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

概要1
第一章 序論
1.1. 研究背景と目的
1.2. 空間多重伝送
1.3. モード多重伝送
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
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
2.5. 低偏波依存 MMI 型モード変換器の設計指針
2.6. まとめ
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
3.2. 素子の試作と基本特性
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

3.3.2. SLED (Super Luminescent Light Emitting Diode) による測定
3.4. まとめ
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
4.1. 概要
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
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
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
4.5. まとめ
参考文献
第五章 総括
5.1. まとめ
5.2. 今後の展望
参考文献
付録
謝辞

# 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 高集積化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ューズ現象[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ー本分の 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、ファイバフュ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。

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

表1.4.1. 各研究機関で発表されたモード変換器の比較。

#### **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 Towards2030 And Beyond," Technical Digest of European Conference on OpticalCommunications, 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 DevicesBased on Self-Imaging: Principles and Applications", Journal of LightwaveTechnology, 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 x 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, "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)

[24] R. Ryf, S. Sandel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaeelpour, 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  $6 \times 6$ 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 $L_{\pi}$ 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]。

$$L_{\pi} = \frac{4n_r W_e^2}{3\lambda}$$
 (2. 2. 1)

ここで、λは入射光の波長、nrは導波路の実効屈折率、We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。





(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により(d)の状態作ることが 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 1×2MMI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。三つめの領域は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. 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<sub>MMI\_splitter</sub>とMMIカップラの長さL<sub>MMI\_coupler</sub>もそれぞれ 式(2. 3. 1)と式(2. 3. 2)で表すことができる。

$$L_{MMI \quad splitter} = 3L_{\pi}(\lambda)/8 \tag{2.3.1}$$

$$L_{MMI\_coupler} = 3L_{\pi}(\lambda)/4$$
 (2.3.2)

また、L<sub>n</sub>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;

$$L_{\pi}(\lambda) = \frac{4n_r(\lambda)W_e(\lambda)^2}{3\lambda}$$
(2.3.3)

式(2.3.3)のようにL<sub>n</sub>は次の三つの成分の積である;

- 1) 実効導波路幅W<sub>e</sub>(λ)
- 2) 実効屈折率nr(λ)
- 3) 波長の逆数1/λ

#### 1) 実効導波路幅 $W_e(\lambda)$

まず1)の実効導波路幅We(λ)は、以下のように計算できる[16];

$$W_{e}(\lambda) = W_{MMI} + \left(\frac{\lambda}{\pi}\right) \left(\frac{n_{c}}{n_{r}}\right)^{2\sigma} \left(n_{r}^{2} - n_{c}^{2}\right)^{-(1/2)}$$
(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。We(λ)の挙動は図2.3.2(a)に示す。この図では、MMI幅WmMI 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nsi(λ)とnsio2(λ)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。

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

$$n_{SiO_2}(\lambda) \cong 1.47 - 2.0 \times 10^{-5} \lambda$$
 (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nr(λ)とnc(λ)の結果は式(2.3.7)と式 (2.3.8)に表わすことができる。nr(λ)の挙動は図2.3.2(b)に示す。

$$n_r(\lambda) \cong 3.76 - 5.0 \times 10^{-4} \lambda$$
 (2.3.7)

$$n_c(\lambda) = n_{Air}(\lambda) \cong 1.0 \tag{2.3.8}$$



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/λ

最後に波長の逆数1/λ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。



図.2.3.2.L<sub>π</sub>(λ)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<sub>π</sub>(λ)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<sub>π</sub>(λ)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<sub>MMI</sub>、アクセス導波路幅W<sub>a</sub>、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ほど強い波長依存 性を示しており、ビート長 L<sub>π</sub>( $\lambda$ )の波長微分dL<sub>π</sub>( $\lambda$ )/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<sub>MMI</sub>)とビート長の波長微分 dL<sub>π</sub>( $\lambda$ )/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<sub>MMI</sub>が広くな れば、dL<sub>π</sub>( $\lambda$ )/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<sub>MMI</sub>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<sub>MMI</sub>は式(2.4.1)により近似的に計算できる。



$$W_{MMI_{dL\pi/d\lambda=0}} = \frac{\lambda}{\pi \sqrt{n_r^2 - n_c^2}}$$
(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nrの波長部分とクラッド部の実効屈折率nc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(dnr/dλ <<1、dnc/dλ<<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<sup>-4</sup>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WMMIをWMMI\_dLπ/dl=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WMMI\_dLπ/dl=0を計算した結果、C-バンド内でおよそ200 nmとなった。しかしながら、200 nmのWMMI 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WMMI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WMMI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WMMIが挙げられる。dL<sub>π</sub>( $\lambda$ )/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;

# $0.9 \times (1565 - 1550) \approx 10 \,\mu m$ (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、 $dL_{\pi}(\lambda)/d\lambda < 0.9$  µm/nmの条件 を満たす $W_{MMI}$ の範囲は以下のようになる;

#### $W_{MMI} \le 20 \ \mu m$ (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Wa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、WMMIに対してWa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、WMMIに加えてWa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、WMMIが20 μm、Waが2 μm 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、WMMI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 dB (1565 nm) と -1.7 dB (1530 nm) であり、またMMIカップラ に対してはそれぞれ -1.8 dB (1565 nm) と -2.8dB (1530 nm) であった。しかし、 ここでWaを3 μm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 dB (1565 nm) と -0.6 dB (1530nm) 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 dB (1565 nm) と -0.9 dB (1530 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Wa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Waによる効果はC-バンド全域に及び、WMMに対して幅広いWa 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 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 µm以下とする基準をもってWMMIを決め、その 後Wa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Wa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 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。WMMIを20 μmに固定した。 幅広いWa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。WMMIを20μmに固定した。 MMIカップラに対しても同様に幅広いWa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。WMMIを20 μm に固定した。幅広いWa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。

$$P_{Entire} = P_{Access} + P_{Leak} \tag{2.4.4}$$

ただし、PEntire、PLeak、PAccess、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 PLeak / PEntireは式 (2.4.5)で示すことができる。

$$\frac{P_{Leak}}{P_{Entire}} = 1 - \frac{P_{Access}}{P_{Entire}}$$
(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WMMI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≦x≦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、nrは導波路の実効屈折率、mはモード の次数で整数であり、Amはm次のモード光の係数、 $\lambda$ は波長を示している。係 数Amは式(2.4.7)で計算することができる[16]。

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

$$\times \exp\left[j\frac{(m+1)^2\pi\lambda}{4n_r W_{MMI}^2} z\right]$$
(2.4.6)

$$A_{m} = \frac{2}{W_{MMI}} \int_{-W_{MMI}/2}^{W_{MMI}/2} \phi(x) \cos\left[\frac{(m+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{m\pi}{2}\right] dx \qquad (2. 4. 7)$$

Amは一般的に入力導波路幅Wa-inとWMMIの関数であるが、入射光φ(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、AmはWa-inの関数と WMMI / Wa-inの関数の積で表すことができる。入射光φ(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。

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

これにより式(2.4.7)よりAmは式(2.4.9)のようにWinに依存する部分Ck(Win)と WMMI / Winに依存する部分A<sup>k</sup>m(WMMI / Wa-in)の積で表すことができる。ただし、 Ck(Win)とA<sup>k</sup>m(WMMI)は、それぞれ式(2.4.10)と式(2.4.11)で表された関数である。

$$A_{m}(W_{a-in}, W_{MMI}) = C_{k}(W_{a-in}) \times A^{k}_{m}\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)$$
(2.4.9)  
$$C_{k}(W_{a-in}) = \left(\frac{2}{W_{a-in}}\right)^{1/2}$$
(2.4.10)

$$\begin{split} & \text{i)} \quad m+1 \neq \left(k+1\right) \cdot \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right); \\ & A^{k}{}_{m} = 2\cos\left(\frac{m+k}{2}\pi\right) \times \\ & \left[\frac{\sin\left\{\frac{m+1}{2}\pi + \frac{k+1}{2}\pi\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)\right\}}{(m+1) + (k+1)\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)} - \frac{\sin\left(\frac{m+1}{2}\pi - \frac{k+1}{2}\pi\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)\right)}{(m+1) - (k+1)\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)}\right] \\ & \text{ii)} \quad m+1 = (k+1) \cdot \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right); \\ & A^{k}{}_{m} = 2\cos\left(\frac{m+k}{2}\pi\right) \left[\frac{\sin\left\{(k+1)\pi\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)\right\}}{(m+1) + (k+1)\left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right)} + \frac{1}{2}\right]$$
(2.4.11)

MMI導波路の中心に位置する幅Winの入射ポートからk次の入射光ф(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≦x≦W/2)の範囲 での光フィールドの強度Pw(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Pwは伝搬方向の距離z, MMI幅Wмм, 入力導波路幅Wa-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<sub>MMI</sub>、入力導波路幅をWa-in、領域(-W/2≦x≦W/2)内での 光強度をPwとした。

$$P_{W}(z) = \int_{-W/2}^{W/2} |\Psi(x,z)|^{2} dx$$
  
=  $C_{k}^{2} \int_{-W/2}^{W/2} \left( \sum_{m=0}^{M} A^{k}_{m} \cos \left[ \frac{(m+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{m\pi}{2} \right] \exp \left[ j \frac{(m+1)^{2} \pi \lambda}{4n_{e} W_{MMI}^{2}} \right] \right)$  (2.4.12)  
 $\times \left( \sum_{n=0}^{N} A^{k}_{m} \cos \left[ \frac{(n+1)\pi}{W_{MMI}} x - \frac{n\pi}{2} \right] \exp \left[ - j \frac{(n+1)^{2} \pi \lambda}{4n_{e} W_{MMI}^{2}} z \right] \right) dx$
$$P_{W}(z, W_{MMI}, W_{a-in}, W) = C_{k}^{2}(W_{a-in}) \cdot W_{MMI} \sum_{m}^{M} \sum_{n}^{N} A^{k}_{m} \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right) A^{k}_{n} \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right) H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W}\right) \times \exp\left[j\frac{\pi\lambda}{4n_{r}W_{MMI}^{2}}\left\{(m+1)^{2} - (n+1)^{2}\right\}z\right]$$
(2.4.13)

ただし、ここでH<sup>mn</sup>は、以下の式(2.4.14)を満たすM×M行列の成分である。各 成分はW<sub>MMI</sub>/Wの関数であり、H<sup>mn</sup>=H<sup>mn</sup>(W<sub>MMI</sub>/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<sub>π</sub>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)  $m \neq n;$ 

$$H^{mn}\left(\frac{W_{MMI}}{W}\right) = \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right)\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$\times \left[\sin\left\{\frac{m+n+2}{2}\pi\left(\frac{W}{W_{MMI}}\right)\right\}/(m+n+2) + \sin\left\{\frac{m-n}{2}\pi\left(\frac{W}{W_{MMI}}\right)\right\}\right]$$

$$+ \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$\times \left[\sin\left\{\frac{m+n+2}{2}\pi\left(\frac{W}{W_{MMI}}\right)\right\}/(m+n+2)\right] - \sin\left\{\frac{m-n}{2}\pi\left(\frac{W}{W_{MMI}}\right)\right\}$$

ii) m=n

$$H^{mm}\left(\frac{W_{MMI}}{W}\right) = \sin\left[(m+1)\pi\left(\frac{W}{W_{MMI}}\right)\right] / [2(m+1)\pi]$$
  
+  $\frac{1}{2}\left(\cos^{2}\frac{m\pi}{2} - \sin^{2}\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \frac{W}{W_{MMI}}$  (2. 4. 14)

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

$$P_{W}(s, W_{MMI}, W_{a-in}, W) = C_{k}^{2}(W_{a-in}) \cdot W_{MMI} \sum_{m}^{M} \sum_{n}^{N} A^{k}_{m} \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right) A^{k}_{n} \left(\frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}\right) H^{mn} \left(\frac{W_{MMI}}{W}\right) \times \exp\left[j\frac{\pi}{3}\left\{(m+1)^{2}-(n+1)^{2}\right\} \cdot s\right]$$

$$(2.4.16)$$

式(2.4.16)でW=W<sub>MMI</sub>と設定することにより $P_w=P_{Entire}$ となり、W=W<sub>a-out</sub>に設定 することにより $P_w=P_{Access}$ を得る。ただし、W<sub>a-out</sub>は出力導波路幅である。 W=W<sub>MMI</sub>のとき、 $A^k_m$ 、 $H^{mn}$ はそれぞれ定数となり、それぞれ $B^k_m$ 、 $J^{mn}$ 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。

$$\frac{P_{Leak}}{P_{Entire}} (s, W_{MMI}, W_{a-in}, W_{a-out}) = 
\frac{\sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} A^{k} \left( \frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) A^{k} \left( \frac{W_{MMI}}{W_{a-in}} \right) H^{mn} \left( \frac{W_{MMI}}{W_{a-out}} \right) \exp \left[ j \frac{\pi}{3} \left\{ (m+1)^{2} - (n+1)^{2} \right\} \cdot s \right]}{\sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} B^{k} B^{k} B^{k} A^{mn} \exp \left[ j \frac{\pi}{3} \left\{ (m+1)^{2} - (n+1)^{2} \right\} \cdot s \right]} = \frac{P_{Leak}}{P_{Entire}} \left( s, \frac{W_{MMI}}{W_{a-in}}, \frac{W_{MMI}}{W_{a-out}} \right)$$
(2.4.17)

式(2.4.17)は、z方向がビート長L<sub>π</sub>のs倍の位置で発生する漏れ光の強度の割合 P<sub>Leak</sub> / P<sub>Entire</sub>は、アクセス導波路幅(入力導波路幅W<sub>a-in</sub>と出力導波路幅W<sub>a-out</sub>)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 WMMIとWaの比を一定にしてWa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Waで同じ曲線となる。これまでの検討を基に、WMMI/Wa 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WMMI/Waに対して減少関数となっ ており、WMMIに対して幅広いWa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;

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

WMMI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Wa 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<sub>MMI</sub>/W<sub>a</sub>の関係図。C-バンドの帯域は35 nm であるため、W<sub>MMI</sub>/W<sub>a</sub>≦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λcenter\_TE、λcenter\_TMを定義す る。このλcenter\_TEとλcenter\_TM差であるΔλTE-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、ΔλTE-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。 ΔλTE-TMを評価するため、以下の1)から3)の手法を用いた;

 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<sub>πTE</sub>を計算した(式(2.5.1))。ただし、このとき、λ<sub>center\_TE</sub> は1550 nmとなる。

次に、1)で計算したビート長L<sub>πTE</sub>を用いてTM偏波での中心波長λ<sub>center\_TM</sub>を計算した(式(2.5.2))。

3) λcenter\_TEから2)で得たλcenter\_TMを差し引いてΔλTE-TMを得る(式(2.5.3))。

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

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

$$\Delta \lambda_{TE-TM} = \lambda_{center\_TE} - \lambda_{center\_TM}$$
$$= \lambda_{center\_TE} - \frac{L_{\pi TE} - B - \sqrt{(L_{\pi TE} - B)^2 - 4AC}}{2A}$$
(2.5.3)

ただし、A、B、Cはそれぞれ以下の式で定義される。

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

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

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

これらの検討により、Δλте-тмとММІ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、WMMIが狭くなるほどΔλте-тмは増加し、またWMMIを無限 大の極限にとったときのみΔλте-тмはゼロとなる。このことは、有限のWMMIで は常に偏波依存性を持つということを示している。WMMI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. Δλτε-τмとWMMIの関係の図。WMMIが狭いほど強い偏波依存性を持ち、 Δλτε-τм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、 $\Delta\lambda$ TE-TM がその基準点以下になるようWMMI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WMMI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 $\Delta\lambda$ TE-TM < 35 nmを満たす必要があるとした。図2.5.1より、 $\Delta\lambda$ TE-TM < 35 nmを満たすためには、WMMI  $\geq$  12 µm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WMMIの最適範囲は以下のように表すことができる;

$$12 \,\mu\text{m} \le W_{\text{MMI}} \le 20 \,\mu\text{m}$$
 (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Waの関係図。

ビーム伝搬法によりアクセス導波路幅WaとΔλTE-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。Wa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 (WMMI/Wa ≦ 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 $W_{MMI}=20 \mu m$ 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、 $W_{splitter}=W_{coupler}=20 \mu m$ 、 $W_{a}=4 \mu m$ 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以下で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、Wsplitter=Wcoupler=20 µm、Wa=4 µm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<sub>MMI</sub>の範囲及びW<sub>a</sub>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

 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. Esmaeelpour,
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
× 6MIMO 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)

41

[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 DevicesBased on Self-Imaging: Principles and Applications", Journal of LightwaveTechnology, 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 x 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 um 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

43

スが実際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 Wsplitter とカップラ部の幅 Wcoupler 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。

$$W_{\text{coupler}} = W_{\text{splitter}} / 2 + W_a \qquad (3. 2. 1)$$

第二章での設計理論より、MMI 幅 W<sub>MMI</sub> は 12 µm - 20 µm 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<sub>splitter</sub> と W<sub>coupler</sub> の幅が異なる構造 であるため、W<sub>splitter</sub> と W<sub>coupler</sub> を 12 µm - 20 µm 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<sub>a</sub> に関してはそれぞれ W<sub>splitter</sub> と W<sub>coupler</sub> に関して W<sub>MMI</sub> / W<sub>a</sub>  $\leq$  6 程度に設定するため、W<sub>a</sub> を 4 µm に設計した。 ウェハについて は、加工が容易である Si / SiO<sub>2</sub> 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(Wsplliter = 12 μm、Wcoupler=10 μm、 W<sub>a</sub> = 4 μm)の試作デバイスの写真を示す。



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 / SiO<sub>2</sub>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<sub>splitter</sub>、W<sub>coupler</sub> がそれぞれ 12 μm - 20 μm 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<sub>a</sub> をそれぞれ 4 μm とした。

	Wsplitter	W <sub>coupler</sub>	L <sub>splitter</sub>	L <sub>coupler</sub>	Lphase shifter	$\mathbf{W}_{a}$
Type1	12 µm	10 µm	141 µm	198 µm	400 µm	4 µm
Type2	18 µm	13 µm	315 µm	331 µm	600 µm	4 µm
Туре3	24 µm	16 µm	557 μm	499 µm	1000 µm	4 µm



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<sub>2</sub> 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。

- 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。
- その後ホットプレートを用いてチップのベーキング (プリベーク)を行う。
   ここで行ったプリベークは 110℃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、
   二回目のプリベークも同様に 110℃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。現像は撹拌機で現像液を 撹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ベークを 150℃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<sub>6</sub> と C<sub>3</sub>F<sub>8</sub>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<sub>6</sub> と C<sub>3</sub>F<sub>8</sub>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。







(b) エッチング時間 250 秒

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、SF6、C3F8 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 WMMI-max、最も狭い MMI 幅を WMMI-min と定義し、それぞれの MMI 幅でのビート長を L<sub> $\pi$ -max</sub>、L<sub> $\pi$ -min</sub> と定義した。また、 W<sub>MMI-max</sub> と W<sub>MMI-min</sub> の差を $\Delta$ W と定義し、式(3.2.1)のように $\Delta$ W とエッチング 深さ H<sub>Etching</sub> の比を $\alpha$ 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。

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{H_{Etching}}{\Delta W} \tag{3. 2. 1}$$

$$\Delta L[\%] = \frac{L_{\pi-\max} - L_{\pi-\min}}{L_{\pi-\max}} \times 100$$
 (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<sub>MMI-max</sub>、最も狭い MMI 幅を W<sub>MMI-min</sub> とした。また、エッチングの深さを H<sub>etching</sub>、W<sub>MMI-max</sub> と W<sub>MMI-min</sub> 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ALを定義し、AL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、 $L_{\pi} = L_{\pi-max}$ 、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AL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 $\alpha$ 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、 $\alpha$ の条件として $\alpha \ge 4$  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、 $\alpha$ が4以上で あり、ビート長のずれ $\Delta$ L 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、 $\alpha$ 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、SF<sub>6</sub>、 C<sub>3</sub>F<sub>8</sub>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次モードヘモー

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

00

(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かめるため、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、Wsplitter = 12  $\mu$ m、Wcoupler = 10  $\mu$ m、Wa = 4  $\mu$ m であり、赤線が実測値、青 線が計算値を表す。



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、Wsplitter = 18 µm、Wcoupler = 13 µm、Wa = 4 µm であり、赤線が実測値、 青線が計算値を表す。



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<sub>splitter</sub> = 24 µm、W<sub>coupler</sub> = 16 µm、W<sub>a</sub> = 4 µm 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Δθと光路差ΔLoptical\_pathの関係は実効屈折率 nr を用いて式(3.3.2.1)で表すことができる;

$$\Delta \theta = \frac{2\pi}{\lambda} n_r \Delta L_{optical\_path}$$
(3. 3. 2. 1)

$$\phi = \frac{1}{4} \arcsin(\frac{L_{phase\_shifter}}{R_{phase\_shifter}})$$
(3. 3. 2. 2)

$$\Delta L_{optical\_path} = R_{phase\_shifter} \phi - L_{phase\_shifter}$$
(3. 3. 2. 3)

ただし、Lphase\_shifter、Rphase\_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。

	$\Delta L_{phase\_shifter}$	$\Delta \mathrm{L}_{\mathrm{phase\_shifter}}$	Phase
	(mask data)	(actual length)	difference
Type1	400 µm	402 µm	$96^{\circ}$
Type2	600 µm	603 µm	$262^{\circ}$
Туре3	1000 μm	1021 μm	$228^{\circ}$

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。

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 Wa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 Waを MMI 幅 WMMI 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 (WMMI=24 µm)についてもアクセス導波路幅 Waを 4 µm 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



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、TE 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 x 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'Ettole, "Mechanisms of etching and polymerization in radiofrequency discharges of CF4-H2, CF4-C2F4, C3F8-H2," 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)

65

# 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

66

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。



(a) LP01モード



(c) LP11vモード



(b) LP11hモード



(d) LP21モード

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<sub>π</sub>、MMIスプリッタ幅W<sub>splitter</sub>、MMIカップラ幅W<sub>coupler</sub>、アクセ ス導波路幅W<sub>a</sub>1、W<sub>a</sub>2、位相シフト領域の長さL<sub>phase\_shifter</sub>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Lp2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<sub>nv</sub>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。

$$L_{\pi\nu} = \frac{3}{4\lambda} \left( D1 + \frac{\pi}{\lambda} \left( \frac{n_c}{n_r} \right)^2 \left( n_r^2 - n_c^2 \right)^{-1/2} \right)^2$$
(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<sub>D2</sub>とし、垂直方向に 二つのピークを持つときのL<sub>D2</sub>の長さをL<sub>D2-split</sub>と定義した。L<sub>D2-split</sub>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。

$$L_{D2-split} = \frac{3L_{\pi\nu}}{2} + m \cdot 3L_{\pi\nu}$$
(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Lp2をLp2-splif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WMMI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nr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 WMMI-D1と、二段目の厚さD2での実効幅WMMI-D2との差AWe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 すること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∆WeとD1の関係図。D1を1000 nm以上にすることによりコ 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、Lp2を Lp2-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π/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Lo2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、LD2 = LD2-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、LD2 = LD2-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LD2の位置をLD2-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) LD2 = LD2-split - 20 μm
(b) LD2 = LD2-split - 10 μm
(c) LD2 = LD2-split
(d) LD2 = LD2-split
(e) LD2 = LD2-split
(f) LD2 = LD2-split
(f) LD2 = LD2-split
(f) LD2 = LD2-split
(g) LD2 = LD2-split
(h) LD2 = LD2-spl

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、 ピークの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]。

$$\Gamma = \frac{\left| \iint X_a \cdot X_b dS \right|^2}{\left( \iint |X_a|^2 dS \right) \cdot \left( \iint |X_b|^2 dS \right)}$$
(4.3.1)  
$$\Gamma = \frac{\left[ \sum (X_a \times X_b) \right]^2}{\left[ -1 + \frac{1}{2} \left[ \sum (X_a \times X_b) \right]^2} \right]}$$
(4.3.2)

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



結合効率 70%

(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<sub>a</sub>(x, y)、X<sub>b</sub>(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<sub>a</sub>、擬 似LP21モードの要素をX<sub>b</sub>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、Wsplitter、Wcoupler、Wa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

D1	D2	Wsplitter	Wcoupler	$\mathbf{W}_{a}$	LPhase-shifter
1 µm	4 μm	12 µm	8 µm	2 μm	1000 µm

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。



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 剰損実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。 [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  $6 \times 6$  MIMO processing," Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, PDPB10 (2011)

[2] T. Uematsu, Y. Ishizaki, Y. Kawaguchi, K. Saitoh and M. Koshiba, "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. Koshiba, "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. 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)

[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 MMISilicon 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大事であ 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 幅は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モード変換器に関して 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	
ТМ	Transverse Magnetic	
ICP	Inductive Coupled Plasma	
RIE	Reactive Ion Etching	
NFP	Near Field Pattern	
SLED	Super Luminescent Light Emitting Diode	

λ	波長		
WMMI	MMI 導波路幅		
We	MMI 導波路の実効幅		
Wsplitter	MMI型モード変換器のスプリッタ部の幅		
Wcoupler	MMI 型モード変換器のスプリッタ部の幅		
Wa	アクセス導波路幅		
W <sub>a</sub> 1	MMI 型モード変換器の入力アクセス導波路幅		
W <sub>a</sub> 2	MMI 型モード変換器の出力アクセス導波路幅		
Lπ	ビート長の長さ		
Lsplitter	MMI 型モード変換器のスプリッタ部の長さ		
L <sub>coupler</sub>	MMI 型モード変換器のカップラ部の長さ		
Lphase_shifter	MMI 型モード変換器の位相シフト領域の長さ		
n <sub>Si</sub>	Si の屈折率		
nsiO2	SiO2 の屈折率		
nr	導波路の実効屈折率		
nc	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 <sub>D2</sub>	コア層段差部の二段目以降の導波路長		

表 A. 2. シンボルリスト。

# 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邉和大さ 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薗裕仁さん、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ろ から感謝をします。