

MMI (Multi-Mode Interference) 型光導波路を利用したモード多重伝送用光デバイスに関する研究

茶円, 豊

<https://doi.org/10.15017/1500759>

出版情報：九州大学, 2014, 博士 (学術), 課程博士
バージョン：
権利関係：全文ファイル公表済

博士（学術）学位論文

MMI (Multi-Mode Interference)型

光導波路を利用したモード多重
伝送用光デバイスに関する研究

九州大学大学院総合理工学府

量子プロセス理工学専攻

茶円 豊

指導教員氏名：浜本 貴一 教授

提出日：2015年1月15日

目 次

概要	1
第一章 序論	3
1. 1. 研究背景と目的.....	3
1. 2. 空間多重伝送	5
1. 3. モード多重伝送	6
1. 4. モード変換器に関する研究	7
1. 5. 本論文の構成	10
参考文献	10
第二章 低波長偏波依存 MMI 型モード変換器の設計理論	16
2. 1. 概要.....	16
2. 2. モード変換原理.....	17
2. 3. MMI 導波路の波長依存性	20
2. 4. 低波長依存 MMI 型モード変換器の設計指針	23
2. 5. 低偏波依存 MMI 型モード変換器の設計指針	35
2. 6. まとめ.....	39
参考文献.....	40
第三章 低波長偏波依存 MMI 型モード変換器の実証	43
3. 1. 概要.....	43
3. 2. 素子の試作と基本特性.....	44
3. 3. 低波長偏波依存性実証.....	54
3. 3. 1. MMI 型モード変換器の波長依存性傾向の確認	55

3. 3. 2. SLED (Super Luminescent Light Emitting Diode) による測定	56
3. 4. まとめ.....	64
参考文献.....	64
第四章 コア層段差構造を有する MMI 型擬似 LP21 モード変換器の	
理論的検討	66
4. 1. 概要.....	66
4. 2. コア層段差構造を有する MMI 型モード変換器の動作原理	67
4. 3. コア層段差構造を有する MMI 型モード変換器によるモード変換	73
4. 4. コア層段差構造を有する MMI 型モード変換器の波長依存性	77
4. 5. まとめ.....	78
参考文献.....	79
第五章 総括	81
5. 1. まとめ.....	81
5. 2. 今後の展望.....	83
参考文献.....	84
付録	86
謝辞	88

概要

本論文は、単一平面で高集積化が可能かつ製作トレランスに優れる MMI(Multi-Mode Interference)型光導波路を利用したモード多重伝送用光デバイスに関する研究について述べたものである。モード多重伝送のキーデバイスであるモード変換器として MMI 型モード変換器を検討し、MMI 型モード変換器の課題である低波長偏波依存性の実現と高次の LP(Linear Polarized)モードへの拡張について議論する。

近年、光通信の伝送容量は飛躍的に増加しており、光通信の伝送路を支える光ファイバの伝送容量拡大が求められている。しかし、現行のシングルモードシングルコアファイバでは伝送容量の限界が 100 Tbit/s であることが示唆されており、この限界を打開する新しい技術が必要とされている。その中で、現行のファイバの代わりにマルチコアファイバやマルチモードファイバを用いる空間多重伝送方式は、伝送容量の限界の突破し大容量化を実現する技術として着目されている。空間多重伝送の重要な技術の一つとして、光の伝搬モードで多重化を行うモード多重伝送技術があり、現在モード多重伝送用光デバイスの研究が盛んに行われている。しかし、その一方で実用に不可欠である単一平面高集積可能なデバイスモデルはまだ報告例が少なく、本研究では、単一平面高集積可能なモード多重伝送用デバイスとして MMI 型モード変換器を検討した。MMI 型モード変換器の課題として、低波長偏波依存性の下でのモード変換の実現が挙げられる。本研究ではこの課題の解決のため、MMI 型光導波路の波長偏波依存性を理論的に解析し、低波長偏波依存性を持つ MMI 型モー

ド変換器の設計理論について検討を行い、設計手法を確立した。得られた設計手法に従い、低波長偏波依存性の下で 0 次モードから 1 次モードへの変換が可能な MMI 型モード変換器の構造を決め、試作し、実証実験を行った。さらに、高次 LP モードへの拡張について検討を行い、MMI 型モード変換器の実現を目指した。

本論文は五章により構成されており、低波長偏波依存性を実現する MMI 型モード変換器の設計理論の導出とその実証実験、及び垂直方向にピークを持つ高次の LP モードへの拡張の理論検討をまとめたものである。第一章では本研究の背景と目的について述べ、MMI 型光導波路を用いたモード変換器に関する研究の必要性について述べる。第二章では、低波長偏波依存性を持つ MMI 型モード変換器を設計するための設計理論の導出について述べる。第三章では、第二章で得た設計理論に基づき MMI 型モード変換器を試作及び評価し、その結果について述べる。第四章では、MMI 型モード変換器のコア層に段差を設けることによる垂直方向のモードへの拡張について、理論検討結果を述べる。第五章でこれまでの研究結果をまとめ、今後の展望について述べる。

第一章 序論

1.1. 研究背景と目的

近年、スマートフォンの普及やインターネットでの動画視聴の増加などにより、インターネットの通信容量は飛躍的に増加している。国内の情報通信容量は年々増加しており、2013年の国内のデータ流通量は8年前の8.7倍に増加している[1]。さらにこの増加の傾きは年々急になっており、今後指数関数的に通信容量が増加する可能性が大きいといえる。これに伴いインターネットなどでの情報通信の伝送路を支える光ファイバは、伝送容量の大規模な増加が求められている。

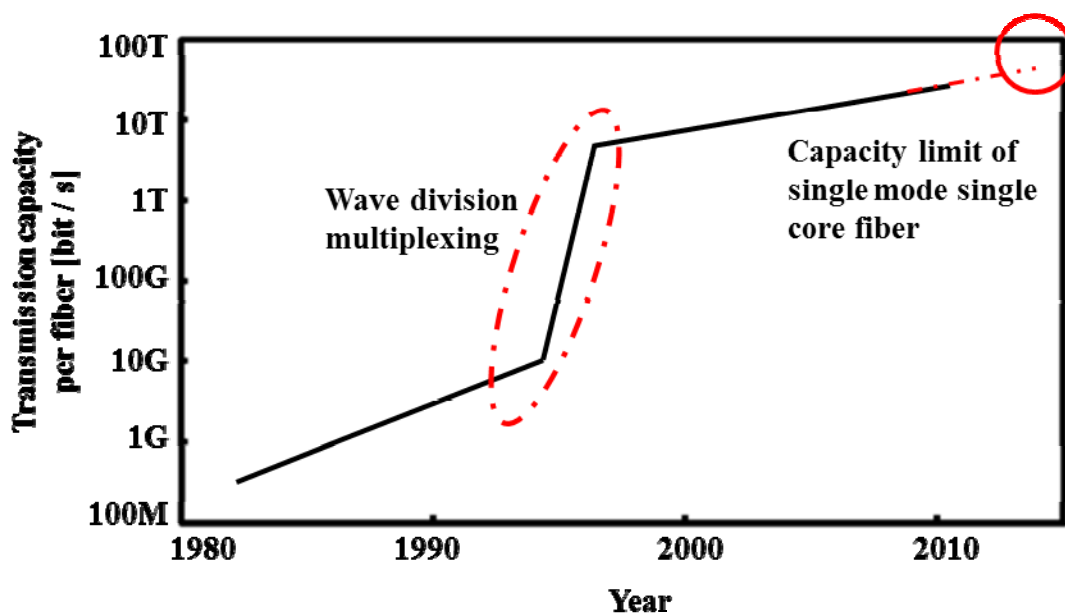


図 1.1. シングルモードシングルコアファイバー本当たりの伝送容量の年間遷移。研究ベースにおける伝送容量を示す。100 Tbit/s が限界であり、突破するためには新しい伝送技術が必要である[2]。

図 1.1 では、光ファイバー本当たりの伝送容量の年間遷移を示している[2]。

90年代から00年代にかけては、波長多重方式[3, 4]により光通信の通信容量は飛躍的に向上している一方で、近年この増加は鈍くなっており、従来の通信方式では近い将来に伝送容量が不足する可能性が指摘されている[5-7]。これは、現行の単一モード光通信伝送方式に用いられているシングルモードシングルコアファイバの物理的な伝送容量限界が近づきつつあることを示しており、その伝送容量限界が 100 Tbit/s であることが報告されている[7, 8, 9]。また、シングルモードシングルコアファイバが耐えうる光強度にも限度があり、これを超える強い光の入射は、ファイバそのものが損傷するファイバフェーズ現象[10, 11]を引き起こす可能性があることが知られている。これらの解決策として、様々なアプローチがなされている中、空間多重伝送方式、及びその一種であるモード多重伝送方式が着目されており、その実証が進められている。空間多重伝送方式及びモード多重伝送方式の概要については、次節以降で述べることとし、本節ではこれら次世代多重方式のキーデバイスとしての条件について述べ、その条件に合致するデバイスとして本研究で検討している MMI 型モード多重伝送用デバイスについて述べる。空間多重伝送方式では、シングルモードシングルコアファイバを使用する従来の通信方式と比較して、複数のコアを持つマルチコアファイバや、複数の光伝搬モード次数を持つマルチモードファイバを使用している。そのため、空間多重伝送方式に対応したキーデバイスにもマルチコアや高次モードの光を制御する技術が求められ、加えて従来通信方式と同様の集積性能も求められている。MMI 型光導波路は、単一平面で高集積化可能かつ優れた製作トレランスを持ち、これらの条件を満たす次世代モード多重伝送用光デバイスとして着目されている[12-14]。しかし、長距離伝送に使うた

めには波長多重技術や偏波多重技術が前提となることに対し、MMI 型光導波路は原理的に波長及び偏波依存性を有していることが課題となっていた。実現のためには、光通信で使用される帯域である C-バンド(Conventional Band : 1530 nm – 1565 nm)内で、波長偏波依存性を抑制する必要がある。本研究は MMI 型光導波路の構造と波長偏波依存性の詳細な関係を明らかにし、低波長偏波依存性を持つモード多重伝送用 MMI 型光デバイスとしての MMI 型モード変換器の実現のための検討を行う。低波長偏波依存性を持つ MMI 型光デバイスの設計理論の構築を目指し、またこの設計理論を基に MMI 型モード変換器の設計・試作を行い、低波長偏波依存性の下でのモード変換の実証を目標とする。1.2 で空間多重伝送方式、1.3 でモード多重伝送方式の概要について述べる。1.4 ではこれらの伝送方式のキーデバイスであるモード変換器に関する各機関の研究について述べ、本研究の位置づけについて説明する。1.5 では本論文の以降の章構成について述べ、まとめとする。

1.2. 空間多重伝送

現行の光通信伝送方式での伝送容量の限界を超えるための方法としてファイバのチャンネル数を増加させることが挙げられる[15]。空間多重伝送はファイバ内コア数を増加させることにより伝送チャンネルを増やし大容量伝送を実現する通信方式である。このファイバは従来のシングルモードシングルコアファイバに対してマルチコアファイバと呼ばれている。複数のコアをそれぞれ独立のチャンネルとみなすことができ、原理的にそれぞれのコアで従来のシングルモードシングルコアファイバー本分の伝送容量を伝送することが可能である。

現在、マルチコアファイバに関する研究では、7コアや19コア、またはそれ以上の構造が発表されている[16, 17]。また、マルチコアファイバを送信機、中継器、受信機などに接続するためにはシングルモードシングルコアファイバに接続する必要があり、FIFO (Fan In Fan Out)技術が用いられ、実際に伝送実験なども行われている[18 - 19]。このように空間多重伝送は従来の伝送容量の限界を超えることができる技術として盛んに研究が行われている。しかし、将来の更なる大容量化を検討した場合、シングルモードの光のみの使用だとコア数を増加せざるを得なくなり、これによる製作コストの上昇や、コア間の方向性結合による光のコア間クロストークなどが課題となる。空間多重伝送の各コアでの光信号をシングルモードではなくマルチモードにすることで、一つのコアで伝送可能な情報量が増加し、コア数の増加を抑えることが可能である。このため、光のモードでも多重化を行う技術が必要であり、そのためには次節で述べるモード多重伝送技術及びそのキーデバイスが必要となる。

1.3. モード多重伝送

モード多重伝送は光の各伝搬モードをそれぞれ独立のチャンネルとみなすことで大容量通信を実現する多重方式である。この伝送ではマルチモードファイバを使用し、このファイバのコアは高次モードの光を伝搬するためシングルモードよりもコア径が太い構造となっている。伝搬モードが固有モードである場合、異なる次数を持つモードをそれぞれ別々のチャンネルとみなすことができる。それぞれのモードで従来のシングルモードシングルコアファイバ一本分の伝送容量を伝送することが可能であるため、伝送容量はモードの次数倍に増加

する。また、マルチモードファイバのコア径は大きく、許容する光信号の強度も大きいため、ファイバフェーズ現象も改善できる。モード多重伝送方式の主な課題として、マルチモードファイバ中でのモード間遅延とモード間クロストークが挙げられる。各モードは異なる伝搬定数を持っており、マルチモードファイバ中を長距離伝送するとこれに起因した遅延が生じる。近年ではこのモード間遅延を抑制できるマルチモード光ファイバなどが開発されている[20-22]。一方、長距離伝送でマルチモードファイバのねじれなどにより伝搬モードが互いに結合することによりモード間クロストークが発生する。モード間クロストークの補償として、MIMO (Multi-Input Multi-Output)処理での信号の復元に関する研究が行われており、ある閾値以下のモード間のクロストークであればMIMO処理を行うことにより送信側の信号を復元可能である[23, 24]。

1.4. モード変換器に関する研究

低次のモードから高次モードへのモード変換を可能にするモード変換器は、擬似的に高次モードを生成しているとみなすことができ、モード多重伝送用デバイスの中でも非常に重要となるキーデバイスである。モード変換器は優れた製作トレランス、単一平面集積可能性、また波長や偏波に対する依存性の小ささが要求されるデバイスであり、現在様々な研究機関で盛んに研究が行われている[23-32]。モード変換器、及びそれに近い動作をするデバイスに関する各研究機関のこれまでの発表結果を表1.4.1に示す。これらの研究のうち、空間光学系を用いたモード変換、フェーズプレートを用いたモード変換はモード拡張に非常に有利である一方、同一平面での集積が困難であり、また波長依存性も

大きいという課題がある[23-25]。フォトニックランタン型はモード拡張に優れ、また実際の伝送実験でもMIMO処理を用いて長距離伝送実験を達成している[30-32]が、実用には構造が複雑であり、製作難易度が高くコスト面にも課題があると思われる。PLC (Planer Lightwave Circuit)は同一平面での集積性を実現しており、またCバンド内での波長依存性が小さいことが報告されている[26-29]。しかし、平面光導波路であるため垂直方向へのモード拡張が困難という課題がある。本研究で扱っているMMI型光導波路は優れた製作トレランスを持ち、単一平面で高集積化が可能であることに加え、一回のエッチングで製作できるためコスト的にも非常に優れる[12-14]。しかし、MMI型モード変換器では原理的に波長依存性と偏波依存性を持ち、またPLC型デバイスと同様に垂直方向のモード拡張が困難である。そこで本研究では、波長偏波依存性の低い構造を得るための設計理論を検討し、設計手法を確立する。さらにこの設計理論に従いデバイスを製作し、低波長偏波依存性の下でのモード変換を実証することを目指す。また、MMI型モード変換器のコア層に段差を設けることにより、垂直方向へのモード拡張の可能性についても検討し、高次のLP(Linear Polarized)モードであるLP₂₁モードへの変換を検討する。モード多重伝送用デバイスとしてのMMI型モード変換器の実用化を目指す。

表1.4.1. 各研究機関で発表されたモード変換器の比較。

モード変換器の タイプ	将来的な最大変 換モード次数	特徴	課題
フェーズプレート型 [25]	LP21 – LP31	モード拡張に 有利	集積が困難 波長依存性
PLC型 [27-29]	LP21	平面集積型・ 光集積ベースで 実現可能	製作難易度が 高い。モード拡 張が困難。
フォトニック ランタン型 [30-32]	LP31	モード拡張に 有利	製作難易度が 高い。
空間光学型 [23, 24]	LP31	モード拡張に 有利	集積が困難
ファイバカプラ型 [26]	LP31	モード間クロス トーク小	製作難易度が 高い
MMI導波路型 (本研究)	LP21	単一平面集積可 能、 低波長偏波依存 性	モード拡張が 難しい

1.5. 本論文の構成

本論文は五章で構成され、低波長偏波依存性を実現するMMI型モード変換器の設計理論の導出とその実証実験、及び高次のLPモードへの拡張の検討結果をまとめたものである。第一章では本研究の背景と目的について述べ、各機関が発表したモード変換器に関する研究の概要と、MMI型光導波路を用いたモード変換器に関する研究の必要性について述べる。第二章では、低波長偏波依存性を持つMMI型モード変換器を設計するための設計理論について議論する。MMI導波路が原理的に波長偏波依存性を持つことを示し、これを抑制するためにMMI導波路の構造パラメータの最適範囲を決める。第三章では、第二章で得た設計理論に基づきMMI型モード変換器を試作・評価する。Cバンド内で低波長偏波依存性の下でのモード変換が実現することの実証を目指す。第四章では、MMI型モード変換器の課題である垂直のモード拡張に関して検討を行い、MMI型モード変換器のコア層に段差を設けることにより垂直方向のモードへの拡張が可能であることを理論計算により示す。結果として高次のLPモードであるLP₂₁モードへの変換可能性についても議論する。第五章でこれまでの研究結果をまとめ、今後の展望について述べる。

参考文献

- [1] 総務省：平成26年版 情報通信白書
- [2] <http://www.nict.go.jp/press/2012/03/08-1.html>, NICT 2012年プレリリース
- [3] C. Rasmussen, T. Fjelde, J. Bennike, F. Liu, S. Dey, B. Mikkelsen, P. Mamyshev, P. Serbe, P. V. D. Wagt, Y. Akasaka, D. Harris, D. Gapontsev, V. Ivshin, and P.

- Reeves-Hall, "DWDM 40G Transmission Over Trans-Pacific Distance (10000 km) Using CSRZ-DPSK, Enhanced FEC, and All-Raman-Amplified 100-km UltraWave Fiber Spans," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 1, pp. 203-207 (2004)
- [4] J. M. Kahn, K. P. Ho, "Spectral Efficiency Limits and Modulation/Detection Techniques for DWDM Systems," *Journal of Selected Topics of Quantum Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 259-272 (2004)
- [5] T. Morioka, "New Generation Optical Infrastructure Technologies: "EXAT Initiative" Towards 2020 and Beyond", *Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference, FT4* (2009)
- [6] M. Nakazawa, "Giant Leaps In Optical Communication Technologies Towards 2030 And Beyond," *Technical Digest of European Conference on Optical Communications, Plenary Talk* (2010)
- [7] R. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, No. 4 (2010)
- [8] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Mobile Computing and Communications Review*, vol. 5, no. 1, pp. 3-55 (2001)
- [9] R. V. L. Hartley, "Transmission of Information," *Bell System Technical Journal*, pp. 535-563 (1928)
- [10] R. Kashyap, "The fiber fuse - from a curious effect to a critical issue: a 25th year retrospective," *Optics Express*, vol. 21, no. 5, pp. 6422-6441 (2013)
- [11] S. Todoroki, "Fiber fuse: Light-Induced Continuous Breakdown of Silica Glass

Optical Fiber," NIMS Monograph, (2014)

[12] L. B. Soldano, E. C. M. Pennings, "Optical Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no.4, pp. 615-627 (1995)

[13] R. Ulrich, and G. Ankele, "Self-imaging in homogeneous planar optical waveguides", *Applied Physics Letters*, vol. 27, no. 6, pp. 337-339 (1975)

[14] M. Bachmann, P. A. Besse, and H. Melchior, "General self-imaging properties in $N \times N$ multi-mode interference couplers including phase relations," *Applied Optics*, vol. 33, no. 17, pp. 3905-3911 (1994)

[15] G. L. Noane, D. Boscher, P. Grosso, J. C. Bizeul, and C. Botton, "Ultra high density cables using a new concept of bunched multicore monomode fibers: A key for the future FTTH networks," *Proceedings of International Wire and Cable Symposium*, pp. 203–210 (1994)

[16] M. Koshiba, K. Saitoh, and Y. Kokubun, "Heterogeneous multi-core fibers: proposal and design principle," *IEICE Electronics Express*, vol. 6, no. 2, pp. 98-103 (2009)

[17] Y. Kokubun, and M. Koshiba, "Novel multi-core fibers for mode division multiplexing : proposal and design principle," *IEICE Electronics Express*, vol. 6, no. 8, pp. 522-528 (2009)

[18] R. R. Thomson, H. T. Bookey, N. D. Psaila, A. Fender, S. Campbell, W. N. MacPherson, J. S. Barton, D. T. Reid, and A. K. Kar, "Ultrafast-laser inscription of a three dimensional fan-out device for multicore fiber coupling applications," *Optics*

Express, vol. 15, no. 18, pp. 11691-11697 (2007)

[19] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "Space Division Multiplexed Transmission of 109-Tb/s Data Signals Using Homogeneous Seven-Core Fiber," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 658-665 (2012)

[20] N. Shibata, M. Tateda, S. Seikai, and N. Uchida, "Spatial technique for measuring modal delay differences in a dual-mode optical fiber," *Applied Optics*, vol. 19, no. 9, pp. 1489-1492 (1980)

[21] H. Chen, V. Sleiffer, B. Snyder, M. Kuschnerov, R. V. Uden, Y. Jung, C. Okonkwo, O. Raz, P. O'Brien, H. D. Waardt, and T. Koonen, "Demonstration of a photonic integrated mode coupler with 3.072 Tb / s MDM and WDM transmission over few-mode fiber," *Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching*, PD2-5 (2013)

[22] Q. Xiang, Y. Zhao, Y. Chai, and F. S. Choa, "Schematic studies of 10 Gb/s transmission over multimode fibers," *IEEE LEOS Annual Meeting*, TUR2, pp. 271-272 (1999)

[23] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. A. Bolle, R. J. Essiambre, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle, "6x56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6x6 MIMO equalization," *Optics Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16697-16707 (2011)

[24] R. Ryf, S. Sandel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaelpour, E. C. Burrows, R. J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H.

McCurdy, and R. Lingle, "Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 521-531 (2012)

[25] K. Igarashi, T. Tsuritani, and I. Morita, "Higher-order mode conversion using cascaded phase plates," *Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching*, MR2-3 (2013)

[26] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita and M. Koshiba, "Mode-division multiplexed transmission with fiber mode couplers," *Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference*, OW1D. 4 (2013)

[27] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita and M. Koshiba, "Two-mode PLC-based mode multi / demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission," *Technical Digest of European Conference on Optical Communications*, Tu. 1. B. 3 (2013)

[28] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, K. Tsujikawa, T. Uematsu, M. Koshiba, and F. Yamamoto, "Three-mode PLC-type multi / demultiplexer for mode-division multiplexing transmission," *Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference*, OW1D. 4 (2012)

[29] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiba, and F. Yamamoto, "Mode multi / demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission," *Optics Express* vol. 22, no. 24, pp. 29321-29330 (2014)

[30] N. K. Fontaine, R. Ryf, S. G. Leon-Saval, and J. Bland-Hawthorn, "Evaluation of

Photonic Lanterns for Lossless Mode-Multiplexing,” Technical Digest of European Conference on Optical Communications, Th. 2. D. 6 (2012)

[31] S. G. Leon-Saval, “Photonic lanterns multimode to single-mode converters: from astronomy to communications,” Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching, WS2-2 (2013)

[32] S. G. Leon-Saval, N. K. Fontaine, J. R. Salazar-Gil, B. Ecran, R. Ryf, and J. Bland-Hawthorn, “Mode-selective photonic lanterns for space-division multiplexing,” Optics Express, vol. 22, no. 1, pp. 1036-144 (2014)

第二章 低波長偏波依存 MMI 型モード変換器 の設計理論

2.1. 概要

第一章で述べたように現行のシングルモードシングルコアファイバを用いた光通信伝送方式は、伝送容量限界が 100 Tbit/s であることが示唆され、将来通信容量の限界に達することが懸念される[1-5]。将来の光通信の大容量化を実現するためには、この限界を打ち破る革新的な伝送技術の実現が期待されている。その中で、空間多重伝送方式、モード多重伝送方式の実証が進められており、これらのキーデバイスの条件として単一平面で高集積化が可能であるということが求められている[6-15]。MMI 型光導波路は、単一平面で高集積化可能かつ優れた製作トレランスを持ち[16]、これらの条件を満たす次世代モード多重伝送用光デバイスとして着目されている。一方で、長距離伝送に使うためには波長多重技術や偏波多重技術が前提となることに対し、MMI 型光導波路は原理的に波長及び偏波依存性を有していることが実現の課題となっていた。実現のためには単一平面で高集積が可能であることに加え、波長偏波依存性を抑制する必要がある。本章では、MMI 構造を最適化することにより、波長依存性及び偏波依存性の抑制が可能であることを明らかにした。2.2 では MMI 型モード多重伝送用光デバイスとして、MMI 型モード変換の検討について述べる。初期検討として 0 次モードから 1 次モードへのモード変換が可能な MMI 型モード変換器について検討し、MMI 型モード変換器の変換原理について説明する。2.3 では MMI 導波路が原理的に波長依存性を持つことを明らかにし、MMI 幅を狭めることにより波長依存性が抑制可能であることを説明する。ま

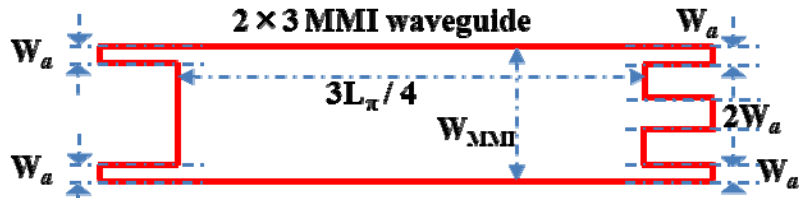
た波長依存性を完全になくすために必要な MMI 幅と、その製作上の課題について述べる。2.4 では、波長依存性を抑える MMI 構造について議論を進め、ある程度の MMI 幅を持ち波長依存性を有する場合でも、アクセス導波路幅を広く設計することにより過剰損失を抑制できることを見出し、これを基に MMI 幅の最適範囲を決定する。2.5 では偏波について同様の議論を行い、偏波依存性を抑制可能な MMI 構造の最適範囲を決定する。2.6 では、得られた計算結果を基に MMI 型モード変換器の設計指針を決める。

2.2. モード変換原理

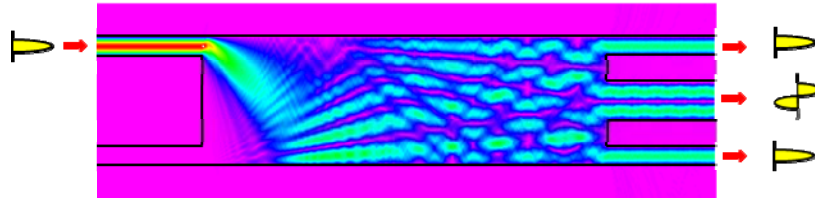
0次モードから1次モードへの変換を検討するため、図2.2.1(a)で示した2x3型MMI 導波路を仮定した [16-19]。ここで図中の W_{MMI} と W_a は、それぞれMMI幅とアクセス導波路幅を示しており、また L_π は式(2.2.1)で計算された0次モード光と1次モード光のビート長である[2]。

$$L_\pi = \frac{4n_r W_e^2}{3\lambda} \quad (2.2.1)$$

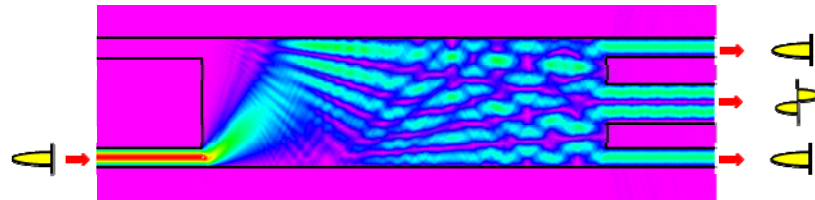
ここで、 λ は入射光の波長、 n_r は導波路の実効屈折率、 W_e はグース・ヘンシェンシフトを考慮したMMIの実効導波路幅を示している。



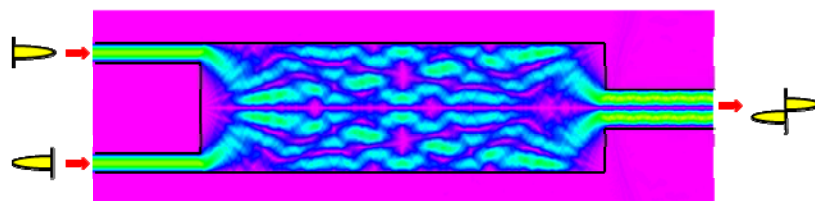
(a) 2×3型MMI導波路の構造



(b) 左上のポートより0次モードを入射時の光伝搬



(c) 左下のポートより0次モードを位相 π にて入射時の光伝搬



(d) 左上と左下のポートより0次モードを位相 π にて入射時の光伝搬

図2. 2. 1. MMI型モード変換器の基本動作図。(a) 2×3型MMI導波路の構造、(b) 左上のポートより0次モードを入射時の光伝搬、(c) 左下のポートより0次モードを位相 π にて入射時の光伝搬、(d) 左上と左下のポートより0次モードを位相 π にて入射時の光伝搬。(b)と(c)を重ね合わせることで(d)の状態を作ることができる。ビーム伝搬法より計算した。

図2. 2. 1(b)から図2. 2. 1(d)はビーム伝搬法により計算した光の伝搬結果を示している。ここで、図2. 2. 1(b)のように左上の入力アクセス導波路から0次モードを入射した場合、右側の上の出力アクセス導波路からは0次モード、中心のアクセス導波路からは1次モード、下の出力アクセス導波路からは0次モードが出力されることが知られている[19]。ここで、出力された二つの0次モード光は入力された0次モード光と同位相を持つ。そこで、図2. 2. 1(c)のように位相を 180° 反転させた0次モード光を左下の入力アクセス導波路に入射することで、出力側の1次モードの位相は変えず、0次モードの位相のみを反転させることが可能である。こうして得られた図2. 2. 1(b)と図2. 2. 1(c)を組み合わせることにより、位相が反転した0次モード光のみ打ち消し合わせ、1次モード光を強め合わせることができ、図2. 2. 1(d)のように0次モード光から1次モード光への変換が可能となる。出力光のうち、0次モードは打ち消し合うため、図2. 2. 1(a)の右上と右下の出力アクセス導波路は取り去ることができ、結果として 2×1 のMMIカップラとみなすことができる。これに基づいたMMI型モード変換器を図2. 2. 2に示す。図2. 2. 2は三つの領域に分けることができ、一つ目の領域は 1×2 MMI型の3dBスプリッタとなっており、この部分に入射された0次モードは二つの0次モードに分波される。二つ目の領域は二つのMMI導波路をつなげるアクセス導波路であり、この部分で分波された二つの0次モードの片方のアクセス導波路に位相シフト領域を設けることにより互いに 180° の位相差をつける構造となっている。三つ目の領域はMMIカップラであり、 180° の位相差がついた二つの0次モードをこのMMIカップラに入射することにより、図2. 2. 1(d)と同様の条件を作ることができ、図2. 2. 2のMMI導波路全体を0次モードか

ら1次モードへと変換可能なMMI型モード変換器とみなすことができる[19]。
 本研究では、我々は製作の容易さという観点から、曲線導波路による光路差を利用して位相シフトを検討した。

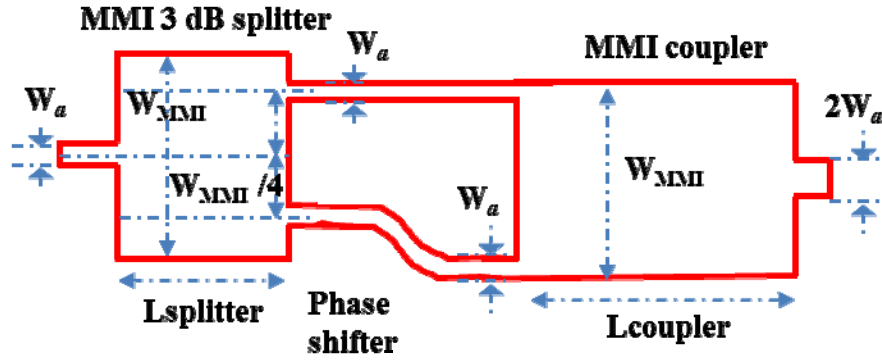


図2. 2. 2. MMI型モード変換器の構造図。MMIスプリッタとMMIカップラ及びそれらを連結する位相シフト領域で構成されている。

2. 3. MMI導波路の波長依存性

MMI型モード変換器の波長依存性を調べるため、まず一般的なMMI導波路がどのように波長に依存するのかを検討した。MMI導波路の自己結像は、式(2. 1)で示されるビート長により決定することができる[19]。図2. 2. 2で示したMMIスプリッタの長さ $L_{MMI_splitter}$ とMMIカップラの長さ $L_{MMI_coupler}$ もそれぞれ式(2. 3. 1)と式(2. 3. 2)で表すことができる。

$$L_{MMI_splitter} = 3L_{\pi}(\lambda)/8 \quad (2. 3. 1)$$

$$L_{MMI_coupler} = 3L_{\pi}(\lambda)/4 \quad (2. 3. 2)$$

また、 L_{π} は波長の関数である複数の要素の席で表すことができる；

$$L_{\pi}(\lambda) = \frac{4n_r(\lambda)W_e(\lambda)^2}{3\lambda} \quad (2. 3. 3)$$

式(2.3.3)のように L_π は次の三つの成分の積である；

- 1) 実効導波路幅 $W_e(\lambda)$
- 2) 実効屈折率 $n_r(\lambda)$
- 3) 波長の逆数 $1/\lambda$

1) 実効導波路幅 $W_e(\lambda)$

まず1)の実効導波路幅 $W_e(\lambda)$ は、以下のように計算できる[16]；

$$W_e(\lambda) = W_{MMI} + \left(\frac{\lambda}{\pi}\right) \left(\frac{n_c}{n_r}\right)^{2\sigma} (n_r^2 - n_c^2)^{-1/2} \quad (2.3.4)$$

ただし、添字 σ はTE偏波では0、TM偏波では1である。式(2.3.4)の二項目はグース・ヘンシェンシフトを表しているが、これは波長が大きくなるにつれ緩やかに増加する。 $W_e(\lambda)$ の挙動は図2.3.2(a)に示す。この図では、MMI幅 W_{MMI} を20 μm に設定している。

2) コア部分の実効屈折率 $n_r(\lambda)$ とクラッド部分の実効屈折率 $n_c(\lambda)$

次に、2)のコア部とクラッド部の実効屈折率について議論する。本研究では、ウェハとしてSi/SiO₂のストリップハイメサ構造を検討しており、そのレイヤー構造を図2.3.1に示す。SiとSiO₂の屈折率 $n_{\text{Si}}(\lambda)$ と $n_{\text{SiO}_2}(\lambda)$ は波長の関数であり、C-バンド内でそれぞれ式(2.3.5)と式(2.3.6)で表すことができる[20]。ただし、ここでの波長 λ の単位はnmであり、またこれらの式はC-バンド内のみ適応可能な近似的な式である。

$$n_{\text{Si}}(\lambda) \cong 3.61 - 8.0 \times 10^{-5} \lambda \quad (2.3.5)$$

$$n_{\text{SiO}_2}(\lambda) \cong 1.47 - 2.0 \times 10^{-5} \lambda \quad (2.3.6)$$

これらの式と、コア層Siの厚さが260 nmであることにより、実効屈折率法によりコア部及びクラッド部での実効屈折率を計算することが可能である。C-バン

ド内でのコア部とクラッド部の実効屈折率 $n_r(\lambda)$ と $n_c(\lambda)$ の結果は式(2. 3. 7)と式(2. 3. 8)に表わすことができる。 $n_r(\lambda)$ の挙動は図2. 3. 2(b)に示す。

$$n_r(\lambda) \cong 3.76 - 5.0 \times 10^{-4} \lambda \quad (2. 3. 7)$$

$$n_c(\lambda) = n_{Air}(\lambda) \cong 1.0 \quad (2. 3. 8)$$

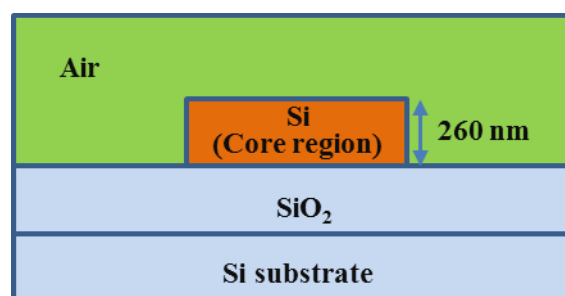
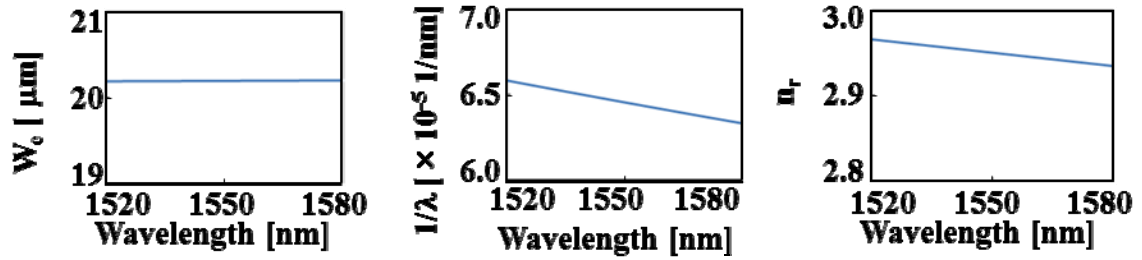


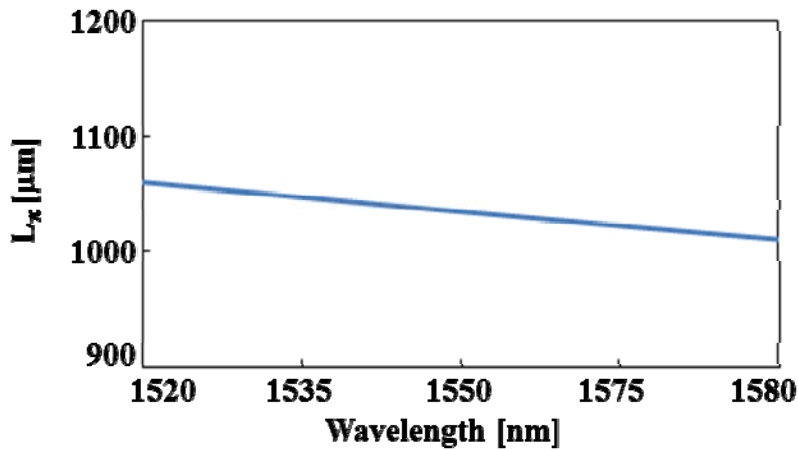
図2. 3. 1. MMI型モード変換器のレイヤー構造。

3) 波長の逆数 $1/\lambda$

最後に波長の逆数 $1/\lambda$ については、明らかに波長の関数であり波長が大きくなると反比例して小さくなる。その挙動を図2. 3. 2(c)に示す。 $L_\pi(\lambda)$ の成分のうち、波長が大きくなると $W_e(\lambda)$ は緩やかに増加するが、ほかの二つの成分は減少するため、結果としてC-バンド内では、 $L_\pi(\lambda)$ は波長の減少関数となる(図2. 3. 2(d))。このようにMMI導波路による自己結像の位置は波長により変化するため、MMI導波路は原理的に波長依存性を持つ。長距離伝送に使うためには、波長多重や偏波多重技術が前提となるため、波長及び偏波に対するデバイスの依存性が小さいことが望ましい。この波長依存性を如何に抑制するかが重要である。以下の節では、MMI型光導波路の構造パラメータを変化させることにより、波長依存性を抑制することを検討する。



(a) 実効導波路幅 (b) 波長の逆数 (c) 実効屈折率



(d) ビート長

図.2.3.2. $L_\pi(\lambda)$ の各成分の波長依存性。(a) 実効導波路幅、(b) 実効屈折率、(c) 波長の逆数、(d)ビート長 $L_\pi(\lambda)$ の波長依存性。

2.4. 低波長依存MMI型モード変換器の設計指針

MMI導波路の構造パラメータを変化させることにより、MMI導波路の波長依存性 (ビート長 $L_\pi(\lambda)$ の波長依存性) を抑制することを検討した。MMI導波路の構造パラメータとして、MMI幅 W_{MMI} 、アクセス導波路幅 W_a 、レイヤー構造が挙げられるが、本節では調整の容易なMMI幅について検討を行う。まず、波長依存性の大きさを議論するため、波長を変化させた時のビート長の変化について検討する。波長変化に対するビート長の変化が大きいかほど強い波長依存

性を示しており、ビート長 $L_{\pi}(\lambda)$ の波長微分 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda$ を波長依存性の大きさのパラメータとすることができる。MMI幅 (W_{MMI}) とビート長の波長微分 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda$ の関係は図2.4.1に示すことができる。図2.4.1より、 W_{MMI} が広くなれば、 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda$ が増加するため、広いMMI幅はより強い波長依存性を持つことがわかる。この図より、狭い W_{MMI} が波長依存性を抑制することが明らかとなり、波長依存性をゼロにする W_{MMI} は式(2.4.1)により近似的に計算できる。

$$W_{\text{MMI}_{dL_{\pi}/d\lambda=0}} = \frac{\lambda}{\pi \sqrt{n_r^2 - n_c^2}} \quad (2.4.1)$$

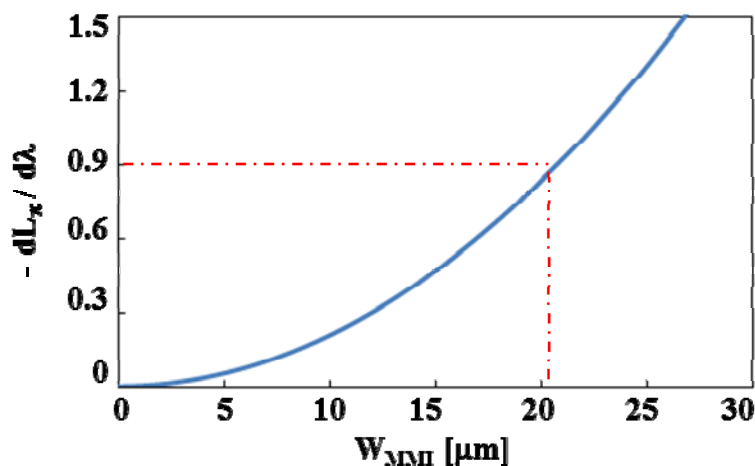


図2.4.1. ビート長の波長微分 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda$ と W_{MMI} の関係図。

ただし、式(2.4.1)が成立するには、コア部の実効屈折率 n_r の波長部分とクラッド部の実効屈折率 n_c の波長微分がC-バンド内で十分小さな値をとるときに限られる ($dn_r/d\lambda \ll 1$ 、 $dn_c/d\lambda \ll 1$)。式(2.3.7)及び式(2.3.8)より、これらの波長微分はC-バンド内で 10^{-4} オーダー以下であるため、本研究では使用可能である。波長依存性をゼロにする W_{MMI} を $W_{\text{MMI}_{dL_{\pi}/d\lambda=0}}$ と定義し、本研究で用いた Si/SiO₂ ストリップハイメサ構造について式(2.4.1)により $W_{\text{MMI}_{dL_{\pi}/d\lambda=0}}$ を計算した結果、C-バンド内でおおよそ 200 nm となった。しかしながら、200 nm の W_{MMI}

はモード多重伝送用デバイスにはあまりにも狭いことがわかる（本構造での1次モードカットオフ幅がおよそ1.7 μm である）。モード多重伝送用デバイスとしてはより幅広い W_{MMI} が必要であり、そのため波長依存性をゼロにするのではなく、ある大きさを基準とし、それ以下に抑えることが可能な W_{MMI} の範囲を検討することが必要であると考えた。基準の選定方法としては、波長変化時のビート長のずれ幅の議論がある。基準の一つとして、ビート長のずれ幅が10 μm 以下となる場合の W_{MMI} が挙げられる。 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda < 0.9$ とした場合、C-バンドの端である1565 nmでのビート長のずれがおよそ10 μm となる。これは以下の式(2.4.2)のように表すことができる；

$$0.9 \times (1565 - 1550) \approx 10 \mu\text{m} \quad (2.4.2)$$

ただし、ビート長のずれを10 μm 以下に抑えることの明確な意味はなく、ただ本章の後述の議論によりビート長を10 μm 以下に抑えた構造がC-バンド内での過剰損失を1.0 dBに抑えることができると見出したことにより、ビート長のずれ10 μm 以下を一つの基準とする。図2.4.1より、 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda < 0.9 \mu\text{m}/\text{nm}$ の条件を満たす W_{MMI} の範囲は以下のようなになる；

$$W_{\text{MMI}} \leq 20 \mu\text{m} \quad (2.4.3)$$

入射光の波長が中心波長である1550 nmからずれた場合、ビート長のずれにより漏れ光が発生し過剰損失が生じるが、MMIアクセス導波路幅である W_a を広くすることによりこの漏れ光を最大限低減することが可能である。このことにより、 W_{MMI} に対して W_a を広く設計することで波長依存性による過剰損失を抑制することが可能である。このため、 W_{MMI} に加えて W_a もMMI構造パラメータとして検討し、これらを制御することによりC-バンド内 (1530 nm - 1565 nm)

での過剰損失を抑制することを検討した。例として、 W_{MMI} が $20\ \mu\text{m}$ 、 W_a が $2\ \mu\text{m}$ の場合を仮定し、MMI型モード変換器の過剰損失を計算した。ただし、ここではMMI型モード変換器の二つのMMI部分であるMMIスプリッタとMMIカップラのMMI幅を同一に設定し、 W_{MMI} とした。また、理論式で過剰損失を求めることが困難なため、本研究ではビーム伝搬法を用いて過剰損失を計算した。この場合、過剰損失はMMIスプリッタに対してC-バンドの両端での過剰損失はそれぞれ $-1.1\ \text{dB}$ ($1565\ \text{nm}$) と $-1.7\ \text{dB}$ ($1530\ \text{nm}$) であり、またMMIカップラに対してはそれぞれ $-1.8\ \text{dB}$ ($1565\ \text{nm}$) と $-2.8\ \text{dB}$ ($1530\ \text{nm}$) であった。しかし、ここで W_a を $3\ \mu\text{m}$ に変化させて同一の計算を行うと、MMIスプリッタに対してのC-バンドの両端での過剰損失はそれぞれ $-0.4\ \text{dB}$ ($1565\ \text{nm}$) と $-0.6\ \text{dB}$ ($1530\ \text{nm}$) に改善しており、またMMIカップラの過剰損失も同様にそれぞれ $-0.7\ \text{dB}$ ($1565\ \text{nm}$) と $-0.9\ \text{dB}$ ($1530\ \text{nm}$) に改善していた。このことは、上記で述べたように、幅広い W_a はMMIの出力端でのフィールドマッチングを改善させ、漏れ光を低減させることが理由であると考えられる。図2.4.2と図2.4.3で示すように W_a による効果はC-バンド全域に及び、 W_{MMI} に対して幅広い W_a を設けることにより、MMIスプリッタとMMIカップラの両方で、波長依存性による過剰損失を $1.0\ \text{dB}$ 以下に抑制可能であることがわかる。このように、波長変化時のビート長のずれを $10\ \mu\text{m}$ 以下とする基準をもって W_{MMI} を決め、その後 W_a を調整することにより波長依存性による過剰損失を抑制することができた。これにより、モード多重伝送用デバイスとして実用可能な幅のMMI導波路でも導波路パラメータ W_a を変化させることにより低波長依存性 (C-バンド内過剰損失 $1.0\ \text{dB}$ 以下) を得ることが可能であることを見出した。

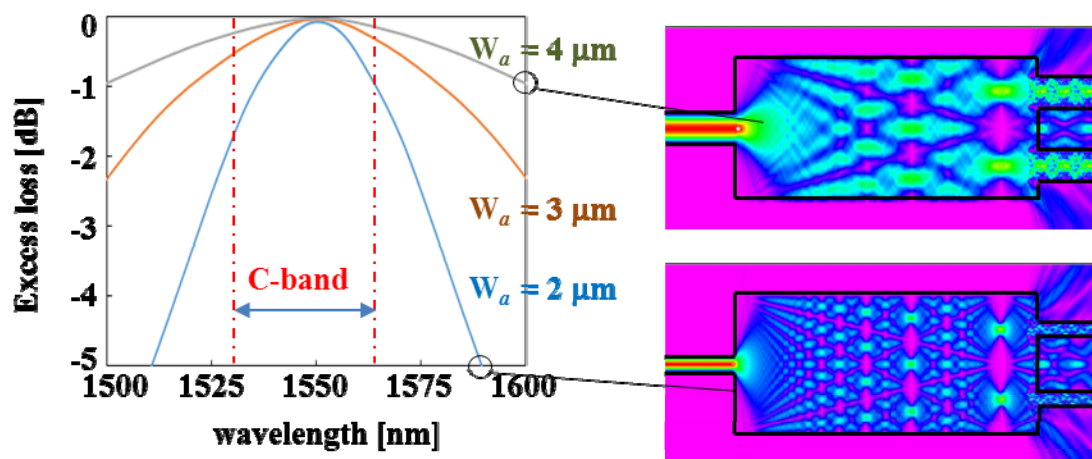


図2. 4. 2. MMIスプリッタの過剰損失と波長の関係図。 W_{MMI} を $20 \mu\text{m}$ に固定した。

幅広い W_a では漏れ光を改善し、過剰損失を抑制できる。

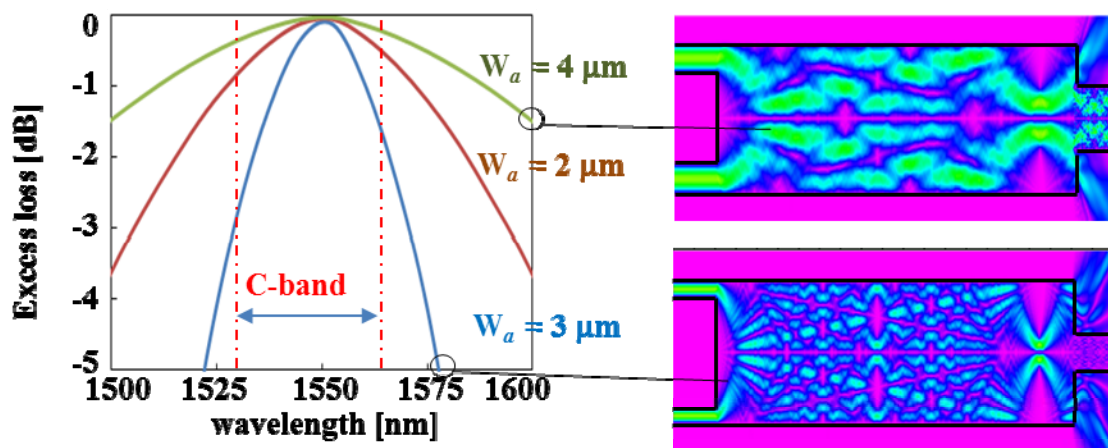


図2. 4. 3. MMIカップラの過剰損失と波長の関係図。 W_{MMI} を $20 \mu\text{m}$ に固定した。

MMIカップラに対しても同様に幅広い W_a では漏れ光を改善し、過剰損失を抑制できる。

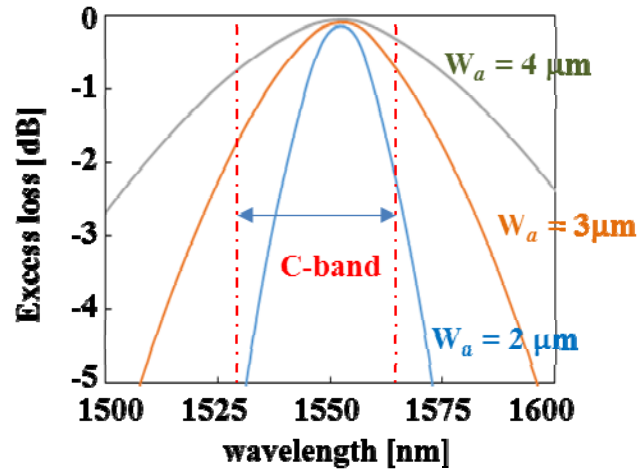


図2. 4. 4. MMI型モード変換器全体の過剰損失と波長の関係図。 W_{MMI} を $20 \mu\text{m}$ に固定した。幅広い W_a は漏れ光を抑え、過剰損失を抑制できる。

ここで、過剰損失の原因であるMMI導波路の出射端での漏れ光の大きさとMMI構造の関係について検討する。MMI導波路の出射端での漏れ光の大きさの割合を議論するために式 (2. 4. 4) を検討した。

$$P_{\text{Entire}} = P_{\text{Access}} + P_{\text{Leak}} \quad (2. 4. 4)$$

ただし、 P_{Entire} 、 P_{Leak} 、 P_{Access} 、はそれぞれMMI導波路の出射端全体の光強度、出射端の漏れ光の強度、出射端でのアクセス導波路に入射された光の強度を示している。MMI導波路の出射端全体での強度はアクセス導波路に入射された光の強度と漏れ光の強度の和で表すことができる。漏れ光の強度の割合

$P_{\text{Leak}} / P_{\text{Entire}}$ は式 (2. 4. 5)で示すことができる。

$$\frac{P_{\text{Leak}}}{P_{\text{Entire}}} = 1 - \frac{P_{\text{Access}}}{P_{\text{Entire}}} \quad (2. 4. 5)$$

漏れ光の割合を計算するために、図2. 4. 5で示した座標系を検討した。図2. 4. 5では、幅 W_{MMI} のMMI導波路を示しており、このMMI導波路中のMMI干渉を計

算することによって、伝搬方向 z の任意の位置での領域($-W/2 \leq x \leq W/2$)内の光強度を求めることを検討した。入射光の光フィールドをMMI導波路の入射端 $z = 0$ で $\phi = \phi(x)$ とする。このとき、MMI導波路内での光フィールド $\Psi(x, z)$ はモード次数が M 次までのモードの級数和を用いて式 (2.4.6) のように表すことができる[16, 17]。ここで、 k は波数、 n_r は導波路の実効屈折率、 m はモードの次数で整数であり、 A_m は m 次のモード光の係数、 λ は波長を示している。係数 A_m は式(2.4.7)で計算することができる[16]。

$$\Psi(x, z) = \exp(-jkn_e z) \sum_{m=0}^M A_m \cos \left[\frac{(m+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{m\pi}{2} \right] \times \exp \left[j \frac{(m+1)^2 \pi \lambda}{4n_r W_{MMI}^2} z \right] \quad (2.4.6)$$

$$A_m = \frac{2}{W_{MMI}} \int_{-W_{MMI}/2}^{W_{MMI}/2} \phi(x) \cos \left[\frac{(m+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{m\pi}{2} \right] dx \quad (2.4.7)$$

A_m は一般的に入力導波路幅 W_{a-in} と W_{MMI} の関数であるが、入射光 $\phi(x)$ を k 次のモードとし、中心から入射した場合を仮定すると、 A_m は W_{a-in} の関数と W_{MMI} / W_{a-in} の関数の積で表すことができる。入射光 $\phi(x)$ を k 次のモードと仮定すると式(2.4.8)で表すことができる。

$$\phi(x) = \sqrt{\frac{2}{W_{a-in}}} \cdot \cos \left[\frac{(k+1)\pi}{W_{a-in}} x - \frac{k\pi}{2} \right] \quad (2.4.8)$$

これにより式(2.4.7)より A_m は式(2.4.9)のように W_{in} に依存する部分 $C_k(W_{in})$ と W_{MMI} / W_{in} に依存する部分 $A_m^k(W_{MMI} / W_{a-in})$ の積で表すことができる。ただし、 $C_k(W_{in})$ と $A_m^k(W_{MMI})$ は、それぞれ式(2.4.10)と式(2.4.11)で表された関数である。

$$A_m(W_{a-in}, W_{MMI}) = C_k(W_{a-in}) \times A_m^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) \quad (2.4.9)$$

$$C_k(W_{a-in}) = \left(\frac{2}{W_{a-in}} \right)^{1/2} \quad (2.4.10)$$

$$i) \quad m+1 \neq (k+1) \cdot \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right);$$

$$A_m^k = 2 \cos \left(\frac{m+k}{2} \pi \right) \times \left[\frac{\sin \left\{ \frac{m+1}{2} \pi + \frac{k+1}{2} \pi \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) \right\}}{(m+1) + (k+1) \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right)} - \frac{\sin \left\{ \frac{m+1}{2} \pi - \frac{k+1}{2} \pi \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) \right\}}{(m+1) - (k+1) \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right)} \right]$$

$$ii) \quad m+1 = (k+1) \cdot \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right);$$

$$A_m^k = 2 \cos \left(\frac{m+k}{2} \pi \right) \left[\frac{\sin \left\{ (k+1) \pi \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) \right\}}{(m+1) + (k+1) \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right)} + \frac{1}{2} \right] \quad (2.4.11)$$

MMI導波路の中心に位置する幅 W_{in} の入射ポートから k 次の入射光 $\phi(x)$ を $z=0$ の点から入射した場合を検討すると、図2.4.5で示す($-W/2 \leq x \leq W/2$)の範囲での光フィールドの強度 $P_w(z)$ は式(2.4.12)で表すことができる。式(2.4.12)の積分を実行すると P_w は伝搬方向の距離 z 、MMI幅 W_{MMI} 、入力導波路幅 W_{a-in} 、そして W の関数として式(2.4.13)を得る。

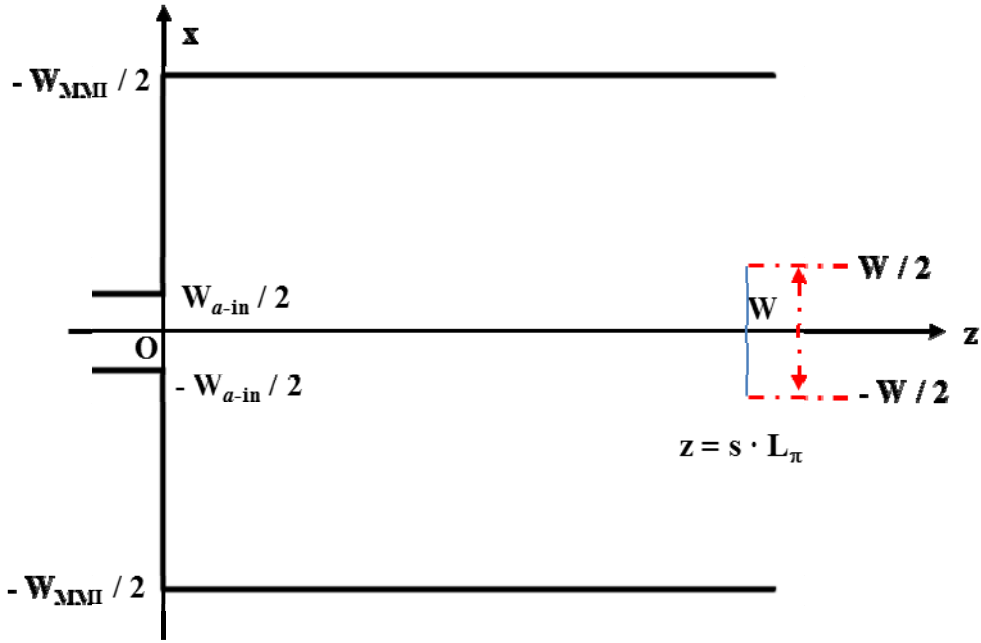


図2. 4. 5. MMI導波路の座標図。伝搬方向を z とし、 xz 平面でMMI導波路を検討した。MMI幅を W_{MMI} 、入力導波路幅を W_{a-in} 、領域 $(-W/2 \leq x \leq W/2)$ 内での光強度を P_W とした。

$$\begin{aligned}
 P_W(z) &= \int_{-W/2}^{W/2} |\Psi(x, z)|^2 dx \\
 &= C_k^2 \int_{-W/2}^{W/2} \left(\sum_{m=0}^M A_m^k \cos \left[\frac{(m+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{m\pi}{2} \right] \exp \left[j \frac{(m+1)^2 \pi \lambda}{4n_e W_{MMI}^2} z \right] \right) \\
 &\quad \times \left(\sum_{n=0}^N A_n^k \cos \left[\frac{(n+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{n\pi}{2} \right] \exp \left[-j \frac{(n+1)^2 \pi \lambda}{4n_e W_{MMI}^2} z \right] \right) dx
 \end{aligned} \quad (2. 4. 12)$$

$$\begin{aligned}
P_W(z, W_{MMI}, W_{a-in}, W) = & \\
C_k^2(W_{a-in}) \cdot W_{MMI} \sum_m^M \sum_n^N A_m^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) A_n^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W} \right) & \\
\times \exp \left[j \frac{\pi \lambda}{4n_r W_{MMI}} \left\{ (m+1)^2 - (n+1)^2 \right\} z \right] & \quad (2.4.13)
\end{aligned}$$

ただし、ここで H^{mn} は、以下の式(2.4.14)を満たす $M \times M$ 行列の成分である。各成分は W_{MMI}/W の関数であり、 $H^{mn} = H^{mn}(W_{MMI}/W)$ と表すことができる。さらに、 z 方向の距離をビート長 L_π で規格化すると、任意の z は実数 s を用いて式(2.4.15)で表すことができる。式(2.4.13)の z に式(2.4.15)を代入することで式(2.4.16)を得る。

i) $m \neq n$;

$$\begin{aligned}
H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W} \right) = & \cos \left(\frac{m\pi}{2} \right) \cos \left(\frac{n\pi}{2} \right) \\
\times \left[\sin \left\{ \frac{m+n+2}{2} \pi \left(\frac{W}{W_{MMI}} \right) \right\} / (m+n+2) + \sin \left\{ \frac{m-n}{2} \pi \left(\frac{W}{W_{MMI}} \right) \right\} \right] & \\
+ \sin \left(\frac{m\pi}{2} \right) \sin \left(\frac{n\pi}{2} \right) & \\
\times \left[\sin \left\{ \frac{m+n+2}{2} \pi \left(\frac{W}{W_{MMI}} \right) \right\} / (m+n+2) \right] - \sin \left\{ \frac{m-n}{2} \pi \left(\frac{W}{W_{MMI}} \right) \right\} &
\end{aligned}$$

ii) $m=n$

$$\begin{aligned}
H^{mm} \left(\frac{W_{MMI}}{W} \right) = & \sin \left[(m+1) \pi \left(\frac{W}{W_{MMI}} \right) \right] / [2(m+1)\pi] \\
+ \frac{1}{2} \left(\cos^2 \frac{m\pi}{2} - \sin^2 \frac{m\pi}{2} \right) \cdot \frac{W}{W_{MMI}} & \quad (2.4.14)
\end{aligned}$$

$$z = L_{\pi} \cdot s \approx \frac{4n_r W_{MMI}^2}{3\lambda} \cdot s \quad (2.4.15)$$

$$\begin{aligned} P_W(s, W_{MMI}, W_{a-in}, W) = & \\ C_k^2(W_{a-in}) \cdot W_{MMI} \sum_m^M \sum_n^N A_m^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) A_n^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W} \right) & \\ \times \exp \left[j \frac{\pi}{3} \left\{ (m+1)^2 - (n+1)^2 \right\} \cdot s \right] & \end{aligned} \quad (2.4.16)$$

式(2.4.16)で $W=W_{MMI}$ と設定することにより $P_w=P_{Entire}$ となり、 $W=W_{a-out}$ に設定することにより $P_w=P_{Access}$ を得る。ただし、 W_{a-out} は出力導波路幅である。

$W=W_{MMI}$ のとき、 A_m^k 、 H^{mn} はそれぞれ定数となり、それぞれ B_m^k 、 J^{mn} と定義すると、式(2.4.5)の漏れ光強度の割合は式(2.4.17)で表すことができる。

$$\begin{aligned} \frac{P_{Leak}}{P_{Entire}}(s, W_{MMI}, W_{a-in}, W_{a-out}) = & \\ 1 - \frac{\sum_m^M \sum_n^N A_m^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) A_n^k \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-out}} \right) \exp \left[j \frac{\pi}{3} \left\{ (m+1)^2 - (n+1)^2 \right\} \cdot s \right]}{\sum_m^M \sum_n^N B_m^k B_n^k J^{mn} \exp \left[j \frac{\pi}{3} \left\{ (m+1)^2 - (n+1)^2 \right\} \cdot s \right]} & \\ = \frac{P_{Leak}}{P_{Entire}} \left(s, \frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}, \frac{W_{MMI}}{W_{a-out}} \right) & \end{aligned} \quad (2.4.17)$$

式(2.4.17)は、z方向がビート長 L_{π} のs倍の位置で発生する漏れ光の強度の割合 P_{Leak} / P_{Entire} は、アクセス導波路幅(入力導波路幅 W_{a-in} と出力導波路幅 W_{a-out})とMMI幅の比のみの関数であることを示しており、この比が一定である限り変化しないことを示している。実際、図2.4.2、図2.4.3、及び図2.4.4について

W_{MMI} と W_a の比を一定にして W_a を変化させると、漏れ光による過剰損失に変化がなくなり、全ての W_a で同じ曲線となる。これまでの検討を基に、 W_{MMI}/W_a をパラメータとして、1.0 dB過剰損失帯域幅を計算しその結果を図2. 4. 6に示す。図2. 4. 6より、1.0 dB過剰損失帯域幅は W_{MMI}/W_a に対して減少関数となっており、 W_{MMI} に対して幅広い W_a をとることにより過剰損失を抑えることができる。C-バンドの帯域幅がおよそ35 nm (1530 nm – 1565 nm) であるため、C-バンド内で過剰損失1.0 dB以下に抑えるためには図2. 4. 6より、最低限以下の条件を満たす必要がある；

$$W_{MMI} / W_a \leq 6 \mu\text{m} \quad (2. 4. 18)$$

W_{MMI} の最適範囲は式(2. 4. 3)により決められているため、この式(2. 4. 18)が W_a の最適範囲を決める条件となる。

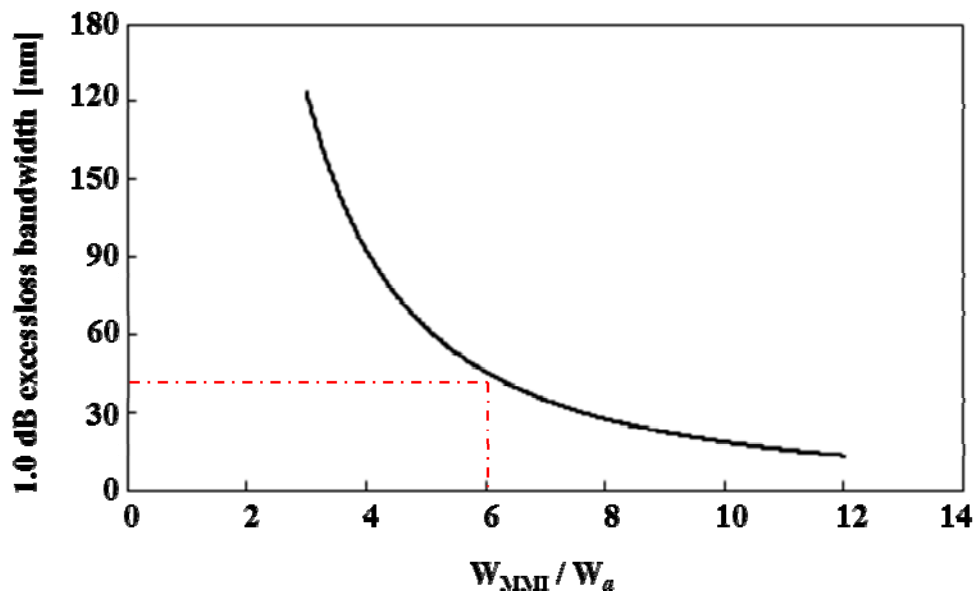


図2. 4. 6. 1.0 dB過剰損失帯域幅と W_{MMI}/W_a の関係図。C-バンドの帯域は35 nmであるため、 $W_{MMI}/W_a \leq 6$ である必要がある。

2.5. 低偏波依存MMI型モード変換器の設計指針

今まで本章では、波長依存性のみについて検討を行ってきたが、波長多重化のためには、波長のほかに偏波に関する依存性も小さいことが求められている。本節では、MMI導波路の偏波依存性大きさについて検討し、これを抑制するMMI構造を明らかにする。偏波依存性を議論するために、MMI導波路に各偏波の光をそれぞれ入射した場合の透過光の中心波長 $\lambda_{\text{center_TE}}$ 、 $\lambda_{\text{center_TM}}$ を定義する。この $\lambda_{\text{center_TE}}$ と $\lambda_{\text{center_TM}}$ 差である $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ は、値が小さければ各偏波による透過光のフィールドが互いに一致し、大きければ各偏波の透過光のフィールドが互いに大きく異なることになり、偏波依存性による過剰損失を増大させる。これより、 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ を偏波依存性の大きさを表すパラメータとして議論を進める。 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ を評価するため、以下の1) から3)の手法を用いた；

- 1) まず、C-バンド内で議論するために1550 nmの中心波長を持つ入射光に対してTE偏波でのビート長 $L_{\pi\text{TE}}$ を計算した(式(2.5.1))。ただし、このとき、 $\lambda_{\text{center_TE}}$ は1550 nmとなる。
- 2) 次に、1)で計算したビート長 $L_{\pi\text{TE}}$ を用いてTM偏波での中心波長 $\lambda_{\text{center_TM}}$ を計算した(式(2.5.2))。
- 3) $\lambda_{\text{center_TE}}$ から2)で得た $\lambda_{\text{center_TM}}$ を差し引いて $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ を得る(式(2.5.3))。

$$L_{\pi\text{TE}} = \frac{4n_r}{3\lambda} \left(W_{\text{MMI}} + \frac{\lambda_{\text{center_TE}}}{\pi\sqrt{n_r^2 - n_c^2}} \right)^2 \quad (2.5.1)$$

$$\lambda_{center_TM} = \frac{L_{\pi TE} - B - \sqrt{(L_{\pi TE} - B)^2 - 4AC}}{2A} \quad (2.5.2)$$

$$\begin{aligned} \Delta\lambda_{TE-TM} &= \lambda_{center_TE} - \lambda_{center_TM} \\ &= \lambda_{center_TE} - \frac{L_{\pi TE} - B - \sqrt{(L_{\pi TE} - B)^2 - 4AC}}{2A} \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

ただし、A、B、Cはそれぞれ以下の式で定義される。

$$A = \frac{4n_c^4}{3\pi^2 n_r^3 (n_r^2 - n_c^2)} \quad (2.5.4)$$

$$B = \frac{8n_c^2 W_{MMI}}{3\pi n_r \sqrt{n_r^2 - n_c^2}} \quad (2.5.5)$$

$$C = \frac{4n_r W_{MMI}^2}{3} \quad (2.5.6)$$

これらの検討により、 $\Delta\lambda_{TE-TM}$ とMMI幅の関係は以下の図2.5.1で表すことができる。図2.5.1より、 W_{MMI} が狭くなるほど $\Delta\lambda_{TE-TM}$ は増加し、また W_{MMI} を無限大の極限にとったときのみ $\Delta\lambda_{TE-TM}$ はゼロとなる。このことは、有限の W_{MMI} では常に偏波依存性を持つということを示している。 W_{MMI} が広くなるほど偏波依存性が強まるため、前節での議論より、偏波依存性と波長依存性は互いにトレードオフの関係となっていることがわかる。

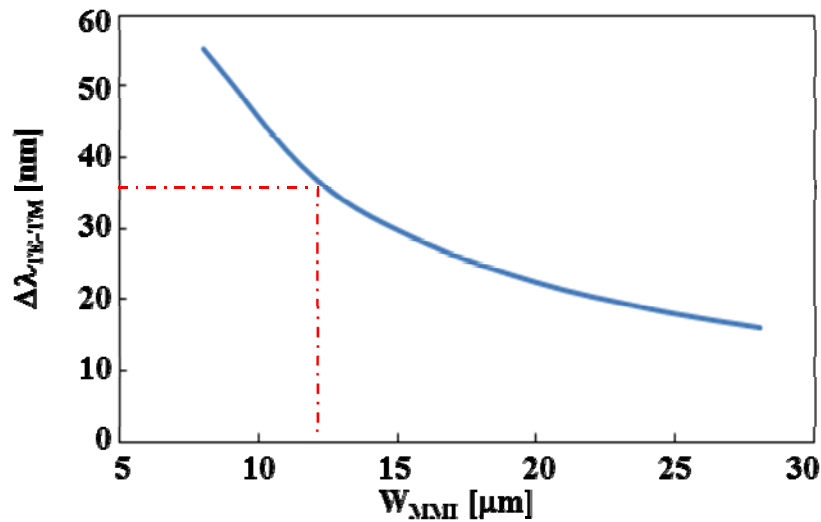


図2. 5. 1. $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ と W_{MMI} の関係の図。 W_{MMI} が狭いほど強い偏波依存性を持ち、 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ は0となることはない。

このため波長依存性同様、偏波依存性に関しても基準点を設け、 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}}$ がその基準点以下になるよう W_{MMI} の範囲を決定することができれば、前節の波長依存性についての議論と合わせることで波長偏波依存性の両方を最適にする W_{MMI} の範囲を求めることができると考えた。Cバンドの帯域幅はおよそ35 nmとであり、低偏波依存性MMI型モード変換器としては最低限 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}} < 35 \text{ nm}$ を満たす必要があるとした。図2. 5. 1より、 $\Delta\lambda_{\text{TE-TM}} < 35 \text{ nm}$ を満たすためには、 $W_{\text{MMI}} \geq 12 \mu\text{m}$ となる必要がある。前節の式(2. 4. 3)と合わせると、MMI型モード変換器の W_{MMI} の最適範囲は以下のように表すことができる；

$$12 \mu\text{m} \leq W_{\text{MMI}} \leq 20 \mu\text{m} \quad (2. 5. 7)$$

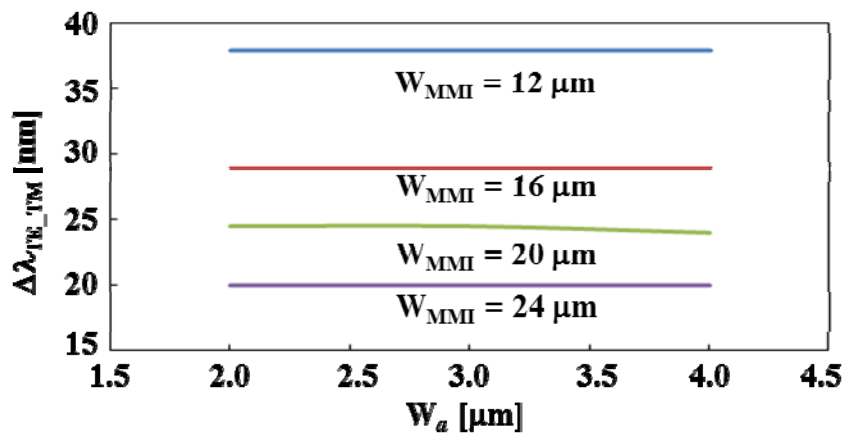


図2.5.2. MMIスプリッタでの $\Delta\lambda_{TE-TM}$ と W_a の関係図。

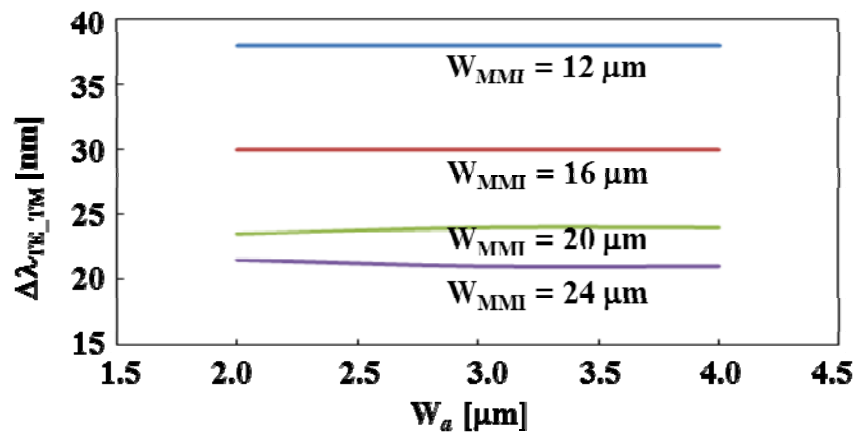


図2.5.3. MMIカップラでの $\Delta\lambda_{TE-TM}$ と W_a の関係図。

ビーム伝搬法によりアクセス導波路幅 W_a と $\Delta\lambda_{TE-TM}$ の関係を計算した結果を図2.5.2及び図2.5.3に示す。 W_a の最適範囲に関する式(2.4.18)を適用することにより、MMI型モード変換器の設計指針として、以下の二つの手順で行うことが可能である。

1) 12 μm – 20 μm の範囲でMMI幅を決定 (波長によるビート長のずれ、及び偏波依存性抑制のため)

2) 過剰損失を抑制するためアクセス導波路幅を決定 ($W_{MMI} / W_a \leq 6$ がC-バ

ンド内過剰損失1.0 dB以下の必要条件である)

この手順に従い、設計理論でのMMI幅の上限である $W_{\text{MMI}}=20\ \mu\text{m}$ でのモデルを仮定し、TE偏波、TM偏波で過剰損失を計算した結果が図2.5.4である。図2.5.4では、 $W_{\text{splitter}}=W_{\text{coupler}}=20\ \mu\text{m}$ 、 $W_a=4\ \mu\text{m}$ とし、TE偏波、TE偏波の両偏波でC-バンド内過剰損失1.0 dB以下のモード変換を計算により得ることができた。

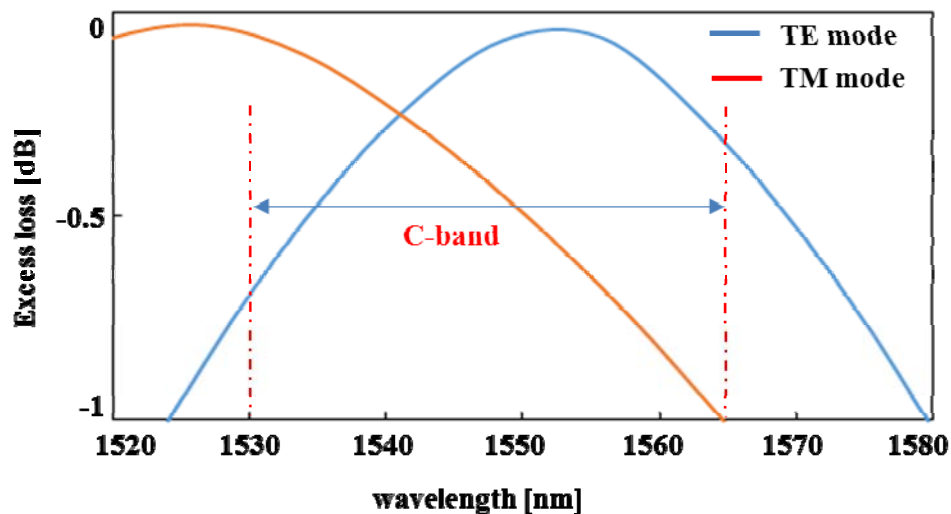


図2.5.4. MMI型モード変換器の過剰損失と波長の関係図。設計理論の最適範囲内で構造パラメータを決め、 $W_{\text{splitter}}=W_{\text{coupler}}=20\ \mu\text{m}$ 、 $W_a=4\ \mu\text{m}$ とした。TE偏波、TE偏波の両偏波でC-バンド内過剰損失1.0 dBを計算により得た。

2.6. まとめ

本章では、MMI導波路の波長偏波依存性抑制するために構造パラメータを制御することを検討し、最適な W_{MMI} の範囲及び W_a の範囲を導出した。次章の設計及び実験結果では、本章の検討を基に設計したデバイスを使用している。

参考文献

- [1] T. Morioka, “New Generation Optical Infrastructure Technologies: “EXAT Initiative” Towards 2020 and Beyond”, Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference, FT4 (2009)
- [2] M. Nakazawa, “Giant Leaps In Optical Communication Technologies Towards 2030 And Beyond,” Technical Digest of European Conference on Optical Communications, Plenary Talk (2010)
- [3] R. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, No. 4 (2010)
- [4] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Mobile Computing and Communications Review*, vol. 5, no. 1, pp. 3–55 (2001)
- [5] R. V. L. Hartley, “Transmission of Information,” *Bell System Technical Journal*, pp. 535-563 (1928)
- [6] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. A. Bolle, R. J. Essiambre, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle, “6×56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6×6 MIMO equalization,” *Optics Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16697-16707 (2011)
- [7] R. Ryf, S. Sandel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaelpour, E. C. Burrows, R. J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle, “Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6 × 6 MIMO processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 521-531

(2012)

[8] K. Igarashi, T. Tsuritani, and I. Morita, “Higher-order mode conversion using cascaded phase plates,” Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching, MR2-3 (2013)

[9] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita and M. Koshiba, “Mode-division multiplexed transmission with fiber mode couplers,” Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, OW1D. 4 (2013)

[10] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita and M. Koshiba, “Two-mode PLC-based mode multi / demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission,” Technical Digest of European Conference on Optical Communications, Tu. 1. B. 3 (2013)

[11] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, K. Tsujikawa, T. Uematsu, M. Koshiba, and F. Yamamoto, “Three-mode PLC-type multi / demultiplexer for mode-division multiplexing transmission,” Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, OW1D. 4 (2012)

[12] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiba, and F. Yamamoto, “Mode multi / demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission,” Optics Express, vol. 22, no. 24, pp. 29321-29330

(2014)

[13] N. K. Fontaine, R. Ryf, S. G. Leon-Saval, and J. Bland-Hawthorn, “Evaluation of Photonic Lanterns for Lossless Mode-Multiplexing,” Technical Digest of European Conference on Optical Communications, Th. 2. D. 6 (2012)

- [14] S. G. Leon-Saval, "Photonic lanterns multimode to single-mode converters: from astronomy to communications," Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching, WS2-2 (2013)
- [15] S. G. Leon-Saval, N. K. Fontaine, J. R. Salazar-Gil, B. Ecran, R. Ryf, and J. Bland-Hawthorn, "Mode-selective photonic lanterns for space-division multiplexing," Optics Express, vol. 22, no. 1, pp. 1036-144 (2014)
- [16] L. B. Soldano, E. C. M. Pennings, "Optical Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications", Journal of Lightwave Technology, vol. 13, no.4, pp. 615-627 (1995)
- [17] R. Ulrich, and G. Ankele, "Self-imaging in homogeneous planar optical waveguides", Applied Physics Letters, vol. 27, no. 6, pp. 337-339 (1975)
- [18] M. Bachmann, P. A. Besse, and H. Melchior, "General self-imaging properties in $N \times N$ multi-mode interference couplers including phase relations," Applied Optics, vol. 33, no. 17, pp. 3905-3911 (1994)
- [19] J. Leuthold, J. Eckner, E. Gamper, P. A. Besse, and H. Melchior "Multimode interference couplers for the conversion and combining of zero- and first-order modes," Journal of Lightwave Technology, vol. 16, no. 7, pp. 1228-1239 (1998)
- [20] <http://www.filmetricsinc.jp/refractive-index-database>

第三章 低波長偏波依存 MMI 型モード変換器の実証

3.1. 概要

第二章では MMI 型モード変換器の 0 次モードから 1 次モードへの変換原理について説明した。また、長距離伝送には波長・偏波多重技術が前提である一方、光干渉現象である MMI 現象には必ず波長依存性が存在しているため、これを抑制する MMI 構造を検討した。その結果 MMI 幅を狭めることにより波長依存性を抑制できることを見出したが、波長依存性を完全に抑制するには、現在検討している Si/SiO₂ ストリップハイメサ構造では MMI 幅が 200 nm 以下である必要があり、この幅では、MMI 導波路中の高次モードがカットオフされるためモード変換が不可能である。このことに加えて、MMI 幅が狭くなれば偏波依存性が強くなることも第二章で明らかとなり、波長依存性と偏波依存性の強さは MMI 幅に対してトレードオフの関係であることが分かった。そのため、最適設計範囲を決める設計指針として、C-バンド内全域でのビート長の変化量が 10 μm 以下となるように MMI 幅の上限を決め、また、TE 偏波と TM 偏波の透過光のピーク波長の差が C-バンドの帯域幅である 35 nm 以下となるように MMI 幅の下限を決めた。本章の目的は、第二章で提案した設計理論を基に試作した MMI 型モード変換器について、0 次モードから 1 次モードへのモード変換、及び波長偏波依存性を測定することにより、設計理論の実用性を議論することである。3.2 節では、試作条件及び試作デバイスについて述べる。第二章で導出した設計理論に従い試作デバイスの構造を決め、MMI 型モード変換器の試作を行う。また、この節では本研究で行ったデバイスの試作方法(フォトリソグラフィ及びエッチング)についてまとめる。その後試作デバイ

ス但实际上にモード変換を実証することを確認する。3.3節では、試作デバイスの波長偏波依存性について測定し、C-バンド内で低波長偏波依存性を実現することを確認する。3.4節では三章全体の総括について述べる。

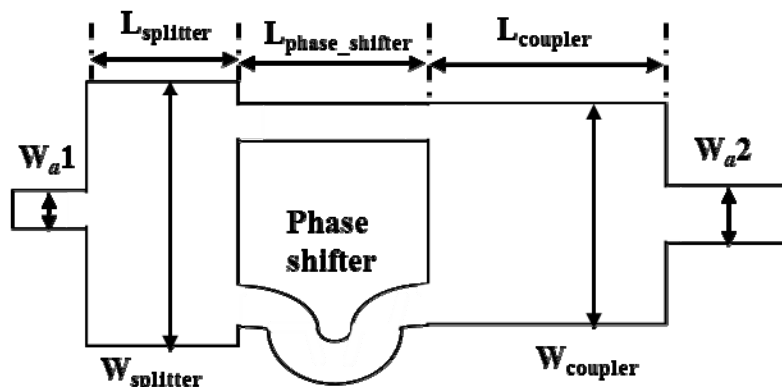
3.2. 素子の試作と基本特性

本章では、第二章でのモード変換原理を基に、図 3.2.1(a)に示したデバイス構造をベースとして MMI 型モード変換器を試作した[1-4]。デバイス試作では MMI 型モード変換器の構造上、カップラ部の長さがスプリッタ部と比較して長くなる傾向にあるため、長さ調整のため MMI 型モード変換器のスプリッタ部の幅 W_{splitter} とカップラ部の幅 W_{coupler} の関係として式(3.2.1)を満たすように設計した。試作デバイスの構造図を図 3.2.1(a)に示す。また、将来的には位相シフト領域として曲線導波路ではなく電流注入方式による位相反転を検討しており、その構造案の概略図を図 3.2.1(b)に示す。

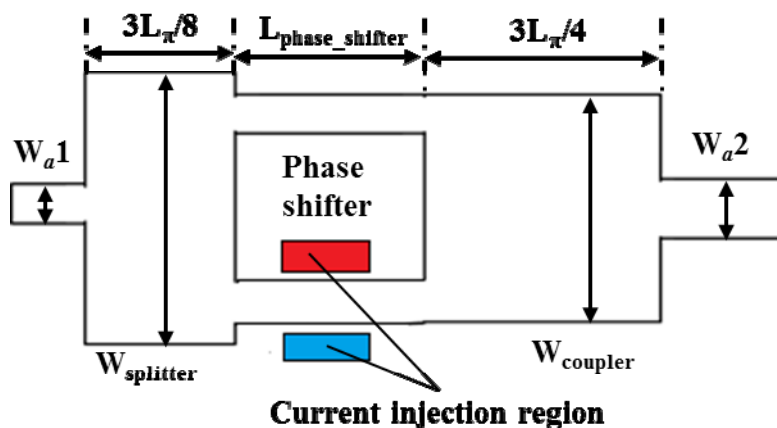
$$W_{\text{coupler}} = W_{\text{splitter}} / 2 + W_a \quad (3.2.1)$$

第二章での設計理論より、MMI 幅 W_{MMI} は $12 \mu\text{m} - 20 \mu\text{m}$ の範囲内で設計することが波長偏波依存性を抑制する上で最適であった。しかしながら、本構造では図 3.2.1 及び式(3.2.1)で示したように W_{splitter} と W_{coupler} の幅が異なる構造であるため、 W_{splitter} と W_{coupler} を $12 \mu\text{m} - 20 \mu\text{m}$ の近傍となるよう設計した。表 3.2.1 にてこれらの設計タイプを示す。また第二章での過剰損失抑制の議論に基づき、アクセス導波路幅 W_a に関してはそれぞれ W_{splitter} と W_{coupler} に関して $W_{\text{MMI}} / W_a \leq 6$ 程度に設定するため、 W_a を $4 \mu\text{m}$ に設計した。ウェハについては、加工が容易である Si / SiO₂ ウェハを使用した。表 3.2.1 に試作デバイスの

種類をまとめた。図 3.2.2 に試作タイプ 1 ($W_{\text{splitter}} = 12 \mu\text{m}$ 、 $W_{\text{coupler}} = 10 \mu\text{m}$ 、 $W_a = 4 \mu\text{m}$) の試作デバイスの写真を示す。



(a) MMI 型モード変換器



(b) 電流注入方式 MMI 型モード変換器

図 3.2.1. 試作 MMI 型モード変換器のデバイス構造図。(a)MMI 型モード変換器の構造、(b)電流注入方式 MMI 型モード変換器の構造案の概略図。

本試作では、コア・クラッド間の屈折率差が高い Si / SiO₂ のストリップハイメサ構造を採用した。図 3.2.3 に設計理論でのレイヤー構造を示す。このように高い屈折率差を実現することにより導波路内で強い光閉じ込め効率を得ることができる。また、位相シフト領域の曲線導波路部分の曲率を小さくすること

が可能であり、デバイスの小型化にもつながる。

表 3.2.1. 試作デバイスの種類。設計理論に基づき W_{splitter} 、 W_{coupler} がそれぞれ $12\ \mu\text{m}$ - $20\ \mu\text{m}$ の範囲内もしくはその近傍の値となるよう 3 タイプ設計し、過剰損失低減のため W_a をそれぞれ $4\ \mu\text{m}$ とした。

	W_{splitter}	W_{coupler}	L_{splitter}	L_{coupler}	$L_{\text{phase shifter}}$	W_a
Type1	$12\ \mu\text{m}$	$10\ \mu\text{m}$	$141\ \mu\text{m}$	$198\ \mu\text{m}$	$400\ \mu\text{m}$	$4\ \mu\text{m}$
Type2	$18\ \mu\text{m}$	$13\ \mu\text{m}$	$315\ \mu\text{m}$	$331\ \mu\text{m}$	$600\ \mu\text{m}$	$4\ \mu\text{m}$
Type3	$24\ \mu\text{m}$	$16\ \mu\text{m}$	$557\ \mu\text{m}$	$499\ \mu\text{m}$	$1000\ \mu\text{m}$	$4\ \mu\text{m}$

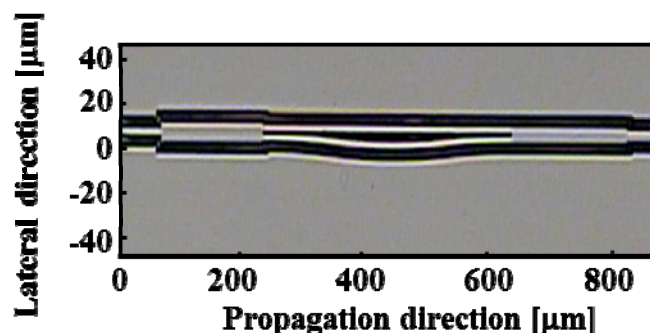


図 3.2.2. MMI 型モード変換器の上面観察写真。試作タイプ 1 の構造に対しての写真となっている。

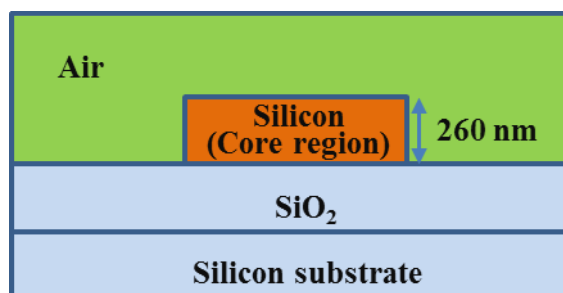


図 3.2.3. MMI 型モード変換器のレイヤー構造。設計理論に基づき Si / SiO_2 構造を採用した。

本研究ではデバイスを製作するためにマスク設計・フォトリソグラフィ・エッチングを行った。以下では、本研究でのフォトリソグラフィとエッチングの手法について述べる。フォトリソグラフィに関しては、以下の手順で行った。なお、フォトレジストの溶液として OFPR-800-23 cp (東京応化工業株式会社製) を使用する。

- 1) フォトレジストをチップに塗布しスピンコーターを用いてチップを毎分 3000 回転と毎分 4500 回転でそれぞれ 30 秒ずつ連続して回転させることにより厚さおよそ 1.0 μm のフォトレジスト膜を形成する。
- 2) その後ホットプレートを用いてチップのベーキング (プリバーク)を行う。ここで行ったプリバークは 110°C で 45 秒間行う。
- 3) 露光はコンタクト露光で行い、3.5 秒間紫外線照射を行う。紫外線照射後に、二回目のプリバークも同様に 110°C で 45 秒間行う。
- 4) チップが充分冷えるのを待った後、現像に移る。現像は攪拌機で現像液を攪拌しながらチップを 45 秒間つけ、その後純水に 60 秒つけ、純水を交換した後さらに 60 秒つける。
- 5) 顕微鏡で確認し、フォトレジストのパターニングに異常がなければチップを純水に 5 分間つけ、その後純水を交換してさらに 5 分間つける。
- 6) これらの作業の後にメインバークを 150°C で 5 分間行い、フォトリソグラフィは終了となる。

エッチングでは、最初にエッチング条件を求めるためにシリコンウェハを用いて初期検討を行った。まずエッチングガスとして SF₆を採用[5]し、流量を 10 sccm とした。エッチング気体にかかるバイアスを 50 W に設定し、エッチング

を行った結果を図 3.2.4 に載せる。図 3.2.4 は MMI 型モード変換器のアクセス導波路(入力部)の劈開面に相当する部分の電子顕微鏡による写真である。図 3.2.4 では、バイアスを 50 W に設定しておりラジカル性が強く等方的なエッチングとなっていることがわかる。本来図 3.2.5(a)のように上部にフォトレジストが残るはずであるが、図 3.2.4 では先が尖っている結果となっている。この理由として、ラジカル性が強く表れているため、等方性が強く図 3.2.5(b)のように導波路の一部が非常に細くなることが予想される。導波路が細くなっている部分(図 3.2.5(b)の赤矢印で示した部分)が破損し、これより上部が外れてしまい、導波路の下半分のみ残した形になっていることが図 3.2.4 の形となった原因であると思われる (図 3.2.5)。改善として、イオン性を強くして異方性を上げるためにバイアスを 200 W に上げて再度エッチングを行い、その結果を図 3.2.6 に示す。

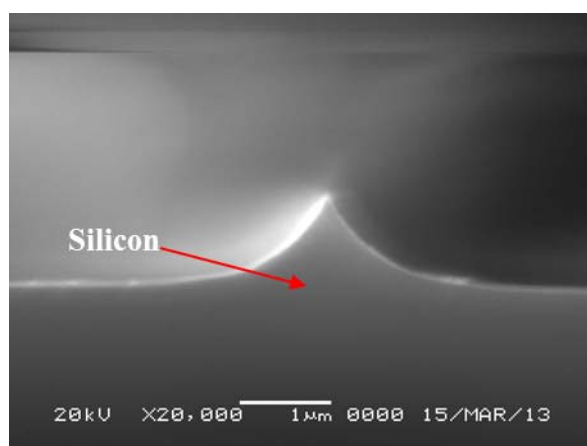


図 3.2.4. エッチング結果の電子顕微鏡観察写真。バイアス 50 W、SF₆ の流量 10 sccm でのエッチング結果。電子顕微鏡により撮影した。等方性が強く、導波路の上部が欠損した可能性が大きい。

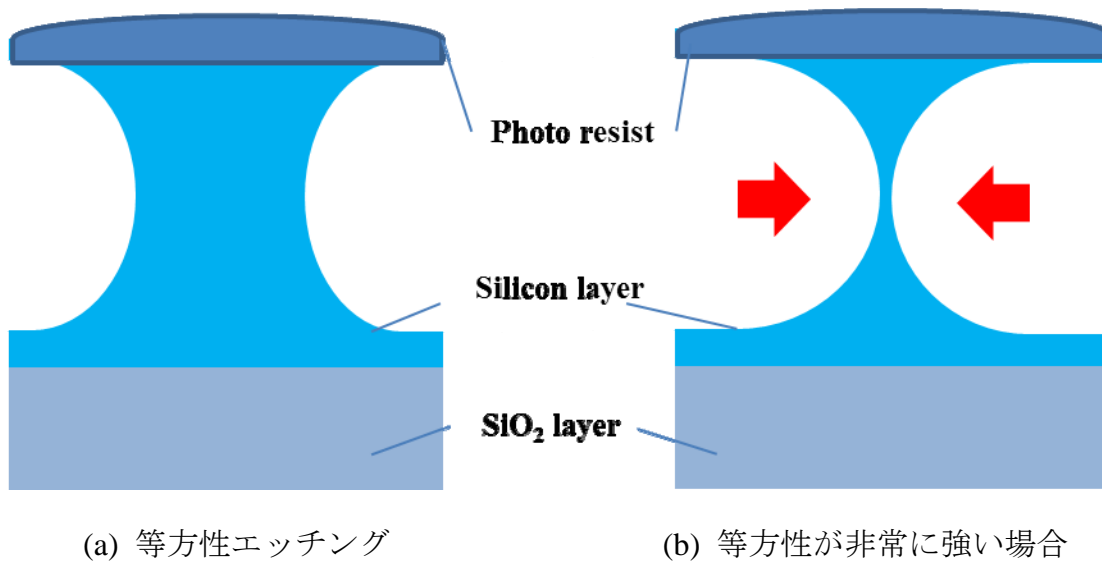


図 3.2.5. 等方性エッチングの比較図。(a) 等方性エッチング、(b) 等方性が非常に強い場合。等方性が強い場合、図の赤矢印の部分が細くなり、破損しやすくなる。図 3.2.4 の結果はこの赤矢印部分が破損した可能性が大きい。

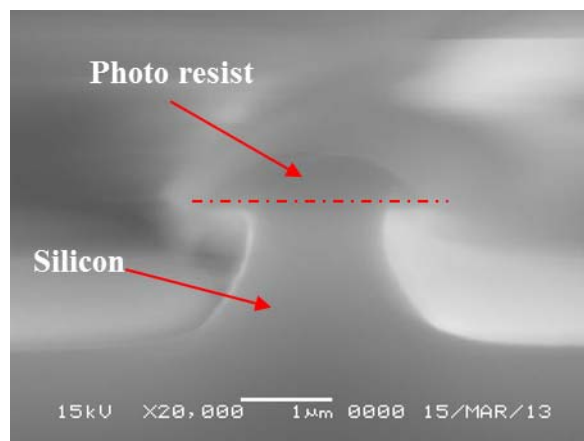


図 3.2.6. エッチング結果の電子顕微鏡観察写真。バイアス 200W、SF₆ の流量 10 sccm でのエッチング結果。図 3.2.4 の結果と比較して異方性が強くなっており、設計理論での導波路の形に近くなった。

これにより改善は見られたが、より垂直性を上げるため、バイアスを 300 W まで上げ、また、エッチング気体を SF_6 と C_3F_8 の混合気体に設定した[6]。バイアスを 300 W、エッチング気体 SF_6 と C_3F_8 の流量をそれぞれ 10 sccm と 10 sccm の条件で行ったエッチングの結果を図 3. 2. 7 に示す。図 3. 2. 7(a)と図 3. 2. 7(b) はそれぞれ、150 秒間と 250 秒間エッチングした結果を示しており、図 3. 2. 6 と比較してより垂直にエッチングを行うことができ、設計理論での導波路形状をより再現することができた。

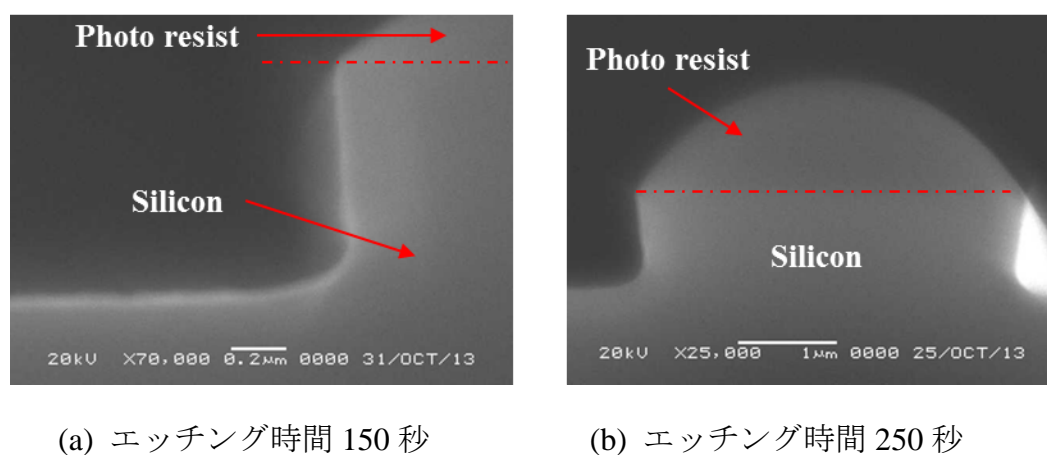


図 3. 2. 7. エッチング結果の電子顕微鏡観察写真。(a) エッチング時間 150 秒、(b) エッチング時間 250 秒。バイアス 300W、 SF_6 、 C_3F_8 の流量がそれぞれ 10 sccm でエッチングを行った。図 3. 2. 6 の結果と比較し、設計理論での導波路形状をよく再現していることがわかる。

ここで、このエッチングで得られた構造が適切であることを議論するために、エッチングによる MMI 導波路形状の変化によって生じる過剰損失を計算する。エッチングによる MMI 幅の変化を検討するために、図 3. 2. 8 のようにエッチング後で最も広い部分での MMI 幅を $W_{\text{MMI-max}}$ 、最も狭い MMI 幅を $W_{\text{MMI-min}}$

と定義し、それぞれの MMI 幅でのビート長を $L_{\pi\text{-max}}$ 、 $L_{\pi\text{-min}}$ と定義した。また、 $W_{\text{MMI-max}}$ と $W_{\text{MMI-min}}$ の差を ΔW と定義し、式(3.2.1)のように ΔW とエッチング深さ H_{Etching} の比を α とし、これをエッチングの垂直性を示すパラメータとして検討を行った。

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{H_{\text{Etching}}}{\Delta W} \quad (3.2.1)$$

$$\Delta L[\%] = \frac{L_{\pi\text{-max}} - L_{\pi\text{-min}}}{L_{\pi\text{-max}}} \times 100 \quad (3.2.2)$$

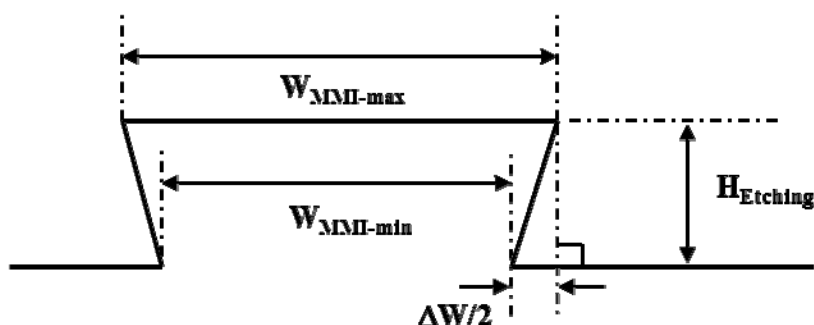


図 3.2.8. エッチング後の導波路構造図。最も広い MMI 幅を $W_{\text{MMI-max}}$ 、最も狭い MMI 幅を $W_{\text{MMI-min}}$ とした。また、エッチングの深さを H_{Etching} 、 $W_{\text{MMI-max}}$ と $W_{\text{MMI-min}}$ の差を ΔW とした。

二つのビート長の差による過剰損失を計算するため、式(3.2.2)のようにビート長の差の割合 ΔL を定義し、 ΔL と過剰損失の関係を計算した結果を図 3.2.9 に示す。図 3.2.9 では、 $L_{\pi} = L_{\pi\text{-max}}$ 、波長 $\lambda = 1550 \text{ nm}$ の構造を基準とし、そこからのずれとして式(3.2.2)で定義した ΔL を用いた。なお、計算にはビーム伝搬法を用い、計算には表 3.2.1 のタイプ 2 の構造を用い、またエッチングの厚さは設計理論より 260 nm とした。式(3.2.1)を用いて計算した α が 4 の場合、

ΔL はおよそ 2% であり、図 3.2.9 の赤線で示した領域に相当し、ビート長のずれによる過剰損失を 1.0 dB 以下に抑えることができる。図 3.2.9 の結果より、過剰損失 1.0 dB 以下を得るため、 α の条件として $\alpha \geq 4$ となる必要があることがわかる。これらの検討により、図 3.2.7 のエッチング結果は、 α が 4 以上であり、ビート長のずれ ΔL による過剰損失が 1.0 dB 以下であると計算できるため、適切な構造だと判断した。このエッチング条件の下で、エッチング時間を変化させてエッチング深さを測定した結果が図 3.2.10 であり、エッチング時間とエッチング深さがほぼ線形の関係になっていることがわかる。これを用いて試作したデバイスのアクセス導波路の入力部の電子顕微鏡による画像が図 3.2.11 であり、 α が 4 以上の垂直性を得ることができ、設計理論に近い 240 nm の深さを得ることができた。

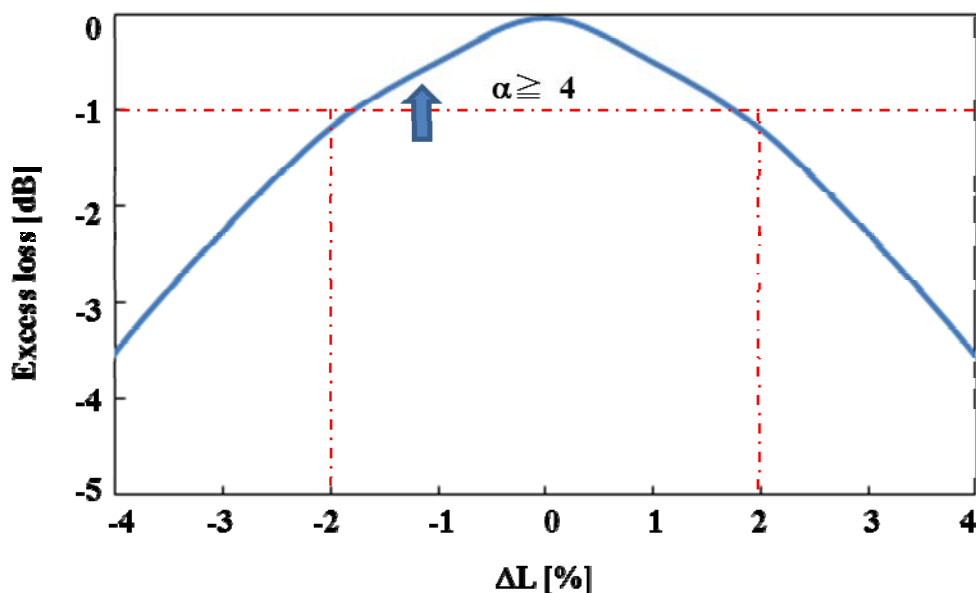


図 3.2.9. ビート長のずれ ΔL と過剰損失の関係図。エッチングによる壁面の垂直性により ΔL が変化し、過剰損失に影響を与える。式(3.2.1)で定義した α が 4 以上のとき、 ΔL による過剰損失が 1.0 dB を下回る。

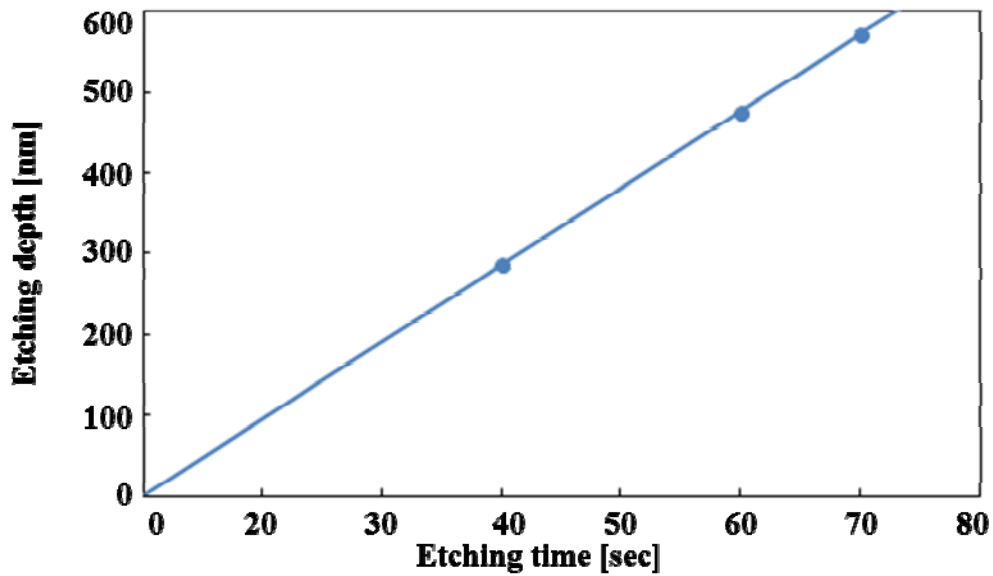


図 3.2.10. エッチングの深さとエッチング時間の関係図。バイアス 300 W、SF₆、C₃F₈ の流量をそれぞれ 10 sccm での結果を示す。

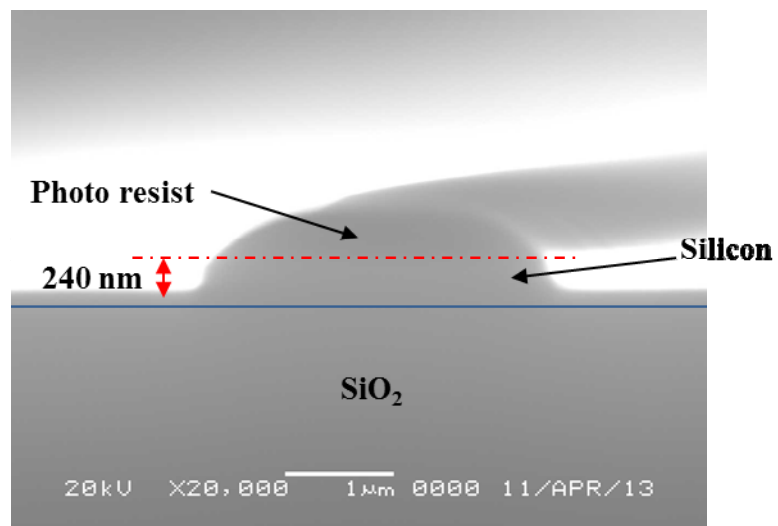


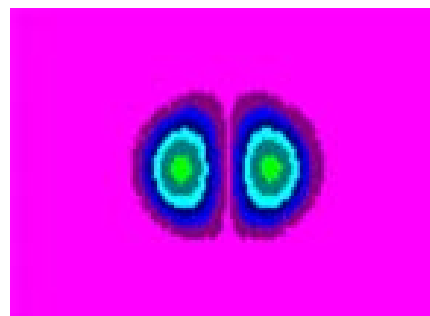
図 3.2.11. 試作 MMI モード変換器の電子顕微鏡観察写真。

次に、試作デバイスの基本特性評価のため、0 次モードから 1 次モードへモー

ド変換が行われていることを確認する。DFB(Distributed Feed Back)レーザーを用いてモード変換器に 0 次モード光を入射させ、透過光のニアフィールド像(NFP : Neat Field Pattern) を測定する。測定結果と理論計算の結果との比較を行い、モード変換の確認を行う。NFP(ニアフィールド像) については、1550 nm に波長ピークを持つ入射光を MMI 型モード変換器に入射し、透過光をレンズでコリメートした上で IR カメラ (赤外線観察用 Infrared camera) による測定を行った。測定結果を図 3. 3. 12 に示す。図 3. 3. 12(a)は測定した MMI モード変換器の NFP を示しており、図 3. 3. 12(b)はビーム伝搬法により計算された MMI モード変換器の NFP を示している。計算結果と同様に測定した NFP は二つの強度ピークを持っており、0 次モードが 1 次モードに変換されていることを示している[7]。



(a) 測定結果



(b) 計算結果

図 3. 3. 12. MMI 型モード変換器の透過光の NFP(ニアフィールド像)。(a) 測定結果、(b)計算結果。測定結果と計算結果の光フィールドがよく一致している。計算にはビーム伝搬法を使用した。

3. 3. 低波長偏波依存性実証

長距離伝送には波長多重技術が前提であり、モード多重伝送及び空間多重伝

送用デバイスとしての課題の一つとして低波長偏波依存性の実現が挙げられる。光干渉現象である MMI 現象には必ず波長偏波依存性が存在しており、MMI 型モード変換器の大きな課題であったが、第二章で提案した設計理論に従う MMI 構造を設計することによりこれらの依存性は抑制可能であることが分かった。本節では、可変波長レーザーと SLED(Super Luminescent Light Emitting Diode)を用いて試作した MMI 型モード変換器の波長依存性を測定し、C-バンド全域で過剰損失 3.0 dB 以下の低波長偏波依存性を持つこと実証した。以下詳細について述べる。

3.3.1. MMI 型モード変換器の波長依存性傾向の確認

初期検討として、まず試作 MMI モード変換器の波長依存性の傾向が理論計算の結果と一致することを確認するため、可変波長レーザーを用いて MMI 型モード変換器の透過光を測定した。

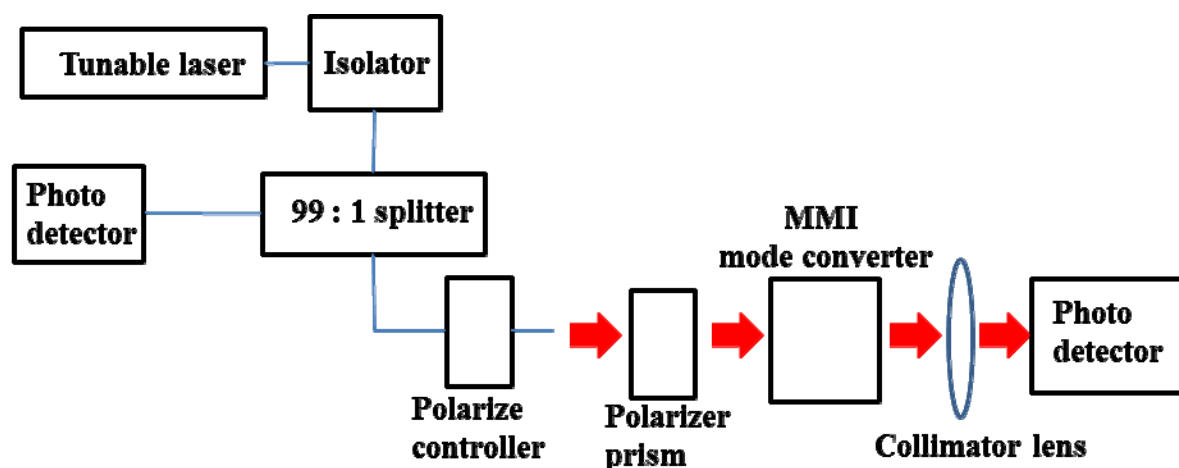


図 3.3.1.1.波長依存性測定実験の概略図。

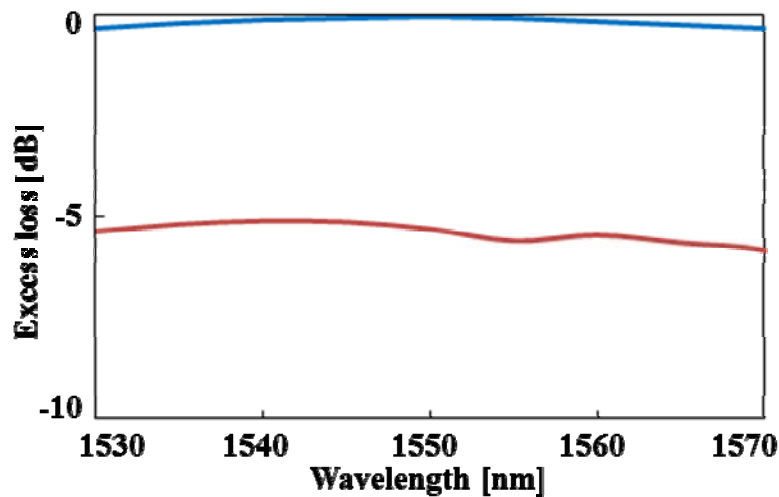


図 3.3.1.2. MMI 型モード変換器の波長依存性測定図。赤線が実測値、青線が計算値を表す。波長 5 nm 刻みで測定を行った。

測定デバイスとしては、表 3.2.1 のタイプ 1 を用いた。本測定の概略図を図 3.3.1.1 に載せる。可変波長光源で入射光の波長を変化させ、フォトディテクタの感知強度を測定した結果を図 3.3.1.2 に載せる。測定結果図 3.3.1.2 は、実線が実測値、破線がビーム伝搬法による計算値を表しており、これにより C-バンド内で 1.0 dB 以下の過剰損失の下で 0 次モードから 1 次モードへのモード変換を実現した[7]。また、波長依存性においても計算値と一致する結果を得ることができた。なお、計算値と測定値の光の強度差がおよそ 6 dB あるが、これはデバイスへの挿入損失を示している。

3.3.2. SLED (Super Luminescent Light Emitting Diode) による測定

レーザー光では、光導波路の端面での反射によりファブリペロ共振が起きることが知られている。実際に、より細かい波長間隔での測定を行ったところ、図

3.3.2.1のようにファブリペロモードが確認できた。

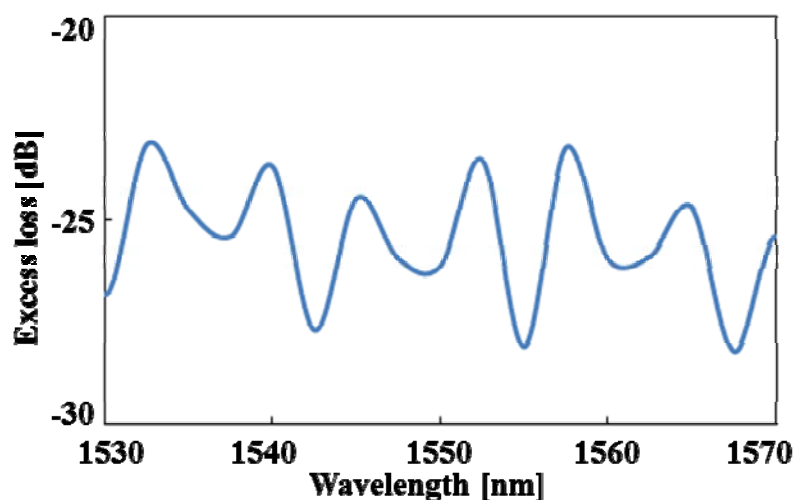


図 3.3.2.1. MMI 型モード変換器の波長依存性測定図。波長可変レーザーを用いて波長 2 nm 刻みで測定を行い、ファブリペロモードを確認した。ファブリペロモードの抑制のため、以後コヒーレント性の小さい SLED を検討する。

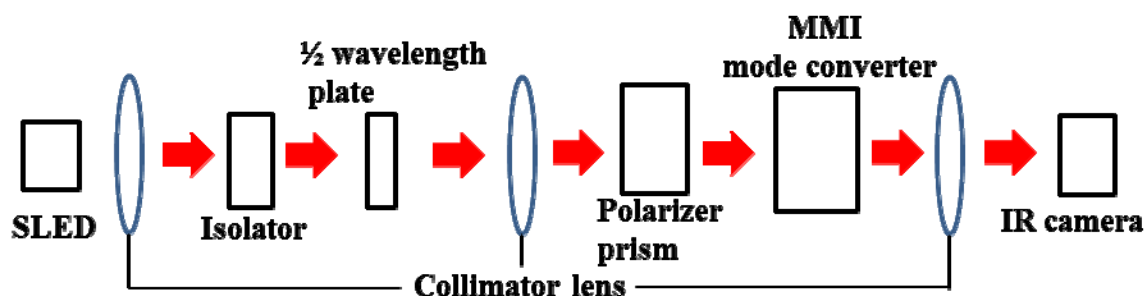


図 3.3.2.2. SLED による波長依存性測定実験の概略図

ファブリペロモードを抑制するため、可変波長レーザーと比較して出力光のコヒーレント性が小さい SLED(Super Luminescent Light Emitting Device)を光源として使用することを検討し、図 3.3.2.2 に示す実験系で波長依存性を測定した。ここで使用した SLED の波長特性を図 3.3.2.3 に示す[8]。ここで、MMI

型モード変換器の波長依存性は、透過光の波長依存性から図 3.3.2.3 の SLED の波長特性を差し引いたものとして測定した。測定結果を図 3.3.2.4 – 図 3.3.2.6 に示す。

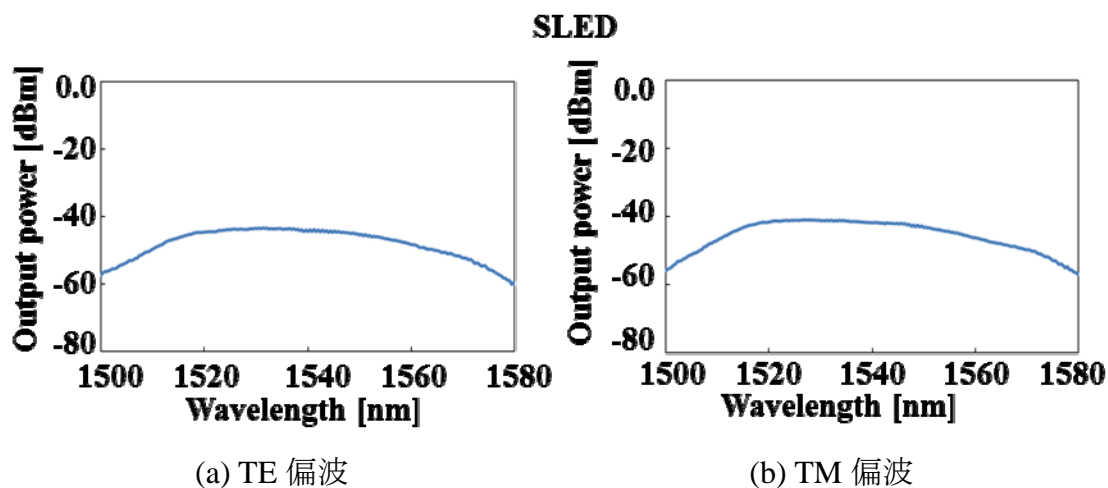


図 3.3.2.3. SLED の波長特性。(a) TE 偏波、(b)TM 偏波。

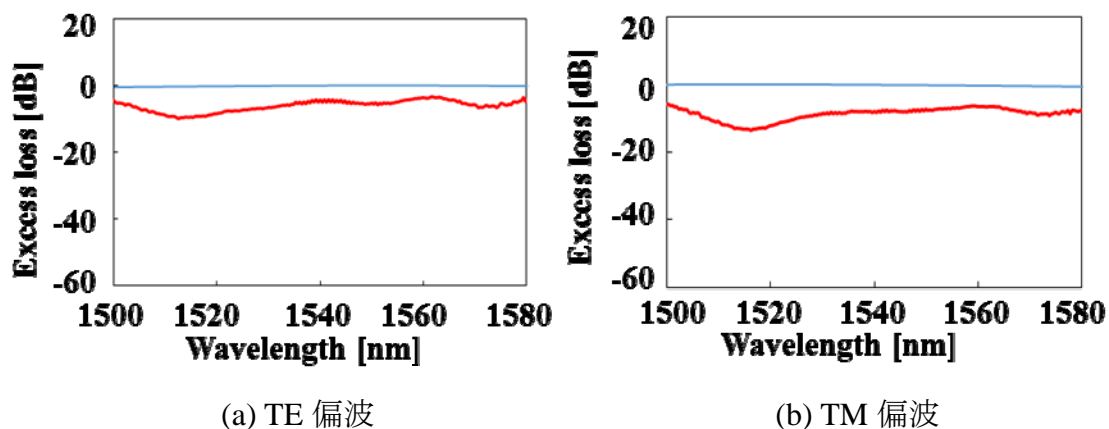
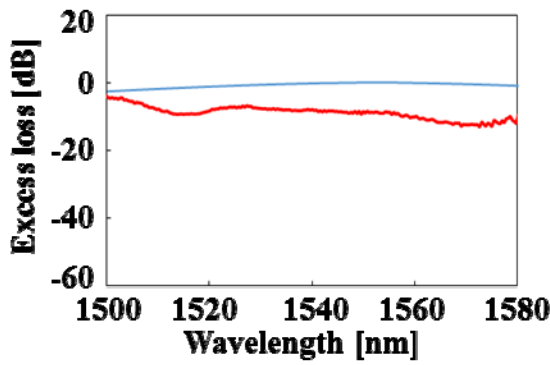
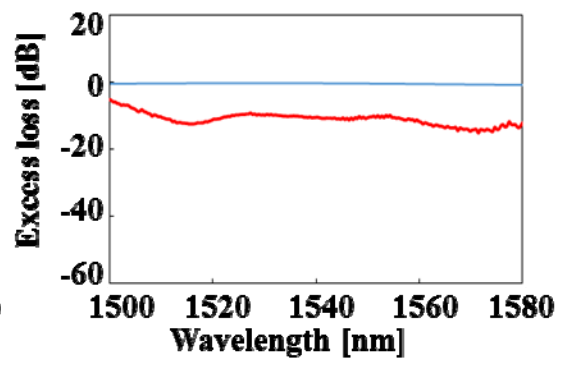


図 3.3.2.4. MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 1 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。各構造パラメータは、 $W_{\text{splitter}} = 12 \mu\text{m}$ 、 $W_{\text{coupler}} = 10 \mu\text{m}$ 、 $W_a = 4 \mu\text{m}$ であり、赤線が実測値、青線が計算値を表す。

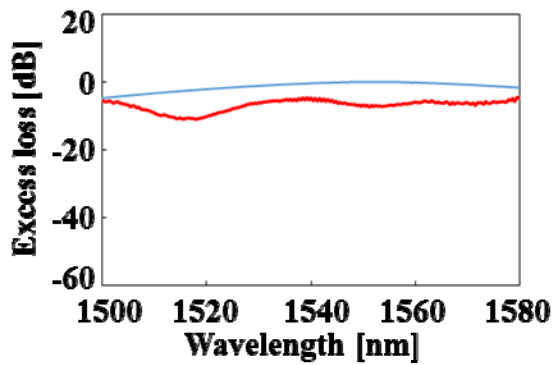


(a) TE 偏波

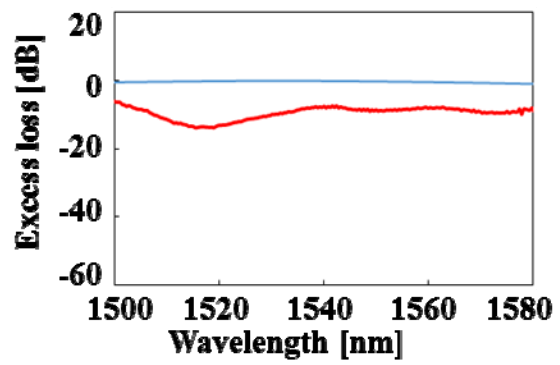


(b) TM 偏波

図 3.3.2.5. タ MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 2 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。各構造パラメータは、 $W_{\text{splitter}} = 18 \mu\text{m}$ 、 $W_{\text{coupler}} = 13 \mu\text{m}$ 、 $W_a = 4 \mu\text{m}$ であり、赤線が実測値、青線が計算値を表す。



(a) TE 偏波



(b) TM 偏波

図 3.3.2.6. MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 3 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。各構造パラメータは、 $W_{\text{splitter}} = 24 \mu\text{m}$ 、 $W_{\text{coupler}} = 16 \mu\text{m}$ 、 $W_a = 4 \mu\text{m}$ であり、赤線が実測値、青線が計算値を表す。

図 3.3.2.4 – 図 3.3.2.6 の結果と第二章の理論検討の結果を比較すると、波長

依存性と MMI 構造の関係、及び偏波依存性と MMI 構造の関係が一致していないことがわかる(第二章参照)。このことは曲線導波路の波長依存性によるものが大きいと考えられる。第二章では、MMI モード変換器のうちの MMI スプリッタ部と MMI カップラ部の波長依存性のみについて検討を行い、位相シフト領域の曲線導波路による波長依存性の影響は含まれていない。位相シフト領域の曲線導波路部分による位相差 $\Delta\theta$ と光路差 $\Delta L_{\text{optical_path}}$ の関係は実効屈折率 n_r を用いて式(3.3.2.1)で表すことができる；

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} n_r \Delta L_{\text{optical_path}} \quad (3.3.2.1)$$

$$\phi = \frac{1}{4} \arcsin\left(\frac{L_{\text{phase_shifter}}}{R_{\text{phase_shifter}}}\right) \quad (3.3.2.2)$$

$$\Delta L_{\text{optical_path}} = R_{\text{phase_shifter}} \phi - L_{\text{phase_shifter}} \quad (3.3.2.3)$$

ただし、 $L_{\text{phase_shifter}}$ 、 $R_{\text{phase_shifter}}$ はそれぞれ位相シフト領域の長さ、位相シフト領域の曲線導波路の曲率半径を示しており、 ϕ は図 3.3.2.7 に示した曲線導波路の角度である。

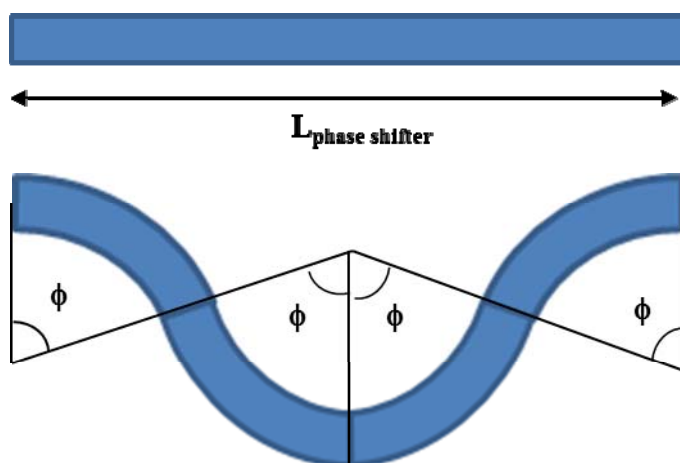


図 3.3.2.7. 位相シフト領域の概略図。

試作デバイスタイプ 1、タイプ 2、タイプ 3 の曲線導波路部分による光路差を測り、式(3.3.2.1)を用いて位相差を計算した結果を表 3.3.2.1 に示す。表 3.3.2.1 では、試作 MMI モード変換器のマスクデータでの位相シフト領域の長さ、及び実測値での位相シフト領域の長さを載せた。実測値に対して式 3.3.2.1 を用いて位相差を計算したところ、入射波長 1550 nm では、タイプ 1、タイプ 2、タイプ 3 の位相シフト領域での位相差がそれぞれ 96° 、 262° 、 228° となり、理想的な理論値である 180° の位相差とは大きく異なる結果となった。

表 3.3.2.1. 試作デバイスと位相シフト領域による位相差。

	$\Delta L_{\text{phase_shifter}}$ (mask data)	$\Delta L_{\text{phase_shifter}}$ (actual length)	Phase difference
Type1	400 μm	402 μm	96°
Type2	600 μm	603 μm	262°
Type3	1000 μm	1021 μm	228°

また、位相シフト領域での位相差は波長依存性を持っているため、式 3.3.2.1 をもとに各試作タイプについて位相差の波長依存性を計算し、その結果を図 3.3.2.8 に示す。

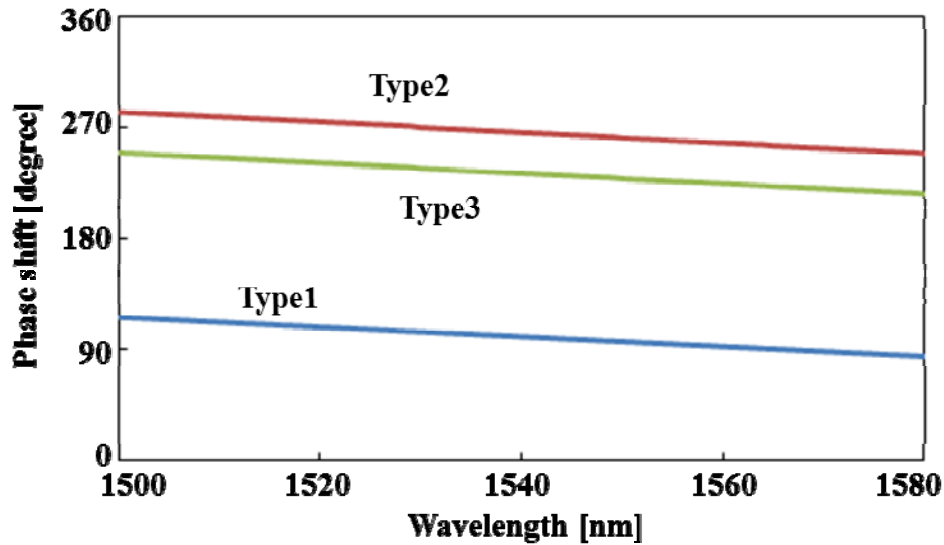


図 3.3.2.8. 位相シフト領域での位相差と波長の関係図。

図 3.3.2.8 の計算結果に基づいて再度理論値と測定値の波長依存性を比較した結果が図 3.3.2.9 – 図 3.2.2.11 である。図 3.3.2.4 – 図 3.3.2.6 と比較すると、理論値と測定値の差が狭まっていることがわかる。測定値よりタイプ 1、タイプ 2、タイプ 3 の試作 MMI モード変換器について C-バンド内で両偏波の過剰損失が 3.0 dB 以下に抑えられていることが確認できた。MMI の自己結像式より、MMI 幅が広い MMI 導波路では波長依存性が強く出ることが懸念されたが、今回は三つ全ての試作タイプで C-バンド内での過剰損失の大きさが等しく 3.0 dB 以内であった。これはアクセス導波路幅 W_a の幅によるものが大きいと考えている。幅広いアクセス導波路幅は過剰損失を抑えることができることが第二章の設計理論の結果であり、その検討に基づいてアクセス導波路幅 W_a を MMI 幅 W_{MMI} の六分の一以上に設計している。このため、MMI 幅が広いタイプ 3 ($W_{MMI}=24 \mu\text{m}$) についてもアクセス導波路幅 W_a を $4 \mu\text{m}$ にすることにより、両偏波での過剰損失を C-バンド全域で 3.0 dB 以下に抑えられている

ことが確認できた

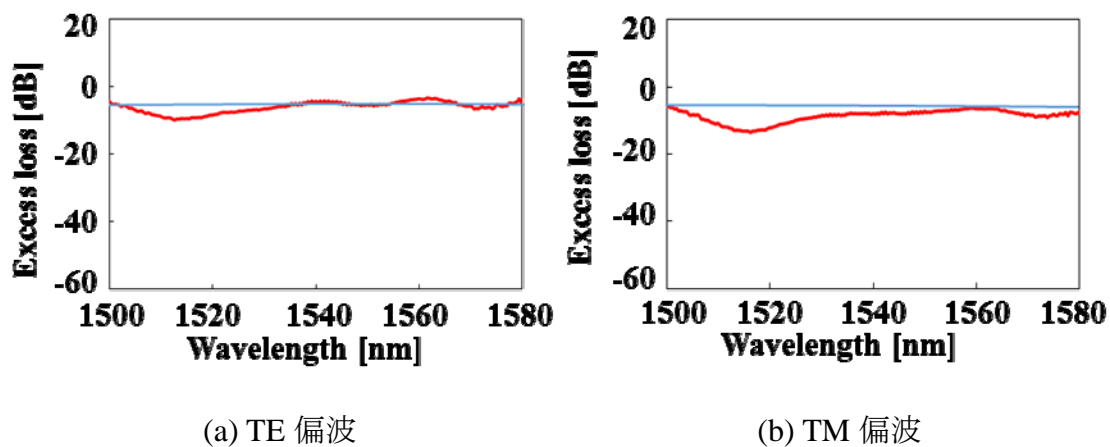


図 3.3.2.9. MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 1 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。位相シフト領域での実測値に基づき理論値を修正した。

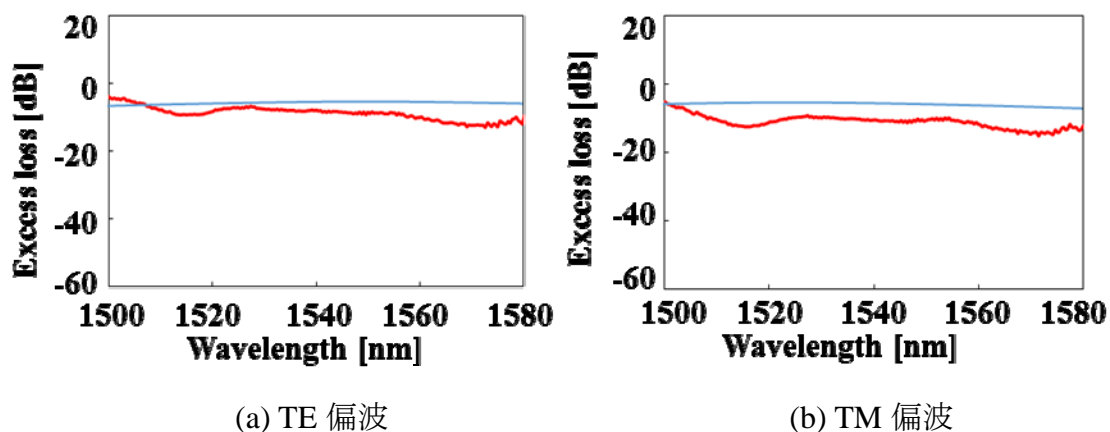
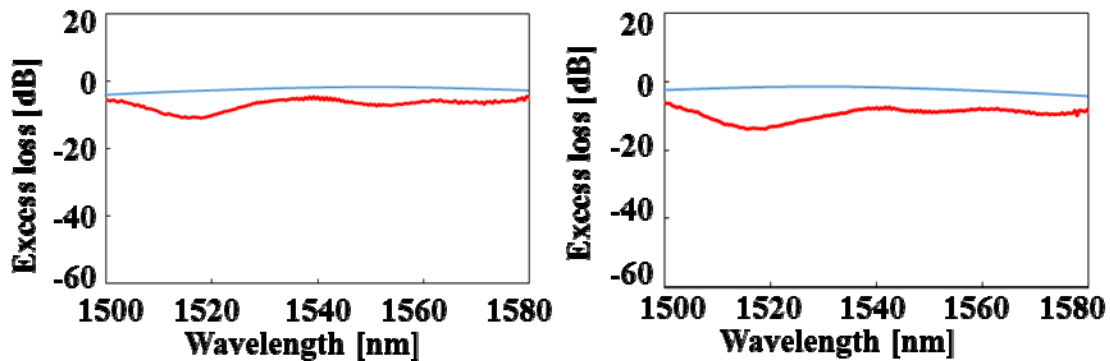


図 3.3.2.10. MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 2 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。位相シフト領域での実測値に基づき理論値を修正した。



(a) TE 偏波

(b) TM 偏波

図 3.4.2.11. MMI 型モード変換器の波長偏波依存性測定図。(a) TE 偏波、(b) TM 偏波。タイプ 3 の構造の測定結果。光源として SLED を使用。位相シフト領域での実測値に基づき理論値を修正した。

3.4. まとめ

本章では、第二章の設計理論に基づいて低波長偏波依存性を持つ MMI 型モード変換器を試作し、C-バンド内で低波長偏波依存性の下でのモード変換を実証した。ニアフィールド像により 0 次モードから 1 次モードのモード変換を確認した。また、波長偏波依存性について測定し、第二章の設計理論と一致する結果を得ることができ、TE モード、TM モードの両偏波で C-バンド内過剰損失 3.0 dB 以下でのモード変換を実現した。

参考文献

[1] J. Leuthold, J. Eckner, E. Gamper, P. A. Besse, and H. Melchior “Multimode interference couplers for the conversion and combining of zero- and first-order

- modes,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 7, pp. 1228-1239 (1998)
- [2] L. B. Soldano, E. C. M. Pennings, “Optical multi-mode interference devices based on self-Imaging: principles and applications”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no.4, pp. 615-627 (1995)
- [3] R. Ulrich, and G. Ankele, “Self-imaging in homogeneous planar optical waveguides”, *Applied Physics Letters*, vol. 27, no. 6, pp. 337-339 (1975)
- [4] M. Bachmann, P. A. Besse, and H. Melchior, “General self-imaging properties in $N \times N$ multi-mode interference couplers including phase relations,” *Applied Optics*, vol. 33, no. 17, pp. 3905-3911 (1994)
- [5] H. Jansen, M. D. Boer, R. Legtenberg and M. Elwenspoek, “The black silicon method: a universal method for determining the parameter setting of a fluorine-based reactive ion etcher in deep silicon trench etching with profile control,” *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 5, no. 2, pp. 115-120 (1995)
- [6] R. d’Agostino, F. Cramarossa, V. Colaprico, and R. d’Ettola, “Mechanisms of etching and polymerization in radiofrequency discharges of CF_4-H_2 , $CF_4-C_2F_4$, $C_3F_8-H_2$,” *Journal of Applied Physics*, vol. 54, no. 3, pp. 1284-1288
- [7] Y. Chaen, R. Tanaka, and K. Hamamoto, “Optical mode converter using multi-mode interference structure,” *Technical Digest of Micro Optics Conference*, H8 (2013)
- [8] Z. Zang, K. Mukai, P. Navaretti, M. Duelk, C. Velez, and K. Hamamoto, “Thermal resistance reduction in high power superluminescent diodes by using active multi-mode interferometer,” *Applied Physics Letters*, vol. 100, 031108 (2012)

第四章 コア層段差構造を有する MMI 型擬似 LP21

モード変換器の理論的検討

4.1. 概要

第三章までに本研究では、モード多重伝送用光デバイスとして MMI 型モード変換器を検討し、その基本動作、波長偏波依存性及びその抑制方法について議論し、C-バンド内で 1. dB 以下の過剰損失で 0 次モードから 1 次モードへのモード変換が可能な MMI 型モード変換器の設計理論を導き出した。しかし、今後のモードの拡張の方向としては、横方向導波路モード数だけを増やすのではなく、LP(Linear Polarize)モードと呼ばれる光ファイバの伝搬モードを作ることが重要であることが知られている[1]。単一平面集積型の導波路を用いた LP21 以上の高次 LP モード変換器は報告数が極めて少なく[2-4]、特に MMI 導波路を用いた高次 LP モード変換器はまだ報告されていない。これは、MMI 導波路の横方向のマルチモード干渉のみを利用しているため、垂直方向にピークを持つ高次 LP モードへの拡張が困難であることによる部分が大きいと考えている。単一平面集積条件を保ちつつ垂直方向にもモード数を増やすため、本研究では MMI 型モード変換器のコア層に段差をつけ、この段差部分でのマルチモード干渉を利用して 0 次モードから LP21 モードへのモード変換を検討する[5-7]。なお、本研究で提案した LP21 モード変換器での透過光の理論計算結果は、LP21 モードと比較して位相関係やピークの位置が少し異なるため、このモードを擬似 LP21 モードと定義し、変換器を MMI 型擬似 LP21 モード変換器とした。4.2 では、コア層段差構造を有する MMI モード変換器の動作原理について述べる。コア層に段差を設けることにより、垂直方向にピークを持つ

モードの制御が可能であることを示す。4.3では、前節で検討した構造を基に三次元ビーム伝搬法によりモード変換を計算した。得られた擬似LP21モードとLP21モードを比較し、それらの結合効率を計算する。4.4では、二章での検討同様にMMI型擬似LP21モード変換器の波長依存性について検討を行う。4.7で本章をまとめる。

4.2. コア層段差構造を有するMMI型モード変換器の動作原理

第三章まで検討したMMI型モード変換器は0次モードと1次モードを扱っており、これらのモードは全て横方向にピークを持つモードであった。このMMI型モード変換器の拡張として、LP21モードまで扱うことを検討する。図4.2.1にLP21モードまでの光フィールド及び各ピークの位相を示す。

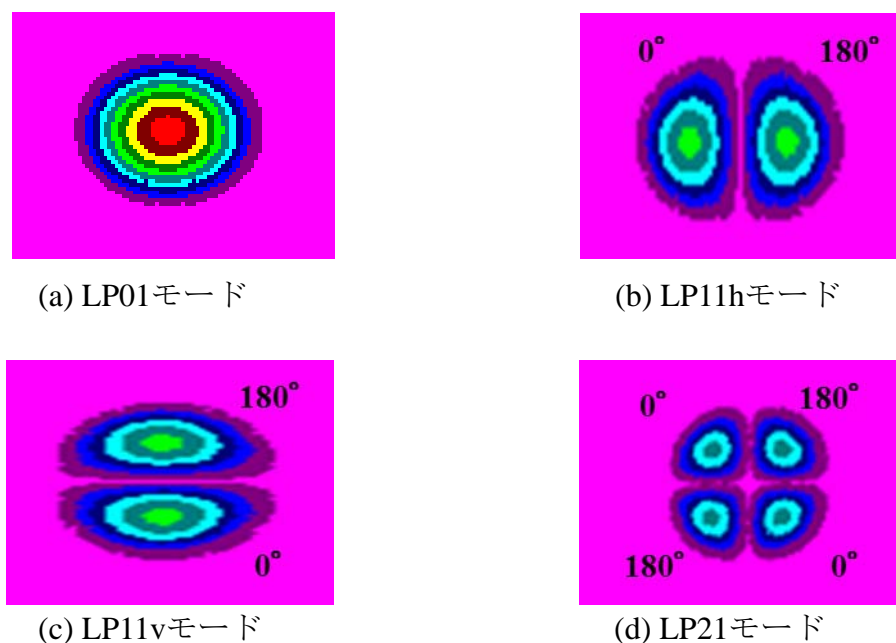
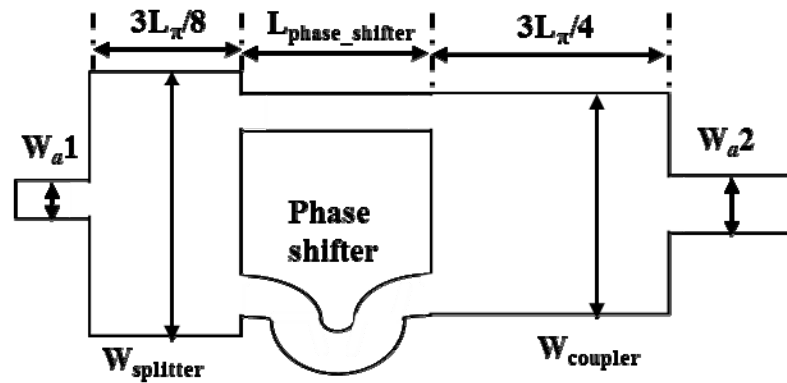


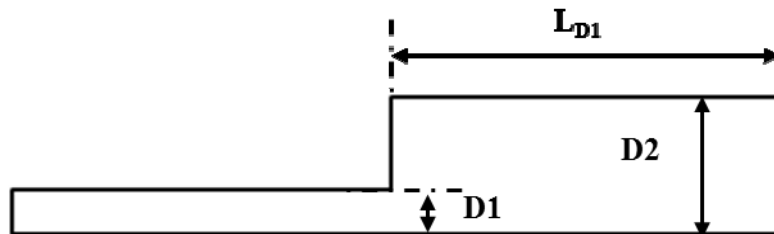
図4.2.1. ファイバーモードであるLP01 - LP21モードの光フィールド像。

(a)LP01モード、(b)LP11hモード、(c)LP11vモード、(d)LP21モード。このうち、

LP01モードとLP11hモードはそれぞれ0次モードと1次モードとみなせる。



(a) MMI型モード変換器の上面図



(b) MMI型モード変換器のコア部側面図

図4. 2. 2. MMI型擬似LP21モード変換器の構造。(a)MMI型モード変換器の上面図、(b)MMI型モード変換器のコア部側面図。上面図では、第二章の設計理論同様にビート長 L_π 、MMIスプリッタ幅 $W_{splitter}$ 、MMIカップラ幅 $W_{coupler}$ 、アクセス導波路幅 W_{a1} 、 W_{a2} 、位相シフト領域の長さ $L_{phase_shifter}$ を決めた。側面図では、コア層の一段目と二段目の厚さをそれぞれ $D1$ 、 $D2$ と定義し、コア層二段目以降の導波路長を L_{D2} と定義した。

第三章までにMMI型モード変換器を用いて0次モードから1次モードへの変換を実証した。これは、ファイバーモードとしては、LP01モードからLP11hモードへの変換に相当する。平面集積型導波路では、LP01モードからLP11vモード

及びLP21モードへの変換を検討する場合、垂直方向にピークを形成することが課題となる。本節では、単一平面集積型導波路の構造を崩さずに垂直方向のモードの制御を行い、0次モードからLP21モードへの変換が可能なMMI型モード変換器の実現を目指す。第二章で検討したMMI型モード変換器のコア層に段差をつけることにより、水平方向・垂直方向の両方でマルチモード干渉させることができる[7]。これを利用することで垂直方向にピークを持つモードの制御が可能であると考えた。この構想に基づいたMMI型モード変換器の全体図を図4.2.2に示す。

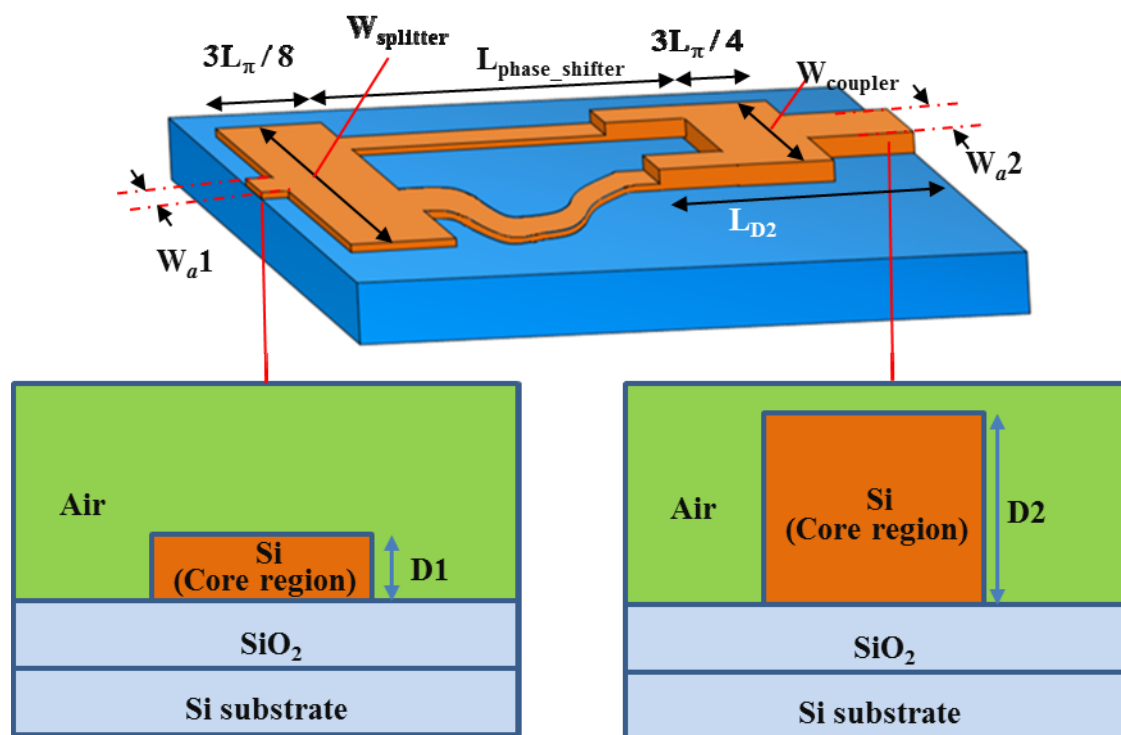
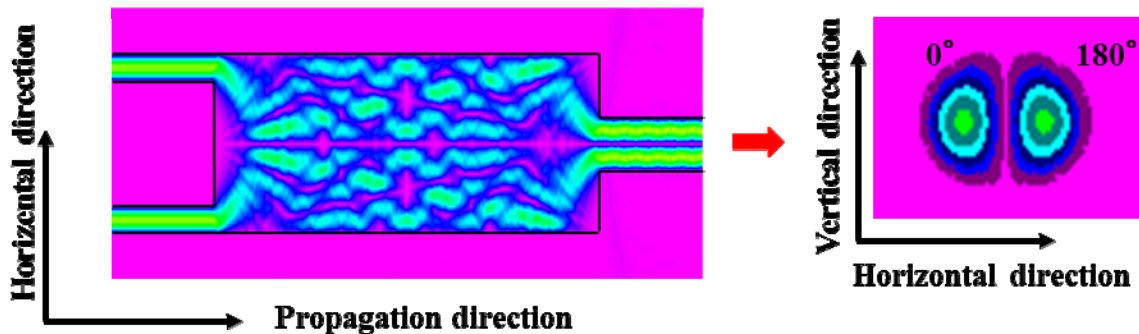


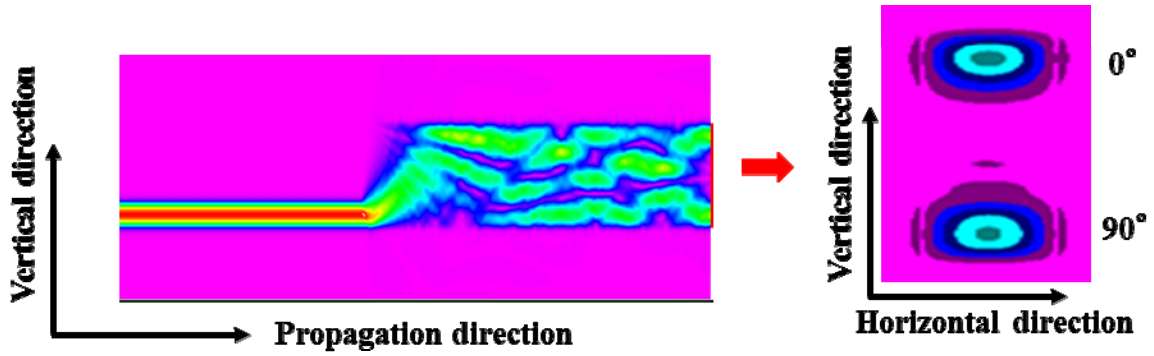
図4.2.3. MMI型擬似LP21モード変換器の斜視図。コア層の段差差はそれぞれD1、D2とし、レイヤー構造としてSi/SiO₂のストリップハイメサ構造を検討した。

図4. 2. 2(a)はモード変換器の上面図示しており、図4. 2. 2(b)は側面図を示している。図4. 2. 2(a)は、第三章まで議論したMMI型モード変換器と同一の構造パラメータを持ち、入射された0次モードを1次モードに変換する。一方、図4. 2. 2(b)のように垂直方向に段差を持っており、これにより垂直方向のマルチモード干渉が実現可能となる。MMI導波路の水平方向と垂直方向のマルチモード干渉は互いに独立であるため[7]、図4. 2. 2(a)と図4. 2. 2(b)を組み合わせることができるため、水平方向・垂直方向の両方でモードの制御が可能となる。この構造のレイヤー構造及び立体的に表したものを図4. 2. 3に示す。本検討でも同様にSi / SiO₂のストリップハイメサ構造を用いた。コア層部分が段差構造を有しており、一段目の厚さをD1、二段目の厚さをD2と定義した。MMI型擬似LP21モード変換器の垂直方向のビート長 L_{TV} はD2を用いて式(4. 2. 1)で表すことができる[6]。



(a) MMIカップラ部でのマルチモード干渉 (a) 透過光の光フィールド

図4. 2. 4. 水平方向のマルチモード干渉図。(a) MMIカップラ部でのマルチモード干渉図、(b) 透過光の光フィールド図。第二章でのMMI型モード変換器のMMIカップラ部を示す。透過光は1次モードとなっており、二つのピークはそれぞれ、 0° と 180° の位相を持つ。



(a) コア層段差部でのマルチモード干渉 (b) 透過光の光フィールド

図4.2.5. 垂直方向のマルチモード干渉図。(a) コア層段差部でのマルチモード干渉図、(b) 透過光の光フィールド図。コア層に段差を設けることにより垂直方向でもマルチモード干渉が起きる。計算された透過光は垂直方向に二つのピークを持ち、 0° と 90° の位相を持つ。

$$L_{\pi} = \frac{3}{4\lambda} \left(D1 + \frac{\pi}{\lambda} \left(\frac{n_c}{n_r} \right)^2 (n_r^2 - n_c^2)^{-1/2} \right)^2 \quad (4.2.1)$$

ただし、 σ はTE偏波では0、TM偏波では1をとる。図4.2.2(b)のように、MMI型擬似LP21モード変換器の二段目以降の導波路の長さを L_{D2} とし、垂直方向に二つのピークを持つときの L_{D2} の長さを $L_{D2-split}$ と定義した。 $L_{D2-split}$ は式(4.2.2)を用いて求めることができる。ただし、 m は自然数である。

$$L_{D2-split} = \frac{3L_{\pi}}{2} + m \cdot 3L_{\pi} \quad (4.2.2)$$

このモード変換の水平方向・垂直方向のマルチモード干渉はビーム伝搬法に基づき図4.2.4、図4.2.5のように計算できる。図4.2.4は水平方向のマルチモード干渉とその透過光、図4.2.5は垂直方向のマルチモード干渉とその透過光をそれぞれ計算した結果となっている。0次モードの入射光を縦方向にスプリッ

トさせるように L_{D2} を $L_{D2-split}$ 近傍の長さに設定することで水平方向に二つのピーク、垂直方向に二つのピークの計四つのピークを持つことが予想できる。次に、コア層の厚さ $D1$ 、 $D2$ を決めるためにコア層の厚さ $D1$ 、 $D2$ と水平方向のMMI幅 W_{MMI} の関係を明らかにするためにコア層の厚さに対する実効屈折率の変化を計算し、図4. 2. 6に示す。図4. 2. 6のように、コア層の厚さが4000 nm以上の時は実効屈折率 n_r がほぼ一定値をとることがわかる。実効屈折率がコア層の厚さに依存しなくなるための最低限の条件である厚さ4000 nmに二段目の厚さ $D2$ を設定した。また、一段目の厚さ $D1$ でのMMI導波路の水平方向の実効幅 W_{MMI-D1} と、二段目の厚さ $D2$ での実効幅 W_{MMI-D2} との差 ΔW_e を $D1$ の関数として計算し、図4. 2. 7に示す。 $D1$ の厚さを大きくすることで実効幅の差を小さく抑えることができる。ここで、C-バンド帯域幅を基準にとり、 $D1$ を1000 nm以上にするによりコア層一段目と二段目の実効幅の差をC-バンドの帯域幅の十分の一以下に抑えることができ、これをコア層一段目の基準とした。

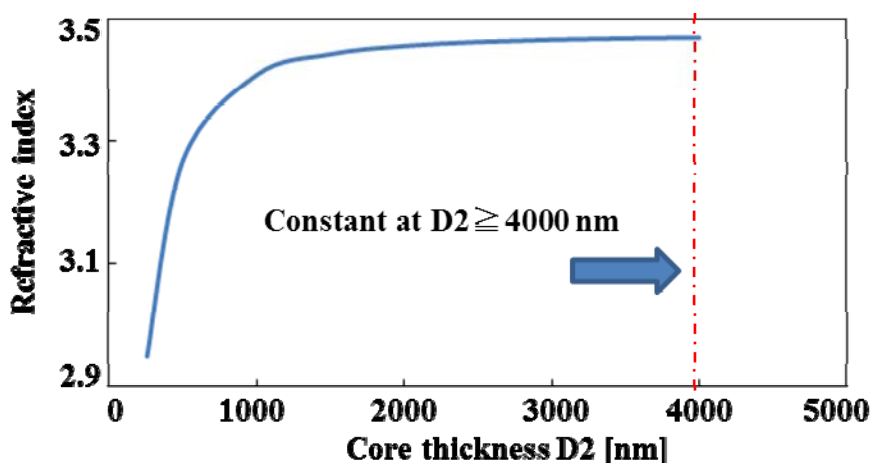


図4. 2. 6. コア層の厚さと実効屈折率の関係図。二段目のコア層の厚さ $D2$ が4000 nm以上で実効屈折率が一定となる。

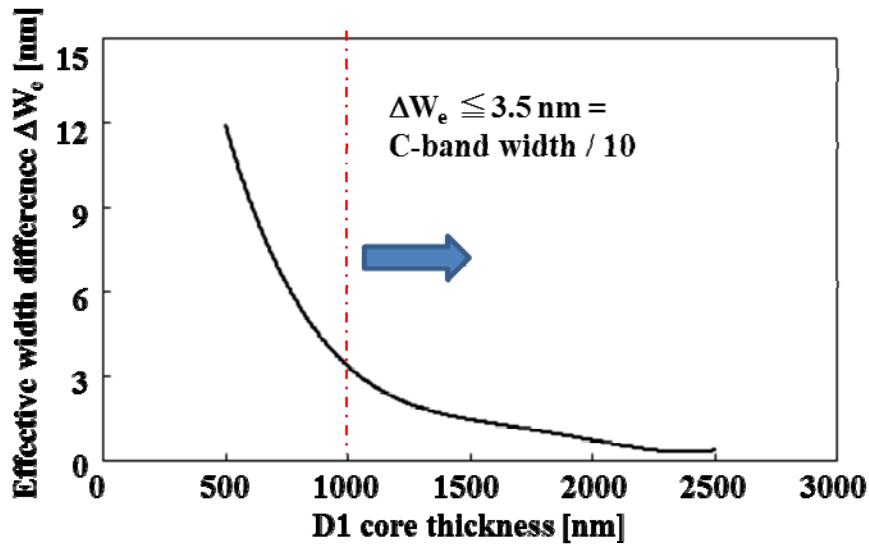


図4. 2. 7. 実効幅の差 ΔW_e とD1の関係図。D1を1000 nm以上にするによりコア層一段目と二段目の実効幅の差を3.5 nm以下に抑えることができる。

4. 3. コア層段差構造を有するMMI型モード変換器による

モード変換

前節で検討した構造を用いて、三次元ビーム伝搬法により0次モード入射時の透過光を計算し、その結果を図4. 3. 1に示す。図4. 3. 1の透過光の光フィールドは、四つのピークを持つがLP21とは異なる位相関係を持っていることがわかる。この変換により得られたモードはLP21モードではないが、LP21モードと似た光フィールドを持つため、擬似LP21モードとここでは定義した[8]。位相関係がLP21モードと異なる理由として、図4. 2. 6に示したように、 L_{D2} を $L_{D2\text{-split}}$ に設定することで垂直方向に二つのピークを持つことができるが、このピーク間の位相差はLP21のように π ではなく $\pi/2$ であることに起因する。LP21モードと完全に一致させるには垂直方向のピークでの位相差を π にする必要があり、一つの段差ではこの実現は困難である。しかしながら、複数段差ではデ

バイスの製作の難易度が飛躍的に上がるため、初期検討としては段差を一つに抑えることを重視し、本節では L_{D2} の長さを調整することによる位相関係の調整を検討する。

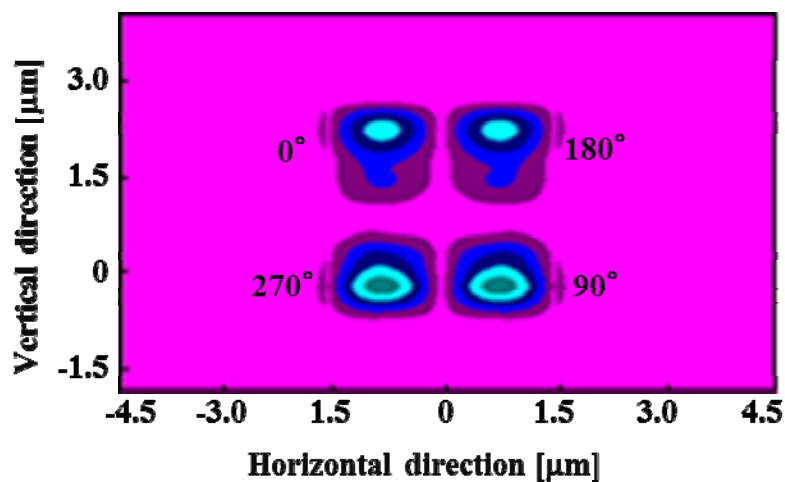
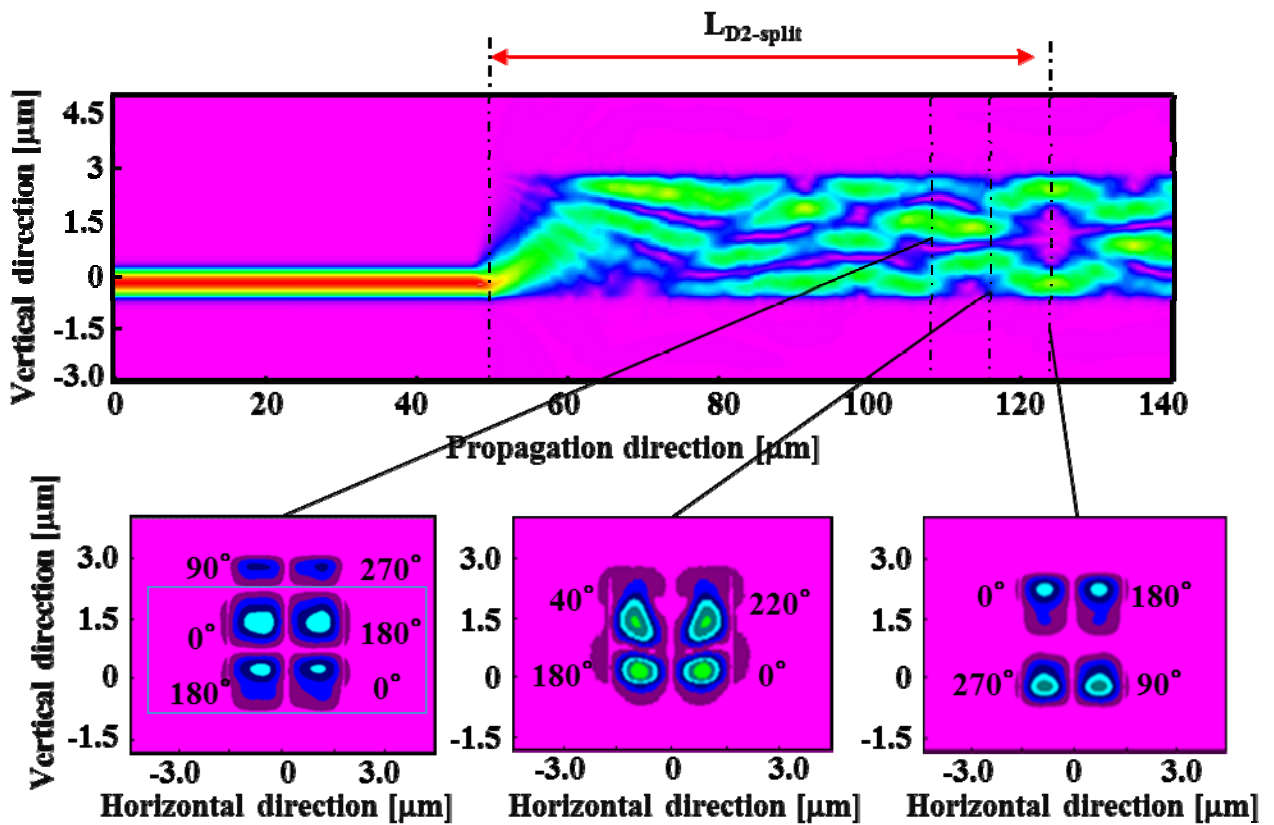


図4. 3. 1. コア層段差構造を有するMMI型モード変換器の透過光。四つのピークを持ち、それぞれのピークの近くに位相を表示した。

図4. 3. 2に垂直方向のMMI干渉の計算結果と、 $L_{D2} = L_{D2-split}$ 付近での光フィールドの断面図をそれぞれ図4. 3. 2 (a) – 図4. 3. 2(c)に示す。図4. 3. 2(c)では、 $L_{D2} = L_{D2-split}$ となっており、位相関係はLP21モードと異なる。図4. 3. 2(a)、図4. 3. 2 (b)のように L_{D2} の位置を $L_{D2-split}$ からずらすことにより、LP21の位相関係に近づけることができる。



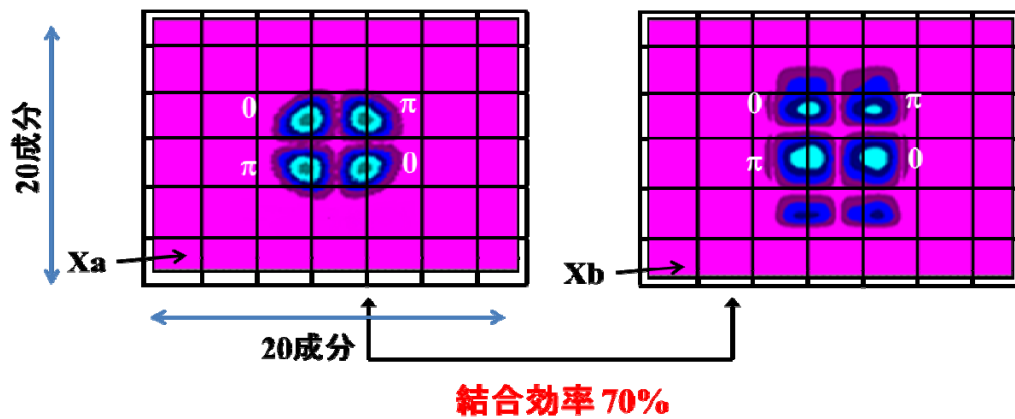
(a) $LD_2 = LD_{2\text{-split}} - 20 \mu\text{m}$ (b) $LD_2 = LD_{2\text{-split}} - 10 \mu\text{m}$ (c) $LD_2 = LD_{2\text{-split}}$

図4.3.2. $LD_2 = LD_{2\text{-split}}$ 付近での光フィールド。(a) $LD_2 = LD_{2\text{-split}} - 20 \mu\text{m}$ 、(b) $LD_2 = LD_{2\text{-split}} - 10 \mu\text{m}$ 、(c) $LD_2 = LD_{2\text{-split}}$ 。それぞれの光フィールドの各ピークに隣接して位相を示した。

図4.3.2(a)の擬似LP21モードのピークのうち青線で囲んだ四つの関しては、ピーク的位置関係と位相関係がLP21モードに近いことがわかった。LP21モードをどれほど再現しているかを検討するためにこの擬似LP21モードとLP21モードとの結合効率を計算した。式(4.3.1)の式に基づいて結合効率を求めた[9, 10]。

$$\Gamma = \frac{\left| \iint X_a \cdot X_b dS \right|^2}{\left(\iint |X_a|^2 dS \right) \cdot \left(\iint |X_b|^2 dS \right)} \quad (4.3.1)$$

$$\Gamma = \frac{[\sum (X_a \times X_b)]^2}{[\sum (X_a)^2] \times [\sum (X_b)^2]} \quad (4.3.2)$$



(a) LP21モードの光フィールド (b) 擬似LP21モードの光フィールド

図4.3.4. LP21モードと擬似LP21モードの光フィールドの比較。(a) LP21モードの光フィールド、(b) 擬似LP21モードの光フィールド。それぞれの光フィールド強度を要素ごとに分割し式(4.3.2)で計算した結果、70%の結合効率を得た。

ここで $X_a(x, y)$ 、 $X_b(x, y)$ はそれぞれ固有LP21モードと擬似LP21モードの光強度を表しており、座標 (x, y) の関数である。また、積分を行う全領域を S と定義した。式(4.3.1)を式(4.3.2)のように離散的な式に近似するために、図4.3.4のように光フィールドの強度を離散的に分割し、固有LP21モードの要素を X_a 、擬似LP21モードの要素を X_b とした。横方向と垂直方向にそれぞれ二十分割し、結合効率を計算したところ、70%以上である結果を得た。擬似LP21モードは図4.3.4(b)のように光フィールドの最下部にLP21モードにはない二つのピーク

を持っており、この影響が結合効率をおよそ70%にとどまらせている。

4.4. コア層段差構造を有するMMI型モード変換器の波長依存性

三章までに検討したMMI型モード変換器同様にMMI型擬似LP21モード変換器についても波長依存性を抑えることが重要である。二章での設計理論に基づいて各導波路パラメータを決めた (表4.4.1)。三次元ビーム伝搬法を用いて過剰損失と波長の関係を計算した結果を図4.4.1に示す。このうち、D1、D2は4.2の検討を基にそれぞれ1 μm 、4 μm に設定し、 W_{splitter} 、 W_{coupler} 、 W_a は第二章の設計理論から導かれる過剰損失1.0 dB以下を与える導波路パラメータ値の範囲内に設定した。図4.4.1の図より、C-バンド内で過剰損失1.0 dB以下に抑えられていることがわかる。これより擬似LP21モード変換器についても第二章の設計理論を適用することが可能であることがわかった。

表4.4.1. MMI型擬似LP21モード変換器の構造パラメータ。D1、D2は4.2節の検討を基に設定し W_{splitter} 、 W_{coupler} 、 W_a は第二章の設計理論を基にした。

D1	D2	W_{splitter}	W_{coupler}	W_a	LPhase-shifter
1 μm	4 μm	12 μm	8 μm	2 μm	1000 μm

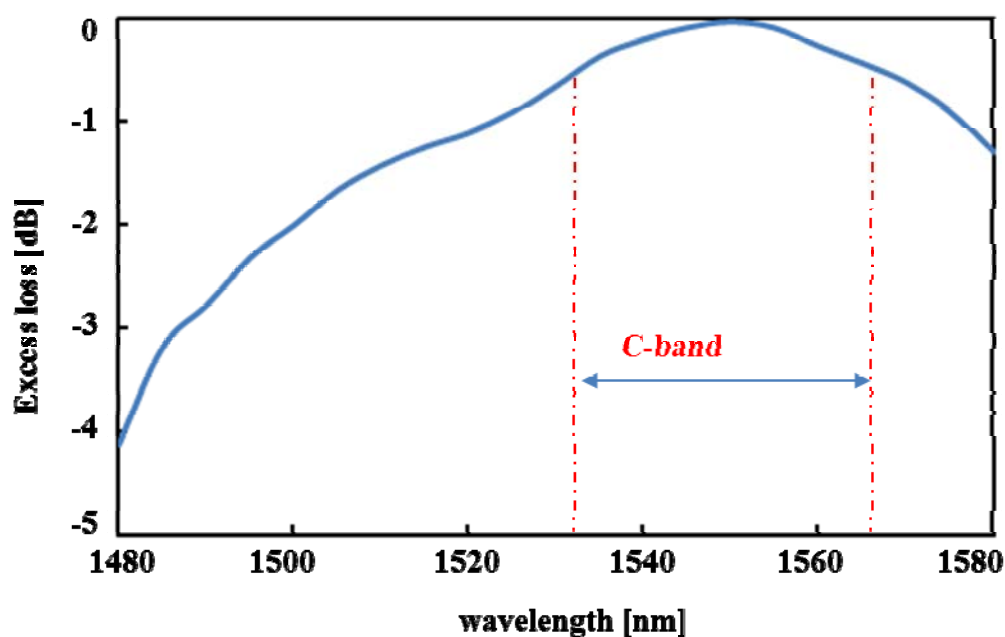


図4. 4. 1. 擬似LP21モード変換器の過剰損失と波長の関係図。C-バンド内で過剰損失1.0 dB以下の計算結果を得た。

4.5. まとめ

本章ではMMI型モード変換器のコア層に段差を設けることにより、0次モードからLP21モードに似た擬似LP21モードへの変換が可能であることをビーム伝搬法に基づいたシミュレーションにより示した。このMMI型擬似LP21モード変換器についても第二章で求めた設計理論が適用でき、C-バンド内で過剰損失1.0 dB以下に抑える構造が可能であることを計算により示した。擬似LP21モードとLP21モードの結合効率を上げるために、将来的にはコア層多段構造を検討している。MMI型擬似LP21モード変換器の試作・評価も今後行う予定である。

参考文献

- [1] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, R. J. Essiambre, P. Winzer, D. W. Peckham, A. McCurdy, R. Lingle, "Space-division multiplexing over 10 km of three-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing," Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, PDPB10 (2011)
- [2] T. Uematsu, Y. Ishizaki, Y. Kawaguchi, K. Saitoh and M. Koshiha, "Design of a Compact Two-Mode Multi / Demultiplexer Consisting of Multimode Interference Waveguides and a Wavelength-Insensitive Phase Shifter for Mode-Division Multiplexing Transmission," Journal of Lightwave Technology, vol. 30, no. 15, pp2421 (2012).
- [3] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, S. Tomita and M. Koshiha, "Two-mode PLC-based mode multi / demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission," Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, OW1D.4 (2012)
- [4] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiha, and F. Yamamoto, "Mode multi / demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission," Optics Express, vol. 22, no. 24, pp. 29321-29330 (2014)
- [5] A. Yehia, K. Madkour, H. Maaty, and D. Khalil, "Multiple-Imaging in 2-D MMI Silicon Hollow Waveguides," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, no. 9 (2004)
- [6] L. B. Soldano, E. C. M. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications," Journal of Lightwave Technology, vol.

13, no.4, pp. 615-627 (1995)

[7] A. Yehia, K. Madkour, H. Maaty, and D. Khalil, "Multiple-Imaging in 2-D MMI Silicon Hollow Waveguides," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 9, pp. 2072-2074 (2004)

[8] Y. Chaen, Z. Zhao, Y. Satou, and K. Hamamoto, "Quasi-LP21 mode converter by using simple step-core structure," *Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching*, TuPL-1 (2013)

[9] <http://www.cybernet.co.jp/optical/course/word/k22.html>

[10] R. E. Wagner, and W. J. Tomlinson, "Coupling efficiency of optics in single-mode fiber components," *Applied Optics*, vol. 21, no. 15, pp 2671-2688 (1982)

第五章 総括

5.1. まとめ

現行のシングルコアシングルモードファイバーを用いた光通信伝送方式は、伝送容量限界が 100 Tbit/s であることが示唆され、将来通信容量の限界に達することが懸念されており[1-3]、その解決として単一平面で高集積化可能かつ製作トレランスに優れる MMI(Multi Mode Interference)型光導波路を用いたモード多重伝送用デバイスについて検討した[4]。本研究では、モード多重伝送用デバイスの中で重要なキーデバイスであるモード変換器について検討し、MMI 型モード変換器の実現を目指した。MMI 型モード変換器の課題として、低波長偏波依存性の実現がある。光干渉現象である MMI 現象には波長依存性が存在するため、過剰損失の波長依存性を抑制する設計理論の検討が重要である。また、平面導波路である MMI 型導波路は、垂直方向にピークを持つモードの制御が課題である。これらの課題に対し、本研究では、MMI 構造と波長依存性及び過剰損失の関係を理論的に分析することにより低波長偏波依存性を持つ MMI 型モード変換器の設計理論を導出した。また、MMI 型モード変換器のコア層に段差を設けることにより、垂直方向にピークを持つモードへの拡張が可能であることを理論計算により求めた。具体的には、下記のとおりである。

(1) MMI 導波路での光干渉による結像位置の波長依存性を分析し、ビート長の波長微分が MMI 導波路幅に依存することを見出した。MMI 幅が広いほど波長依存性が強くなることを発見し、MMI 幅の上限を決めた。次に、アクセス導波路を広くすること MMI 型モード変換器の過剰損失を抑制できることを見出

した。過剰損失の原因である漏れ光は MMI 幅とアクセス導波路幅の比の関数であることを発見し、この関係を分析しアクセス導波路幅の最適範囲を求めた。最後に、TE 偏波と TM 偏波での MMI 型モード変換器の透過光の中心波長の差と MMI 幅の関係を分析することにより、狭い MMI 幅では偏波依存性が強くなることを明らかにし、MMI 幅の下限を決めた。これらの検討により MMI 幅の最適範囲及びアクセス導波路幅の最適範囲を導出し、C-バンド内で過剰損失 1.0 dB 以下でのモード変換が可能であることを理論的に明らかにした。この設計理論を基にして MMI 型モード変換器を試作し、C-バンド内で 3.0 dB 以下の過剰損失で 0 次モードから 1 次モードへの変換を実証した[5]。

(2) 垂直方向にピークを持つモードへの拡張のため、MMI 型モード変換器のコア層に段差を設けた。コア層の段差により、垂直方向にもマルチモード干渉が発生し、これを利用して 0 次モードから、垂直方向にもピークを持つ LP21 モードへの変換を検討した。その結果段差部分を最適化することにより LP21 モードと類似した光フィールドを得られることを計算により確かめ、このモードを擬似 LP21 モードと定義し、擬似 LP21 モードを変換する変換器を MMI 型擬似 LP21 モード変換器とした。この擬似 LP21 モードは LP21 モードとピークの位置及び位相関係が類似しており、理論計算により LP21 モードとの結合効率が 70%以上である結果を得た。さらに、擬似 LP21 モード変換器についても設計理論が適用可能であり、設計理論により導出された MMI 構造の最適範囲内で、C-バンド内過剰損失 1.0 dB 以内で 0 次モードから擬似 LP21 モードへの変換が可能であることを計算により確かめた[6]。

5.2. 今後の展望

設計理論により低波長偏波依存性を持つ MMI 型モード変換器を得ることができ、また MMI 型モード変換器のコア層に段差を設けることで垂直方向のモード拡張の可能性も開くことができた。今後の展望として、以下の3点を検討する。

(1) モード選択可能 MMI 型モード変換器に関する検討を行う。MMI 型モード変換器の位相シフト領域として電流注入方式を導入することによるモード選択可能 MMI 型モード変換器を検討している。現在試作の MMI 型モード変換器では、位相シフト領域では曲線導波路を用いた光路差により位相シフトを行っている。この構造では位相シフト量は固定されており、0 次モードを入射すると理論的には必ず 1 次モードに変換される。これに対して、電流注入方式による位相シフトは、電流注入のオン、オフで位相シフトを行うかどうかを選択できる。例として、0 次モードから 1 次モードへの変換器であれば、電流注入がオンのときは位相シフト領域で逆位相となり 1 次モードに変換され、オフのときは同位相となり 0 次モードのまま出力される。これは擬似的なモード可変光源とみることができ、モード多重伝方式で非常に重要な技術である。MMI 幅に対して電極の幅が大きいという課題などがあり、曲線導波路を用いて電極が収まるように位相シフト領域の幅を広くする検討などが必要である。

(2) 擬似 LP21 モードと LP21 モードの結合効率の改善を行う。結合効率が 70% である理由として、コア層の段差が一段では LP21 モードの各ピークの位置やその位相関係を完全に再現することが困難であることが主な原因である。これを改善するためにコア層を多段にする構造を検討している。この構造では、完

全に LP21 モードを再現できるが、複数回フォトリソグラフィ作業とエッチング作業が必要になることに加え、製作トレランスが厳しく現時点では製作が困難である。試作には、エッチングの深さを 10 nm オーダーで制御することが必要であり、エッチング条件の改善を検討する必要がある。

(3) MMI 型モード合分波器の試作、評価を行う。MMI 型モード多重伝送用デバイスを用いた伝送実験を行うことを検討しているが、これにはモードの合波や分波が可能なモード合分波器が必要であり、MMI 導波路を用いた MMI 型モード合分波器を検討している[7]。MMI 型モード合分波器も低波長偏波依存性が求められるが、MMI 型モード変換器同様に設計理論による構造の最適化が可能であると予想している。将来的に、低波長偏波依存性を持つ MMI 型モード合分波器を設計、MMI 型モード変換器、マルチモードファイバと合わせてマルチモード伝送実験を行い、これにより MMI 型モード多重伝送用デバイスの実用性を実証することを目指す。

参考文献

- [1] R. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, No. 4 (2010)
- [2] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Mobile Computing and Communications Review*, vol. 5, no. 1, pp. 3–55 (2001)
- [3] T. Morioka, “New Generation Optical Infrastructure Technologies: “EXAT Initiative” Towards 2020 and Beyond”, *Technical Digest of OptoElectronics and*

Communication Conference, FT4 (2009)

[4] L. B. Soldano, E. C. M. Pennings, "Optical Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no.4, pp. 615-627 (1995)

[5] Y. Chaen, R. Tanaka, and K. Hamamoto, "Optical mode converter using multi-mode interference structure," *Technical Digest of Micro Optics Conference*, H8 (2013)

[6] Y. Chaen, Z. Zhao, Y. Satou, and K. Hamamoto, "Quasi-LP21 mode converter by using simple step-core structure," *Technical Digest of OptoElectronics and Communication Conference / Photonics in Switching*, TuPL-1 (2013)

[7] Y. Chaen, Z. Zhao, H. Jiang, and K. Hamamoto, "Full C-band special multi-mode combiner based on multi-mode interference," *Technical Digest of Micro Optics Conference*, H13 (2011)

付録

表 A. 1. 略称リスト。

MMI	Multi-Mode Interference
LP modes	Linear Polarized modes
SNR	Signal to Noise Ratio
MIMO	Multi-Input Multi-Output
PLC	Planar Lightwave Circuit
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
ICP	Inductive Coupled Plasma
RIE	Reactive Ion Etching
NFP	Near Field Pattern
SLED	Super Luminescent Light Emitting Diode

表 A. 2. シンボルリスト。

λ	波長
W_{MMI}	MMI 導波路幅
W_e	MMI 導波路の実効幅
W_{splitter}	MMI 型モード変換器のスプリッタ部の幅
W_{coupler}	MMI 型モード変換器のスプリッタ部の幅
W_a	アクセス導波路幅
W_{a1}	MMI 型モード変換器の入力アクセス導波路幅
W_{a2}	MMI 型モード変換器の出力アクセス導波路幅
L_{π}	ビート長の長さ
L_{splitter}	MMI 型モード変換器のスプリッタ部の長さ
L_{coupler}	MMI 型モード変換器のカップラ部の長さ
$L_{\text{phase_shifter}}$	MMI 型モード変換器の位相シフト領域の長さ
n_{Si}	Si の屈折率
n_{SiO_2}	SiO ₂ の屈折率
n_r	導波路の実効屈折率
n_c	クラッドの実効屈折率
D1	コア層段差部の一段目の厚さ
D2	コア層段差部の二段目の厚さ
L_{D2}	コア層段差部の二段目以降の導波路長

謝辞

本論文は、著者が九州大学大学院総合理工学府量子プロセス理工学専攻における MMI (Multi-Mode Interference) 型光導波路を利用したモード多重伝送用光デバイスに関する研究をまとめたものである。

本研究を進めるにあたり、浜本貴一教授から常に親身の御指導、御教授を賜りまして心より感謝を申し上げます。またご多忙の中、本論文の副査を引き受けて頂きました中島寛教授、加藤和利教授に深く感謝申し上げます。また、貴重なご意見をいただきました、内野喜一郎教授、堤井君元准教授、山形幸彦准教授、富田健太郎助教、姜海松助教に感謝いたします。

本研究において、研究プロジェクトとして資金面にて御協力頂きました独立行政法人情報通信研究機構 (NICT) 関係各位に厚く御礼申し上げます。

本研究において、同じ研究を進行してきた高次モードグループの田邊和大さん、坂田亮介さん、昨年まで高次モードグループで研究を行って頂いた田中涼太さん、2012 年まで共に研究を行って頂いた趙釗さん、佐藤雄太さんに心より感謝申し上げます。数々の理論検討や実験に御助力頂き、結果を出すことができたことを深く感謝申し上げます。また、浜本研究室のメンバーとして、研究に留まらず様々な面で助けていただいた外菌裕仁さん、モハマド・ナシル・ウディンさん、田中僚さん、田中龍之さん、また内野研究室・浜本研究室の多くの卒業生、在校生の皆様に深く感謝申し上げます。

最後に、五年間の大学院の勉強及び研究に、常に支えてくれた両親にここから感謝をします。