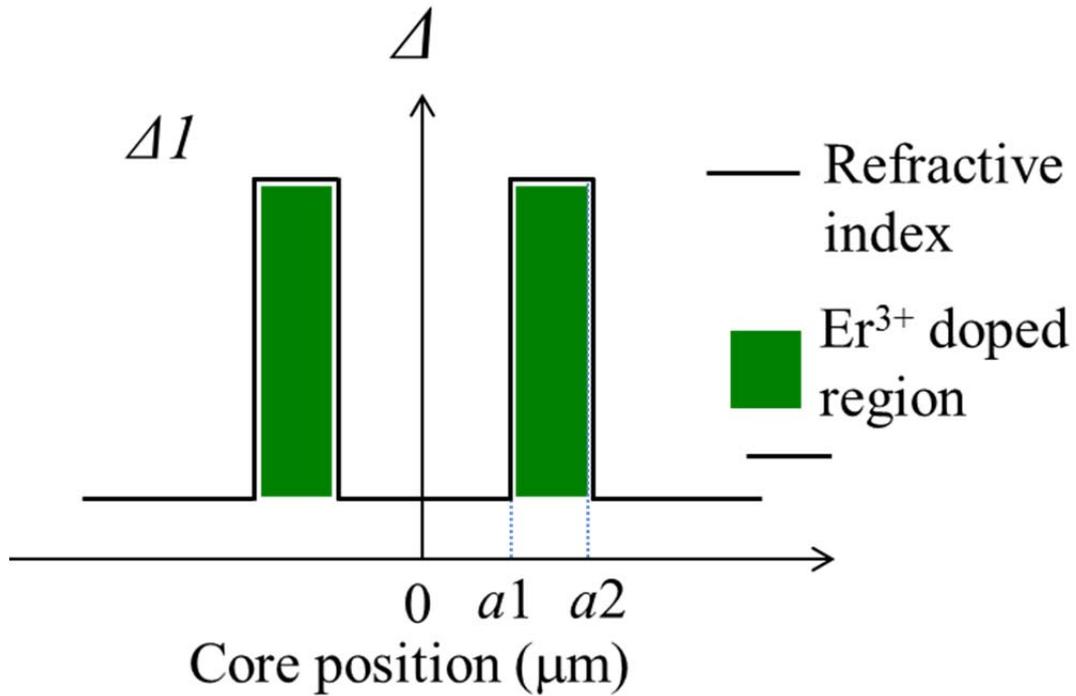
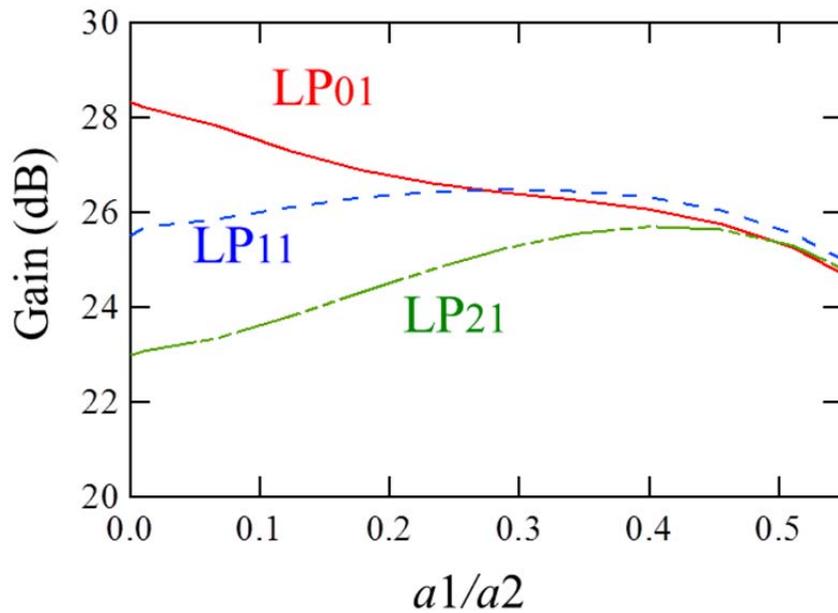


図 2.7.1 リング型 EDF の屈折率及びエルビウム添加分布



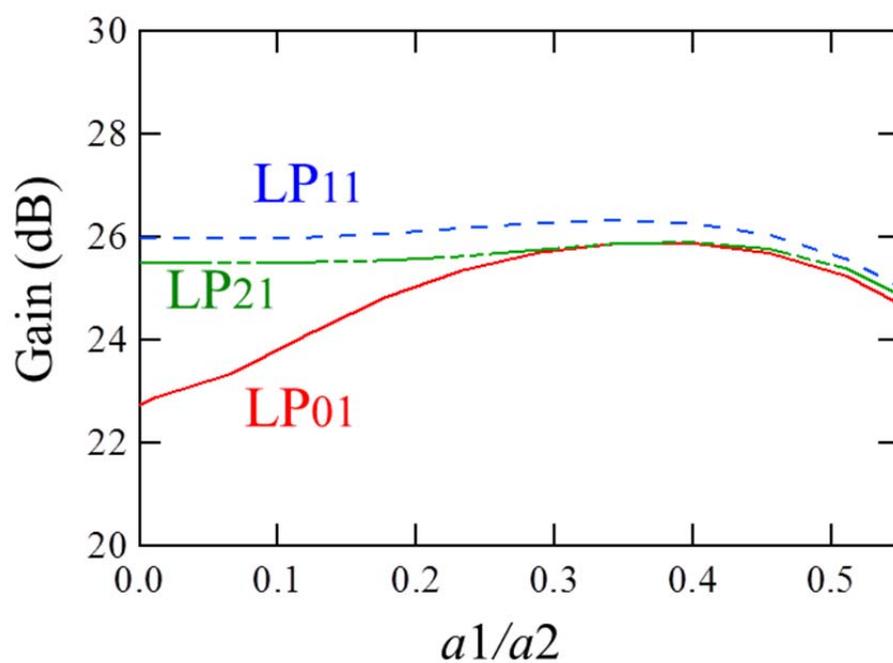


図 2.7.2 励起光(a)LP₀₁モード、(b)LP₂₁モードにおけるリング型 EDF の利得と $a1/a2$ の関係

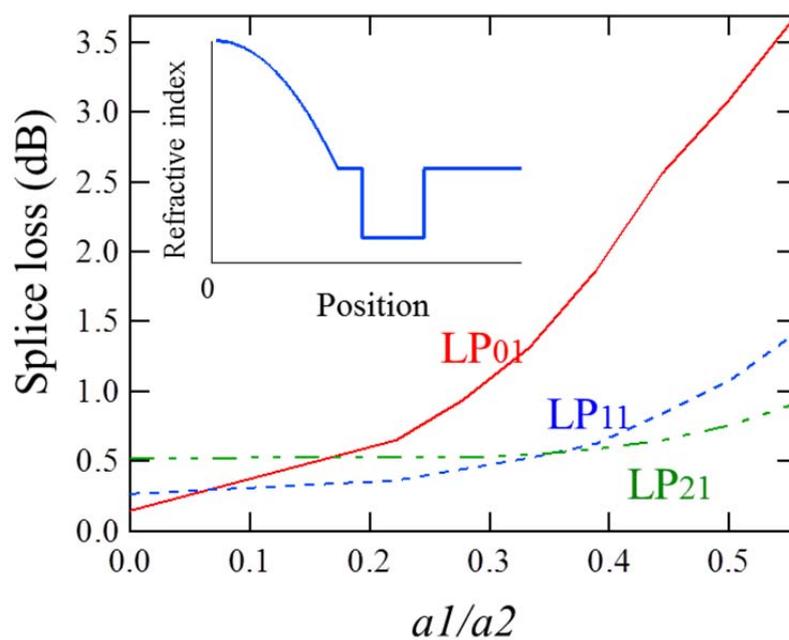


図 2.7.3 $a1/a2$ を変数としたリング型 EDF と GI ファイバの接続損失の関係

2.7.2 凹型屈折率分布を有する EDF の利得特性

伝送路との接続特性と低 DMG の両立を実現するために、凹型屈折率分布の EDF を提案する。図 2.7.4 に提案する EDF の屈折率とエルビウム添加プロファイルを示す。コア領域の中心に $\Delta 2$ ($0 < \Delta 2 < \Delta 1$) 領域を設定することによって、EDF と伝送ファイバ (GI ファイバ) 間の MFD 不整合の低減を行う。ファイバパラメータ a_2 および $\Delta 1$ をそれぞれ $9.0 \mu\text{m}$ および 0.7% に設定した。ファイバパラメータを調整し、 LP_{21} モードが計算領域内に伝搬するようにした。まず、EDF と伝送ファイバ間の接続損失に及ぼす $\Delta 2$ 値の影響を評価した。図 2.7.5 は、凹型構造の a_1/a_2 と $\Delta 2$ に対して、伝送ファイバと接続した際に発生する最大モード間損失差を示している。 a_1/a_2 を大きくした際も $\Delta 2$ を設けることにより、リング形状と比べ接続損失を低減できていることが分かる。図 2.7.6(a)、(b) に、励起モードが (a) LP_{01} および (b) LP_{21} モードとしたときの信号波長 1600 nm における DMG 値を a_1/a_2 および $\Delta 2$ を変数として示す。計算結果から、励起モードによらず DMG 特性を低くするためには、 a_1/a_2 を 0.3% より大きく、 $\Delta 2$ を 0.4% より小さくする必要があることが分かった。 a_1/a_2 および $\Delta 2$ がともに大きくなる領域では、信号光の LP_{01} モードと励起状態のエルビウムイオンとの間の重なりが大きさが劣化することにより、DMG が高くなっていくことを確認した。一方、図 2.7.5 に示す斜線部は接続点の観点から損失が高くなっており利用できない設計領域である。そのため、低 DMG および低接続損失を実現するためには、 a_1/a_2 値を $0.3 \sim 0.4\%$ および $\Delta 2$ を $0.2 \sim 0.4\%$ 程度に設定する必要があることが分かる。

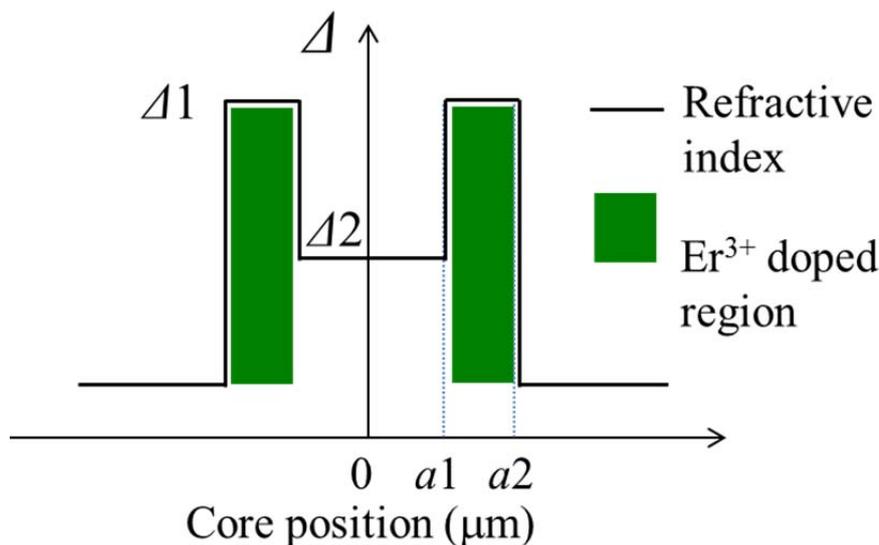


図 2.7.4 凹型 EDF の屈折率・エルビウム添加分布

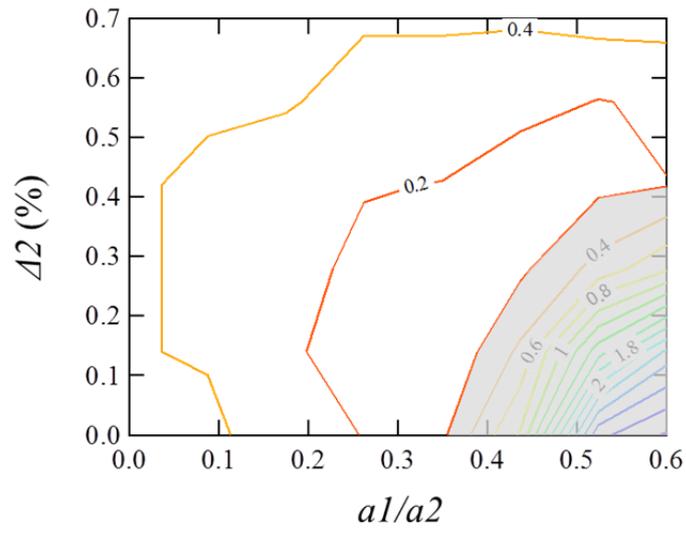


図 2.7.5 凹型 EDF の屈折率・エルビウム添加分布

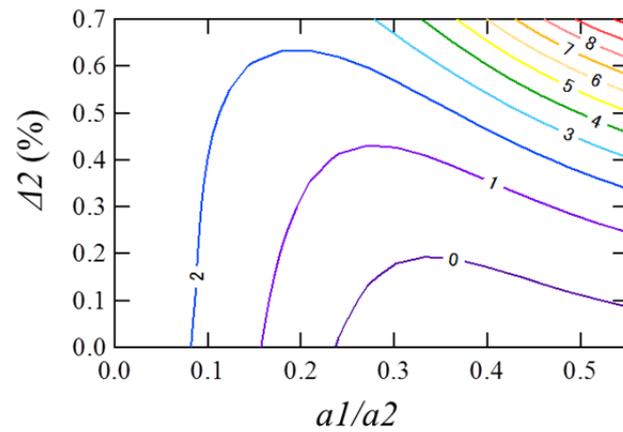
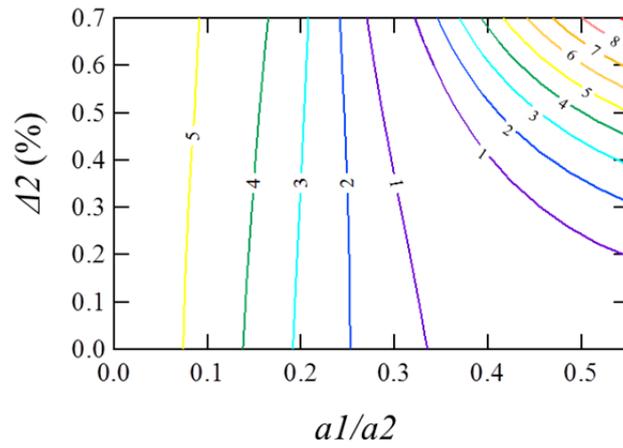


図 2.7.6 凹型 EDF の屈折率・エルビウム添加分布

2.7.3 増幅特性の評価

図 2.7.7(a)、(b)は、前節の設計に基づいて試作された 2 種類の EDF(以下、EDF1 および EDF2 と呼ぶ)の屈折率プロファイルおよびエルビウムドーパントプロファイルを示す。EDF1 の屈折率及びエルビウム添加分布は図 2.7.7(a)に示す通りリング形状をしている。EDF1 の $a1/a2$ 値は平均で 0.25 であり、この値は接続損失のモード依存性は抑制できる一方で、DMG も抑制が困難な領域と予想される。ここで、 $a1/a2$ の平均値とは、 $\Delta 2$ が最大値の半分になったときの半径から算出している。

EDF2 の屈折率分布はコア部の中央に窪みのある形状をしており、エルビウム添加分布はリング形状を有している。EDF2 の平均 $a1/a2$ および $\Delta 2$ はそれぞれ 0.4 および 0.5%である。得られた $\Delta 2$ 値は、製造誤差により前節で示した 0.3%よりわずかに高くなっていることを確認した。また、試作した EDF を伝搬した後の各モードの信号波長 1600 nm における NFP を図 2.7.7 に併せて示す。

次に、試作した 2 種類の L 帯において 5 モード動作する EDF を用いて増幅特性の評価を行う。図 2.7.8 に、作製した EDFA の利得特性を評価するための測定系を示す。測定する光について波長を 1570 から 1605 nm まで 5 nm 間隔で掃引しながら利得の評価を行った。全てのモードが同時に増幅された状態での増幅特性を評価するために、LP₀₁、LP₁₁、および LP₂₁ モードに対して異なる波長を有する 3 つの光を、飽和光として入力した。LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁ モードの飽和信号の波長は、それぞれ 1601.2, 1602.0, 1602.8nm とし、各モードの入力強度は -10 dBm に設定した。すべての飽和信号は、LP₁₁ および LP₂₁ モードを変換するために 2×1 カプラおよび位相板タイプのモード変換器を通して光増幅器へ入射した。このモード変換器のモード消光比は、他のモードに比べ 15 dB 以上であることを確認した。モード合波された信号光は、LP₀₁ モードの 1480nm 励起光と合波された後、5 モード EDFA に入射される。掃引される測定光は、モード合波器の各入力ポートに個別に入力され、LP₀₁、LP₁₁ および LP₂₁ モードの飽和信号と共に同時に増幅される。ここで、測定光の強度は -25 dBm に設定した。励起光合波器の前、及び EDF 後にマルチモードアイソレータを配置しており、これによりファイバから戻る反射を防ぐことが出来る。EDFA にて増幅された光スペクトルは OSA を用いて評価を行った。図 2.7.9(a)は、1600 nm の信号光における励起強度と利得の関係を示している。ここで、EDF1 の長さは 100 m に設定した。本評価では、LP₁₁ 及び LP₂₁ モードが有している縮退モードについては、同様の増幅特性を有していることが知られているため[2.3]、単一モードのみの評価とした。EDF1 においては LP₁₁ モードが最も高い利得となっており、次に LP₀₁ モード、LP₂₁ モードの順であった。LP₀₁ モードの利得が 20 dB のとき、波長 1600 nm では 4 dB の DMG が発生していることを確認した。図 2.7.9(b)に、28.6dBm の励起強度で各モー

ドの利得および NF スペクトルをプロットしたものを示す。利得等化器を用いずに、各モード共、波長領域では比較的平坦な利得スペクトルが得られることを確認した。EDF1 における DMG は、1570~1600nm にて 5 dB であることを確認した。また、増幅後の信号光はモード分波器を用いて分波した後 NF の評価も併せて行い、LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁ モードにおいてそれぞれ 6.2~7.0dB、6.4~7.2dB、8.5~9.8dB であることを確認した。

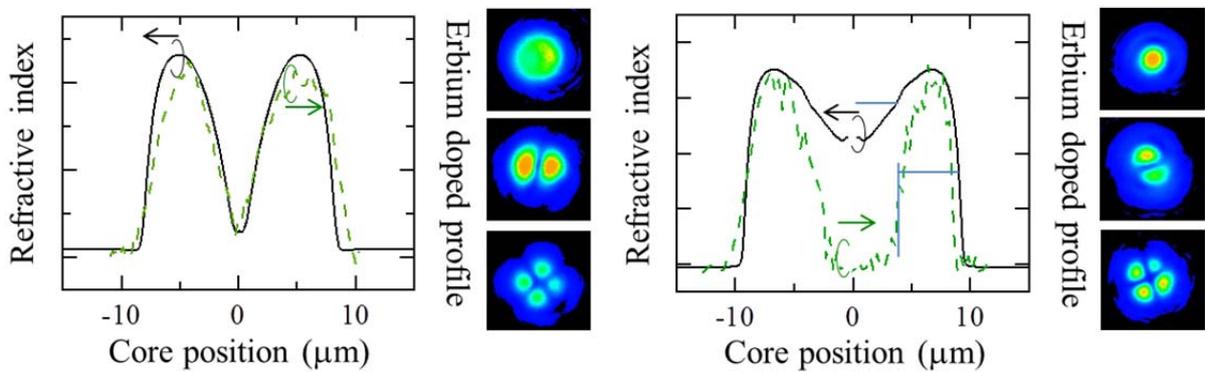


図 2.7.7 試作した(a)EDF1 及び(b)EDF2 の屈折率、エルビウム添加分布

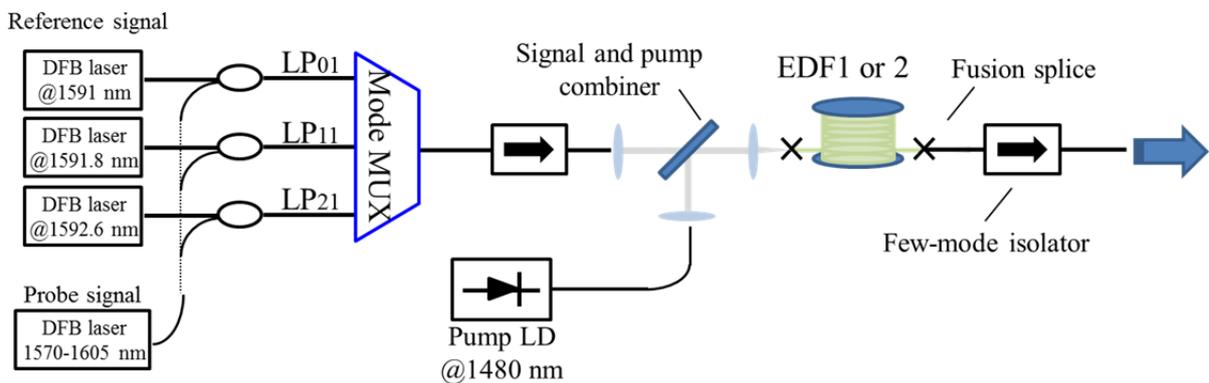


図 2.7.8 5モード EDFA の評価系

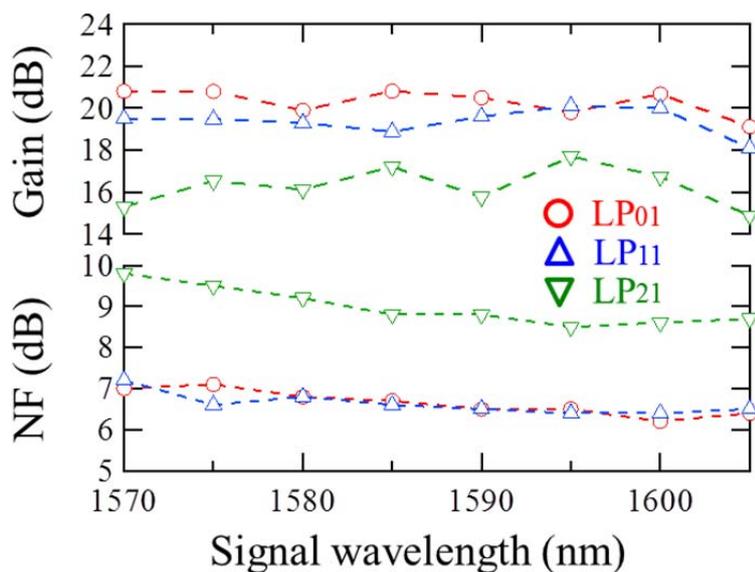
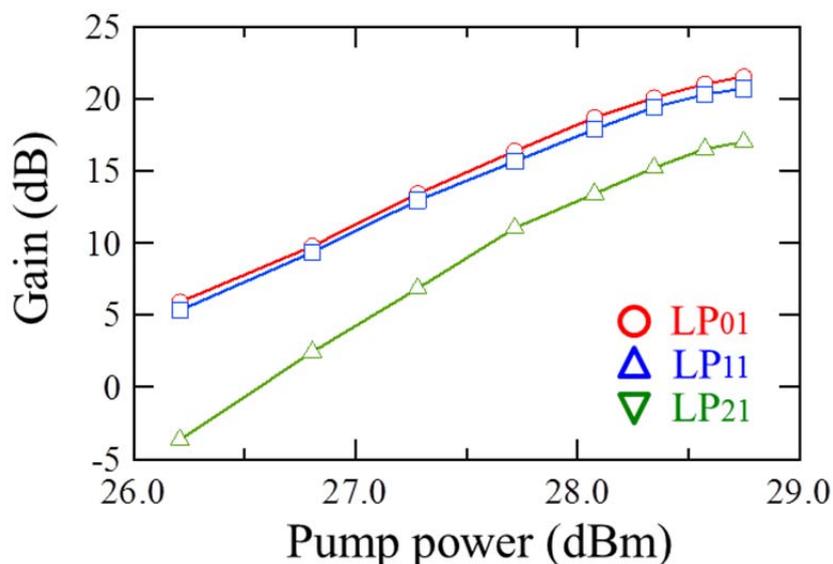


図 2.7.9 EDF1 の(a)励起強度と各モードの利得の関係、(b)各モードの利得及び NF スペクトル

次に、EDF2 の利得特性の評価を行う。図 2.7.10(a)は、信号波長 1600 nm における各モードの利得と励起強度の関係を示す。ここで、EDF2 の長さは 48 m に設定した。測定結果から、EDF2 では LP11 モードが最も高い利得となっており、続いて LP₂₁ モード、LP₀₁ モードの順であった。LP₀₁ モードの利得が 20 dB であるとき、波長 1600 nm にて 3 dB の DMG を実現しており、EDF1 に比べ DMG を抑制できていることを確認した。図 2.7.10(b)に励起強度 29.4 dBm のときの、各モードの利得と NF スペクトルを示す。EDF2 を使用した場合、1570~1605 nm の波長域で 4 dB の DMG を実現

しました。また、NF の評価も併せて行い LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁ モードにおいてそれぞれ 5.8 - 8.2dB、6.6 - 7.0dB、6.2 - 6.9dB となることを確認した。LP₀₁ モードの NF は、他のモードに比べ大きな値となっていることを確認した。これは、EDF2 のエルビウム添加量がコア中心では低くなっており、LP₀₁ モードとの重なりが他のモードに比べ小さいためと考えられる。また、前節で示した DMG 値の実験値と計算値の差は、作製した EDF2 の $\Delta 2$ 値が設計値の 0.3 % に比べ高い値となっていたためと考えられる。

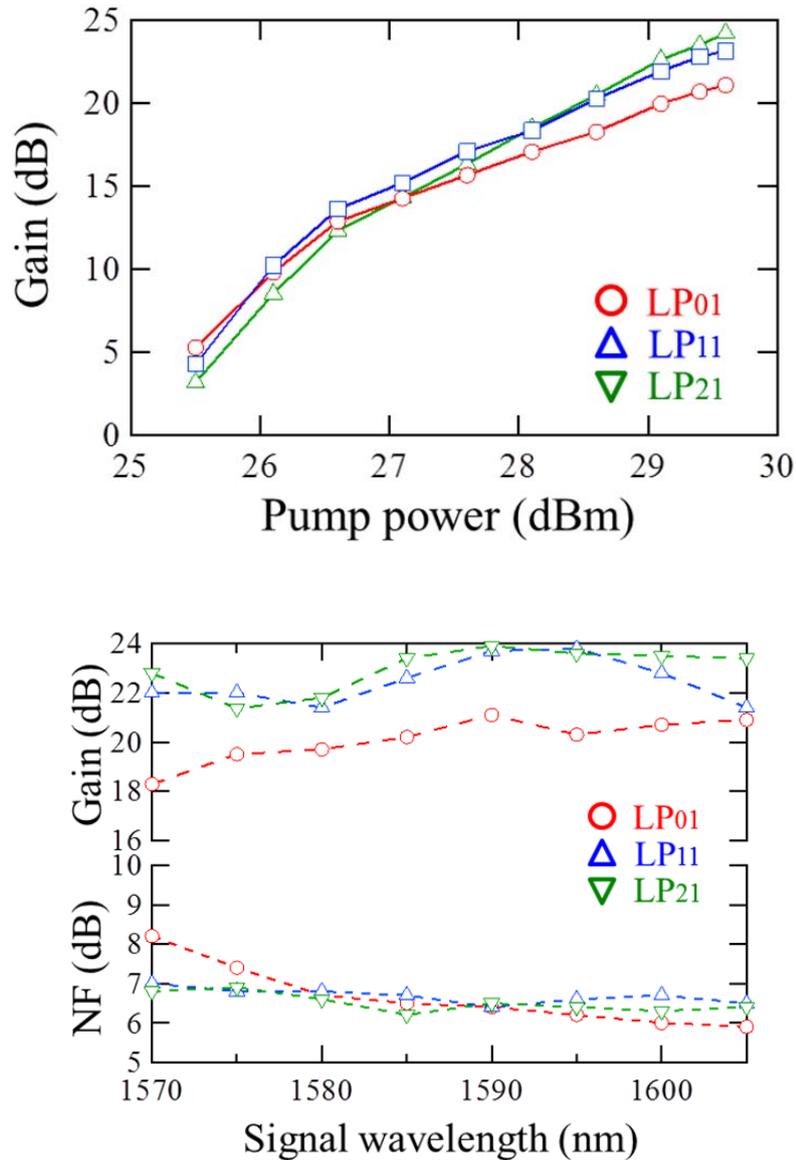


図 2.7.10 EDF1 の(a)励起強度と各モードの利得の関係、(b)各モードの利得及びNF スペクトル

2.8 動的利得変動の制御技術

これまでの節ではMM-EDFAにおける静的な利得特性の検討について述べてきたが本節では動的な利得特性、及び変動量の抑制に向けた検討を行う。

MM-EDFAを用いて、より安定的なMDMシステムを実現する上では、時間に対する利得変動が抑制可能であるEDFAが重要になると考えられる。シングルモードEDFAの利得変動の制御を行う上ではいくつかの有効な手法が既に提案されている[2.18-19]。その中で、利得クランプ技術は、エルビウムイオンの反転分布を固定し、すべての伝搬モードの間で空間的な重なりを有するため、基本モードだけでなく高次モードの利得変動を低減するのにも有効であると考えられる。

本節では、リング共振器を用いた4-LPモード利得クランプEDFAの提案、試作を行い、実験的に評価を行う。

2.8.1 利得クランプ EDFA の構成

利得クランプは、リング共振器などの光共振器を用いて動的利得変動を制御する技術です。利得スペクトルは、光共振器内のレーザ発振条件を調整することによって制御することが出来る。図 2.8.1 に利得クランプ 4-LP モード EDFA の構成を示します。利得クランプ EDFA のリング共振器は、シングルモードファイバ(SMF)とシングルモードデバイスで構成されているため、共振光のモードは LP_{01} モードである。図内にて SMF は破線で示し、シングルモードのデバイスには SM の添字を付けている。モード多重化された信号は、励起光合波器で 980 nm の励起光と合波され、4-LP モード EDF に入射される。図 2.8.2 は、(a)ステップ型 EDF および(b)リング型 EDF の比屈折率差(Δ)およびエルビウム添加分布を示す。エルビウム添加分布は電子プローブマイクロアナライザ (EPMA) 法[20]により計測した。本検討では、測定する際にモード毎に強度が大きく異なると評価が難しくなることから、2 種類の EDF を縦続に接続し DMG の補償を行っている。ステップ型 EDF とリング型 EDF の長さ比 ($EDF_{step}/(EDF_{step} + EDF_{ring})$) は 0.8 に設定した。リング共振器は、4-LP モード WDM カプラ、シングルモードバンドパスフィルタ (帯域幅:0.5 nm)、光減衰器、光アイソレータで構成されている。ASE は、リング共振器内のバンドパスフィルタを用いて 1567 nm の波長でフィルタリングされる。フィルタリングされた光は光減衰器を用いて強度を調整された後、EDF に再入力される。信号光へ影響を与えないため、信号帯域と重ならない波長に発振波長を設定した。ループ内ではシングルモードデバイスを用いて、高次モードをフィルタリングすることによって、発振モードは LP_{01} モードに限定した。表 2.5 に、波長 1550 nm における EDFA のモード消光比を示

す。モード消光比はモード群間で、最大-12dB となることを確認した。使用したモード合分波器の消光比は-20 dB 程度あり、増幅器の接続によりモード消光比が劣化していることが確認出来る。これは、主には EDF と伝送ファイバとの間の接続点におけるモードフィールド不整合に起因していると考えられる。モード合分波器を含むマルチモードデバイスのピグテイルにはGIファイバが用いられている。4-LPモードファイバ内では、 LP_{21} と LP_{02} モードの伝搬定数が近く、強い結合を起こしているため光学的な分離は困難であり、本測定においても LP_{21} 及び LP_{02} モード間の消光比はNAとしている。

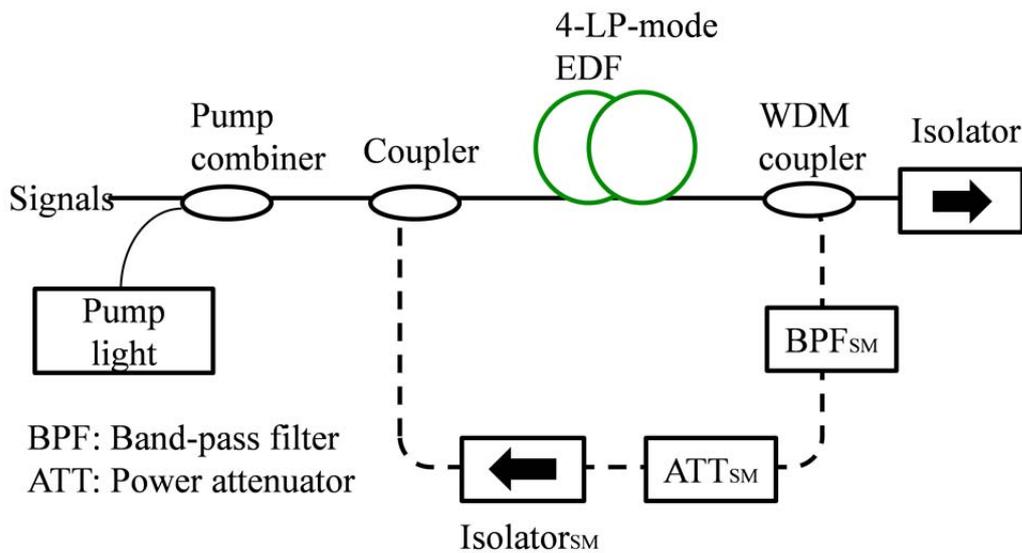


図 2.8.1 EDF1 の(a)励起強度と各モードの利得の関係

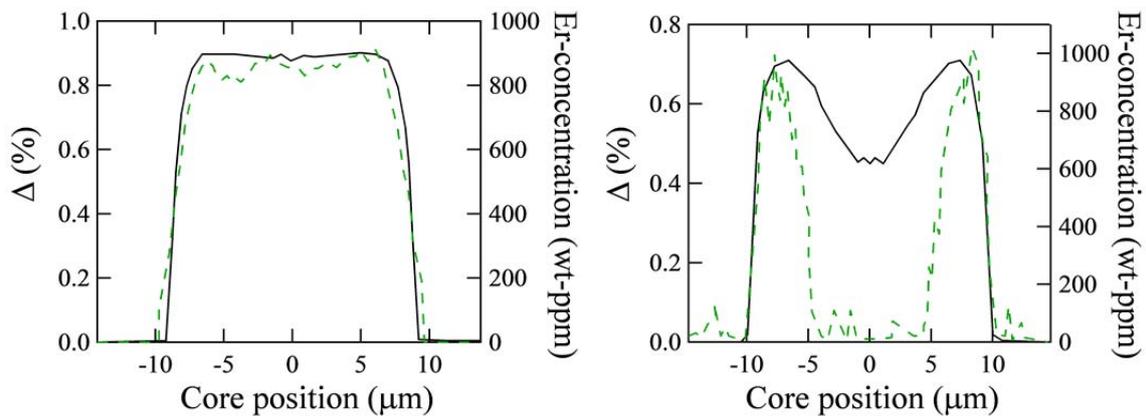


図 2.8.2 試作した(a)EDF1 及び(b)EDF2 の屈折率、エルビウム添加分布

表 2.5 EDFA のモード消光比

XT(dB)	LP01	LP11a	LP11b	LP21a	LP21b	LP02
LP01	NA	-12.3		-20.0		
LP11a	-14.0	NA		-12.3		
LP11b	-14.0			-14.4		
LP21a	-24.7	-12.8	NA			
LP21b	-23.6	-12.6				
LP02	-14.8	-12.4				

2.8.2 試作した EDFA の静的な利得特性

図 2.8.3 に、利得クランプ 4-LP モード EDFA の利得特性を測定するために使用した実験系を示す。4-LP モード EDFA に含まれるリング共振器の構成は、図 2.8.1 に示す通りの構成である。各モードの利得を評価するため、モード毎に異なる波長の光を割り当てており、LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁ および LP₀₂ モードを、それぞれ 1551、1552、1553 および 1554 nm としている。全てのモードが同時に増幅されている条件下で、利得を測定するために、WDM チャンネルとして 4 波長を入力している。LP₀₁、LP_{11ab}、LP_{21ab} および LP₀₂ モードの WDM 信号の波長は、それぞれ 1530、1540、1550 および 1560nm とした。合波された WDM 信号は、6 つのポートに分割され、Multi-plane 型モード変換器[2.20]に入射される。WDM 信号および測定光の信号強度は、-15dBm/モード/波長とした。利得スペクトルの評価には光スペクトルアナライザ (OSA) を用いた。

前節で述べた通り、LP_{21ab} および LP₀₂ モード群は、本 EDFA において縮退を起しており光学的な分離は困難である。そのため、LP_{21ab} と LP₀₂ モードの利得差を正確に評価するため、伝送特性評価を行った際に導出されるチャンネル行列から特異値を求め MDG を算出した(SVD 法)[2.21]。評価に用いた実験系を図 2.8.4 に示す。MIMO-DSP を用いており 40 Gbps QPSK PDM (x-, y-pol.)-MDM (LP_{21a}、LP_{21b}、LP₀₂ modes)伝送実験を行った。信号は PRBS 2²⁰-1 信号を用いた。コヒーレント受信器に入力された受信信号はサンプリングレート 40 GS/s のデジタイザにより AD 変換し、オフライン処理を行った。6 × 6 MIMO 等化器は、ハーフシンボルスペースのタップを有する FIR フィルタにより構成され、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った。図 2.8.5(a)に、リング共振器を形成していない EDFA を用いて各モードの利得と励起強度の関係を評価した結果を示す。ここで、励起モードは LP₀₁ モード、信号波長は 1550 nm である。図に示す LP₂₁ および LP₀₂ モードの利得は、OSA による測定で得られた結果の平均値であり SVD 法による評価からモードグループ内で 2 dB の MDG を有していることを確認した。OSA によって得られた結果と併せて本 EDFA における波長 1550 nm における DMG は 4 dB であることが分かった。図 2.8.5(b)に、リング共振器を形成した利得クランプ EDFA の各モードと励起強度の関係を示す。励起光強度が 250 mW 以上の領域で波長 1567nm のレーザ光の発振が確認された。全モードにおいて利得クランプを適用していない場合に比べ励起強度に対する利得変動が小さくなっていることが確認出来る。本測定の結果から、共振器内の発振光が LP₀₁ モードであっても、全ての信号モードにおいて利得クランプが動作することを確認した。しかしながら、モード毎に発振領域における利得変動量の大きさに違いがあることが確認出来る。これ

は、共振光が LP_{01} モードであるため、EDF 面内における信号光との強度分布の重なりを考えると伝搬モードによって異なる値をとるためと考えられる。

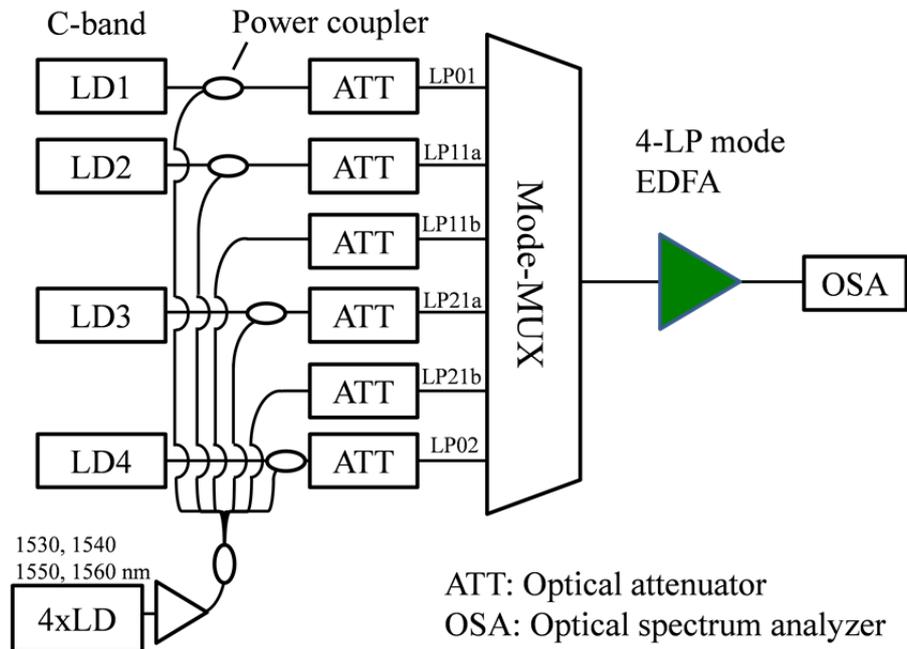


図 2.8.3 4-LP モード EDFA の利得特性評価系

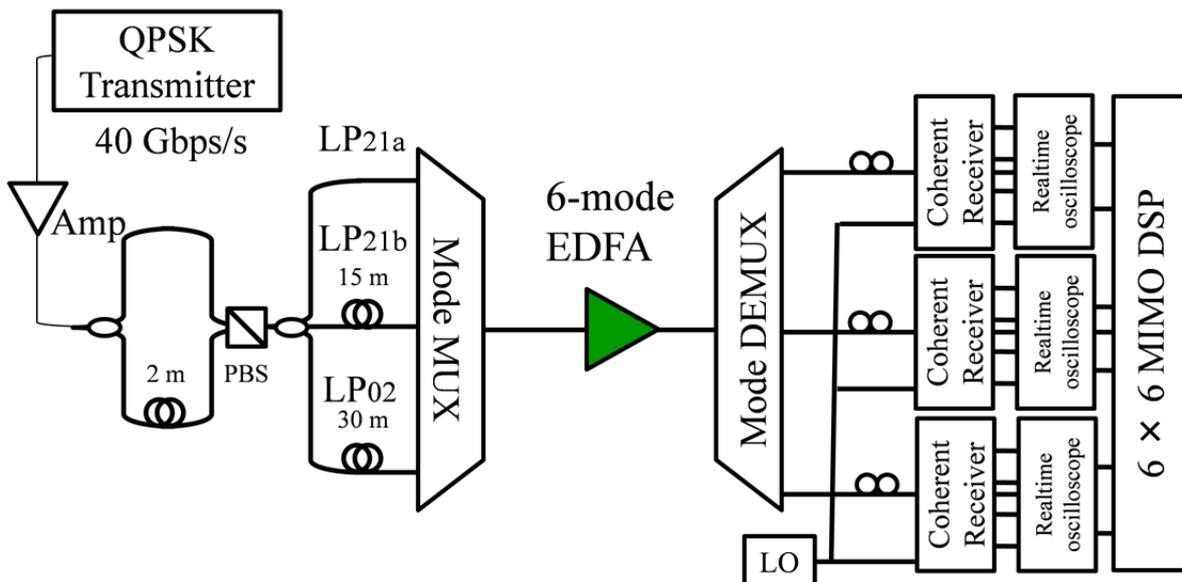


図 2.8.4 SVD 測定系

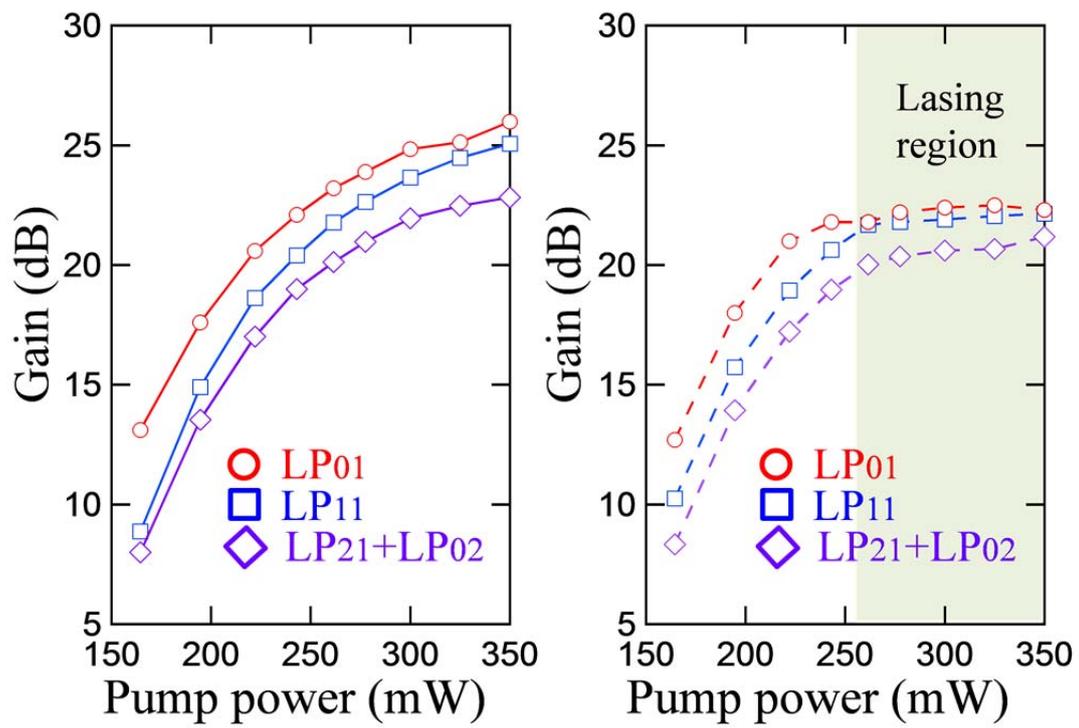


図 2.8.5 (a)共振器を形成していない EDFA、(b)共振器を形成した利得クランプ EDFA の各モードの利得と励起強度の関係

2.8.3 試作した EDFA の過渡応答特性

次に、試作した 4-LP モード EDFA の過渡応答特性の評価を行った。図 2.8.6 に、過渡応答特性を評価するために用いた実験系を示す。利得の過渡応答特性を評価するために、各モードの経路の 1 つに 2x1 カプラを用いてオン/オフ信号を合波した。測定の簡単化のために、LP₁₁ および LP₂₁ に含まれる縮退モードへは信号光を入射していない。LP₁₁ モードと LP₂₁ モードに含まれる 2 つの直交モードは、ファイバの長手方向にビートしながら伝搬するため同様の利得特性を持つことが知られている。オン/オフチャネルは、AOM を用いて生成したデューティ比 50 % の方形波を用いた。本 AOM におけるオンとオフの消光比は -40dB 以下である。また、入射したオン/オフ信号以外の CW 信号のことは残留チャネルと呼ぶこととする。最初に、利得クランプを適用していない EDFA の過渡応答特性の評価を行った。過渡応答特性を評価するために、4-LP モードバンドパスフィルタ（帯域幅 0.5 nm）、光検出器、オシロスコープを用いた。ここでは、残留チャネルはバンドパスフィルタを用いて波長(モード)毎にフィルタリングすることで評価を行った。最初に、利得クランプを適用していない EDFA について評価を行う。図 2.8.7(a) および (b) は、オン/オフチャネルは LP₀₁ モードであるときの、残留チャネル LP₀₁ および LP₂₁ モードにおける出力強度を示す。両モード (LP₀₁ および LP₂₁) においてオン/オフ信号の強度の挙動に応じた時間的な利得変動が発生していることが確認出来る。

次に、利得クランプ EDFA における過渡応答特性の評価を行った。図 2.8.7(c) および (d) は、オン/オフチャネルは LP₀₁ モードであるときの残留チャネル LP₀₁ および LP₂₁ モードにおける規格化した出力強度を示す。利得クランプを適用していない EDFA の結果に比べ両モードともに変動量を抑制できていることを確認した。

次に、オン/オフチャネル光の強度を -3.5 dBm から 3.5 dBm まで変化させて、利得変動量とオン/オフチャネル強度との関係について評価を行った。図 2.8.8 の実線は、利得クランプを適用していない EDFA におけるオン/オフチャネルの強度と各モードの利得変動量の測定結果を示す。それぞれ (a)、(b) および (c) はオン/オフチャネルが LP₀₁、LP₁₁ および LP₂₁ モードであるときの結果であり、記号 ○、□ および ◇ は、それぞれ残留チャネル LP₀₁、LP₁₁ および LP₂₁₊₀₂ モードの利得変動量に対応している。各モードの利得変動量は、観測された強度の最大及び最小値の差から求められている。測定結果から分かるように、すべてのモードの利得変動量は、オン/オフチャネルの強度と共に増加している。図 2.8.8(a) において残留チャネル (LP₀₁ モード) の強度分布は、オン/オフチャネル (LP₀₁ モード) と EDF 内にて大きな空間的な重なりを持つため、他の残留チャネルに比べ大きな利得変動量となっていると考えられる。図 2.8.8(a)、(b) および (c) の破線は、オン/オフチャネルが LP₀₁、LP₁₁ および LP₂₁ モード

であるときの利得クランプを適用した EDFA におけるオン/オフチャネルの強度と各モードの利得変動量の測定結果を示す。オン/オフチャネルのモードに依らず、利得クランプを適用することにより利得変動量は低減しており、本測定範囲内で 1 dB 以下の利得変動量を実現していることを確認した。次に、波長 1530nm の残留チャネルにおける EDFA の過渡応答特性評価を行った。図 2.8.9 は、オン/オフチャネルが LP₀₁ モードもしくは LP₁₁ モードであるときの、利得変動量とオン/オフチャネル光の強度の関係を示す。波長 1550 nm における測定と同様に利得クランプ技術を適用することにより、利得変動量は大幅に抑制されており、本測定範囲内で 1.1 dB 以下の低い利得変動量が得られることを確認した。

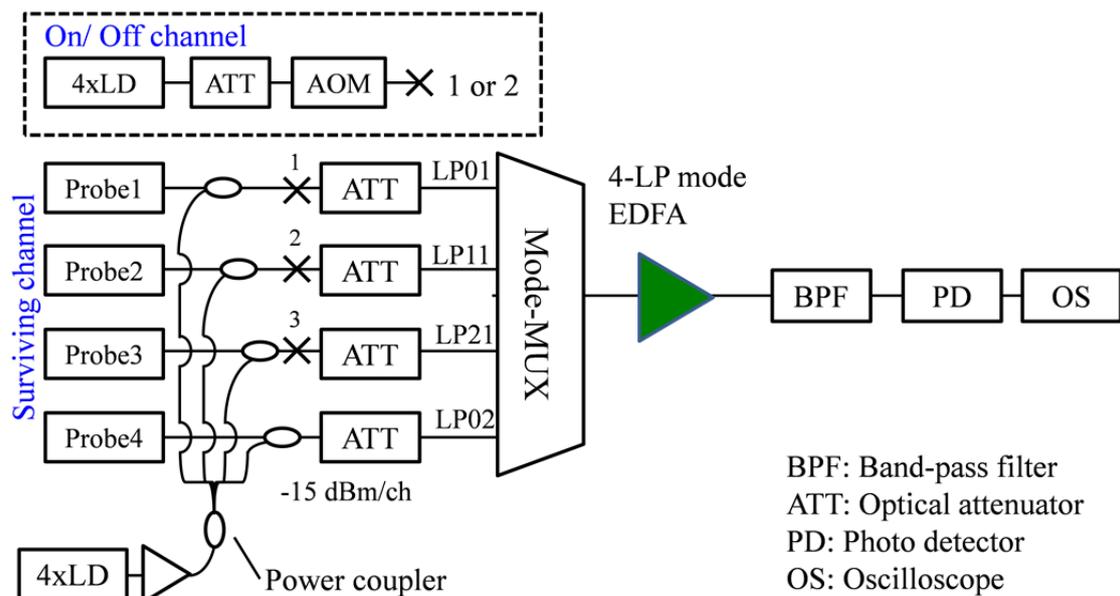


図 2.8.6 4-LP モード EDFA における過渡応答特性の実験系

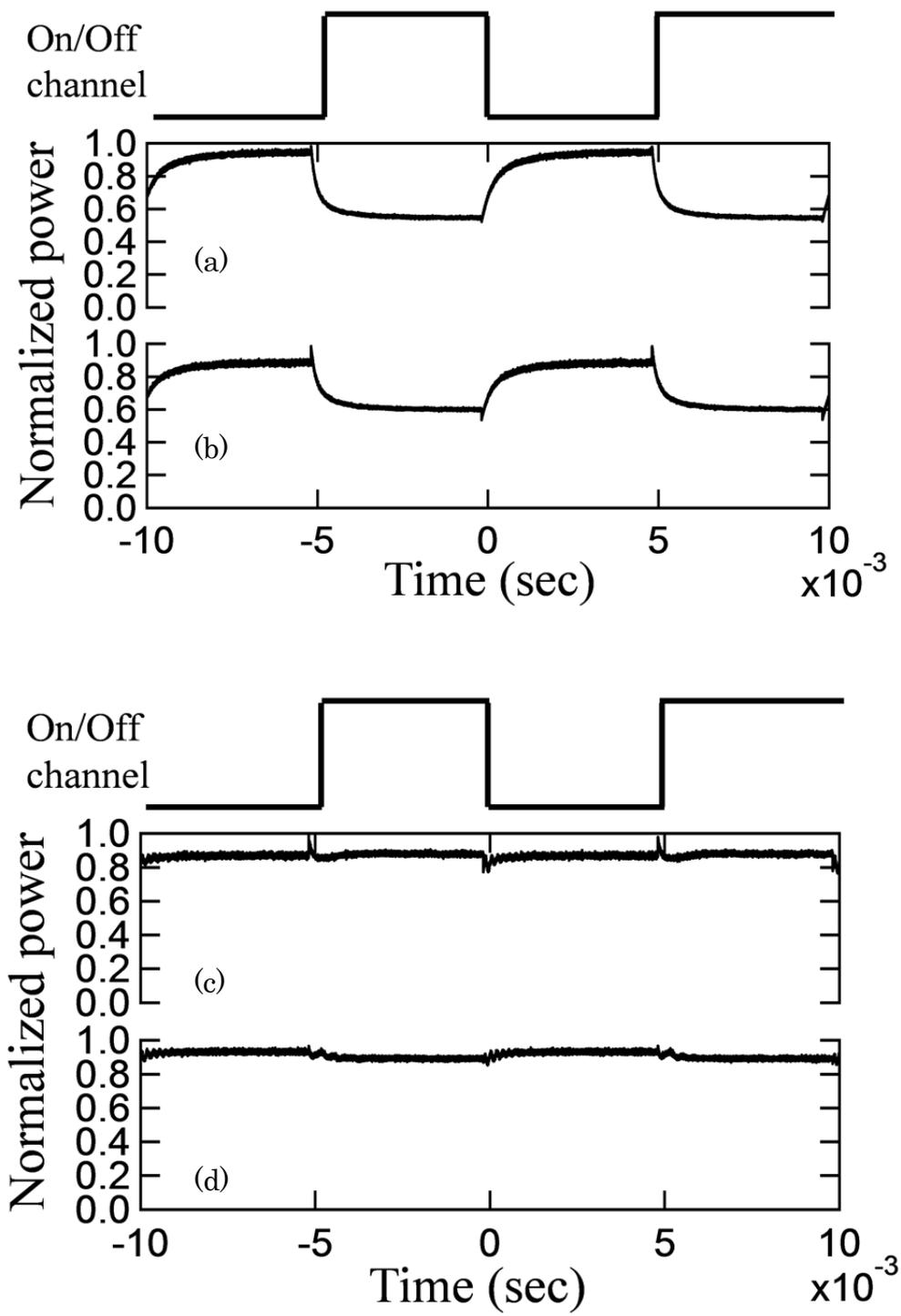
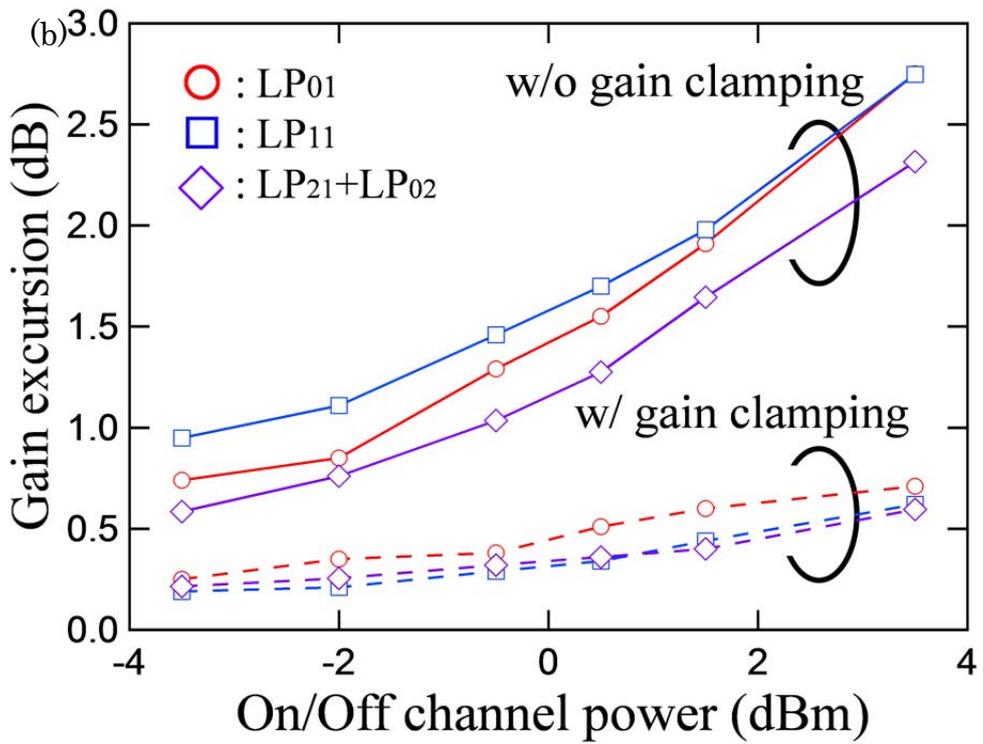
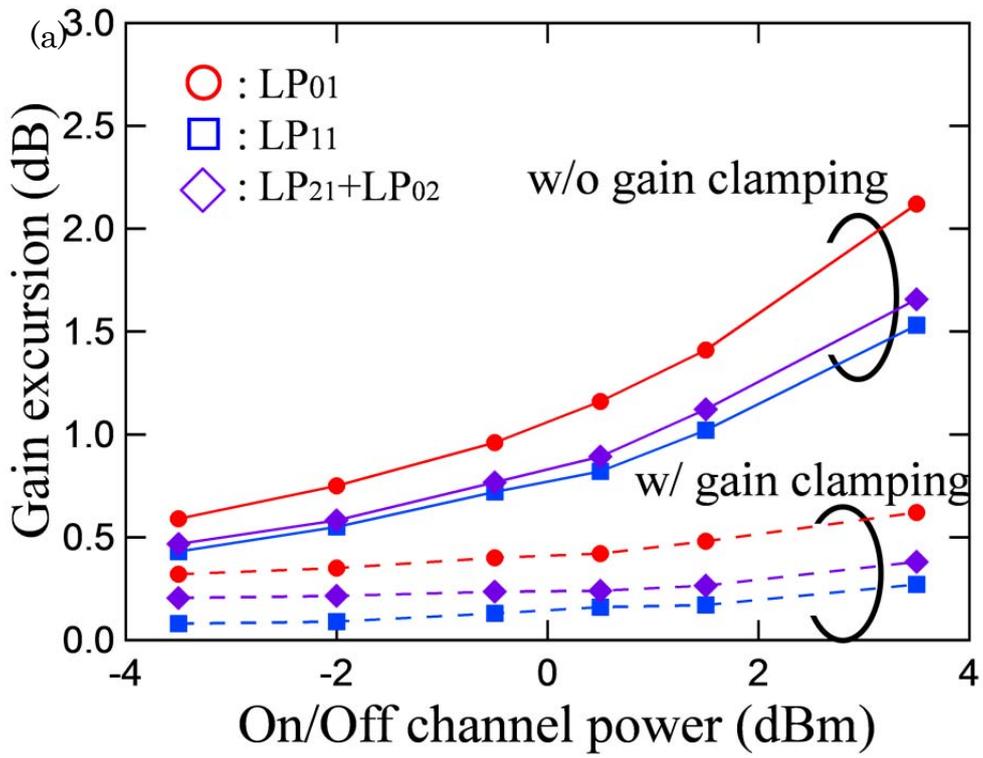


図 2.8.7 オン/オフチャンネル：LP₀₁モード、利得クランプを適用無における残留チャンネル(a)LP₀₁、(b)LP₂₁モード、利得クランプを適用有における残留チャンネル(c)LP₀₁、(d)LP₂₁モードの出力強度特性



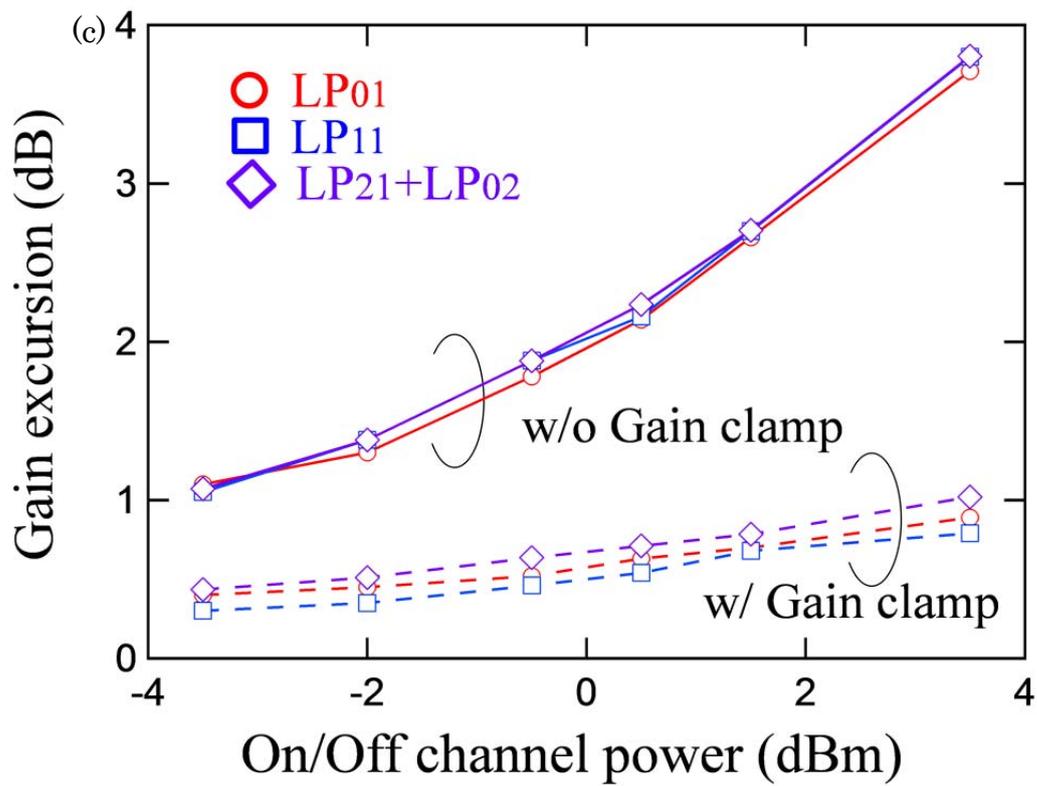


図 2.8.8 オン/オフチャネルが(a)LP₀₁、(b)LP₁₁、(c)LP₂₁モードである時の各モードの利得変動量とオン/オフチャネル強度の関係

2.9 まとめ

モード多重用 EDFA のモード間利得差の低減に向けた技術の提案を行い、提案の手法がモード間利得差の低減を行う上で、有効な手法であることを示した。

また、モード多重用光増幅器の帯域の拡大に向けた検討として、3モード及び5モード伝送用の L 帯 EDFA のモード間利得差低減に向けた検討を行い、C 帯 EDFA との増幅過程の違いを明らかにし、屈折率及びエルビウム添加分布の最適化により L 帯域においてもモード間利得差を低減する手法について明らかにした。

本章の最後では、静的な利得特性だけでなく、動的な利得変動を抑制するために利得クランプ型の MM-EDFA の試作、評価を行い信号光の伝搬モードに依らない時間的な利得変動抑制の手法を明らかにした。

第 2 章参考文献

- [2.1] H. Ono, M. Yamada, T. Kanamori, S. Sudo, and Y. Ohishi, “1.58- μm band gain-flattened erbium-doped fiber amplifiers for WDM transmission systems” *J. Lightw. Technol.* vol. 17, no. 3, pp. 490–496, (1999).
- [2.2] 須藤 昭一, “エルビウム添加光ファイバ増幅器” オプトロニクス社, 2009.
- [2.3] Y. Jung, S. Alam, Z. Li, A. Dhar, D. Giles, I. P. Giles, J. K. Sahu, F. Poletti, L. Grüner-Nielsen, and D. J. Richardson, “First demonstration and detailed characterization of a multimode amplifier for space division multiplexed transmission systems,” *Opt Express* **19**, 26, B952-B957 (2011).
- [2.4] N. Bai, E. Ip, Y. Luo, G.-D. Peng, T. Wang, and G. Li, “Experimental Study on Multimode Fiber Amplifier Using Modal Reconfigurable Pump,” *OFC/NFOEC*, OW1D3 (2012).
- [2.5] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Taiji, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiba, and F. Yamamoto, “Two-mode PLC-based mode multi/demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission,” *Opt Express* **21**, 22, 25752-25760 (2013).
- [2.6] S. Savin, M. J. F. Digonnet, G. S. Kino, and H. J. Shaw, “Tunable mechanically induced long-period fiber grating.” *Opt Letter*, **25**, 10, 710-712 (2000).
- [2.7] C. D. Poole, C. D. Townsend, and K. T. Nelsen, “Helical-Grating Two-Mode Fiber Spatial-Mode Coupler” *J. Lightw. Technol.*, **9**, 5, 598-604 (1991).
- [2.8] Y. Jung, Q. Kang, J. K. Sahu, B. Corbett, J. O’Callaghan, F. Poletti, S-U. Alam and D. J. Richardson “Reconfiguration modal gain control of a few-mode EDFA supporting six spatial modes,” *Photon. Technol. Lett.*, vol. **26**, no. 11, p. 1100, (2014).
- [2.9] Y. Wakayama, K. Igarashi, D. Soma, H. Tega, and T. Tsuritani, “Novel 6-Mode Fibre Amplifier with Large Erbium-Doped Area for Differential Modal Gain Minimization,” in *Proc. ECOC*, M.2.A.3, (2016).
- [2.10] N-K. Fontaine, B. Huang, Z-S. Eznaveh, H. Chen, J. Cang, B. Ercan, A-V. Benitez, S. H. Chang, R. Ryf, A. Schulzgen, J. Zaharias, P. Sillard, C. Gonnet, J. Lopez, and R. Correa “Multi-mode optical fiber amplifier supporting over 10 spatial modes,” *Proc. OFC*, Th5A.4, (2016).
- [2.11] N. K. Fontaine, R. Ryf, J. B-Hawthorn, and S. G. Leon-Saval “Geometric requirements for photonic lanterns in space division multiplexing,” *Opt. Express*, Vol. **20**, no. 24, p. 27123 (2012).
- [2.12] P. M. Krummrich, “Efficient optical amplification for spatial division multiplexing,” *Proceedings of SPIE Photonics West, Next-Generation Optical Communication:*

Components, Sub-Systems, and Systems, Vol.8284, January 24 – 26, San Francisco, CA, USA, pp. 82840F 1 - 7.2012

[2.13] B. J. Puttnam, R. S. Luis, W. Klaus, J. Sakaguchi, J.-M. D. Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, Y. Tamura, T. Hayashi, M. Hirano, and J. Marciante, “2.15 Pb/s transmission using a 22 core homogeneous single-mode multi-core fiber and wideband optical comb,” in Proc. 41st European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), 1056, 2015.

[2.14] T. Kobayashi, H. Takara, A. Sano, T. Mizuno, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Hiraga, Y. Abe, H. Ono, M. Wada, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Yamada, H. Masuda, and T. Morioka, “2 x 344 Tb/s propagation-direction interleaved transmission over 1550-km MCF enhanced by multicarrier full electric-field digital back-propagation,” in Proc. *ECOC*, PD3-e-4, (2013).

[2.15] Q. Kang, E-L. Lim, F. Poletti, Y. Jung, S. Alam, and D. J. Richardson, “Minimizing Differential Modal Gain in Cladding Pumped MM-EDFAs for Mode Division Multiplexing in C and L Bands,” *POEM*, FTh4F.1, (2014).

[2.16] 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, pp. 2468-2479 (2014).

[2.17] P. Sillard, D. Molin, M. Bigot-Astruc, K. de Jonph, and F. Achten, “Low-differential-mode-group-delay 9-LP-mode fiber,” Proc. OFC, M2C.2, (2015).

[2.18] C. R. Giles, J. R. Simpson, and E. Desurvire, "Transient gain and cross talk in erbium-doped fiber amplifiers," *Opt. Lett.* **14**, 880-882 (1989).

[2.19] M. Zirngibl, “Gain control in erbium-doped fiber amplifiers by an all optical feedback loop,” *Electron. Lett.*, vol. **27**, no. 7, pp. 560–561, Mar. (1991).

[2.20] G. Labroille, P. Jian, N. Barré, B. Denolle, and J-F. Morizur, “Mode selective 10-mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” Proc. OFC, Th3E.5, Anaheim (2016).

[2.21] 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, (2012).

第3章 多モード分布ラマン増幅技術

本章では、伝送路として4-LPモードグレーデッドインデックス(GI)型ファイバを用いたマルチモード分布ラマン増幅技術について述べる。

3.1 諸言

第2章で述べた様に、長距離モード多重伝送の実現のためには伝送用光ファイバの損失を補償する増幅技術は必須であり、集中増幅器としては数モードファイバのコアにエルビウム(Er)を添加したMM-EDFAの報告が行われている。また、大容量伝送システムに向けたSN比の更なる向上を実現する増幅技術として分布ラマン増幅(DRA)に関する報告も行われている[3.1-3.3]。DRAにおいてもEDFAと同様にDMG低減技術は必須となるが、増幅媒体が伝送路であり、希土類イオンの添加分布によるDMG制御は出来ないため、これまでの報告では励起光モードの制御による手法が主流となっている。励起モードに依るDMG低減は信号光の伝搬モード数が増えるほど制御が難しくなり、C帯にてLP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₀₂モードが伝搬可能な4-LPモードステップインデックス(SI)ファイバを用いた計算検討では励起光としてLP₂₁、LP₀₂モードを同時入射することでDMGを低減可能であることが示されている[3.2-3]。複数の高次モードを用いる増幅器構成の作製には複数のモード変換器や合波器が必要になることが考えられ、構成の複雑化が予想される。

そこで、本章では伝送路としてGI型マルチモードファイバを用いることで単一の励起モードの利用のみで低DMGを実現する手法について述べる。上記の通り、4-LPモード伝送路を用いたDRAにおいてはLP₂₁及びLP₀₂モードの同時励起が有効であることが知られている。4-LPモードGIファイバにおいてはLP₂₁及びLP₀₂モード間の伝搬定数差が非常に小さくファイバ長手方向に強い結合を起こすため、LP₂₁(もしくはLP₀₂)モードを入射するとファイバ出射端ではLP₂₁及びLP₀₂モードとして出力される。この長手方向のモード結合を用いることで、GIファイバを用いたDRAでは単一の励起モードの利用のみでDMGを低く抑えることが可能となることを示す。

本稿の構成として、3.2節では、4-LPモード伝送路としてSIファイバおよびLP₂₁及びLP₀₂モード群内でモード結合を起こすGIファイバを用いたDRAの利得特性について計算検討を行う。3.3節では試作したGIファイバを用いたDMGと励起モードの関係について評価を行い、LP₂₁モード励起時に0.8 dBの低DMGを実現したので示す。最後にDRAを適用した際の伝送特性に与える効果について実験的に評価を行ったので述べる。

3.2.4-LP モード伝送路を用いた分布ラマン増幅技術

4-LP モード伝送路として SI ファイバおよびモード間でモード結合を起こす GI ファイバを用いた DRA の利得特性について計算検討を行い、各伝送路において DMG を低くするための励起条件について示す。

DRA の利得特性は式 1 および式 2 に示される信号光 S_m 及び励起光強度 P_n の伝搬方程式を解くことによって算出される。以降の計算では伝送路の後段から励起光を入射する後方励起を用いた検討とする。

$$\frac{dS_m}{dz} = -\alpha_s S_m + \gamma_R (\sum_n f_{n,m} P_n^-) S_m \quad (3.1)$$

$$\frac{dP_n^-}{dz} = -\alpha_p P_n^- + \frac{\lambda_s}{\lambda_p} \gamma_R (\sum_n f_{n,m} S_m) P_n^- \quad (3.2)$$

ここで γ_R はラマン利得係数、 α_s 、 α_p は信号光と励起光の減衰定数、 λ_s 、 λ_p は信号光及び励起光の波長を示す。 $f_{n,m}$ は信号光と励起光強度の重なり大きさであり、

$$f = \frac{\iint_{-\infty}^{+\infty} S(x,y)P(x,y)dxdy}{\iint_{-\infty}^{+\infty} S(x,y)dxdy \iint_{-\infty}^{+\infty} P(x,y)dxdy} \quad (3.3)$$

と表すことが出来る。信号光と励起光の伝搬モードの組合せによって本係数が変わってくることにより、モード多重用伝送路を用いた DRA では DMG の発生に繋がる。

3.2.1 SI ファイバ伝送路における計算検討

本節では、SI ファイバ伝送路を用いた DRA において低 DMG を実現するために適した励起モードについて計算検討を行う。計算に用いる SI ファイバのパラメータはコア直径 14 μm 、コアとクラッドの比屈折率差 Δ は 0.7% とした。本ファイバは C 帯において LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₀₂ モードを伝搬可能なファイバ構造である。DRA の特性を評価する上で、各伝搬モードの実効断面積 (A_{eff}) は重要なパラメータとなるため計算を行うと、本構造では、LP₀₁、LP₁₁、LP₂₁、LP₀₂ モード@1550 nm はそれぞれ、110 μm^2 、158 μm^2 、182 μm^2 、120 μm^2 となる。表 3.1 に 1450 nm の励起光と信号光との $f_{n,m}$ を示す。ここで励起光のモードは信号光のモードと同じモード次数を用いて計算を行う。ここで、LP_{nm} モードの右側に記載している s および p は信号光および励起光のモードを示している。表 3.1 の各組合せから励起光と信号光における $f_{n,m}$ の差が大きく DMG の低減が困難であることが確認できる。しかしながら、LP_{21p} モー

ドにおいては LP_{11s} 及び LP_{21s} モードと大きな重なりを有しており、LP_{02p} モードにおいては LP_{01s} 及び LP_{02s} モードと大きな重なりを有していることから、これら 2 種の励起光を同時に伝送路へ入射することで低い DMG が実現可能となることが予想される。

そこで LP_{21p} モードと LP_{02p} モードの励振比率を変えて入射することで最適な励起モード励振比率の評価を行う。図 3.2.1 に 4 つの LP モードの利得と励振モード比率の関係を示す。図 1 から LP_{21p}:LP_{02p}=7:3 としたとき DMG が最も小さくなることが確認できた。これは先行文献[3.1]及び[3.2]と同様の結果を示している。

表 3.1 SI ファイバにおける信号光及び励起光の $f_{n,m}$

(xe^{-9}/m)	LP _{01p}	LP _{11p}	LP _{21p}	LP _{02p}
LP _{01s}	9.1	6.0	4.1	6.5
LP _{11s}	6.0	6.3	5.5	3.3
LP _{21s}	4.1	5.5	5.5	2.9
LP _{02s}	6.5	3.3	2.9	8.3

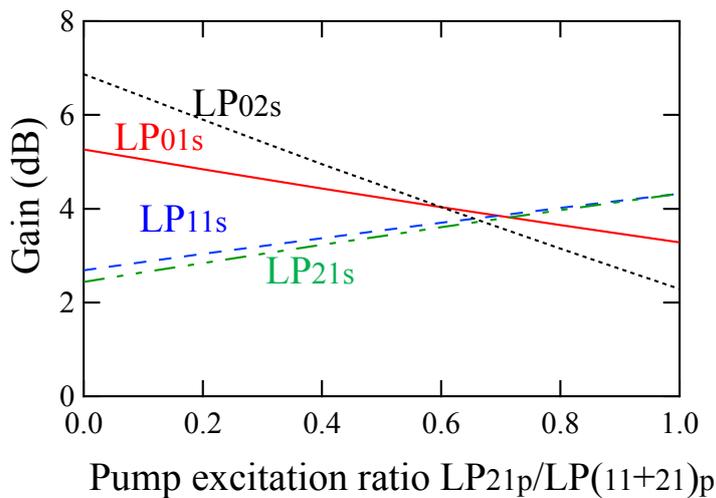


図 3.1 各 LP モードの利得と LP_{21p} と LP_{02p} モードの励振比率との関係

3.2.2 GI ファイバ伝送路における計算検討

次に、GI ファイバを伝送路としたときの DRA 特性について計算検討を行う。図 3.2 に DRA の特性評価に用いる GI ファイバの屈折率分布を示す。また、表 3.2 に 1450 nm の励起光と信号光との $f_{n,m}$ を併せて示す。このトレンチ型 GI ファイバのパラメータはモード間群遅延差(DMD)が小さくなるように最適設計[3.4]された各パラ

メータを用いている。GI ファイバにおいては、ファイバ中の固有モード(LP_{nm} モード)の伝搬特性は主モード数で分類され、同一の主モード数の伝搬モードはほぼ同じ伝搬定数を有する。主モード数 M は、 $M=2n+m-1$ と表すことが出来、 LP_{21} 及び LP_{02} モード群は $M=3$ となる。図 3.3 は SI ファイバ及び GI ファイバにおける LP_{21} モードと LP_{02} モードの伝搬定数差 $\Delta\beta_{02-21}$ と波長の関係について計算を行った結果である。励起波長から信号波長帯域に渡って $\Delta\beta_{02-21}$ が 2500 rad/m 程度の SI ファイバに対して GI ファイバにおいては 50 rad/m 程度と非常に小さい値となることが確認できる。 $\Delta\beta$ が 1000 rad/m 以下の伝搬モードにおいては伝送路を長手方向に伝搬中にモード間結合が頻繁に起きることが知られており[3.5]、GI ファイバ伝送中の LP_{21} - LP_{02} モード間においては伝搬中のモード結合が頻繁に起きていると考えられる。

次に、GI ファイバを伝送路とした際に、低 DMG を実現できる最適な励起光のモードについて計算を行う。ここでは、GI ファイバにおいて主モード $M=3$ 群内でモード結合がない場合とある場合の 2 種類の計算を行った。図 3.4(a)に群内でモード結合がない場合の各モードにおける利得の計算結果を示す。ここで励起光のモード励振比率は LP_{21p} と LP_{02p} を用いた。結果から DMG は $LP_{21p}:LP_{02p}=64:36$ の時に最も小さくなることが確認出来、SI 型伝送路を用いた際とほぼ同様の結果となることが分かる。次に、主モード $M=3$ 群内でモード間結合が発生している際の各モードにおける利得と励起光モード励振比率の関係を図 3.4(b)に示す。励起光モード励振比率は $M=3$ 群と LP_{11p} モードを用いた。ここで計算上は $M=3$ 群内で発生するランダムなモード結合を $LP_{21s,p}$ と $LP_{02s,p}$ モードの強度を等分し伝搬するという仮定を用いることで近似している。結果から、 $M=3$ 群を励起に用いることで低 DMG の特性が得られることが分かる。 $M=3$ 群は LP_{21} もしくは LP_{02} モードを GI ファイバに入射し、伝搬することから 4-LP モード GI ファイバを伝送路とした DRA システムにおいては 1 種類の励起モードによって低い DMG が実現可能であることを確認した。

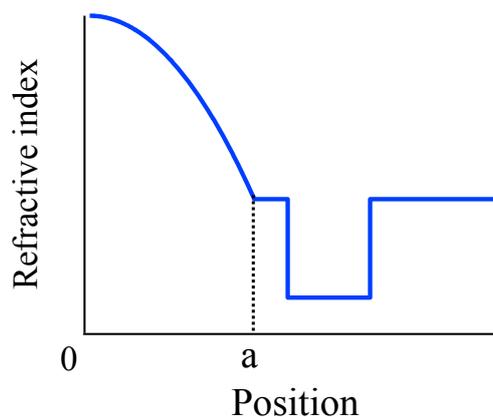


図 3.2 計算に用いた GI ファイバの屈折率分布

表 3.2 GI ファイバにおける信号光及び励起光の $f_{n,m}$

($\times 10^{-9}/\text{m}$)	LP01p	LP11p	LP21p	LP02p
LP01s	8.4	4.4	2.2	4.2
LP11s	2.5	4.2	3.3	2.2
LP21s	2.0	3.0	3.2	2.2
LP02s	4.2	2.0	2.0	4.2

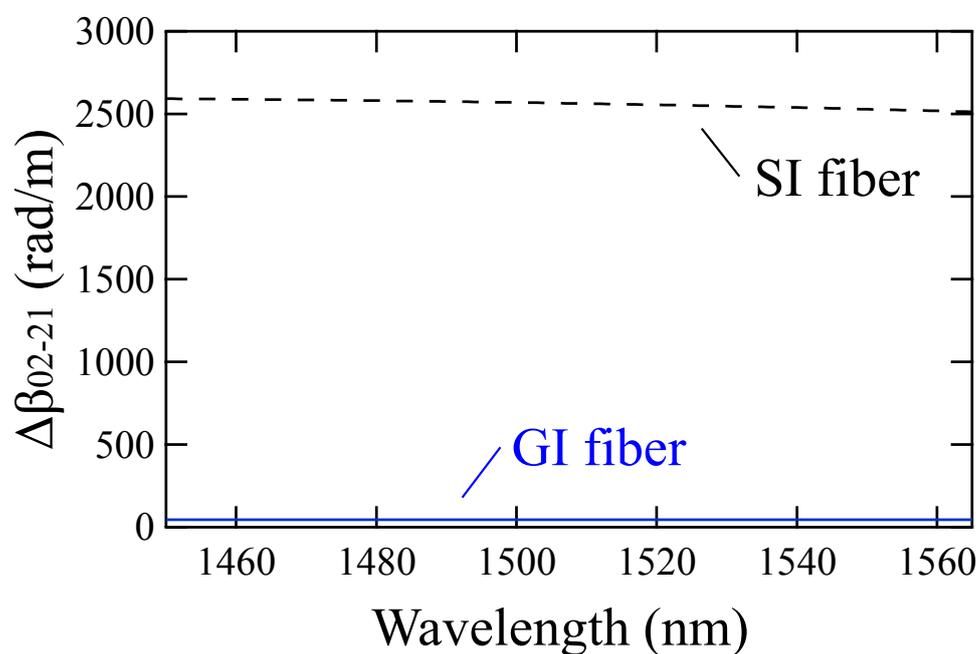


図 3.3 SI ファイバと GI ファイバにおける $\Delta\beta_{02-21}$ と波長の関係

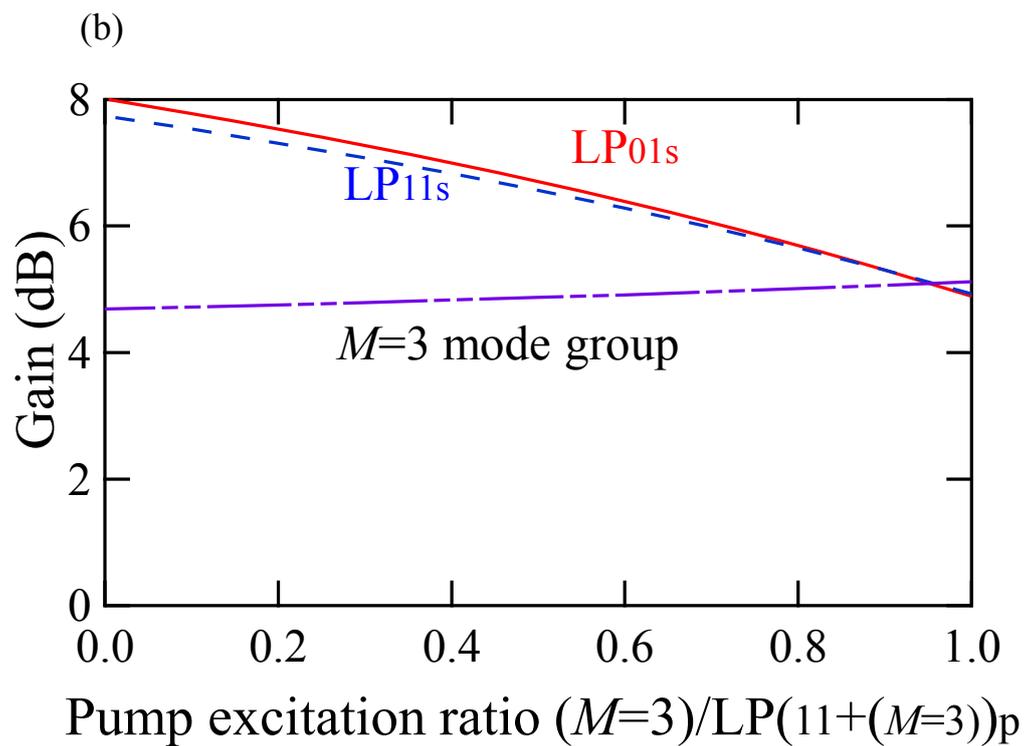
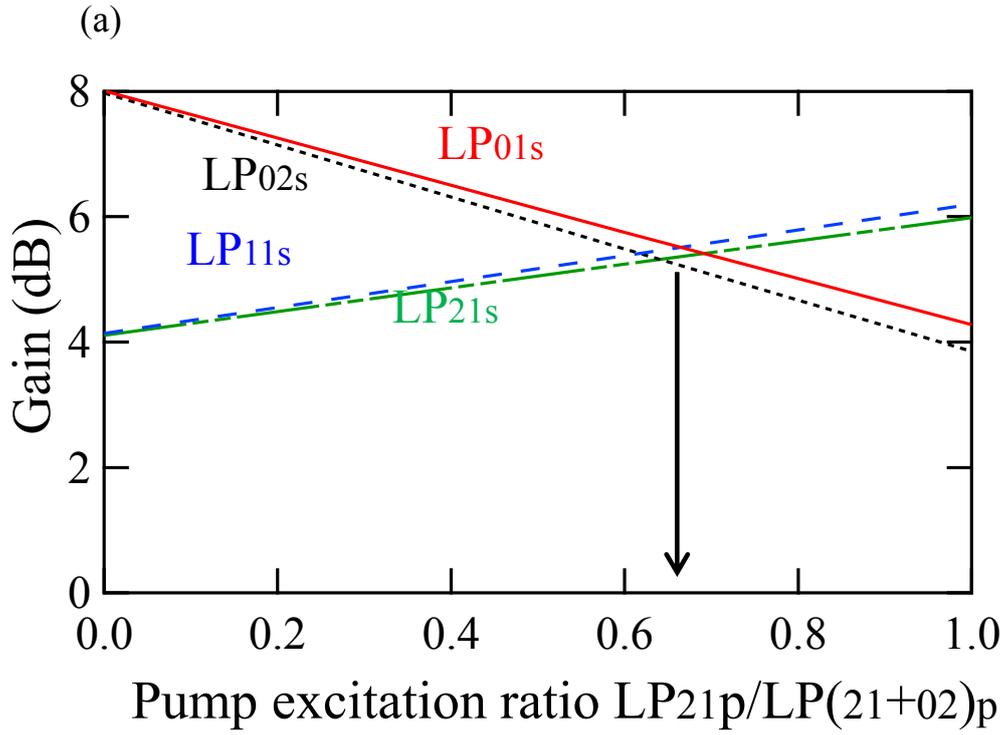


図 3.4 群内結合を(a)考慮しない、(b)考慮した際の各伝搬モードの利得と励起光のモード比率の関係

3.3 実験検証

本節では最初にマルチモード GI ファイバ 71 km を用いた分布ラマン増幅実験系を作製し、利得特性の評価を行う。次に伝送実験を行い、分布ラマン増幅が伝送特性に与える影響について評価を行う。

3.3.1 分布ラマン増幅の利得特性評価

図 3.5 に DRA の特性を評価するための実験系を示す。信号光源は C 帯域で動作する、SLD(Super luminescent diode)広帯域光源を用いており、利得特性の変動を小さくするため偏波スクランブラを通してしている。モード変換器を通して LP_{01s}、LP_{11s}、LP_{21s} 及び LP_{02s} モードへ変換した後、伝送路へ入射される。モード変換器は Multi-Plane 変換型を用いておりモード励振比率は 15 dB 以上である。ここで伝送路はラマン利得を高くするため、2 種の伝送路を縦続に接続することで長尺にしており、6-LP モード GI ファイバ 53 km 及び 4-LP モード GI ファイバ 18 km を用いた。励起光のモードについては位相マスク型のモード変換器を用いて LP_{11p}、LP_{21p} へ変換を行った後、伝送路後方から入射し、利得の評価を行った。また軸ずれのない接続を行うことで、LP_{01p} モードの入射を行っている。励起強度に関しては LP_{01s} モードの利得ピークが 5 dB となるように調整を行った。

図 3.6(a)に励起光のモードが LP_{01p} モードである時のラマン利得スペクトルを示す。LP_{01s} モードが最も高い利得となっており、続いて LP_{11s} モード、LP_{21s} と LP_{02s} モードはほぼ同じ値となっている。この傾向は計算結果ともよく一致する。DMG は LP_{01s} モードの利得が 5 dB であるとき、最大で 1.9 dB であった。続いて励起光のモードが LP_{11p} または LP_{21p} モードである時の結果を図 3.6(b)、(c)に示す。励起光が高次になるにしたがって DMG が小さくなることが確認できる。また、LP_{21s}、LP_{02s} モードにおいては全ての励起条件に対してほぼ DMG₂₁₋₀₂ が同じ値をとっていることが確認できる。このことは、前節で示した伝搬定数差の小さいモード間では伝送路伝搬中に長手方向でモード結合をしていることに依るものと考えられる。図 3.6(d)に各高次モードと基本モード間の DMG と励起モードの関係を示す。LP_{01p} モードのとき最大 1.9 dB 発生していた DMG が LP_{21p} モードにおいては 0.8 dB まで低減出来ていることを確認した。

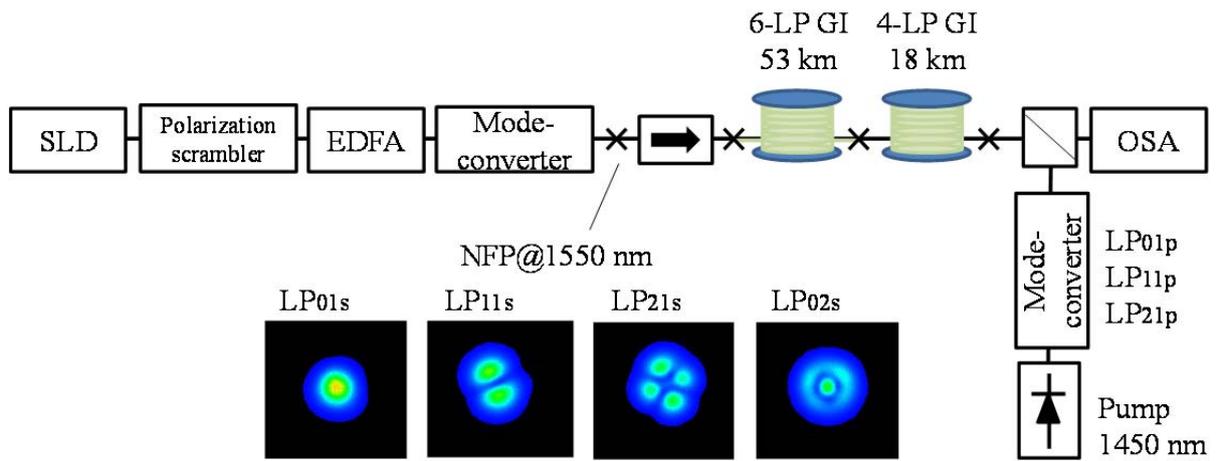
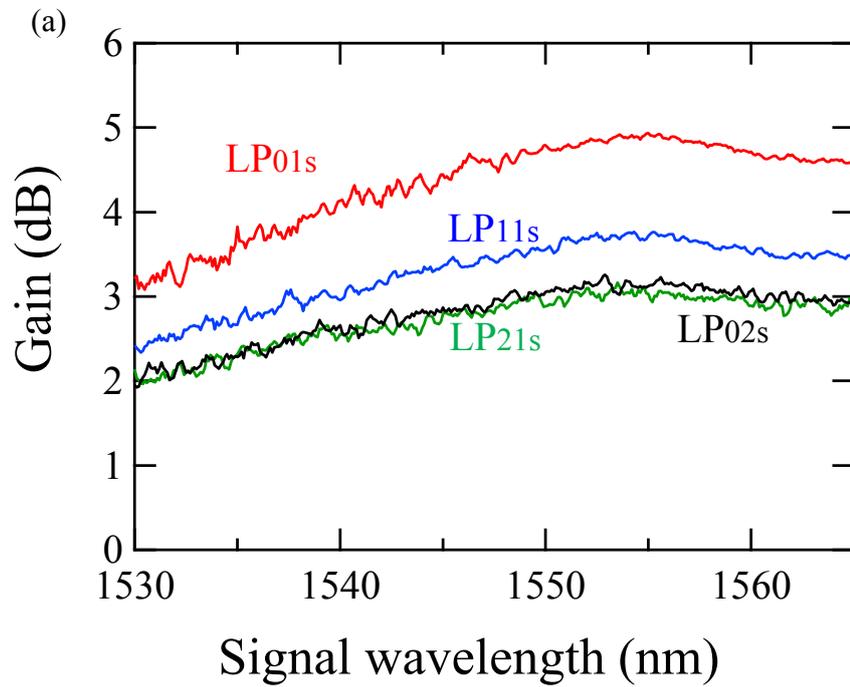
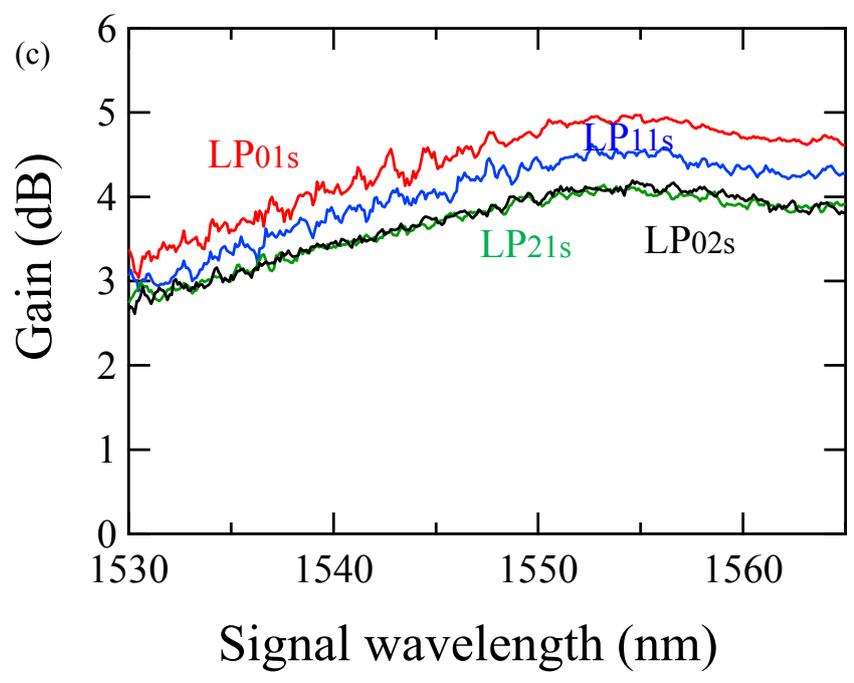
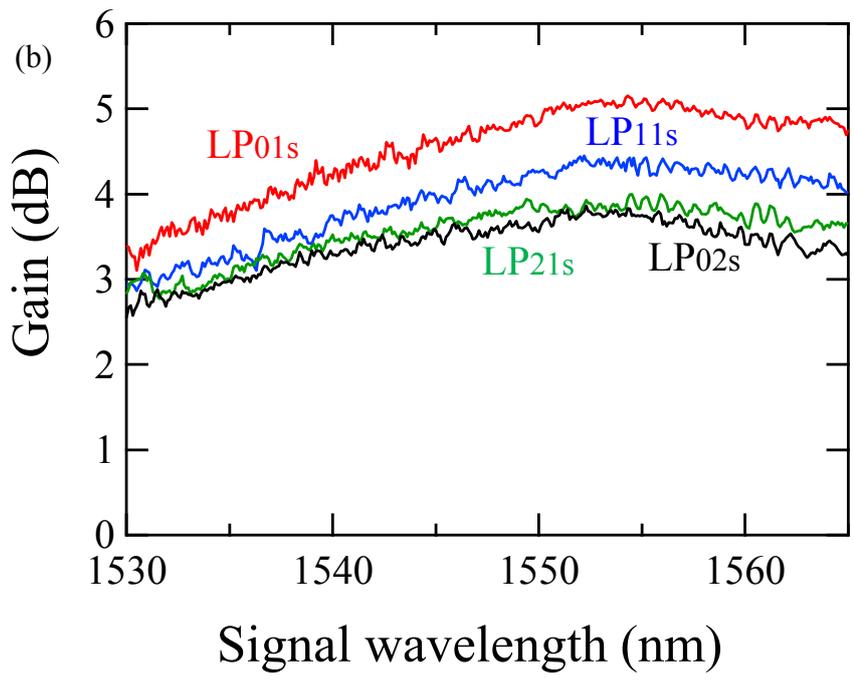


図 3.5 DRA の特性を評価するための実験系





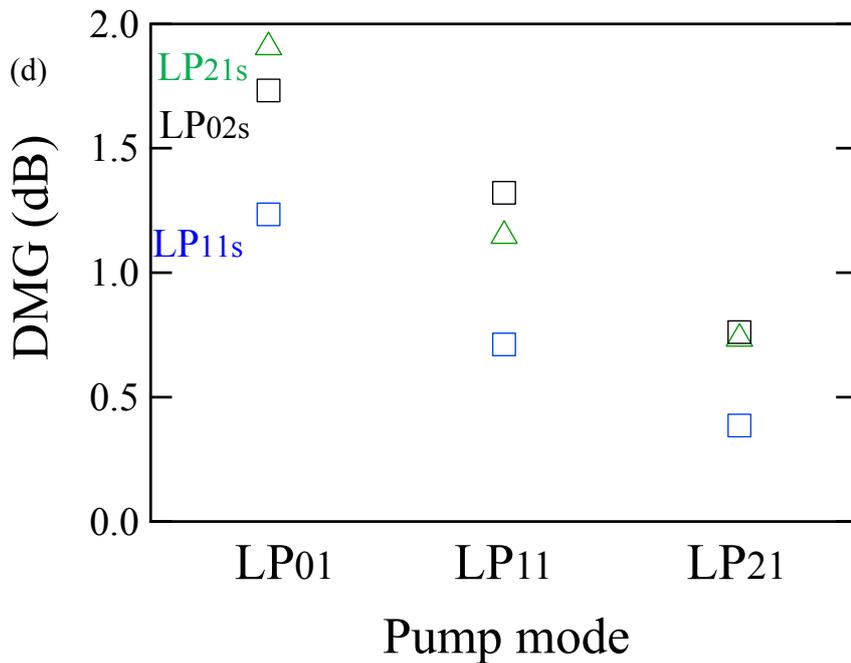


図 3.6 励起モード(a)LP_{01p}、(b)LP_{11p}、(c)LP_{21p}条件下でのラマン利得測定結果及び (d)DMG と励起モードの関係

3.3.2 伝送特性の評価

最後に、3.3.1 節で評価を行った伝送路を用いてモード多重伝送評価を行った。図 3.7 に伝送実験系を示す。71 km の GI ファイバを伝送路とし、信号光 1550 nm における 40 Gbps QPSK PDM (x-, y-pol.)-MDM 伝送実験を行った。信号は PRBS 2²³-1 信号を用い、コヒーレント受信器に入力された受信信号はサンプリングレート 40 GS/s の 2 つのリアルタイムオシロスコープにより AD 変換し、オフライン処理を行った。6 × 6 MIMO 等化器は、ハーフシンボルスペースのタップを有する FIR フィルタにより構成され、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った。各 FIR フィルタのタップ数は 20 タップとした。今回は測定器数の都合上、特性評価は伝送路伝搬中のモード間クロストークが比較的低い LP₀₁ と LP₁₁ モード、LP₂₁ と LP₀₂ モードの 2 系統に分けて評価を行っており、縮退モードを有する LP₁₁、LP₂₁ モードの Q 値に関しては平均値を示している。図 3.8 に 71 km の GI ファイバ伝送後のラマン増幅を使用しないときおよび LP₂₁ モードにおけるラマン増幅を使用したときの Q 値のモード依存性を示す。図 8 からラマン増幅を使用しない伝送実験において、8 dB 以上の Q 値が得られていることが確認出来る。また分布ラマン増幅を適用することにより全モードで 10 dB 以上の Q 値が得られており、平均で 2 dB 程度 Q 値が改善することを確認した。

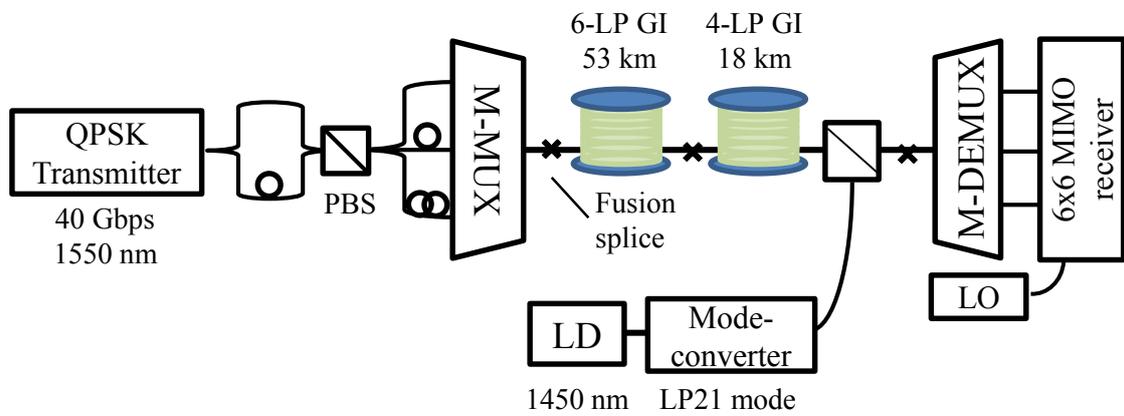


図 3.7 MDM 伝送実験系

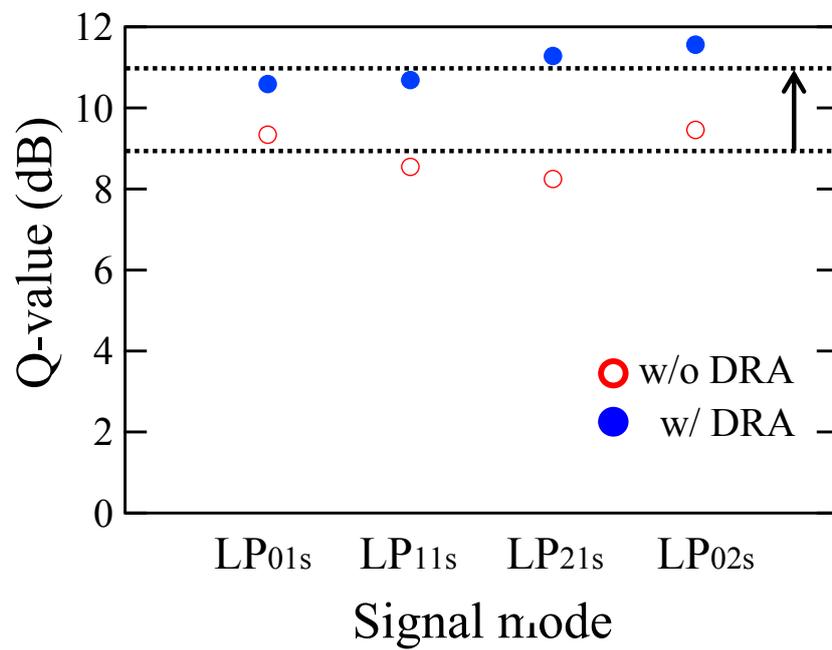


図 3.8 ラマン増幅の使用の有無による Q 値と各伝搬モードの関係

3.4 まとめ

本章では、GI 型 4-LP モードファイバを用いた分布ラマン伝送の提案と計算及び実験から特性評価を行った。GI ファイバでは、伝搬定数差の小さい LP₂₁ 及び LP₀₂ モード間で長手方向に結合する特性を用いることによって LP₂₁(LP₀₂)モード単一励起条件下で 0.3 dB 以下の低い DMG を実現可能なことを明らかにした。また、試作した 71 km の GI ファイバ伝送路を用いてラマン利得特性の評価を行った。励起光に LP₂₁ モードを用いた評価を行い、0.8 dB 以下の DMG を確認した。最後に、本伝送路を用いたモード多重伝送実験を行い、LP₂₁ モード励起条件のとき、全モードで平均 2 dB 程度 Q 値が改善されることを確認した。

第3章参考文献

- [3.1] R. Ryf, M. Esmacelpour, N.K. Fontaine, H. Chen, A. H. Gnauck, R.-J. Essiambre, J. Toulouse, Y. Sun, and R. Lingle, Jr. “Distributed Raman Amplification based Transmission over 1050-km Few-Mode Fiber,” in Proc. *ECOC*, Tu.3.2.3, (2015).
- [3.2] R. Ryf, R. Essiambre, J. Hoyningen-Huene, and P. Winzer, “Analysis of Mode-Dependent Gain in Raman Amplified Few-Mode Fiber,” in Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest, paper OW1D.2. (2012).
- [3.3] J. Zhou, “An analytical approach for gain optimization in multimode fiber Raman amplifiers,” *Opt. Express.*, 22, 15599, (2014).
- [3.4] 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, pp. 2468-2479 (2014).
- [3.5] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Strongly-coupled Two-LP-mode Ring-core Fiber with Optimized Index Profile Considering S-bend Model,” in Proc. *OFC*, W1F. 6 (2016).

第4章 多モード光増幅のマルチコア構造への適用

4.1 諸言

これまで述べてきたように、光ファイバの伝送容量の拡大に向けて、MMF 及び MCF を用いた検討が近年盛んに進められている。

更なる空間利用効率の向上に向けて FMF と MCF とを組み合わせた数モードマルチコアファイバ [4.1-4.2] (MM-MCF) の検討も行われており、100 チャンネルを超える構造も報告されている。しかしながら、空間利用効率の向上とコア間クロストークの低減はトレードオフの関係にあり、FMF を伝搬する高次モードは基本モードに比べコアを伝搬する光の閉じ込めが弱いため、光ファイバの機械的信頼性を担保しながら、コア間クロストークを抑制する構造を設計することは、より厳しくなってくる。そこで、さらに空間利用効率を向上させるアプローチとして、コア間クロストークを許容し、伝送装置の受信端での MIMO 処理によりクロストークを補償する手法が検討されている [4.3]。これまでに高空間多重度が期待できる構造として 125 μm クラッド径の 2LP モード 6 コア 結合型光ファイバの提案を行ってきた [4.4]。

上記の様なコア間結合型の伝送路を用いた長距離伝送を行う際にも、光中継器として EDFA は重要なデバイスとなる。

本章では、励起効率の改善に向けてクラッド励起型 2-LP モード 6 コア 結合型 EDFA の設計及び試作を行ったので報告する。クラッド励起方式は安価で高出力なマルチモード光源の利用や、増幅用ファイバのクラッドにあるコアもしくはモードを一括で増幅することが可能なため増幅器構成の簡易化や消費電力の低減が期待できる構造である [4.5]。4.2 節では、提案する光増幅器の設計及び試作を行いパラメータの評価を行う。4.3 節では 4.2 節で試作した EDFA を用いてコア間クロストークの評価や C 帯及び L 帯域での増幅特性の評価を行ったので述べる。

4.2 2-LP モード 6 コア光増幅器の設計及び試作

4.2.1 設計

本節では、提案するクラッド励起用 EDF の設計を行う。これまでのクラッド励起用 EDF に関する報告において、EDF のクラッド径の低減（即ちクラッド断面積の低減）はクラッド内の励起光密度が向上することから、励起効率に影響を与えることが知られている [4.6]。本節ではまず、クラッド内の励起光密度と EDF におけるコア間クロストーク及びコア間距離の関係について計算を行う。図 4.1 に本計算に用いた 2LP モード 6 コア EDF の断面図及び各パラメータを示す。本構造はステップインデックス型のコアが円環状に配置されており、EDF の各パラメータはコア直径 11

μm 、比屈折率差0.8%、コア-クラッド表面までの距離を30 μm 、EDF長を10 mとした。図 4.2 にクラッド内の励起光密度と LP₁₁モードにおけるコア間クロストークの関係を示す。図の上軸には、コア間クロストーク量に対応するコア間ピッチを表示している。コア間クロストークは隣接する2つのコアの電界分布の重なり大きさから算出しており、励起光密度は非結合領域と設定したコア間クロストーク量-40 dB時の値を用いて規格化した。計算の結果から、コア間クロストーク量が大きくなるにつれて励起光密度が大きくなっていくことが確認出来る。今回は、励起光密度の向上が見込め、伝送路の構造[4.4]との接続損失を抑制するためコア間ピッチ変化量が大きくなりすぎない25 μm と設定した。本設計により、従来報告の非結合型の2LPモード6コアEDFの構造[4.7]と比較し、クラッド内の励起光密度を1.4倍程度改善することが可能となる。

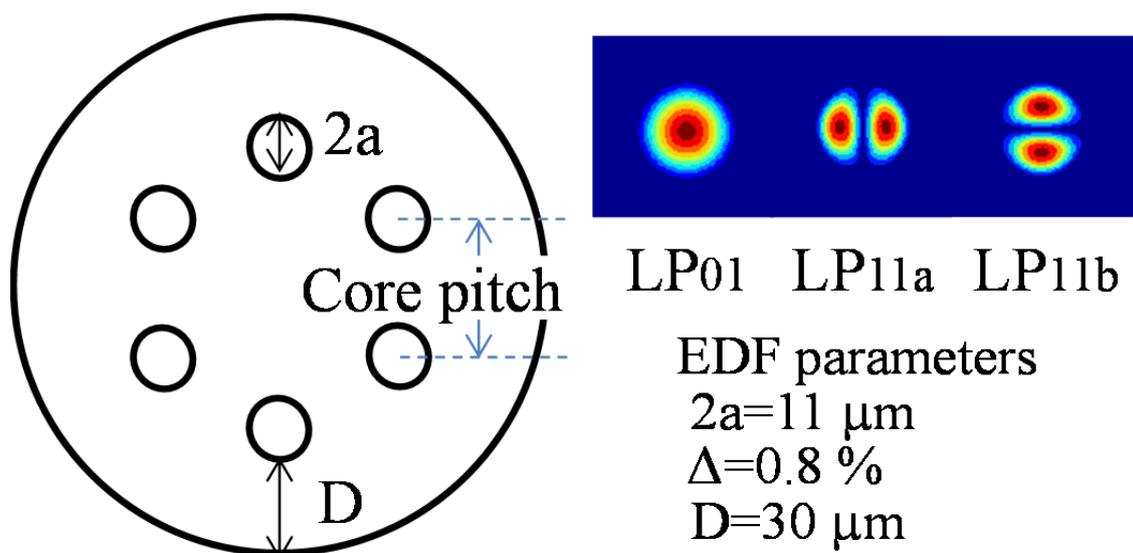


図 4.1 本計算に用いた2LPモード6コアEDFの断面図、コアの伝搬モード及びコアパラメータ

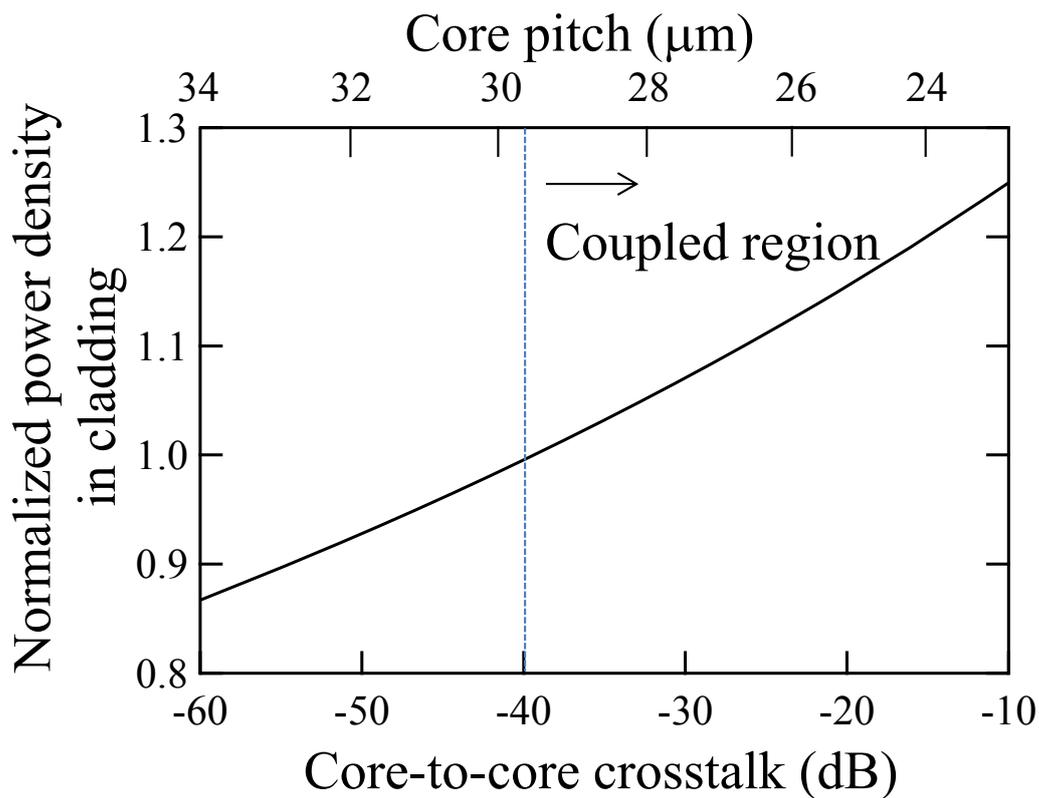
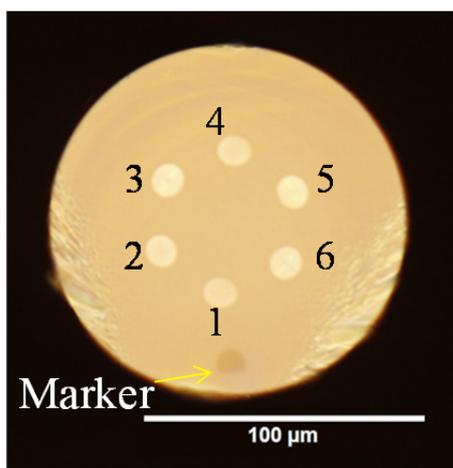


図 4.2 クラッド内の励起光密度と LP₁₁ モードにおけるコア間クロストーク（コア間ピッチ）の関係

4.2.2 試作

図 4.3 に試作したダブルクラッド 2LP モード 6 コア EDF の断面図とパラメータを示す。コアピッチは 25 μm、クラッド径は 125 μm であり、各コアは LP₀₁ および LP₁₁ を伝搬する 2-LP モードコアである。この EDF には低屈折率 UV 被覆層を施すことによりダブルクラッド層を実現している。図 4.4(a)、(b)に、作製した EDF の屈折率分布およびエルビウム添加プロファイルの断面を示す。エルビウムプロファイルから確認できるように、コア中心にディップを有しており、モード間利得差(DMG)の低減に貢献することが期待される。



Core diameter (μm)	11
$\Delta_{\text{core-first clad}}$ (%)	0.8
$A_{\text{eff LP01}}$ (μm^2) *	79
$A_{\text{eff LP11}}$ (μm^2) *	121
Core pitch (μm)	25
Er concentration (ions/ m^3)	5×10^{24}
Cladding diameter (μm)	125
$\Delta_{\text{core-second clad}}$ (%)	-4.3

*Calculated value

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

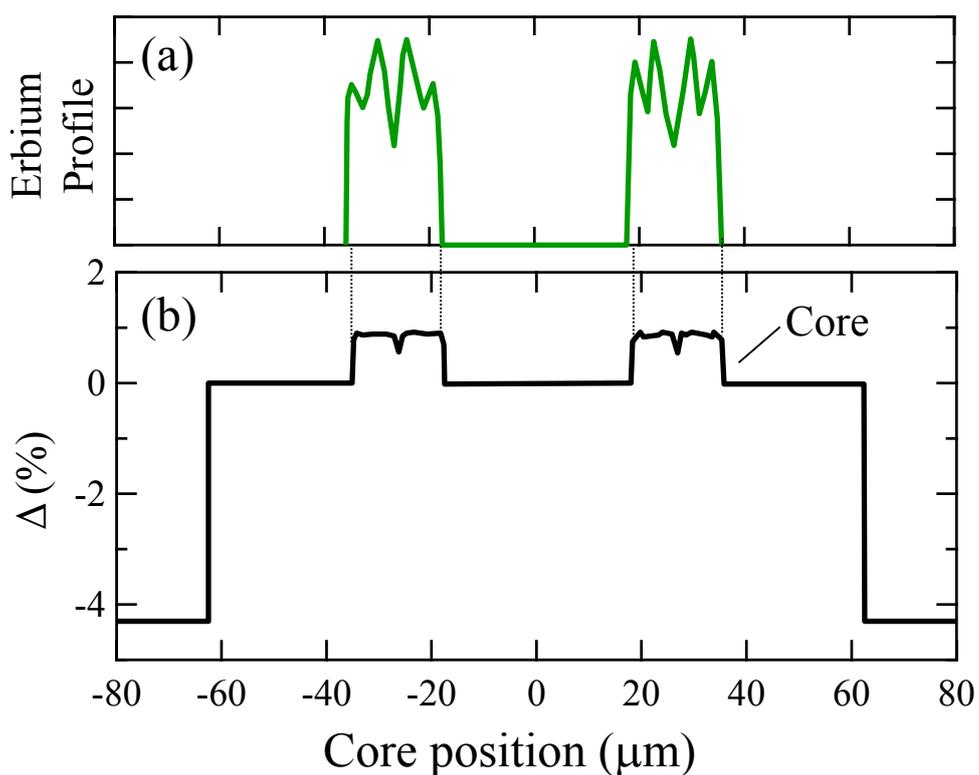
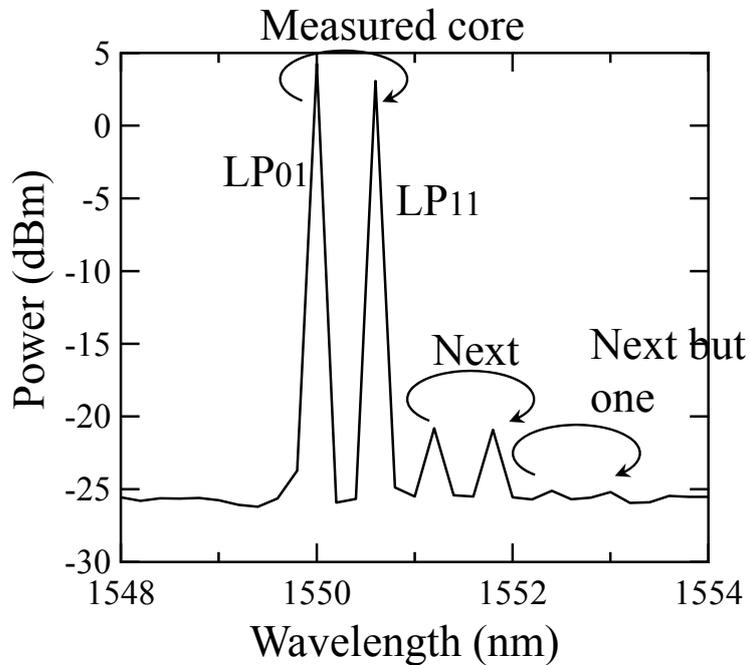


図 4.4 10 km 50 μm コア GI=MMF のインパルス応答

4.3 実験評価

4.3.1 コア間クロストーク特性の評価

本章では 4.2 節にて試作した EDF を用いてコア間クロストーク特性及び利得特性について評価を行う。まずは、コア間クロストークの評価を行う。モード間クロストークの評価は、励起状態の EDF の被測定コア、測定コアの隣接および又隣のコアにそれぞれ LP₀₁、LP₁₁ モード光を入射し被測定コアから出射される光を光スペクトラムアナライザ (OSA) を用いて観測することで行った[4.8]。3つのコアへ入射する光の波長は OSA 上で区別するために異なる波長を用いて評価を行った。OSA を用いて観測されたスペクトルを図 4.5(a)に示す。この例では被測定コアの LP₀₁ 及び LP₁₁ モードに波長 1550.0、1550.6 nm、隣接コアの LP₀₁ 及び LP₁₁ モードに 1551.2、1551.8 nm、又隣コアの LP₀₁ 及び LP₁₁ モードに 1552.4、1553.0 nm の光を割り当てている。本測定を各コアにて行いプロットした結果を図 4.5(b)に示す。隣接及び又隣コアからの LP₀₁ (LP₁₁) モードのコア間クロストーク量はそれぞれ、平均-27 dB (-26 dB)及び-34 dB (-31 dB)であった。LP₁₁ モードのコア間クロストーク量は LP₀₁ モードに比べわずかに高くなっており、これはモード間の閉じ込めの強さの差を反映した結果と考えられる。測定の結果は 4.2 節で述べたコア間クロストーク量と比較的良い一致をしており、非結合型の EDFA に求められるコア間クロストーク量-40 dB と比べ大きな値を有することを確認した。



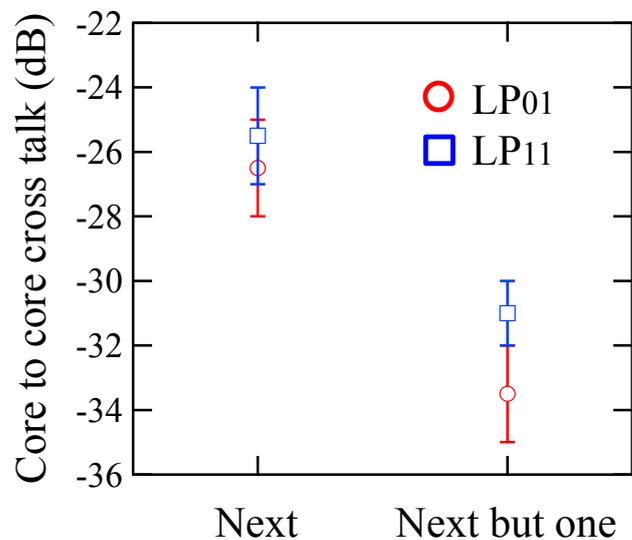


図 4.5 (a)コア間クロストーク評価において観測されたスペクトル及び(b)各コア、各モードにおけるクロストーク量の結果

4.3.2 試作した EDFA の利得特性評価

次に本 EDFA を用いて C 帯域における利得特性の評価を行う。C 帯域において最適な利得特性となるように EDF 長は 7 m とした。図 4.6(a)に本測定に用いた実験系を示す。信号光源として各モードに 4 波長の DFB レーザを用いており、モード合波器にて合波したのちに、空間結合型の 2LP モード 6 コアファイバインデバイスを用いて 2LP モード 6 コアファイバに合波される。本デバイスでの各モードの平均挿入損失はそれぞれ LP₀₁モード: 0.5 dB、LP₁₁モード: 1.0 dB であった。その後 976 nm 帯のマルチモード励起光と合波され、EDF に入射される。本合波器における信号光、励起光の挿入損失はそれぞれ、信号光 LP₀₁: 1.9 dB、LP₁₁: 2.2 dB、励起光 0.5 dB であった。EDF にて増幅された信号は分離された後、OSA を用いて観測を行った。図 4.6(b)に励起光を入射した EDF 断面のフィールドを示す。クラッド内を均等に光が伝搬していることが確認出来る。

図 4.7にある 1 コアの LP₀₁ 及び LP₁₁ モードにおける利得と励起強度の関係を示す。入力信号光強度は -15 dBm/ch としており、信号光波長は 1550 nm である。図 4.7 より飽和領域ではモード間利得差が 1 dB 以下になっていることが確認出来る。各コアに関して同様に利得の測定を行い、コア毎に利得のバラつきがあるものの DMG は 3 dB 以下となっていることを確認した。

図 4.8 に励起光強度 6 W における全コア、全モードの利得スペクトルを示す。全コ

ア、全モードにおいて平均利得 18 dB、チャンネル間利得差 4 dB、および平均雑音指数 7 dB となっていることを確認した。

最後に、本増幅器のL帯における利得特性の評価を行う。L帯域において最適な利得特性となるように EDF 長は 47 m とした。図 4.9 にある 1 コアの LP₀₁ 及び LP₁₁ モードにおける利得と励起強度の関係を示す。入力信号光強度は -15 dBm/ch としており、信号光波長は 1600 nm である。図 4.9 から 1600 nm におけるモード間利得差が小さくなっていることが確認出来る。各コアに関して同様に利得の測定を行ったところ、コア毎に値にばらつきはあるものの DMG は 4 dB 以下となることを確認した。図 4.10 に励起光強度 6.4 W における全コア、全モードの利得スペクトル（波長 1570~1600 nm）を示す。C帯に比べ比較的フラットな波長特性を有していることが確認出来、全コア、全モードにおいて平均利得 15 dB、チャンネル間利得差 5 dB となっていることを確認した。

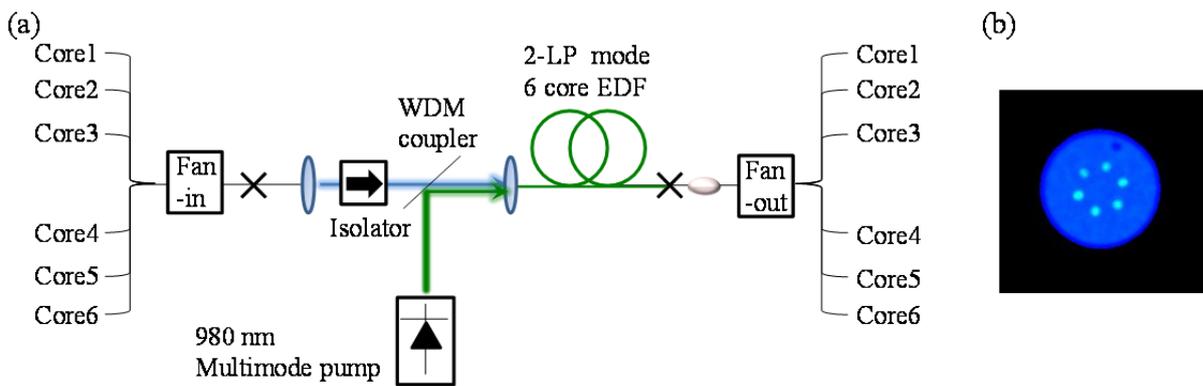


図 4.6 (a)増幅特性の測定系及び(b)励起光入射時の EDF 断面

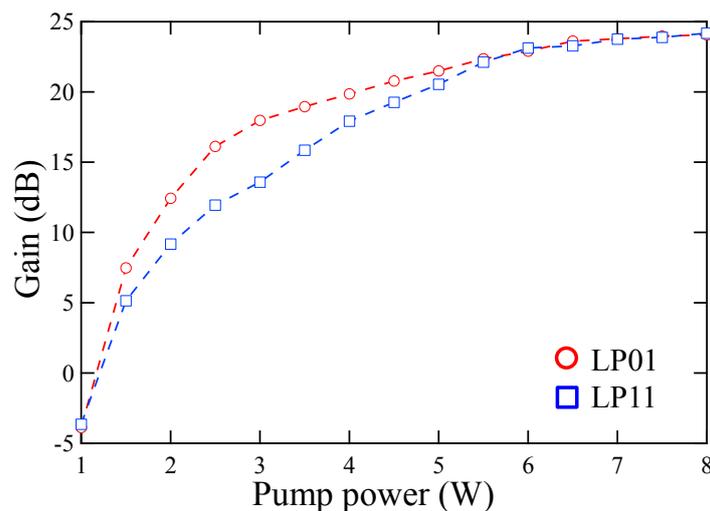


図 4.7 1550 nm における LP₀₁ 及び LP₁₁ モードの利得と励起強度の関係

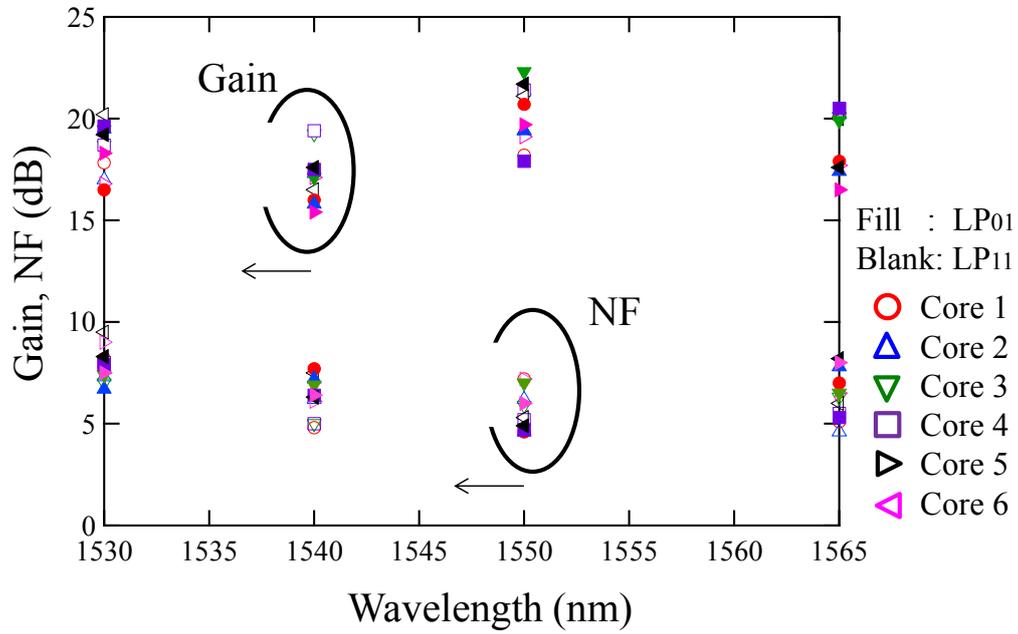


図 4.8 C 帯域における光増幅特性

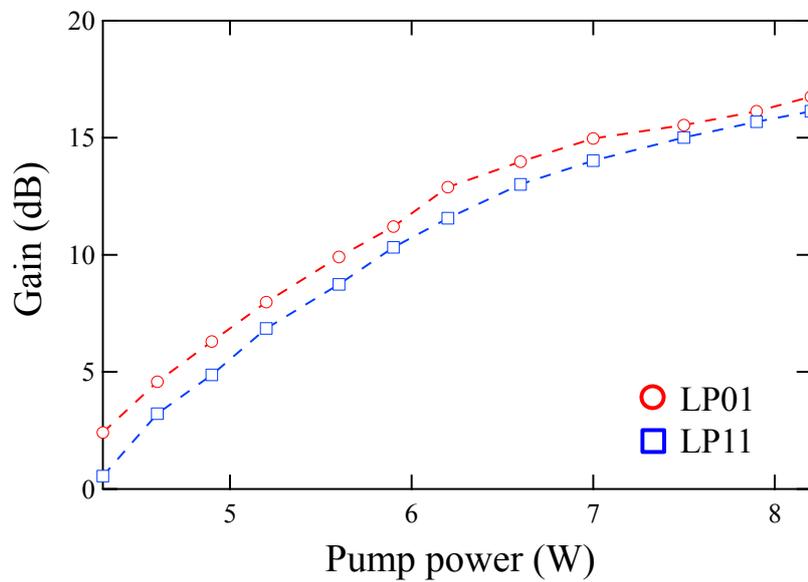


図 4.9 1600 nm における LP₀₁ 及び LP₁₁ モードの利得と励起強度の関係

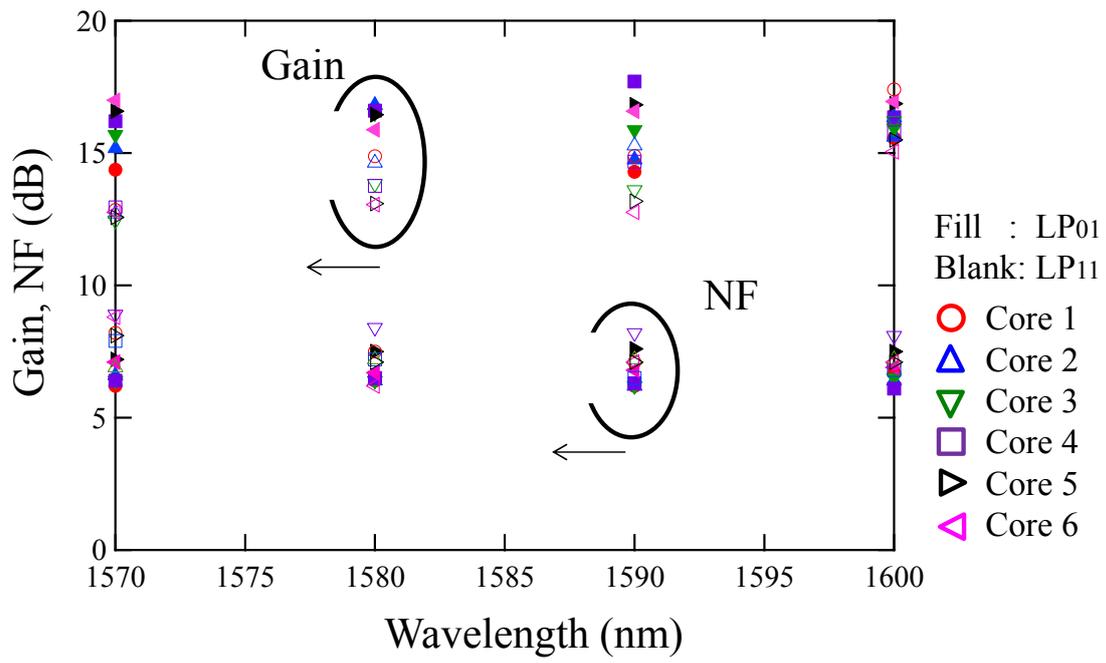


図 4.10 L 帯域における光増幅特性

4.4 まとめ

本検討ではクラッド励起型 2-LP モード 6 コア結合型増幅器の設計および作製評価を行った。コア間結合型の EDFA 構造にすることによって、クラッド内の励起光密度を従来報告されているマルチモードマルチコア EDFA の構造に比べて改善できることを示した。また、EDF の試作及び増幅特性について評価を行い C 帯において全コア全モードの平均利得 18 dB、チャンネル間利得差 4 dB、平均雑音指数 7 dB、及び L 帯域において平均利得 15 dB、チャンネル間利得差 5 dB を実現した。

第 4 章参考文献

- [4.1] T. Sakamoto, T. Matsui, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Takenaga, T. Mizuno, Y. Abe, K. Shibahara, Y. Tobita, S. Matsuo, K. Aikawa, S. Aozasa, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, “Low-loss and low-DMD few-mode multi-core fiber with highest core multiplicity factor,” in Proc. *OFC*, Th5A.2, (2016).
- [4.2] T. Hayashi, T. Nagashima, K. Yonezawa, Y. Wakayama, D. Soma, K. Igarashi, T. Tsuritani, and T. Sasaki, “6-mode 19-core fiber for weakly-coupled mode-multiplexed transmission over uncoupled cores,” in Proc. *OFC*, W1F.4, (2016).
- [4.3] R. Ryf, J. C. Alvarado, B. Huang, J. A-Lopez, S. H. Chang, N. K. Fontaine, H. Chen, R-J. Essiambre, E. Burrows, R. A-Correa, T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru., “Long-distance transmission over coupled-core multicore fiber,” *ECOC*, Th.3.C.3, (2016).
- [4.4] T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Coupled Multicore Fiber Design With Low Intercore Differential Mode Delay for High-Density Space Division Multiplexing,” *J. Lightw. Technol.*, vol.33, no.6, p.1175 (2015).
- [4.5] H. Chen, N. K. Fontaine, R. Ryf, C. Jin, B. Huang, K. Shang, R-J. Essiambre, L. Wang, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Sasaki, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle, “Demonstration of Cladding-Pumped Six-Core Erbium-Doped Fiber Amplifier,” *J. Lightw. Technol.* vol. 34, no. 8, pp. 1654-1660, (2016).
- [4.6] P. M. Krummrich, “Optical amplification and optical filter based signal processing for cost and energy efficient spatial multiplexing,” *Opt. Express* **19**(17), 16636–16652 (2011).
- [4.7] C. Jin B. Huang, K. Shang, H. Chen, R. Ryf, R. J. Essiambre, N. K. Fontaine, G. Li, L. Wang, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle, “Efficient Annular cladding Amplifier with Six, Three-Mode Cores,” in Proc. *ECOC*, PDP2.1 (2015).
- [4.8] Y. Tsuchida, K. Maeda, Y. Mimura, H. Matsuura, R. Miyabe, K. Aiso, and R. Sugizaki, “Amplification Characteristics of a Multi-core Erbium-doped Fiber Amplifier,” in Proc. *OFC*, OM3.C.3, (2012).

第5章 ランダム結合型マルチコア増幅技術

5.1 諸言

近年、MIMO伝送における信号処理負荷低減を目的にして結合型MCFの検討が行われている[5.1-5.4]。結合型MCFは、光ファイバ伝搬中のコア間のクロストークを許容し、受信端でのMIMO信号処理でクロストークを補償することを前提として設計される。コア間クロストークが設計の制限要因ではなくなることから、非結合型MCFと比較してコア間距離を抑制することができ、空間多重密度の高い構造を実現することができる。しかし、結合コア構造においては光ファイバ伝搬後の信号の群遅延広がりが大きいと、受信端のMIMO信号処理負荷が増大することが課題となる。ランダム結合型MCFは、モード間の結合が従来のSMFにおける偏波モードと同様にランダムに結合するよう設計された光ファイバであり、偏波モード分散(PMD)と同様に信号の群遅延広がりが距離の平方根に比例するため、特に長距離伝送におけるMIMO信号処理負荷の低減が可能な光ファイバとして注目されている。MCFにおけるモード間結合特性は、コア構造・コア間距離などの幾何学的な構造に加えて、光ファイバの曲げや捻じれが影響することが報告されている[5.3-5.4]。これまで、超低モード分散特性を有する4コアファイバ[5.2]、12コアファイバ [5.3]や、ランダム結合型MCFを用いた長距離伝送実験[5.1]が報告されている。

これまでも述べてきたように、これらの長距離伝送を行う際にも、光中継器としてEDFAが重要なデバイスとなる。これまで結合コア伝送路用に報告されているEDFAの構成として、伝送用ファイバの各コアを分離した後、従来のシングルモードEDFAを用いる手法[5.1]や、MCFのチャンネル数に合わせた空間チャンネルを有するMM-EDFAを用いる2.5節で述べた手法、非結合型のクラッド励起MC-EDFAを用いる手法[5.5]、各コア励起方式のコア間結合型MC-EDFAを用いる手法[5.6]などが報告されている。

本章では、クラッド励起方式の結合型12コア光増幅器の検討を行い、ランダム結合型ファイバ構造にクラッド励起方式を採用することで低モード間利得差と高励起効率を同時に実現できることを確認したので報告する。5.2節では、提案する光増幅器の設計及び作製を行いパラメータの評価を行う。5.3節では5.2節で試作したEDFを用いてC帯域での増幅特性、曲げとモード間利得差の関係及び伝送特性の評価を行ったので述べる。

5.2 ランダム結合型12コア光増幅器の設計及び作製

5.2.1 設計

本節では、提案するランダム結合型12コアEDFの設計を行う。提案する12コア

EDF の構造は図 5.1 に示す通り正方格子状の 12 コア構造を採用した。これは、著者がこれまでに伝送路として報告したランダム結合型 12 コアファイバ[5.3]と同じ配列としており、各コアはコア半径 r 、比屈折率差 Δ のステップ型分布、コア間ピッチ Λ 、クラッド径は D とした。併せて図 1(b)に本 12 コア EDF を伝搬する 12 モードの電界分布を有限要素法により計算した結果を示す。伝搬する 12 モードの実効屈折率差は 3×10^{-4} 以下であった。

次に、12 コア EDF の設計領域について述べる。本 EDF においては 12 モード目までが伝搬し、13 モード目が伝搬しない様に設計を行う。また、本 EDF の励起方式として採用したクラッド励起方式においては、エルビウムのコア添加領域面積とクラッド領域の面積比 R_{cc} を大きくすることによって、EDF の励起光吸収効率を向上する効果が期待できる。しかし、伝送用 12 コアファイバと EDF との間のモードフィールド不整合が大きくなると、接続損失 α_{sp} の劣化することが予想される。したがって、我々は、12 コア EDF における伝搬モードと接続損失を満たす条件を示す。まず、1 つ目の条件として曲げ損失の最大値 α_b が曲げ半径 $R=50$ mm において、0.1 dB/5m 以下になるように設定した。また、13 番目のモードのカットオフ条件として $R=50$ mm で曲げ損失 α_{bu} が 19.3 dB/5 m 以上となる領域を設定した。最後に、 α_{sp} の目標値として一か所あたり 0.1dB 以下と設定した。図 5.2 にこれらの要求条件を満たす α_b 、 α_{bu} 、 α_{sp} とファイバパラメータの関係を示す。各要求条件に囲まれた領域が今回の要求条件を満たす範囲となっており、曲げ損失の値から r は $5.7 \mu\text{m}$ 以下領域が望ましいことが確認出来る。

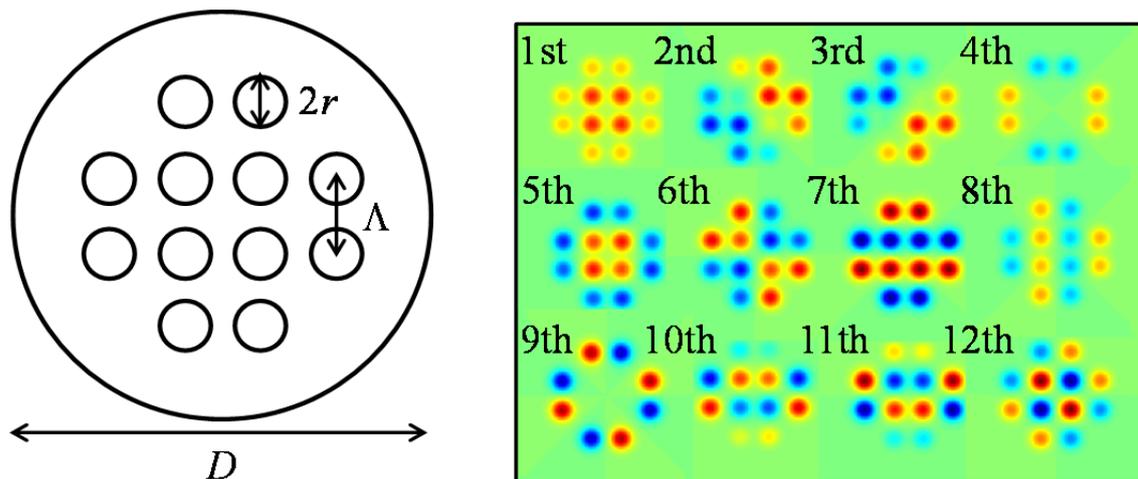


図 5.1 計算に用いた 12 コア EDF の断面図及び伝搬モード

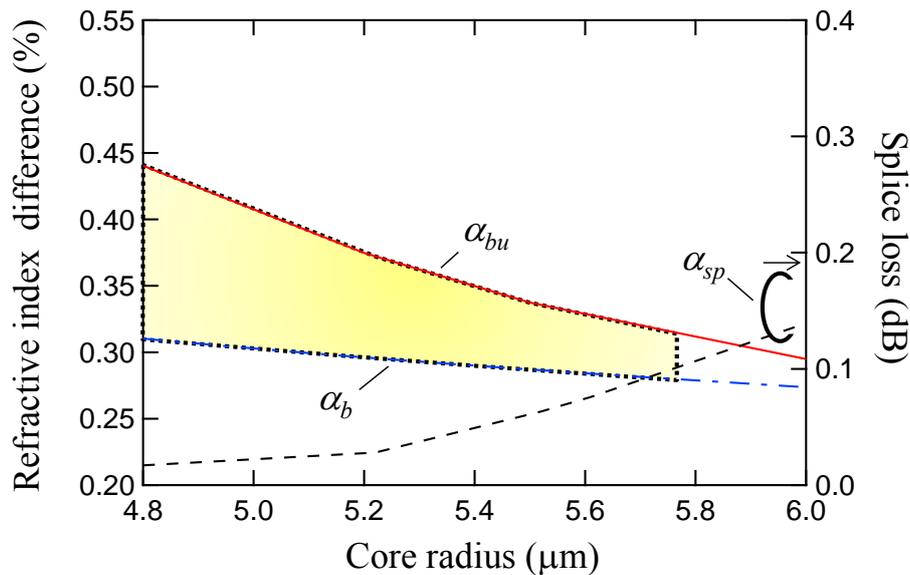


図 5.2 12 コア EDF の要求条件を満たす設計領域

また、クラッド径 $D=90\ \mu\text{m}$ にて今回計算を行ったが顕著な曲げ特性の劣化を確認することは出来なかった。上記の結果を踏まえて、試作する 12 コア EDF のパラメータは $r=5.7\ \mu\text{m}$ 、 $\Delta=0.3\ \%$ 、 $D=90\ \mu\text{m}$ と設定した。このパラメータとしたときの本 EDF の R_{cc} はこれまで報告されたクラッド励起型 EDF に比べ最も高い 0.19 を達成する。

5.2.2 試作

前節にて示した設計を元に 12 コア EDF の試作を行った。図 5.3 に試作した 12 コア EDF の断面図及び 1550 nm 光を EDF に入射した際のニアフィールドパターンを示す。特定の 1 コアにのみ光を入射しているが数 cm 伝搬後には結合しているコア全体に光が結合していることを確認した。試作した EDF のパラメータを評価すると平均 $r=5.5\ \mu\text{m}$ 、 $\Delta=0.28\ \%$ 、 $\Lambda=15.5\ \mu\text{m}$ 、 $D=90\ \mu\text{m}$ とわずかに設定値からのずれが発生しているが、図 5.2 に示した設計領域を満たしていることを確認した。試作した EDF はクラッド層の外側に励起光を閉じ込めるために比屈折率差-4.3 %の第二クラッド層を設けており、各コアに添加したエルビウムイオン濃度は $6 \times 10^{24}\ \text{ions/m}^3$ とした。また試作した EDF の幾何学形状から R_{cc} は 0.18 となっており、 $R=50\ \text{mm}$ における α_b は 0.2 dB/5m 以下、及び波長 1550 nm における α_{sp} は 0.2 dB 以下となっていることを確認した。劣化の要因としては、設計値から r 、 Δ 、 Λ に誤差が生じたためと考えられる。

次に、試作した 12 コア EDF のモード分散係数の評価を行う。図 5.4(a)に示すように波長可変光源とパワーメータを用いて被測定ファイバの波長対透過光パワー特性

を測定し、得られたデータフーリエ変換し時間軸上の干渉パターンの広がり进行评估することで空間モード分散(SMD: Spatial mode dispersion)係数を導出した[5.3]。この時、入射側で全モードを励振することが必要なため、本測定においては大コア径のMMFを入射側に用いている。出射側では、ファンアウトデバイスによって各コアからの光を分離し、12コアからの出射光に対してそれぞれSMD係数を算出した。

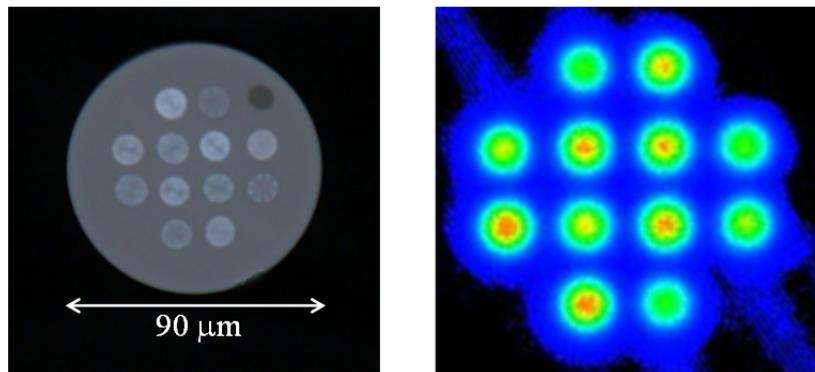


図 5.3 試作した 12 コア EDF 及びニアフィールドパターン

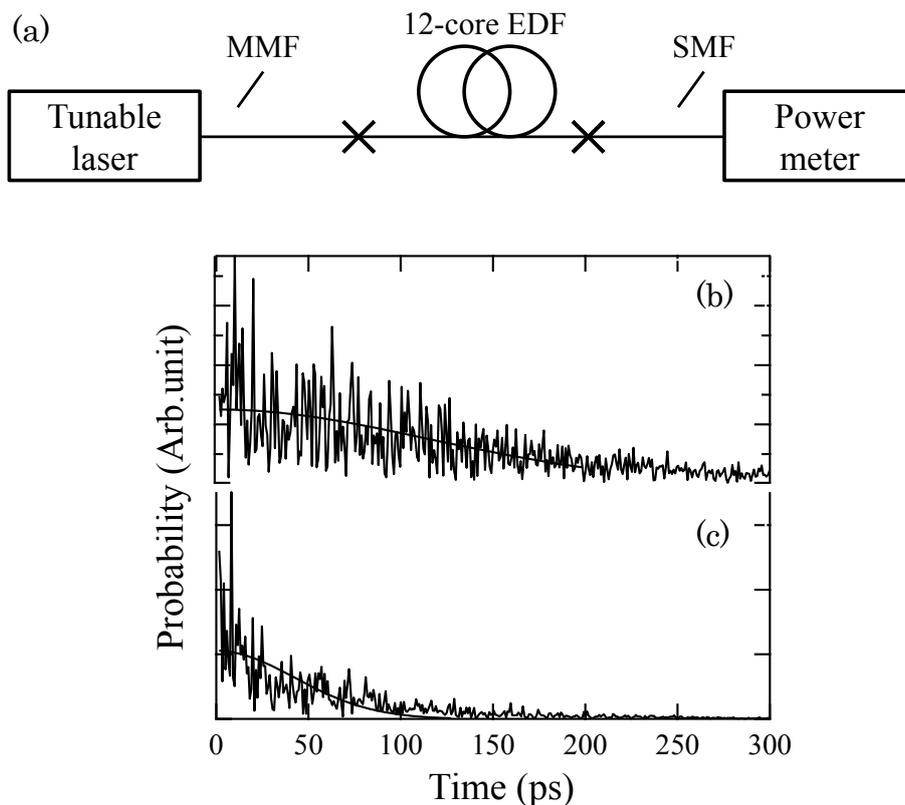


図 5.4 (a)モード分散測定系(b)曲げなし及び(c)ありにおける測定結果

今回、EDFにおける曲げの有無による、SMD係数の変動について評価を行った結果を図 5.4(b)、(c)に示す。(b)は曲げを付与していない EDF の測定結果、(c)は $R=50\text{ mm}$ の曲げを EDF に付与した際の測定結果を示す。曲げを付与していない(b)では波長 1550 nm において 173 ps のガウス幅であったのに対し、曲げを付与した(c)では 60 ps までガウス幅が低減していることを確認した。これは曲げの付与により結合モードの結合が促進された結果と考えられる。

5.3 実験検証

5.3.1 試作した EDFA の増幅特性

図 5.5(a)に試作した光増幅器の構成図と励起光の EDF 出射後のニアフィールドパターンを示す。クラッドに入射した励起光はほぼ一様にクラッド内に分布している様子が確認出来る。また図 5.5(b)に EDFA に用いた 12 コア MCF と 12 コア EDF のパラメータを示す。励起光源として 975 nm マルチモード LD を用いており、励起光の EDF への合波には 12 コアファイバに励起光導波用ファイバを巻きつけてクラッドに光結合させるサイド励起方式を採用した。合波器の作製に用いる励起光導波用ファイバは、12 コアファイバへの結合効率を上げるため $105\text{ }\mu\text{m}$ 径コアのマルチモードファイバを無コアファイバと融着接続し、励起光がクラッドを導波するようにしている。その後、導波用ファイバを熔融延伸しクラッド径を $40\text{ }\mu\text{m}$ 程度まで細くし、延伸部を 12 コアファイバに 3 回巻きつけて 12 コアファイバと共に加熱することで接着し合波器を作製した。今回、作製した励起光合波器の励起光結合効率は 61% であった。励起光合波器と EDF を融着接続することで励起光を EDF に入射している。

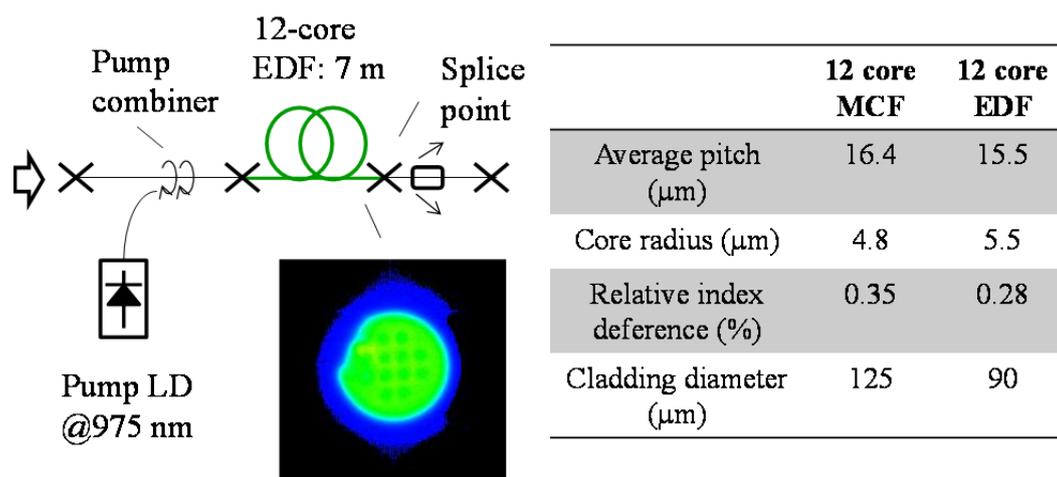


図 5.5 (a)EDFA の構成 (b)試作した 12 コア MCF 及び 12 コア EDF の特性

次に試作した EDFA を用いて増幅特性の評価系について述べる。今回評価する光増幅器はランダムなコア間結合を起こしているため非結合型とは異なりファンアウトデバイスを用いて分離して利得特性の評価を行っても結合モード間の損失差を評価することは困難である。そこで結合モード間の利得差の評価には、図 5.6 に示すような伝送実験系を用いて評価したチャンネル行列から求められる特異値から MDG の算出を行った[5.7]。MDG は特異値 λ の最大、最小値を用いて $20\log_{10}(|\lambda_{\max}|/|\lambda_{\min}|)$ から算出される。波長 1530~1565 nm の 1.25 Gb/s の偏波多重 QPSK 信号を用いており、信号のデコリレーションのために遅延線を通した後、ファイナインデバイスに入射される。励起光合波器への入力強度はそれぞれ -27 dBm とした。合波された信号は 12 コア増幅器を通った後、ファンアウトデバイスにて分離、コヒーレント受信器に入力される。受信後にサンプリングレート 1.25 GS/s のデジタイザにより AD 変換し、オフライン処理を行った。

図 5.7 に、波長 1550 nm における利得及び MDG と励起強度の関係を示す。ここで MDG は測定された MDG の値からファンインファンアウトデバイスの MDL の値を差し引いた値を示している。励起強度の増大に併せて利得が増えていくことが確認出来、励起強度 37 dBm 時には 20 dB 以上の利得を得た。また、励起強度に依らず、1.2 dB 以下の低 MDG を実現している。これは EDF 増幅中に結合モード間にてランダムなモード結合が発生しモード間特性差を抑制したためと考えられる。次に、1530~1565 nm 帯域における 12 コア EDF の利得、NF 及び MDG を図 5.8 に示す。結果は全コアの平均値を示している。C 帯域において 17 dB 以上の利得、6.2 dB 以下の NF 及び 1 dB 以下の MDG が得られていることを確認した。

デバイス内に EDF を収納する際には、増幅特性を担保出来る EDF の曲げ径の設定が重要となる。これまでの章で検討を行ってきた各空間チャンネルが非結合の EDFA とは異なり結合モードが伝搬しているためモード毎に損失及び損失差を評価するのは困難となる。そこで、EDF の曲げ半径と波長 1550 nm における MDG および EDF の曲げ損失の関係について評価を行った。図 5.9 に EDF の曲げ半径と MDG 及び曲げ損失の測定結果を示す。この時、信号光強度 -20 dBm/ch、利得 20 dB となる様に設定した。結果より R=50 mm 以上の領域では MDG が 1 dB 以下となることを確認した。一方で曲げ半径を小さくしていくと R=30 mm を境に MDG が急激に増加し、R=20 mm では 9 dB まで劣化することを確認した。また、曲げ損失の測定からも R=30 mm を境に増加しており、曲げ損失の値に比べ MDG の増加量が大きくなっていることが確認出来る。MDG の増大について考察を行うため 12 コア EDF の曲げにより発生する損失について計算を行った結果を図 5.10 に示す。曲げにより最大及び最小の損失となる伝搬モードの結果のみ示しており、その差分が曲げにより発生する最大 MDL となる。また計算に用いた 12 コア EDF 構造パラメータ及び伝搬モードの電界分布を図 5.10 中

に示す。R=40 mm 程度を境に MDL が大きくなることが確認出来る。これは図 5.9 で示した MDG の劣化の傾向と良い一致を示している。このことから、MDG の劣化は曲げ半径が小さくなることによって伝搬する 12 モードの内、特定の高次モードの曲げ損失が増大し、モード間損失差(MDL)が発生したことに起因していることを確認した。また、本 EDF においては R=40 mm 以上の曲げ半径であれば増幅特性の劣化なく使用できることを確認した。

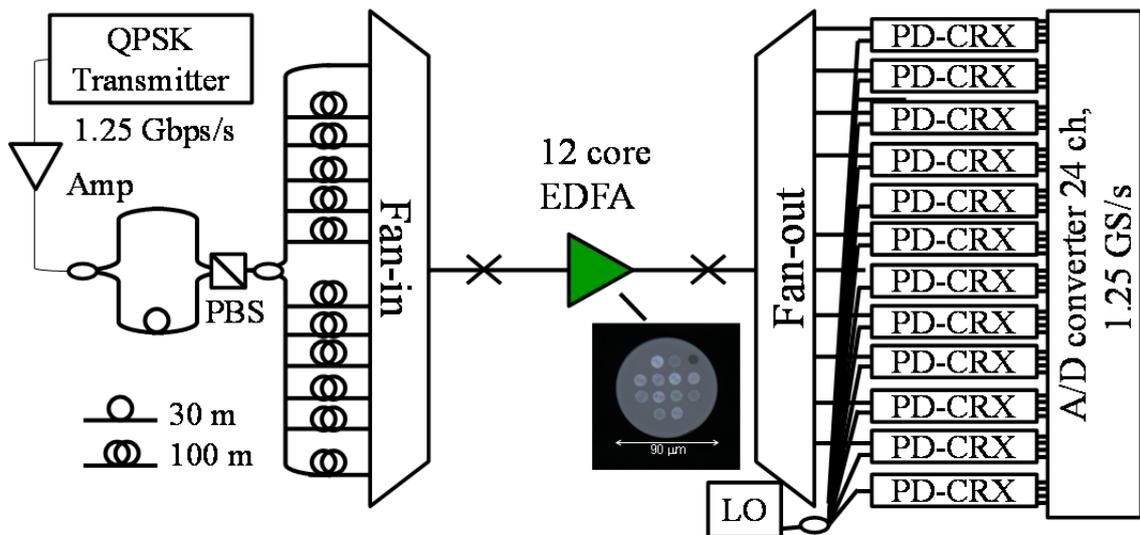


図 5.6 結合 12 コア EDFA の増幅特性評価系

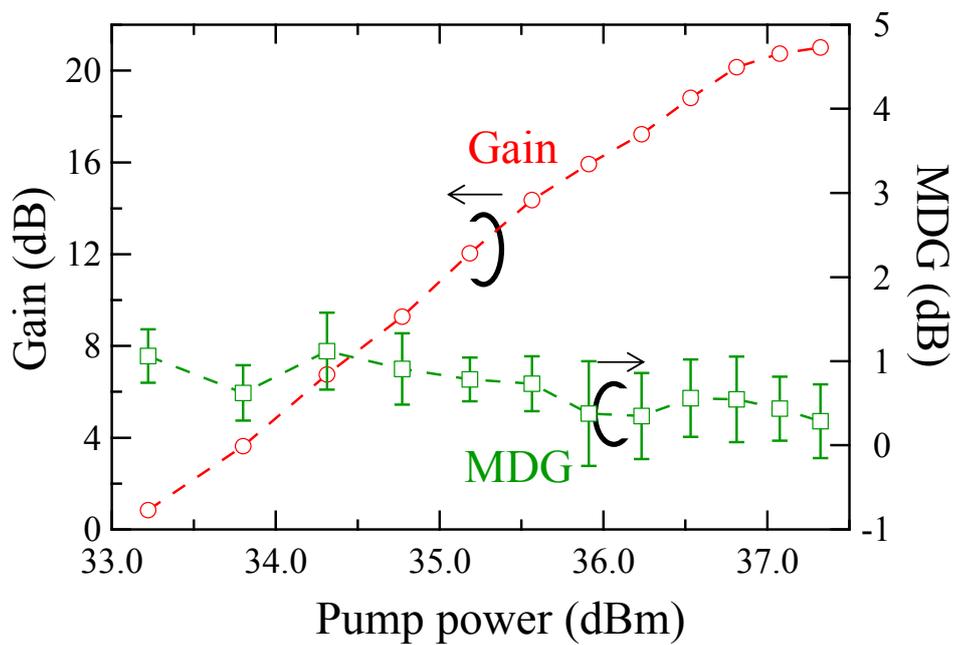


図 5.7 波長 1550 nm における利得の励起強度依存性と MDG

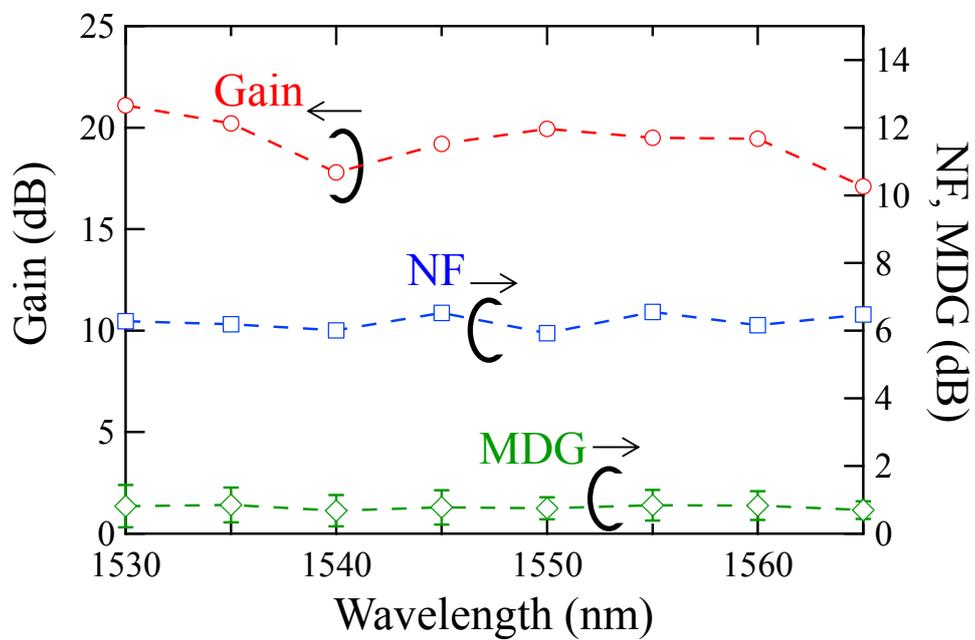


図 5.8 利得、雑音指数及び MDG と波長の関係

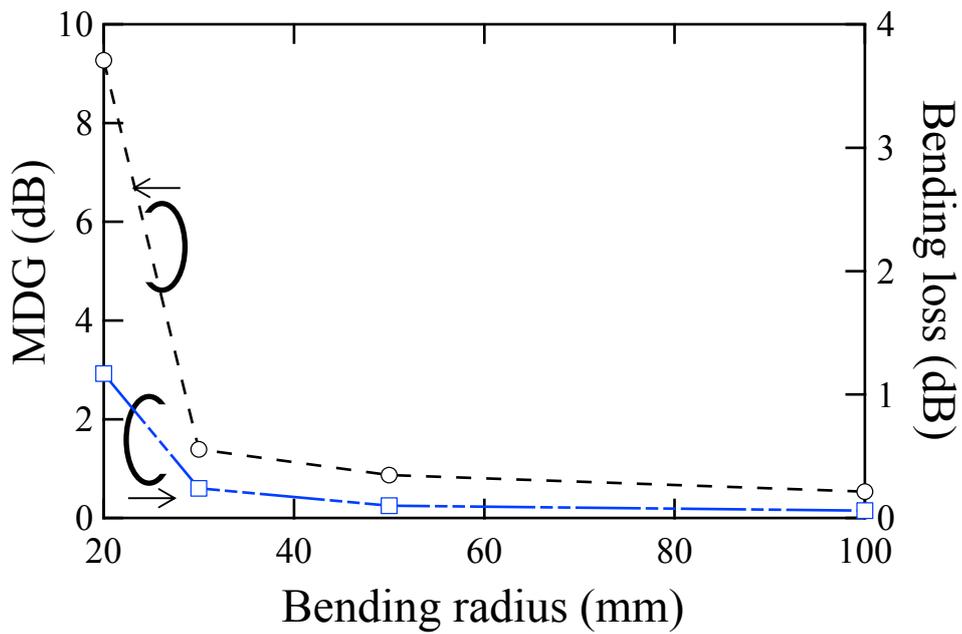


図 5.9 曲げ半径と MDG 及び曲げ損失の関係

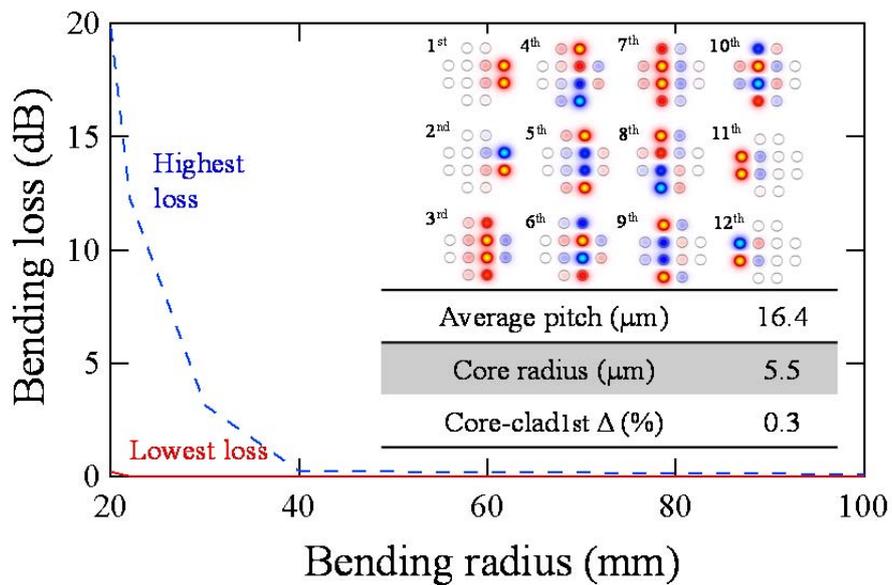


図 5.10 12 コア EDF の曲げにより発生する損失に関する計算

5.3.2 伝送特性

最後に、図 5.11 に示すように 10.6 km と 9.1 km の 12 コア伝送路の間に EDFA を挿入した構成で伝送実験を行ったので述べる。伝送路と EDFA との平均接続損失は 1 箇所あたり 0.3 dB となっており、伝送路のモード分散係数は $9.6 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ であった。送信及び受信機の構成は図 5.6 に示した MDG 評価系と同様である。図 5.12 に、MIMO 等化器によって復元された 24 個の信号の Q 値を示す。MIMO 等化器の各 FIR フィルタのタップ数は 2 シンボル分とした。信号復元には、適応等化アルゴリズムの一種である IPNLMS(Improved proportionate normalized least square algorithm)[15]を用いており、トレーニング信号を 500 ビットとしている。図中の□が Back-to-back、○が 19.7 km 伝搬後の信号の Q 値である。図中に全信号のコンスタレーションマップを示している。伝送後の Q 値の劣化は限定的であることが確認出来ており、全モードで 9.5 dB 以上の Q 値を得ることに成功した。これは、前節で示した通り増幅器でのモード間損失差が 1 dB 以下と抑制されていたためと考えられる。

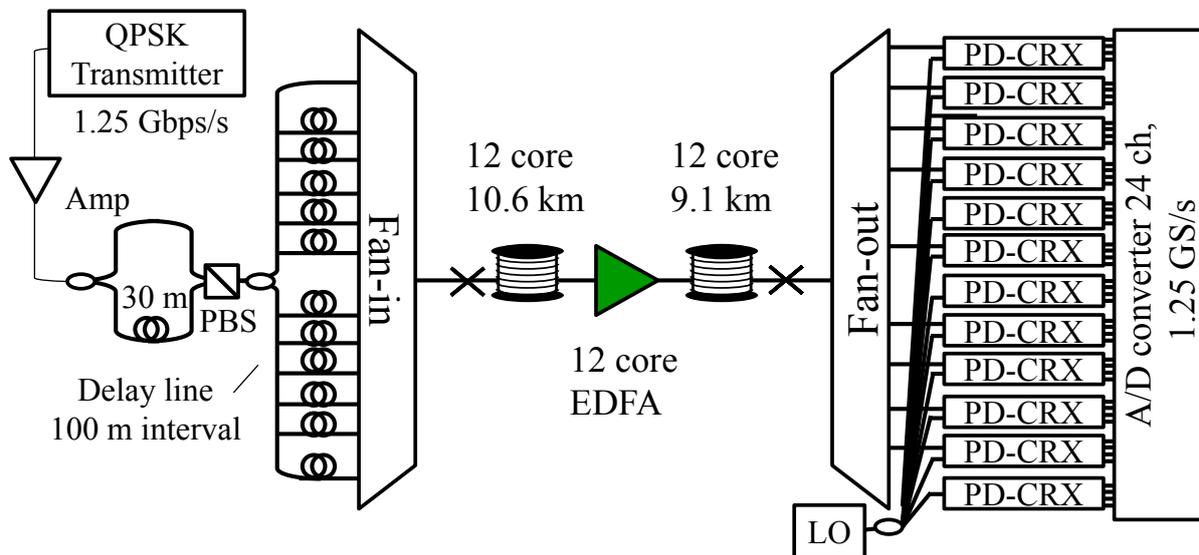


図 5.11 12 コアファイバを用いた伝送実験系

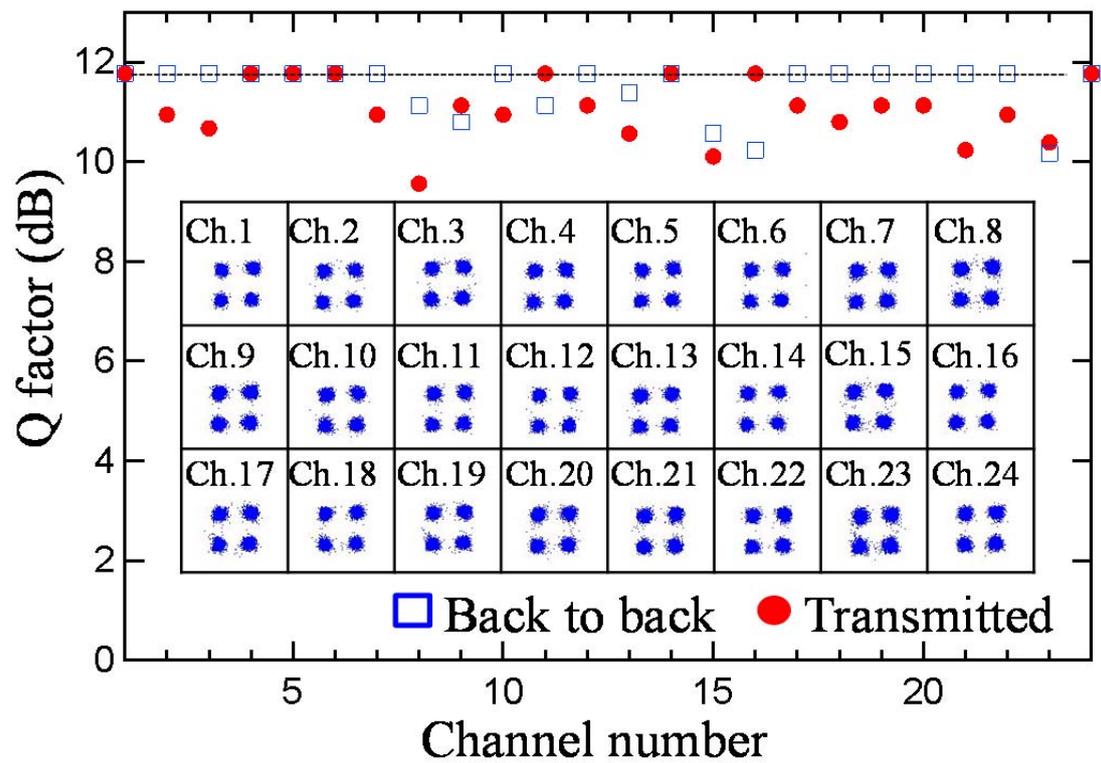


図 5.12 12 コア伝送実験により得られた Q 値

5.4 まとめ

図 5.13 にこれまで報告されているクラッド励起 EDFA の R_{cc} と MDG の関係についてプロットした結果を示す。本検討ではクラッド励起型 12 コア結合型増幅器の設計および作製評価を行った。 R_{cc} を考慮した設計かつ結合コア構造であることから MDG の低減および高 R_{cc} 構造を実現していることを確認した。

本章では、結合コア EDF の設計手法の確立および試作を行った。また、EDF の試作及び増幅特性について評価を行い C 帯において全コア全モードの利得 17 dB 以上、雑音指数 6.2 dB 以下、1 dB 以下の低 MDG 特性が得られることを示した。最後に伝送実験を行い、10.9 km の 12 コアファイバ+EDFA を用いた 24x24MIMO 伝送実験を行い、24 個の信号を送受信できることを確認した。

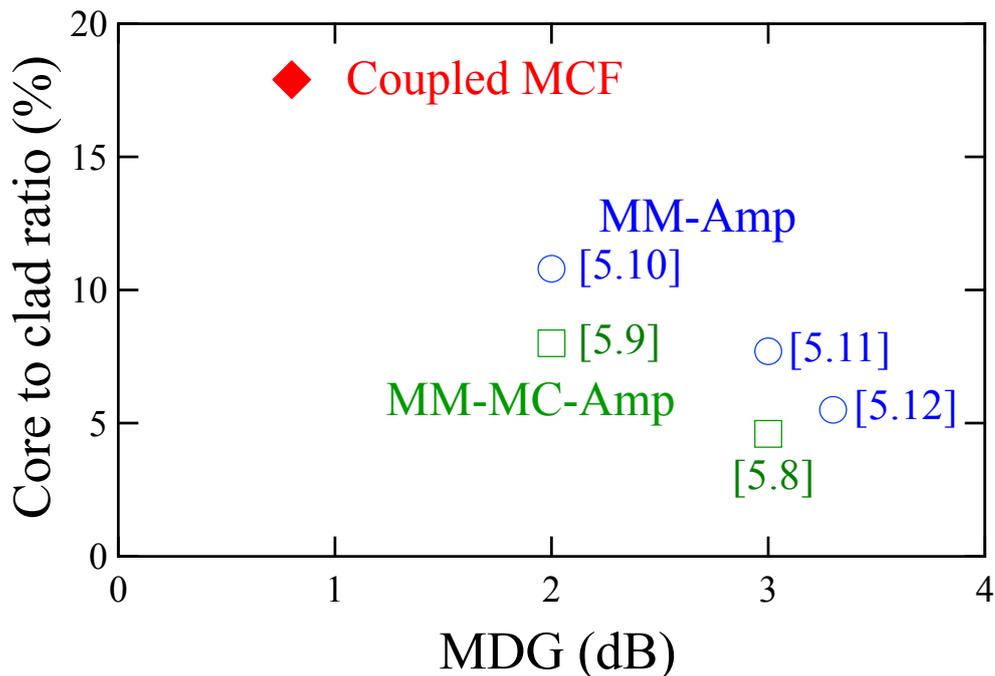


図 5.13 コアクラッド面積比 R_{cc} と MDG に関する検討のまとめ

第5章参考文献

- [5.1] R. Ryf, J. C. Alvarado, B. Huang, J. A-Lopez, S. H. Chang, N. K. Fontaine, H. Chen, R-J. Essiambre, E. Burrows, R. A-Correa, T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru., “Long-distance transmission over coupled-core multicore fiber,” *ECOC*, Th.3.C.3, (2016).
- [5.2] T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru, “Record-low spatial mode dispersion and ultra-low loss coupled multi-core fiber for ultra-long-haul transmission,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, pp. 450-457 (2017).
- [5.3] T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, S. Nozoe, Y. Sagae, K. Tsujikawa, and K. Nakajima, “Randomly-coupled single-mode 12-core fiber with highest core density,” in Proc. 40th Optical Fiber Communication Conference (OFC), paper Th1H.1 (2017).
- [5.4] T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Coupled multicore fiber design with low intercore differential mode delay for high-density space division multiplexing,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 6, p. 1175 (2015).
- [5.5] H. Chen, N. K. Fontaine, R. Ryf, C. Jin, B. Huang, K. Shang, R-J. Essiambre, L. Wang, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Sasaki, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle, “Demonstration of cladding-pumped six-core erbium-doped fiber amplifier,” *J. Lightw. Technol.* vol. 34, no. 8, pp. 1654-1660, (2016).
- [5.6] M. Wada, T. Sakamoto, T. Mori, S. Aozasa, T. Yamamoto, and F. Yamamoto “Channel scrambling and amplification technique with multi-mode EDFA for multi-core transmission system”, *ECOC*, P.1.1, (2015).
- [5.7] S. Randel, C. Schmidt, R. Ryf, R.-J. Essiambre, P.J. Winzer, “MIMO-based signal processing for mode-multiplexed transmission,” in: Proc. Photonics Society Summer Topical Meeting Series, 2012, paper MC4.1, (2012).
- [5.8] M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Coupled 2-LP 6-core EDFA with 125 μm cladding diameter,” in Proc. *OFC*, Th4A.6 (2017)
- [5.9] C. Jin, B. Huang, K. Shang, H. Chen, R. Ryf, R. J. Essiambre, N. K. Fontaine, G. Li, L. Wang, Y. Messaddeq, and S. LaRochelle, “Efficient annular cladding amplifier with six, three-mode cores,” in Proc. *ECOC*, PDP2.1 (2015).
- [5.10] N-K. Fontaine, B. Huang, Z-S. Eznaveh, H. Chen, J. Cang, B. Ercan, A-V. Benitez, S. H. Chang, R. Ryf, A. Schulzgen, J. Zaharias, P. Sillard, C. Gonnet, J. Lopez, and R. Correa “Multi-mode optical fiber amplifier supporting over 10 spatial modes,” Proc. *OFC*, Th5A.4, (2016).
- [5.11] Y. Jung, E. L. Kang, Q. Kang, T. C. May-Smith, N. H. L. Wong, R. Stansish, F. Poletti,

J. K. Sahu, S.U. Alam, and D. J. Richardson, "Cladding pumped few-mode EDFA for mode division multiplexed transmission," *Opt. Express*, vol. **22**, no. 23, pp. 29008–29013, (2014).

[5.12] Y. Wakayama, K. Igarashi, D. Soma, H. Tega, and T. Tsuritani, "Novel 6-Mode Fibre Amplifier with Large Erbium-Doped Area for Differential Modal Gain Minimization," in *Proc. ECOC*, M.2.A.3, (2016).

第6章 結論

本研究では、空間多重伝送の長距離伝送を実現する上で必要不可欠な、光増幅技術について、各種伝送路向けに増幅技術の提案を行い、下記の知見を得た。

第2章“多モード EDFA における利得制御技術”では、モード多重用 EDFA のモード間利得差の低減に向けた技術の提案を行い、提案の手法がモード間利得差の低減を行う上で、有効な手法であることを示した。

また、モード多重用光増幅器の帯域の拡大に向けた検討として、3モード及び5モード伝送用の L 帯 EDFA のモード間利得差低減に向けた検討を行い、C 帯 EDFA との増幅過程の違いを明らかにし、屈折率及びエルビウム添加分布の最適化により L 帯域においてもモード間利得差を低減する手法について明らかにした。

本章の最後では、静的な利得特性だけでなく、動的な利得変動を抑制するために利得クランプ型の MM-EDFA の試作、評価を行い信号光の伝搬モードに依らない時間的な利得変動抑制の手法を明らかにした。

第3章“多モード分布ラマン増幅技術”では、モード多重伝送の信号対雑音比の改善に向けて GI ファイバを用いたモード間利得差の小さい分布ラマン技術について提案を行った。GI ファイバ内では LP₂₁ 及び LP₀₂ モードが縮退して伝搬する特性を用いることで従来報告されていた、励起光の構成に比べ簡易な構成でモード間利得差を低減できることを明らかにした。

第4章“多モード光増幅のマルチコア構造への適用”では、クラッド励起型 2-LP モード 6 コア結合型増幅器の設計、試作および評価を行った。コア間結合型の EDFA 構造にすることによって、クラッド内の励起光密度を従来報告されているマルチモードマルチコア EDFA の構造に比べて改善できることを明らかにした。

第5章“ランダム結合型マルチコア増幅技術”では、ランダム結合型 12 コア EDFA の設計、試作および評価を行った。ランダム結合型 EDF 構造とクラッド励起方式の組合せによって高励起光効率な増幅器と低モード間利得差を両立する構造を明らかにした。

以上の検討により、空間多重技術の長延化を実現する上で最も重要となる、光増幅器の設計手法、性能要件について明らかにすることに貢献した。現在も、更に空間多重数の拡大や新たな増幅器の構成に関する検討は進んでおり、今回提案した技

術が空間多重用光増幅技術の実用化に向けた礎となるとともに、更なる光ファイバ
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]. 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.
- [2]. M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Differential Modal Gain Reduction of L-band 5-Mode EDFA Using EDF with Center Depressed Core Index,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 4, pp. 762-767, Feb. 2017.
- [3]. M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “2-LP mode 6-core cladding pumped EDFA with high pump power density,” *J. Lightw. Technol.*, vol.36, no. 2, 2017.
- [4]. M. Wada, T. Sakamoto, T. Yamamoto, S. Aozasa, S. Nozoe, Y. Sagae, and K. Nakajima, “Cladding Pumped Randomly Coupled 12-core Erbium-doped Fiber Amplifier with Low-Mode-Dependent Gain,” *J. Lightw. Technol.*, vol.36, no. 5, 2018.
- [5]. M. Wada, S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Gain-clamped 4-LP-mode Erbium doped Fiber Amplifier with Low Temporal Gain Variation,” *J. Lightw. Technol.*, vol.36, no. 5, 2018.

国際会議

- [1]. 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.
- [2]. M. Wada, S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto and F. Yamamoto., “L-band 2-LP Mode Fiber Amplifier with Two Different Pump Wavelength,” in *Proc. EXAT symposium 2013*, November. 2013, paper P18.
- [3]. 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.
- [4]. M. Wada, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “L-band 2-LP mode with low modal dependent gain,” in *Proc. OFC 2015*, March. 2015, Paper Tu3C.3.

- [5]. M. Wada, T. Sakamoto, T. Mori, S. Aozasa, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Channel Scrambling and Amplification Technique with Multi-mode EDFA for Multi-core Transmission system,” in *Proc. ECOC 2015*, September. 2015, Paper P.1.1.
- [6]. M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Differential modal gain reduction of L-band 5-spatial mode EDFA with depressed core structure,” in *Proc. OFC 2016*, March. 2016, paper Tu21.4.
- [7]. M. Wada, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “4-LP Mode Distributed Raman Amplification Technique with Graded-index Multi-mode Fiber Transmission Line,” in *Proc. OECC/PS 2016*, July. 2016, paper ThC2-2.
- [8]. M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Core-pumped 10-mode EDFA with Cascaded EDF Configuration,” in *Proc. ECOC 2016*, September. 2016, paper M.2.A.4.
- [9]. M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Coupled 2-LP 6-core EDFA with 125 μm cladding diameter,” in *Proc. OFC 2017*, March. 2017, paper Th4A.6.
- [10]. M. Wada, S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Gain-Clamped 2-LP mode Erbium-doped Fiber Amplifier with Low Modal Gain Variation,” in *Proc. EXAT symposium 2017*, June. 2017, paper P07.
- [11]. M. Wada, S. Aozasa, T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Gain-Clamped 4-LP mode Erbium Doped Fibre Amplifier with Low Modal Gain Variation,” in *Proc. ECOC 2017*, September. 2017, paper W.2.F.5.
- [12]. M. Wada, T. Sakamoto, T. Yamamoto, A. Aozasa, S. Nozoe, Y. Sagae, and K. Nakajima, “Full C-band Low Mode Dependent and Flat Gain Amplifier using Cladding Pumped Coupled 12-core EDF,” in *Proc. ECOC 2017*, September. 2017, Th.PDP.A.5.

研究会

- [1]. 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.
- [2]. [招待講演] 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 山本 貴司, 山本 文彦, “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.
- [3]. 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.
- [4]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 山本 貴司, 山本 文彦, “L 帯マルチモード光増幅器におけるモード間利得差低減に向けた検討,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2015-9, 2015年5月.
 - [5]. [招待講演] 和田 雅樹, “モード多重伝送用光増幅技術の進展動向,” 電子情報通信学会 EXAT 研究会, 2015年8月.
 - [6]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 青笹 真一, 山本 貴司, 中島 和秀, “チャンネルスクランブル機能を有する空間多重用光増幅器,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2015-114, 2016年2月.
 - [7]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 山本 貴司, 中島 和秀, “4LP モード GI ファイバ伝送路を用いた分布ラマン増幅技術に関する検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS2016-61, 2016年11月.
 - [8]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 山本 貴司, 中島 和秀, “2-LP モード 6 コア結合型エルビウム添加光増幅器,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2017-22, 2017年5月.
 - [9]. [特別招待講演] 和田 雅樹, 坂本 泰志, 山本 貴司, 青笹 真一, 野添 紗希, 寒河江 悠途, 中島 和秀, “低モード間利得差及び高励起効率を実現するランダム結合型 12 コア EDFA,” 電子情報通信学会 光エレクトロニクス研究会、量子エレクトロニクス研究会、光通信システム研究会共催, ECOC2017 報告, 2017年11月.
 - [10]. 和田 雅樹, 青笹 真一, 坂本 泰志, 山本 貴司, 中島 和秀, “利得クランプ型 2-LP モード EDFA における共振光モードとモード間利得差の関係,” 第 31 回光通信システムシンポジウム, P-15, 2017年12月.

国内会議

- [1]. 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.
- [2]. 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.
- [3]. 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.

- [4]. 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.
- [5]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 青笹 真一, 山本 貴司, 山本 文彦, “L 帯マルチモード EDFA のモード間利得差低減に向けた検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-21, 2015 年 3 月.
- [6]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 青笹 真一, 山本 貴司, 山本 文彦, “モードスクランブル機能を有するマルチモード EDFA の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-31, 2015 年 9 月.
- [7]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 山本 貴司, 中島 和秀, “2-LP モード EDF におけるスペクトラルホールバーニングの特性評価,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-19, 2016 年 3 月.
- [8]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 山本 貴司, 山本 文彦, “異種 EDF を縦続接続したコア励起 10 モード光増幅器,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-13, 2016 年 9 月.
- [9]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 青笹 真一, 山本 貴司, 中島 和秀, “クラッド励起用結合型 2LP モード 6 コア EDF,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-27, 2017 年 3 月.
- [10]. 和田 雅樹, 青笹 真一, 坂本 泰志, 森 崇嘉, 山本 貴司, 中島 和秀, “リング共振器を有する利得クランプ 2-LP モード EDFA の過渡応答特性評価,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-3, 2017 年 9 月.
- [11]. 和田 雅樹, 坂本 泰志, 青笹 真一, 山本 貴司, 中島 和秀, “結合型 12 コア EDFA の曲げ半径と増幅特性に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-24, 2018 年 3 月.

共著

学術雑誌論文

- [1]. 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.
- [2]. 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.
- [3]. 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.
- [4]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Coupled Multicore Fiber Design With Low Intercore Differential Mode Delay for High-Density Space Division Multiplexing,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 6, pp.1175-1181, Dec. 2014.
- [5]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto and K. Nakajima, “Experimental Verification of Signal Quality Difference Induced by Differential Modal Loss and Modal Crosstalk on Optical MIMO Transmission and Modal Crosstalk on Optical MIMO Transmission and its Compensation by Equipartition Multiplexing,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 3, pp.918-927, Feb. 2016.
- [6]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto and K. Nakajima, “Fiber Twisting and Bending induced Adiabatic/Nonadiabatic Super-Mode Transition in Coupled Multicore Fiber,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 4, pp.1228-1237, Nov. 2016.
- [7]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto and K. Nakajima, “Coupled Few-Mode Multicore Fiber with Low Differential Mode Delay Characteristics,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 6, pp.1222-1227, Dec. 2016.
- [8]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto and K. Nakajima, “Strongly-coupled multi-core fiber and its optical characteristics for MIMO transmission systems,” *Optical Fiber Technology*, vol. 35, pp. 8-18, Feb. 2017.
- [9]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Few-mode fiber technology for mode division multiplexing,” *Optical Fiber Technology*, vol. 35, pp. 37-45, Feb. 2017.
- [10]. T. Sakamoto, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Shibahara, M. Wada, Y. Abe, A. Urushibara, T.

Takenaga, T. Mizuno, T. Matsui, K. Aikawa, Y. Miyamoto, and K. Nakajima, “6-mode 7-core Fiber for Repeated Dense Space Division Multiplexing Transmission,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 5. 2018.

国際会議

- [1]. 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.
- [2]. 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.
- [3]. T. Kobayashi, H. Takara, A. Sano, T. Mizuno, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Hiraga, Y. Abe, H. Ono, M. Wada, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Yamada, H. Masuda, T. Morioka, “2 x 344 Tb/s propagation-direction interleaved transmission over 1500-km MCF enhanced by multicarrier full electric-field digital back propagation,” in *Proc. ECOC 2013*, Sep. 2014, Paper PD3.E.4.
- [4]. 【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.
- [5]. 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.
- [6]. 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.
- [7]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Moderately Coupled 125- μm 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.
- [8]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, N. Hanzawa, and F. Yamamoto, “Equipartition multiplexing technique for equalizing channel dependent degradation in MDM transmission,” in *Proc. OFC 2015*, Mar. 2015, Paper Tu2D.2.
- [9]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, N. Hanzawa, and F. Yamamoto, “Experimental Evaluation of Nonlinear Tolerance of Two LP Mode Fibre in Optical MIMO Transmission,” in *Proc. ECOC 2015*, Sep. 2015, Paper Mo.4.1.3.

- [10]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Fibre Twisting and Bending Induced Mode Conversion Characteristics in Coupled Multi-core Fibre,” *in Proc. ECOC 2015*, Sep. 2015, Paper P.1.2.
- [11]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Coupled Multi-core Fiber Design with Low Spatial Mode Dispersion Coefficient over Wide Wavelength Range,” *in Proc. OFC 2016*, Mar. 2016, Paper W1.F.5.
- [12]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Strongly-Coupled Two-LP-Mode Ring-Core Fiber with Optimized Index Profile Considering S-bend Model,” *in Proc. OFC 2016*, Mar. 2016, Paper W1F.6.
- [13]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Coupled Few-mode Multi-core Fibre for Ultra-high Spatial Density Space Division Multiplexing,” *in Proc. ECOC 2016*, Sep. 2016, Paper W.2.B.3.
- [14]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, F. Yamamoto, and K. Nakajima, “Low-loss and Low-nonlinearity Few-mode Fibre for LP₂₁ Mode Transmission with Low DSP Complexity,” *in Proc. ECOC 2016*, Sep. 2016, Paper W.4.P.1.SC1.2
- [15]. T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, S. Nozoe, Y. Sagae, K. Tsujikawa, and K. Nakajima, “Randomly-coupled Single-mode 12-core Fiber with Highest Core Density,” *in Proc. OFC 2017*, Mar. 2017, Paper Th1H.1.
- [16]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Strongly-Coupled Five-mode Ring-Core Fiber for MDM Transmission with MIMO DSP,” *in Proc. OFC 2017*, Mar. 2017, Paper Tu2J.3.
- [17]. A. H-Urushibara, T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Experimental Verification of Mode-Dependent Loss Reduction by Mode Coupling Using Long-Period Grating,” *in Proc. OFC 2017*, Mar. 2017, Paper Tu2J.6.
- [18]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Coupled Single-mode Multi-core Fiber Design for Long-haul MIMO Transmission System,” *in Proc. OFC 2017*, Mar. 2017, Paper Th1H.7.
- [19]. S. Aozasa, T. Sakamoto, S. Nozoe, Y. Sagae, M. Wada, T. Mori, K. Tsujikawa, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Bending Radius Dependence of Spatial Mode Dispersion in Randomly Coupled Multi-Core Fiber,” *in Proc. OFC 2017*, Mar. 2017, Paper Th1H.4.
- [20]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto and K. Nakajima., “Experimental evaluation of nonlinear impairment in degenerated LP₁₁ mode-multiplexed transmission,” *in Proc. EXAT symposium 2017*, June. 2017, paper P08.
- [21]. T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, S. Aozasa, S. Nozoe, Y.

Sagae, K. Tsujikawa, and K. Nakajima, “Characteristic of Splicing Misalignment Induced Mode Dependent Loss for Coupled Multi-core Fibre,” *in Proc. ECOC 2017*, Sep. 2017, Paper W.3.B.

[22]. T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, A. Urushibara, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Unrepeated LP02 Mode Transmission over 205 km Few-mode Fibre with Selective Mode Excitation,” *in Proc. ECOC 2017*, Sep. 2017, Paper W.1.B.

[1]. T. Sakamoto, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Shibahara, M. Wada, Y. Abe, A. Urushibara, T. Takenaga, T. Mizuno, T. Matsui, K. Aikawa, Y. Miyamoto, and K. Nakajima, “High Spatial Density Six-mode Seven-core Fibre for Repeated Dense SDM Transmission,” *in Proc. ECOC 2017*, Sep. 2017, Paper PDP.A.6.

研究会

[1]. 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.

[2]. 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.

[3]. 【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.

[4]. 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.

[5]. 坂本 泰志, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 松井 隆, 中島 和秀, 山本 文彦, “結合型マルチコアファイバを用いたMIMO伝送システムにおけるコア間群遅延差特性及び伝送特性の評価,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2014-55, 2015年1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,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2014-76, 2015年2月.

[7]. 坂本 泰志, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “高空間利用効率と

- 低 MIMO 処理負荷を両立する結合型マルチコアファイバ設計，” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会，OFT2015-9，2015 年 5 月。
- [8]. 森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，山本 貴司，山本 文彦，中島 和秀，“モード多重伝送におけるチャンネル間信号品質差補償の検討，” 電子情報通信学会光通信システム研究会，OCS 2015-33，2015 年 8 月。
- [9]. 長谷川（漆原） 梓，森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，山本 貴司，山本 文彦，中島 和秀，“数モードファイバの接続点におけるチャンネル間信号品質差補償の検討，” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会，OFT2015-54，2015 年 12 月。
- [10]. 森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，漆原 梓，山本 貴司，中島 和秀，“モード多重伝送におけるモード間非線形効果の実験的検証，” 電子情報通信学会光通信システム研究会，OCS 2015-103，2016 年 2 月。
- [11]. 森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，漆原 梓，山本 貴司，中島 和秀，“DSP 負荷低減に向けた 2LP モードリングコア光ファイバ，” 電子情報通信学会光通信システム研究会，OCS 2016-31，2016 年 8 月。
- [12]. 森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，漆原 梓，山本 貴司，中島 和秀，“実効断面積拡大数モードファイバにおける選択的モード伝送利用の検討，” 電子情報通信学会光通信システム研究会，OCS 2016-62，2016 年 11 月。
- [13]. 長谷川（漆原） 梓，森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，山本 貴司，中島 和秀，“モード多重伝送におけるモード結合の信号品質変動への影響，” 電子情報通信学会光通信システム研究会，OCS 2016-72，2017 年 2 月。
- [14]. 森 崇嘉，坂本 泰志，和田 雅樹，漆原 梓，山本 貴司，中島 和秀，“モード多重伝送用強結合 5 モードリングコアファイバ，” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会，OFT 2017-21，2017 年 5 月。

国内会議

- [1]. 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 モードフォトリック結晶ファイバ，” 電子情報通信学会ソサイエティ大会，B-10-5，2012 年 9 月。
- [2]. 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。
- [3]. 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.

- [4]. 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.
- [5]. 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.
- [6]. 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.
- [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]. 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.
- [9]. 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.
- [10]. 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チャンネル間信号品質差補償の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-22, 2015年3月.
- [11]. 坂本 泰志, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “マルチコアファイバにおけるコア間距離とインパルス応答特性の関係,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-23, 2015年3月.
- [12]. 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 漆原 梓, 山本 貴司, 山本 文彦, “モード多重伝送におけるモード間非線形効果の実験的検証,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-28, 2015年9月.
- [13]. 長谷川 (漆原) 梓, 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 山本 文彦, “接続点における縮退モードのモード間クロストーク・損失の変動,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-29, 2015年9月.
- [14]. 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における空間モード分散係数の測定,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-30, 2015年9月.
- [15]. 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 漆原 梓, 山本 貴司, 中島 和秀, “リン

- グコア型光ファイバのS字曲げによるモード結合特性,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-18, 2016年3月.
- [16]. 坂本 泰志, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和秀, “空間モード分散係数と MIMO 等化器における必要タップ数の関係,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-23, 2016年3月.
- [17]. 長谷川 (漆原) 梓, 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和秀, “縮退モードを考慮した長周期グレーティングによる DMD 補償の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-32, 2016年3月.
- [18]. 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 漆原 梓, 山本 貴司, 中島 和秀, “実効断面積拡大数モードファイバにおける各モードの伝送特性比較,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-11, 2016年9月.
- [19]. 長谷川 (漆原) 梓, 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和秀, “分布的長周期グレーティングによる MIMO DSP 負荷低減の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-12, 2016年9月.
- [20]. 長谷川 (漆原) 梓, 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和秀, “モード多重伝送における周期的なモード結合によるモード依存損失の低減,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-9, 2017年3月.
- [21]. 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 漆原 梓, 山本 貴司, 中島 和秀, “5 モードリングコア光ファイバにおけるモード結合の曲げ径依存性,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-11, 2017年3月.
- [22]. 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 野添 紗希, 寒河江 悠途, 辻川 恭三, 中島 和秀, “高空間多重密度ランダム結合型 12 コアファイバ,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-25, 2017年3月.
- [23]. 青笹 真一, 坂本 泰志, 野添 紗希, 寒河江 悠途, 和田 雅樹, 森 崇嘉, 辻川 恭三, 山本 貴司, 中島 和秀, “結合型マルチコアファイバにおける空間モード分散の曲げ半径依存性,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-26, 2017年3月.
- [24]. 坂本 泰志, 青笹 真一, 森 崇嘉, 和田 雅樹, 山本 貴司, 野添 紗希, 寒河江 悠途, 辻川 恭三, 中島 和秀, “結合型マルチコアファイバの接続点におけるモード依存損失特性,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-8, 2017年9月.
- [25]. 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 漆原 梓, 山本 貴司, 中島 和秀, “実効断面積拡大数モードファイバのモード間クロストーク比較,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-1, 2017年9月.
- [26]. 長谷川 (漆原) 梓, 森 崇嘉, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和

- 秀, “数モードファイバ断面の非対称な屈折率変化によるモード結合促進,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-2, 2017年9月.
- [27]. 坂本 泰志、和田 雅樹、青笹 真一, 山本 貴司、辻川 恭三、中島 和秀, “ランダム結合型12コアファイバの曲げ損失特性,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-10, 2018年3月.
- [28]. 長谷川 (漆原) 梓, 坂本 泰志, 和田 雅樹, 山本 貴司, 中島 和秀, “モードフィルタを用いたモード間クロストーク低減によるLP02モード伝送の信号品質改善,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-21, 2018年3月.
- [29]. 山下 陽子, 和田 雅樹, 松井 隆, 中島 和秀, “空洞欠陥付き導波路を用いたモード間損失差補償の検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-13-22, 2018年3月.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、有益なご指導とご助言を賜りました北海道大学大学院情報科学研究科メディアネットワーク専攻の齊藤 晋聖 教授に謹んで感謝の意を表します。また、ご多忙な中、審査委員をご快諾頂き、ご助言を賜りました北海道大学大学院 情報科学研究科の大鐘 武雄教授、 宮永 喜一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、株式会社エクシオテック 作山 裕樹 代表取締役社長 (元 NTT アクセスサービスシステム研究所 所長)、株式会社エクシオテック 久保園 浩明 常務執行役員 (元 NTT アクセスサービスシステム研究所 所長)、日本コムシス株式会社 天野 博史 NTT 事業本部 アクセスシステム部副部長 (元 NTT アクセスサービスシステム研究所 所長)、NTT アクセスサービスシステム研究所 小林 正樹 所長、NTT アドバンステクノロジー株式会社 富田 茂 副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)、NTT 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)、アクセスメディアプロジェクト 白木 和之 主席研究員 (元アクセスメディアプロジェクト マネージャ)、アクセスメディアプロジェクト 野引 敦 プロジェクトマネージャ、企画担当 山本 文彦 企画部長 (元アクセスメディアプロジェクト 媒体基礎グループリーダー) に深く感謝致します。また、NTT アクセスサービスシステム研究所 中島 和秀 媒体基礎グループリーダーには有益なご助言、ご指導を頂き本論文の執筆の機会を頂きました事に深く感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、NTT アクセスサービスシステム研究所 坂本 泰志 主任研究員にはテーマの選定をはじめ、直接御指導頂くとともに、多大なる御助言と御討論を賜りましたこと、山本 貴司 主任研究員、青笹 真一 主任研究員、東日本電信電話株式会社 森 崇嘉 主査 (当時 NTT アクセスサービスシステム研究所 研究員) には、日々議論頂き、ご指導とご協力いただきました事、深く感謝いたします。また、松井 隆 主任研究員、辻川 恭三 主任研究員、東日本電信電話株式会社 半澤 信智 主査 (当時 NTT アクセスサービスシステム研究所 研究員)、北見工業大学電気電子工学科 黒河 賢二 教授 (当時 NTT アクセスサービスシステム研究所 主任研究員)、馬麟 上海交通大学 准教授 (当時 NTT アクセスサービスシステム研究所研究員) には種々のご指導、ご協力を頂きましたことに感謝いたします。

最後に、本研究の遂行並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。