



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	マルチモードオンチップ光ネットワークのための2 μm 帯シリコンデバイスの研究
Author(s)	村椿, 太一
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第16996号
Issue Date	2026-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16996
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/99840
Type	doctoral thesis
File Information	Taichi_Muratsubaki.pdf, 全文



博士学位論文
Doctoral Dissertation

マルチモードオンチップ光ネットワークのための
2 μm 帯シリコンデバイスの研究

A Study on 2- μm -Band Silicon Devices
for Multimode Photonic Network-on-Chip

北海道大学 大学院情報科学院
Graduate School of Information Science and Technology,
Hokkaido University

村椿 太一
Taichi Muratsubaki

本論文の著作物について (Copyright Notice)

本論文には、IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.), Optica Publishing Group, および The Japan Society of Applied Physics により既に出版された論文、ならびに Elsevier B. V.により出版予定の論文の内容が含まれている。これら既出版および出版予定の論文と、本論文で日本語訳された内容との対応は、次の通りである。

第 4 章

This chapter is based on the paper, with content translated and adapted: T. Muratsubaki *et al.*, Compact dual-mode adiabatic 3-dB coupler for the 2- μ m waveband on silicon using fast quasi-adiabatic dynamics, IEEE Photonics Journal, Oct. 2025. © 2025 The Authors, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2025.3596458>. This article is an open access article and is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License.

第 5 章

This chapter is based on the paper, with content translated and adapted: T. Muratsubaki *et al.*, Silicon mode-evolution-based symmetric four-mode Y-junction for the 2- μ m waveband designed by adiabaticity engineering with radiation-loss reduction, Optics Communications, Apr. 2026, <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2025.132816>. © 2025 Elsevier B.V. All rights are reserved, including those for text and data mining, AI training, and similar technologies.

第 6 章

© 2025 IEEE. Translated and reprinted, with permission, from T. Muratsubaki *et al.*, Fabrication-tolerant silicon four-mode (de)multiplexer with mode-evolution-based devices at 2.1 μ m wavelength, in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Paper Tu.04.02.3, Copenhagen, Denmark, Sep.–Oct. 2025, <https://doi.org/10.1109/ECOC66593.2025.11263330>.

第 7 章

This chapter consists of contents translated and adapted from the following publications:

Section 7.1, 7.2, 7.3 and 7.5 are based on T. Muratsubaki *et al.*, Mode-dependent thermo-optic phase shifter using coupled waveguides on silicon for 2- μ m waveband, in Proc. Advanced Photonics Congress (APC), Paper. ITu3B.3, Québec City, Canada, Jul.–Aug. 2024 <https://doi.org/10.1364/IPRSN.2024.ITu3B.3>.

© 2024 Optica Publishing Group. One print or electronic copy may be made for personal use only. Systematic reproduction and distribution, duplication of any material in this paper for a fee or for commercial purposes, or modifications of the content of this paper are prohibited.

Section 7.4 and 7.5 are based on T. Muratsubaki *et al.*, Silicon non-blocking four-mode exchanger assisted by mode-selective phase shifter for 2- μ m waveband, in Proc. Conference on Lasers and Electro-Optics/Europe (CLEO/Europe), Paper CK-P.13, Munich, Germany, Jun. 2025, <https://doi.org/10.1109/CLEO/Europe-EQEC65582.2025.11110194>. © 2025 IEEE. Translated and reprinted with permission.

第 8 章

This chapter is based on the paper, with content translated and adapted: T. Muratsubaki *et al.*, Direct-binary-search algorithm for fabrication-tolerant photonic-crystal-like subwavelength structures and its application to a four-mode waveguide crossing in 2 μ m waveband, Japanese Journal of Applied Physics, Mar. 2022, <https://doi.org/10.35848/1347-4065/ac54fc>. © 2022 The Japan Society of Applied Physics.

第 9 章

This chapter is based on the paper, with content translated and adapted: T. Muratsubaki *et al.*, Proposal of mosaic-based 2×2 3-dB couplers for prospective on-chip communication in mid-infrared wavelengths around $2.1 \mu\text{m}$, Journal of the Optical Society of America B, Sep. 2022, <https://doi.org/10.1364/JOSAB.460644>.

© 2022 Optica Publishing Group. One print or electronic copy may be made for personal use only. Systematic reproduction and distribution, duplication of any material in this paper for a fee or for commercial purposes, or modifications of the content of this paper are prohibited.

免責事項 (Disclaimer)

In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of Hokkaido University's products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html to learn how to obtain a License from RightsLink. If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

目次

第1章 序論	1
第2章 数値解析手法	4
2.1 まえがき	4
2.2 導波モード解析のための2次元ベクトル有限要素法の定式化.....	4
2.3 導波路不連続解析のための2次元スカラー有限要素法の定式化.....	8
2.4 導波路不連続解析のための3次元ベクトル有限要素法の定式化.....	11
第3章 局所モード結合理論	17
第4章 高速擬似断熱力学に基づくモード発展型2モード3-dB結合器の提案	21
4.1 まえがき	21
4.2 デバイス構造と動作原理.....	21
4.3 構造パラメータの最適化.....	26
4.4 測定実験結果.....	33
4.5 まとめ	39
4.6 (補足資料) シミュレーション手法の比較	40
4.7 (補足資料) 2モード合分波器対の透過特性	41
第5章 断熱性の制御により設計されたモード発展型4モードY分岐の提案	42
5.1 まえがき	42
5.2 ゼロギャップY分岐の課題.....	43
5.3 AERR (放射損失低減のための断熱性の制御法)を利用したモード発展型対称4モードY分岐導波路の設計とシミュレーション	48
5.3.1 構造と動作原理.....	48
5.3.2 AERR (放射損失低減のための断熱性の制御法)を用いたテーパ形状設計	53
5.3.3 シミュレーション結果.....	59
5.4 対称4モードY分岐の実験結果と考察.....	63
5.5 まとめ	70
第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証	71
6.1 まえがき	71
6.2 動作原理と構造設計.....	71
6.3 測定実験結果.....	74
6.4 まとめ	77
第7章 スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタの提案および再構成可能なマルチモードデバイスへの応用	78
7.1 まえがき	78

7.2 モード選択的位相シフタの設計.....	78
7.3 2×2 TE ₁ モードスイッチへの応用.....	81
7.4 ノンブロッキング 4 モード交換器への応用.....	82
7.5 まとめ	84
第 8 章 形状寸法変化に耐性のあるサブ波長構造支援型 4 モード交差導波路の提案	85
8.1 まえがき	85
8.2 設計とシミュレーション	87
8.2.1 Fabrication-Tolerant Direct Binary Search の性能	88
8.2.2 提案素子の特性評価.....	97
8.3 まとめ	102
第 9 章 サブ波長構造支援型小型 2×2 3-dB 結合器の提案	103
9.1 まえがき	103
9.2 デバイス設計.....	105
9.2.1 サブ波長構造支援型結合器 Type I (性能特化型).....	107
9.2.2 サブ波長構造支援型結合器 Type II (デバイス面積特化型)	113
9.3 まとめ	119
第 10 章 結論.....	120
謝辞.....	122
参考文献	123
本学位論文に関する研究業績.....	129

第1章 序論

計算機の進歩は長年、構成素子であるトランジスタの微細化による演算性能の改善によって支えられてきた[1]. 一方で、近年の電子集積回路について、ボトルネックは演算部ではなく、データ伝送部にあると言われている[2]. そこで、高性能計算システムにおいては、データ伝送に光配線を導入することで、低消費電力化や低遅延化を目指す試みが活発化している[2-6]. この流れは、サーバのラック内通信にとどまらない、チップ間、チップ内で行われる超短距離の通信にまで、研究対象が広がっている.

通信用光集積回路のプラットフォームとしては、シリコンフォトリソグラフィが有望である[3,5]. 電子集積回路の成熟した製造プロセスと互換性を有しており、回路を安価に量産可能なほか、コアを Si、クラッドを SiO_2 として構成する導波路の高い比屈折率差を利用して、小さな面積に光デバイスを高密度に集積可能という特徴を有する. これまで、光通信の研究では、光ファイバの波長分散がゼロになる $1.31\text{ }\mu\text{m}$ 帯や、低損失伝送が可能な $1.55\text{ }\mu\text{m}$ 帯の利用が主に議論されてきた[7-9]. 一方で、オンチップ通信に限ると、新たな候補として $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯が挙げられる[10-14]. 同波長帯では、Si の二光子吸収が弱いことや、自由キャリアプラズマ効果が強いことなど、変調器等の応用に魅力的な特性を有しているほか[13], 従来の通信用波長帯と比べてときに、波長のスケールリングによってデバイスの寸法が拡大し、製造性を向上させることができる[14]. また、高密度な光集積回路を低コストに製造するには、究極的には全てのデバイスを同じ基板上に集積するモノリシック集積が有効であるが、Si 基板上へ光源をモノリシック集積することは、従来の通信波長帯では困難であった[15,16]. $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯は、Si と同じく IV 元素化合物で、ここ十年で活発に研究が進められている GeSn レーザの動作帯域である[11,17]. 同レーザを使用することで、モノリシック集積回路の実現が見込める. 以上のような理由から $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯オンチップ通信は注目を集めており、光源の他にも、変調器や受光器など、様々な通信用回路素子の研究が進められている[12,13,18-20].

通信分野において伝送容量拡大は常に重要な課題であり、チップ内通信に関しても例外ではない. 光通信の多重化技術としては、波長分割多重技術[9], 偏波多重技術[21], モード分割多重(Mode-Division Multiplexing: MDM)技術[22]などが挙げられ、特に波長分割多重技術については、これまで盛んに研究されてきた. 一方で、チップ内通信への適用を考えると、波長数を増やすことは一般に光源の追加を必要とし、スペースや電力の観点から限界がある. そこで、波長分割多重技術と併用可能で、新たな多重化軸を追加する技術として、MDM 技術が注目を集めている. MDM 技術では、導波路の直交するモードを通信チャネルとして利用し、伝送容量を拡大可能である.

マルチモードオンチップ光ネットワークは、チップ上に各種光デバイスを集積し、多数の IP コアを相互接続して複雑な MDM 伝送システムを構築する[23]. このとき、システムのインターフェース、配線、分岐・合流、経路制御の各機能を担うデバイスが不可欠である. 具

第1章 序論

体的には、モード合分波器[24–26]、配線の自由度を高めるマルチモード交差導波路[27,28]、信号の分岐・合流を担うマルチモード 3-dB 結合器および Y 分岐[29,30]、動的な経路制御を担う位相シフタ[31,32]である。本論文では、2 μm 帯向けにこれらの基本素子を網羅的に研究することで、マルチモード光デバイスのライブラリを構築している。

光デバイスを作製すると、実際の構造パラメータと設計値の間に誤差が生じ、性能を劣化させてしまう[30,33–35]。デバイスの動作原理を変更することで、小型化が可能な場合もあるが、一般に、デバイスの面積を小型化しようとすればするほど、製造誤差への耐性は下がっていく。特に、マルチモードデバイスにおいては、基本的に動作モード数が増えるにつれてデバイスの設置面積が拡大する傾向がある中で、サポートする全てのモードについて、挿入損失やモードクロストークの低減を達成する必要があるため、デバイスの設計難易度は非常に高い。人力でのパラメータ探索による設計の限界を打開するため、本研究では、量子力学に基づく高速擬似断熱力学[24,36]と呼ばれる解析的設計手法や、直接二分探索法[37]と呼ばれる数値的最適化手法、そして各手法を基に新たに開発した設計手法など、数理的設計手法を利用して構造を設計し、小型化と高い製造誤差耐性を両立したデバイスを提案している。

本論文の構成は、以下の通りである。

第1章では、本研究の背景および目的を述べている。

第2章では、本研究で用いた数値解析手法の定式化を行う。導波モード解析については、3次元構造の導波路を解析するための2次元ベクトル有限要素法[38]、導波路不連続解析については、2次元構造の導波路を解析するための2次元スカラー有限要素法[39]、3次元構造の導波路を解析するための3次元ベクトル有限要素法[40]を取り上げる。

第3章では、伝搬方向について構造が緩やかに変化する導波路の伝搬特性評価に用いる局所モード結合理論について説明する。

第4章では、モード発展型2モード 3-dB 結合器を提案する。デバイス結合領域のテーパ形状を高速擬似断熱力学に基づいて設計することで、直線テーパを使用した場合と比べて、長さを大幅に短縮可能であることを明らかにする。

第5章では、モード発展型4モード Y 分岐を提案する。高速擬似断熱力学を基に、放射損失低減のための断熱性の制御法を新たに開発し、同デバイスの設計に利用することで長さを大幅に短縮可能であることを明らかにする。また、動作原理にモード発展を利用し、入出力導波路を分離した構造を採用することで、標準的な構造である入出力導波路が直接接続されたゼロギャップ Y 分岐と比べて、分岐部先端の頑健性を改善できることを明らかにする。

第6章では、モード発展型デバイスに基づく4モード合分波器を提案する。第4章、第5章で研究したモード発展型デバイスを組み合わせて4モード合分波器を構築することで、導波路の幅や間隔の変化に対する耐性が高められている。

第1章 序論

第7章では、スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタを提案する。3本の導波路を並べたスロットライク導波路の構造パラメータを適切に設計することで、熱光学効果による実効屈折率変化のモード依存性を高め、熱印可時には TE_1 モードにのみ π 位相シフトを適用できる。また、同デバイスを利用して TE_1 モード 2×2 スイッチや、ノンブロッキング4モード交換器を構成可能であることを、数値解析上で示す。

第8章では、サブ波長構造支援型4モード交差導波路を提案する。従来のサブ波長構造支援型デバイスで課題であった、内部に配置する SiO_2 円孔径の変化に対して耐性が低いという課題を解決するために、製造誤差耐性の高い構造探索のための直接二分探索法を新たに開発し、同デバイスの設計に利用することで課題を解決する。

第9章では、サブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器を提案する。同章では2種類の設計を提案しており、1つ目は性能特化型で、標準的なマルチモード干渉結合器に対してサブ波長構造を適用することで、デバイスの設置面積や外形は変えずに性能を改善する。2つ目はデバイス面積特化型で、サブ波長構造を適用することで、マルチモード干渉領域の長さを結像理論[41]から導出されるものと比較して3分の1に短縮する。

最後に、第10章では、本研究により得た結論をまとめている。

第2章 数値解析手法

2.1 まえがき

光デバイスの研究開発では、試作・評価を行おうとすると莫大な時間、お金、労力を要することから、事前にシミュレーションを行って所望の特性が得られるように構造パラメータを設計するのが一般的である。光の振る舞いを解析するには、マクスウェルの方程式を解く必要があるが、本研究が対象とするような3次元的に複雑な形状を有する導波路構造において、この方程式を直接解くことは困難である。そこで、数値解析手法を用いて近似的に方程式を解く。本研究では、数値解析手法として有限要素法を使用する。有限要素法[38-40]とは、対象とする系に関する微分方程式を直接解く代わりに、その系に関する汎関数に変分原理を適用して問題を解く方法である。解析領域を小さい要素単位に分割して各要素に対して等価な離散化モデルを作り、その後全体方程式を組み立てるという点が特徴的である。電磁界シミュレーションで一般的な数値解析手法はこの他にも、有限差分時間領域法(FDTD法)[42]が挙げられるが、基本的には解析対象領域を直交座標系の格子状セルに分割して離散化するため、材料境界とセル境界が一致しない場合に計算精度が下がってしまうという課題がある。本研究が対象とする導波路は、長手方向に緩やかに構造が変化するテーパ形状や、サブ波長の円孔形状を採用することから、任意の形状を有する導波路に対して適用可能な有限要素法を利用した解析の方が適していると考えられる。

ここで、電磁界シミュレーションは主に、時間領域解析と周波数領域解析の2種類に分けられる。電磁界は一般に、座標 x, y, z と時間 t の関数で表現される。光の伝搬を、時間軸 t に沿って行う解析は、時間領域解析と呼ばれる。これに対して、周波数領域解析では、単一周波数の電磁波のみが存在する定常状態を取り扱う、という仮定の下に解析を行う。これによって問題が簡素化され、取り扱いやすくなっている。本研究で取り扱う導波路デバイスは線形な材料で構成されるため、周波数領域解析のみで十分である。

本章では、3次元導波路モード解析のための2次元ベクトル有限要素法の定式化(Two-Dimensional Vector Finite-Element Method: 2D VFEM) [38]、2次元導波路不連続解析のための2次元スカラー有限要素法(Two-Dimensional Scalar Finite-Element Method: 2D SFEM) [39]、3次元導波路不連続解析のための3次元有限要素法(Three-Dimensional Vector Finite-Element Method: 3D VFEM) [40]の定式化を行う。

2.2 導波モード解析のための2次元ベクトル有限要素法の定式化

波源がない場合のマクスウェルの方程式から、電界と磁界は次式で関係付けられる。

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -[\mu] \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = [\varepsilon] \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \end{cases} \quad (2.1)$$

ここで、 $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ はそれぞれ、電界ベクトル、磁界ベクトルであり、また、 $[\mu]$, $[\varepsilon]$ はそれぞれ、透磁率テンソル、誘電率テンソルである。単一周波数 ω の電磁波のみが存在するとき、電磁界ベクトルはそれぞれ、次のように表せる。

$$\begin{cases} \mathbf{E}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{E}}(x, y, z) \exp(j\omega t)] \\ \mathbf{H}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{H}}(x, y, z) \exp(j\omega t)] \end{cases} \quad (2.2)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{E}}$, $\tilde{\mathbf{H}}$ はそれぞれ、座標成分 x, y, z のみを引数にもつフェーザ電界ベクトル、フェーザ磁界ベクトルである。以降では簡単のため、 $\tilde{\mathbf{E}}$, $\tilde{\mathbf{H}}$ はそれぞれ、 $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ へと置き換える。式(2.2)を式(2.1)に代入すると、次式を得る。

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega[\mu]\mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega[\varepsilon]\mathbf{E} \end{cases} \quad (2.3)$$

図 2.1 に、解析対象とする 3 次元光導波路の xy 断面図を示す。解析領域の周囲には、非物理的な反射を抑えるために、厚さ d_i ($i = 1, 2, 3, 4$) の完全整合層(Perfectly Matched Layer: PML)[43,44]を装荷している。PML 領域における誘電率テンソル $[\varepsilon]_{\text{PML}}$ と透磁率テンソル $[\mu]_{\text{PML}}$ は、次のように表される。

$$[\varepsilon]_{\text{PML}} = \varepsilon_0 n^2 [\Lambda], \quad [\mu]_{\text{PML}} = \mu_0 [\Lambda] \quad (2.4)$$

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_z s_x}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ここで、 ε_0, μ_0 はそれぞれ、真空の誘電率、透磁率であり、 n は媒質の屈折率である。 s_i ($i = x, y, z$) は PML パラメータで、表 2.1 に示すように各領域で割り当てられる。PML 以外の領域では、 $s_i = 1$ ($i = x, y, z$) とする。なお、表 2.1 中の s_i ($i = 1, 2, 3, 4$) の値は、次式で定義される。

$$s_i = 1 - j \left(\frac{\rho}{d_i} \right)^2 \tan \delta_i \quad (2.6)$$

ここで、 ρ は PML 表面からの距離、 δ_i は PML 終端($\rho = d_i$)における損失角である。

式(2.3)に対して異方性 PML を装荷し、3 次元光導波路の導波モード解析のための基本式を導くと次のようになる。

$$\begin{aligned}
 (\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times \left[p[\Lambda]^{-1} (\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times \boldsymbol{\phi} \right] - k_0^2 q[\Lambda] \boldsymbol{\phi} &= \mathbf{0} \\
 p=1, \quad q=n^2 \quad \text{for } \boldsymbol{\phi} = \mathbf{E} \\
 p=\frac{1}{n^2}, \quad q=1 \quad \text{for } \boldsymbol{\phi} = \mathbf{H}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

ここで、 k_0 は自由空間波数、 β は伝搬定数、 $\nabla_t \equiv (\partial/\partial x)\mathbf{i}_x + (\partial/\partial y)\mathbf{i}_y$ は横方向微分演算子、 $\mathbf{i}_x, \mathbf{i}_y, \mathbf{i}_z$ はそれぞれ、 x, y, z 方向の単位ベクトルである。図 2.1 に示す導波路断面を、図 2.2 に示すような直辺エッジ/ノーダルハイブリッド要素を用いて分割すると、各要素における電磁界 $\boldsymbol{\phi}$ は次のように近似できる。

$$\boldsymbol{\phi} = \begin{bmatrix} \phi_x \\ \phi_y \\ \phi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\phi_t\}_e \\ \{V\}^T \{\phi_t\}_e \\ j\beta \{N\}^T \{\phi_z\}_e \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

ここで、上付き添字の T は行列やベクトルの転置を表す。 $\{\phi_t\}, \{\phi_z\}$ はそれぞれ、横電磁界ベクトル、縦電磁界ベクトルであり、下付き添字 e は要素に関する量であることを表す。また、 $\{U\}, \{V\}$ はエッジ要素に対する形状関数ベクトル、 $\{N\}$ はノーダル要素に対する形状関数ベクトルである。

式(2.7)に式(2.8)を代入し、標準の有限要素法[45]を適用すると、次の行列固有値方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi_t\} \\ \{\phi_z\} \end{bmatrix} = \beta^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi_t\} \\ \{\phi_z\} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
 [K_{tt}] = \sum_e \iint_e \left[k_0^2 q \left(\frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T \right) \right. \\
 \left. - p \frac{s_z}{s_x s_y} \left(\frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} - \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \right) \right] dx dy
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\begin{cases} [M_{tt}] = \sum_e \iint_e p \left[\frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \{U\}^T + \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \{V\}^T \right] dx dy \\ [M_{tz}] = [M_{zt}]^T = \sum_e \iint_e p \left[\frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right] dx dy \\ [M_{zz}] = \sum_e \iint_e \left[p \left(\frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right) - k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \{N\} \{N\}^T \right] dx dy \end{cases} \tag{2.11}$$

ここで、 $\sum_e$ は全要素についての和、 $\iint_e$ は各要素領域の積分を表す。また、 $[0]$ は零行列である。式(2.9)を解くことにより、伝搬定数 β および電磁界の固有ベクトル $\{\phi_t\}, \{\phi_z\}$ を求めることができる。

第2章 数値解析手法

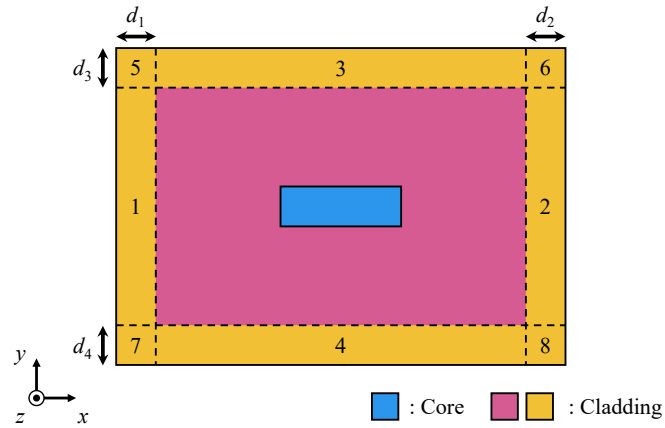


図 2.1 解析対象とする 3 次元光導波路の xy 断面図

表 2.1 2D VFEM 断面解析における PML パラメータ (s_z は全ての PML 領域で 1)

PML パラメータ	PML 領域							
	1	2	3	4	5	6	7	8
s_x	s_1	s_2	1	1	s_1	s_2	s_1	s_2
s_y	1	1	s_3	s_4	s_3	s_3	s_4	s_4

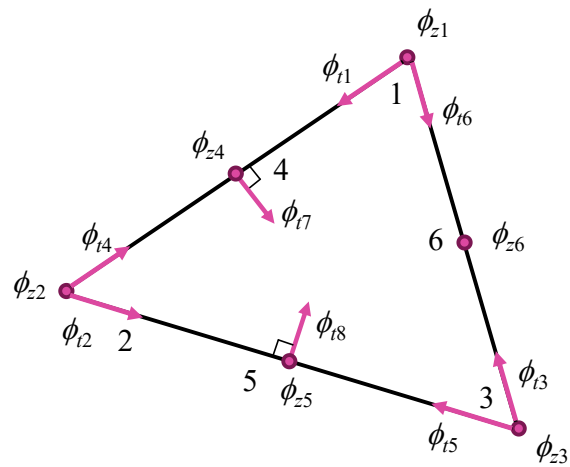


図 2.2 直辺エッジ/ノードルハイブリッド要素

2.3 導波路不連続解析のための2次元スカラー有限要素法の定式化

図2.3に、解析対象とする2次元光導波路を示す。想定する解析対象は、3次元光導波路を、等価屈折率法[46]を使用して2次元問題として置き換えた光導波路であり、その構造は、 xz 平面上で変化し、 y 軸方向については一様である。解析領域の周囲には、厚さ d_i ($i = 1, 2, 3, 4$) の PML を装荷して非物理的な反射を抑えている。PML パラメータは、式(2.4)–(2.6)と、表2.2に示される値に基づいており、PML 以外の領域では、 $s_i = 1$ ($i = x, y, z$) とする。

式(2.3)について、 $\partial/\partial y = 0$ に注意して整理すると、以下の2次元導波路不連続解析のための基本式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \left(p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \Phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \Phi}{\partial z} \right) + k_0^2 \frac{s_z s_x}{s_y} q \Phi = 0 \\ \begin{cases} p = 1, & q = n^2 & (\text{for } \Phi = E_y) \\ p = 1/n^2, & q = 1, & (\text{for } \Phi = H_y) \end{cases} \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで、 E_y, H_y はそれぞれ、電界、磁界の y 成分であり、 k_0 は真空中の波数である。

解析領域全体を三角形2次要素へと分割すると、各要素内における電磁界は次のように近似できる。

$$\Phi = \{N\}^T \{\Phi\}_e \quad (2.13)$$

ここで、 $\{N\}$ は三角形2次要素の形状関数ベクトルであり、 $\{\Phi\}_e$ は各要素内における電磁界の節点値ベクトルである。また、上添字の T は行列やベクトルの転置を表す。

図2.1に示すように、入射面を z 軸に垂直な面 Γ とし、解析領域を Ω_1, Ω_2 の二つの小領域に分割した場合について考える。式(2.12)にガラーキン法を適用し、これを部分積分した結果に式(2.13)で表される電磁界 Φ を代入すると、要素方程式ができる。続いて、全ての要素方程式を足し合わせて解析領域全体の行列方程式を構築する。このとき、PMLの外側境界と入射面 Γ 以外では電磁界 Φ の連続性から境界積分項が打ち消し合い、また PML の外側境界では $\Phi = 0$ となるため、全体方程式は以下のようになる。

$$[P]\{\Phi\} = \sum_e' \int_e p \frac{s_x}{s_y s_z} \{N\}_\Gamma \left(\frac{\partial \Phi_1}{\partial z} - \frac{\partial \Phi_2}{\partial z} \right) d\Gamma \quad (2.14)$$

$$[P] = \sum_e \iint_e \left[p \left(\frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial z} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial z} \right) - k_0^2 q \frac{s_z s_x}{s_y} \{N\} \{N\}^T \right] dx dz \quad (2.15)$$

ここで、電磁界ベクトル $\{\Phi\}$ の成分は、解析領域内全ての要素における電磁界 Φ の値を表し、 Σ_e は全ての要素についての総和、 Σ_e' は入射面 Γ と関係する全ての要素についての総和を表す。各小領域 Ω_i ($i = 1, 2$) における電磁界は、 Φ_i とする。

入射界を Φ_{in} 、散乱界を Φ_{scat} とすると、電磁界 Φ_i は次のように表される。

$$\Phi_i = \Phi_{\text{in},i} + \Phi_{\text{scat},i} \quad (2.16)$$

第2章 数値解析手法

また、入射面 Γ における境界条件は次のように与えられる.

$$\frac{\partial \Phi_{\text{scat},1}}{\partial z} = \frac{\partial \Phi_{\text{scat},2}}{\partial z} \quad (2.17)$$

したがって、式(2.9)は次のように書き換えられる.

$$[P]\{\Phi\} = \sum'_e \int_e p \frac{s_x}{s_y s_z} \{N\}_\Gamma \left(\frac{\partial \Phi_{\text{in},1}}{\partial z} - \frac{\partial \Phi_{\text{in},2}}{\partial z} \right) d\Gamma \quad (2.18)$$

任意の入射界について、固有モードを用いて以下のように表現できるとする.

$$\begin{cases} \Phi_{\text{in},1} = \sum_m A_m f_m(x) \exp(-j\beta_m z) \\ \Phi_{\text{in},2} = \sum_m A_m f_m(x) \exp(j\beta_m z) \end{cases} \quad (2.19)$$

ここで、 $A_m, f_m(x), \beta_m$ はそれぞれ、 m 次の固有モードについての、振幅、界分布関数、そして伝搬定数である. このとき、式(2.13)は次のようになる.

$$[P]\{\Phi\} = [Q]\{\Psi\}_\Gamma \quad (2.20)$$

$$[Q] = \sum'_e \int_e p \frac{s_x}{s_y s_z} \{N\}_\Gamma \{N\}_\Gamma^T d\Gamma \quad (2.21)$$

$$\{\Psi\}_\Gamma = -2 \sum_m j\beta_m A_m \{f_m\}_\Gamma \quad (2.22)$$

ここで、 $\{N\}_\Gamma, \{f_m\}_\Gamma$ はそれぞれ、入射面 Γ についての形状関数、 $f_m(x)$ の界分布ベクトルである. また、領域の境界での連続性を保証するために、 $+z$ 方向と $-z$ 方向で対称な電磁界を入射することを想定している.

電磁界ベクトル $\{\Phi\}$ について、入射面上の節点における電磁界から構成されるベクトルを $\{\Phi\}_\Gamma$ 、その他の節点における電磁界から構成されるベクトルを $\{\Phi\}_0$ とすると、式(2.18)は以下のように書ける.

$$\begin{bmatrix} [P]_{00} & [P]_{0\Gamma} \\ [P]_{\Gamma 0} & [P]_{\Gamma\Gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\Phi\}_0 \\ \{\Phi\}_\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ [Q]\{\Psi\}_\Gamma \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ここで、 $[P]_{00}, [P]_{0\Gamma}, [P]_{\Gamma 0}, [P]_{\Gamma\Gamma}$ は $[P]$ の小行列である.

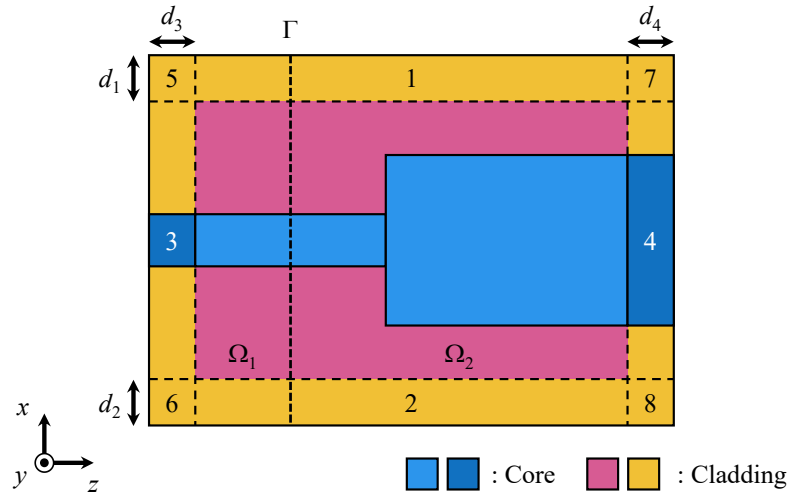


図 2.3 解析対象とする 2 次元光導波路

表 2.2 2D FEM 解析における PML パラメータ (s_y は全ての PML 領域で 1)

PML パラメータ	PML 領域							
	1	2	3	4	5	6	7	8
s_x	s_1	s_2	1	1	s_1	s_2	s_1	s_2
s_z	1	1	s_3	s_4	s_3	s_3	s_4	s_4

2.4 導波路不連続解析のための3次元ベクトル有限要素法の定式化

図 2.4 に、解析対象とする 3 次元光導波路を示す。解析領域の周囲には、厚さ d_i ($i = 1, 2, 3$) の PML を装荷して非物理的な反射を抑えている。このとき、解析領域における比誘電率テンソル $[\epsilon_r]$ と比透磁率テンソル $[\mu_r]$ は、次のように表される。

$$[\epsilon_r] = n^2 [\Lambda], \quad [\mu_r] = [\Lambda] \quad (2.24)$$

ここで、 n は媒質の屈折率であり、 $[\Lambda]$ は式(2.5)で定義されている。表 2.3 に、3D VFEM 解析における PML パラメータを示す。PML 以外の領域では、 $s_i = 1$ ($i = x, y, z$) とする。なお、表 2.3 中の s_i ($i = 1, 2, 3$) の値は、次のように定義される。

$$s_i = 1 - j \left(\frac{\rho}{d_i} \right)^2 \tan \delta_i \quad (2.25)$$

ここで、 ρ は PML 表面からの距離、 δ_i は PML 終端($\rho = d_i$)における損失角である。

式(2.3)から、3次元光導波路解析のための基本式を得る。

$$\begin{aligned} \nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi &= \mathbf{0} \\ \begin{cases} [p] = [\mu_r]^{-1}, & [q] = [\epsilon_r] \quad (\text{for } \Phi = \mathbf{E}) \\ [p] = [\epsilon_r]^{-1}, & [q] = [\mu_r] \quad (\text{for } \Phi = \mathbf{H}) \end{cases} \end{aligned} \quad (2.26)$$

ここで、 k_0 , $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ はそれぞれ、真空中の波数、電界ベクトル、磁界ベクトルである。

式(2.26)に対する汎関数は、次のようにして得られる。初めに、式(2.26)の左辺に内積の形で左から Φ^* を作用させ、解析領域全体に渡って積分したものを F とおく。

$$F = \iiint_{\Omega} \Phi^* \cdot [\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi] dx dy dz \quad (2.27)$$

なお、 $*$ は複素共役を表す。続いて、以下のベクトル公式

$$\nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] = (\nabla \times \Phi^*) \cdot ([p] \nabla \times \Phi) - \Phi^* \cdot [\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi)] \quad (2.28)$$

を用いると、式(2.27)は、

$$\begin{aligned} F &= \iiint_{\Omega} [(\nabla \times \Phi^*) \cdot ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 \Phi^* \cdot ([q] \Phi)] dx dy dz \\ &\quad - \iiint_{\Omega} \nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy dz \end{aligned} \quad (2.29)$$

と変形できる。右辺の第2項にガウスの定理を適用し、積の順序を入れ替えると、次式

$$\begin{aligned} F &= \iiint_{\Omega} [(\nabla \times \Phi^*) \cdot ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 \Phi^* \cdot ([q] \Phi)] dx dy dz \\ &\quad + \iint_S \Phi^* \cdot [\mathbf{i}_n \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy \end{aligned} \quad (2.30)$$

を得る。なお、 S は解析領域 Γ の境界、 $\mathbf{i}_n$ は外向きの単位法線ベクトルを表す。

解析領域全体を図 2.5 に示すような LT/QN (Linear-Tangential/Quadratic-Normal) 四面体エッジ要素[47]で分割すると、各要素における電磁界 Φ は次のように近似できる。

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi_x \\ \Phi_y \\ \Phi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\phi\}_e \\ \{V\}^T \{\phi\}_e \\ \{W\}^T \{\phi\}_e \end{bmatrix} = [N]^T \{\phi\}_e \quad (2.31)$$

$$[N] = [\{U\} \quad \{V\} \quad \{W\}] \quad (2.32)$$

ここで、 $\{\phi\}_e$ は各要素におけるエッジ変数ベクトルであり、 $\{U\}$ 、 $\{V\}$ 、 $\{W\}$ はそれぞれ、 Φ_x 、 Φ_y 、 Φ_z の形状関数ベクトルである。そして、上付き添字の T は、行列やベクトルの転置である。ここで、 $\nabla \times \mathbf{\Phi}$ を計算すると、次のようになる。

$$\nabla \times \mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} (\{W_y\}^T - \{V_z\}^T) \{\phi\}_e \\ (\{U_z\}^T - \{W_x\}^T) \{\phi\}_e \\ (\{V_x\}^T - \{U_y\}^T) \{\phi\}_e \end{bmatrix} = [D]^T \{\phi\}_e \quad (2.33)$$

$$[D] = [\{W_y\} - \{V_z\} \quad \{U_z\} - \{W_x\} \quad \{V_x\} - \{U_y\}] \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} \{U_y\} = \frac{\partial \{U\}}{\partial y}, & \{U_z\} = \frac{\partial \{U\}}{\partial z} \\ \{V_z\} = \frac{\partial \{V\}}{\partial z}, & \{V_x\} = \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \\ \{W_x\} = \frac{\partial \{W\}}{\partial x}, & \{W_y\} = \frac{\partial \{W\}}{\partial y} \end{cases} \quad (2.35)$$

図 2.4(b)に示すように、入射面を z 軸に垂直な面 Γ とし、解析領域 Ω を二つの小領域 Ω_1 、 Ω_2 に分割した場合について考える。また、各解析領域における電磁界をそれぞれ、 $\mathbf{\Phi}_1$ 、 $\mathbf{\Phi}_2$ とする。式(2.31)と式(2.33)を式(2.30)へ代入し、全ての要素方程式を足し合わせて解析領域全体の行列方程式を構成する。PML の外側境界と入射面 Γ を除いて、電磁界接線成分の連続性から境界積分項は打ち消し合い、また、PML の外側境界では電磁界は 0 となるため、次式のようになる。

$$F = \{\phi\}^\dagger [P] \{\phi\} + \{\phi\}^\dagger \sum_e' \iint_e [N]_\Gamma [-i_z \times ([p] \nabla \times \mathbf{\Phi}_1) + i_z \times ([p] \nabla \times \mathbf{\Phi}_2)] d\Gamma \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} [P] &= \sum_e \iiint_\Omega [D][p][D]^T - k_0^2 [N][q][N]^T dx dy dz \\ &= \sum_e \iiint_\Omega \left[p_x \left(\{W_y\} \{W_y\}^T - \{W_y\} \{V_z\}^T - \{V_z\} \{W_y\}^T + \{V_z\} \{V_z\}^T \right) \right. \\ &\quad + p_y \left(\{U_z\} \{U_z\}^T - \{U_z\} \{W_x\}^T - \{W_x\} \{U_z\}^T + \{W_x\} \{W_x\}^T \right) \\ &\quad + p_z \left(\{V_x\} \{V_x\}^T - \{V_x\} \{U_y\}^T - \{U_y\} \{V_x\}^T + \{U_y\} \{U_y\}^T \right) \\ &\quad \left. - k_0^2 \left(q_x \{U\} \{U\}^T + q_y \{V\} \{V\}^T + q_z \{W\} \{W\}^T \right) \right] dx dy dz \end{aligned} \quad (2.37)$$

ここで、上付き添字の $\dagger$ は、複素共役転置を表す。また、 Σ_e は全ての要素についての総和、 Σ_e' は入射面 Γ と関係する全ての要素についての総和を表す。 $[N]_\Gamma$ は入射面 Γ に関する形状

関数ベクトルから構成された行列である． $p_i, q_i (i = x, y, z)$ はそれぞれ， $[p], [q]$ の対角成分である．式(2.36)に変分原理を適用すると，以下の行列方程式を得る．

$$\begin{bmatrix} [P]_{00} \\ [P]_{\Gamma 0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P]_{0\Gamma} \\ [P]_{\Gamma\Gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\phi\}_0 \\ \{\phi\}_\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ \{\Psi\}_\Gamma \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum'_e \iint_e [N]_\Gamma \left[\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_1) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_2) \right] d\Gamma \quad (2.39)$$

ここで， $\{\phi\}_\Gamma$ は入射面 Γ を除いた全解析領域上のエッジ変数からなるベクトル， $\{\phi\}_0$ は入射面 Γ 上のエッジ変数からなるベクトルである． $[P]_{00}, [P]_{0\Gamma}, [P]_{\Gamma 0}, [P]_{\Gamma\Gamma}$ はそれぞれ， $[P]$ の小行列である．

入射界を Φ_{in} ，散乱界を Φ_{scat} とすると，電磁界 $\Phi_i (i = 1, 2)$ は次のように表される．

$$\Phi_i = \Phi_{\text{in},i} + \Phi_{\text{scat},i} \quad (2.40)$$

ここで，入射面 Γ における境界条件は次のようになる．

$$\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{\text{scat},1}) = \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{\text{scat},2}) \quad (2.41)$$

したがって，式(2.39)は次のように書き換えられる．

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum'_e \iint_e [N]_\Gamma \left[\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{\text{in},1}) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{\text{in},2}) \right] d\Gamma \quad (2.42)$$

いま，入射界 Φ_{in} を次のように表現する．

$$\begin{cases} \Phi_{\text{in},1} = A \Phi_{2\text{D},1}(x, y) \exp(-j\beta z) \\ \Phi_{\text{in},2} = A \Phi_{2\text{D},2}(x, y) \exp(j\beta z) \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\begin{cases} \Phi_{2\text{D},1} = \begin{bmatrix} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_t\}_e \\ \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_t\}_e \\ j\beta \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_z\}_e \end{bmatrix} \\ \Phi_{2\text{D},2} = \begin{bmatrix} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_t\}_e \\ \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_t\}_e \\ -j\beta \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\phi_z\}_e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.44)$$

ここで， $A, \Phi_{2\text{D},i} (i = 1, 2), \beta$ はそれぞれ入射界についての，振幅，2次元界分布関数，伝搬定数である．2次元界分布関数 $\Phi_{2\text{D},i}$ は，要素横方向電磁界ベクトル $\{\phi_t\}$ と，要素縦方向電磁界ベクトル $\{\phi_z\}$ ，そして，エッジ要素に対する形状関数 $\{U_{2\text{D}}\}$ と $\{V_{2\text{D}}\}$ ，ノード要素に対する形状関数 $\{N_{2\text{D}}\}$ を用いて表現されている．このとき，入射面 Γ はエッジ/ノードハイブリッド要素を用いて分割されているとする．式(2.43)を用いて，式(2.42)は次のように書き換えられる．

$$\begin{aligned} \{\Psi\}_\Gamma = 2j\beta A \sum_e' \iint_e \left[\left(p_y \{U_{2D}\}_\Gamma \{U_{2D}\}_\Gamma^T + p_x \{V_{2D}\}_\Gamma \{V_{2D}\}_\Gamma^T \right) \{\phi_t\}_e \right. \\ \left. + \left(p_y \{U_{2D}\}_\Gamma \frac{\partial \{N_{2D}\}_\Gamma^T}{\partial x} + p_x \{V_{2D}\}_\Gamma \frac{\partial \{N_{2D}\}_\Gamma^T}{\partial y} \right) \{\phi_z\}_e \right] d\Gamma \end{aligned} \quad (2.45)$$

ここで，伝搬定数，および離散化された 2 次元界分布関数は，2.2 節で定式化を行った 2D VFEM を用いて求める．

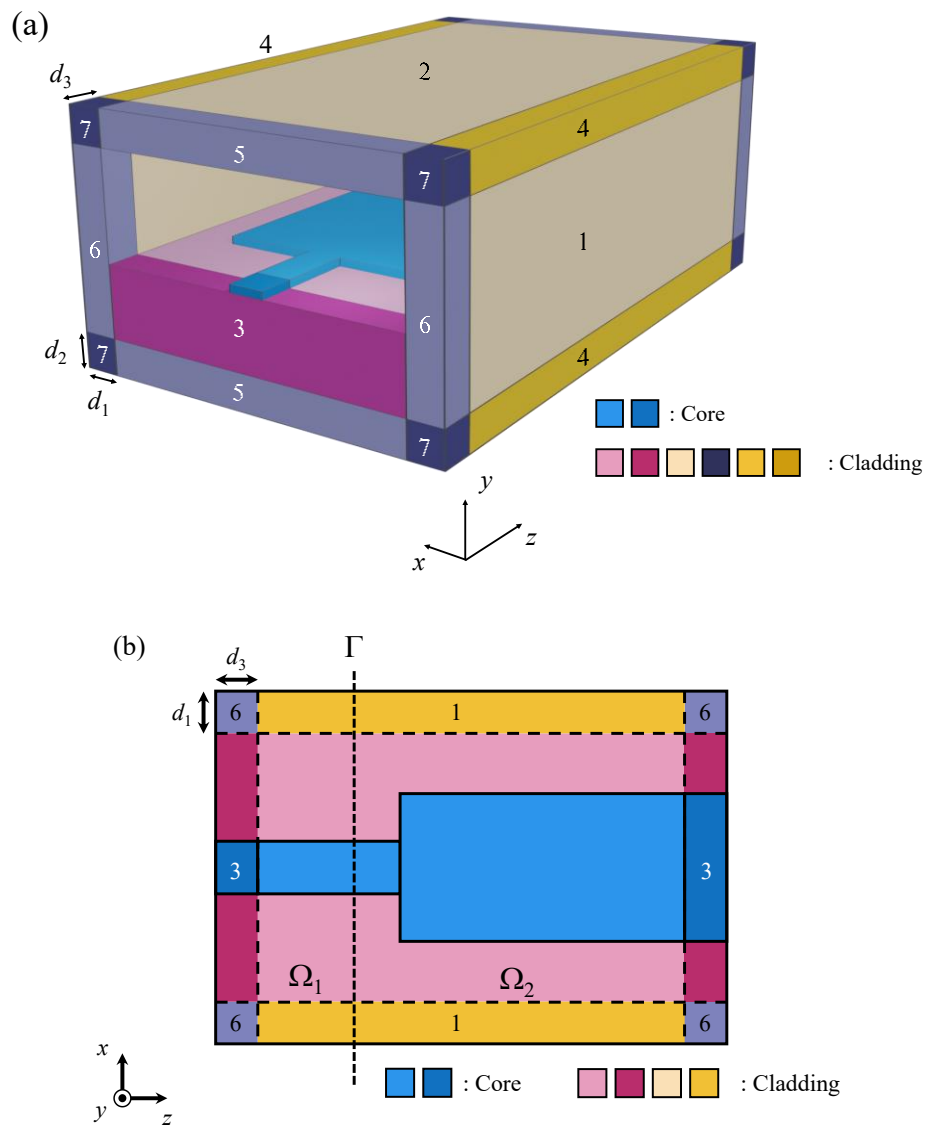


図 2.4 解析対象とする 3 次元光導波路 (a) 鳥瞰図, (b) xz 断面図

第2章 数値解析手法

表 2.3 3D VFEM 解析における PML パラメータ

PML パラメータ	PML 領域						
	1	2	3	4	5	6	7
s_x	s_1	1	1	s_1	1	s_1	s_1
s_y	1	s_2	1	s_2	s_2	1	s_2
s_z	1	1	s_3	1	s_3	s_3	s_3

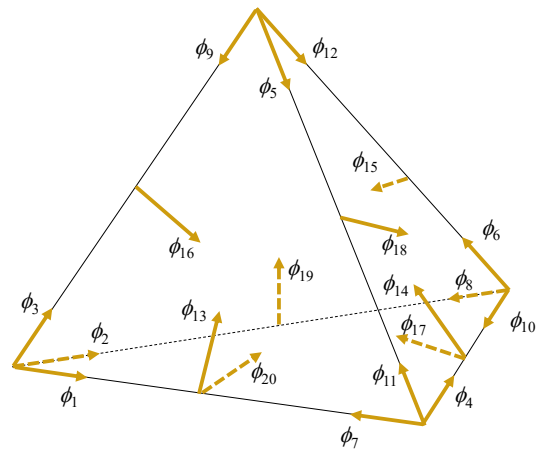


図 2.5 LT/QN 四面体エッジ要素

第3章 局所モード結合理論

本章では、局所モード結合理論(Coupled Local-Mode Theory: CLMT)[48,49]を取り扱う。CLMT は、断熱過程が成立する、伝搬方向に関して構造が緩やかに変化する導波路を対象としており、導波路の局所モードを考え、局所モードの複素振幅を変数として解析を進める。断面解析によるモード結合係数の計算と、小規模な連立微分方程式の数値計算によって伝搬結果を求められるため、解析を高速に行えるという利点がある。なお、本章では[49]に基づいて局所モード方程式を導出する。

初めに、解析に使用する局所モードについて述べる。図 3.1 に、伝搬方向について任意に大きな不均一性を有する導波路[49]を示す。ここで、導波路構造の変化は十分に緩やかであるとする。伝搬方向に関して構造が変化する導波路では、厳密には、2.2 節の 2 次元ベクトル有限要素法の定式化で考えたような固有モードが存在しない。そこで解析上では近似的に、導波路が δz の長さを有する直方体の区間の連続であるとして考える。任意の伝搬位置における電磁界分布は、該当する区間の中心 $z = z_c$ における断面解析で得られるモードの電磁界分布へと近似する。上記の局所的な領域において近似されたモードを、局所モードと呼ぶ。ここで、導波路断面における k 次の局所モードの電磁界 $\mathbf{E}, \mathbf{H}$ はそれぞれ、次のように表される。

$$\begin{cases} \mathbf{E}_k = \mathbf{e}_k(x, y, \beta_k(z_c)) \exp\{-j\beta_k(z_c)z\} \\ \mathbf{H}_k = \mathbf{h}_k(x, y, \beta_k(z_c)) \exp\{-j\beta_k(z_c)z\} \end{cases} \quad (3.1)$$

なお、 j は虚数単位、 β は伝搬定数であり、 $\mathbf{e}, \mathbf{h}$ は 2 次元の電磁界分布関数である。

局所モード結合方程式の定式化に移る。初めに、波源がないマクスウェルの方程式から、電界と磁界は次式で関係付けられる。

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu_0\mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon_0 n^2 \mathbf{E} \end{cases} \quad (3.2)$$

なお、 ϵ_0, μ_0 はそれぞれ、真空の誘電率、透磁率である。また、 n は媒質の屈折率である。ここで、横電磁界と縦電磁界を分解して、次のように表す。

$$\begin{cases} \mathbf{E} = E_x \mathbf{i}_x + E_y \mathbf{i}_y + E_z \mathbf{i}_z = \mathbf{E}_t + E_z \mathbf{i}_z \\ \mathbf{H} = H_x \mathbf{i}_x + H_y \mathbf{i}_y + H_z \mathbf{i}_z = \mathbf{H}_t + H_z \mathbf{i}_z \end{cases} \quad (3.3)$$

また、微分演算子も同様に、横方向微分と縦方向微分を分解する。

$$\nabla = \mathbf{i}_x \frac{\partial}{\partial x} + \mathbf{i}_y \frac{\partial}{\partial y} + \mathbf{i}_z \frac{\partial}{\partial z} = \nabla_t + \mathbf{i}_z \frac{\partial}{\partial z} \quad (3.4)$$

なお、式(3.4)を用いたとき、電磁界 Φ の微分は次のようになる。

$$\nabla \times \Phi = \nabla_t \times \Phi_t + \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \Phi_t}{\partial z} - \mathbf{i}_z \times (\nabla_t \Phi_z) \quad (3.5)$$

式(3.3)、式(3.5)を用いて式(3.2)の電磁界を横成分と縦成分で分解したうえで、縦成分を消去

すると、次の通りになる.

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \mathbf{i}_z \times \left\{ \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} - \nabla_t \left(\frac{j}{\omega\mu_0} \mathbf{i}_z \cdot (\nabla_t \times \mathbf{E}_t) \right) \right\} \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} - \frac{j}{\omega\mu_0} \mathbf{i}_z \times \left[\nabla_t (\mathbf{i}_z \cdot (\nabla_t \times \mathbf{E}_t)) \right] \right\} \\ \mathbf{H}_t &= \frac{j}{\omega\mu_0} \mathbf{i}_z \times \left\{ \frac{\partial \mathbf{E}_t}{\partial z} - \nabla_t \left(\frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \mathbf{i}_z \cdot (\nabla_t \times \mathbf{H}_t) \right) \right\} \\ &= \frac{j}{\omega\mu_0} \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{E}_t}{\partial z} - \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \mathbf{i}_z \times \left[\nabla_t \left(\frac{\mathbf{i}_z \cdot (\nabla_t \times \mathbf{H}_t)}{n^2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \right. \quad (3.6)$$

ここで、{}内の第2項については、ベクトル公式

$$\nabla \times (\phi \mathbf{A}) = \phi \nabla \times \mathbf{A} + \nabla \phi \times \mathbf{A} \quad (3.7)$$

を用いてさらに変形すると、次式を得る.

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} + \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla_t \times (\nabla_t \times \mathbf{E}_t) \right\} \\ \mathbf{H}_t &= \frac{j}{\omega\mu_0} \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{E}_t}{\partial z} + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla_t \times \left(\frac{\nabla_t \times \mathbf{H}_t}{n^2} \right) \right\} \end{aligned} \right. \quad (3.8)$$

ここで、伝搬する電磁界は、以下のように局所モードで展開できると仮定する. ただし、前進波のみを考えている.

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \sum_k b_k \mathbf{e}_{t,k}(x, y, \beta_k(z)) \\ \mathbf{H}_t &= \sum_k b_k \mathbf{h}_{t,k}(x, y, \beta_k(z)) \end{aligned} \right. \quad (3.9)$$

ここで、下添字の k は、モードの次数を表す. $\mathbf{e}, \mathbf{h}$ はそれぞれ、2次元断面の界分布関数であり、 b は、モードの複素振幅係数を表す. 各モードにおいて、以下の条件で規格化されているとする.

$$\iint_S (\mathbf{e}_{t,k} \times \mathbf{h}_{t,k}) \cdot \mathbf{i}_z dS = 1 \quad (3.10)$$

ここで、 S は解析領域全体を表す.

各モードの界分布は、どの伝搬位置 z においても式(3.8)を満たす、すなわち、陰に含まれた電磁界分布 $\mathbf{e}, \mathbf{h}$ の z 依存性は、微分時に無視する. このとき、次式が成り立つ.

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{e}_{t,k} &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \left\{ -j\beta_k \mathbf{i}_z \times \mathbf{h}_{t,k} + \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla_t \times (\nabla_t \times \mathbf{e}_{t,k}) \right\} \\ \mathbf{h}_{t,k} &= \frac{j}{\omega\mu_0} \left\{ -j\beta_k \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{t,k} + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla_t \times \left(\frac{\nabla_t \times \mathbf{h}_{t,k}}{n^2} \right) \right\} \end{aligned} \right. \quad (3.11)$$

また、伝搬する電磁界についても、式(3.8)を満たすため、式(3.8)に式(3.9)を代入して次式を得る.

$$\begin{cases} \sum_k b_k \mathbf{e}_{t,k} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 n^2} \sum_k \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial}{\partial z} (b_k \mathbf{h}_{t,k}) + \frac{j}{\omega\mu_0} \nabla_t \times (\nabla_t \times (b_k \mathbf{e}_{t,k})) \right\} \\ \sum_k b_k \mathbf{h}_{t,k} = \frac{j}{\omega\mu_0} \sum_k \left\{ \mathbf{i}_z \times \frac{\partial}{\partial z} (b_k \mathbf{e}_{t,k}) + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla_t \times \left(\frac{\nabla_t \times (b_k \mathbf{h}_{t,k})}{n^2} \right) \right\} \end{cases} \quad (3.12)$$

さらに、式(3.11)を用いて整理して、以下の2式を得る。

$$\sum_k \left(b_k \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{h}_{t,k}}{\partial z} + j\beta_k b_k \mathbf{i}_z \times \mathbf{h}_{t,k} + \frac{db_k}{dz} \mathbf{i}_z \times \mathbf{h}_{t,k} \right) = 0 \quad (3.13)$$

$$\sum_k \left(b_k \mathbf{i}_z \times \frac{\partial \mathbf{e}_{t,k}}{\partial z} + j\beta_k b_k \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{t,k} + \frac{db_k}{dz} \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{t,k} \right) = 0 \quad (3.14)$$

ここで、 $\iint \mathbf{e}_{t,p} \cdot (3.13) \, dxdy = 0$ を計算すると、次式の局所モード結合方程式を得る。なお、 κ はモード結合係数を表す。ただし、可読性のために総和に関する変数を k から q に置き換えた。

$$\frac{db_p}{dz} = -j\beta_p b_p - \sum_q \kappa_{pq} b_q \quad (3.15)$$

$$\kappa_{pq}(z) = \iint_S \left\{ \mathbf{e}_{t,p} \times \frac{\partial \mathbf{h}_{t,q}}{\partial z} \right\} \cdot \mathbf{i}_z \, dxdy \quad (3.16)$$

有限要素法解析で得た電磁界分布を用いたモード結合係数 κ の計算は、以下のようにして行う。初めに、微分について中心差分の式を適用する。

$$\begin{aligned} \kappa_{pq}(z) &= \iint_S \left\{ \mathbf{E}_p(z) \times \frac{\partial \mathbf{H}_q(z)}{\partial z} \right\} \cdot \mathbf{i}_z \, dxdy \\ &\approx \iint_S \left[\mathbf{E}_p(z) \times \left\{ \frac{\mathbf{H}_q(z+\Delta z) - \mathbf{H}_q(z-\Delta z)}{2\Delta z} \right\} \right] \cdot \mathbf{i}_z \, dxdy \\ &\approx \frac{1}{2\Delta z} \iint_S \left[\mathbf{E}_p(z) \times \mathbf{H}_q(z+\Delta z) - \mathbf{E}_p(z) \times \mathbf{H}_q(z-\Delta z) \right] \cdot \mathbf{i}_z \, dxdy \end{aligned} \quad (3.17)$$

ここで右辺について、式(2.8)の代入、式(3.2)を利用した磁界 $\mathbf{H}$ の、電界 $\mathbf{E}$ への置換を行ったうえで式(2.11)を利用すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2\Delta z} \iint_S \left[\mathbf{E}_p(z) \times \mathbf{H}_q(z+\Delta z) - \mathbf{E}_p(z) \times \mathbf{H}_q(z-\Delta z) \right] \cdot \mathbf{i}_z \, dxdy \\ &= \frac{1}{2\Delta z} \left\{ \frac{\beta_q(z+\Delta z)}{\omega\mu} \left(\left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T [M_{tt}] \left\{ \mathbf{E}_{t,q}(z+\Delta z) \right\} + \left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T [M_{tz}] \left\{ \mathbf{E}_{z,q}(z+\Delta z) \right\} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\beta_q(z-\Delta z)}{\omega\mu} \left(\left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T [M_{tt}] \left\{ \mathbf{E}_{t,q}(z-\Delta z) \right\} + \left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T [M_{tz}] \left\{ \mathbf{E}_{z,q}(z-\Delta z) \right\} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{2\Delta z} \left(\frac{\beta_q(z+\Delta z)}{\omega\mu} \begin{bmatrix} \left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T \\ \left\{ \mathbf{E}_{z,p}(z) \right\}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left\{ \mathbf{E}_{t,q}(z+\Delta z) \right\} \\ \left\{ \mathbf{E}_{z,q}(z+\Delta z) \right\} \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\beta_q(z-\Delta z)}{\omega\mu} \begin{bmatrix} \left\{ \mathbf{E}_{t,p}(z) \right\}^T \\ \left\{ \mathbf{E}_{z,p}(z) \right\}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left\{ \mathbf{E}_{t,q}(z-\Delta z) \right\} \\ \left\{ \mathbf{E}_{z,q}(z-\Delta z) \right\} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

ここで、各モード、および各伝搬位置における固有モードを解析する際に、解析領域の要素分割は同じものを使用することで、形状関数を共有する。また、電界を未知変数として解析を行うことで、 $[M_H], [M_E]$ の計算において必要となる $[p]$ は、媒質の屈折率を含まないため、伝搬位置に依存しない。以上により、解析領域全体の面積分を、行列計算(各成分は各要素領域の面積分を含む)に置き換えられた。

最後に、局所モード結合方程式(3.15)については、ベクトル化すると次のように書ける。

$$\begin{cases} \frac{db}{dz} = f(z, b) \\ f_i(z, b_i) = -j\beta_i b_i - \sum_{i \neq j} \kappa_{ij} b_j \end{cases} \quad (3.19)$$

ここで、 b, f はそれぞれ、モードの複素振幅係数ベクトル、右辺関数ベクトルである。4段4次の古典的 Runge-Kutta 法[50–52]を適用すると次式のようになる。

$$b_{m+1} = b_m + \frac{h}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (3.20)$$

$$\begin{cases} k_1 = f(z, b) \\ k_2 = f\left(z + \frac{h}{2}, b + h \frac{k_1}{2}\right) \\ k_3 = f\left(z + \frac{h}{2}, b + h \frac{k_2}{2}\right) \\ k_4 = f(z + h, b + hk_3) \end{cases} \quad (3.21)$$

ここで、 k は、勾配ベクトル、 h は伝搬位置に関する離散化単位を表す。下付き添字 m は、伝搬位置に関するステップ数を表す。式(3.20)を逐次計算していくことで、伝搬位置 z におけるモードの複素振幅係数を計算可能である。

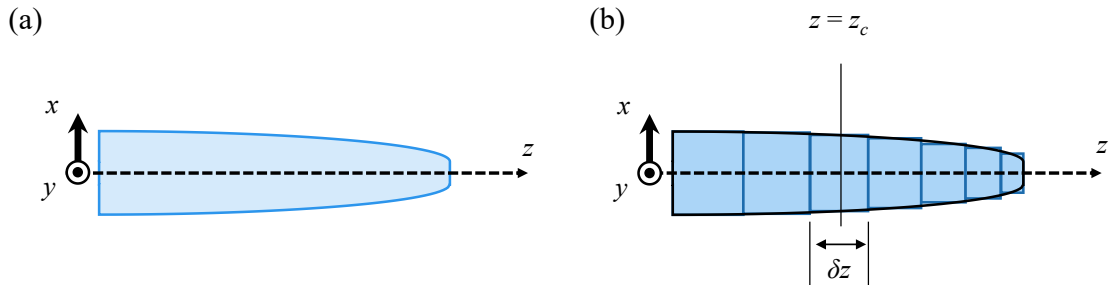


図 3.1 伝搬方向について任意に大きな不均一性を有する導波路[49]

(a) 解析対象とする導波路, (b) CLMT 解析のための近似モデル

第4章 高速擬似断熱力学に基づくモード発展型 2 モード 3-dB 結合器の提案

4.1 まえがき

マルチモード光スイッチは、マルチモードオンチップ光ネットワークの構成要素として必要不可欠であり、盛んに研究が行われている分野である[21,23,31,53–55]。ここで、マルチモード 2×2 3-dB 結合器は、マッハツェンダ干渉計を動作原理とするマルチモード光スイッチの主要素子の一つである。マルチモード 2×2 3-dB 結合器の構造には様々なものがある。マルチモード干渉結合器[29,56]は一般的な構造の一つであり、比較的小さな面積で機能を実現できる。しかし、過剰損失や出射パワーのインバランスが小さくない。方向性結合器[57]も短いデバイス長で実現できるが、動作対象のモード全てで結合のビート長を揃えるのは困難である。これらのマルチモード干渉結合器や方向性結合器といった共振型結合器とは異なり、モード発展型結合器[58–60]は断熱的なモード発展を動作原理とする。動作モード数の拡張性に優れているほか、低損失で動作する。一方で、デバイス長が非常に長くなりやすいという課題がある。

モード発展型デバイスにおいて、より短い長さで断熱過程を成立させるためにたくさんの方法が研究されてきた。その中でも、断熱ショートカット技術の一つである高速擬似断熱力学(FAst QUasi-Adiabatic Dynamics: FAQUAD)は、シンプルな設計プロセスではあるものの、大幅にデバイス長を短縮できる[24,33,36,61–63]。 2×2 3-dB 結合器としては、波長 $1.55 \mu\text{m}$ 周辺で動作するシングルモード 3-dB 結合器[33]や偏波無依存 3-dB 結合器[61,62]が既に提案されてきた。しかし、モード分割多重伝送システムのための 2×2 3-dB 結合器については、私の知る限りまだ報告が無い。動作モード数が増えるにつれて、必要となるデバイス長も急激に増加すると考えられ、マルチモード 3-dB 結合器の小型化は非常に重要な課題である。

本章では、 $2 \mu\text{m}$ 帯向けのモード発展型 2×2 モード 3-dB 結合器を提案する。構造パラメータは断熱的なモード発展の基準を満たすよう設計されており、FAQUAD 技術を用いることで、モード発展領域は少なくとも 3 分の 1 以下に小型化可能であることを明らかにする。本章の内容は[64]に基づいており、これは予備報告[65]を基に、新たに設計プロセスの詳細や、実験的実証を追加したものである。

4.2 デバイス構造と動作原理

図 4.1 に、モード発展型 2 モード 3-dB 結合器の概略図を示す。本結合器は、 SiO_2 をクラッドとし、厚さを 220 nm とする Si 細線導波路を対象として設計する。シミュレーションの際は、Sellmeier の多項式[66]を用いて計算された値を Si や SiO_2 の屈折率として利用することで、材料分散を考慮している。また、結合器の設計波長は、 $2.1 \mu\text{m}$ としている。シミュレ

ーションにおいて、入力導波路は左下のポートとし、 TE_0 , TE_1 モードを入射する。結合器に TE_0 モードを入射したときは、同相の TE_0 モードとして等分岐されて出力する。同様に、 TE_1 モードを入射したときは、逆相の TE_1 モードとして等分岐されて出力する。もし入力ポートを下側のものから上側のものに変えたときは、分岐比は変わらず、出射ポート間の位相関係が反転する。具体的には、 TE_0 モードは逆相として、 TE_1 モードは同相として出力する。

提案するモード発展結合器は 3 つの領域からなる。領域 I と III ではそれぞれ、導波路間隔が $2.2\ \mu\text{m}$ から $0.2\ \mu\text{m}$ へ、そして $0.2\ \mu\text{m}$ から $2.2\ \mu\text{m}$ へと変化し、その間隔変化には S 字曲げ構造[67]を利用している。結合領域内の最小導波路間隔については、標準的な CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) 互換プロセスを利用して作製することが十分可能な広さとして、 $0.2\ \mu\text{m}$ へと設定している。導波路幅については、下側、上側でそれぞれ、 w_1, w_2 とする。領域 II では、導波路幅が伝搬位置 z に応じて変化する。始端($z=0$)では、2 つの導波路は x 軸方向に関して非対称な断面構造を有しており、各導波路幅 w_1, w_2 はそれぞれ、 $1.3\ \mu\text{m}, 1.1\ \mu\text{m}$ である。領域 II の終端($z=L_{II}$)では、導波路幅は $w_1 = w_2 = 1.2\ \mu\text{m}$ と共に等しく、 x 軸方向に関して対称構造となる。ここで、2 つの導波路幅については単一の形状制御パラメータ $D(z)$ ($D_i \leq D(z) \leq D_f$ で、 $D_i = 0, D_f = 0.1\ \mu\text{m}$)を使用して定義する。図 4.1(b)に示すように、 $w_1 = 1.3\ \mu\text{m} - D(z)$, $w_2 = 1.1\ \mu\text{m} + D(z)$ である。直線テーパでは、 $D(z) = 0.1z / L_{II}$ である。

図 4.2 に、領域 II における各スーパーモードの実効屈折率を示す。導波路構造が z 方向に連続的に変化するとき、フィールド分布や実効屈折率も同様に連続的に変化する。このプロセスをモード発展と呼ぶ[60]。本章で検討する 3-dB 結合器も、この原理を利用してパワーの等分岐を実現する。もし TE_0, TE_1 モードのいずれかが、あるいはその両方が入力されたとき、それらのモードは 0 次(緑実線)と 2 次(赤実線)のスーパーモードのいずれか、あるいはその両方と結合する。スーパーモードについて、初めは、光は片方のコアによく閉じ込められているが、次第に反対側のコアにも結合し始め、領域 II の終端においては、両方のコアに均等に結合したフィールド分布となる。領域 III では、結合導波路は S 字曲げを用いて緩やかに導波路間隔が広げられ、結果として同相の TE_0 モードと逆相の TE_1 モードを出力として得る。同様にして、上側のポートから光が入力されたときには、 TE_0, TE_1 モードはそれぞれ、1 次(緑破線)、3 次(赤破線)のスーパーモードと結合し、逆相の TE_0 モードと同相の TE_1 モードへの出力を得る。

所望の等分岐機能を実現するためには、デバイス全体にわたり 0 次と 1 次のモード間結合、および 2 次と 3 次のモード結合を抑制しなければならない。簡単のため、ここでモードを 2 つのグループに分類する。0 次、1 次のモード群はグループ A、2 次、3 次のモード群はグループ B とする。3 つの領域の中でも、領域 II はモード発展の断熱過程成立が一番難しい。これは、モードグループ内での実効屈折率差が小さいためである。これとは対照的に、領域 I では実効屈折率差が比較的大きく、領域 III では構造の x 軸方向に関する対称性から

モードグループ内での結合は無視できる。

ここで、不要なモード結合は、結合器の特性であるパワーインバランスと位相誤差 θ_{error} にどの程度影響を与えるのかを評価する[58]。位相誤差は、TE₀モードでは0°、TE₁モードでは180°という理想的な出射ポート間の位相差を基に計算される。ここで、領域II終端($z=L_{\text{II}}$)における各スーパーモードの複素振幅係数 c_s ($s=0\text{th}, 1\text{st}, 2\text{nd}, 3\text{rd}$)を考える。さらに、簡単のため、モード発展型シングルモード3-dB結合器を対象とする。TE₀モードが左下のポートから入射されたとき、理想的には $|c_{0\text{th}}|=1$ で、その他のモード振幅は0である。しかし、グループA内で不要な結合が生じ、 $|c_{0\text{th}}| \neq 1$ で、 $|c_{1\text{st}}| \neq 0$ となってしまう場合がある。領域IIIでは、これらの振幅は以下の基底変換行列を用いて変換される。

$$\begin{bmatrix} c_{\text{Bar}} \\ c_{\text{Cross}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{0\text{th}} \\ c_{1\text{st}} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

ここで、 c_{Bar} および c_{Cross} はそれぞれ、Barポート、CrossポートにおけるTE₀モードの複素振幅係数である。主要な成分である0次モードに関しては同相で等分岐するが、1次モードは逆相で等分岐する。図4.3は、基底変換の概略とスーパーモードの不要な結合による影響を、複素平面上に複素振幅をプロットして示す。ここで、0次モードと1次モードの位相差として、 θ_{relative} を導入する。図4.3(b)は、 θ_{relative} の一般的な場合を示す。この場合、位相誤差とパワーインバランスの両方が生じる。図4.3(c)は、 $\theta_{\text{relative}} = 0^\circ$ の場合で、位相誤差はないものの、パワーインバランスが大きい。 $\theta_{\text{relative}} = 90^\circ$ の場合は、図4.3(d)に示すように、パワーインバランスはないものの、位相誤差が大きい。もしパワーインバランスだけに着目して高性能な3-dB結合器を設計したければ、 θ_{relative} が90°となるように L_{I} , L_{II} , L_{III} を調整する必要がある。シングルモード結合器(モードグループが1つのみ)の場合であれば、この調整はそれほど難しくないため、仮に不要なモードクロストークを十分に抑えられていなかったとしても、所望の機能を得られる。一方で、動作モード数が増加した場合では、動作原理は同様であるものの、スーパーモードに関するクロストークや位相誤差 θ_{relative} がそれぞれのモードグループにおいて生じるうえ、これらの指標は独立して変化する。対象の2モード結合器では、モードグループは2つに分けられ、そして0次と1次モード間、2次と3次モード間のクロストークを抑制する必要がある。もしクロストークが十分に抑制できていないときは、0-1次モード間と2-3次モード間の位相差 θ_{relative} という、2つの独立した指標を制御しなければならないが、それは困難である。したがって、スーパーモード間の不要なクロストークを抑制することは、対象モード数が増えるにつれてその重要性が増す。図4.4に、2つの出力ポート間の最大パワー差 ΔT と最大位相誤差 $\Delta\theta$ のクロストーク $|c_{1\text{st}}|^2$ 依存性を示す。もし不要な結合が-30 dB程度に抑えられていたら、パワー差 $\Delta T < 10\%$ 、そして位相誤差 $\Delta\theta < 5^\circ$ という特性を、 θ_{relative} の値に関わらず達成できる。そこで本設計では、このクロストーク-30 dB程度を基準として採用する。

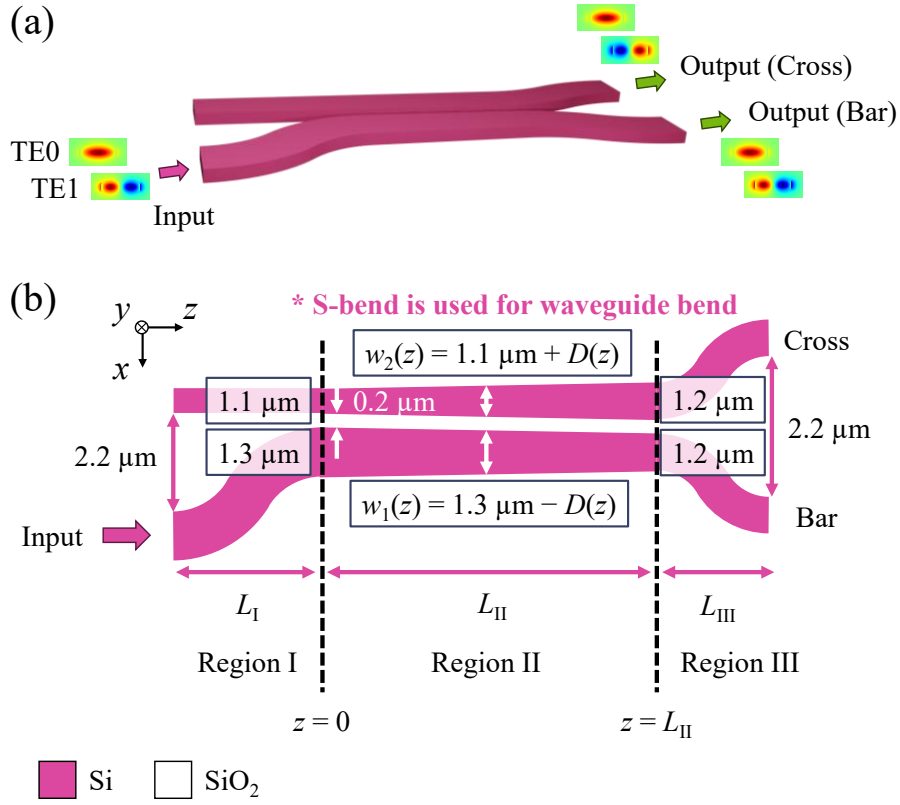


図 4.1 モード発展型2モード3-dB結合器の概略図 (a): 3D概略図, (b): 2D構造図と構造パラメータ (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

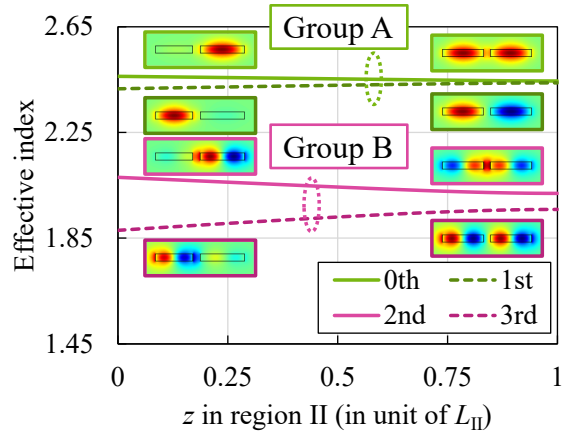


図 4.2 領域 II における各スーパーモードの実効屈折率 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

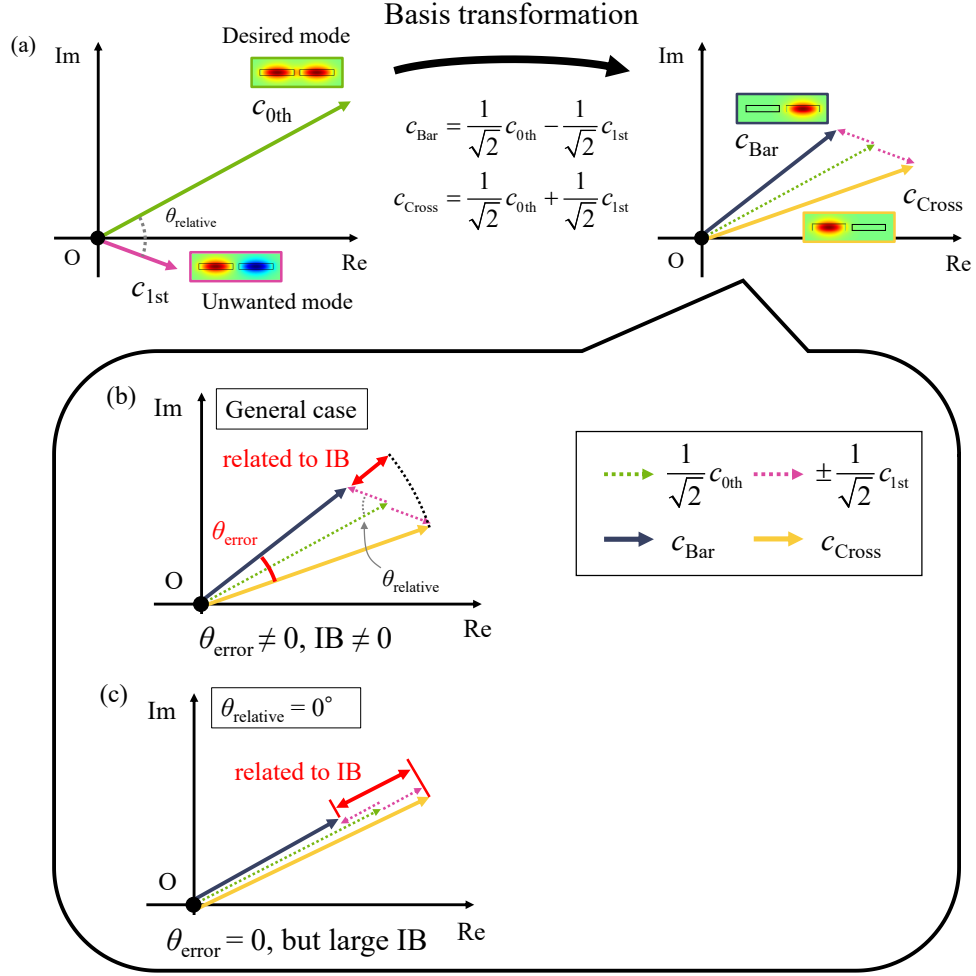


図 4.3 (a): 基底変換の概略図. (b)–(d): スーパーモードの不要な結合による影響. $\theta_{relative}$ について, (b) 一般的な場合, (c) 0° の場合, (d) 90° の場合. (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

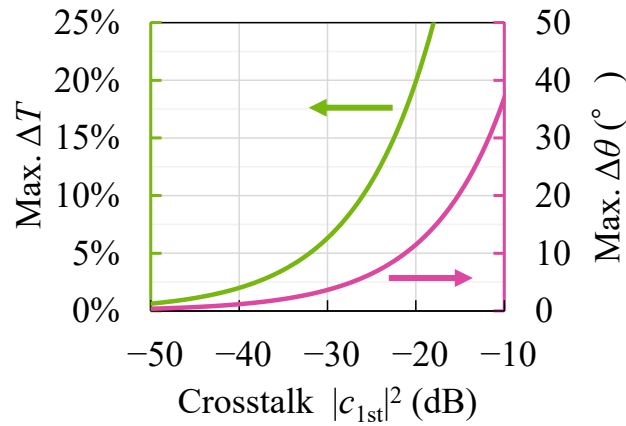


図 4.4 2つの出力ポート間の最大パワー差 ΔT と最大位相誤差 $\Delta\theta$ のクロストーク $|c_{1st}|^2$ 依存性 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

4.3 構造パラメータの最適化

初めに、領域Ⅰと領域Ⅲの設計を行う。領域Ⅰについては、グループA内とグループB内の結合を抑制することが目標となる。図4.5に、領域Ⅰにおけるモードクロストークの領域長 L_I 依存性を示す。挿入図中の赤で示されている領域が、解析対象に設定した領域である。2.4節の定式化に基づいて実装された3次元ベクトル有限要素法(Three-Dimensional Vector Finite-Element Method: 3D VFEM) [40]を用いて、伝搬解析を行った。前節で設定したクロストークの目標値、-30 dB程度を達成するために、 $L_I = 110 \mu\text{m}$ を選択した。これは、曲げ半径 $1513 \mu\text{m}$ と対応している。領域Ⅲは、構造対称性によりモードグループ内でのクロストークを無視できる。そのため、入射モードの損失が主な評価指標となる。図4.6に、領域Ⅲにおける損失の領域長 L_{III} 依存性を示す。 $L_{III} = 20 \mu\text{m}$ 程度に設定することで、損失は十分に抑制できる。これは曲げ半径 $100 \mu\text{m}$ と対応する。

続いては、結合器の設計の核である、領域Ⅱに着目する。前述の通り、領域Ⅱの不要なモード結合の抑制は困難であり、非常に緩やかな構造変化が必要となる。断熱過程成立に必要な長さを短縮するために、FAQUADに基づいた構造設計を行う。FAQUADでは、形状制御パラメータ $D(z)$ の変化を決定するために、次式で定義する断熱性パラメータ $c_{m,n}$ を導入する[24]。

$$c_{m,n}(z) = \left| \frac{\iint (\mathbf{E}_{mt} \times \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_{nt}^*) \cdot \mathbf{i}_z dS}{\beta_m - \beta_n} \right| \quad (4.2)$$

$$= \left| \frac{dD}{dz} \right| c'_{m,n}(D)$$

$$c'_{m,n}(D) = \left| \frac{\iint (\mathbf{E}_{mt} \times \frac{\partial}{\partial D} \mathbf{H}_{nt}^*) \cdot \mathbf{i}_z dS}{\beta_m - \beta_n} \right| \quad (4.3)$$

ここで、 $\mathbf{E}_{mt}$ と $\mathbf{H}_{mt}$ はそれぞれ、 m 次のスーパーモードの正規化された電磁界ベクトル(正規化条件は、パワー P に関して $2P = \iint (\mathbf{E}_{mt} \times \mathbf{H}_{mt}^*) \cdot \mathbf{i}_z dS = 1$)であり、 β_m は伝搬定数、 $\mathbf{i}_z$ は z 方向の単位ベクトルである。ここで、式(4.2)の最終式は、連鎖律を適用して得ている。また、断熱性パラメータ $c_{m,n}$ は、 m 次モードと n 次モードの結合の強さを表す[62]。FAQUADでは、設計されるテーパ形状について、次の条件を課す。それはすなわち、FAQUAD テーパにおいて断熱性パラメータ $c_{m,n(\text{opt})}$ の値は定数である、というものであり、

$$c_{m,n(\text{opt})}(z) = \varepsilon \quad (\text{const.}) \quad (4.4)$$

である。式(4.4)と、 D は単調増加するということを考慮すると、式(4.2)は次のように変形できる。

$$\frac{d}{dz} D(z) = \frac{\varepsilon}{c'_{m,n}(D)} \quad (4.5)$$

この式は、結合が強い領域では形状変化を緩やかに、反対に、結合が弱い領域では形状変化を急激にすることを意味する[24]。なお、これに対して直線テーパでは次の関係式が成り立

っており、形状変化量は常に一定である。

$$\frac{d}{dz}D(z) = \frac{D_f - D_i}{L_{II}} \quad (4.6)$$

ここで、境界条件として $D(0)=D_i$ と、 $D(L_{II})=D_f$ を考えると、 ε の値が決定するほか、式(4.5)を解くことができる。最後に、式(4.5)の右辺の値は常に正であるため、式(4.5)の解は $c'_{m,n}$ を用いて次のように表せる。

$$z_{(\text{opt})}(D) = L_{II} \frac{\int_{D_i}^D c'_{m,n}(D') dD'}{\int_{D_i}^{D_f} c'_{m,n}(D') dD'} \quad (4.7)$$

ここで、 $z_{(\text{opt})}(D)$ は FAQUAD テーパにおける形状制御パラメータ $D(z)$ の逆関数である。FAQUAD 技術に基づいた設計では、テーパ形状は各モード間の干渉について一意のテーパ形状を得られる。設計対象とする2モード3-dB結合器ではいくつかのモード干渉が考えられるが、それらの中でも、0次と1次のスーパーモード間の干渉の抑制が一番困難である。これは、図4.2からもわかる通り、位置 z によらず、同モード間の実効屈折率差が2次と3次のモード間の実効屈折率差よりも常に小さいためである。

式(4.7)の $z_{(\text{opt})}$ について、 $m=0$ 、 $n=1$ としてテーパ形状を設計した。図4.7に、直線テーパと最適テーパの形状比較を示す。最適テーパでは、 D の変化量は z が増加するにつれて小さくなっている。図4.8に、各モード、各テーパにおいて計算された断熱性パラメータを示す。断熱性パラメータは L_{II} に反比例するが、 $L_{II}=0.1\text{ }\mu\text{m}$ (直線テーパにおいて $dD/dz=1$ と対応)として計算された値が表示されている。 $c_{0,1(\text{lin})}$ は直線テーパにおいて計算された0次と1次モード間の結合の強さを表し、 $c_{2,3(\text{lin})}$ は直線テーパにおいて計算された2次と3次モード間の結合の強さを表す。 $c_{0,1(\text{lin})}$ の最大値は、 $c_{2,3(\text{lin})}$ の最大値の17倍の大きさである。ここで、最適テーパでは、 $c_{0,1(\text{opt})}$ は232で一定であり、 $c_{0,1(\text{lin})}$ の最大値の約6.5分の1である。これが、0次と1次の不要なモード間結合の抑制につながっている。同時に、 $c_{2,3(\text{opt})}$ の最大値は依然として $c_{2,3(\text{lin})}$ と同程度の大きさであることから、2次、3次モード間の断熱過程成立に関しても、必要なテーパ長は大きくは変わっていないと考えられる。

図4.9に、領域IIにおける各モード、各テーパでのモードクロストークの領域長 L_{II} 依存性を示す。グラフでは、領域IIの出射端におけるモードクロストークをプロットしており、その解析には、領域Iは3D VFEMを、領域IIは局所モード結合理論(Coupled Local-Mode Theory: CLMT)[49]を使って解析する、ハイブリッド手法を用いている。領域Iの解析では曲げ構造を含むため、3D VFEMの方がCLMTより正確な解析結果を期待できる。これは、3D VFEMでは導波モード、放射モードなど、全てのモードを考慮した解析ができるためである。しかし、3D VFEM解析コストは非常に大きい。長さを変えて何度も計算する必要がある、ときに非常に長い伝搬長を解析する必要がある領域IIの解析としては、3D VFEMと比べてずっと小さなコストで解析可能なCLMTが適している。入射モードは0次モードと2次モードとしているため、0次モード入力の際は1次モードへの結合量がクロストークとみ

なされ、2次モード入力の際は3次モードへの結合量がクロストークとみなされる。最適テーパーでは、0次モードについてクロストークを-30 dB程度まで抑制できるテーパー長 L_{II} は周期的に表れ、211 μm 周辺と425 μm 周辺である。2次モードについては、 L_{II} を300 μm 以上とすることで基準は満たせる。したがって、 $L_{II}=425 \mu\text{m}$ を最適テーパーの長さとして選択する。直線テーパーにおいては、 $L_{II}=425 \mu\text{m}$ とするとクロストークが-10 dB程度と大きく、長さが十分に足りていないことがわかる。

最後に、全長555 μm のデバイス全体について3D VFEMで解析することで、最適テーパーの特性を調べる。解析領域は商用ソフトであるGiD[68]を用いてLT/QN (Linear-Tangential/Quadratic-Normal)四面体エッジ要素[47]で分割した。Siコア内について、エッジの長さの平均は45 nmとなるよう設定している。計算コストとしては、メモリ要求量が2.5 TB程度で、計算時間が10時間程度(8コアCPUであるIntel Xeon E7-4809 v3を使用)である。3D VFEM解析では非常に大きな計算資源を必要とするものの、領域Iと領域II、領域IIと領域IIIの接続部で生じうる、領域間をまたいだ放射光の再結合といった影響を考慮でき、より高い解析精度を期待できる。以上の理由から、最終確認として3D VFEMを解析手法に選択した。なお、4.6節の補足資料中に示すように、領域IIをCLMTで、領域IとIIIを3D VFEMで解析するハイブリッド法でも、十分に高い精度かつ5分の1のメモリ使用量で解析可能である。3-dB結合器の性能評価指標として、次のパラメータを定義する。

$$EL_{TE_i} = -10 \log_{10} (T_{\text{Bar}, TE_i} + T_{\text{Cross}, TE_i}) \quad (4.8)$$

$$|IB_{TE_i}| = \left| 10 \log_{10} \left(\frac{T_{\text{Bar}, TE_i}}{T_{\text{Cross}, TE_i}} \right) \right| \quad (4.9)$$

$$\theta_{r, TE_i} = \theta_{\text{Cross}, TE_i} - \theta_{\text{Bar}, TE_i} \quad (4.10)$$

これらはそれぞれ、過剰損失、パワーインバランス、そしてBarポートに対する相対位相を表す指標である。式中の T_{Port, TE_i} 、 $\theta_{\text{Port}, TE_i}$ はそれぞれ、 TE_i モードのPort (BarまたはCross)における出射透過率と位相を表す。図4.10に、最適テーパー型結合器の透過スペクトルと相対位相を示す。図4.9に基づいて、最適テーパーの長さは $L_{II}=425 \mu\text{m}$ として計算している。初めに、提案する結合器は TE_0, TE_1 の両モードについてほとんど無損失で動作しており、波長帯域2.06–2.14 μm における EL の値は共に0.01 dB未満である。同波長帯域において、最大のインバランスは0.58 dBである。特に、0.5 dB未満の小さなインバランスを両モードで達成できる帯域幅は、波長2.1 μm 周辺の60 nmである。続いて、位相誤差に着目する。モード発展型3-dB結合器における理想的な位相差は TE_0 モードでは 0° 、 TE_1 モードでは 180° であるが、シミュレーション結果によると、波長帯域2.06–2.14 μm における最大の位相誤差は TE_0 モードで 5° 、 TE_1 モードで 3° である。

続いて、直線テーパーを使用した場合で同じ長さの構造を計算したときの特性を調べる。図4.11に、 $L_{II}=425 \mu\text{m}$ とした直線テーパーにおける透過スペクトルとBar出力に対する相対位相を示す。直線テーパー型結合器と最適テーパー型結合器を $L_{II}=425 \mu\text{m}$ で比較すると、 TE_0 モ

ードの違いが顕著であり、直線テーパでは波長帯域 $2.06\text{--}2.14\ \mu\text{m}$ においてインバランスが最大 $3.12\ \text{dB}$ になるのに対し、最適テーパでは $0.58\ \text{dB}$ である。これに対し、 TE_1 モードの最大インバランスを比べると、直線テーパの $0.30\ \text{dB}$ という値は、最適テーパの $0.49\ \text{dB}$ という値と比べてわずかに改善している。これは、最適テーパのテーパ形状が TE_0 モードでの動作に向けて最適化されたためと考えられる。直線テーパで2モード動作させるためには、より長いテーパ長 L_{II} が必要であることが確認できた。図 4.12 に、直線テーパにおける波長帯域 $2.06\text{--}2.14\ \mu\text{m}$ での TE_0 , TE_1 モードの最大インバランスの L_{II} 依存性を示す。グラフの中では、 $L_{\text{II}} = 425\ \mu\text{m}$ とした場合の最適テーパ型結合器の最大インバランスも併せて示している。最適テーパと同等のインバランス値を達成するためには、直線テーパの長さは $1465\ \mu\text{m}$ 必要となっており、テーパ形状の最適化によってテーパ長は少なくとも 3 分の 1 に短縮できていることが確認できた。

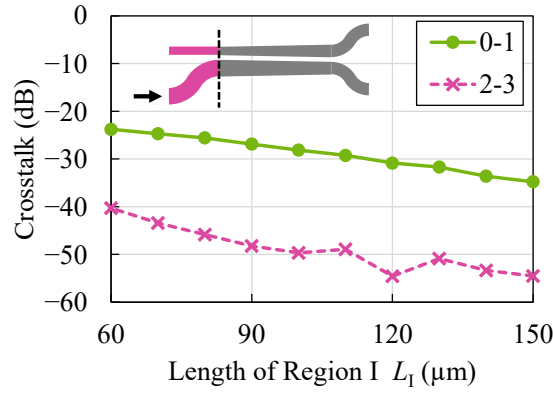


図 4.5 領域 I におけるモードクロストークの領域長 L_I 依存性 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

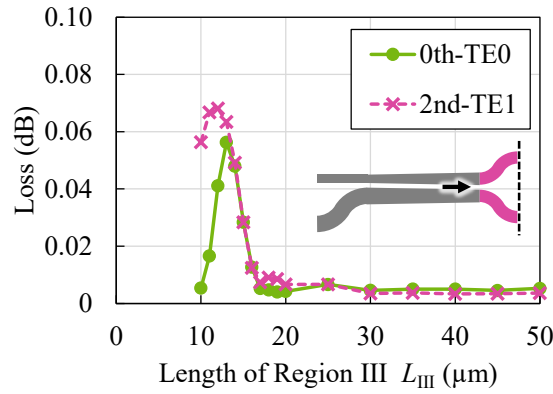


図 4.6 領域 III における損失の領域長 L_{III} 依存性 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

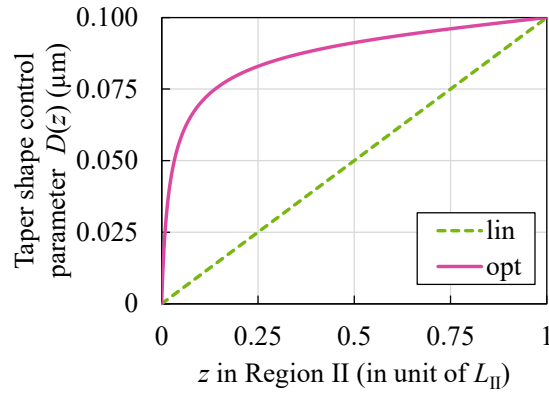


図 4.7 直線テーパと最適テーパの形状比較 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

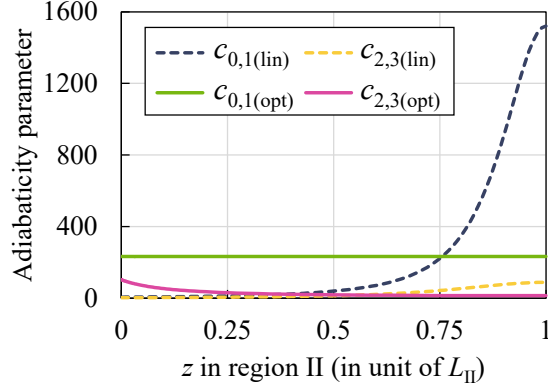


図 4.8 各モード，各テーパにおいて計算された断熱性パラメータ (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

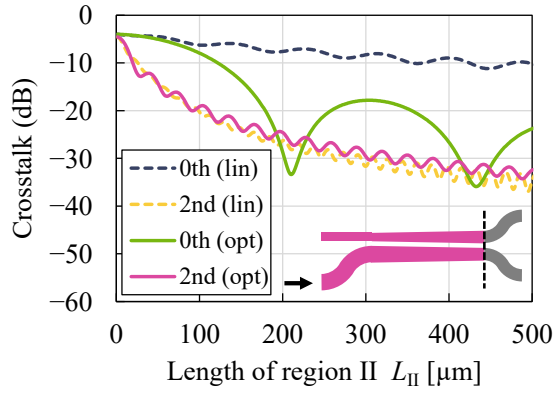


図 4.9 領域 II における各モード，各テーパでのモードクロストークの領域長 L_{II} 依存性 (ハイブリッド法) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

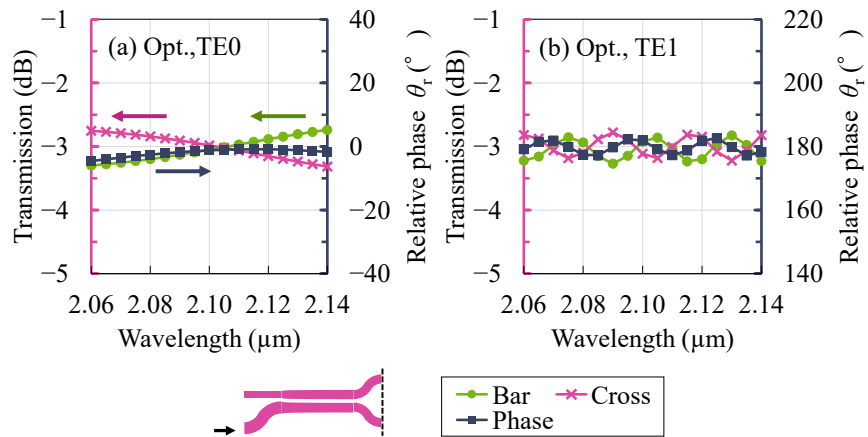


図 4.10 $L_{II}=425 \mu\text{m}$ とした最適テーパにおける透過スペクトルおよび Bar 出力に対する相対位相 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

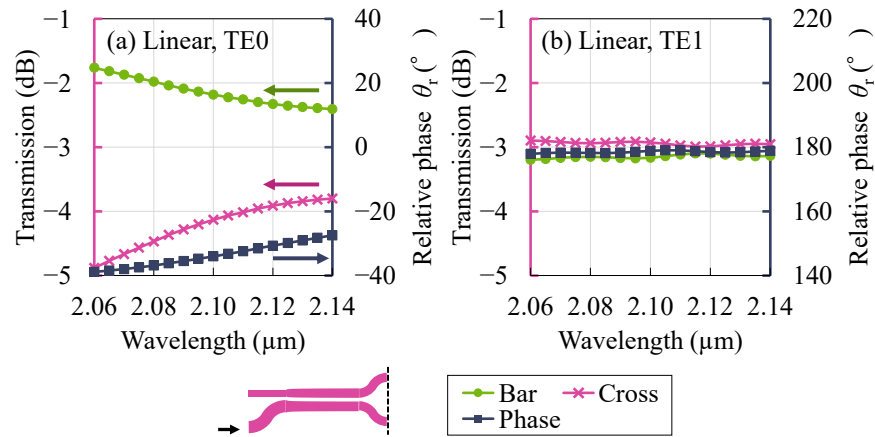


図 4.11 $L_{\text{II}} = 425 \mu\text{m}$ とした直線テーパにおける透過スペクトルおよび Bar 出力に対する相対位相 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

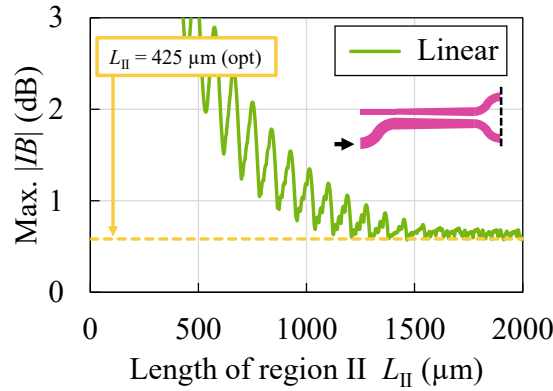


図 4.12 直線テーパにおける波長帯域 2.06–2.14 μm での TE_0 , TE_1 モードの最大インバランスの L_{II} 依存性 (ハイブリッド法) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

4.4 測定実験結果

モード発展型2モード2×2 3-dB結合器について、直線テーパを用いるものと最適テーパを用いるものの両方を同一のチップ上に作製した。フォトリソグラフィ技術を使用する、CMOS互換プロセスを製造に利用している。図4.13に、作製された最適テーパを用いる3-dB結合器の光学顕微鏡画像を示す。チップ内で TE_1 モードを励振するために、テーパ非対称性方向性結合器型モード合分波器を3-dB結合器の両端に配置している。図4.14に、測定系構成を示す。実験では、対象波長帯域の透過スペクトルを測定するために、中赤外ASE (Amplified Spontaneous Emission)光源(AP-SC-MIR)と、光スペクトラムアナライザ(Yokogawa AQ6375B)を利用している。偏光ビームスプリッタによってx-偏光のファイバモードのみを取り出し、エッジカップラと逆テーパ型スポットサイズコンバータを利用して TE_0 モードをチップに入射し、同様にしてチップ出射端での TE_0 モードもエッジカップラを通じて光ファイバに結合したのち、スペクトラムアナライザでパワーが測定される。測定波長帯域は2–2.2 μm であり、これは偏光ビームスプリッタの動作帯域の制約に基づいている。

初めに、設計したモード発展型3-dB結合器の透過特性を調べる。チップの構成上、生じる損失としては、モード合分波器や配線部の導波路曲げ、そして結合器の挿入損失が挙げられる。透過特性は、向かい合わせに配置したモード合分波器対(間は直線導波路で接続)のパワーを参照して規格化している。上記の規格化により、正規化データでは少なくともモード合分波器で生じる損失は除去できていると考えられる。モード合分波器対のみを対象とした透過特性については、4.7節の補足資料にまとめている。図4.15に最適テーパを用いたモード発展型2×2 2モード3-dB結合器の透過スペクトルの測定結果を示す。測定された波長2–2.2 μm の広い帯域において、等分岐特性を確認できる。結合器の損失に着目すると、プロットした線は赤破線で示す3-dBの基準を上回っていることがある。このような特性は、同一チップ上に作製されたモード発展型シングルモード3-dB結合器等の他のデバイスでも確認でき、直線導波路と、曲げ径が非常に大きな(> 1000 μm)曲げ導波路の伝搬特性の違いに由来していることが可能性の一つに挙げられる。波長域2.06–2.14 μm におけるインバランスは、 TE_0 モードで0.45 dB以内、 TE_1 モードでは1.44 dB以内であり、帯域をより広げて2–2.2 μm とすると、 TE_0 モードで0.84 dB、 TE_1 モードでは2.13 dBである。同じポートからの出力ではあるが、異なるモードへと変換された成分として、モードクロストークを確認する。定義は各モードのパワーのdB単位における差である。波長帯域2.06–2.14 μm においてクロストークは–14 dB以内、波長2–2.2 μm においてクロストークは–11 dB以内である。ただし、これらのクロストーク成分は非常に小さく、スベアナの最小受光感度と同等の大きさであり、また、クロストーク成分としてモード合分波器の寄与分も含まれている。また、ここでいうクロストークとは TE_0 - TE_1 モード間でのクロストークを指している。4.2節の動作原理で説明したようなスーパーモードグループ間でのクロストークではなく、個別コアモード間のモード変換であり、マルチモードデバイスの一般的な性能指標として用いられて

いるクロストークと同義である。

図4.16に、異なる3つのチップにおいて測定されたモード発展型結合器のインバランスを示す。同じ構造パターンが描かれている3つのチップを測定することで、作製されたチップ間の不均一性の程度を評価している。最適テーパ型の結合器だけでなく、直線テーパ型で $L_{II} = 425 \mu\text{m}$ の結合器と、 $L_{II} = 1513 \mu\text{m}$ の結合器も併せて試作している。図4.11や図4.12によると、 $L_{II} = 425 \mu\text{m}$ の直線テーパ型結合器では TE_1 モードは良好に機能するが、 TE_0 モードはテーパ長が足りないがために、機能しないはずである。本構造は、テーパ形状の最適化による長さの短縮効果を実証するために有効と考えられる。 $L_{II} = 1513 \mu\text{m}$ の直線テーパ型の結合器は、 TE_0, TE_1 モードの両方で良好に機能するはずであり、モード発展型結合器ではテーパ長を伸ばすほど性能が良くなるという傾向について確認する上で重要である。最初に、最適テーパ型結合器は、 TE_0, TE_1 の両モードにおいて等分岐機能を示す。波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ におけるインバランスの絶対値は最大 2.06 dB 程度である。 $L_{II} = 425 \mu\text{m}$ とした直線テーパ型の結合器では、同帯域における $|B_{\text{TE}_0}|$ が最悪の場合 4.59 dB と高い。 $L_{II} = 425 \mu\text{m}$ とした構造における直線テーパ型と最適テーパ型の結合器の比較により、想定した通り、FAQUAD法はテーパ長の短縮に有効である。 $L_{II} = 1513 \mu\text{m}$ とした直線テーパの結合器については、 $|B_{\text{TE}_1}|$ が 2.60 dB と最適テーパ型の値よりも大きくなっており、シミュレーション結果と一致していない。さらに、グラフの傾向を見ると、 TE_0 モードの測定結果のチップ間でスペクトルの形状が類似しているものの、 TE_1 モードではチップごとに傾向が異なることも確認できる。この、 TE_1 モードにおいてみられる数値解析結果と測定実験結果の大きな乖離は、シリコンフォトニクスにおいて製造欠陥として生じるランダムな幅の変化に由来している可能性がある[69,70]。ランダムな幅変化が存在すると、望ましくないスーパーモード間の結合やスーパーモード間の位相誤差が蓄積していき、結合器終端において大きなインバランスや出射ポート間位相差の誤差に繋がる。ここで、この効果がモードに依存して生じる理由について考察するために、実効屈折率の幅微分 $\partial n_{\text{eff}} / \partial w$ を導入する。図4.17に、波長 $2.1 \mu\text{m}$ における $\partial n_{\text{eff}} / \partial w$ の細線導波路幅 w 依存性を示す。結合器内で使われている幅 $1.1 \mu\text{m}$ から $1.3 \mu\text{m}$ の範囲において、 TE_1 モードの微分係数の値は TE_0 モードの微分係数よりも4倍大きくなっている。そのため、結合器の出力特性への影響としても TE_1 モードの方が TE_0 モードよりも大きかったのだと考えられる。シミュレーション結果とは異なり、作製された結合器の特性については、テーパ長を伸ばすことで悪影響をもたらす可能性があるため、FAQUADなどのテーパ長短縮技術を利用したうえで高性能なモード発展型結合器を設計することが重要である。その重要性は、素子長の長くなりやすいマルチモード動作の場合に特に際立つ。表4.1に、最適3-dB結合器の測定結果と実験結果の比較を示す。下付き添字の TE_0, TE_1 は入射モードを表し、 XT は $\text{TE}_0\text{--}\text{TE}_1$ モード間のクロストークを示す。 EL については、シミュレーション結果と比べても測定実験結果は大きく劣っていないものの、 $|B|$ や XT についてはやや大きな乖離が見られる。 XT については対象の結合器だけではなく、

モード合分波器や曲げを含む配線導波路等の影響が考えられる。 $|IB|$ については、ランダムな幅変化によってスーパーモード間で不要な結合や位相誤差が蓄積していったことが大きな要因と考えられる。 TE_1 モードのインバランスが主に大きいことから、[61]で提案されている手法を使うなどして、複数の断熱性パラメータを考慮したテーパ形状設計を取り入れることも有効であると考えられる。さらに、ランダムな幅変化の効果をシミュレーションに組み込み、その結果を設計プロセスに反映できれば、作製されたデバイスにおいてもより高い性能が期待できる。

最後に、作製されたデバイスでは構造パラメータが設計から変化することはよくあることであり、主に变化するパラメータとしては(1)導波路の幅と間隔の変化、(2)導波路高さの変化が挙げられる[33,71,72]。まず、導波路の幅と間隔の変化について提案する結合器の耐性を確かめるために、意図的に幅と間隔に変化を与えた構造を追加で作製している。図4.18に、3つのチップで測定された最適3-dB結合器の各モードのインバランス $|IB|$ の最悪値の構造変化 dw 依存性を示す。ここで想定している構造変化のモデルは図4.18(c)に描かれている。導波路幅が $+dw$ だけ変化するとき、導波路間隔は $-dw$ だけ変化する。このとき、導波路中心は変化していない。インバランスの評価の際は、波長帯域2.06–2.14 μm において計算されている。 dw を -20 nm から $+20\text{ nm}$ まで変化させたときに、インバランスの線はほぼ平坦であり、 TE_0 モードでは1.15 dB ($dw=+20\text{ nm}$)から1.62 dB ($dw=+10\text{ nm}$)の変化であることが図4.18(a)に示されている。同様に TE_1 モードでは、1.74 dB ($dw=-10\text{ nm}$)から2.29 dB ($dw=-20\text{ nm}$)であることが図4.18(b)に示されている。測定結果から、提案する最適テーパ型結合器の導波路の幅と間隔変化に対して耐性を有することが確認できた。また、導波路高さが理想的な220 nmから変化した場合の耐性についても、シミュレーションを通して検討する。図4.19に、最適3-dB結合器の各モードの最大インバランス $|IB|$ の構造変化 dh 依存性を示す。標準的なCMOS互換プロセスでの作製を想定し、図4.19(b)に示すように、コア高さ dh について $\pm 20\text{ nm}$ 以内で変化させた構造を解析した。シミュレーションでは、CLMT(領域IIを解析)と3D VFEM(領域IとIIIを解析)を組み合わせたハイブリッド法を使用している。導波路の幅と間隔の変化と同様に、最大インバランス $|IB|$ は波長帯域2.06–2.14 μm で計算している。理想パラメータにおける TE_0 モードのインバランス0.58 dBと比較すると、最大インバランス $|IB|$ は0.75 dB ($dh=-20\text{ nm}$)まで悪化する。 TE_1 モードについては、同 $|IB|$ が理想構造の0.46 dBから0.53 dB ($dh=-20\text{ nm}$)まで悪化する。とはいえ、これらの変化量はほとんど性能に影響を与えるものではなく、コア高さ変化に対して高い耐性を有していることがわかる。

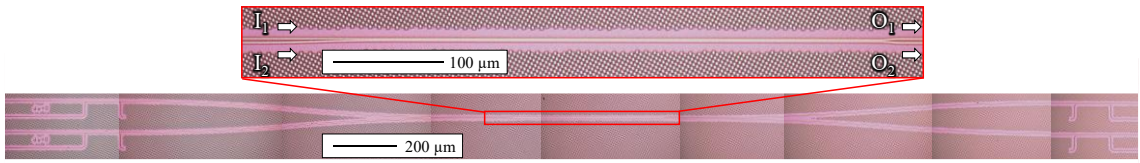


図 4.13 作製された最適テーパを用いる 3-dB 結合器の光学顕微鏡画像 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

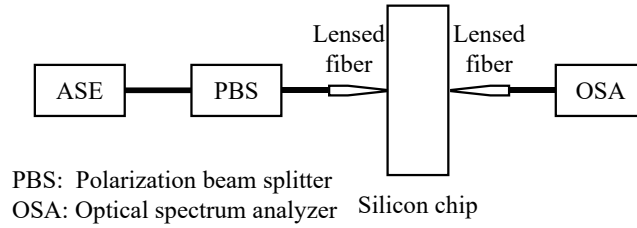


図 4.14 測定系構成 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

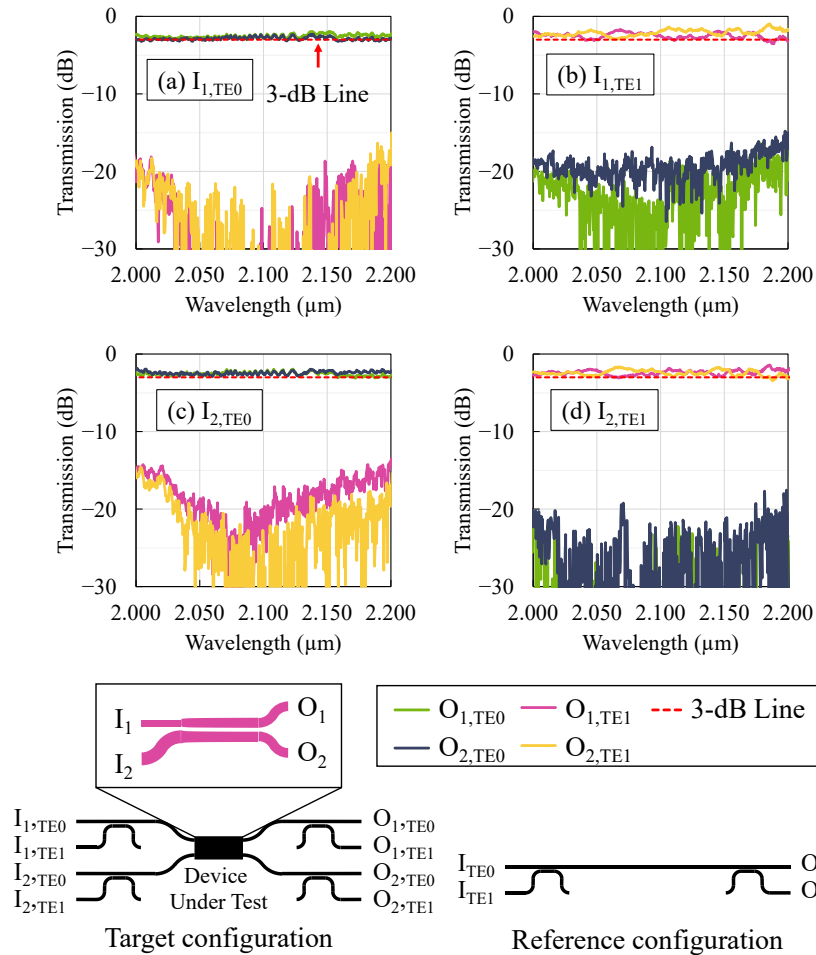


図 4.15 最適テーパを用いたモード発展型 2×2 モード 3-dB 結合器の透過スペクトルの測定結果 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

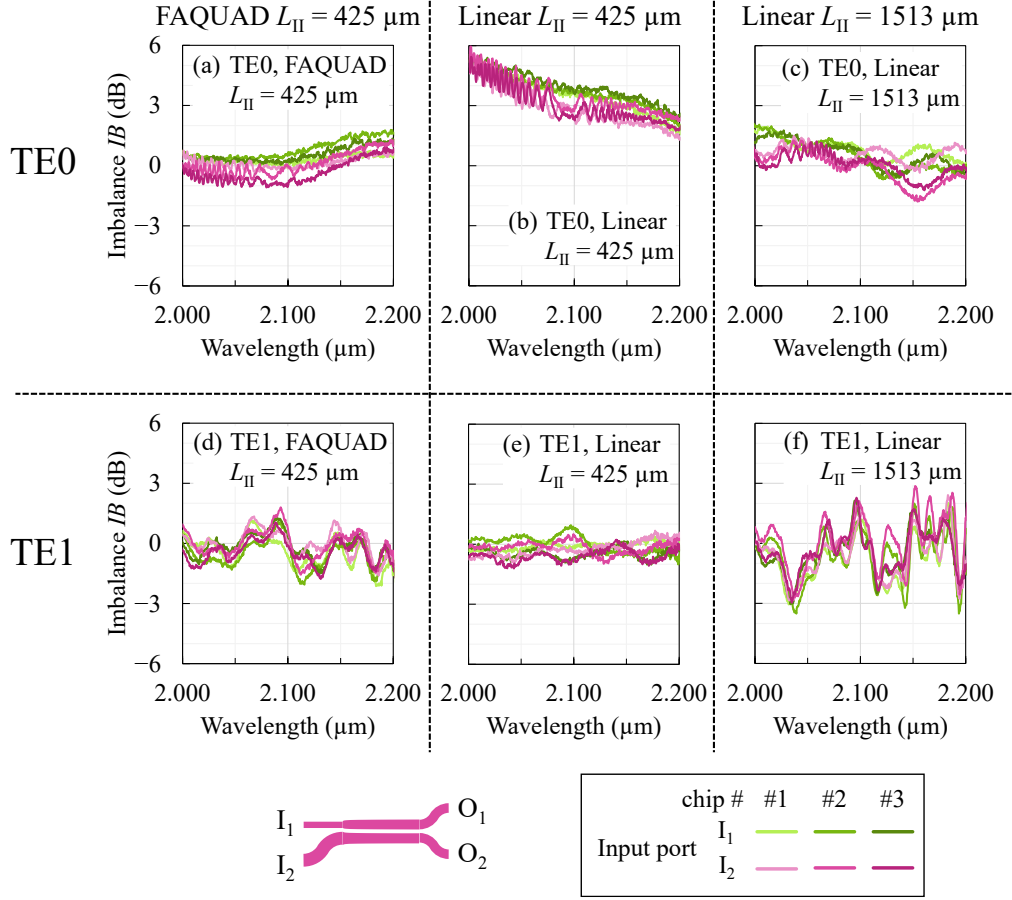


図 4.16 異なる 3 つのチップにおいて測定されたモード発展型結合器のインバランス (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

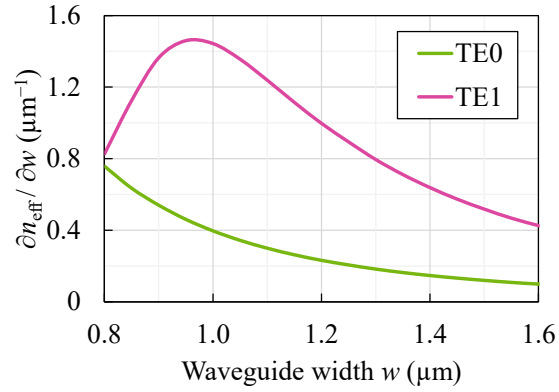


図 4.17 波長 $2.1 \mu\text{m}$ における $\partial n_{\text{eff}} / \partial w$ の細線導波路幅 w 依存性 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

表 4.1 最適 3-dB 結合器の測定結果と実験結果の比較 (Adapted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

	EL_{TE0}	$ IB_{TE0} $	XT_{TE0}	EL_{TE1}	$ IB_{TE1} $	XT_{TE1}
Simulation	< 0.01 dB	< 0.58 dB	< -37 dB	< 0.01 dB	< 0.49 dB	< -38 dB
Experiment ^{*1}	< 0.39 dB	< 1.17 dB	< -13 dB ^{*2}	< 0.11 dB	< 2.06 dB	< -14 dB ^{*2}

*1: Worst value of measured three chip. *2: Including the effects of mode (de)multiplexers.

*3: Characteristics are compared in the spectral range of 2.06–2.14 μm .

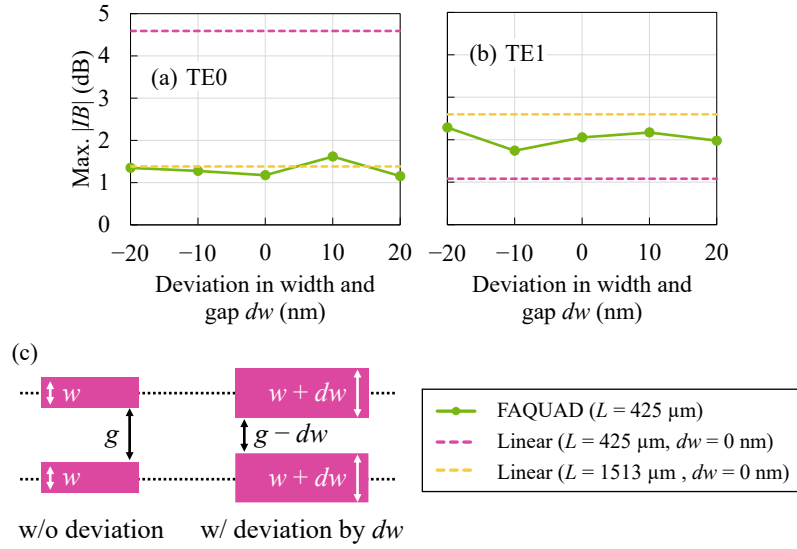


図 4.18 3つのチップで測定された最適 3-dB 結合器の各モードのインバランス $|IB|$ の最悪値の構造変化 dw 依存性 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

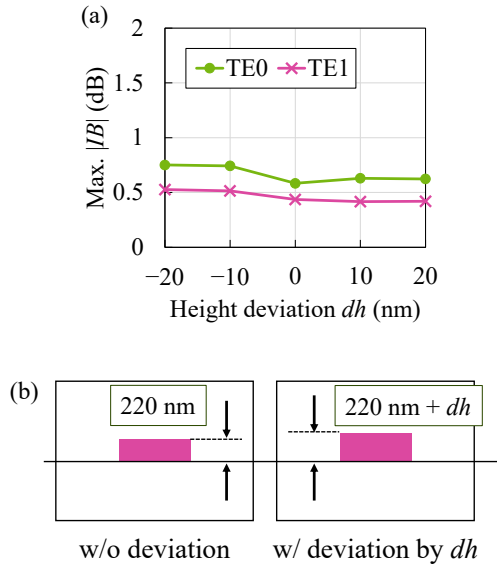


図 4.19 最適 3-dB 結合器の各モードの最大インバランス $|IB|$ の構造変化 dh 依存性 (ハイブリッド法) (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

4.5 まとめ

本章では、2 μm 帯オンチップ通信のためのモード発展型2モード3-dB結合器を提案した。提案デバイスは、結合領域(領域II)がFAQUADに基づいて形状が最適化されており、領域IIの長さが直線テーパと比べて少なくとも3分の1に短縮できている。提案デバイスのシミュレーション結果を確認すると、 TE_0, TE_1 の両モードに関して波長帯域2.06–2.14 μm における過剰損失 EL は0.01 dB以下、インバランス $|IB|$ は0.58 dB以下となっており、また導波路高さの変化 $dh = \pm 20 \text{ nm}$ までに対して高い耐性を示す。また、実験結果はFAQUADによるテーパ形状設計の有効性、および導波路の幅と間隔の変化 $dw = \pm 20 \text{ nm}$ までに対する高い耐性を実証している。しかしながら、 $|IB|$ や XT などのいくつかの指標については、数値解析と測定実験で結果に乖離が見られる。特に大きな $|IB|$ の乖離については、設計プロセスにランダムな幅変化の影響を組み込むことができれば低減できると考えている。提案する結合器は、低損失なマルチモードスイッチを利用したマルチモードオンチップ光ネットワークの構築に特に有効である。

4.6 (補足資料) シミュレーション手法の比較

図 4.20 に、3D VFEM による全体解析とハイブリッド法による解析の結果の比較を示す。図 4.20(c)および(d)に示す位相スペクトルは、Bar 出力に対する相対位相の波長依存性である。ハイブリッド法では、S 字曲げを含む領域 I と領域 III を 3D VFEM[40]で計算し、2つのテーパ導波路からなる領域 II は CLMT[49]で計算している。解析構造は $L_{II} = 425 \mu\text{m}$ の最適テーパ型結合器とする。ハイブリッド法で計算された透過率や相対位相は 3D VFEM の結果とよく一致している。透過率に関する2つの手法の差は最大 0.13 dB であり、位相については最大 1° である。3D VFEM で全体解析をしようとする、本文中に記載のある通り 2.5 TB 程度のメモリと 10 時間程度の計算時間を必要とする。ハイブリッド法では、最大で 500 GB 程度のメモリ(領域 I の解析時)、そして仮に順次計算しても 4 時間程度の時間で全ての計算を完了できる。なお、見積もりは CLMT における結合係数の計算を含めているが、上記の計算は一度行えば、テーパ形状やテーパ長が変わったとしても再利用できる。もしこの結合係数の計算時間を除くと、ハイブリッド法の計算時間は約半分までに短縮される。一方で、3D VFEM 解析では計算過程をスキップできないため、計算対象のデバイス面積に大きな変化がなければ同等の計算時間を必要すると考えられる。これらの結果は、モード発展型結合器の設計においてハイブリッド法が有効であることを示す。改めて、3D VFEM と CLMT のハイブリッド計算は計算時間の点でもメモリの点でも効率的な計算手法であるといえる。

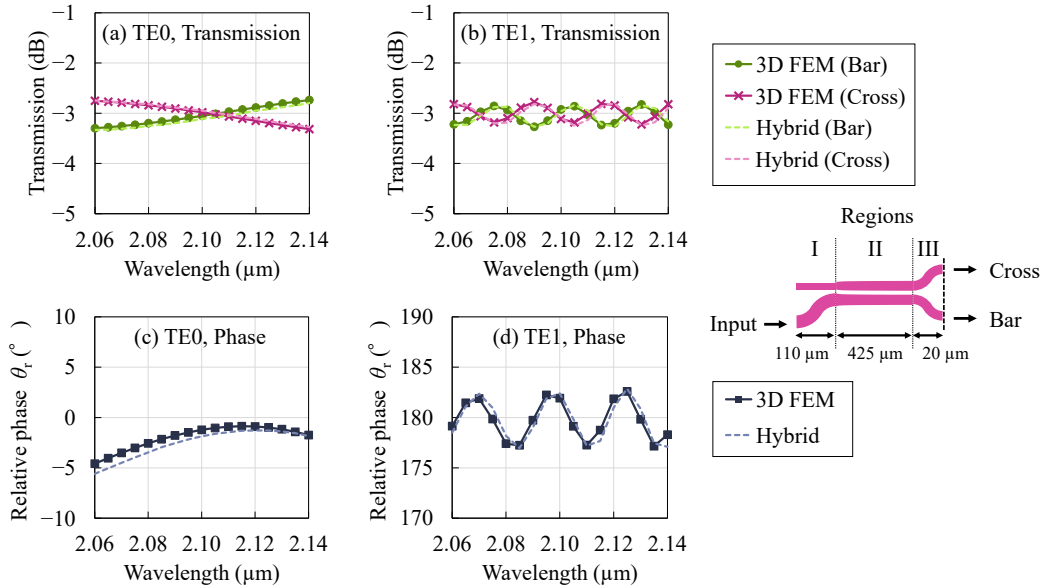


図 4.20 3D VFEM による全体解析とハイブリッド法による解析の結果の比較
 (a) TE_0 モードおよび(b) TE_1 モードの透過スペクトル. (c) TE_0 モードおよび(d)
 TE_1 モードの Bar 出力に対する相対位相の波長依存性 (Reprinted with permission
 from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

4.7 (補足資料) 2モード合分波器対の透過特性

図4.21に、直線導波路で接続した2モード合分波器対の測定結果を示す。図4.21の下部に示すように、透過スペクトルは幅700 nmの細線導波路を参照用としてパワーが正規化されている。使用したモード合分波器はテーパ非対称性方向性結合器である。波長2–2.2 μm において高いモード変換効率を示す。伝搬損失の導波路幅依存性により、 $I_{\text{TE0}}\text{-}O_{\text{TE0}}$ や $I_{\text{TE1}}\text{-}O_{\text{TE1}}$ の透過率は0 dBを超えている。モードクロストークは最大でも–15 dB程度である。

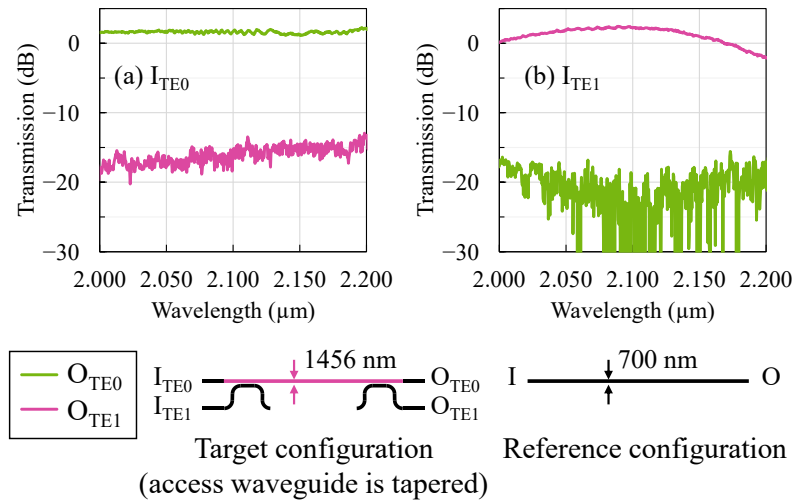


図4.21 直線導波路で接続した2モード合分波器対の測定結果 (Reprinted with permission from [64] © 2025 The Authors. Licensed under CC BY 4.0)

第5章 断熱性の制御により設計されたモード発展型4モードY分岐の提案

5.1 まえがき

モード分割多重伝送(Mode-Division Multiplexing: MDM)システムを構築する際に、モード合分波器[26]、マルチモード交差導波路やマルチモード導波路曲げ[28]など、多くの重要なマルチモードデバイスがある。この他にも、対称マルチモードY分岐は重要であり、幅広い応用先がある。同デバイスは、入射光を等分岐し、入射モードの次数を半分にして出力するというパワーの分岐とモードの次数変換機能を有している。応用例としては、マルチモード交差導波路[27]や、モード変換器[73,74]、マルチモードスイッチ[54,75]などがある。マルチモードY分岐の主な課題としては、分岐部の先端構造が鋭くて作製上再現が困難であり、その先端部の製造誤差によって損失やモードクロストークが生じてしまうことが挙げられる[27,30,53]。このY分岐の製造誤差への耐性を高めるために、[30,76,77]では、サブ波長構造を導入している。一方で、そのような小さな加工寸法を正確にパターンニングするには、高精度な製造技術を利用する必要がある。モード発展型(Mode-Evolution Based: MEB)Y分岐[78–83]は、入出力導波路が分離され、そしてそれぞれにテーパ構造を適用したデバイスであり、有望な選択肢に挙げられる。同デバイスでは、標準的な構造と比べても分岐部の先端構造の鋭さを緩和できる。

MEB Y分岐の動作原理としては、断熱的なモード発展に基づいており、これはスーパーモードのモードフィールドが構造変化に伴って変化していき、所望の機能を得るというものである[80]。対称MEB Y分岐は 1×2 パワースプリッタとして機能する。2016年に報告された対称シングルモードY分岐[79]は、デバイス長が $5 \mu\text{m}$ であり、波長帯域 $1.53\text{--}1.6 \mu\text{m}$ における損失が、TE偏波では 0.19 dB 、TM偏波では 0.14 dB と小さい。一方で、MEB Y分岐の主な課題として、モード発展に関して断熱過程が成立する必要があることから、デバイス長が長くなりやすい。この課題に対して先行研究例では、導波路間の光結合を促進してデバイス長を短くするために、入出力導波路の間隔を狭めたり([79]では 50 nm)、リブ導波路を活用したりしている[81]。さらに、入出力導波路を直接接続したゼロギャップY分岐と同様に、MEB Y分岐は動作モード数をマルチモードに拡張するとモード変換機能も有するようになる。MEB 対称マルチモードY分岐はまだ研究が進んでいない分野であり、先行研究は、2022年に報告されている TE_0 , TE_1 モードを同相、および逆相の TE_0 モードへと変換する2モードY分岐[83]に限られる。より多くのモード数をサポートする光スイッチを構築するためには、Y分岐の動作モード数も同様に増やしていく必要がある。さらに、動作モード数が増えるにしたがってデバイス長も同様に増加していくと考えられるため、デバイス長の短いMEB 対称マルチモードY分岐の設計手法が求められる。

本章では、2 μm 帯向け MEB 対称4モードY分岐を提案する。テーパ形状は、高速擬似断熱力学(FAst QUasi-Adiabatic Dynamics: FAQUAD)[24,33,48]を基にして新たに開発した、放射損失低減のための断熱性の制御法(Adiabaticity Engineering with Radiation-loss Reduction: AERR)という既に[84]で報告した手法を用いて設計している。最適テーパは効果的に放射損失を抑制しており、これはデバイス長の短縮につながっている。シミュレーション結果によると、対称4モードY分岐におけるテーパの長さは169 μm と直線テーパと比べても9分の1の長さである。提案するデバイスは、波長帯域2–2.2 μm において低損失(<0.3 dB)、低モードクロストーク(<-16 dB)で動作し、また、クロストークが-20 dBを下回る帯域は2.07–2.13 μm (60 nm)である。さらに、MEB Y分岐の頑健性は、SOI (Silicon-On-Insulator)チップを用いて実験的に実証されており、波長2–2.2 μm において、分岐部先端構造の製造誤差に由来するクロストークについて、幹導波路と枝導波路が直接接続する従来のY分岐(ゼロギャップY分岐)と比べたときに、MEB Y分岐では5 dB低減されていることが確認された。本章の内容は[85]に基づいており、これは以前[84]で報告した内容を拡張し、新たにゼロギャップY分岐の構造頑健性に関する数値解析、AERRを利用したMEB 4モードY分岐の詳細設計手順、MEB Y分岐の構造頑健性の実験的実証を追加したものである。

5.2 ゼロギャップY分岐の課題

MEB Y分岐の設計を始める前に、ゼロギャップY分岐と呼ぶ、枝導波路と幹導波路が直接接続する構造についての課題を調査する。図5.1(a)に示すように、SiO₂ クラッドで覆われたSiコアで構成される、高さ220 nmの導波路を本研究では対象としている。各材料の屈折率はSellmeierの多項式[66]から計算されており、材料分散を考慮している。設計対象波長は2.1 μm へと設定している。図5.1(b)に、入出射モードの対応を示す。理想的な4モードY分岐としては、入射モードであるTE₀, TE₁, TE₂, TE₃モードは出力導波路においてそれぞれ、同相のTE₀, 逆相のTE₀, 逆相のTE₁, 同相のTE₁モードとして等分岐される。すなわち、入射モードの次数が p ($p = 0, 1, 2, 3$)であるとき、出射モードの次数 q は次のように対応する。

$$q = \lfloor p/2 \rfloor \quad (5.1)$$

ゼロギャップ構造では、幹導波路は直接接続して分岐する形で枝導波路に接続されている。枝導波路の間隔を広げていく過程において、構造変化は緩やかでなくてはならず、この分離部にS字曲げを使用した場合では、非常に大きな曲げ半径を必要とする。そこで、本検討では導波路の分離過程を2段に分割している。1段目では、フィールド分布を単一の導波路のモードのものから、2つの導波路が結合した導波路系のスーパーモードのものへと変換し、2段目では導波路とモードフィールドを個別系へと分離する。具体的には、1段目では導波路間隔を0.6 μm まで線形に増加させ、2段目では曲げ径125 μm 程度のS字曲げによってさらに間隔を広げる[67]。この導波路の分離は十分に緩やかな構造変化によって達成する必要

があり、もしそうでなければ、大きな損失とモードクロストークが生じる．ここで、Y分岐の透過特性をシミュレーションによって評価する．なお、本節の全体にわたって、伝搬解析には局所モード結合理論(Coupled Local-Mode Theory: CLMT)[49]、あるいは3次元ベクトル有限要素法(Three-Dimensional Vector Finite-Element Method: 3D VFEM)[40]を使用しており、ビーム伝搬法(BPM)や有限差分時間領域法(FDTD 法)は使用していない．そして、各図のキャプションには、解析に使用した手法も併せて記載する．解析領域は商用ソフトの GiD[68]を使用して LT/QN (Linear-Tangential/Quadratic-Normal)四面体エッジ要素へと分割しており、 x 方向の構造対称性を保証するために、後処理として x 軸方向について中心で折り返している．シリコンコアを分割する要素の平均エッジサイズについては計算目的によって異なっており、パラメータスイープが目的の計算(図 5.2, 図 5.9, 図 5.13)では計算効率を優先して 50–60 nm とし、固定された長さで性能評価をすることが目的のもの(図 5.3–図 5.5, 図 5.14–図 5.16, 図 5.21)では、正確性を優先して 40 nm としている．境界条件としては、最小 y 座標では対称条件を適用して全体構造の上半分のみを解析し、その他の最小および最大の x 座標、 z 座標、そして最大 y 座標では、完全整合層[44]を使用している．材料屈折率は、Sellmeierの多項式[66]で計算したものを使用している．図 5.2 に、4モードの最小透過率と分岐角に関する枝の長さ L_B 依存性を示す．枝の長さを伸ばすことで性能は上がるものの、 $L_B = 150 \mu\text{m}$ 辺りで性能改善は収束し始める．一方で、 L_B を伸ばせば伸ばすほど、分岐角は小さくなる．このような鋭い構造を再現するのは難しく、実際に作製された構造では分岐部先端構造が丸まりやすい[27]．また、Y分岐の不完全な構造として、丸まった構造のモデルを導入した計算も行っている．計算結果を、図 5.3 および図 5.4 に示す．図 5.3(c)および図 5.4(c)の図中の深緑の領域に示すように、モデルでは分岐部を丸まった構造にするために、ちょうど先端の小さな領域を Si コアへと置き換えている．Y分岐の性能を評価するために、 TE_p モードを入力した際の過剰損失 EL_{TE_p} とモードクロストーク CT_{TE_p} として、次式で定義する．

$$EL_{\text{TE}_p} = -10 \log(t_{\text{TE}_q, \text{outA}} + t_{\text{TE}_q, \text{outB}}) \quad (5.2)$$

$$CT_{\text{TE}_p} = 10 \log \frac{t_{\text{TE}_{1-q}, \text{outA}}}{t_{\text{TE}_q, \text{outA}}} = 10 \log \frac{t_{\text{TE}_{1-q}, \text{outB}}}{t_{\text{TE}_q, \text{outB}}} \quad (5.3)$$

ここで、 t は真数表示の透過率であり、下付き添字に出射モード次数と出射ポート名を記載している．モードの次数 q は、式(5.1)に従う． x 方向の構造対称性により、2つの出力で CT の値は等しい．図 5.3 に、不完全な分岐構造を有する Y 分岐導波路の性能に関する丸まった先端径 d_{TIP} 依存性を示す．計算において枝長さ L_B は $150 \mu\text{m}$ と設定しており、 $d_{\text{TIP}} = 0$ は理想的な Y 分岐を表す．損失とクロストークの平均は、波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ において計算されている． d_{TIP} が増加するにつれて、挿入損失とモードクロストークは増加し、特にこれは偶数次のモードにおいて顕著である．これは、図 5.5 の伝搬する磁界分布 $|H_y|$ が示すように、偶数次のモードは導波路中心の構造変化により敏感なためである．図 5.4(a)および(b)には、不完全な分岐構造を有する Y 分岐の性能に関する枝の長さ依存性を示す． L_B が増加するとき、過剰損失とモードクロストークはわずかに下がるだけであり、 L_B の依存性はグラ

第5章 断熱性の制御により設計されたモード発展型4モードY分岐の提案

フからはほとんど見て取れない。次節では、Y分岐の構造頑健性を高めるために、モード発展と呼ばれる動作原理を活用した設計を行う。

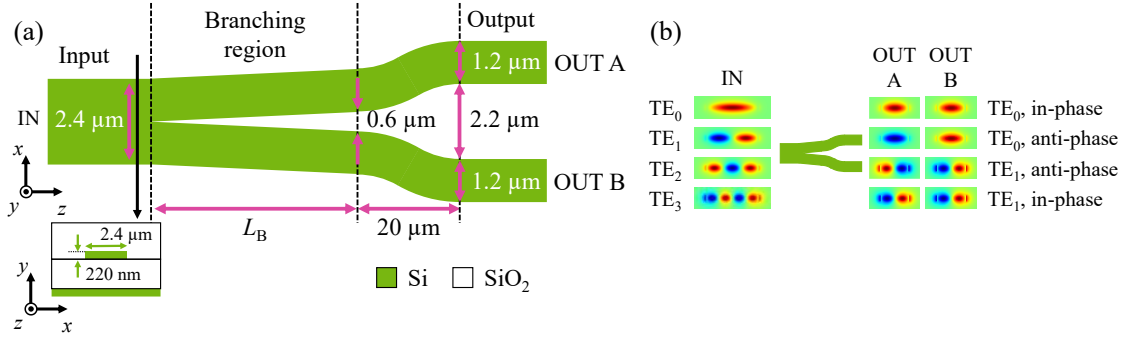


図 5.1 ゼロギャップ対称4モードY分岐の概略図

(a): 構造図, (b): 入射モードと出射モードの対応 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

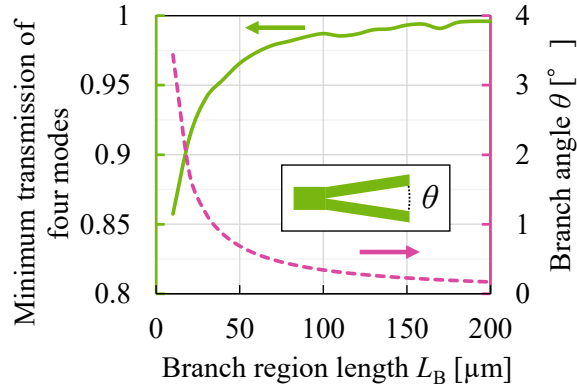


図 5.2 4モードの最小透過率と分岐角に関する枝の長さ L_B 依存性 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

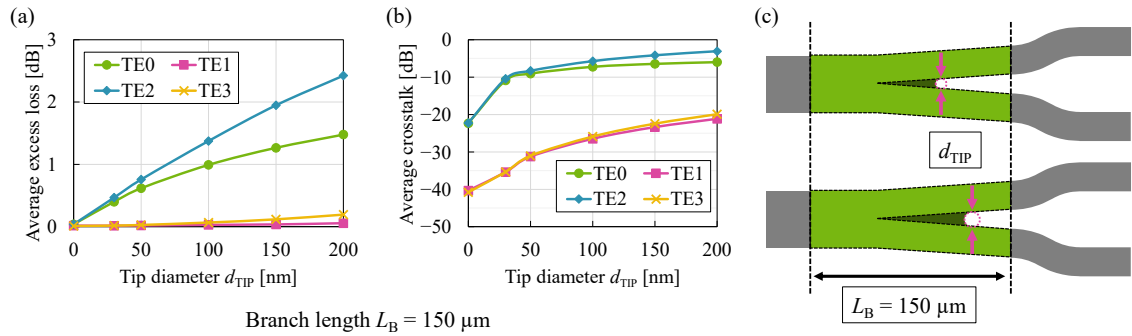


図 5.3 不完全な分岐構造を有する Y 分岐導波路の性能に関する丸まった先端径 d_{TIP} 依存性 (3D VFEM)

波長帯域 2.06–2.14 μm において計算された(a)平均過剰損失および(b)平均クロストークと, (c) 計算構造の概略図 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

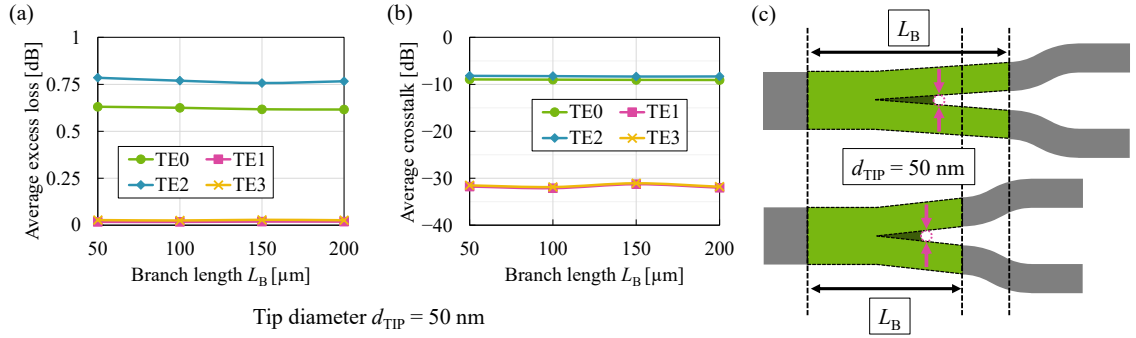


図 5.4 不完全な分岐構造を有する Y 分岐の性能に関する枝の長さ依存性 L_B (3D VFEM)
 波長帯域 2.06–2.14 μm において計算された(a)平均過剰損失および(b)平均クロストークと, (c) 計算構造の概略図 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

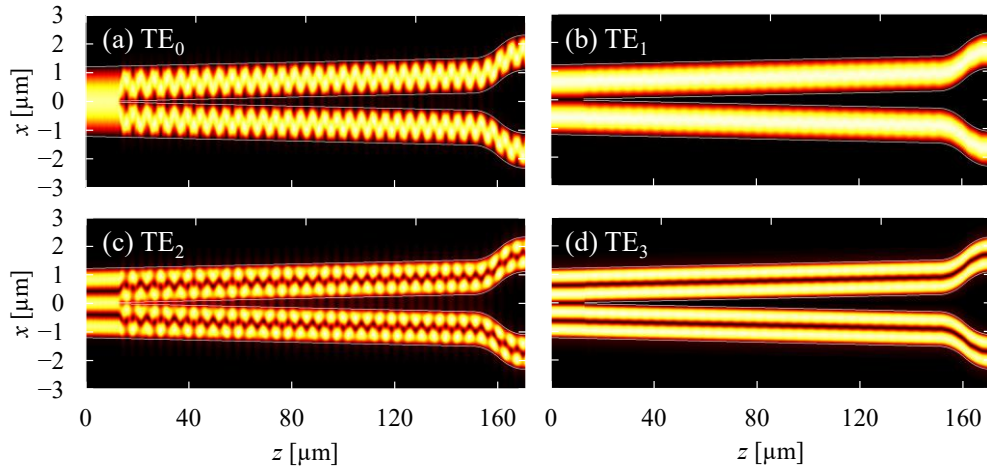


図 5.5 各入射モードに関する伝搬フィールド図 $|H_y|$ ($d_{\text{TIP}} = 50 \text{ nm}$, $L_B = 150 \mu\text{m}$, 3D VFEM) (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

5.3 AERR (放射損失低減のための断熱性の制御法)を利用したモード発展型対称4モードY分岐導波路の設計とシミュレーション

5.3.1 構造と動作原理

図 5.6 に、MEB 対称 4 モード Y 分岐の構造を示す。前述の通り，入力導波路と出力導波路が分離していることがわかる。モード発展領域内の導波路間隔は 200 nm に固定しており，フォトリソグラフィ技術を利用する，CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) 互換プロセスでの製造を想定している。入出力導波路幅はそれぞれ， w_{IN} ， w_{OUT} である。モード発展領域では，導波路幅はテーパ構造によって変化し，その構造変化に伴ってスーパーモードのフィールド分布も変化する。これにより，パワーの分岐やモード変換ができる。これを，「モード発展」と呼ぶ。入力導波路は両側テーパ構造が適用されており，出力導波路は片側テーパ構造が適用されている。入力側の幹導波路では，導波路幅 w_{STEM} が w_{IN} から w_{TIP} へと変化する。ここで，形状制御パラメータ $D(z)$ を用いてテーパ形状を定義する。入力導波路は，幅が $w_{STEM} = w_{IN} - D(z)$ と定義され，そして $D(z)$ の範囲は， w_{STEM} の範囲を考慮すると $D(0) = D_i = 0 \mu\text{m}$ から $D(L_{ME}) = D_f = w_{IN} - w_{TIP}$ までとわかる。出力側の枝導波路では，導波路幅 w_{BRANCH} が w_{TIP} から w_{OUT} まで変化する。同一の制御パラメータ $D(z)$ を使い，そして出力導波路が片側テーパ構造を有することを考慮すると， w_{BRANCH} は $w_{BRANCH} = w_{TIP} + 0.5D(z)$ と定義される。ここで，この定義を利用すると， $w_{OUT} = w_{TIP} + 0.5D_f = 0.5(w_{IN} + w_{TIP})$ となる。導波路間隔と同様に， w_{TIP} は CMOS 互換プロセスにおけるデザインルールに基づいて 200 nm と設定している。以上から， w_{IN} を決定すると w_{OUT} も決定することがわかる。最後に，S 字曲げ導波路のパラメータは図 5.1 に示すゼロギャップ設計と同一である。

図 5.7 に， $w_{IN} = 2.6 \mu\text{m}$ とした対称 4 モード Y 分岐のモード発展を示す。本章におけるモード解析には，2 次元ベクトル有限要素法(Two-Dimensional Vector Finite-Element Method: 2D VFEM)を使用している。ゼロギャップ対称 4 モード Y 分岐と同様に，入射した TE_0, TE_1, TE_2, TE_3 モードはそれぞれ，同相の TE_0 ，逆相の TE_0 ，逆相の TE_1 ，同相の TE_1 モードとして等分岐して出力される。図 5.7(a)には，MEB Y 分岐におけるモード発展が示されている。光がモード発展領域に入ったとき， TE_n モードは n 次のスーパーモード($n = 0, 1, 2, 3$)へと結合する。そして，モード発展領域の終端では，0 次と 1 次のスーパーモードが 2 本の枝導波路の TE_0 モードへと均等に結合し，2 次と 3 次のスーパーモードが 2 つの枝導波路の TE_1 モードへと均等に結合する。位相差の状態については前述の通りである。図 5.7(b)–(d)に，モード発展領域における各モードの実効屈折率を示す。モード発展領域内の 3 つの導波路は，幹導波路と枝導波路に分解できる。図 5.7(c), (d)はそれぞれ，幹導波路と枝導波路における各モードの実効屈折率を示す。図 5.7(b)のグラフの全体的な形状は，図 5.7(c)と(d)のグラフの形状の両方を反映させたものとなっており，同グラフが示すスーパーモードのフィールド分布も，図 5.7(c)と(d)の対応する曲線が示すモードのものと類似している。そして，枝導波路

と幹導波路が位相整合する点において、導波路間の光結合が生じる。この光結合の様子については、図 5.8 が詳しく説明する。図 5.8 では、結合導波路系における実効屈折率グラフの反交差の数と、導波路間のパワー移行の数が一致していることがわかる。例えば、結合導波路系の2次のモードに着目すると、導波路のモードは3つの反交差点を有する。これに対応するようにして、モード発展の磁界分布 $|H_y|$ が示すように、導波路間では3回のパワー移行がある。さらに、モード発展領域のモードフィールドは、幹導波路の TE_2 ライクなモード、枝導波路の TE_0 ライクなモード、幹導波路の TE_0 ライクなモード、枝導波路の TE_1 ライクなモードへと変遷する。枝導波路と幹導波路の実効屈折率の曲線について、結合導波路系のスーパーモードの線を辿るようにして確認してみると、このモードフィールドの変遷が明らかとなる(上記の曲線上で辿る経路は実線で示されている)。結果として、所望の機能であるモード変換とパワー分岐を出力導波路で得られる。以降の設計プロセスでは、簡単のためにスーパーモードのパワーのみに着目する。この方針での設計では、モード発展領域の終端まで、入力したスーパーモードのパワーが保存されていれば良い。しかし、2つの実効屈折率の曲線が近づくとき、両モード間の結合が起こりやすい。例えば、0次モードは2次モードと結合しやすく、同様に1次モードは3次モードと、2次モードは0次と4次の両方のモードと、3次モードは1次と5次の両方のモードと結合しやすい。対象としている導波路構造が幅方向に関して対称であるため、結合としては偶数次のモード同士、奇数次のモード同士の結合に制限され、偶数次と奇数次のモードの間での結合は無視できる。これらの結合は、テーパの長さを長くして構造変化を緩やかにすることで軽減可能である。図 5.9 に、各入出力導波路幅 w_{IN} における0次モードの透過率のモード発展領域長 L_{ME} 依存性を示す。作図のためのシミュレーションでは、解析領域の長さが3D VFEM の計算としては長すぎるため、CLMT[49]も使用している。導波路構造は D の構造変化量を表す ΔD が 10 nm となるよう z 方向に離散化されており、伝搬解析のための結合係数は2D VFEM を利用して計算している。3D VFEM のデータは $L_{ME} \leq 500\text{ }\mu\text{m}$ の範囲について $100\text{ }\mu\text{m}$ の間隔でプロットされており、3D VFEM と CLMT の結果はよく一致していることがわかる。もし、断熱モード発展の基準を98%に設定したとすると、必要な L_{ME} は $3000\text{ }\mu\text{m}$ を超える。ここで、MEB デバイスの小型化設計において一つ有益な手法がある。導波路幅が狭くなるにつれて、導波路への光の閉じ込めが弱くなり、また、 w_{IN} が小さくなるにつれて、テーパ幅と対応する D_f の値も小さくなる。そこで、 w_{IN} を $2.2\text{ }\mu\text{m}$ まで減らして伝搬計算を再度行う。図 5.9 に示すように、 $w_{IN}=2.2\text{ }\mu\text{m}$ としたときに必要とされるテーパ長は、 $1500\text{ }\mu\text{m}$ 以上となり、これは $w_{IN}=2.6\text{ }\mu\text{m}$ としたときよりも短い。この特徴を次項では利用する。 w_{IN} の設定としては、幅 $2.2\text{ }\mu\text{m}$ の細線導波路における TE_3 モードの実効屈折率が、波長 $2.1\text{ }\mu\text{m}$ では 1.815 となっており、さらに小さな w_{IN} を利用する際は、伝搬損失の増大が懸念事項となる。

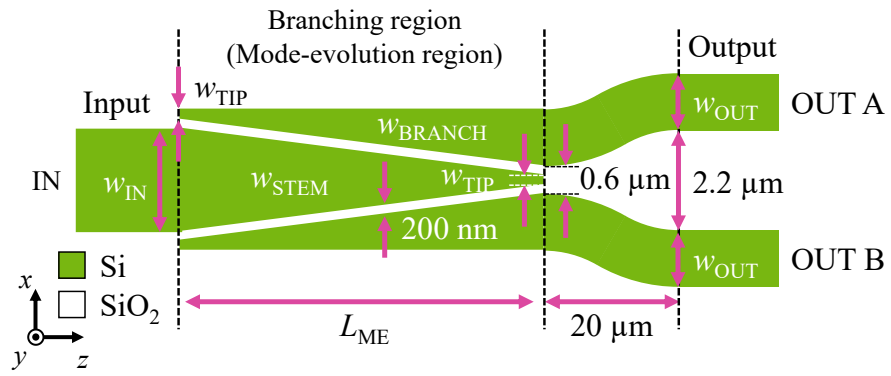


図 5.6 MEB 対称 4 モード Y 分岐の構造 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

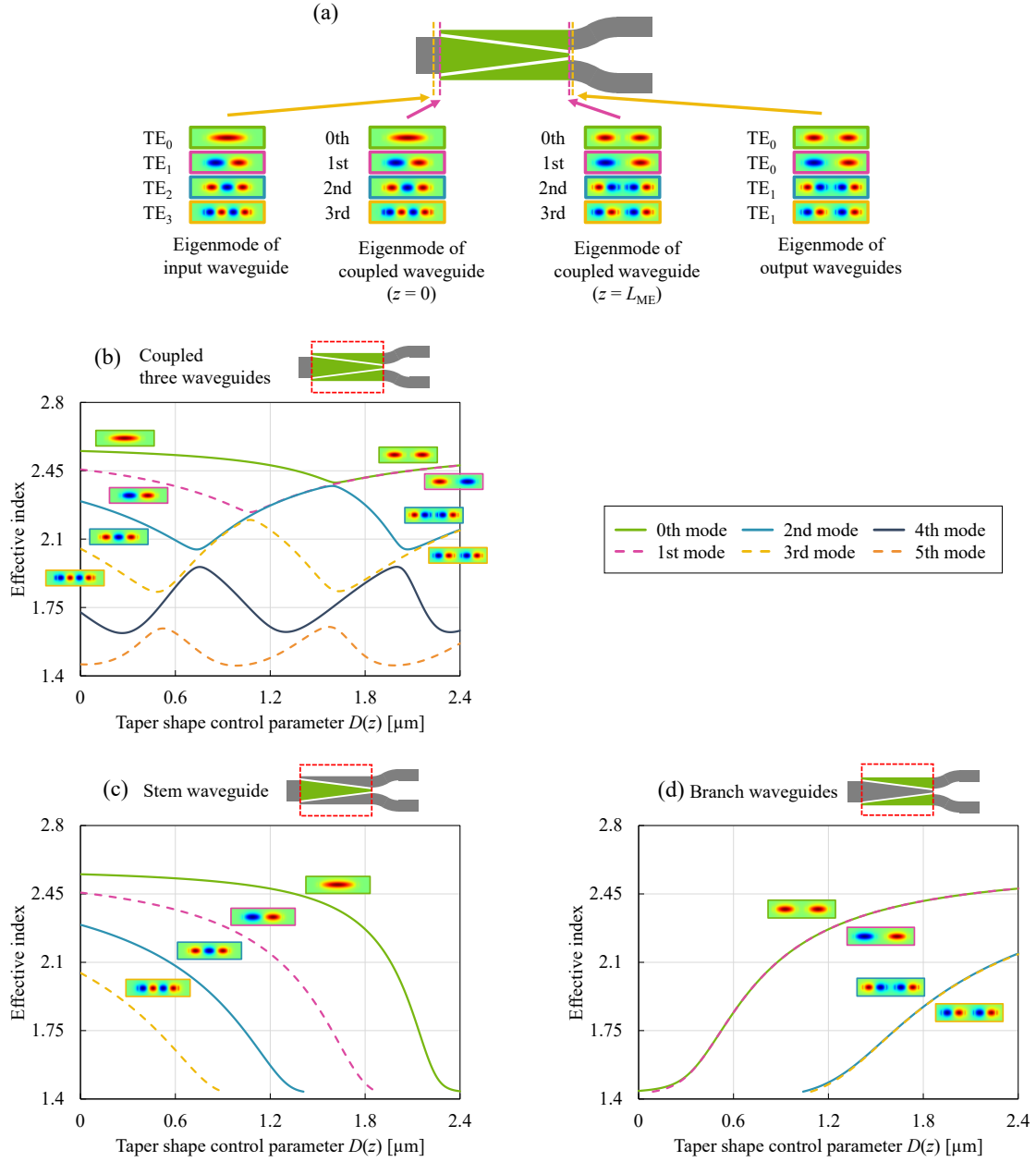


図 5.7 $w_{\text{IN}} = 2.6 \mu\text{m}$ とした対称 4 モード Y 分岐のモード発展

(a): MEB 対称 4 モード Y 分岐の固有モードの推移, (b)–(d): モード発展領域における各モードの実効屈折率の形状制御パラメータ $D(z)$ 依存性. それぞれ, (b) 1 つの幹導波路と 2 つの枝導波路からなる結合導波路, (c) 幹導波路のみ, (d) 枝導波路のみを対象としている. 挿入図は各モードの電界分布 $\text{Re}[E_x]$ である. (Adapted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

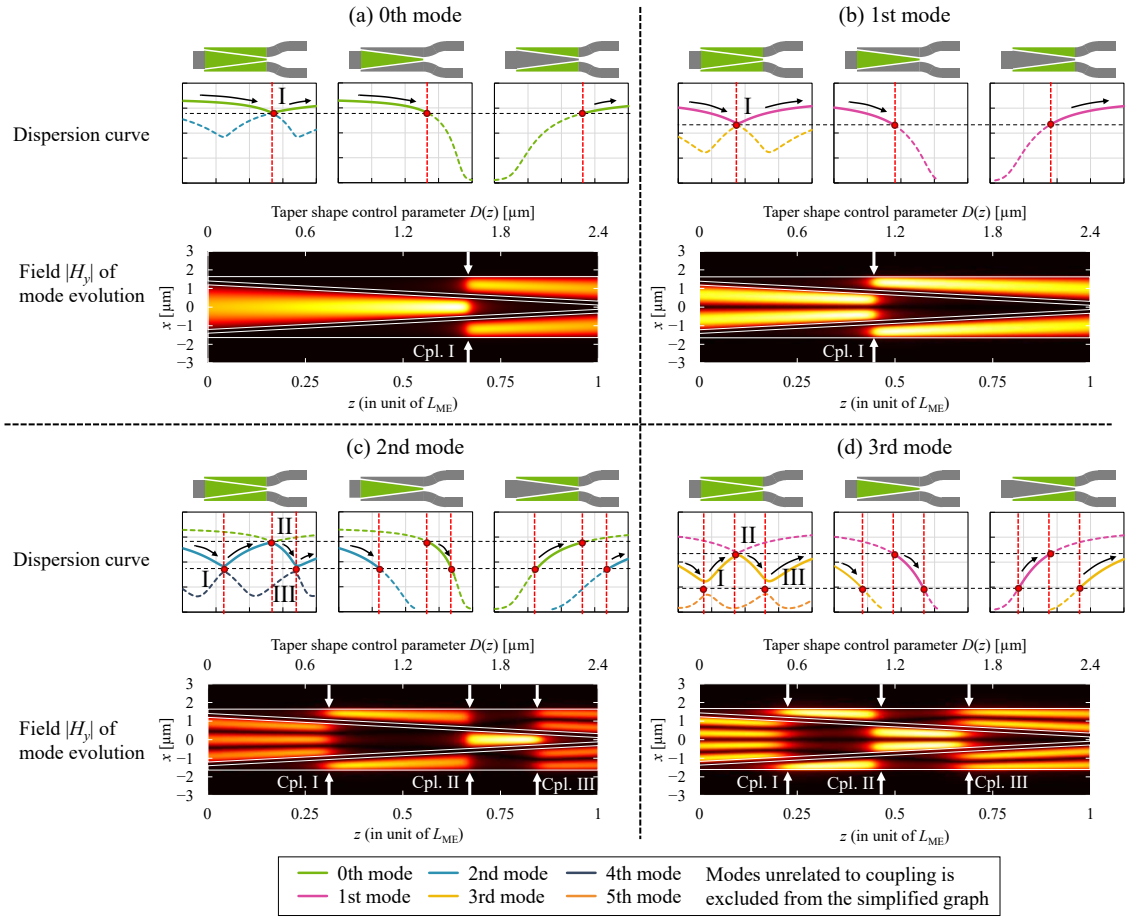


図 5.8 各モードの導波路の分散曲線に関して導波路間光結合と反交差の位置の対応 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

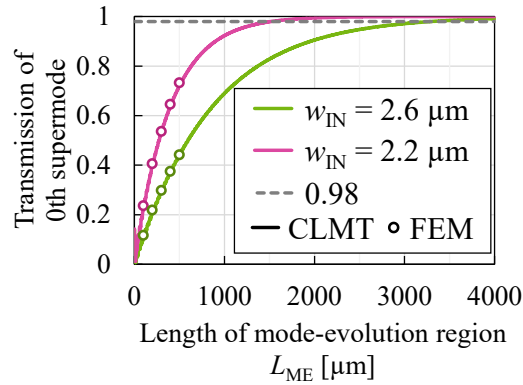


図 5.9 各入出導波路幅 w_{IN} における 0 次モードの透過率のモード発展領域長 L_{ME} 依存性 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

5.3.2 AERR (放射損失低減のための断熱性の制御法)を用いた テーパ形状設計

FAQUAD は MEB デバイスの小型化設計に有効な技術である。FAQUAD では、断熱性パラメータ $c_{m,n}$ と呼ばれる 2 モード間(m 次と n 次のモード)の結合強度に相当するパラメータを用いて形状制御パラメータ $D(z)$ を最適化する。本章での $c_{m,n}$ は、次式の定義を利用する[24,33,48].

$$c_{m,n}(z) = \left| \frac{\iint (\mathbf{E}_m \times \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_n^* + \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{E}_n^* \times \mathbf{H}_m) \cdot \mathbf{i}_z dS}{4(\beta_m - \beta_n)} \right| \quad (5.4)$$

$$= \left| \frac{dD}{dz} \right| c'_{m,n}(D)$$

$$c'_{m,n}(D) = \left| \frac{\iint (\mathbf{E}_m \times \frac{\partial}{\partial D} \mathbf{H}_n^* + \frac{\partial}{\partial D} \mathbf{E}_n^* \times \mathbf{H}_m) \cdot \mathbf{i}_z dS}{4(\beta_m - \beta_n)} \right| \quad (5.5)$$

ここで、 $\mathbf{E}_i$ と $\mathbf{H}_i$ は横方向の電磁界ベクトルである。また、 β は伝搬定数。 $\mathbf{i}_z$ は z 方向の単位ベクトルである。 $\mathbf{E}_i$ と $\mathbf{H}_i$ の正規化条件として、パワー P について $P = \iint (\mathbf{E}_m \times \mathbf{H}_m^*) \cdot \mathbf{i}_z dS / 2 = 1$ としている。下付き添字の m, n はスーパーモードの次数を表す。式(5.5)中の $c'_{m,n}$ は D の関数となっており、[33]では断熱性の尺度(measure of adiabaticity)と呼ばれている。FAQUAD では、設計後のテーパに関して z 方向の断熱性パラメータ $c_{m,n}(\text{FAQUAD})$ の分布が一定となるように条件を課し、テーパ形状を設計する。式(5.4)を基に、 m 次と n 次のスーパーモードに関してテーパ形状を設計した結果が、次の通りである[24,33].

$$z_{m,n}(D) = L_{\text{ME}} \frac{\int_{D_1}^D c'_{m,n}(D') dD'}{\int_{D_1}^{D_2} c'_{m,n}(D') dD'} \quad (5.6)$$

対称 4 モード Y 分岐では、伝搬位置によって互いに強く結合しやすくなるモードの組み合わせが 4 つあり、それは $(m, n) = (0, 2), (1, 3), (2, 4), (3, 5)$ である。一方で、式(5.6)のテーパ形状は 1 つの組み合わせのスーパーモード結合を抑制するための式である。特定のモードの組み合わせに偏った結合を防ぐため、本章でのテーパ形状設計では、次式で再定義したパラメータをテーパ形状設計に利用する。

$$c'_{(\text{sum})}(D) = \sum_{m=0}^3 c'_{m,m+2}(D) \quad (5.7)$$

$$z_{(\text{opt})}(D) = L_{\text{ME}} \frac{\int_{D_1}^D c'_{(\text{sum})}(D') dD'}{\int_{D_1}^{D_2} c'_{(\text{sum})}(D') dD'} \quad (5.8)$$

式(5.8)を使用することで、断熱性の制御されたテーパ形状が得られる。

さらに、Y 分岐の長さをより短くするために、式(5.4)の断熱性パラメータの計算を拡張する。5.3.1 項で説明した通り、より小さな w_{IN} を使用することで効果的にモード発展領域の長さを短縮できる。しかし、 w_{IN} が小さくなるにつれて固有モードの閉じ込めが弱くなり、またスーパーモードの実効屈折率 n_{eff} も小さくなる。ここで、図 5.10 に、モード発展領域内

の各スーパーモードの最小実効屈折率の入力導波路幅依存性 w_{IN} を示す。取り扱う4モード導波路では、モード発展領域におけるスーパーモードの結合対象は5次モードまで考える必要があり、そしてそれは $w_{IN} < 2.6 \mu\text{m}$ において放射モードになる。現状では、放射モードが結合対象であるとき、 $c'_{m,n}$ の評価が困難である。より狭い導波路幅 w_{IN} に設定されたY分岐をシンプルな手順で設計するために、FAQUADを発展させたAERRを導入する。図5.11に、AERRテーパの設計フローを示す。FAQUADと比較して、AERRでは計算対象が放射モードの場合の計算のために条件分岐を追加している。式(5.4)は、数値微分を利用すると次のように置き換えられる。

$$\begin{aligned}
 c_{m,n}(z) &= \left| \frac{a_{m(z),n(z+\Delta z)} - a_{m(z),n(z-\Delta z)}}{2\Delta z \cdot 4(\beta_m - \beta_n)} \right| \\
 &= \left| \frac{\Delta D}{\Delta z} \right| c'_{m,n}(D)
 \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$c'_{m,n}(D) = \left| \frac{a_{m(D),n(D+\Delta D)} - a_{m(D),n(D-\Delta D)}}{2\Delta D \cdot 4(\beta_m - \beta_n)} \right| \quad (5.10)$$

$$a_{m(z),n(z+\Delta z)} = \iint \left(\mathbf{E}_{mt}(z) \times \mathbf{H}_{nt}^*(z \pm \Delta z) + \mathbf{E}_{nt}^*(z \pm \Delta z) \times \mathbf{H}_{mt}(z) \right) \cdot \mathbf{i}_z dS \quad (5.11)$$

$$a'_{m(D),n(D+\Delta D)} = \iint \left(\mathbf{E}_{mt}(D) \times \mathbf{H}_{nt}^*(D \pm \Delta D) + \mathbf{E}_{nt}^*(D \pm \Delta D) \times \mathbf{H}_{mt}(D) \right) \cdot \mathbf{i}_z dS \quad (5.12)$$

ここで、 $a_{m(z),n(z+\Delta z)}$ は m 次の n 次のモードについて、位置 $z \pm \Delta z$ (Δz は微小な値) における突き合わせ結合係数を計算したものであり、 $a'_{m(D),n(D+\Delta D)}$ は、 $a_{m(z),n(z+\Delta z)}$ の変数 z を D に置き換えたものである。複号は同順とする。一般的に、導波路中には無数の放射モードが存在する。FAQUADで構造を最適化する際には、設計対象のモードと放射モードとの間の結合について考えなければならず、 $c'_{3,5}$ の評価が難しい。一方で、もし $c'_{3,5}$ を設計プロセスで省いてしまうと、3次のスーパーモードに大きな損失が生じる。そこで、ここから $c'_{3,5}$ の計算での結合対象として単一の放射モードを仮定し、計算を進める。構造変化 $\pm \Delta D$ を考えたとき、3次のモードは自分自身と1次モードに結合し、モード発展領域に存在する他のスーパーモードとの結合は無視できる。パワー保存則に基づくと、 $a'_{3(D),5(D+\Delta D)}$ は次のように近似できる。

$$a'_{3(D),5(D+\Delta D)} = \pm \sqrt{1 - \left| a'_{3(D),1(D+\Delta D)} \right|^2 - \left| a'_{3(D),3(D+\Delta D)} \right|^2} \quad (5.13)$$

ここで、複号は同順である。さらに、3次モードと強く結合する放射モードについては、 n_{cl} と近い値であると考えられることから、 β_5 は次のように近似する。

$$\beta_5 = k_0 n_{\text{cl}} \quad (\text{const.}) \quad (5.14)$$

ここで、 k_0 は真空中の波数であり、 n_{cl} はクラッド材料である SiO_2 の屈折率である。図5.12(a)に、 $w_{IN} = 2.2 \mu\text{m}$ としたモード発展領域における各モードの実効屈折率の形状制御パラメータ $D(z)$ 依存性を示す。仮想した5次のスーパーモードを利用することで、断熱性の尺度 $c'_{3,5}$ と $c'_{\text{(sum)}}$ は計算可能となり、テーパ形状を設計できる。図5.12(b)–(d)に、直線テーパと最適テーパの導波路構造を示す。AERRの有効性を実証するために、 $c'_{3,5}$ を考慮していない形状設計結果も用意している。2つの最適形状は図5.12(c) (w/o $c'_{3,5}$) と図5.12(d) (w/ $c'_{3,5}$) で比較で

きる．さらに，図 5.12(c)では(w/o $c'_{3,5}$)のテーパ形状を青で塗りつぶし，(w/ $c'_{3,5}$)のテーパ形状を黒一点鎖線で示すことで比較をしやすいようにしている．ここで，図中での x の中心は入力導波路の中心に設定している．図 5.12(c), (d)の最適テーパ形状には，構造変化が急な領域(灰色)，と緩やかな領域(黄色)がハイライトされている． $0.5L_{ME} < z < 0.8L_{ME}$ には，最も緩やかな領域がある．図 5.12(e)に，断熱性の尺度 $c'_{3,5}$ の制御パラメータ D 依存性の計算結果を示す． $c'_{0,2}$ は最大で 152 に達し，0 次と 2 次モード間の結合が一番強いことがわかる．最適テーパにおける最も緩やかな構造変化は，この 0 次と 2 次モード間の不要なモード結合を抑制するために存在する．図 5.12(c)と(d)を比較すると， $z < 0.4L_{ME}$ の箇所に主な違いが見て取れる．特に，大きな違いは $z < 0.05L_{ME}$ にあり，w/o $c'_{3,5}$ のテーパでは幅変化が急激だが，w/ $c'_{3,5}$ のテーパでは緩やかになっている．これらの 2 つのテーパ形状は，図 5.12(f)に示す $c'_{(sum)}$ と式(5.8)を使用して設計されており，主な違いは，図 5.12(e)から確認できる， $D=0.3-0.4\mu m$ において最大 4 程度の値となる $c'_{3,5}$ の存在に起因する．このテーパ形状の違いは，3 次モードの放射損失低減に大きな影響があり，そのことは次項にて議論する．

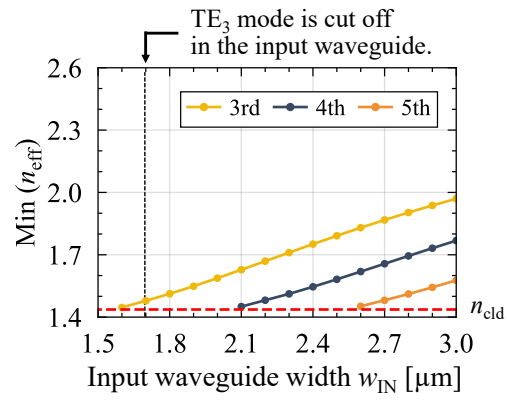


図 5.10 モード発展領域内の各スーパーモードの最小実効屈折率の入力導波路幅依存性 w_{IN} (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

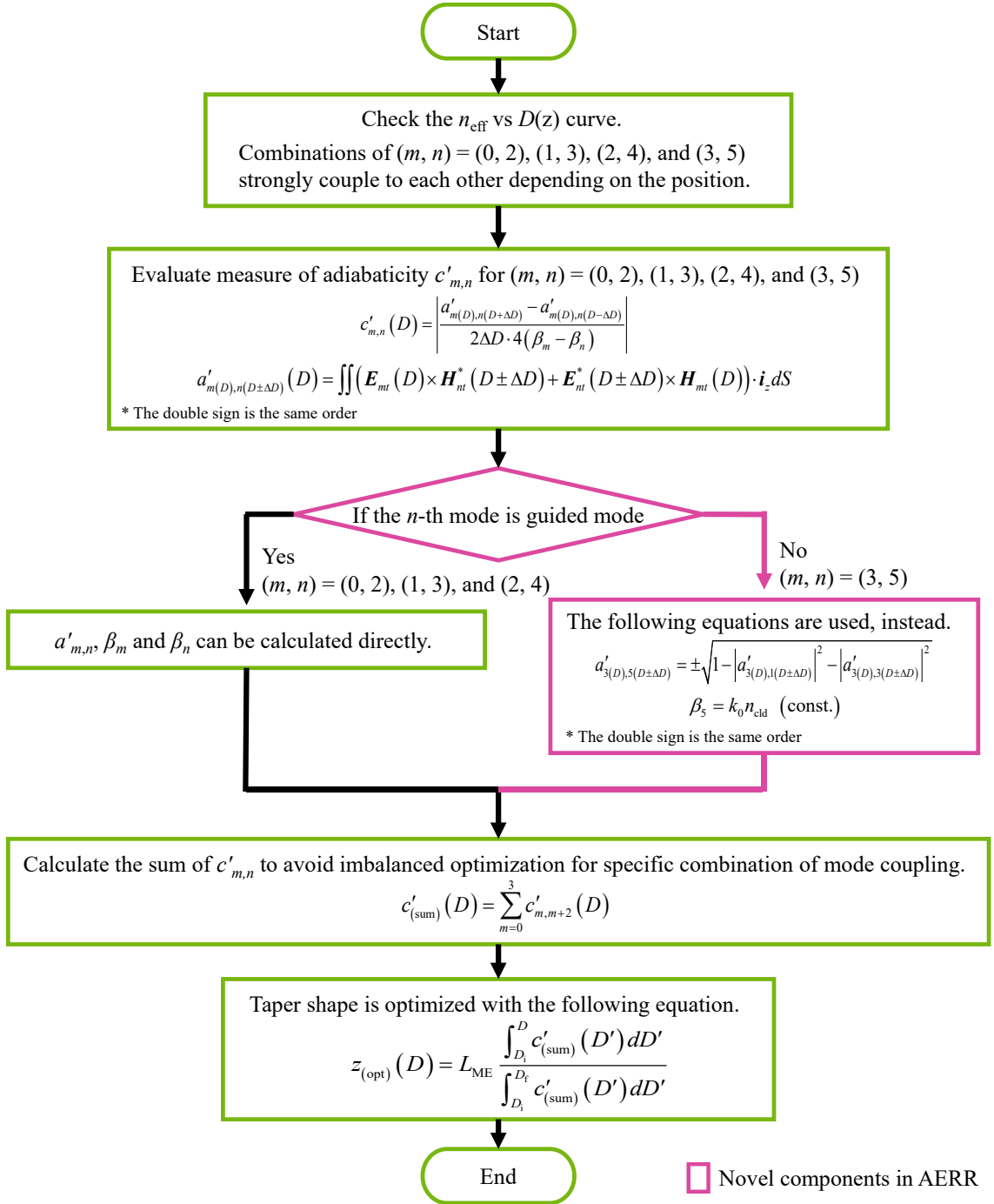


図 5.11 AERR テーパの設計フロー (Adapted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

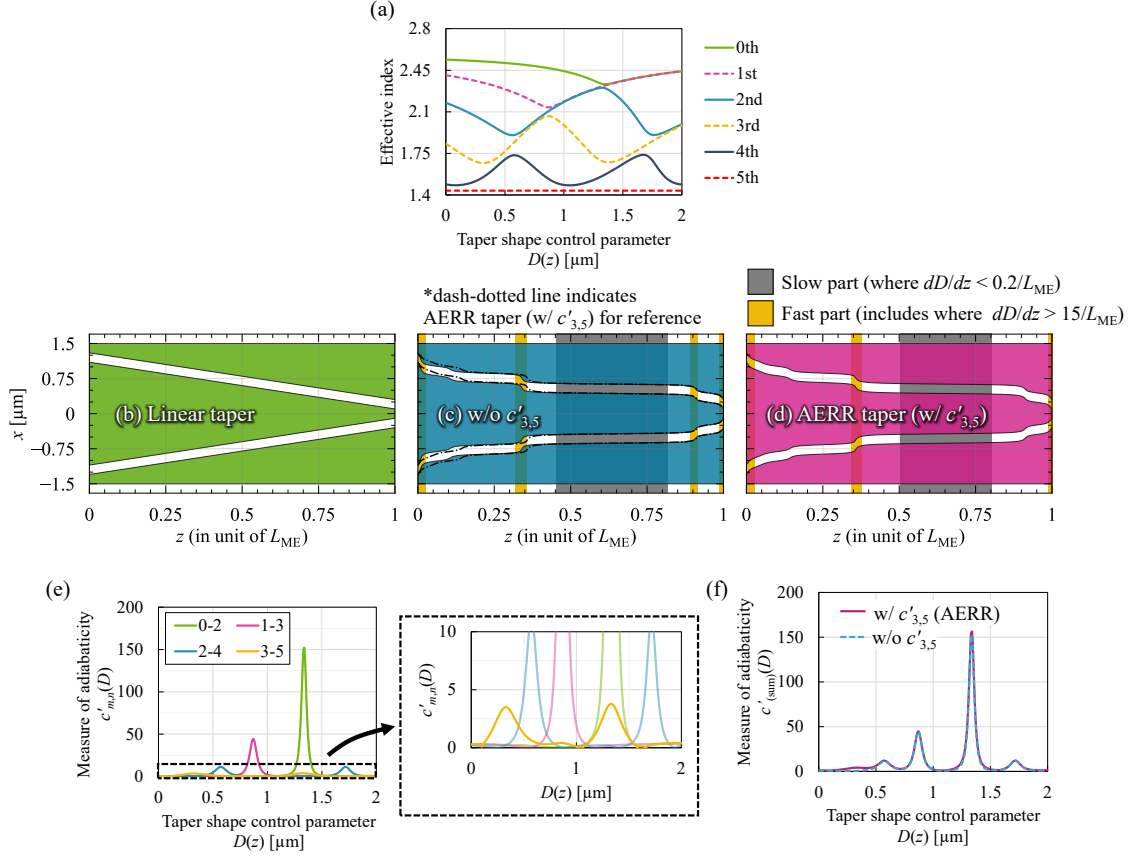


図 5.12 テーパー形状の設計プロセス

(a): $w_{\text{IN}} = 2.2 \mu\text{m}$ とした Y 分岐導波路の実効屈折率の形状制御パラメータ $D(z)$ 依存性, (b)–(d): 各テーパー形状の比較, (e): 波長 $2.1 \mu\text{m}$ において計算した断熱性の尺度 $c'_{m,n}$, (f): 断熱性の尺度 $c'_{(\text{sum})}$ において $c'_{3,5}$ の有無の比較 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

5.3.3 シミュレーション結果

AERR に基づいた構造最適化の有効性を確認するため、断熱モード発展に必要なテーパ長 L_{ME} を計算した。図 5.13 に、 $w_{IN} = 2.2 \mu\text{m}$ とした MEB Y 分岐で各テーパを使用した場合の波長 $2.1 \mu\text{m}$ における 4 モードの最小透過率の比較を示す。グラフにおける t_i は、 i 次のスーパーモードをモード発展領域に入力した際の i 次のスーパーモードの透過率である。計算には 3D VFEM を使用している。モード発展領域の断熱過程成立(最小透過率 t_i が 98%以上)に必要なテーパの長さは、AERR テーパ(図 5.13 の $w/c'_{3,5}$)では $169 \mu\text{m}$ である。もしテーパが $c'_{3,5}$ を考慮せずに最適化されていたら、 $L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ では足りていない。直線テーパでは、もっと長いテーパの長さが必要となっており、これは図 5.9 の CLMT の解析結果で $1500 \mu\text{m}$ 以上必要という見込みと一致している。最適テーパの長さは、9 倍程度短縮できていることになる。したがって、AERR 設計の有効性は数値解析的に示された。設計手法の適用範囲について確認すると、従来の断熱性パラメータ計算法を利用する場合では、図 5.10 より、 w_{IN} を $2.6 \mu\text{m}$ 以上とする必要があったが、AERR では、入出力導波路の TE_3 モードカットオフ条件を考えても、 $1.7 \mu\text{m}$ より大きな範囲であれば適用可能である。

$L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ に設定した最適テーパを有するデバイス全体の透過特性も確認する。図 5.14 に、最適テーパ型 MEB 対称 4 モード Y 分岐の透過特性の波長依存性を示す。図 5.14(a)–(d) の透過スペクトルでは、構造の x 軸対称性から、片側の出射パワーのみを示している。凡例に示すモードは、入射モードと出射モードをハイフンで接続している。波長 $2\text{--}2.2 \mu\text{m}$ において、式(5.3)で定義されるモードクロストークは、 -16 dB を下回っており、また、クロストーク -20 dB 以下で動作可能な帯域は、 $2.07\text{--}2.13 \mu\text{m}$ (60 nm)である。図 5.14(e)に、Y 分岐の過剰損失(定義は式(5.2))が示されている。4 モード中最大の EL は、中心波長の $2.1 \mu\text{m}$ において 0.08 dB であり、波長 $2\text{--}2.2 \mu\text{m}$ では 0.3 dB である。提案する Y 分岐は低損失かつ低クロストークで動作している。さらに、直線テーパ型 Y 分岐で同一の長さを使用した場合の性能も確認してみる。図 5.15 に、 $L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ とした直線テーパ型 MEB 対称 4 モード Y 分岐の透過スペクトルを示す。モードクロストークを十分に低減できていないことが明らかである。 TE_0, TE_2 モードを入力すると、不要なモードクロストーク成分が所望のモードの透過率を上回っている。 TE_1, TE_3 モードを入力すると、波長帯域 $2\text{--}2.2 \mu\text{m}$ の範囲でクロストークは -1 dB から -11 dB まで変化し、中心波長 $2.1 \mu\text{m}$ での値は -5 dB となっている。

また、デバイスの長さや性能のトレードオフを確認するために、最適テーパ型 Y 分岐でテーパの長さをより伸ばした場合の解析も行った。図 5.13 において良好な特性を示す $L_{ME} = 203 \mu\text{m}$ に加え、元の長さの約 2 倍である、 $L_{ME} = 300 \mu\text{m}$ について調査した。図 5.16 に、異なる L_{ME} に設定した MEB 対称 4 モード Y 分岐における、(a)過剰損失と(b)クロストークについて 4 モードの最悪値をそれぞれ示す。過剰損失とクロストークの評価にはそれぞれ、式(5.2)、(5.3)を用いている。 $L_{ME} = 203 \mu\text{m}$ の場合、性能はほとんど変わらない。過剰損失が 0.1 dB 以下の帯域は 10 nm 広がっている($L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ で 50 nm , $L_{ME} = 203 \mu\text{m}$ で 60 nm)。

クロストークが -20 dB 以下となる帯域は、 10 nm 狭くなっている($L_{ME}=169\text{ }\mu\text{m}$ で 60 nm, $L_{ME}=203\text{ }\mu\text{m}$ で 50 nm). 一方で, $L_{ME}=300\text{ }\mu\text{m}$ の場合では, 性能が劇的に向上しており, 過剰損失とクロストークは, 上記と同じ基準で帯域幅が 150 nm を超えている. 以上より, L_{ME} を伸ばすことで基本的には帯域幅が増加する傾向にあると考えられる. しかし, 4.4 節で明らかにしたように, 作製されたデバイスにおいては, デバイス長が長い場合, 主に側壁粗さ等を理由として生じる位相ノイズによって性能が悪化する可能性もある[64]. そのため, デバイス長の短縮は重要である.

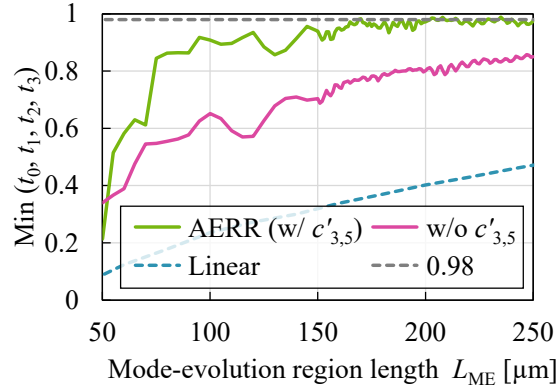


図 5.13 $w_{IN} = 2.2 \mu\text{m}$ とした MEB Y 分岐で各テーパを使用した場合の 4 モードの最小透過率の比較 (3D VFEM) (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

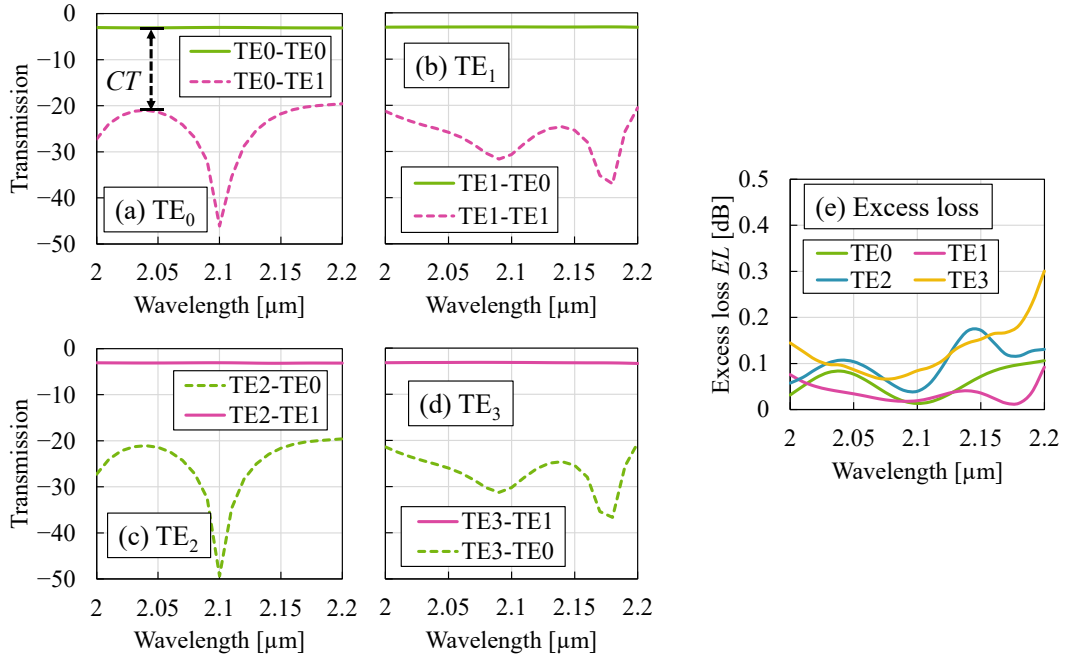


図 5.14 最適テーパ型 MEB 対称 4 モード Y 分岐の透過特性の波長依存性 (3D VFEM)
Y 分岐の (a) TE_0 , (b) TE_1 , (c) TE_2 , (d) TE_3 モードの透過率, (e): 挿入損失 EL_i
(Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

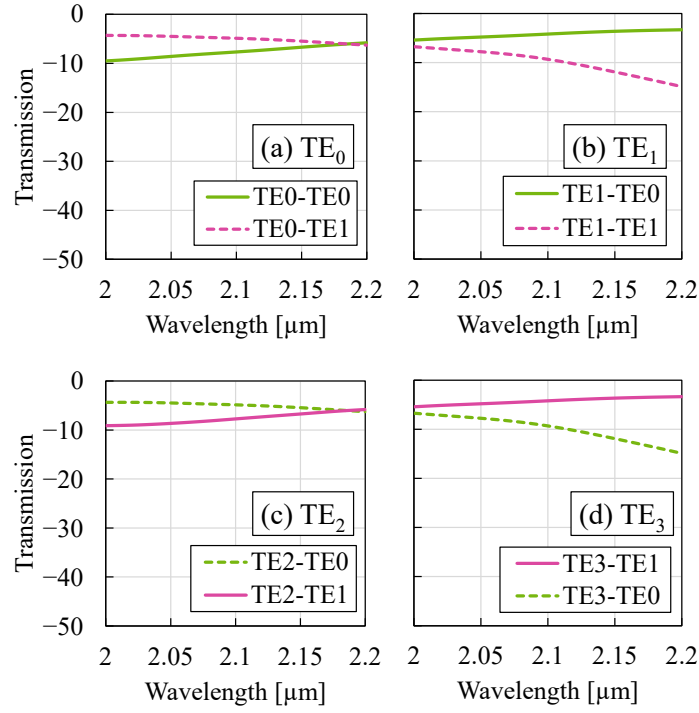


図 5.15 $L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ とした直線テーパ型 MEB 対称 4 モード Y 分岐の透過スペクトル (3D VFEM)

入力モード: (a) TE_0 , (b) TE_1 , (c) TE_2 , (d) TE_3 モード (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

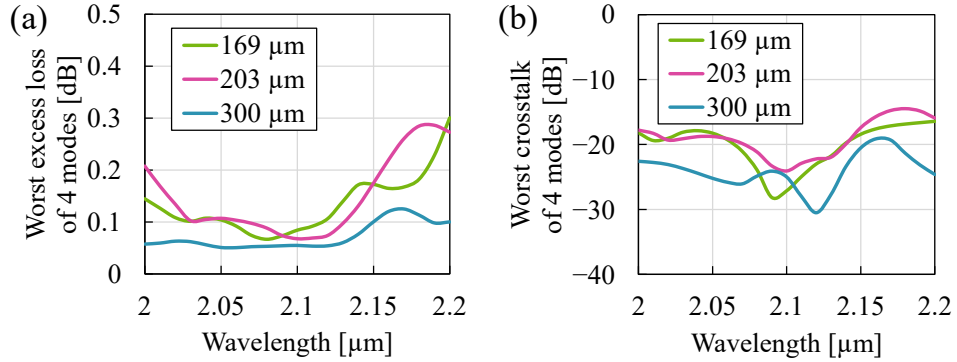


図 5.16 L_{ME} が異なる場合の MEB 対称 4 モード Y 分岐の性能の比較 (3D VFEM)
(a) 過剰損失および (b) クロストークについて 4 モードの最悪値を示す
(Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

5.4 対称4モードY分岐の実験結果と考察

MEB 対称4モードY分岐の構造頑健性を実験的に実証するために、ゼロギャップ型とMEB型の両方を同一チップ上に作製した。ここで改めて、ゼロギャップY分岐は、幹導波路と枝導波路が直接接続されている構造であり、MEB Y分岐は、個々の導波路として1つの幹導波路と2つの枝導波路から構成されている。フォトリソグラフィ技術を用いるCMOS互換プロセスをデバイス作製に利用しており、図5.17に、作製された4モードY分岐の光学顕微鏡画像を示す。測定チップでは、高次モードの透過特性を評価する際、テーパ非対称方向性結合器に基づくモード合分波器を使用する。4モード合波器、そして2モード分波器がそれぞれチップ上の入力側、出力側に実装されている。図5.18(a)に、測定系構成を示す。伝送スペクトルの測定には中赤外ASE (Amplified Spontaneous Emission)光源(AP-SC-MIR)と光スペクトラムアナライザ(Yokogawa AQ6375B)を使用している。偏光ビームスプリッタをファイバのx偏波を取り出すために利用し、試作したチップにTE₀モードとして入射する。上記のビームスプリッタの動作帯域の制約から、測定波長は2–2.2 μm に設定している。チップ端には、逆テーパ型スポットサイズコンバータを配置している。規格化の際の参照パワーとして、図5.18(b)に示すように、4モード合分波器対、および2モードの合分波器対の測定されたパワーの平均を使用している。これらのパワーを平均することで、Y分岐の測定において、入出力端に配置された4モード合波器、および2モード分波器の透過特性を除去できる。対象デバイスのテスト用構造では、さらにモード合分波器と対象デバイスを接続するために、追加でS字曲げを導入している。これらの曲げ半径は3000 μm 以上と非常に緩やかな曲げである。

図5.19に、各入射モードについて測定されたY分岐の透過スペクトルを示す。図5.19の挿入図に示すように、ゼロギャップY分岐では、製造プロセス側の重大な制約に基づいて、30 nm幅の先端構造を導入した。測定された構造では、製造誤差による影響を補償するために、導波路中心を維持したまま、導波路幅を10 nm増加させ、導波路間隔が10 nm減少させた構造を測定している。ゼロギャップとMEB Y分岐の両方で、所望の機能であるパワー分岐とモード変換を達成できている。入力したTE₀, TE₁モードはポートA₀, B₀にTE₀モードとして出力し、入力したTE₂, TE₃モードはポートA₀, B₀にTE₁モードとして出力する。いくつかのモード(特に低次側のモード)では、透過率が3-dB線を上回っており、過剰損失(式(5.2))が0 dBを下回る。これは、参照構造は直線導波路のみからなり、デバイスのテスト用構造では曲げ導波路を含むという構造の違いから来ている可能性がある。例えば、伝搬損失特性の違いや、幅方向の導波路位置の違いが放射光を導波路に再結合させている可能性がある。少なくとも、波長帯域2–2.2 μm において大きな損失は見られない。また、同帯域に関して、インバランスの絶対値の平均は、ゼロギャップY分岐において0.33–0.58 dB、MEB Y分岐において0.41–0.64 dBである。最悪インバランスは、ゼロギャップY分岐で2.47 dB、MEB Y分岐で2.06 dBである。理想的には、対称Y分岐ではインバランスは0になるが、

作製された構造では、幅方向の対称性が破れており、枝導波路間の光結合が生じる。もし、ゼロギャップY分岐部で先端構造が幅方向においてずれがあったり、MEBY分岐において幹導波路が一様にシフトしていたりすると、結合効率の比率自体が波長によらず変化すると考えられる。しかし、図5.19で見られるのはスペクトルの振動と2つの線の交差であることから、導波路幅や、導波路位置のランダムな変化が、インバランスの主な原因である可能性が高い。モードクロストークとしては、図5.19(a)と(c)から、ゼロギャップY分岐にTE₀モードやTE₂モードを入射した際に、-10 dB程度の大きなモードクロストークが生じていることが見て取れる。対称的に、最大クロストークは-7 dBではあるものの、測定帯域全体を通して、MEBY分岐のクロストーク抑制効果は明らかである。チップ間の不均一性評価のために、異なる3つのチップについて、各入力モードに対する過剰損失とモードクロストークを測定した(1チップ当たりの測定は1回)。波長2-2.2 μm において、ファイバ-ファイバ(Fiber-to-Fiber)の結合効率測定結果と幅700 nmの参照用直線導波路測定結果からファイバ-チップ結合損失の平均を計算したところ、3つのチップに渡ってほぼ同じ値で 23.6 ± 0.1 dBであった。図5.20に、3つの異なるチップで測定されたY分岐の各モードの損失とクロストークを示す。平均損失とクロストークは各チップにおいて波長2-2.2 μm の範囲で計算されており、グラフ中の棒が3つのチップの平均値を、プロットされた点が個々のチップに関する平均値を示している。また、3つのチップから計算された平均値や範囲(最小値から最大値まで)に関して、過剰損失の値を表5.1に、クロストークの値を表5.2にまとめる。測定結果では、スペクトラムアナライザの最小受光感度を下回る外れ値がデータとして得られることがあるが、それらの値は平均計算過程で除去している。過剰損失としては、シミュレーション結果とは異なり、損失の大小がモードの次数が偶数か奇数かに依存しているというよりは、低次側か高次側に依存している。このような傾向に関して、ゼロギャップY分岐とMEBY分岐で大きな差異があるわけではない(最大でも表5.1中TE₃モードの平均値の違いで0.32 dB)ので、これはMEBY分岐固有の損失ではないと考えられる。より詳しく、そして正確に損失を評価するには、Y分岐を対に配置した構造を1回あるいは複数回直列に接続して並べ、Y分岐の損失を平均化する方法が考えられる。続いて、モードクロストークに焦点を当てる。ゼロギャップY分岐では、TE₂モードの3つのチップの平均クロストークが最大であり、-9.3 dBである。MEBY分岐の平均クロストークは、TE₂モードの-14.3 dBが最大となっている。MEBY分岐は、主に分岐部先端構造の製造誤差に由来するクロストークを5 dB低減できており、これは表5.2で確認される範囲の値よりも大きい。したがって、提案するMEBY分岐の構造頑健性を実験的に確認できた。

実用上では、導波路の幅と間隔の変化もまた、一般的に起きうる製造誤差である[33]。そこで、図5.21(a)のモデル図が示すように、導波路の幅と間隔が変化した構造についても性能を評価した。導波路幅が dw だけ増加するとき、中心位置は変わらずに、導波路間隔が dw だけ減少する。3D VFEMを使用して、 dw の範囲-20 nm から+20 nm までについて解析した。

まず、図 5.21(b)に示される4モードの最悪過剰損失については、 dw の値によらず、波長2–2.2 μm の範囲で非常に小さな損失(< 0.5 dB)を示している。4モードの最悪クロストークに関しては、 dw が ± 10 nm以内の時は、同波長範囲で–14 dB以下と小さな値を維持しているが、 dw が ± 20 nmの範囲まで広がると、–10 dB程度まで劣化する。製造誤差耐性を強化するための一つの方法として、マルチモードだけでなく、幅が変化した構造に対する断熱性の尺度も計算してテーパ形状設計に利用するということが挙げられる。

表 5.3 に、マルチモードパワースプリッタに関する測定実験結果のまとめを示す。テーブルに示されている通り、本章が提案するMEB対称Y分岐はモード変換機能を備えており、例えば再構成可能なモード変換器や 1×2^N マルチモードスイッチでは必要とされる機能である[54,73]。さらに、提案するY分岐は200 nmという比較的大きな最小形状寸法を有しており、同一の機能を有する[30]と比較すると、デバイスの長さは約6倍になるものの、最小形状寸法が非常に大きいことから、製造要件を緩和可能と考えられる。

最後に、提案するAERR法はTMモードにも適用可能であり、TMモードを対象とするデバイスや、偏波無依存デバイスの設計にも拡張できる。

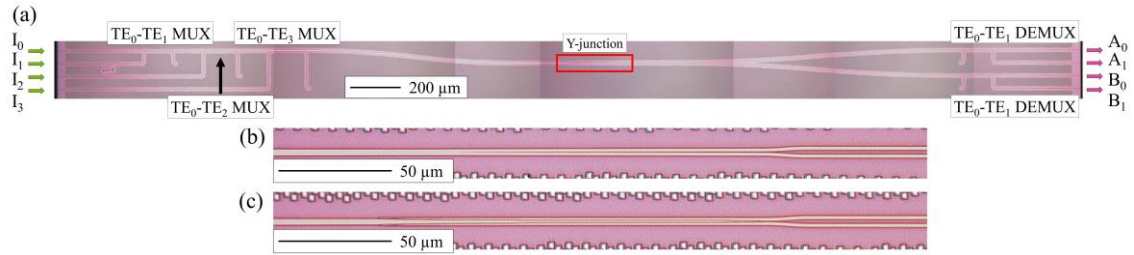


図 5.17 作製された4モードY分岐の光学顕微鏡画像

(a) 4モードMDMのテスト回路全体, および作製された(b) $L_B = 150 \mu\text{m}$ としたゼロギャップY分岐, (c) $L_{ME} = 169 \mu\text{m}$ としたMEB Y分岐 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

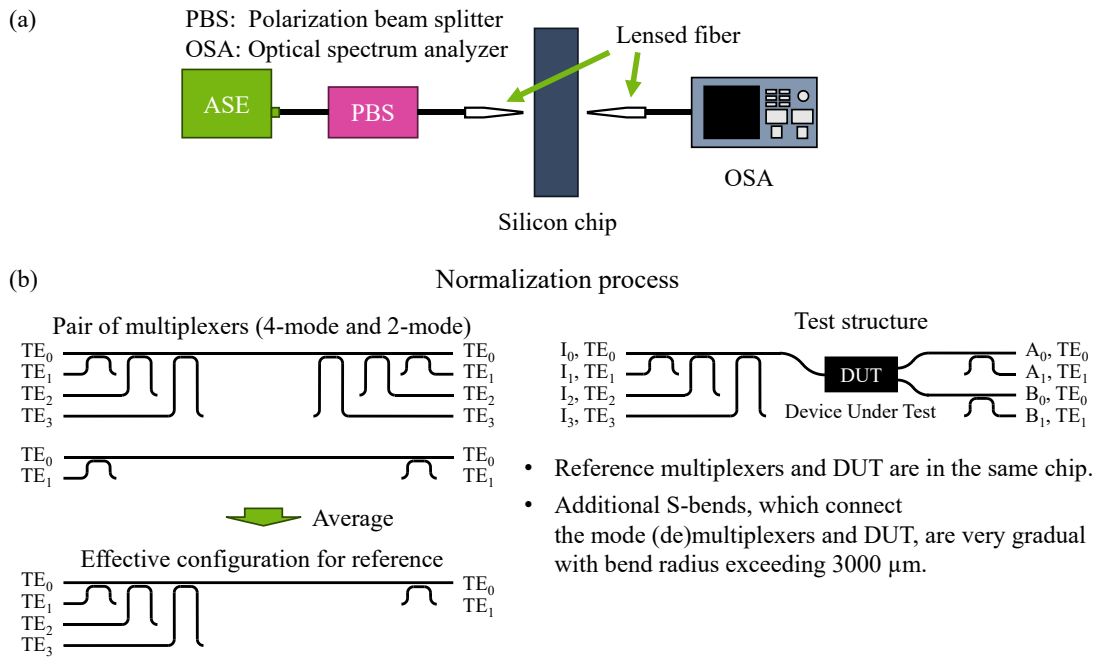


図 5.18 (a)測定系構成, (b)正規化プロセスの概略 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

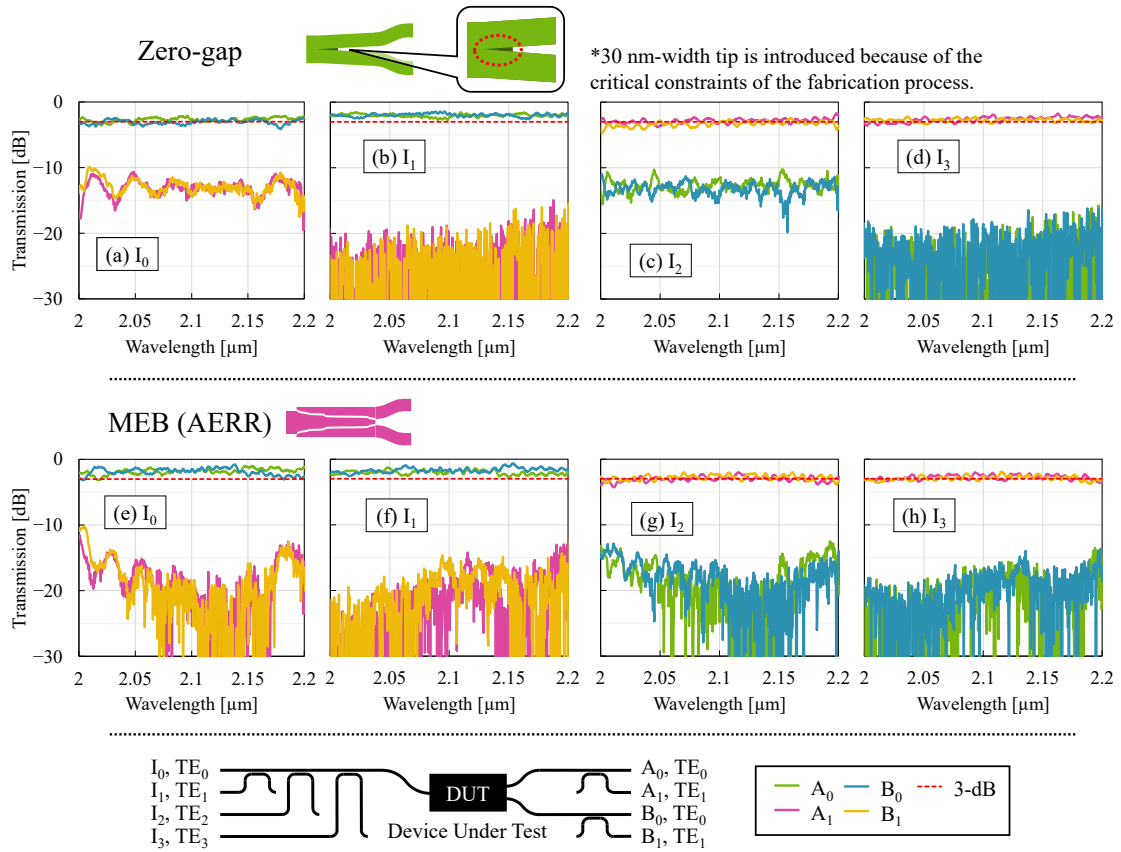


図 5.19 各入射モードについて測定された Y 分岐の透過スペクトル (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

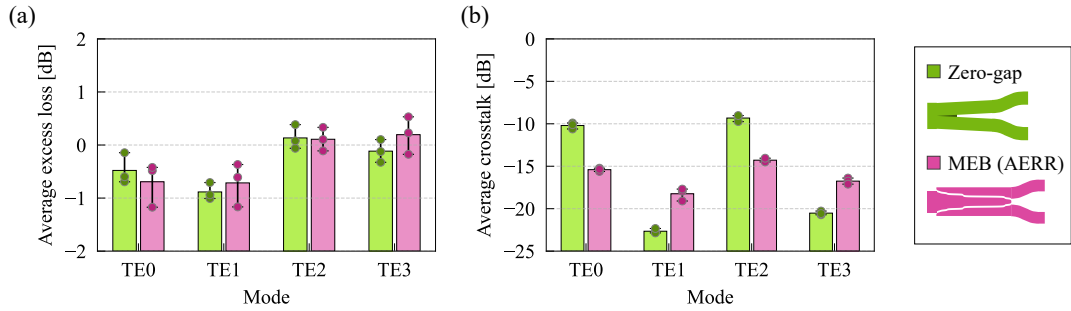


図 5.20 3つの異なるチップで測定された各入射モードの(a)平均損失および(b)平均モードクロストーク (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

表 5.1 3つのチップにわたって測定された過剰損失の平均と範囲 (最小値から最大値まで) (Adapted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

	Zero-gap		MEB (AERR)	
	Average	Range	Average	Range
TE ₀	-0.48 dB	0.55 dB	-0.69 dB	0.75 dB
TE ₁	-0.88 dB	0.30 dB	-0.71 dB	0.80 dB
TE ₂	0.13 dB	0.45 dB	0.11 dB	0.44 dB
TE ₃	-0.12 dB	0.43 dB	0.20 dB	0.71 dB

表 5.2 3つのチップにわたって測定されたクロストークの平均と範囲 (最小値から最大値まで) (Adapted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

	Zero-gap		MEB (AERR)	
	Average	Range	Average	Range
TE ₀	-10.2 dB	0.71 dB	-15.4 dB	0.38 dB
TE ₁	-22.7 dB	0.52 dB	-18.2 dB	1.40 dB
TE ₂	-9.3 dB	0.71 dB	-14.3 dB	0.44 dB
TE ₃	-20.5 dB	0.44 dB	-16.8 dB	0.72 dB

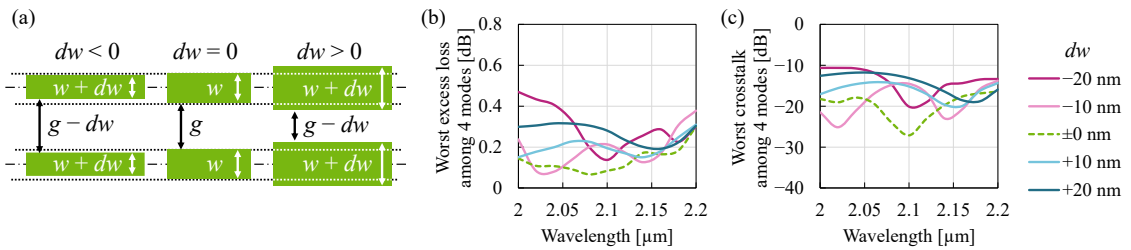


図 5.21 幅とギャップが変化したときの MEB 対称 4 モード Y 分岐の性能 (3D VFEM)

(a)想定した製造誤差モデル, および入射する 4 モードに関する(b)挿入損失, (c)クロストークの最悪値 (Reprinted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

表 5.3 マルチモードパワースプリッタに関する測定実験結果のまとめ (Adapted with permission from [85] © 2025 Elsevier B.V.)

Ref.	Structure	Mode No.	Operation Band	Device Length	Excess Loss	Mode Crosstalk	MFS* ¹	Functionality
[57]	Tapered directional coupler	2 (TM)	1.535–1.565 μm	40.2 μm	0.7 dB* ³	−14.3 dB* ³	200 nm	1 × 2 power splitter
[21]	Adiabatic coupler	4 (TE: 2, TM: 2)	1.5–1.57 μm	1660 μm	0.68 dB	−15.66 dB	80 nm	2 × 2 power splitter
[29]	MMI	2 (TE)	1.53–1.59 μm	96.9 μm	0.76 dB* ⁴	−20.5 dB* ⁴	520 nm	2 × 2 power splitter
[56]	SWG* ² MMI	2 (TE)	1.5–1.6 μm	48.84 μm	0.65 dB	−17 dB	110 nm	2 × 2 power splitter
[77]	SWG* ² Y-junction	2 (TE)	1.475–1.575 μm	41.3 μm	1 dB	–	50 nm	1 × 2 power splitter & mode converter
[77]	SWG* ² Y-junction	2 (TE)	1.42–1.59 μm	41.3 μm	1.5 dB	–	100 nm	1 × 2 power splitter & mode converter
[30]	Subwavelength Y-junction	4 (TE)	1.53–1.57 μm	29.15 μm	0.46 dB* ⁴	−21.3 dB* ⁴	40 nm	1 × 2 power splitter & mode converter
[83]	MEB Y-junction	2 (TE)	1.5–1.6 μm	42 μm	< 0.01 dB* ⁵	–	120 nm	1 × 2 power splitter & mode converter
This work	MEB Y-junction	4 (TE)	2–2.2 μm	189 μm	0.20 dB* ⁴	−14.3 dB* ⁴	200 nm	1 × 2 power splitter & mode converter

*1: MFS: Minimum Feature Size, *2. SWG: SubWavelength Grating, *3: Value at wavelength 1.55 μm , *4: Averaged value. *5: Only simulation results.

5.5 まとめ

本章では、 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯向けの対称4モードY分岐導波路を提案した。提案デバイスでは、モード発展領域のテーパ形状がAERR法によって最適化されている。AERR法は、本章で新たに提案する構造設計技術であり、シンプルな計算によってテーパ形状を設計し、デバイス長を効果的に短縮できる。MEB対称4モードY分岐の設計に関しては、最適テーパの長さが $169\text{ }\mu\text{m}$ であり、直線テーパを使用した場合と比べて約9分の1になっている。シミュレーション結果によると、波長帯域 $2\text{--}2.2\text{ }\mu\text{m}$ において過剰損失が 0.3 dB 以下、クロストークが -16 dB 以下で動作し、また、クロストークが -20 dB 以下である帯域は $2.07\text{--}2.13\text{ }\mu\text{m}$ (60 nm)である。作製されたSOIチップを使用して行われた実験では、MEB Y分岐の分岐部先端構造の頑健性を、従来のゼロギャップY分岐とのクロストークとの比較によって実証している。MEB Y分岐では、先端構造の製造誤差によって生じるクロストークが、波長 $2\text{--}2.2\text{ }\mu\text{m}$ において 5 dB 小さくなっている。さらに、提案するMEB Y分岐は、同波長帯域で 0.20 dB 以下という低損失で動作する。本章が提案するMEB対称4モードY分岐は、オンチップMDM光ネットワークにおいて重要な役割を果たす。

第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証

6.1 まえがき

モード分割多重伝送システムにおいて必要不可欠なデバイスの一つに、モード合分波器がある。これまで、様々な構造に基づくモード合分波器が提案されてきた[26,86]。一方で、製造誤差耐性の高いモード合分波器の設計は困難であり、特にサポートするモード数が増えるにつれて、より難易度が高くなる。[86]では、モード発展型デバイスを利用した構成が提案されており、高い製造誤差耐性を有する。一方で、サポートするモード数は2つに限られており、同構成を利用するもので、より多くのモード数をサポートするモード合分波器に関する報告は、まだない。

そこで本章では、これまでの章で研究してきたモード発展型デバイス[64,85]を利用して構成した、波長 $2.1\ \mu\text{m}$ 周辺で動作する4モード合分波器を提案する。測定結果は、波長 $2080\text{--}2120\ \mu\text{m}$ の帯域において、 $1.1\ \text{dB}$ 以下のモード依存損失と、 $-11\ \text{dB}$ 以下のモードクロストークを示す。さらに、 $\pm 20\ \text{nm}$ 以内の導波路幅変化に対して、同波長帯域で計算されたモード依存損失は $2.3\ \text{dB}$ 以下、クロストークは $-7\ \text{dB}$ である。なお、本章の内容は[87]に基づいている。

6.2 動作原理と構造設計

図 6.1 に、モード発展型デバイスに基づく4モード合分波器の概要を示す。本デバイスは、クラッドが SiO_2 で、厚さ $220\ \text{nm}$ の Si 細線導波路を対象に設計している。図 6.1(a)に示すように、光は左側のポートから TE_0 モードとして入射し、右側のポートから $\text{TE}_0, \text{TE}_1, \text{TE}_2, \text{TE}_3$ モードとして出射する。最終的に右側のポートで励振されるモードは、左側の入射ポートと対応付けると、上から順に、 $\text{TE}_3, \text{TE}_1, \text{TE}_2, \text{TE}_0$ モードとなる。全体のデバイスは、類似した構造の2段構成となっている。各ステージは、モード発展型 2×2 3-dB 結合器(図 6.1 中に緑色で描かれたデバイス)と、対称 Y 分岐(図 6.1 中に赤色で描かれたデバイス)からなる。図 6.1(b)は、ステージ I の動作の様子を説明しており、図 6.1(c)と図 6.1(e)に示される、 2×2 3-dB 結合器と、対称 Y 分岐を利用している。 2×2 3-dB 結合器については、結合領域の導波路にテーパ構造が適用されており、領域終端で導波路が幅方向に関して対称になるよう変化する。導波路構造の変化とともに、光は一方のコアから他方のコアへと均等に、そしてモード変換することなく結合する。これは、結合導波路系のモードフィールドの変化に由来するものであり、モード発展と呼ばれている[33]。さらに、出射光の位相状態は入力導波路に依存し、 TE_0 モードについては、幅広の導波路から入射すると2つの出射は同相、幅狭の導波路から入射すると、2つの出射は逆相となる。また、 TE_1 モードについては、幅広の導波

第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証

路から入射すると2つの出射は逆相、幅狭の導波路から入射すると2つの出射は同相となる。これらの位相差は、後段のY分岐の、二つの入射光の位相差に応じて出射モードの次数を変えるという機能を実現するために重要である。Y分岐では、同相のTE₀モードが枝導波路から入力されると、TE₀として出射するが、逆相のTE₀モードを入射するとTE₁として出射する。なお、高次モードも含めた n 次モードの入力に拡張した場合には、 n が偶数の場合は、同相のTE _{n} モードを入力するとTE _{$2n$} モードとして出射し、逆相のTE _{n} モードを入力するとTE _{$2n+1$} モードとして出射する。 n が奇数の場合は、出力モードと同相、逆相の関係性が入れ替わり、逆相のTE _{n} モードを入力するとTE _{$2n$} モード、同相のTE _{n} モードを入力するとTE _{$2n+1$} モードとして出力する。また、2×23-dB結合器とY分岐導波路の接続部では導波路幅が異なるため、長さ50 μmのテーパ構造を利用して幅を揃えている。

同様のステージを再帰的に縦列接続することで、4モード合分波器を実現できる。提案するモード合分波器では、全く同じ2つの2モード合波構造をステージIとして利用し、それらの出力をステージIIに接続する。そしてステージIIでは、前述したような動作により、ステージIから来るTE₀, TE₁モードをさらにTE₀, TE₁, TE₂, TE₃モードとして合波する。ステージIIでは、枝導波路においてTE₁モードをサポートするため、構造パラメータを図6.1(d)と(f)に示すようにして設定している。もちろん、全体構造で入力導波路と出力導波路を入れ替えて利用すると、提案デバイスはモード分波器として機能する。

本設計における重要な点として、モード発展型2×23-dB結合器[33,64]を使っていることが挙げられる。モードの共振を原理とする結合器は、方向性結合器[57]やマルチモード干渉結合器[29]などが研究されているものの、これらの結合器の出射光位相差は、0あるいは π ではないため(主に $\pm\pi/2$)、対称Y分岐への接続のために追加でパッシブ位相シフタが必要となる[88]。このとき、4モード以上をサポートするモード合分波器を構築するためにはマルチモードパッシブ位相シフタが必要となるが、同デバイスの設計は非常に困難である。一方で、モード発展型3-dB結合器を利用した場合は、第4章にて示した通り、原理上は2つの出力の位相差が0あるいは π とY分岐にとって理想的な位相差と等しいため、本モード合分波器の構成要素として適している。

対称Y分岐としては、モード発展型Y分岐という入出力導波路が分離された構造を利用する。第5章で示した通り、標準的なゼロギャップY分岐は鋭い先端構造の製造誤差耐性が低いが、モード発展型Y分岐を利用することで、そのような先鋭な先端構造を避けることができる。

一方で、モード発展型デバイスの課題として、モード発展に関する断熱過程の成立が機能の実現に必要であり、デバイス長が長くなりやすいという課題がある。提案するモード合分波器では、第4章で取り扱った高速擬似断熱力学に基づいた構造設計[33]により、小型化されたデバイスを要素素子として利用している。図6.2に、各モード発展デバイスの結合領域の導波路構造を示す。

第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証

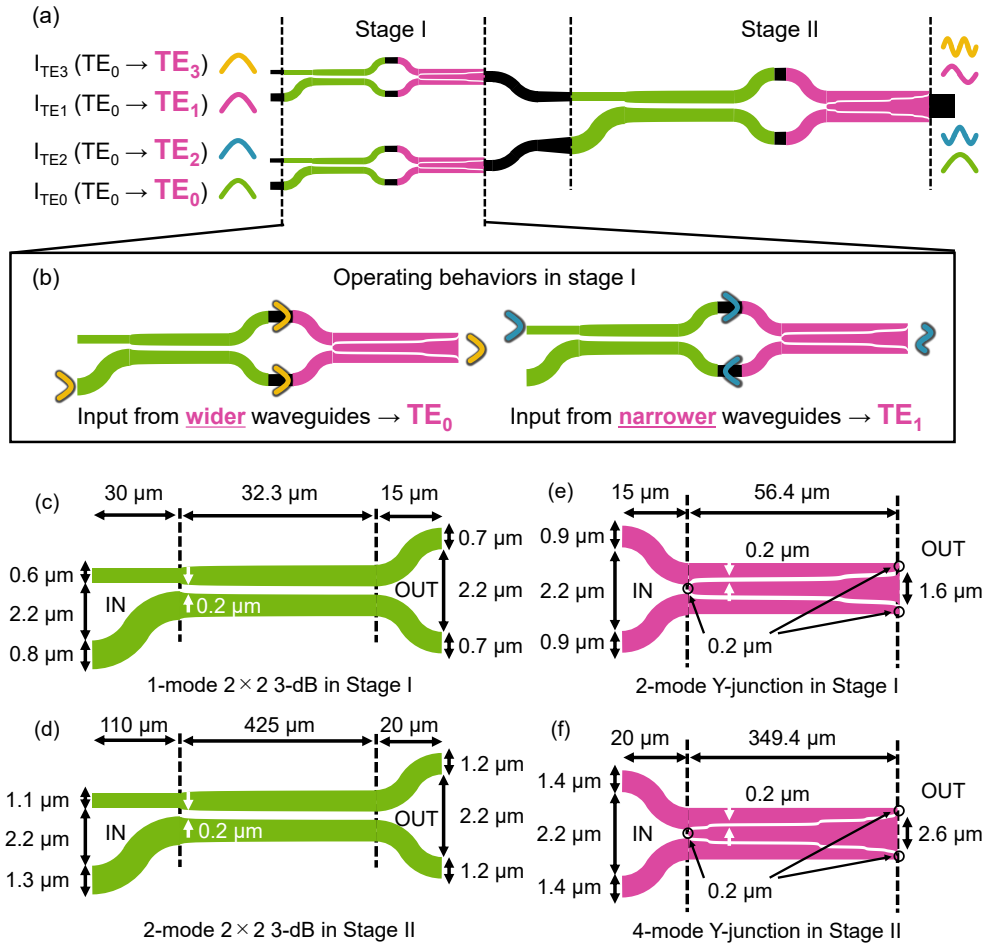


図 6.1 モード発展型デバイスに基づく 4 モード合分波器の概要 (Adapted with permission from [87] © 2025 IEEE)

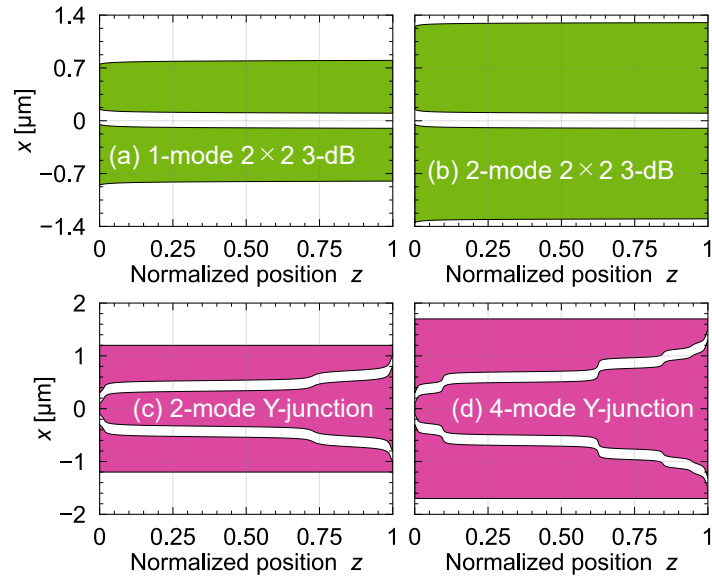


図 6.2 各モード発展デバイスの結合領域の導波路構造 (Reprinted with permission from [87] © 2025 IEEE)

6.3 測定実験結果

モード発展型デバイスに基づくモード合分波器を、CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor)互換プロセス(フォトリソグラフィ技術を使用)を利用して作製した。図 6.3 に、作製されたモード発展型デバイスに基づくシリコン 4 モード合分波器の光学顕微鏡写真を示す。モード合分波器の製造誤差耐性を評価するために、理想的な構造だけでなく、導波路の幅と間隔を連動させて ± 10 nm, ± 20 nm 変化させた構造も併せて作製している。図 6.4(a)に示すように、導波路の中心位置は固定したうえで、導波路幅と間隔を反対方向に変化させている。例えば $dw = +10$ nm であれば、導波路幅が 10 nm 増えると間隔は 10 nm 減る、比較対象として、テーパ非対称方向性結合器(Asymmetric Directional Coupler: ADC)に基づくモード合分波器も同じチップ上に作製している。同 4 モード合分波器は、 TE_0 - TE_1 , TE_0 - TE_2 , TE_0 - TE_3 モード合分波器を縦列接続した構造で、製造誤差による性能の最大偏差を最小化する設計手法[89]に基づき、帯域 2080 nm–2120 nm、そして製造誤差 ± 10 nm 以内における動作をサポートするようパラメータが決定されている。

実験では、中赤外 ASE (Amplified Spontaneous Emission)光源(AP-SC-MIR)を利用し、偏光ビームスプリッタによって x 偏波のみを取り出して実験に利用している。エッジカプラを通じてチップに光が結合すると、逆テーパ型スポットサイズコンバータを通じて TE_0 モードが入射され、同様に射出側ではチップの TE_0 モードの光がスポットサイズコンバータやエッジカプラを経た後に光スペクトラムアナライザ(Yokogawa AQ6375B)へと入力されて、パワーが測定される。図 6.4(b)の測定構造図が示す通り、モード合分波器は互いに向かい合わせに配置している。

合分波器の所望のモードへの変換について、導波路の幅と間隔の変化量 dw を変化させて特性を調べた結果が、図 6.4 の(c)–(h)のグラフにまとめられている。図中の透過率は、幅 700 nm のシリコン細線導波路を参照用として正規化しており、幅に依存する伝搬損失の影響によって、モード合分波器の透過率が 0 dB を上回ることがある。図 6.4(c)–(e)に示す ADC に基づくモード合分波器の特性では、 dw が小さくなるにつれて透過率が大きく下がっていることがわかる。一方で、モード発展型デバイスに基づくモード合分波器では、図 6.4(f)–(h)に示す通り、 dw が変化しても特性は大きく変化しない。

ここで、モード合分波器の特性を評価する指標として、モード依存損失 MDL と、モードクロストーク CT を次のように定義する。

$$MDL = \max_{\lambda \in [\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]} \left(\max_{i \in \{0,1,2,3\}} (T_{TE_i-TE_i}(\lambda)) - \min_{i \in \{0,1,2,3\}} (T_{TE_i-TE_i}(\lambda)) \right) \quad (6.1)$$

$$CT = \max_{\lambda \in [\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]} \left(\max_{i,j \in \{0,1,2,3\}, i \neq j} (T_{TE_i-TE_j}(\lambda) - T_{TE_i-TE_i}(\lambda)) \right) \quad (6.2)$$

ここで、 $\lambda_{\min} = 2080$ nm, $\lambda_{\max} = 2120$ nm であり、 $T_{TE_i-TE_j}$ は、 TE_i モードが出射すべきポートにおいて測定された、 TE_j モードの透過率を示す。図 6.4(i), (j)に、ADC およびモード発展型デ

第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証

デバイスに基づく4モード合分波器の MDL と CT について、導波路の幅と間隔の変化量 dw の依存性を示す。ADC に基づくモード合分波器では、最悪 MDL が 16 dB であり、最悪 CT は -5 dB である。これに対して、モード発展型デバイスに基づくモード合分波器では、最悪 MDL が 2.3 dB、最悪 CT が -7 dB である。

図 6.5 に、モード発展型デバイスに基づく4モード合分波器の各モードの透過スペクトルの測定結果を示す。波長 2080–2120 nm の帯域において、 MDL は 1.1 dB、 CT は -11 dB を示す。クロストークの主な要因として考えられるものに、 2×2 3-dB 結合器と Y 分岐の間のマッハツェンダ干渉が不完全であることが挙げられる。特に、アーム導波路間にある曲げ部は位相誤差の主な要因になりうる。そこで、導波路曲げにオイラー曲げを利用したり、現状の構成では一度 1 μm 以上広げている、3-dB 結合器と Y 分岐間の干渉部分の導波路間隔を可能な限り狭め、曲げ半径を小さく抑えたりすることは、有効であると考えている。

第6章 モード発展型デバイスに基づく導波路幅変化耐性の高い4モード合分波器の実験的実証

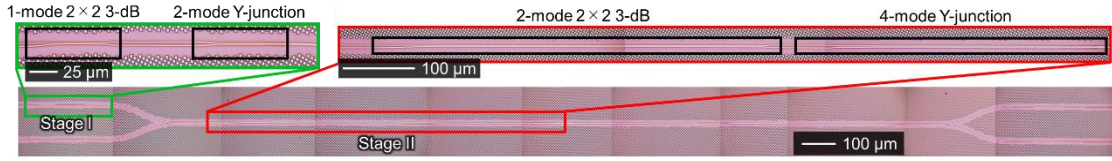


図 6.3 作製されたモード発展型デバイスに基づくシリコン 4 モード合分波器の光学顕微鏡写真 (Reprinted with permission from [87] © 2025 IEEE)

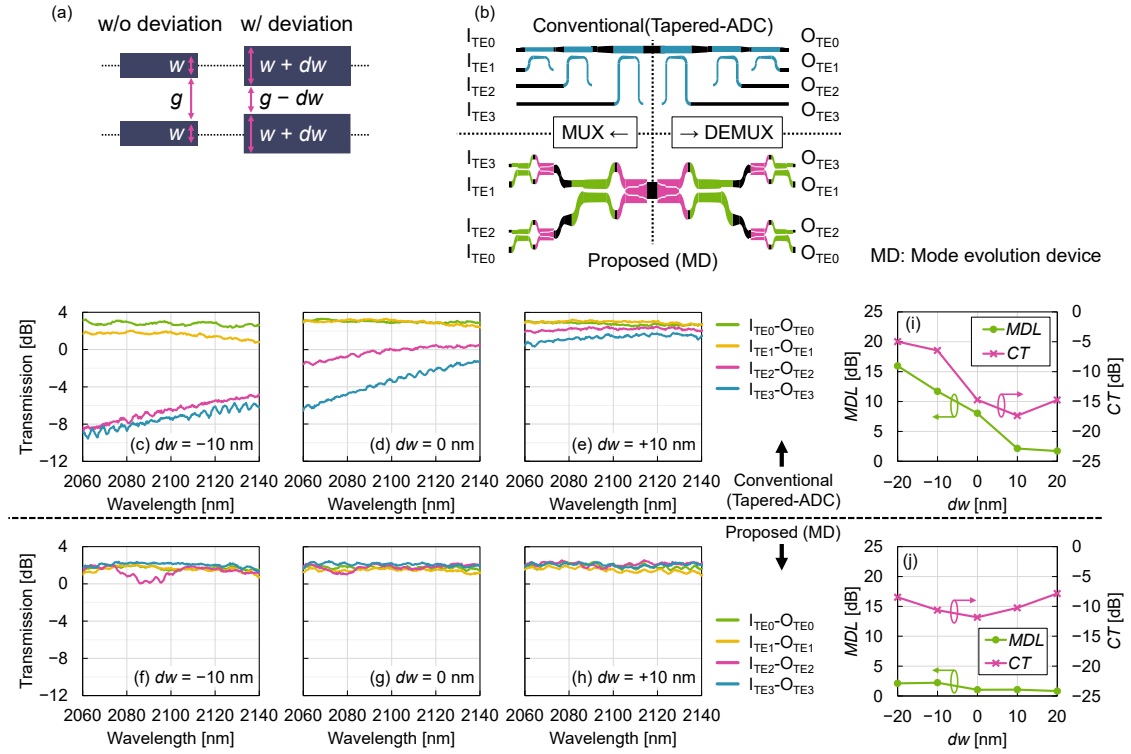


図 6.4 ADC に基づく 4 モード合分波器とモード発展型デバイスに基づく 4 モード合分波器の透過特性の測定結果

(a): 製造誤差による導波路変化モデル, (b): 測定構造の概略, (c)–(h): 各導波路幅変化 dw に対する合分波器の所望のモードへの変換特性((c)–(e): ADC, (f)–(h): モード発展型デバイス), (i) ADC, (j) モード発展型デバイスに基づく合分波器の MDL および CT. (Adapted with permission from [87] © 2025 IEEE)

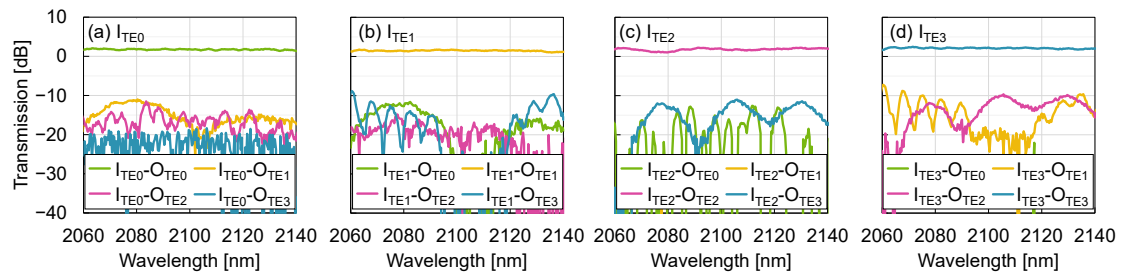


図 6.5 モード発展型デバイスに基づく 4 モード合分波器の各モードの透過スペクトルの測定結果 (Reprinted with permission from [87] © 2025 IEEE)

6.4 まとめ

本章では、波長 $2.1\ \mu\text{m}$ 周辺で動作するモード発展型デバイスに基づくシリコン4モード合分波器を提案する。提案する4モード合分波器は、導波路の幅や間隔の $\pm 20\ \text{nm}$ 以内の変化に対して耐性を有することを、従来の3段のADCを縦列接続して構成するモード合分波器との比較を通して示した。モード発展型デバイスに基づくモード合分波器は、モード依存損失を増加させることなく動作モード数を増やすことができ、8モード合分波器、16モード合分波器、あるいはそれ以上の動作モード数のモード合分波器の実装において有効であると考えられる。

第7章 スロットライク構造に基づくモード選択的位相 シフタの提案および再構成可能なマルチモードデバイ スへの応用

7.1 まえがき

近年では、再構成可能なモード分割多重(Mode-Division Multiplexing: MDM)ネットワークを構築するため、マルチモードスイッチの研究が盛んである[32,53]. マルチモードスイッチにより柔軟な機能を実装するため、[32]ではモード依存熱光学位相シフタ(Mode-Dependent Thermo-Optic Phase Shifter: MDTOPS)が提案されており、波長 $1.54\ \mu\text{m}$ 周辺で機能する. MDTOPS を使用すると、各モードで独立して経路制御をするなど、モード選択的な動作をマルチモードスイッチに実装可能となる. しかし、[32]で提案する MDTOPS はサブ波長グレーティング(SubWavelength Grating: SWG)導波路に基づいており、作製時には電子線リソグラフィなどの正確なリソグラフィ技術を必要とするため、製造コストが高くなる.

そこで本章では、結合導波路に基づいたスロットライク構造を利用し、高効率な MDTOPS を提案する. 提案デバイスでは、SWG 構造を利用せずに、熱光学位相シフト係数という、 TE_0 モードと TE_1 モードの実効屈折率の温度に関する微分係数(dn_{eff}/dT)の比率について、2 倍の比にできることを数値解析上で確認した. これは、 TE_0 モードの位相シフト量が TE_1 モードの 2 倍であることを表す. また、本研究の応用として、第 4 章や第 5 章で提案するモード発展型デバイスと組み合わせた、 2×2 TE_1 モードスイッチ(TE_1 モードのみ選択的に経路制御可能)や、ノンブロッキング 4 モード交換器($\text{TE}_0, \text{TE}_1, \text{TE}_2, \text{TE}_3$ モードを任意に交換可能)の構築を数値解析上で検討する. 提案する 2×2 TE_1 スイッチは、波長帯域 $2.07\text{--}2.13\ \mu\text{m}$ の範囲で、挿入損失が $0.06\ \text{dB}$ 以下、クロストークが $-20\ \text{dB}$ 以下であり、また、ノンブロッキング 4 モード交換器については、波長 $2.1\ \mu\text{m}$ において挿入損失 $0.36\ \text{dB}$ 以下、クロストークが $-24\ \text{dB}$ である. なお、本章に関しては、7.1 節, 7.2 節, 7.3 節, 7.5 節の内容は[90]に、7.4 節, 7.5 節の内容は[91]に基づいている.

7.2 モード選択的位相シフタの設計

図 7.1 に、MDTOPS の概略を示す. 導波路は、厚さ $220\ \text{nm}$ の Si コアを SiO_2 クラッドが覆う細線導波路を想定しており、シミュレーションの際には、温度を $293\ \text{K}$ とし、セルマイヤの多項式[66]を利用して Si や SiO_2 の材料屈折率を設定している. 熱光学効果を使用するために、MDTOPS の上部には金属マイクロヒータを装荷し、ヒータを ON にすると図 7.1 中の”Heated area”と記載のある領域のコアとクラッドに温度変化 ΔT が適用されると想定している. 設計波長とする $2.1\ \mu\text{m}$ における Si と SiO_2 の熱光学係数(dn/dT)は、[92,93]のリストを基にそれぞれ、 $1.772 \times 10^{-4}\ \text{K}^{-1}$ 、 $8.295 \times 10^{-6}\ \text{K}^{-1}$ と設定した. ここで、 SiO_2 の dn/dT は Si

第7章 スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタの提案および再構成可能なマルチモードデバイスへの応用

の値よりも 20 倍程度小さいことから、閉じ込めが弱いモードについては、 dn_{eff}/dT の値が閉じ込めの強いモードと比べて低くなる[32]. そこで、モード依存の位相シフト量を得るために、モードごとにコアへの光の閉じ込めの強さを調節していく. 導波路構造は、中央の幅広導波路と両端の幅狭導波路からなる結合導波路を使用し、各導波路幅(w_1, w_2)を設計していく. 導波路全体は、青破線に関して対称となっている. 図 7.1 に示すように、 TE_0 モードを左から入射した際は、結合導波路では 0 次スーパーモードに結合する. この 0 次モードは、中央の導波路によく光が閉じ込められている. 一方で、 TE_1 モードを左から入射した際は、結合導波路では 1 次スーパーモードに結合し、このモードフィールドは、スロット導波路のモードフィールドと似た、導波路間のギャップ部に光が閉じ込められた分布である. 上記のような理由から、提案構造をスロットライク構造と呼ぶ. L は、ヒータの長手方向の長さを表す. 入出力導波路とスロットライク構造部の不連続部において生じる結合損失を抑えるために、両端の導波路は径 $5\text{ }\mu\text{m}$ の曲げ構造を適用し、徐々に中央導波路に近づけていく(曲げの中心角は、断熱過程成立のためには 30° で十分である). このとき、中央、および両端の各導波路幅はそれぞれ、 $1.2\text{ }\mu\text{m}$, $0.2\text{ }\mu\text{m}$ となっており、ここから長さ $40\text{ }\mu\text{m}$ のテーパ構造によって、中央と両端の導波路幅をそれぞれ、 w_1, w_2 へと変化させる. デバイス全体において、最小の導波路間隔は $0.2\text{ }\mu\text{m}$ としている.

位相シフトのモード依存性の程度を評価するために、次式で定義するモード選択性 ζ を導入する.

$$\zeta = \frac{\Delta\phi_{TE_0}}{\Delta\phi_{TE_1}} = \frac{dn_{\text{eff},0\text{th}}/dT}{dn_{\text{eff},1\text{st}}/dT} \quad (7.1)$$

ここで、 $\Delta\phi_{TE_n}$ は、 TE_n モードの熱光学効果による位相シフト量を表す. この ζ は、熱印可領域のスロットライク構造部について計算される. 図 7.2(a)に、波長 $2.1\text{ }\mu\text{m}$ における(w_1, w_2)に対応するモード選択性 ζ を描く 2 次元カラーマップを示す. 同図における深い青色の部分は、1 次モードがサポートされていない領域である. また、等高線も併せてプロットしており、黒破線が 1 次モードの実効屈折率 $n_{\text{eff},1\text{st}}$ を、赤実線が $\zeta=2$ を表す. 図 7.2(b)は、モード選択性の最大値 ζ_{max} の $n_{\text{eff},1\text{st}}$ 依存性を示す. ζ が大きくなるほど、MDTOPS の性能としては高くなることになる. しかし、図 7.2(b)を見るとわかる通り、大きな ζ を採用すると $n_{\text{eff},1\text{st}}$ の値が小さくなる. つまり、1 次モードの閉じ込めが弱くなっていくため、伝搬損失が大きくなっていくと考えられる. そこでパラメータは、 ζ と $n_{\text{eff},1\text{st}}$ の値に基づいて設定する. 1 つ目の条件は、 ζ が 2 ± 0.01 の範囲内の値であることとする. スイッチ等の応用上では、 ζ の値は 1 以外であれば自由に値に決定して良いが、7.3 節で取り上げる 2×2 TE_1 モードスイッチの構成をシンプルにするために、この値を採用する. 2 つ目の条件は、 $n_{\text{eff},1\text{st}}$ が、1 つ目の条件を満たすうえで最大値を取るようにすることである. これらの条件に基づくと、図 7.2(a)のマーカー部に示す、(w_1, w_2) = ($0.79\text{ }\mu\text{m}$, $0.38\text{ }\mu\text{m}$)が選ばれ、このとき $\zeta=2.004$, $n_{\text{eff},1\text{st}}$ は 1.682 である.

第7章 スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタの提案および再構成可能なマルチモードデバイスへの応用

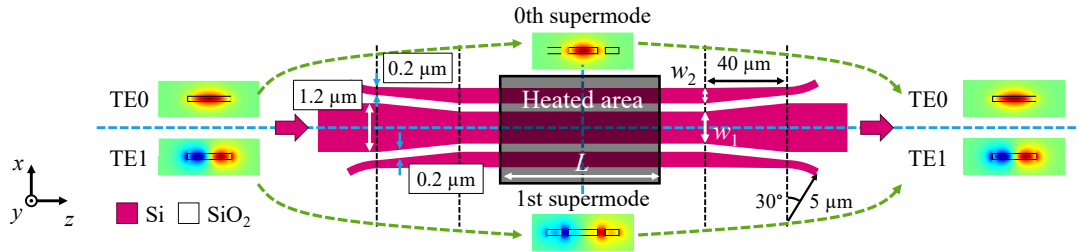


図 7.1 MDTOPS の概略

挿入図: 各断面構造での導波モードの電界分布で, MDTOPS では $(w_1, w_2) = (0.79 \mu\text{m}, 0.38 \mu\text{m})$ としている (Reprinted with permission from [90] © 2024 Optica Publishing Group)

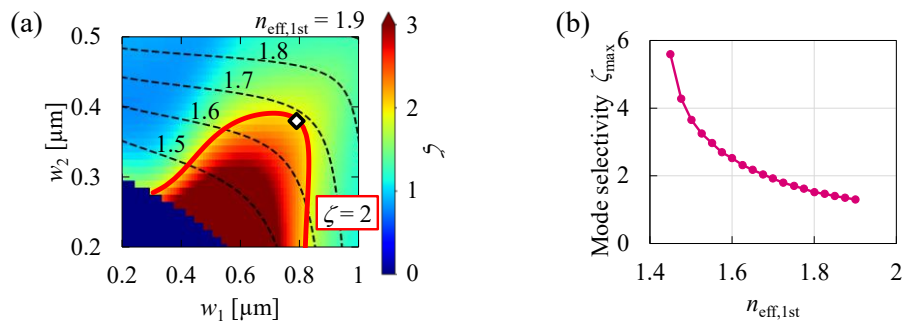


図 7.2 MDTOP の設計結果

(a): 波長 $2.1 \mu\text{m}$ における (w_1, w_2) に対応するモード選択性 ζ を描く 2 次元カラーマップ。黒破線: $n_{\text{eff},1\text{st}}$ の等高線, 赤実線: $\zeta=2$, マーカー: 採用したパラメータ

(b): モード選択性の最大値 ζ_{max} の $n_{\text{eff},1\text{st}}$ 依存性

(Reprinted with permission from [90] © 2024 Optica Publishing Group)

7.3 2×2 TE₁ モードスイッチへの応用

本節では、提案する MDTOPS の機能を示すために、同位相シフタを利用した応用例として 2×2 TE₁ モードスイッチを構成する。図 7.3(a)の構成図が示す通り、本スイッチは第4章で提案したモード発展型 2 モード 3-dB 結合器[64]の対と、MDTOPS を利用しており、TE₁ モードのみ出力先を交換するデバイスである。提案構成では、構造の対称性を保ってアーム導波路間の位相変化量を制御しやすくしたり、アーム導波路間で生じる損失を等価したりする目的から、ヒータが無い方のアーム導波路にもスロットライク構造を適用している。MDTOPS については、温度印可量 ΔT とヒータ長 L が未設計のパラメータであり、位相シフト量 $\Delta\phi$ は、これらの $\Delta T, L$ に比例する。ここでは、物理的に実現可能な値として、 $\Delta T = 50$ K を使用する。 L については、TE₁ モードの位相シフト量 $\Delta\phi_{\text{TE1}}$ が π となるように、 $246 \mu\text{m}$ へと設定した。理想的な状態では、各モードの位相シフト量($\Delta\phi_{\text{TE0}}, \Delta\phi_{\text{TE1}}$)について、ON のときは($2\pi, \pi$)、OFF のときは($0, 0$)となるため、IN ポートから入射した TE₀ モードの出射ポートは MDTOPS の状態によらず O₂ ポートに固定され、一方で IN ポートから入射した TE₁ モードの出射ポートは MDTOPS の状態に応じて、O₁, O₂ へと切り替えられる。

スイッチの透過スペクトルを、伝達行列を用いて解析した。MDTOPS は無損失を仮定し、位相シフト量は 2 次元ベクトル有限要素法を利用したモード解析の結果に基づいている。また、結合器の伝達行列は 3 次元ベクトル有限要素法[40]の解析結果に基づく。図 7.3(b), (c) に、提案する 2×2 TE₁ モードスイッチの解析結果を示す。位相シフタが上手く動作しており、位相シフタの状態によって TE₁ モードのみ出力先を切り替えるという機能が実現できている。波長帯域 $2.07\text{--}2.13 \mu\text{m}$ において、クロストーク(不要なモード成分のパワー)が -20 dB 以下である。

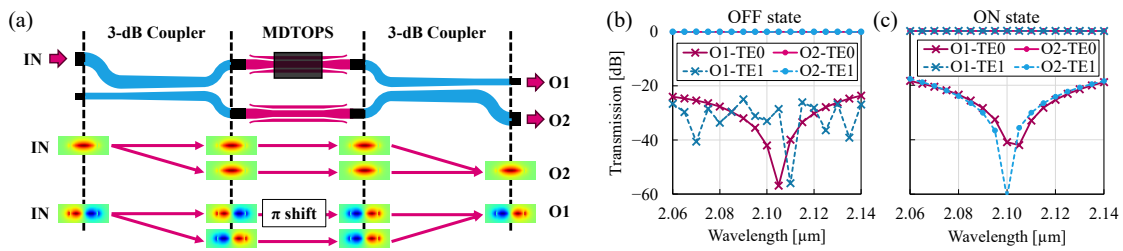


図 7.3 提案する MDTOPS を利用して構成された 2×2 TE₁ モードスイッチ
(a) スイッチの構造概略と位相シフタが ON のときの各セクション通過時点の出力の様子、そしてスイッチが(b) OFF のときと(c) ON のときの各モードの透過スペクトル (Reprinted with permission from [90] © 2024 Optica Publishing Group)

7.4 ノンブロッキング4モード交換器への応用

本節では、提案する MDTOPS を利用して、ノンブロッキングモード交換器(Non-blocking Mode Exchanger: NME)を構築する。NME は、モードスイッチの一つであり、導波モードの次数を任意に交換するデバイスである[23]。構成例の一つとして、モード合分波器とシングルモード 2×2 スイッチを利用した NME が[23]で提案されている。モード合分波器と 2×2 3-dB 結合器を直列に多段接続してスイッチを構成するが、段数を通過するたびに劣化した特性が蓄積していくことから、動作モード数が増えるにつれてクロストークも大きくなってしまう。本節では、提案する MDTOPS を利用することで、新しい4モード NME (Four-Mode NME: 4M-NME)の構成が可能であることを示す。提案構成では、モード合分波器を使用しておらず、また、内部で利用する 2×2 3-dB 結合器の数も削減している。

図 7.4(a)に、Benes ネットワークに基づいた提案する 4M-NME の論理トポロジーを示す。Benes ネットワークはノンブロッキング 4×4 スイッチ構成の一つであり、6 個の 2×2 スイッチと 2 つの交差導波路から構成される[94]。TE₀, TE₁, TE₂, TE₃ モードの光信号は左から入力され、そして右へ同様に TE₀, TE₁, TE₂, TE₃ モードとして出力する。物理的な構成では、図 7.4(b)に示すように、光信号は両端にある単一の導波路中の 4 つのモードとして伝搬しているが、図 7.4(a)では、各モードチャネルを論理チャネルとして 4 つの信号線に分離して、図解している。4M-NME にある内部の 6 つの位相シフタを制御することで、任意のモード変換が可能である。提案する 4M-NME の構成は、二つの異なるスイッチ構造(各構造を A, B と呼ぶ)を直列に 3 段接続した構成である。

1 段目にある構造 A は、第 5 章で提案した 4 モード対称 Y 分岐[85]、モード選択的熱光学位相シフタ(Mode-Selective Thermo-Optic Phase Shifter: MSTOPS)[32,90]、そして第 4 章で提案した 2 モード 2×2 3-dB 結合器[64]から構成される。なお、MSTOPS は本章で提案する MDTOPS と幅 $3.4 \mu\text{m}$ の幅広導波路構造を利用する MITOPS から構成される。スイッチ構造 A は、[54]で提案されている 2 モード 1×2 スイッチの動作原理を基に、それを 4 モードに拡張している。入力するマルチモード信号光は 4 モード Y 分岐において等分岐され、また、モードの次数は半分に下げられる。もし、MSTOPS の上側の位相シフタ(MITOPS)が π 位相シフトを適用していたら、SW₁ と SW₂ の両方の状態を切り替えることに相当する。もし、MSTOPS の下側の位相シフタ(MDTOPS)が π 位相シフトを適用していたら、SW₂ のみ状態を切り替えることに相当する。その後続く 2 モード 2×2 3-dB 結合器は、モードソーティングの原理に基づいて、偶数次のモードを構造 B の上側のポートへ、奇数次のモードを構造 B の下側のポートへと接続する。同結合器は、図 7.4(a)の交差導波路の役割を担っている。次に、中段にある構造 B は、2 モード Y 分岐とシングルモード位相シフタから構成される。動作原理は[95]に基づく。もし TE₀ モードと TE₁ モードが左側の Y 分岐の幹導波路から入力されると、それらは右側の枝導波路へ等分岐して出力される。出力の対応としては、TE₀ モード入力時は同相の TE₀ モードとして、TE₁ モードを入力したときは逆相の TE₀ モードとし

第7章 スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタの提案および再構成可能なマルチモードデバイスへの応用

て出力される．シングルモード位相シフタにて π 位相シフトを適用すると，2 つ目の Y 分岐で導波路が合流する際に， TE_0 モードと TE_1 モードを交換できる．したがって，上側と下側にある位相シフタはそれぞれ， SW_3 , SW_4 に対応していることになる．最後に，最終段にある構造 A は，1 段目のものと同じであり，交差導波路と SW_5 , SW_6 に対応している．

図 7.5 に，提案する 4M-NME の透過特性を示す．モード交換の全 24 状態に関して，透過率($T_{\min}$)とクロストーク成分($CT_{\max}$, 不要なモード成分のパワー)がグラフにプロットされている．最後に，計算には 3 次元ベクトル有限要素法[40]と伝達行列解析を使用しており，配線導波路部やスイッチ構造間の接続部の影響は考慮していない．提案する 4M-NME は，波長 $2.1 \mu\text{m}$ において，挿入損失が 0.36 dB 以下，モードクロストークが -24 dB 以下である．

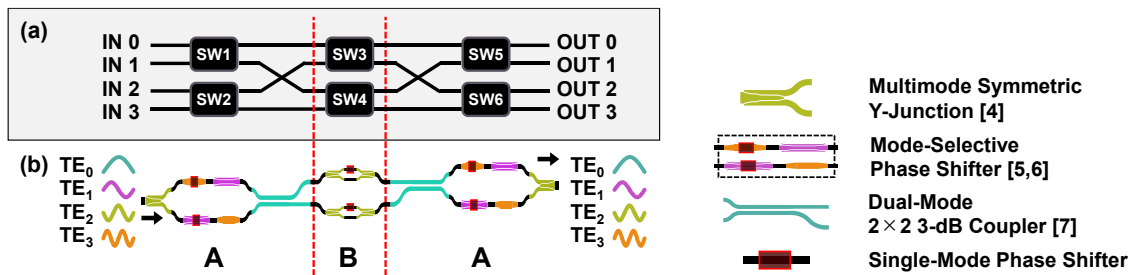


図 7.4 提案する 4M-NME の構成

(a) Benes ネットワークに基づく論理トポロジー，(b) 具体的な提案構成
(Adapted with permission from [91] © IEEE 2025)

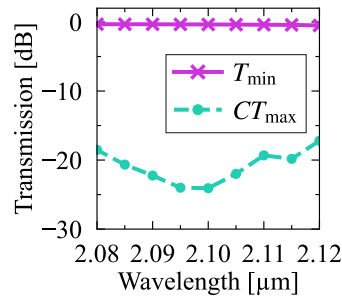


図 7.5 提案する 4M-NME に関する透過特性の全状態における最悪値の波長依存性 (Adapted with permission from [91] © IEEE 2025)

7.5 まとめ

本章では、波長 $2.1\ \mu\text{m}$ で動作するスロットライク構造を有する MDTOPS を提案した。数値解析結果によると、熱光学効果による位相変化比は、 TE_0 モードが TE_1 モードの 2 倍となっている。本 MDTOPS を使用して、 TE_1 モードのみを選択的に出力切替できる $2 \times 2\ \text{TE}_1$ モードスイッチ、および 4 つのモードを任意に交換可能な 4M-NME を構成可能であることを数値解析上で明らかにした。数値解析結果によると、 $2 \times 2\ \text{TE}_1$ モードスイッチは、波長帯域 $2.07\text{--}2.13\ \mu\text{m}$ において、クロストークが $-20\ \text{dB}$ 以下である。また、4M-NME は、波長 $2.1\ \mu\text{m}$ において、挿入損失が $0.36\ \text{dB}$ 以下、モードクロストークが $-24\ \text{dB}$ 以下である。

第8章 形状寸法変化に耐性のあるサブ波長構造支援型

4 モード交差導波路の提案

8.1 まえがき

マルチモード交差導波路は、マルチモード導波路を交差させた際に生じてしまう損失や、モードクロストーク、交差方向へのクロストークを抑制するためのデバイスである[27,28,96–98]。チップ上モード分割多重光回路において集積密度の高い配線を行うために、このマルチモード交差導波路が必要となる。

これまで波長 $1.55\ \mu\text{m}$ 周辺において、マルチモード干渉結合器を利用する構造[96]、モード合分波器およびシングルモード交差導波路を利用する構造[27]、およびマクスウェル魚眼レンズを利用する構造[97]など、様々なマルチモード交差導波路が報告されてきた。しかし、マルチモード干渉結合器を利用する構造では、動作モード数の拡張性に課題がある。モード合分波器とシングルモード交差導波路を組み合わせた構成では、動作モード数の拡張性は優れているが、基本的にはモード合分波器を利用したモード変換を伴うため、素子の小型化が困難である。マクスウェル魚眼レンズを利用する構造は、素子の小型化が可能であるものの、グレースケールリソグラフィを必要とすることから、製造コストが高くなってしまう。最近では、フォトリソグラフィに類似したサブ波長構造の分布をアルゴリズムに基づいて最適化し、その微細構造の支援によって超小型かつ高い透過効率を実現したマルチモード交差導波路が報告されている[28,98]。

しかし、上記のサブ波長構造支援型デバイスでは、図 8.1 に示すような円孔径の製造誤差に対して、耐性が低いという課題がある[28,35,99]。[28]の Supplementary Note 3 では、サブ波長構造支援型デバイスにおいて生じる製造誤差について詳細に解析されており、特に円孔径の変化は、ピクセル当たりの屈折率変化が大きいことから、デバイス性能に大きな影響を与えることが明らかにされている。また、[35]のサブ波長構造支援型モード合分波器は、数値解析結果によると、円孔径が大きくなった場合に性能が大きく劣化する。そこで[35]の著者らは、デバイスの作製の際、エッチング時間に制約を課し、オーバーエッチングによって円孔径が大きくなりすぎないようにしている。しかしながら、設計段階において円孔径の変化を考慮し、製造誤差耐性を高めるようにした最適化アルゴリズムの報告は、私の知る限りまだない。

そこで本章では、サブ波長構造支援型デバイスにおいて製造誤差耐性の高い構造探索のための新たな直接二分探索法 (Fabrication-Tolerant Direct Binary Search: FT-DBS)を開発するとともに、その手法を用いて $2\ \mu\text{m}$ 帯 4 モード交差導波路を設計した。設計の際は、130, 140, 150 nm と円孔径の異なる 3 つの構造を同時に考慮しながら最適化設計を進める。上記の値について、140 nm は理想値、それ以外は $\pm 10\ \text{nm}$ 径を変化させた値である。上記の設計手法

に関して，既に予備報告[100]においてその有効性は示しているものの，より詳細な理論実証を本章では行う．予備報告で行っていた 2D 設計のサンプルサイズ 100 個の検証に加えて，3D 設計のサンプルサイズ 15 個の検証も新たに行っている．3D 設計結果では，4 モードの平均透過率に関して，理想径の結果との差が径 130 nm では 2.7 パーセントポイント(ポイント)，径 150 nm では 5.5 ポイント上昇している．特に TE₃ モードでは，透過率上昇量が径 130 nm では 4.9 ポイント，径 150 nm では 9.5 ポイントとなっている．提案する交差導波路は，波長 2 μm において全 4 つのモードの入力に対し，挿入損失が 0.53 dB 以下，モードクロストークが -29 dB 以下である．さらに，円孔径の ± 10 nm の変化の下で，挿入損失は 0.87 dB 以下，モードクロストークは -24 dB 以下と十分に性能を維持している．なお，本章の内容は，[101]に基づいている．

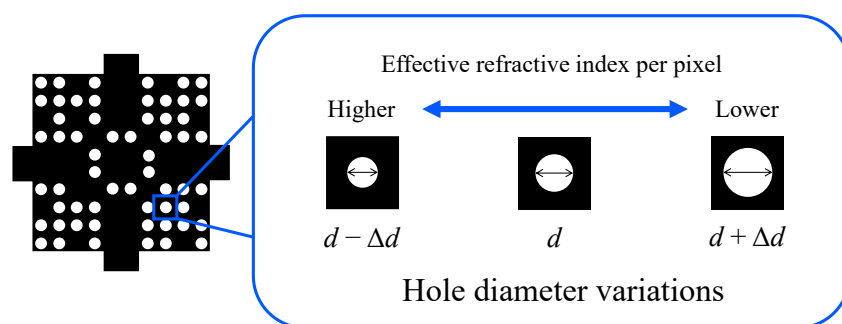


図 8.1 製造誤差によるサブ波長構造支援型デバイスの円孔変化の概略
(Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

8.2 設計とシミュレーション

図 8.2 に、初期構造を手動で設定したサブ波長構造支援型 4 モード交差導波路を示す。提案デバイスは、厚さ 220 nm の Si コアが SiO₂ クラッドで覆われた、SOI (Silicon-On-Insulator) プラットフォームの構造を想定して設計されている。設計波長である 2 μm において TE₀, TE₁, TE₂, TE₃ の 4 モードをサポートするよう、入出力導波路幅は 2.4 μm とした。設計領域は、大きな正方形領域(12 $\times$ 12 μm^2)から四隅の小さな正方形領域(3.6 $\times$ 3.6 μm^2)を取り除いた、十字型の構造をしている。この領域削減は、構造最適化時間削減を目的としている。上記の構造において、設計領域内部は一辺 200 nm のピクセル単位で分割され、2304 個のピクセルから構成される(図 8.2 赤枠内部)。各ピクセルは 2 値の材料状態(Si あるいは SiO₂)が割り当てられ、材料状態 SiO₂ のピクセルには、中央に直径 140 nm の SiO₂ 円孔を配置する。サブ波長構造の構成単位に円孔を採用する理由は、構造の最小形状寸法を一様にし、エッチングにおけるラグ効果(形状寸法に応じてエッチング速度が変化する効果)を抑制するためである[34]。サブ波長構造支援型デバイスの多くは、作製の際に、高精度で構造を描画可能な電子線リソグラフィを用いる。このとき、隣接円孔間隔を最低 30 nm は確保する必要があるとされている[25]。提案デバイスの隣接円孔間隔は、最小 60 nm であり、十分に確保されている。

直接二分探索法(Direct Binary Search: DBS)[37,102]のアルゴリズムは、次の通りである。一つピクセルを選択し、その材料状態を切替え、その構造における性能指標(Figure Of Merit: FOM)を計算する。このとき、材料変更前よりも FOM が向上していれば、材料変更を維持、そうでなければ、材料を元の状態に戻す。設計対象である全てのピクセルについて上記の判定を終えたとき、1 反復が終了する。最適化は FOM の向上が収束(1 反復における FOM の増分が 1 ポイント以下)するまで続ける。ピクセルの探索順は、毎回の反復開始時にランダムに設定する。デバイスの材料分布は、図 8.2 の水色の破線に関して対称となるよう条件を課す。このとき、1 反復では 294 個のピクセルが判定対象である。DBS 最適化は、初期材料分布が最適化結果に与える影響が大きく、また、性能改善が不十分な局所解に陥りやすい[37]。本提案デバイスの設計では、初期材料分布を図 8.2 に示す直接交差導波路型に設定し、最適化結果のおおよその材料分布を制御している。この初期材料分布では、コアの両端部分に多くの SiO₂ 円孔が配置されている。この SiO₂ 円孔が配置されたピクセルの等価屈折率は、Si コアと SiO₂ クラッドの中間の値であり、交差領域周辺における幅方向の屈折率変化が、通常の直接交差導波路と比較して緩やかになっている。この屈折率分布の緩やかな変化が、放射損失の抑制には効果的であると考えられる。同様の思想は、2 段階エッチングを使用する低損失シングルモード交差導波路において採用されている[103]。

従来型 DBS では、一つの構造の解析結果を基に最適化が進行する。一方で、本章で提案する FT-DBS では、製造誤差耐性を強化するために、同じ材料分布ではあるが、円孔径が一樣に異なる構造に関する性能も考慮したうえで設計を進める。図 8.3 に示すように、円孔径

を 130, 140, 150 nm とする 3 つの構造を対象としており、次式で定義する FOM を設計時に使用する。

$$\text{FOM} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \left(\frac{t_{i,\text{TE}_0} + t_{i,\text{TE}_1} + t_{i,\text{TE}_2} + t_{i,\text{TE}_3}}{4} \right) \quad (8.1)$$

ここで、 Σ は最適化対象とする全ての構造についての総和を表し、 $t_{i,m}$ ($m = \text{TE}_0, \text{TE}_1, \text{TE}_2, \text{TE}_3$) は、 i 番目の円孔径の構造について、 m で示されたモードの透過率を表す。設計波長に関しては、2 μm のみを対象とする。FT-DBS における FOM の計算では、一度に 3 つの構造における解析結果を要求するが、各解析は独立しており、容易に並列化できる。したがって、従来型 DBS と比べても、同等の時間で FOM を計算可能である。

解析手法は、2 次元スカラー有限要素法(Two-Dimensional Scalar Finite-Element Method: 2D SFEM)[39,104]、あるいは 3 次元ベクトル有限要素法(Three-Dimensional Vector Finite-Element Method: 3D VFEM)[40,105]を使用する。表 8.1 に、最適化設計の際に解析で使用する屈折率を示す。2D 解析の際は、 xz 平面を解析平面として取り扱い、 SiO_2 円孔の材料屈折率には n_{hole} を使う。3 次元構造を有する導波路に関して、2 次元問題として取り扱って 2D SFEM 解析する際は、等価屈折率法による屈折率近似が有効である[46]。一般に、コア領域のみに等価屈折率を割り当てた場合、導波モードの実効屈折率 n_{eff} は 3 次元構造の断面解析時よりも大きい値になってしまう。上記の誤差はモードの次数に依存しており、特に高次側のモードにおいて顕著に現れる。そこで、交差導波路への入射モードに応じてコアとクラッドに補正した屈折率を割り当て、2D 解析と 3D 解析で、導波モードの実効屈折率の誤差を抑制している。ここで、3D 解析では 2 次元ベクトル有限要素法を入射モード(n_{eff} とフィールド分布)の解析に利用している。

8.2.1 Fabrication-Tolerant Direct Binary Search の性能

FT-DBS の有効性を示すために、従来型 DBS と提案する FT-DBS で最適化結果を比較する。なお、DBS 設計過程のピクセル選択では乱数を使用するため、最適化結果は試行ごとに異なる。そのため、十分な試行回数の結果をもとに、比較を行う必要がある。初めに、計算コストの小さな 2D SFEM 解析に基づいた最適化を各手法で 100 回行い、結果を比較する。続いて、3D VFEM 解析に基づいた最適化を行い、2D 設計と同様の結果を得るか確認する。なお、3D 設計では各手法で 15 回の最適化を行った。

初めに、2D SFEM 解析に基づいた最適化を行う。図 8.4 に、最適化結果の箱ひげ図(2D 設計)を示す。また、表 8.2 に、各反復開始時における構造未収束のサンプル数(2D 設計)を示す。なお、最適化は 1 反復における FOM の増分が 0.01 以内となったとき、終了している。図 8.4 の箱ひげ図中にある点は、外れ値を表す。ほとんどの試行について、3-4 反復で終了した。図 8.4(b)より、FT-DBS では、素子性能の円孔径依存性が低減できていることを確認できる。表 8.3 に、各最適化手法 100 個の結果における各モード透過率の平均値(2D 設計)を

示す．従来型 DBS についてはサンプルサイズ 100 の最適化を 2 回行っており，これらの最適化結果の差は無視できるほど小さい．4 モードの平均透過率に関する差は，全 3 つの円孔径において 0.2 ポイント以下である．一方で，FT-DBS は円孔径が ± 10 nm 変化した際の透過率を効果的に向上させており，4 モードの平均透過率について，1.1 ポイント以上の上昇が確認できる．表 8.3 が示すように，特に TE_2 モードと TE_3 モードにおける改善が大きく，特に TE_3 モードでは，平均透過率は $d = 130$ nm において 77.6% から 79.8% (+2.2 ポイント) の改善と， $d = 150$ nm において 86.1% から 90.2% (+4.1 ポイント) の改善を確認した．一方で，理想値である $d = 140$ nm の構造では，二つの最適化手法の間で透過率がほとんど同じであり，各モードについてその差は 0.8 ポイント未満である．

続いて，サンプルサイズを 15 個として，3D VFEM 解析に基づいた最適化を行う．図 8.5 に，最適化結果の箱ひげ図(3D 設計)を示す．また，表 8.4 に，各反復開始時における構造未収束のサンプル数(3D 設計)を示す．2D 設計と同様に，多くの最適化は 4 反復以内に終了しており，5 反復目を行ったのは各手法 2, 3 個である．図 8.5(b)に示すように，3D の FT-DBS 設計では，2D 設計のとき以上に，デバイスの円孔径依存性を抑制できている．表 8.5 に，各最適化手法 15 個の結果における各モード透過率の平均値(3D 設計)を示す．表中の全ての値について，FT-DBS の値は従来型 DBS の値よりも大きい．特に， TE_3 モードについて顕著な改善がみられる．平均透過率は， $d = 130$ nm において 72.5% から 77.4% (+4.9 ポイント) の改善と， $d = 150$ nm において 71.3% から 80.8% (+9.5 ポイント) の改善を確認した．3D DBS 設計は非常に時間がかかることから，これらの特性は非常に魅力的である．参考までに 64 コア CPU (AMD EPYC 7702) を使用した設計を例にとると，2D DBS 設計では 1 反復当たり 2 時間程度要するのに対し，3D DBS 設計では，1 反復当たり 40 時間程度要する．

図 8.6 に，各 DBS における 15 サンプルのうち最も FOM が高い構造を示す．構造 A, B はそれぞれ，従来型 DBS, FT-DBS を使用して最適化を行った結果である．図 8.7 に，各円孔径の構造について TE_3 モード入射時の電界分布 $\text{Re}[E_x]$ を示す． $d = 140$ nm の構造についてのみ計算された FOM (式(8.1)の総和で $i = 2$ のみとしたもの)は，従来型 DBS で得た構造 A では 0.903, FT-DBS で得た構造 B では 0.928 となっている．円孔径が変化した 3 つの構造について計算された FOM (式(8.1)の総和で $i = 1, 2, 3$ としたもの)は，構造 A では 0.877, 構造 B では 0.915 となっている．各最適化設計で得た最良のサンプルについて比較した場合も，FT-DBS では，所望の円孔径を有する構造における性能，製造誤差耐性を考慮した性能の両方の指標値について，より高い値を示す構造を得ている．FT-DBS で得た構造 B については，コア領域に分布する SiO_2 円孔の数が少ない．円孔径が大きくなると反射は生じやすくなるが，図 8.7(f)に示す通り，上記の円孔分布によって反射を抑制できている可能性がある．反対に，円孔径が小さくなると，交差領域において導波路の中心に集光する働きが弱まってしまい，光の回折による損失が生じてしまう．一方で，図 8.7(d)に示す通り，構造 B では $d = 130$ nm の構造においても交差領域における波面が直線状に維持されており，回

折が抑えられている。結果として、構造 B では、 $d = 130 \text{ nm}$ 、および 150 nm の両方の構造において、 TE_3 モードで高い透過率を得ている。図 8.8 に、各入射モード $\text{TE}_0\text{--}\text{TE}_3$ における透過率の円孔径依存性を示す。解析した $d = 130\text{--}150 \text{ nm}$ において 4 つのモード全てで、構造 B は構造 A の透過率を上回っていることが確認された。特に、 TE_3 モードの透過率については違いが顕著で、円孔径が $\pm 10 \text{ nm}$ 変化した場合、構造 A では最大で、 -0.75 dB から -1.61 dB まで大きく低下するが、構造 B では -0.53 dB から -0.87 dB と円孔径変化による影響を小さく抑えられている。

以上の結果より、提案する FT-DBS は、デバイスの円孔径依存性を低減するのに効果的である、つまり、製造誤差耐性の高い構造を設計可能である。

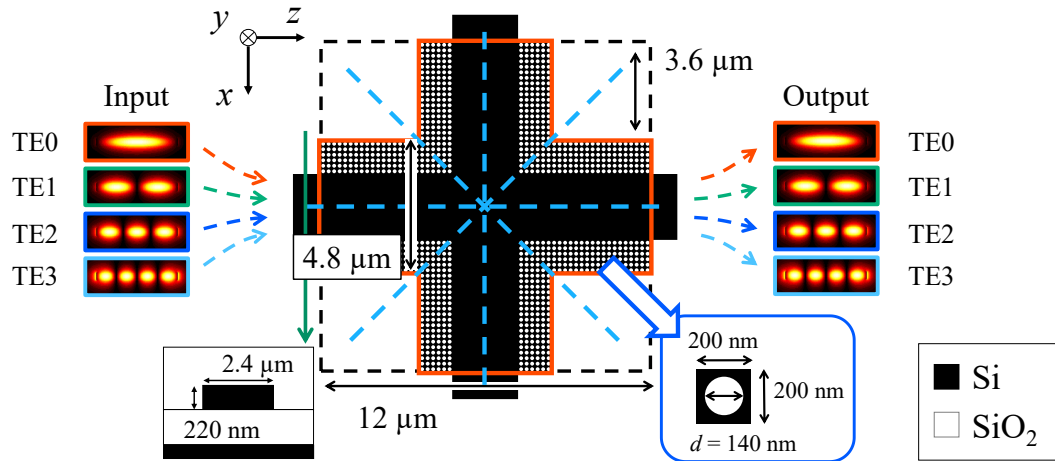


図 8.2 初期構造を手動で設定したサブ波長構造支援型 4 モード交差導波路 (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

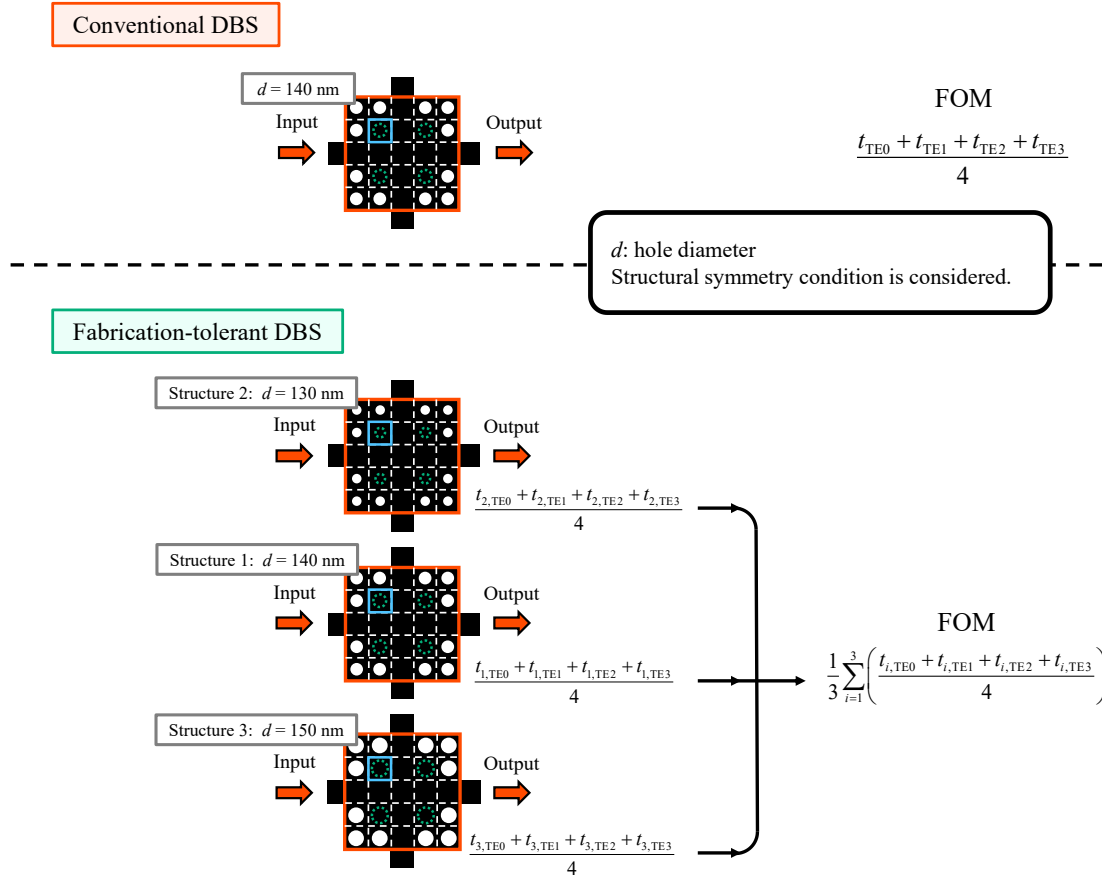


図 8.3 FT-DBS の概要 (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

表 8.1 最適化設計の際に解析で使用する屈折率 (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

Input mode	2D analysis		3D analysis	
	n_{core}	$n_{\text{cladding}} / n_{\text{hole}}$	n_{core}	$n_{\text{cladding}} / n_{\text{hole}}$
TE ₀	2.625	1.438	3.453	1.438
TE ₁	2.623	1.421		
TE ₂	2.615	1.353		
TE ₃	2.608	1.292		

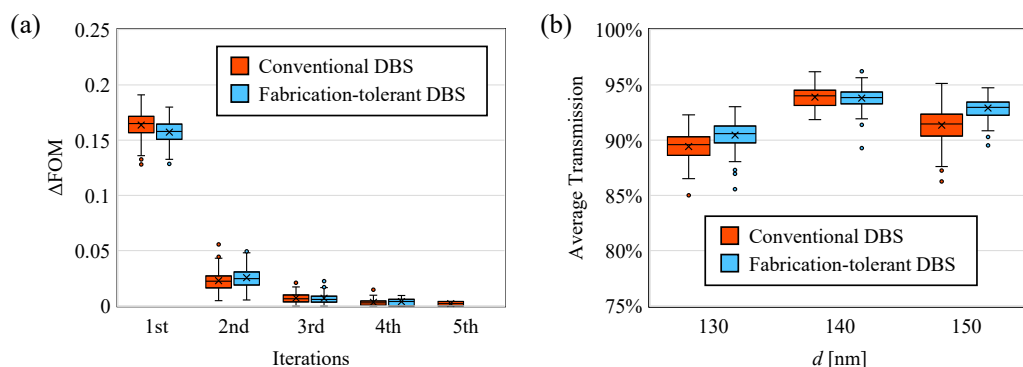


図 8.4 最適化結果の箱ひげ図(2D 設計)

(a) 各反復回数における FOM の変化量, (b) 各円孔径 d を有する構造における 4 モードの平均透過率 (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

表 8.2 各反復開始時における構造未収束のサンプル数(2D 設計) (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

Iterations	1st	2nd	3rd	4th	5th
Conventional DBS (2D)	100	100	94	22	1
FT-DBS (2D)	100	100	96	18	0

表 8.3 各最適化手法 100 個の結果における各モード透過率の平均値(2D 設計)
 (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

Mode	DBS type	d		
		130 nm	140 nm	150 nm
TE ₀	Conv. DBS	96.4%	96.0%	94.7%
	FT-DBS	96.5%	96.0%	94.8%
TE ₁	Conv. DBS	94.8%	95.5%	93.9%
	FT-DBS	95.3%	95.7%	94.4%
TE ₂	Conv. DBS	88.9%	94.3%	90.8%
	FT-DBS	90.2%	94.5%	92.2%
TE ₃	Conv. DBS	77.6%	89.8%	86.1%
	FT-DBS	79.8%	89.0%	90.2%
Average of 4 modes	Conv. DBS	89.4% (89.2%)	93.9% (93.8%)	91.3% (91.4%)
	FT-DBS	90.5%	93.8%	92.9%

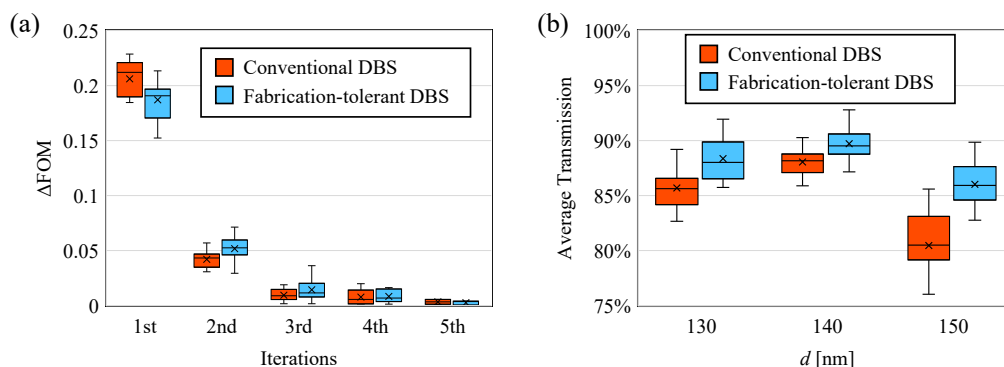


図 8.5 最適化結果の箱ひげ図(3D 設計)

(a) 各反復回数における FOM の変化量, (b) 各円孔径 d を有する構造における 4 モードの平均透過率 (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

表 8.4 各反復開始時における構造未収束のサンプル数(3D 設計) (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

Iterations	1st	2nd	3rd	4th	5th
Conventional DBS (3D)	15	15	15	6	2
FT-DBS (3D)	15	15	15	10	3

表 8.5 各最適化手法 15 個の結果における各モード透過率の平均値(3D 設計)
(Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

Mode	DBS type	d		
		130 nm	140 nm	150 nm
TE ₀	Conv. DBS	92.0%	91.9%	87.9%
	FT-DBS	94.0%	93.8%	91.9%
TE ₁	Conv. DBS	89.2%	89.8%	85.7%
	FT-DBS	90.8%	91.1%	88.2%
TE ₂	Conv. DBS	89.1%	87.8%	76.9%
	FT-DBS	91.3%	90.0%	83.2%
TE ₃	Conv. DBS	72.5%	82.7%	71.3%
	FT-DBS	77.4%	84.0%	80.8%
Average of 4 modes	Conv. DBS	85.7%	88.1%	80.5%
	FT-DBS	88.4%	89.7%	86.0%

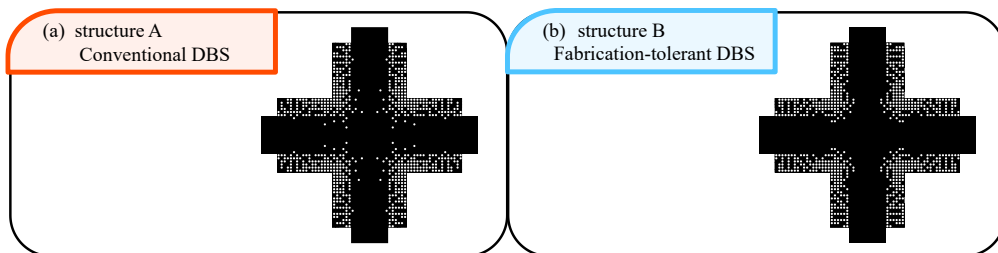


図 8.6 各 DBS における 15 サンプルのうち最も FOM が高い構造 (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

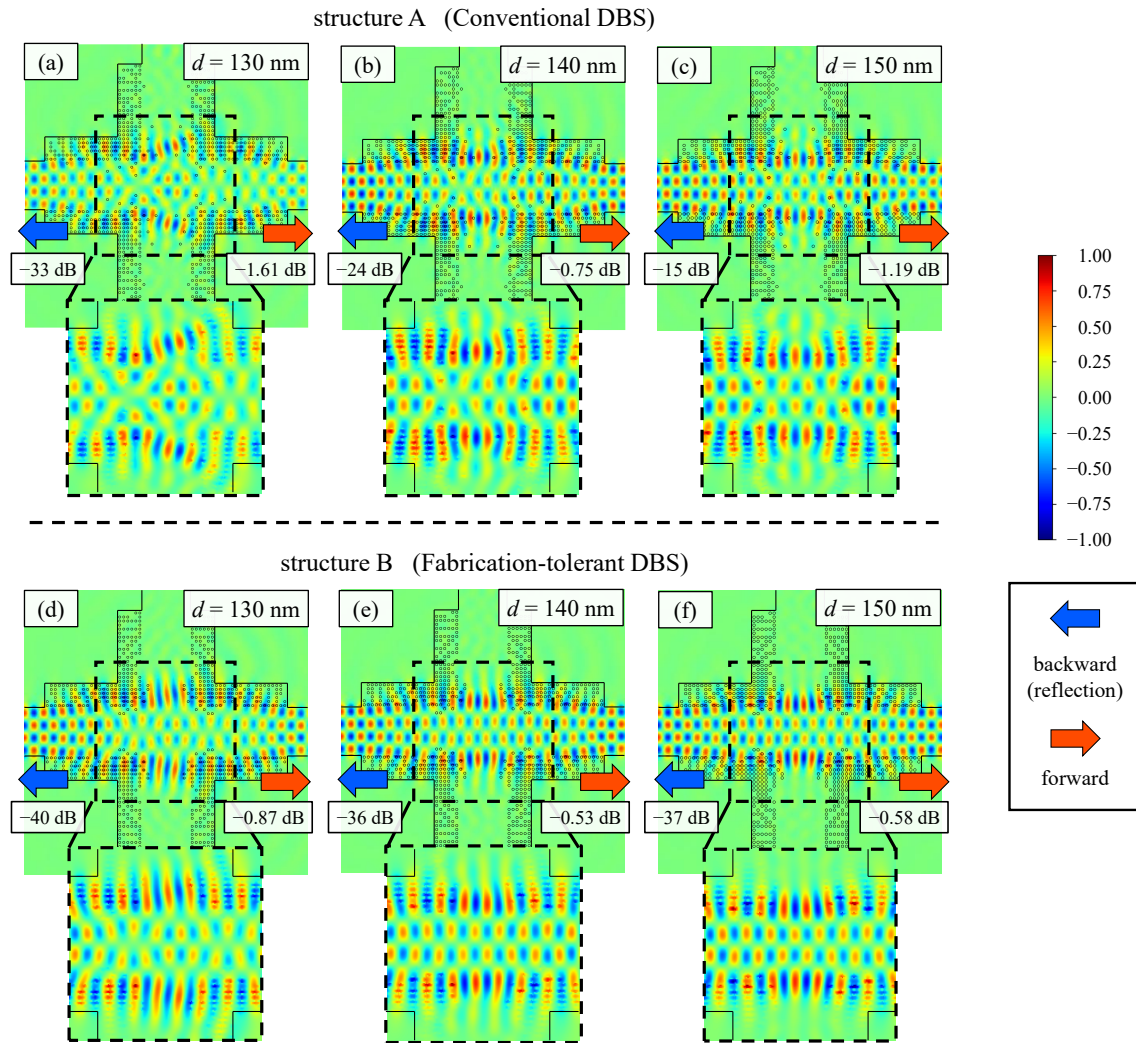


図 8.7 各円孔径の構造について TE_3 モード入射時の電界分布 $\text{Re}[E_x]$
 (挿入図は交差領域の拡大図) (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

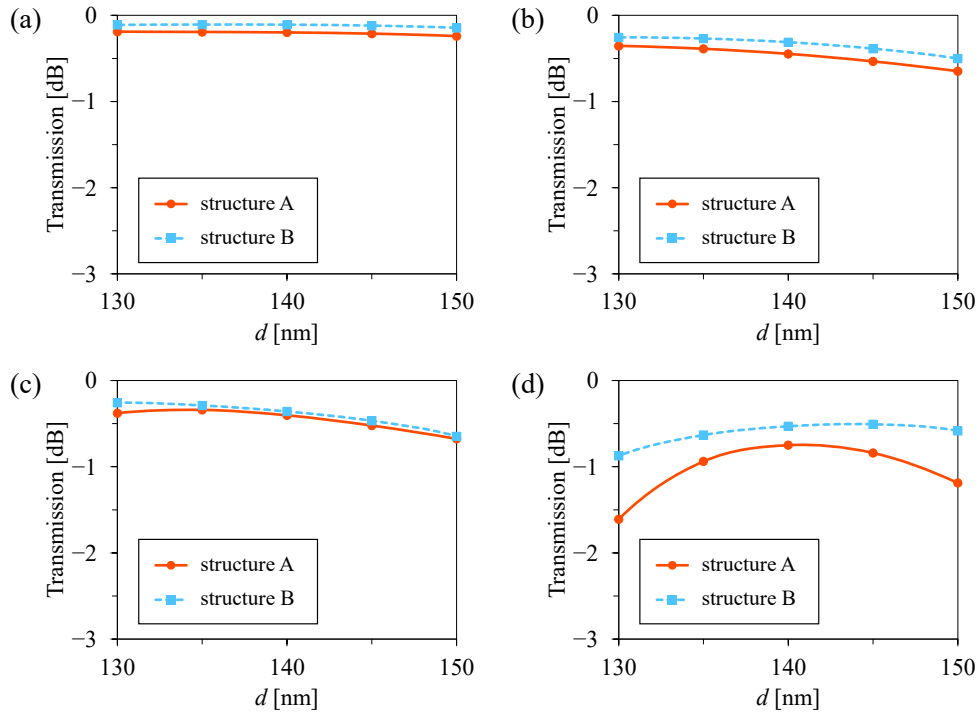


図 8.8 各入射モード TE₀–TE₃ における透過率の円孔径依存性 (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

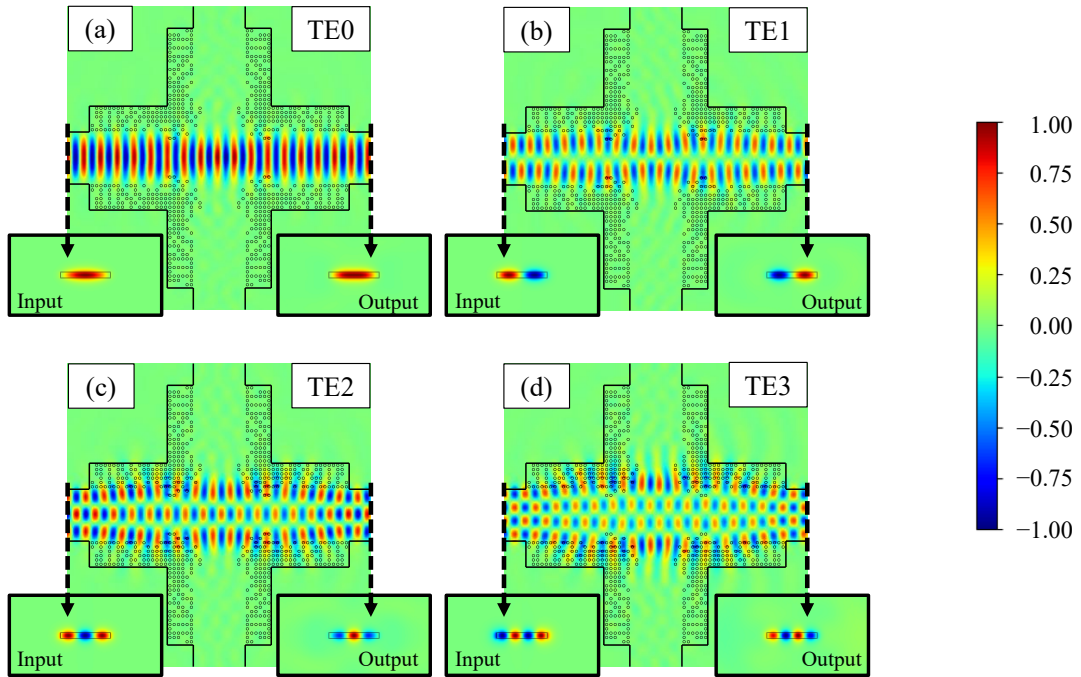


図 8.9 最適デバイスにおける電界分布 $\text{Re}[E_x]$

(a)–(d): それぞれ TE₀, TE₁, TE₂, TE₃ 入力時の分布, 挿入図: 入出力ポートにおける電界分布 $\text{Re}[E_x]$ (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

8.2.2 提案素子の特性評価

本項では、図 8.6 が示す 3D FT-DBS の設計結果の構造について解析する。8.2.1 項では、 TE_2 および TE_3 モードが円孔径変化に対して敏感であることを示した。図 8.9 のフィールド分布が示すように、最適化された円孔の分布では、 TE_2 モードと TE_3 モードについて交差領域中心に効果的に集光できている。図 8.10 に、提案する 4 モード交差導波路の各モードの透過率の円孔径 d 依存性を示す。解析波長は $2\ \mu\text{m}$ である。 TE_0 , TE_1 , TE_2 , TE_3 モードについて、理想円孔径を有する構造における挿入損失はそれぞれ、0.11 dB, 0.31 dB, 0.36 dB, 0.53 dB である。モードクロストークは、全てのモードで -29 dB 以下である。さらに、円孔径が $\pm 10\ \text{nm}$ の範囲で変化した場合については、入射モードによらず挿入損失は 0.87 dB 以下、モードクロストークは -24 dB 以下である。円孔径に製造誤差が生じていても、機能を十分に維持しているといえる。交差方向へのクロストークを確認すると、 $d = 130\text{--}150\ \text{nm}$ の範囲では全モードで -28 dB 以下となっている。また、図 8.10 から、モードクロストークと比べると、交差方向へのクロストークは円孔径変化による影響が小さいことも確認できる。

図 8.11 に、提案する 4 モード交差導波路の各モード、各円孔径 d に関する透過スペクトルを示す。なお、各屈折率の波長依存性については、Sellmeier の多項式[66]を使用して考慮している。解析した波長帯域 $1.96\text{--}2.04\ \mu\text{m}$ では、円孔径 $d = 130\ \text{nm}$, $140\ \text{nm}$, $150\ \text{nm}$ に対する挿入損失の最大値が 1.6 dB 程度である。また、性能のピークは設計対象波長である波長 $2\ \mu\text{m}$ に位置する。

実際に素子を作製する際は、円孔径だけではなく、円孔位置にも誤差が生じる可能性がある。配置された各円孔の x, z 座標を、平均 μ が $0\ \text{nm}$ 、標準偏差 σ が $8\ \text{nm}$ のガウス分布に従ってランダムに変化させた[106]。図 8.12 に、円孔位置の製造誤差の概要を示す。円孔の位置変化は各円孔に対して独立に割り当てており、変化量の生成に乱数を使用することから、10 パターンの位置変化を生成した。表 8.6–表 8.9 に、円孔位置変化が生じた場合の各モードの透過率を示す。表では、波長 $2\ \mu\text{m}$ における解析結果をまとめており、上側の行に 10 パターンの中での最悪値を、下の段に円孔位置変化がない場合の値を示す。例えば、 $d = 140\ \text{nm}$ における TE_3 モードの挿入損失では、表 8.9 より、円孔位置変化がない場合に 0.53 dB、変化がある場合の最悪値は 0.64 dB である。同じく $d = 140\ \text{nm}$ として、 TE_3 モード入射、 TE_1 モード出射のモードクロストークでは、表 8.9 より、円孔位置変化のない場合、ある場合の最悪値でそれぞれ、-37 dB, -34 dB となっている。円孔位置の変化がデバイス性能に与える影響は、十分に小さいことがわかる。また、円孔位置の変化によって x 軸についての構造対称性が破れるため、偶奇モードが相互に結合するようになる。しかし、これらの偶奇モード間の結合は全入射モードに対して、-34 dB 以下となっており、多くの場合で偶モード間、奇モード間のモード結合よりも小さい。したがって、提案素子は円孔位置の製造誤差($\mu_x = \mu_z = 0\ \text{nm}$, $\sigma_x = \sigma_z = 8\ \text{nm}$)に対しても、十分な耐性を有している。

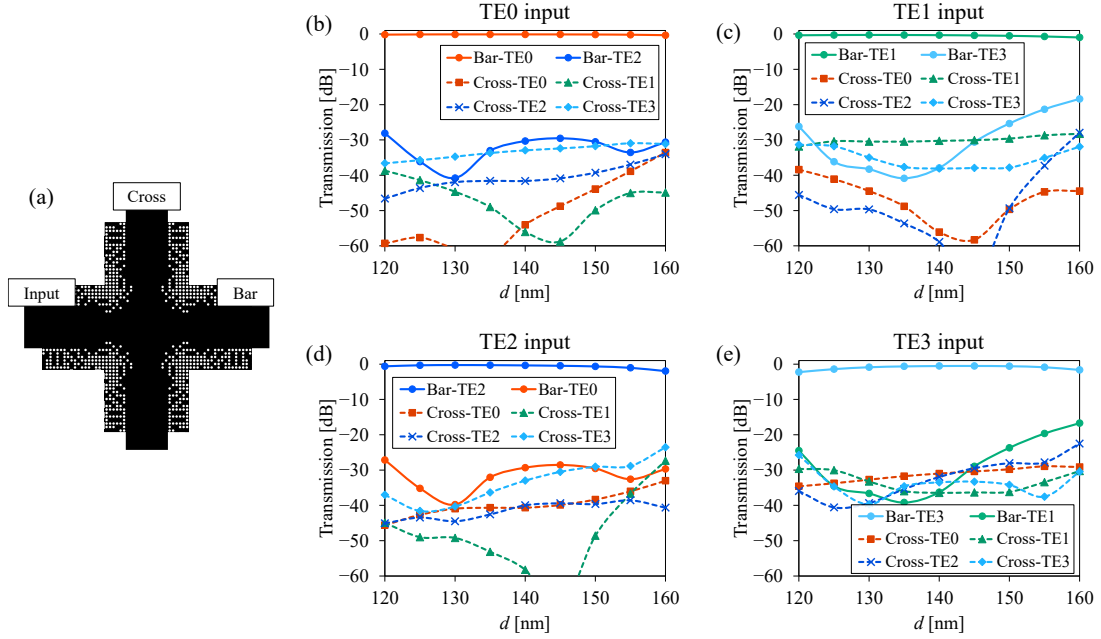


図 8.10 提案する 4 モード交差導波路の各モードの透過率の円孔径 d 依存性
(a): 構造とポート名の対応, (b)–(e) 各入射モードにおける透過率 (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

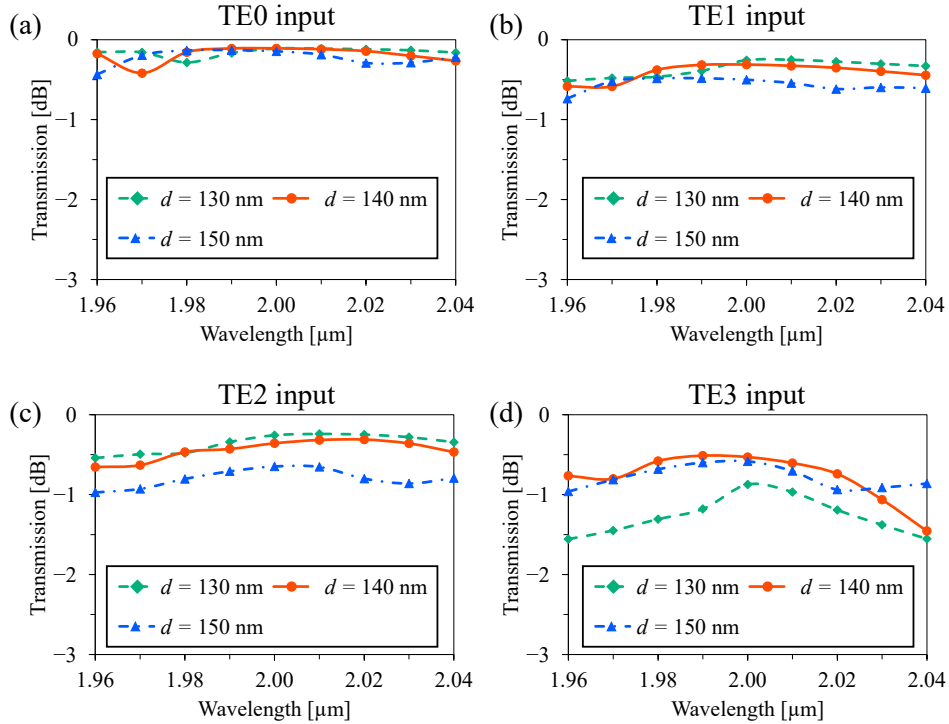


図 8.11 提案する 4 モード交差導波路の各モード, 各円孔径 d に関する透過スペクトル (Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

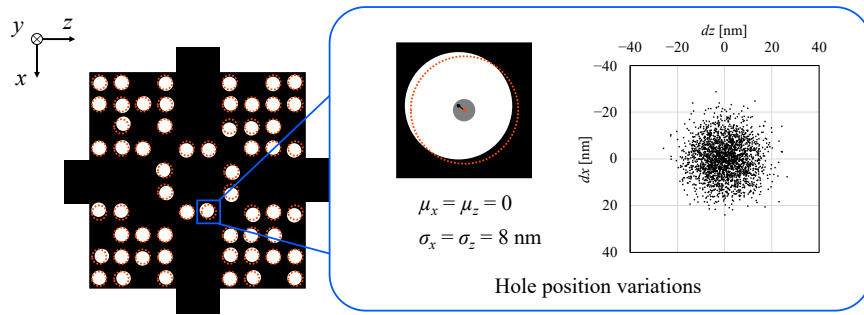


図 8.12 円孔位置の製造誤差の概要 (Reprinted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

表 8.6 円孔位置変化を想定した場合の各モードの透過率(TE_0 モード入射)
(Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

入射モード: TE_0 モード / 上段: 誤差有り, 下段: 誤差無し

Output mode	d		
	130 nm	140 nm	150 nm
TE_0	> -0.13 dB	> -0.12 dB	> -0.17 dB
	-0.11 dB	-0.11 dB	-0.15 dB
TE_1	< -44 dB	< -43 dB	< -42 dB
	—	—	—
TE_2	< -36 dB	< -29 dB	< -28 dB
	-40 dB	-29 dB	-30 dB
TE_3	< -43 dB	< -40 dB	< -39 dB
	—	—	—

表 8.7 円孔位置変化を想定した場合の各モードの透過率(TE_1 モード入射)
(Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

入射モード: TE_1 モード / 上段: 誤差有り, 下段: 誤差無し

Output mode	d		
	130 nm	140 nm	150 nm
TE_0	< -44 dB	< -44 dB	< -41 dB
	—	—	—
TE_1	> -0.29 dB	> -0.34 dB	> -0.56 dB
	-0.26 dB	-0.31 dB	-0.50 dB
TE_2	< -40 dB	< -36 dB	< -34 dB
	—	—	—
TE_3	< -34 dB	< -34 dB	< -23 dB
	-37 dB	-37 dB	-24 dB

表 8.8 円孔位置変化を想定した場合の各モードの透過率(TE_2 モード入射)
(Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

入射モード: TE_2 モード/ 上段: 誤差有り, 下段: 誤差無し

Output mode	d		
	130 nm	140 nm	150 nm
TE_0	< -38 dB	< -29 dB	< -29 dB
	-40 dB	-29 dB	-30 dB
TE_1	< -41 dB	< -39 dB	< -37 dB
	—	—	—
TE_2	> -0.33 dB	> -0.44 dB	> -0.75 dB
	-0.26 dB	-0.36 dB	-0.65 dB
TE_3	< -41 dB	< -40 dB	< -36 dB
	—	—	—

表 8.9 円孔位置変化を想定した場合の各モードの透過率(TE_3 モード入射)
(Adapted with permission from [101] © 2022 The Japan Society of Applied Physics)

入射モード: TE_3 モード/ 上段: 誤差有り, 下段: 誤差無し

Output mode	d		
	130 nm	140 nm	150 nm
TE_0	< -41 dB	< -41 dB	< -38 dB
	—	—	—
TE_1	< -34 dB	< -34 dB	< -23 dB
	-37 dB	-37 dB	-24 dB
TE_2	< -41 dB	< -36 dB	< -36 dB
	—	—	—
TE_3	> -0.98 dB	> -0.64 dB	> -0.70 dB
	-0.87 dB	-0.53 dB	-0.58 dB

8.3 まとめ

本章では、サブ波長構造支援型デバイスの設計のために、新たに FT-DBS を提案し、 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯向け 4 モード交差導波路の設計に使用した。従来型 DBS と FT-DBS の最適化結果の比較により、FT-DBS を使用すると 4 モードの平均透過率が、円孔径 130 nm の場合は 2.7 ポイント、円孔径 150 nm の場合は 5.5 ポイント上昇した。特に TE_3 モードでは、上昇量が 4.9 ポイント (円孔径 130 nm) と 9.5 ポイント (円孔径 150 nm) となっている。FT-DBS が、デバイス設計の過程で円孔径依存性を低減するのに有効であることが示された。FT-DBS で最適化設計された提案デバイスでは、デバイスの設置面積が $12 \times 12\text{ }\mu\text{m}^2$ と小型であり、波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ において、全 4 モード挿入損失が 0.53 dB 以下、モードクロストークが -29 dB 以下を示している。また、円孔径が $\pm 10\text{ nm}$ の範囲で変化した場合においても性能は十分高く、挿入損失は 0.87 dB 以下、モードクロストークは -24 dB 以下である。

第9章 サブ波長構造支援型小型 2×2 3-dB 結合器の提案

9.1 まえがき

2×2 3-dB 結合器は、光集積回路において重要なデバイスである。例えば、柔軟な光通信システムを構築する際には光スイッチが必要となるが、その構成法の一つであるマッハツェンダ干渉型では、この 2×2 3-dB 結合器を構成要素素子として利用する[20,107,108]。 2×2 3-dB 結合器の構造に関しては、マルチモード干渉(MultiMode Interference: MMI)結合器型が一般的な構造の一つとして挙げられる[41,109]。同じく一般的に利用される方向性結合器と比べたときに、製造誤差耐性の高さや波長依存性の低さなどは MMI 結合器が優れている点である。一方で、設置面積が大きい点は課題である。もし 2×2 3-dB MMI 結合器を小さな面積内に設計しようとする、過剰損失や損失、位相誤差が大きくなるなど、性能が不十分になる。光集積回路をより小型にするために、 2×2 3-dB 結合器は高性能かつ小型であることが望ましい。

最近では、交差導波路[110]や曲げ導波路[111]、 $1 \times N$ ($N=2, 4$) パワースプリッタ[34,102,112]の報告例が示すように、サブ波長構造支援型デバイスの有効性が、数値解析的にも実験的にも示されている。サブ波長構造支援型デバイスでは、設計領域がピクセル単位に分割されており、その内部構造が直接二分探索法(Direct Binary Search: DBS)[34,37,102,110–112]、粒子群最適化法[113]、随伴法[114]などの最適化手法によって最適化されている。小型の面積かつ高い性能で動作する多くの光デバイスが提案されているものの、 2×2 3-dB 結合器に関しては報告が少ない[113]。[113]では、サブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器が C バンドにおいて設計され、フォトリソグラフィ技術を利用するシリコンフォトニクスプラットフォームの標準的なファウンドリを通じてデバイスが試作されている。しかし、サブ波長構造のパターニングが不完全となっており、過剰損失が大きい。また、サブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器の設計規則の構築も未熟である。例えば[113]では、正方形型のピクセルを構造単位に採用しているが、円孔を構造単位とすることで、反応性イオンエッチングのラグ効果に由来するエッチング深さの製造誤差が生じにくくなることが既に知られている[34]。

本章では、波長 $2.1 \mu\text{m}$ 周辺で動作するサブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器を 2 種類提案する。提案デバイスでは、構造の構成単位は円孔としている。Type I では、サブ波長構造が効果的に標準 MMI 型 2×2 3-dB 結合器の性能を高める。提案デバイスは、波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ において過剰損失が 0.22 dB 以下、インバランスが $\pm 0.07 \text{ dB}$ 以内で動作する。円孔を配置しない初期構造と比較すると、インバランスは 0.4 dB 程度改善している。デバイスの設置面積は、 $2.8 \times 38 \mu\text{m}^2$ であり、この内、MMI 領域の面積は $2.8 \times 18 \mu\text{m}^2$ を占める。Type II では、サブ波長構造がデバイスの小型化に有効に機能しており、設置面積が $2.8 \times 12.4 \mu\text{m}^2$ である。この内、MMI 領域が $2.8 \times 6.4 \mu\text{m}^2$ を占める。MMI 領域の結合領域長はマルチモード干渉の理論から導かれる値と比べて 3 分の 1 に短縮できており、波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$

における損失は 0.49 dB 以下，インバランスは ± 0.23 dB 以内である．どちらの種類も提案するデバイスは円孔径変化や円孔位置変化に対して高い耐性を有しており，円孔径 ± 10 nm の変化に対して，Type I における過剰損失は 0.27 dB 以下，インバランスが ± 0.09 dB であり，Type II における過剰損失は 0.59 dB 以下，インバランスは ± 0.48 dB 以内である．特に Type II の円孔径の変化耐性の高さは，製造誤差耐性の高い構造探索のための直接二分探索法 (Fabrication-Tolerant Direct Binary Search: FT-DBS)[101]という，第8章において提案し，マルチモード交差導波路の設計を通して有効性を示した手法を利用して設計している．従来の DBS を使用して設計した結果と比較して，円孔径変化 ± 10 nm を与えた場合のインバランスが 0.7 dB 改善されている．円孔位置変化については，標準偏差 5 nm と 10 nm を与えたガウス分布に基づくランダムな位置変化を想定した．Type I では，波長 $2.1 \mu\text{m}$ ，標準偏差 10 nm の場合における，位置の誤差がない場合と比べた過剰損失，インバランス，位相誤差の変化はそれぞれ， ± 0.01 dB 以内， ± 0.04 dB 以内， $\pm 0.6^\circ$ 以内である．Type II については，同じ条件で過剰損失，インバランス，位相誤差を比較すると，それぞれ ± 0.05 dB 以内， ± 0.09 dB 以内， $\pm 1.7^\circ$ 以内である．これらのサブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器は，光集積回路の高密度化において重要な役割を果たすと考えられる．なお，本章の内容は[115]に基づいている．

9.2 デバイス設計

図 9.1 に、サブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器の概略を示し、表 9.1 に、構造パラメータを示す。提案デバイスは、高さ $0.22 \mu\text{m}$ の Si コアが SiO_2 クラッドで覆われた、SOI (Silicon-On-Insulator) プラットフォームを想定して設計している。デバイスは 4 つのテーパ導波路と一つの MMI 領域から構成される。デバイスの外形も内部のサブ波長構造も、赤破線に関して対称となるよう条件を課す。入出力導波路は、設計波長帯域である $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ においてシングルモード条件を満たすよう、幅 $W_1 = 0.7 \mu\text{m}$ に設定している。MMI 領域との突き合わせ結合部までに、導波路幅を $W_2 = 1.2 \mu\text{m}$ まで広げることで損失を抑える。最後に、 W_{MMI} と G の設定について述べる。入出力導波路間で不要な結合を防ぐためには、十分な導波路間隔が必要である。一方で、導波路間隔を広げるためには MMI 領域の導波路幅 W_{MMI} も広げる必要があり、これは幅方向にも長手方向にもデバイスサイズの拡大に繋がってしまう。提案構造では、 W_{MMI} を小さい値に設定するため、テーパ構造は片側のみに適用し、 G を $1.4 \mu\text{m}$ とした。このとき、ポートを MMI 領域の端に配置すると W_{MMI} は $2.8 \mu\text{m}$ となる。サブ波長構造の単位には、図 9.1 の 3D 図面が示すように、 SiO_2 円孔を採用する。ピクセルを構造単位とした場合と比べると、円孔構造ではサブ波長構造部の形状寸法が一様になるため、反応性イオンエッチングのラグ効果を軽減しやすい[34]。

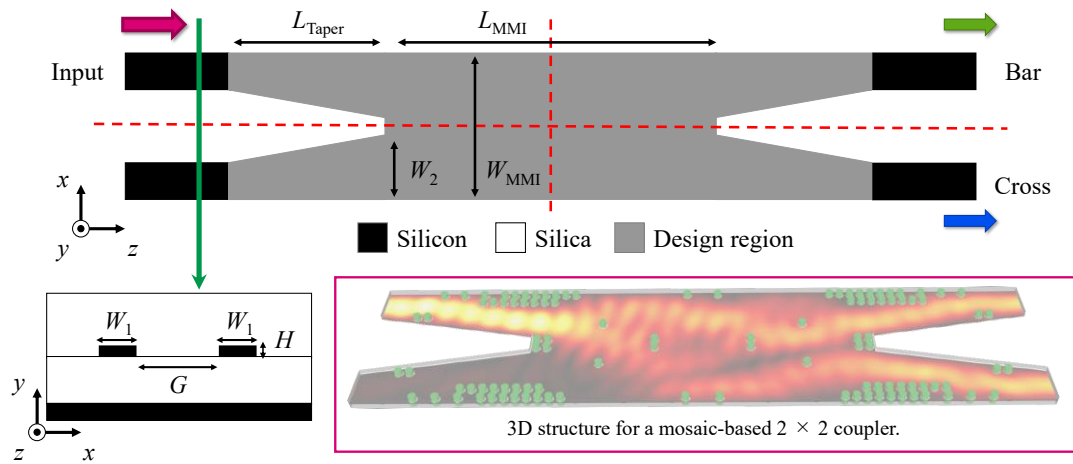


図 9.1 サブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器の概略 (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

表 9.1 構造パラメータ (Adapted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

Parameters	Type I	Type II
L_{MMI}	18 μm	6.4 μm
L_{Taper}	10 μm	3 μm
H	0.22 μm	0.22 μm
W_{MMI}	2.8 μm	2.8 μm
W_1	0.7 μm	0.7 μm
W_2	1.2 μm	1.2 μm
G	1.4 μm	1.4 μm

9.2.1 サブ波長構造支援型結合器 Type I (性能特化型)

本項の検討では、Type I の設計として、標準 MMI 型 3-dB 結合器にサブ波長構造を適用し、更なる性能改善を狙う。MMI 結合器において、3-dB 結合のための結像周期 L_c は次式で計算できる[41].

$$L_c = \frac{3\pi}{2(\beta_0 - \beta_1)} \quad (9.1)$$

ここで、 β_n は TE_n モードの伝搬定数である。MMI 領域では、波長 $2.1 \mu\text{m}$ における β_0, β_1 はそれぞれ、 $7.645 \text{ rad}/\mu\text{m}$, $7.402 \text{ rad}/\mu\text{m}$ であるため、 L_c は約 $19.39 \mu\text{m}$ である。続いて、 L_{MMI} を設定するために、上記で見積もった L_c をさらに調整する。本章では、伝搬解析には 3 次元ベクトル有限要素法(Three-Dimensional Vector Finite-Element Method: 3D VFEM)[40,105]を使用しており、Si と SiO_2 の屈折率は Sellmeier の多項式[66]によって計算した値を使用する。解析領域は LT/QN (Linear-Tangential/Quadratic-Normal)四面体エッジ要素[47]で分割されており、円孔部分については、曲辺要素を使用している。MMI 領域、円孔部、テーパ部を含む入出力導波路について、エッジの長さの平均は、Type I の DBS 最適化では 75 nm , Type II の DBS 最適化では 80 nm , それ以外の性能解析においては 40 nm となるよう設定している。これらのメッシュは、商用ソフトである GiD[68]を用いて生成している。 2×2 3-dB 結合器の性能を定量化するために、以下の性能指標(Figure of Merit: FOM)を定義する。

$$\text{FOM}_1 = \frac{1}{3} \sum_{wl=1}^3 \left[\left(|c_{\text{Bar},wl}|^2 + |c_{\text{Cross},wl}|^2 \right) - |j \times c_{\text{Bar},wl} - c_{\text{Cross},wl}| \right] \quad (9.2)$$

ここで、 j は虚数単位であり、下添字の wl は波長を示す。 $wl=1, 2, 3$ はそれぞれ、波長 $2.06 \mu\text{m}$, $2.1 \mu\text{m}$, $2.14 \mu\text{m}$ に対応する。 $c_{\text{Port},wl}$ は、下付き添字に示された出射ポートにおける TE_0 モードの複素振幅である。 Σ は、波長に関する総和を計算する。ここで、 FOM_1 の最大値、かつ最良値は 1 である。図 9.2 に、 2×2 3-dB 結合器の設計で使用した FOM の概念を示す。理想的な 3-dB MMI 結合器の特性に基づいて、挿入損失、ポート間透過率差、相対位相を FOM の計算に組み込んでいる。前半部は 2 つのポート間透過率の和で、この値が大きいほど挿入損失は小さい。後半部は、ポート間透過率差と位相誤差の大きさに相当し、理想的な出射ポート間相対位相が 90° であることに基づき、 c_{Bar} に j を掛けて位相差を差し引き、二つの複素振幅の複素平面上における距離を算出している。図 9.3 に、 FOM_1 と波長 $2.1 \mu\text{m}$ における透過率の MMI 領域長 L_{MMI} 依存性を示す。図 9.3(a)より、 $L_{\text{MMI}} = 18\text{--}19 \mu\text{m}$ において FOM_1 が 0.9 程度と高い特性であることが確認できる。また図 9.3(b)より、0.05 程度ある出射ポート間の透過率差については、 L_{MMI} の調整によって改善できないことがわかる。MMI 領域内部に SiO_2 円孔を配置することで、この透過率差の改善を図る。なお、以降では少しでもデバイス長を短縮するため、高性能を得た L_{MMI} の中から $18 \mu\text{m}$ を採用している。

SiO_2 円孔分布の最適化には、DBS 法を使用する。Type I では、MMI 領域のみを設計対象としており、対象領域は 1260 個のピクセル単位へと分割されている。各ピクセルの面積は

200 × 200 nm²であり、Si、あるいは SiO₂ のいずれかの材料状態を有する。材料状態が SiO₂ のピクセルには、中央に直径 140 nm の SiO₂ 円孔を配置する。このとき、円孔間隔の最小値は 60 nm であるが、電子線リソグラフィを使用した構造のパターニングに十分な距離とされている[25]。FOM₁が増加したら変更した構造を採用するが、減少したら構造は元に戻す。設計においては、材料分布の初期状態はシリコンプレート(SiO₂ 円孔なし)の状態から DBS 最適化を始める。構造に関する対称条件から、設計対象となるのは全体のうち 315 ピクセルである。全てのピクセルを判定したら、1 反復が完了する。1 反復における FOM₁の増分が 0.005 未満であることを収束条件に、最適化を行った。なお、Type I の設計では、理想の円孔径の構造のみを対象として最適化を進める、従来型 DBS のみを使用している。

図 9.4 に、Type I の従来型 DBS 最適化結果を示す。3 反復後に最適化は終了したが、図 9.4(a)に示すように、最後の 1 反復では構造が全く変化していない。図 9.4(b)の最適化後の材料分布が示すように、設計領域には、SiO₂ 円孔が 24 個だけ配置されている。図 9.4(c),(d)から、円孔を配置した最適化後の構造では、MMI 領域終端において、等分岐の自己像をより鮮明に結んでいることがわかる。入射導波路への反射成分については、最適化後は最大 -28 dB となっており、最適化前の -41 dB よりは大きい。しかし、最適化後の構造の反射成分も十分に小さい値である。図 9.5 に、最適化前後の 3-dB 結合器(Type I)の性能比較を示す。図 9.5(b)中で使用する過剰損失(Excess Loss: EL)とインバランス(ImBalance: IB)の計算は、次式で定義する。

$$EL = -10 \log_{10} \left(|c_{\text{Bar}}|^2 + |c_{\text{Cross}}|^2 \right) \quad (9.3)$$

$$IB = 10 \log_{10} \left(|c_{\text{Bar}}|^2 / |c_{\text{Cross}}|^2 \right) \quad (9.4)$$

波長範囲 2.06–2.14 μm における最適化前後の性能比較から、過剰損失は 0.41 dB 以下から 0.22 dB 以下へ、インバランスは±0.49 dB 以内から±0.07 dB 以内へと向上した。位相誤差についても、図 9.5(c)に示す通り、改善がみられる。Bar ポートに対する相対位相は、最適化前が 90 ± 4.6°の範囲内であるのに対し、最適化後では 90 ± 0.4°の範囲内である。また、波長 2.1 μm における提案素子の特性は極めて高く、過剰損失、インバランスはそれぞれ、0.14 dB, 0.01 dB であり、また相対位相は 89.9°である。

サブ波長構造支援型デバイスは、製造誤差による SiO₂ 円孔径の変化に対して耐性が低いことで知られる[35,101]。そこで、円孔径が一様に变化した際に、どの程度性能が変化するのかも調べた。図 9.6 に、各円孔径変化に対する 3-dB 結合器(Type I)の性能比較を示す。円孔径変化による性能劣化はほとんど見られなかった。波長帯域 2.06–2.14 μm の範囲において、円孔径が±10 nm 変化した場合、過剰損失は 0.27 dB 以内、IB は±0.09 dB 以内、そして位相誤差は±0.7°以内である。

円孔径だけではなく、円孔位置の変化もサブ波長構造支援型で生じる製造誤差である[106]。円孔位置変化に関する耐性の調査も行う。配置された各円孔の x, z 座標が、平均 0,

標準偏差(σ_x と σ_z)が 5 nm または 10 nm のガウス分布に従ってランダムに変化することを想定している[106]. 計算においては, σ_x と σ_z の値は同じ値を使用しており, また, Type I の最適化後の構造内において, 各円孔には独立した位置の誤差を割り当てている. 表 9.2 に, ランダムな円孔位置変化が生じた際の最適化設計後の Type I の結合器の特性を示す. 表 9.2 中では, 生成した位置変化のパターン 10 個に対して, 最小値と最大値の範囲を示している. この結果から, ランダムな位置変化による性能の変化量を調べられる. 円孔位置が $\sigma_x = \sigma_z = 10$ nm の場合, 波長 2.1 μm における理想構造と比べた過剰損失, インバランス, 位相誤差の性能変化量はそれぞれ, ± 0.01 dB, ± 0.04 dB, そして $\pm 0.6^\circ$ 以内である.

これら SiO_2 の円孔径変化や円孔位置変化を考慮した解析結果から, 提案する Type I の結合器は高い性能誤差耐性を有していることがわかる.

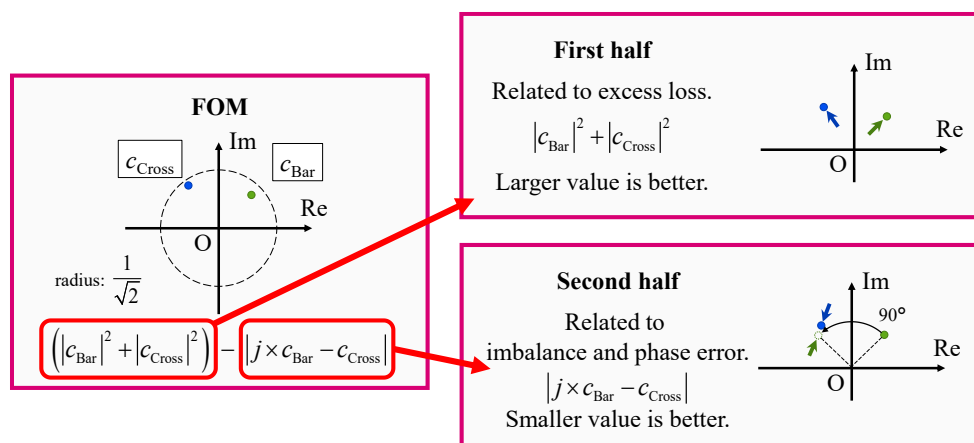


図 9.2 2×2 3-dB 結合器の設計で使した FOM の概念 (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

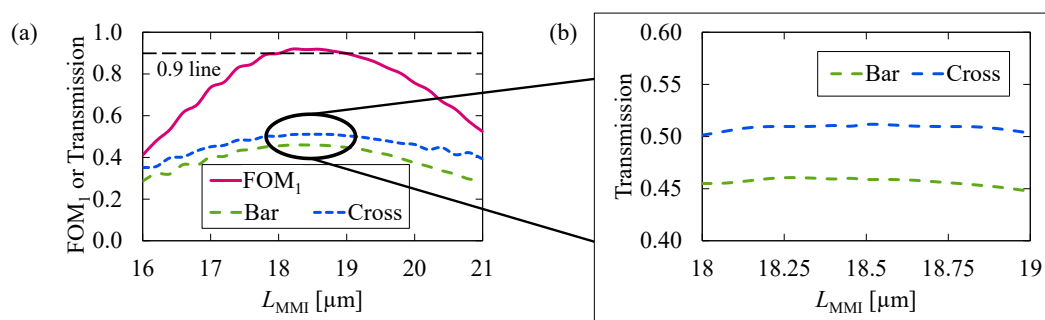


図 9.3 FOM₁ と波長 $2.1 \mu\text{m}$ における透過率の MMI 領域長 L_{MMI} 依存性
(a) $L_{\text{MMI}} = 16\text{--}21 \mu\text{m}$ を $0.2 \mu\text{m}$ 間隔で解析, (b) $L_{\text{MMI}} = 18\text{--}19 \mu\text{m}$ を $0.05 \mu\text{m}$ 間隔で解析 (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

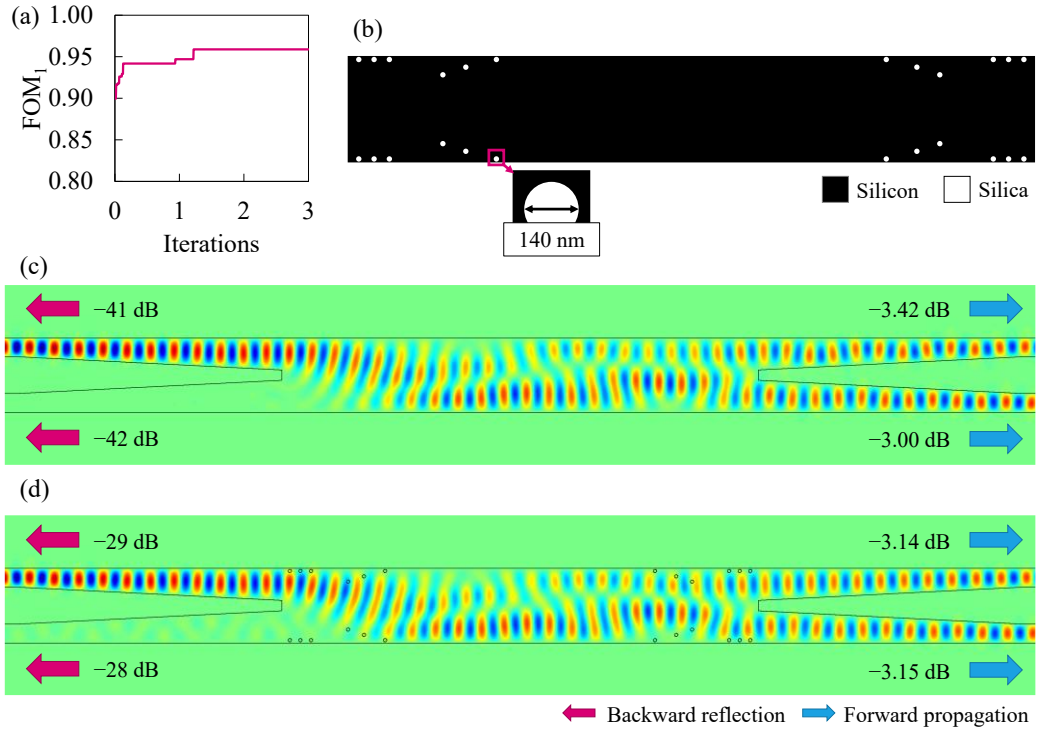


図 9.4 Type I の従来型 DBS 最適化結果

(a) 最適化過程における FOM_1 の推移, (b) 最適円孔分布, および, (c), (d) 最適化前後の Type I 3-dB 結合器の波長 $2.1 \mu m$ における磁界分布 $Re[H_y]$. (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

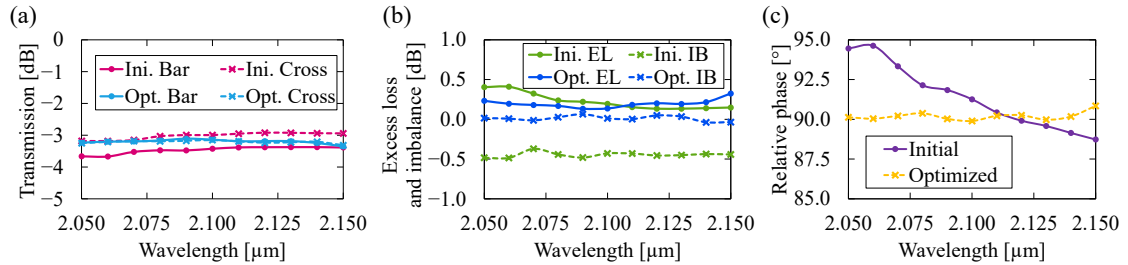


図 9.5 最適化前後の 3-dB 結合器(Type I)の性能比較

(a) 透過率, (b) 過剰損失と透過率不均衡, (c) 相対位相(Bar ポートを基準としている) (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

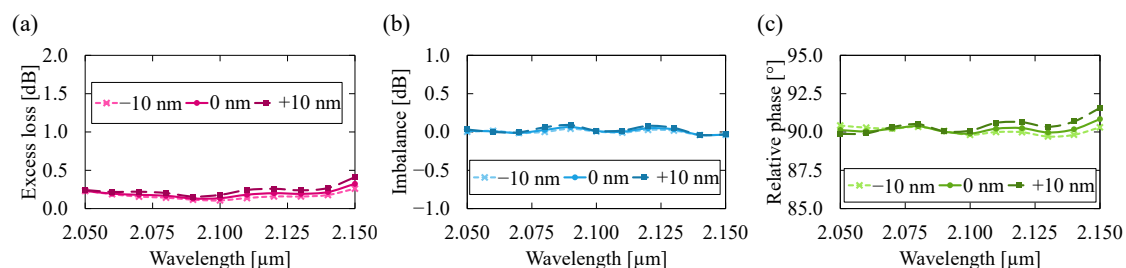


図 9.6 各円孔径変化に対する 3-dB 結合器(Type I)の性能比較

(a) 過剰損失, (b) 透過率不均衡, (c) 相対位相(Bar ポートを基準としている)

(Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

表 9.2 ランダムな円孔位置変化が生じた際の最適化設計後の Type I の結合器

の特性 (Adapted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

	σ_x, σ_z	Wavelength		
		2.06 μm	2.1 μm	2.14 μm
Excess loss [dB] Min. / Max.	0 (no error)	0.20	0.14	0.22
	5 nm	0.19 / 0.20	0.13 / 0.15	0.21 / 0.23
	10 nm	0.19 / 0.21	0.13 / 0.15	0.22 / 0.23
Imbalance [dB] Min. / Max.	0 (no error)	0.01	0.01	-0.04
	5 nm	-0.01 / 0.02	-0.01 / 0.02	-0.06 / -0.03
	10 nm	-0.02 / 0.04	-0.02 / 0.05	-0.05 / 0.01
Phase error [°] Min. / Max.	0 (no error)	0.0	-0.1	0.2
	5 nm	-0.4 / 0.3	-0.5 / 0.1	-0.2 / 0.4
	10 nm	-0.5 / 0.8	-0.6 / 0.5	-0.2 / 0.8

9.2.2 サブ波長構造支援型結合器 Type II (デバイス面積特化型)

本項では、Type II の設計として、元々は 3-dB 結合機能をもたないデバイスに対してサブ波長構造を適用し、同機能を実装する。Type II では、テーパ領域も含めた設計領域をピクセル単位で分割する。SiO₂ 円孔と導波路側壁の間隔を十分に確保するため、完全に設計領域内に含まれていないピクセルは設計対象から除いている。ピクセルと SiO₂ 円孔径は Type I と同じく、それぞれ $200 \times 200 \text{ nm}^2$, 140 nm であり、このことから、隣接円孔間の間隔は最小でも 60 nm であることが保証されている。設計領域内には 700 個のピクセルが存在し、構造には対称条件を課すため、175 個のピクセルが最適化過程で考慮される。初期材料分布は、全て Si としている。

短いデバイス長でも高性能なデバイスを設計するため、MMI の理論を導入する。制限付き干渉と呼ばれる、MMI 導波路入射時に TE_{3n+2} モード (n は整数) が励振されていない干渉では、3-dB 結合の自己像を結ぶ周期を、式(9.1)と比較して約 3 分の 1 に短縮できる[41]。この条件は本来、入出射ポートの位置に制約を課すことで達成されるが、もしサブ波長構造の支援により MMI 領域で同様のモード励振比を達成出来れば、ポートの配置に制約を課していない場合でも、より短い長さ L_{MMI} で高性能な 2×2 3-dB 結合器を設計できる。そこで、Type II では、 L_{MMI} を式(9.1)で計算した L_c の約 3 分の 1 である $6.4 \mu\text{m}$ と設定した。

Type II の結合器を設計するための FOM_2 を、次式で定義する。

$$\text{FOM}_2 = \frac{1}{3} \sum_{wl=1}^3 \left[\left(|c_{\text{Bar},wl}|^2 + |c_{\text{Cross},wl}|^2 \right) - |c_{\text{Bar},wl} - j \times c_{\text{Cross},wl}|^2 \right] \quad (9.5)$$

ここで、式(9.5)中の第 2 項については、Type I で使用した式(9.2)の FOM_1 と比較すると、 j が c_{Bar} ではなく c_{Cross} に掛けられている。この理由を、MMI の理論に基づいて説明していく。MMI 導波路において、幅方向の位置 x 、伝搬位置 L における電磁界分布 $\Psi(x, L)$ は、全ての導波モードの重ね合わせとして以下のように表現できる[41]。

$$\Psi(x, L) = \sum_{n=0}^{m-1} c_n \psi_n(x) \exp \left[j \frac{n(n+2)\pi}{3L_\pi} L \right] \quad (9.6)$$

ここで、 c_n , ψ_n はそれぞれ、MMI 導波路における TE_n モードの複素振幅、フィールド分布である。 m は MMI 導波路がサポートする TE モードの数であり、提案デバイスでは 6 である。ビート長 L_π は、 TE_n モードの伝搬定数 β_n を用いて以下のように定義される。

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} \quad (9.7)$$

Type I と Type II では L_{MMI} がそれぞれ、 $3L_\pi/2$ と $L_\pi/2$ として設定されている。表 9.3 に、MMI 導波路の出射位置における TE_0 モードに対する理想的な位相差を示す。Type I と Type II を比べると、偶モードと奇モードの間で位相差が異なっており、この違いが結果として、デバイスの Bar ポートと Cross ポートの間の位相差の違いに現れる。より詳細な MMI の結像理論は[41]に示されている。

図 9.7 に、Type II の従来型 DBS 最適化結果を示す。 FOM_2 の劇的な改善が見て取れ、ま

た、最適化過程は3反復で完了していることが図9.7(a)から見て取れる．図9.7(b)の最適構造では、円孔が主にテーパ領域の端の方に密に配置されていることがわかる．そして、図9.7(c)のフィールド分布を確認すると、上記のような円孔位置により、テーパ領域では光が幅方向中央に向かうよう経路制御されていることがわかる．図9.7(d)では、Type II 結合器の MMI 領域の入射時点におけるモード組成が示されている．想定通り、TE₂ モードの励振比が抑制されている．図9.8に、従来型 DBS 最適化前後での結合器(Type II)の性能比較を示す．解析結果より、最適化後のデバイスでは短いデバイス長でありながら、3-dB 結合特性が達成できている．図9.8(b)には過剰損失とインバランスの波長依存性が示されており、波長帯域 2.06–2.14 μm における過剰損失は 0.58 dB 以下、インバランスは ± 0.78 dB 以内である．また、図9.8(c)には相対位相の波長依存性が示されており、波長帯域 2.06–2.14 μm における Cross ポートに対する相対位相は $90 \pm 3.7^\circ$ 以内である．波長 2.1 μm では、過剰損失とインバランスはそれぞれ、0.55 dB, 0.09 dB であり、相対位相は 91.0° である．

最適化後の Type II 結合器について、SiO₂ 円孔径変化に対する耐性を調査する．図9.9に、従来型 DBS 最適化設計の結合器(Type II)において各円孔径変化に対する性能比較を示す．過剰損失の変化は小さいものの、インバランスには大きな変化が見られる．波長 2.1 μm において、過剰損失は最悪の場合で、0.55 dB から 0.62 dB まで悪化する．インバランスについては、理想構造では 0.09 dB であるが、円孔径変化量が -10 nm のときは -0.41 dB, $+10$ nm のときは 0.66 dB である．円孔径が大きくなるにつれて、Bar ポートへの出力が大きくなり、円孔径が小さくなると、Cross ポートへのパワーが大きくなるという対応がある．これは、図9.9(d)–(f)のフィールド分布をみると、MMI 領域の長手方向中央付近に配置された SiO₂ 円孔の影響が大きいと考えられる．円孔径変化 ± 10 nm による位相誤差も大きく、図9.9(c)によると、最悪の場合 4° 程度である．

円孔径の変化に対する耐性をより高めるために、第8章で提案した FT-DBS[101]を使用した材料分布最適化を行う．式(9.5)の FOM₂ は次のように修正する．

$$\text{FOM}_3 = \frac{1}{3} \sum_{str=1}^3 \sum_{wl=1}^3 \left[\left(|c_{\text{Bar},wl,str}|^2 + |c_{\text{Cross},wl,str}|^2 \right) - |c_{\text{Bar},wl,str} - j \times c_{\text{Cross},wl,str}|^2 \right] \quad (9.8)$$

FT-DBS では、 str に関する総和が新たに追加されている．デバイス性能に関する SiO₂ 円孔径の依存性を低減するために、円孔分布は全く同じだが、円孔径が異なる構造を最適化では考慮している． str の値と考慮する円孔径変化の対応としては、 $str=1, 2, 3$ でそれぞれ、 $-10, 0\text{nm} + 10$ nm である．図9.10に、Type II の FT-DBS 最適化設計結果を示す．図9.10(a)に示すように、最適化は6反復で完了している．図9.7(b)の従来型 DBS 設計構造と比較すると、図9.10(b)に示す FT-DBS 設計構造は、テーパ領域と MMI 領域の突き合わせ結合付近に配置される円孔の数は増加しているものの、MMI 領域の長手方向中央付近に配置される円孔の数は減少している．これは、MMI 領域内で生じる、入射ポートへの反射の抑制にも貢献していると考えられ、図9.7(c)の従来型 DBS 設計構造で見られた -19 dB の反射は、図9.10の FT-DBS 設計構造では約 -23 dB へと減少している．図9.11に、各最適化手法で設計された

Type II の結合器において円孔径に対する性能比較を示す．円孔径が一様に ± 10 nm で変化した際の波長帯域 $2.06\text{--}2.14$ μm における過剰損失について，従来型 DBS 設計では 0.73 dB 以下，FT-DBS 設計では 0.59 dB 以下である．同じ径変化，波長域について，インバランスは従来型 DBS 設計では ± 1.19 dB 以内，FT-DBS 設計では ± 0.48 dB 以内となっている．FT-DBS 設計の位相誤差は $\pm 1.3^\circ$ 以内であり，これは従来型 DBS 設計の誤差である約 4° 以内と比べても， 2.7° 程度の改善がみられる．式(9.8)で定義する FOM_3 で比較しても，従来型 DBS 設計の結合器は 0.842，FT-DBS 設計の結合器は 0.883 と，FT-DBS 設計の方が従来型 DBS 設計よりも高い性能と製造誤差耐性を示す．

Type II の結合器に関して，ランダムな円孔位置変化に対する耐性も調べた．Type I と同様に，配置された各円孔の x, z 座標が，平均 0，標準偏差(σ_x と σ_z)が 5 nm または 10 nm のガウス分布に従ってランダムに変化する．10 パターンの円孔位置変化を生成して性能を解析した．Type I と比較したときに，Type II では配置された円孔の数が多いことから，円孔位置の変化による影響も大きいと考えられる．表 9.4 に，ランダムに円孔位置変化が生じた場合の FT-DBS 設計後の Type II 結合器の特性を示す．円孔位置の変化によって生じる性能の変化としては，波長 2.1 μm ， $\sigma_x = \sigma_z = 10$ nm において，過剰損失は ± 0.05 dB，インバランス ± 0.09 dB，位相誤差 $\pm 1.7^\circ$ である．位相誤差についてはやや大きいものの，その他の過剰損失やインバランスについては非常に小さい．

以上より，従来はポートの位置に制約を掛けることで短縮していた MMI 領域長を，サブ波長構造の支援によっても短縮可能であることを明らかにした．この Type II の設計手法は，小型な 2×2 3-dB 結合器の設計に有効である．また，FT-DBS の使用により，円孔径変化に対して耐性の高いサブ波長構造を設計できた．

表 9.3 MMI導波路の出射位置における TE_0 モードに対する理想的な位相差
 (Adapted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

Mode	Type I		Type II	
	Relative phase	Value of the term for exp	Relative phase	Value of the term for exp
TE_0	0	1	0	1
TE_1	$3\pi/2$	$-j$	$\pi/2$	j
TE_2	4π	1	Has to be suppressed.	
TE_3	$15\pi/2$	$-j$	$5\pi/2$	j
TE_4	12π	1	4π	1
TE_5	$35\pi/2$	$-j$	Has to be suppressed.	

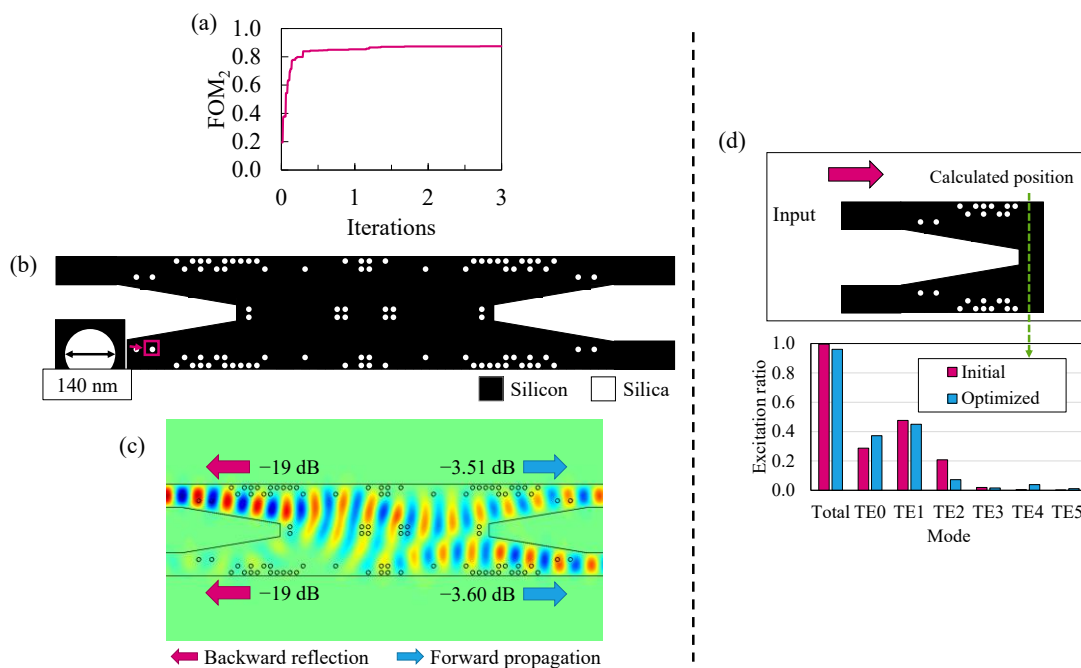


図 9.7 Type II の従来型 DBS 最適化結果

(a) 最適化過程における FOM_2 の推移, (b) 最適円孔分布, および, (c), (d) 最適化後の Type II 3-dB 結合器の波長 $2.1 \mu m$ における磁界分布 $Re[H_y]$. (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

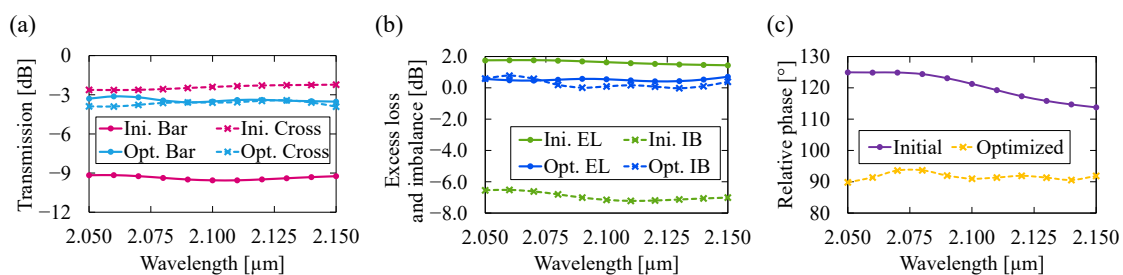


図 9.8 従来型 DBS 最適化前後での結合器(Type II)の性能比較 (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

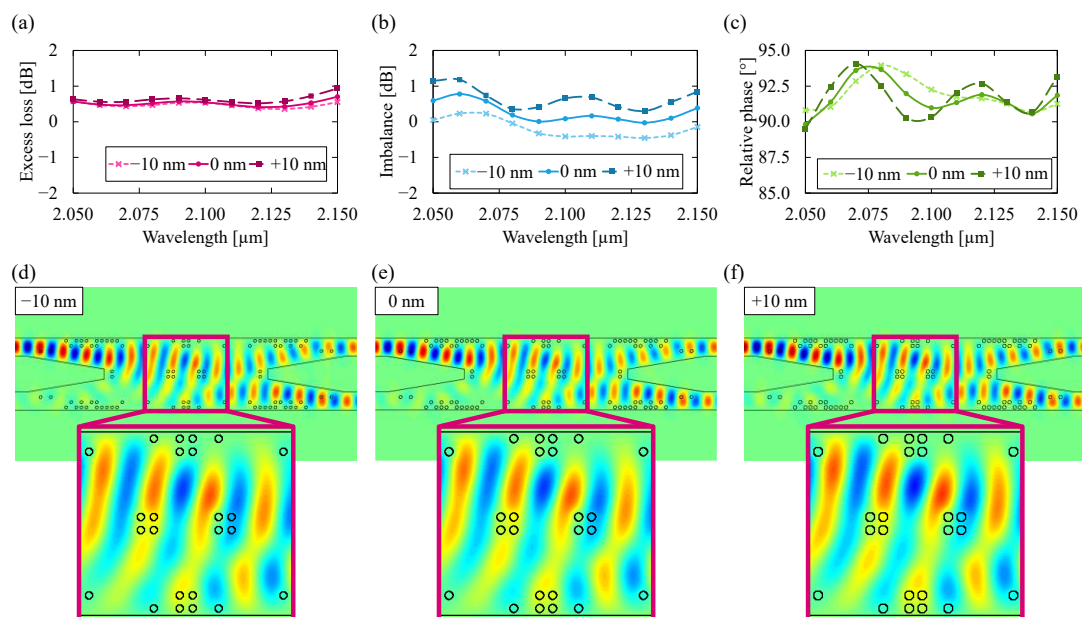


図 9.9 従来型 DBS 最適化設計の結合器(Type II)において各円孔径変化に対する性能比較

(a) 過剰損失, (b) インバランス, (c) Cross ポートに対する相対位相の波長依存性, (d)–(f): 波長 2.1 μm における磁界分布 $\text{Re}[H_y]$. (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

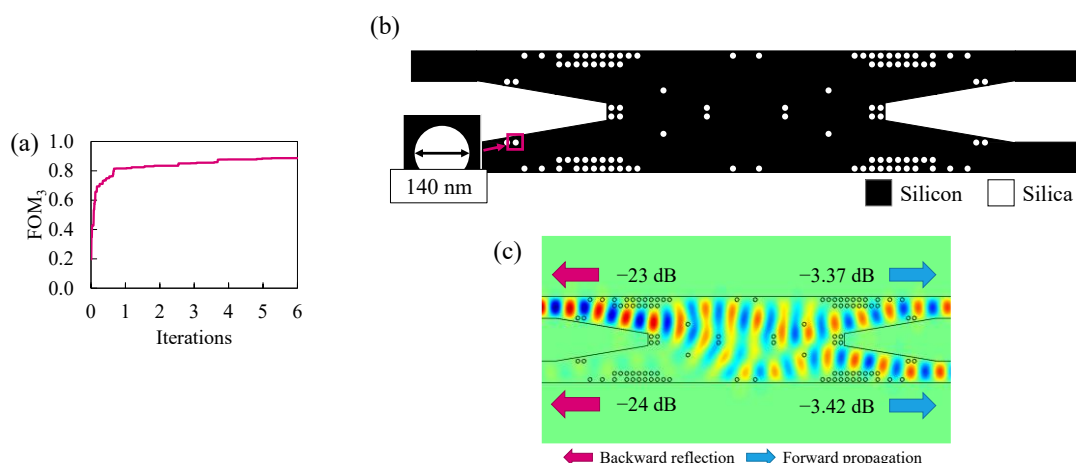


図 9.10 Type II の FT-DBS 最適化設計結果

(a) 最適化過程における FOM_3 の推移, (b) 最適円孔分布, および, (c), (d) 最適化後の Type II 3-dB 結合器の波長 $2.1 \mu\text{m}$ における磁界分布 $\text{Re}[H_y]$.
(Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

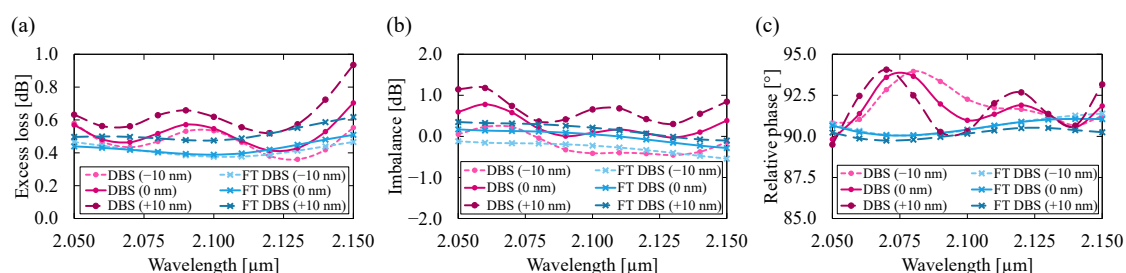


図 9.11 各最適化手法で設計された Type II の結合器において円孔径に対する性能比較 (Reprinted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

表 9.4 ランダムに円孔位置変化が生じた場合の FT-DBS 設計後の Type II 結合器の特性 (Adapted with permission from [115] © 2022 Optica Publishing Group)

	σ_x, σ_z	Wavelength		
		2.06 μm	2.1 μm	2.14 μm
Excess loss [dB] Min. / Max.	0 (no error)	0.43	0.39	0.48
	5 nm	0.41 / 0.45	0.38 / 0.41	0.46 / 0.52
	10 nm	0.42 / 0.48	0.36 / 0.44	0.46 / 0.52
Imbalance [dB] Min. / Max.	0 (no error)	0.14	0.05	−0.23
	5 nm	0.09 / 0.20	−0.02 / 0.10	−0.29 / −0.14
	10 nm	0.06 / 0.24	0.01 / 0.14	−0.32 / −0.12
Phase error [°] Min. / Max.	0 (no error)	0.3	0.4	1.1
	5 nm	−1.0 / 0.8	−1.0 / 0.9	−0.2 / 2.1
	10 nm	−1.4 / 1.0	−1.3 / 1.2	−0.5 / 2.0

9.3 まとめ

本章では、波長 $2.1 \mu\text{m}$ において2種類のサブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器を提案した。Type I では、サブ波長構造が標準 MMI 型の 2×2 3-dB 結合器について設置面積や外形を変えずに性能を改善する。標準 DBS で設計された構造は、波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ において、過剰損失が 0.22 dB 以下、インバランスが $\pm 0.07 \text{ dB}$ 以下である。SiO₂ 円孔を配置しない初期構造と比較すると、インバランスは 0.4 dB 程度改善している。Type II については、サブ波長構造がデバイス面積の小型化において有効に作用しており、MMI 領域の長さが、MMI の結像理論に基づくものよりも3分の1に短縮されている。波長帯域 $2.06\text{--}2.14 \mu\text{m}$ において過剰損失は 0.49 dB 未満、インバランスは $\pm 0.23 \text{ dB}$ 未満の特性を示す。どちらのデバイスも、内部に配置した SiO₂ 円孔の様な径変化やランダムな位置の変化に対して高い耐性を有している。特に、Type II については FT-DBS を利用した設計によりその耐性の高さを達成する。Type II を従来型 DBS で設計した場合と比較すると、円孔径 $\pm 10 \text{ nm}$ の変化に対して、インバランスは 0.7 dB 程度改善している。これらのサブ波長構造支援型 2×2 3-dB 結合器は、超高密度の光集積回路実現に向けて有効であると考えられる。

第10章 結論

マルチモードオンチップ光ネットワークのための $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯シリコンデバイスを提案し、数値解析に基づく理論的検証、そして試作および測定実験に基づく実験的実証を行った。

第 4 章では、モード発展型 2 モード 3-dB 結合器の理論検討および実験的実証を行った。高速擬似断熱力学に基づいて結合領域の導波路構造を最適化することにより、直線テーパと比較して長さを少なくとも 3 分の 1 に短縮可能であることを明らかにした。また、実験的実証では、作製時に生じるランダムな位相誤差の蓄積によって特性が悪化することを示し、一般にモード発展型デバイスにおける小型設計の重要性を明らかにした。

第 5 章では、モード発展型 4 モード Y 分岐の理論検討および実験的実証を行った。標準的なゼロギャップ Y 分岐で見られる、分岐部の先端構造の製造誤差耐性が低いという課題を、モード発展を動作原理に採用することで解決した。一方で、モード発展型デバイスには、デバイス長が長くなりやすいという課題があるため、高速擬似断熱力学を基に、放射損失低減のための断熱性の制御法を新たに開発して構造設計に利用した。提案手法を利用したモード発展領域の設計では、構造最適化前の直線テーパと比較して約 9 分の 1 のデバイス長短縮が可能である。また、測定実験では、提案するモード発展型 Y 分岐の構造頑健性を、従来のゼロギャップ Y 分岐とのクロストークとの比較によって実証した。

第 6 章では、モード発展型デバイスに基づく 4 モード合分波器の実験的実証を行った。第 4 章、第 5 章で研究したモード発展型デバイスを組み合わせて構築された 4 モード合分波器は、導波路の幅や間隔の変化に対して高い耐性を有することを、従来の 3 段のテーパ非対称方向性結合器を縦列接続して構成するモード合分波器との比較を通して示した。

第 7 章では、スロットライク構造に基づくモード選択的位相シフタの提案を行った。従来、同様の機能を有するサブ波長構造型位相シフタが提案されていたが、正確な構造描画が必要となり、製造コストの高さが課題であった。提案デバイスは、スロットライク構造を利用して製造性を高めている。また、提案デバイスを利用して、 TE_1 モード 2×2 TE_1 モードスイッチ、ノンブロッキング 4 モード交換器を構成可能であることを明らかにした。数値解析結果によると、 2×2 TE_1 モードスイッチは波長 $2.07\text{--}2.13\text{ }\mu\text{m}$ において、クロストークが -20 dB 以下である。ノンブロッキング 4 モード交換器については、波長 $2.1\text{ }\mu\text{m}$ において、挿入損失が 0.36 dB 以下、モードクロストークが -24 dB 以下である。どちらも良好な特性を示している。

第 8 章では、サブ波長支援型 4 モード交差導波路の提案と、数値解析に基づく検証を行った。サブ波長構造支援型デバイスは、製造誤差による内部の SiO_2 円孔径の変化の耐性が低いことで知られる。そこで本研究では、新たに製造誤差耐性の高い構造探索のための直接二分探索法(Fabrication-Tolerant Direct Binary Search: FT-DBS)を開発し、同交差導波路の設計

に用いた．提案デバイスは，理想構造で低損失動作するだけでなく，円孔径の ± 10 nm 変化に対して耐性を有する．

第 9 章では，サブ波長支援型 2×2 3-dB 結合器の提案と，数値解析に基づく検証を行った．提案するデバイスは 2 種類あり，Type I では，性能特化の設計であり，サブ波長構造が標準 MMI 型の 2×2 3-dB 結合器について，設置面積や外形は変えずに性能を改善する．Type II については，デバイス面積特化型の設計であり，サブ波長構造の作用によって，MMI 領域の長さが，MMI の理論に基づくものよりも 3 分の 1 に短縮されている．

謝辞

本論文をまとめるに際して、終始ご指導ご鞭撻を賜りました北海道大学 大学院情報科学研究院 メディアネットワーク部門 情報通信システム学分野 齊藤晋聖教授に深謝申し上げます。さらに、日頃より細部にわたってご指導ご鞭撻を賜りました、同部門の佐藤孝憲准教授に深謝申し上げます。

また、この度副査として貴重なお助言を賜りました、同部門の大鐘武雄教授、西村寿彦教授に厚く御礼申し上げます。

筆者が学部 4 年生時から博士後期課程 1 年時に至るまで、本研究室にて日頃よりご指導賜りました、法政大学 理工学部 藤澤剛先生に深謝申し上げます。

本研究室の卒業生である、澤田祐甫氏、中村航大氏には、筆者が学士課程、ならびに修士課程在学中に、手厚くご指導していただきました。心より感謝申し上げます。

最後に、日々の有益な議論を通じて研究への知見を深める機会を与えてくださった情報通信フォトリクス研究室の皆様へ心より感謝申し上げます。皆様が研究に邁進する姿は、私の研究生活において大きな励みとなりました。

参考文献

- [1] R. R. Schaller, “Moore’s law: past, present and future,” *IEEE Spectr.*, vol. 34, no. 6, pp. 52–59, Jun. 1997, <https://doi.org/10.1109/6.591665>.
- [2] S. Pasricha and M. Nikdast, “A survey of silicon photonics for energy-efficient manycore computing,” *IEEE Des. Test*, vol. 37, no. 4, pp. 60–81, Aug. 2020, <https://doi.org/10.1109/MDAT.2020.2982628>.
- [3] C. Sun, M. T. Wade, Y. Lee, J. S. Orcutt, L. Alloatti, M. S. Georgas, A. S. Waterman, J. M. Shainline, R. R. Avizienis, S. Lin, B. R. Moss, R. Kumar, F. Pavanello, A. H. Atabaki, H. M. Cook, A. J. Ou, J. C. Leu, Y.-H. Chen, K. Asanović, R. J. Ram, M. A. Popović, and V. M. Stojanović, “Single-chip microprocessor that communicates directly using light,” *Nature*, vol. 528, no. 7583, pp. 534–538, Dec. 2015, <https://doi.org/10.1038/nature16454>.
- [4] U. U. Nisa and J. Bashir, “Towards efficient on-chip communication: A survey on silicon nanophotonics and optical networks-on-chip,” *J. Syst. Archit.*, vol. 152, Art. no. 103171, Jul. 2024, <https://doi.org/10.1016/j.sysarc.2024.103171>.
- [5] M. Eppenberger, M. Bonomi, D. Moor, M. Mueller, B. I. Bitachon, T. Burger, and L. Alloatti, “Compact optical TX and RX macros for computer-on-chip monolithically integrated in 45 nm CMOS,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 21, pp. 6869–6879, Nov. 2021, <https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3107312>.
- [6] T. Alexoudi, N. Terzenidis, S. Pitris, M. Moralis-Pegios, P. Maniotis, C. Vagionas, C. Mitsolidou, G. Mourgias-Alexandris, G. T. Kanellos, A. Miliou, K. Vysokinos, and N. Pleros, “Optics in computing: from photonic network-on-chip to chip-to-chip interconnects and disintegrated architectures,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, no. 2, pp. 363–379, Jan. 2019, <https://doi.org/10.1109/JLT.2018.2875995>.
- [7] M. Kohli, D. Chelladurai, B. Vukovic, D. Moor, D. Bisang, K. Keller, A. Messner, T. Buriakova, M. Zervas, Y. Fedoryshyn, U. Koch, and J. Leuthold, “C- and O-band dual-polarization fiber-to-chip grating couplers for silicon nitride photonics,” *ACS Photon.*, vol. 10, no. 9, pp. 3366–3373, Sep. 2023, <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.3c00834>.
- [8] G. Li, S. Hong, L. Zhang, Z. Xu, and D. Dai, “Ultra-low-loss silicon photonic waveguides operating with the wavelength-bands of 1.31/1.55/2 μm ,” *IEEE Photon. J.*, vol. 17, no. 4, Art. no. 6601407, Aug. 2025, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2025.3584956>.
- [9] M. Moralis-Pegios, S. Pitris, T. Alexoudi, N. Terzenidis, H. Ramon, J. Lambrecht, J. Bauwelinck, X. Yin, Y. Ban, P. De Heyn, J. Van Campenhout, T. Lamprecht, A. Lehnman, and N. Pleros, “4-channel 200 Gb/s WDM O-band silicon photonic transceiver sub-assembly,” *Opt. Express*, vol. 28, no. 4, pp. 5706–5714, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1364/OE.373454>.
- [10] R. Soref, “Enabling 2 μm communications,” *Nature Photon.*, vol. 9, no. 6, pp. 358–359, Jun. 2015, <https://doi.org/10.1038/nphoton.2015.87>.
- [11] S. Wirths, R. Geiger, N. Von Den Driesch, G. Mussler, T. Stoica, S. Mantl, Z. Ikonic, M. Luysberg, S. Chiussi, J. M. Hartmann, H. Sigg, J. Faist, D. Buca, and D. Grützmacher, “Lasing in direct-bandgap GeSn alloy grown on Si,” *Nature Photon.*, vol. 9, no. 2, pp. 88–92, Feb. 2015, <https://doi.org/10.1038/nphoton.2014.321>.
- [12] H. Wang, J. Zhang, G. Zhang, Y. Chen, K. Han, Y.-C. Huang, and X. Gong, “Monolithic waveguide group IV multiple-quantum-well photodetectors and modulators on 300-mm Si substrates for 2- μm wavelength optoelectronic integrated circuit,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 69, no. 12, pp. 7161–7166, Dec. 2022, <https://doi.org/10.1109/TED.2022.3200299>.
- [13] W. Shen, G. Zhou, J. Du, L. Zhou, K. Xu, and Z. He, “High-speed silicon microring modulator at the 2 μm waveband with analysis and observation of optical bistability,” *Photon. Res.*, vol. 10, no. 3, pp. A35–A42, Mar. 2022, <https://doi.org/10.1364/PRJ.439583>.
- [14] Z. Ruan, L. Shen, S. Zheng, A. Wang, Y. Long, N. Zhou, and J. Wang, “Subwavelength grating slot (SWG) waveguide at 2 μm for chip-scale data transmission,” *Nanophoton.*, vol. 7, no. 5, pp. 865–871, May 2018, <https://doi.org/10.1515/nanoph-2017-0090>.
- [15] Z. Zhou, B. Yin, and J. Michel, “On-chip light sources for silicon photonics,” *Light Sci. Appl.*, vol. 4, no. 11, Art. no. e358, Nov. 2015, <https://doi.org/10.1038/lsa.2015.131>.
- [16] N. Li, G. Chen, D. K. T. Ng, L. W. Lim, J. Xue, C. P. Ho, Y. H. Fu, and L. Y. T. Lee, “Integrated lasers on silicon at communication wavelength: A progress review,” *Adv. Opt. Mater.*, vol. 10, no. 23, Art. no. 2201008, Dec. 2022, <https://doi.org/10.1002/adom.202201008>.
- [17] Y. Zhou, Y. Miao, S. Ojo, H. Tran, G. Abernathy, J. M. Grant, S. Amoah, G. Salamo, W. Du, J. Liu, J. Margetis, J. Tolle, Y. Zhang, G. Sun, R. A. Soref, B. Li, and S.-Q. Yu, “Electrically injected GeSn lasers on Si operating up to 100 K,” *Optica*, vol. 7, no. 8, pp. 924–928, Aug. 2020, <https://doi.org/10.1364/OPTICA.395687>.
- [18] M. R. M. Atalla, S. Assali, S. Koelling, A. Attiaoui, and O. Moutanabbir, “High-bandwidth extended-SWIR GeSn photodetectors on silicon achieving ultrafast broadband spectroscopic response,” *ACS Photon.*, vol. 9, no. 4, pp. 1425–1433, Apr. 2022, <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.2c00260>.

- [19] J. J. Ackert, D. J. Thomson, L. Shen, A. C. Peacock, P. E. Jessop, G. T. Reed, G. Z. Mashanovich, and A. P. Knights, “High-speed detection at two micrometres with monolithic silicon photodiodes,” *Nature Photon.*, vol. 9, no. 6, pp. 393–396, Jun. 2015, <https://doi.org/10.1038/nphoton.2015.81>.
- [20] L. Shen, M. Huang, S. Zheng, L. Yang, X. Peng, X. Cao, S. Li, and J. Wang, “High-performance silicon 2×2 thermo-optic switch for the 2- μm wavelength band,” *IEEE Photon. J.*, vol. 11, no. 4, Art. no. 6602306, Aug. 2019, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2019.2921923>.
- [21] H. Xu, G. Zhang, K. (Hassan) R. Mojaver, and O. Liboiron-Ladouceur, “Broadband polarization/mode insensitive 3-dB optical coupler for silicon photonic switches,” *Opt. Express*, vol. 31, no. 9, pp. 14068–14080, Apr. 2023, <https://doi.org/10.1364/OE.486454>.
- [22] K. R. Mojaver, S. M. R. Safaei, S. S. Morrison, and O. Liboiron-Ladouceur, “Recent advancements in mode division multiplexing for communication and computation in silicon photonics,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 42, no. 22, pp. 7860–7870, Nov. 2024, <https://doi.org/10.1109/JLT.2024.3412391>.
- [23] X. Han, H. Xiao, G. Ren, Y. Jiang, A. Mitchell, J. Yang, and Y. Tian, “On-chip non-blocking optical mode exchanger for mode-division multiplexing interconnection networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 20, pp. 6563–6571, Oct. 2021, <https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3100527>.
- [24] H.-C. Chung, K.-S. Lee, and S.-Y. Tseng, “Short and broadband silicon asymmetric Y-junction two-mode (de)multiplexer using fast quasiadiabatic dynamics,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 12, pp. 13626–13634, Jun. 2017, <https://doi.org/10.1364/OE.25.013626>.
- [25] H. Xie, Y. Liu, S. Wang, Y. Wang, Y. Yao, Q. Song, J. Du, Z. He, and K. Xu, “Highly compact and efficient four-mode multiplexer based on pixelated waveguides,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 3, pp. 166–169, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1109/LPT.2020.2964308>.
- [26] S. Zheng, M. Huang, X. Cao, L. Wang, Z. Ruan, L. Shen, and J. Wang, “Silicon-based four-mode division multiplexing for chip-scale optical data transmission in the 2 μm waveband,” *Photon. Res.*, vol. 7, no. 9, pp. 1030–1035, Sep. 2019, <https://doi.org/10.1364/PRJ.7.001030>.
- [27] C. Sun, Y. Yu, and X. Zhang, “Ultra-compact waveguide crossing for a mode-division multiplexing optical network,” *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 23, pp. 4913–4916, Dec. 2017, <https://doi.org/10.1364/OL.42.004913>.
- [28] Y. Liu, K. Xu, S. Wang, W. Shen, H. Xie, Y. Wang, S. Xiao, Y. Yao, J. Du, Z. He, and Q. Song, “Arbitrarily routed mode-division multiplexed photonic circuits for dense integration,” *Nature Commun.*, vol. 10, no. 1, Art. no. 3263, Jul. 2019, <https://doi.org/10.1038/s41467-019-11196-8>.
- [29] R. Liu, L. Lu, P. Zhang, W. Chang, D. Liu, and M. Zhang, “Integrated dual-mode 3-dB power splitter based on multimode interference coupler,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 14, pp. 883–886, Jul. 2020, <https://doi.org/10.1109/LPT.2020.3002344>.
- [30] L. Lu, D. Liu, M. Yan, and M. Zhang, “Subwavelength adiabatic multimode Y-junctions,” *Opt. Lett.*, vol. 44, no. 19, pp. 4729–4732, Oct. 2019, <https://doi.org/10.1364/OL.44.004729>.
- [31] G. Zhang, H. R. Mojaver, A. Das, and O. Liboiron-Ladouceur, “Mode insensitive switch for on-chip interconnect mode division multiplexing systems,” *Opt. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 811–814, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1364/OL.384771>.
- [32] S. M. R. Safaei, K. Rahbardo Mojaver, G. Zhang, and O. Liboiron-Ladouceur, “Silicon photonics mode-selective phase shifter,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 42, no. 7, pp. 2412–2421, Apr. 2024, <https://doi.org/10.1109/JLT.2023.3336589>.
- [33] Y.-J. Hung, Z.-Y. Li, H.-C. Chung, F.-C. Liang, M.-Y. Jung, T.-H. Yen, and S.-Y. Tseng, “Mode-evolution-based silicon-on-insulator 3 dB coupler using fast quasiadiabatic dynamics,” *Opt. Lett.*, vol. 44, no. 4, pp. 815–818, Feb. 2019, <https://doi.org/10.1364/OL.44.000815>.
- [34] L. Lu, D. Liu, F. Zhou, D. Li, M. Cheng, L. Deng, S. Fu, J. Xia, and M. Zhang, “Inverse-designed single-step-etched colorless 3 dB couplers based on RIE-lag-insensitive PhC-like subwavelength structures,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 21, pp. 5051–5054, Nov. 2016, <https://doi.org/10.1364/OL.41.005051>.
- [35] W. Chang, L. Lu, X. Ren, D. Li, Z. Pan, M. Cheng, D. Liu, and M. Zhang, “Ultra-compact mode (de) multiplexer based on subwavelength asymmetric Y-junction,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 7, pp. 8162–8170, Apr. 2018, <https://doi.org/10.1364/OE.26.008162>.
- [36] S. Martínez-Garaot, A. Ruschhaupt, J. Gillet, Th. Busch, and J. G. Muga, “Fast quasiadiabatic dynamics,” *Phys. Rev. A*, vol. 92, no. 4, Art. no. 043406, Oct. 2015, <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.92.043406>.
- [37] B. Shen, P. Wang, R. Polson, and R. Menon, “An integrated-nanophotonics polarization beamsplitter with $2.4 \times 2.4 \mu\text{m}^2$ footprint,” *Nature Photon.*, vol. 9, no. 6, pp. 378–382, Jun. 2015, <https://doi.org/10.1038/nphoton.2015.80>.
- [38] M. Koshiba and Y. Tsuji, “Curvilinear hybrid edge/nodal elements with triangular shape for guided-wave problems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 18, no. 5, pp. 737–743, May 2000, <https://doi.org/10.1109/50.842091>.
- [39] Y. Tsuji and M. Koshiba, “Finite element method using port truncation by perfectly matched layer boundary conditions for optical waveguide discontinuity problems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 463–468, Mar. 2002, <https://doi.org/10.1109/50.988995>.

- [40] Y. Ishizaka, Y. Kawaguchi, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Three-dimensional finite-element solutions for crossing slot-waveguides with finite core-height,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 21, pp. 3394–3400, Nov. 2012, <https://doi.org/10.1109/JLT.2012.2217478>.
- [41] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, “Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 13, no. 4, pp. 615–627, Apr. 1995, <https://doi.org/10.1109/50.372474>.
- [42] Kane Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, May 1966, <https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693>.
- [43] Jo-Yu Wu, D. M. Kingsland, Jin-Fa Lee, and R. Lee, “A comparison of anisotropic PML to Berenger’s PML and its application to the finite-element method for EM scattering,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 1, pp. 40–50, Jan. 1997, <https://doi.org/10.1109/8.554239>.
- [44] J.-P. Berenger, “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves,” *J. Comput. Phys.*, vol. 114, no. 2, pp. 185–200, Oct. 1994, <https://doi.org/10.1006/jcph.1994.1159>.
- [45] M. Koshiba, *Optical Waveguide Theory by the Finite Element Method*, Tokyo: KTK Scientific, 1992.
- [46] Y. Dattner and O. Yadid-Pecht, “Analysis of the effective refractive index of silicon waveguides through the constructive and destructive interference in a Mach–Zehnder interferometer,” *IEEE Photon. J.*, vol. 3, no. 6, pp. 1123–1132, Dec. 2011, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2011.2171678>.
- [47] T. Itoh, G. Pelosi, and P. P. Silvester, Eds., *Finite Element Software for Microwave Engineering*, New York: Wiley, 1996.
- [48] D. F. Siriani and J.-L. Tambasco, “Adiabatic guided wave optics – a toolbox of generalized design and optimization methods,” *Opt. Express*, vol. 29, no. 3, pp. 3243–3257, Feb. 2021, <https://doi.org/10.1364/OE.415653>.
- [49] A. W. Snyder and J. D. Love, *Optical Waveguide Theory*, Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [50] J. C. Butcher, *Numerical Methods for Ordinary Differential Equations*, Chichester: Wiley, 2008, <https://doi.org/10.1002/9780470753767>.
- [51] C. Runge, “Ueber die numerische Auflösung von Differentialgleichungen,” *Math. Ann.*, vol. 46, no. 2, pp. 167–178, Jun. 1895, <https://doi.org/10.1007/BF01446807>.
- [52] M. Kutta, “Beitrag zur näherungsweise Integration totaler Differentialgleichungen,” *Zeitschrift für Mathematik und Physik*, vol. 46, pp. 435–453, 1901.
- [53] W. Shen, J. Du, K. Xu, and Z. He, “On-chip selective dual-mode switch for 2- μ m wavelength high-speed optical interconnection,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 33, no. 10, pp. 483–486, May 2021, <https://doi.org/10.1109/LPT.2021.3069450>.
- [54] Y. Xiong, R. B. Priti, and O. Liboiron-Ladouceur, “High-speed two-mode switch for mode-division multiplexing optical networks,” *Optica*, vol. 4, no. 9, pp. 1098–1102, Sep. 2017, <https://doi.org/10.1364/OPTICA.4.001098>.
- [55] S. Sun, W. Tong, E. Yang, B. Wu, R. Zhang, N. Zhu, B. Hu, D. Gao, J. Dong, and X. Zhang, “Compact, scalable, fast-response multimode 2×2 optical switch based on inverse design,” *Laser Photon. Rev.*, vol. 18, no. 10, Art. no. 2400213, Oct. 2024, <https://doi.org/10.1002/lpor.202400213>.
- [56] H. Shiran, G. Zhang, and O. Liboiron-Ladouceur, “Dual-mode broadband compact 2×2 optical power splitter using sub-wavelength metamaterial structures,” *Opt. Express*, vol. 29, no. 15, pp. 23864–23876, Jul. 2021, <https://doi.org/10.1364/OE.423882>.
- [57] Y. Luo, Y. Yu, M. Ye, C. Sun, and X. Zhang, “Integrated dual-mode 3 dB power coupler based on tapered directional coupler,” *Scientific Rep.*, vol. 6, no. 1, Art. no. 23516, Mar. 2016, <https://doi.org/10.1038/srep23516>.
- [58] H. Chen, G. Su, X. Fu, and L. Yang, “Ultra-broadband and compact 2×2 3-dB silicon adiabatic coupler based on supermode-injected adjoint shape optimization,” *Photon.*, vol. 10, no. 12, Art. no. 1311, Nov. 2023, <https://doi.org/10.3390/photonics10121311>.
- [59] L. Han, B. P.-P. Kuo, N. Alic, and S. Radic, “Ultra-broadband multimode 3dB optical power splitter using an adiabatic coupler and a Y-branch,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 11, pp. 14800–14809, May 2018, <https://doi.org/10.1364/OE.26.014800>.
- [60] Y. Wang, L. Xu, H. Yun, M. Ma, A. Kumar, E. El-Fiky, R. Li, N. Abadiacalvo, L. Chrostowski, N. A. F. Jaeger, and D. V. Plant, “Polarization-independent mode-evolution-based coupler for the silicon-on-insulator platform,” *IEEE Photon. J.*, vol. 10, no. 3, Art. no. 4900410, Jun. 2018, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2018.2835767>.
- [61] Y.-L. Wu, F.-C. Liang, H.-C. Chung, and S.-Y. Tseng, “Adiabaticity engineering in optical waveguides,” *Opt. Express*, vol. 28, no. 20, pp. 30117–30129, Sep. 2020, <https://doi.org/10.1364/OE.402545>.
- [62] H.-C. Chung, C.-H. Chen, Y.-J. Hung, and S.-Y. Tseng, “Compact polarization-independent quasi-adiabatic 2×2 3 dB coupler on silicon,” *Opt. Express*, vol. 30, no. 2, pp. 995–1002, Jan. 2022, <https://doi.org/10.1364/OE.446492>.
- [63] H. Wang, T. Fujisawa, T. Sato, M. Wada, T. Mori, T. Sakamoto, R. Imada, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “Design of PLC E₃₁-E₁₃ and E-LP tapered mode converters using fast quasiadiabatic dynamics,” *IEICE Electron. Express*, vol. 20, no. 23, Art. no. 20230392, Dec. 2023, <https://doi.org/10.1587/elex.20.20230392>.

- [64] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Compact dual-mode adiabatic 3-dB coupler for the 2- μm waveband on silicon using fast quasi-adiabatic dynamics," *IEEE Photon. J.*, vol. 17, no. 5, Art. no. 6601809, Oct. 2025, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2025.3596458>.
- [65] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, "Proposal of dual-mode adiabatic 3-dB coupler via shortcuts to adiabaticity at wavelength 2.1 μm ," in *Proc. 2023 IEEE Photonics Conference (IPC)*, Paper. WB2.4, 2023, <https://doi.org/10.1109/IPC57732.2023.10360701>.
- [66] L. Zhang, A. M. Agarwal, L. C. Kimerling, and J. Michel, "Nonlinear Group IV photonics based on silicon and germanium: from near-infrared to mid-infrared," *Nanophoton.*, vol. 3, no. 4–5, pp. 247–268, Aug. 2014, <https://doi.org/10.1515/nanoph-2013-0020>.
- [67] L. D. Hutcheson, I. A. White, and J. J. Burke, "Comparison of bending losses in integrated optical circuits," *Opt. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 276–278, Jun. 1980, <https://doi.org/10.1364/OL.5.000276>.
- [68] GiD, *GiD simulation*. Accessed: Nov. 13, 2025. [Online]. Available: <https://www.gidsimulation.com/>.
- [69] S. K. Selvaraja, W. Bogaerts, P. Dumon, D. Van Thourhout, and R. Baets, "Subnanometer linewidth uniformity in silicon nanophotonic waveguide devices using CMOS fabrication technology," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 316–324, Jan. 2010, <https://doi.org/10.1109/JSTQE.2009.2026550>.
- [70] L. Song, H. Li, and D. Dai, "Mach–Zehnder silicon-photonics switch with low random phase errors," *Opt. Lett.*, vol. 46, no. 1, pp. 78–81, Jan. 2021, <https://doi.org/10.1364/OL.413724>.
- [71] K. Li, X. Cao, Y. Wan, G. Wu, and J. Wang, "Fundamental analyses of fabrication-tolerant high-performance silicon mode (de)multiplexer," *Opt. Express*, vol. 30, no. 13, pp. 22649–22660, Jun. 2022, <https://doi.org/10.1364/OE.457781>.
- [72] CORNERSTONE, *CORNERSTONE MPW #46 - Design Guidelines*. Accessed: Dec. 21, 2025. [Online]. Available: <https://cornerstone.sotonfab.co.uk/wp-content/uploads/2025/10/CORNERSTONE-46th-Call-Design-Guidelines.pdf>.
- [73] L. Lu, D. Liu, M. Yan, and M. Zhang, "On-chip reconfigurable mode converter based on cross-connected subwavelength Y-junctions," *Photon. Res.*, vol. 9, no. 1, pp. 43–48, Jan. 2021, <https://doi.org/10.1364/PRJ.402940>.
- [74] D. González-Andrade, I. Olivares, R. Fernández De Cabo, J. Vilas, A. Dias, and A. V. Velasco, "Broadband three-mode converter and multiplexer based on cascaded symmetric Y-junctions and subwavelength engineered MMI and phase shifters," *Opt. Laser Technol.*, vol. 164, Art. no. 109513, Sep. 2023, <https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2023.109513>.
- [75] C. D. Truong, D. Nguyen Thi Hang, H. Chandralahim, and M. T. Trinh, "On-chip silicon photonic controllable 2×2 four-mode waveguide switch," *Scientific Rep.*, vol. 11, no. 1, Art. no. 897, Jan. 2021, <https://doi.org/10.1038/s41598-020-80174-8>.
- [76] R. Fernández De Cabo, D. González-Andrade, P. Cheben, and A. V. Velasco, "High-performance on-chip silicon beamsplitter based on subwavelength metamaterials for enhanced fabrication tolerance," *Nanomater.*, vol. 11, no. 5, Art. no. 1304, May 2021, <https://doi.org/10.3390/nano11051304>.
- [77] R. Fernández De Cabo, J. Vilas, P. Cheben, A. V. Velasco, and D. González-Andrade, "Experimental characterization of an ultra-broadband dual-mode symmetric Y-junction based on metamaterial waveguides," *Opt. Laser Technol.*, vol. 157, Art. no. 108742, Jan. 2023, <https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2022.108742>.
- [78] Z. Wang, Y. Liu, Z. Wang, Y. Liu, J. Du, Q. Song, and K. Xu, "Ultra-broadband 3 dB power splitter from 1.55 to 2 μm wave band," *Opt. Lett.*, vol. 46, no. 17, pp. 4232–4235, Sep. 2021, <https://doi.org/10.1364/OL.430827>.
- [79] Y. Wang, S. Gao, K. Wang, and E. Skafidas, "Ultra-broadband and low-loss 3 dB optical power splitter based on adiabatic tapered silicon waveguides," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 9, pp. 2053–2056, May 2016, <https://doi.org/10.1364/OL.41.002053>.
- [80] J. X. B. Sia, W. Wang, X. Guo, J. Zhou, Z. Zhang, M. S. Rouified, X. Li, Z. L. Qiao, C. Y. Liu, C. Littlejohns, G. T. Reed, and H. Wang, "Mid-infrared, ultra-broadband, low-loss, compact arbitrary power splitter based on adiabatic mode evolution," *IEEE Photon. J.*, vol. 11, no. 2, Art. no. 6601111, Apr. 2019, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2019.2907788>.
- [81] V. H. Nguyen, I. K. Kim, and T. J. Seok, "Low-loss and broadband silicon photonic 3-dB power splitter with enhanced coupling of shallow-etched rib waveguides," *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 13, Art. no. 4507, Jun. 2020, <https://doi.org/10.3390/app10134507>.
- [82] C. Ozcan, M. Mojahedi, and J. Stewart Aitchison, "Short, broadband, and polarization-insensitive adiabatic Y-junction power splitters," *Opt. Lett.*, vol. 48, no. 18, pp. 4901–4904, Sep. 2023, <https://doi.org/10.1364/OL.500240>.
- [83] W. Zhao, R. Liu, Y. Peng, X. Yi, H. Chen, and D. Dai, "High-performance silicon polarization switch based on a Mach–Zehnder interferometer integrated with polarization-dependent mode converters," *Nanophoton.*, vol. 11, no. 10, pp. 2293–2301, May 2022, <https://doi.org/10.1515/nanoph-2022-0022>.
- [84] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Adiabaticity-engineered compact mode-evolution-based symmetric four-mode Y-junction at wavelength 2.1 μm ," in *Proc. 2024 IEEE Opto-Electronics and Communications*

- Conference (OECC), Paper. 80, 2024, <https://doi.org/10.1109/OECC54135.2024.10975627>.
- [85] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Silicon mode-evolution-based symmetric four-mode Y-junction for the 2- μm waveband designed by adiabaticity engineering with radiation-loss reduction," *Opt. Commun.*, vol. 603, Art. no. 132816, Apr. 2026, <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2025.132816>.
 - [86] C. Sun, Y. Yu, M. Ye, G. Chen, and X. Zhang, "An ultra-low crosstalk and broadband two-mode (de)multiplexer based on adiabatic couplers," *Scientific Rep.*, vol. 6, no. 1, Art. no. 38494, Dec. 2016, <https://doi.org/10.1038/srep38494>.
 - [87] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Fabrication-tolerant silicon four-mode (de)multiplexer with mode-evolution-based devices at 2.1 μm wavelength," in Proc. 2025 European Conference on Optical Communications (ECOC), Paper. Tu.04.02.3, 2025, <https://doi.org/10.1109/ECOC66593.2025.11263330>.
 - [88] Y. Li, C. Li, C. Li, B. Cheng, and C. Xue, "Compact two-mode (de)multiplexer based on symmetric Y-junction and Multimode interference waveguides," *Opt. Express*, vol. 22, no. 5, pp. 5781–5786, Mar. 2014, <https://doi.org/10.1364/OE.22.005781>.
 - [89] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, "High-tolerance CWDM4 wavelength multiplexer based on $2 \times 2/2 \times 1$ MZ filters with polarization multiplexing," *IEICE Electron. Express*, vol. 18, no. 8, pp. 20210110–20210110, Apr. 2021, <https://doi.org/10.1587/elex.18.20210110>.
 - [90] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Mode-dependent thermo-optic phase shifter using coupled waveguides on silicon for 2- μm waveband," in Proc. Advanced Photonics Congress (APC) 2024, Paper. ITu3B.3, 2024, <https://doi.org/10.1364/IPRSN.2024.ITu3B.3>.
 - [91] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, "Silicon non-blocking four-mode exchanger assisted by mode-selective phase shifter for 2- μm waveband," in Proc. 2025 Conference on Lasers and Electro-Optics Europe & European Quantum Electronics Conference (CLEO/Europe-EQEC), Paper. CK-P.13, 2025, <https://doi.org/10.1109/CLEO-EQEC65582.2025.11110194>.
 - [92] B. J. Frey, D. B. Leviton, and T. J. Madison, "Temperature-dependent refractive index of silicon and germanium," in Proc. Optomechanical Technologies for Astronomy, Paper. 62732J, 2006, <https://doi.org/10.1117/12.672850>.
 - [93] D. B. Leviton and B. J. Frey, "Temperature-dependent absolute refractive index measurements of synthetic fused silica," in Proc. Optomechanical Technologies for Astronomy, Paper. 62732K, 2006, <https://doi.org/10.1117/12.672853>.
 - [94] H.-K. Kim, Y. Ji, K. Kim, and W.-Y. Choi, "A controller for Si MZI-based Spanke-Benes optical switch fabric with automatic calibration capability," *IEEE Photon. J.*, vol. 15, no. 3, Art. no. 6601606, Jun. 2023, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2023.3275073>.
 - [95] C. Sun, Y. Yu, G. Chen, and X. Zhang, "Integrated switchable mode exchange for reconfigurable mode-multiplexing optical networks," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 14, pp. 3257–3260, Jul. 2016, <https://doi.org/10.1364/OL.41.003257>.
 - [96] H. Xu and Y. Shi, "Dual-mode waveguide crossing utilizing taper-assisted multimode-interference couplers," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 22, pp. 5381–5384, Nov. 2016, <https://doi.org/10.1364/OL.41.005381>.
 - [97] S. Li, Y. Zhou, J. Dong, X. Zhang, E. Cassan, J. Hou, C. Yang, S. Chen, D. Gao, and H. Chen, "Universal multimode waveguide crossing based on transformation optics," *Optica*, vol. 5, no. 12, pp. 1549–1556, Dec. 2018, <https://doi.org/10.1364/OPTICA.5.001549>.
 - [98] Y. Liu, Z. Zhong, S. Wang, Y. Liu, Y. Yao, J. Du, Q. Song, and K. Xu, "Four-mode waveguide crossing via digitized meta-structure," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2021, Paper. F2B.3, 2021, <https://doi.org/10.1364/OFC.2021.F2B.3>.
 - [99] Y. Liu, Z. Wang, Y. Liu, X. Wang, X. Guo, D. Li, Y. Yao, Q. Song, J. Du, Z. He, and K. Xu, "Ultra-compact mode-division multiplexed photonic integrated circuit for dual polarizations," *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 18, pp. 5925–5932, Sep. 2021, <https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3092941>.
 - [100] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, Y. Sawada, T. Sato, and K. Saitoh, "Fabrication-tolerant four-mode waveguide crossing based on PhC-like subwavelength structures at 2 μm ," in Proc. OSA Advanced Photonics Congress (APC) 2021, Paper. IM2A.3, 2021, <https://doi.org/10.1364/IPRSN.2021.IM2A.3>.
 - [101] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, Y. Sawada, T. Sato, and K. Saitoh, "Direct-binary-search algorithm for fabrication-tolerant photonic-crystal-like subwavelength structures and its application to a four-mode waveguide crossing in 2 μm waveband," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 61, no. 4, Art. no. 042003, Apr. 2022, <https://doi.org/10.35848/1347-4065/ac54fc>.
 - [102] T. Fujisawa and K. Saitoh, "Bayesian direct-binary-search algorithm for the efficient design of mosaic-based power splitters," *OSA Continuum*, vol. 4, no. 4, pp. 1258–1270, Apr. 2021, <https://doi.org/10.1364/OSAC.422116>.
 - [103] W. Bogaerts, P. Dumon, D. V. Thourhout, and R. Baets, "Low-loss, low-cross-talk crossings for silicon-on-insulator nanophotonic waveguides," *Opt. Lett.*, vol. 32, no. 19, pp. 2801–2803, Oct. 2007, <https://doi.org/10.1364/OL.32.002801>.
 - [104] T. Fujisawa and M. Koshiba, "A frequency-domain finite element method for modeling of nonlinear optical waveguide discontinuities," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 129–131, Jan. 2004,

<https://doi.org/10.1109/LPT.2003.818924>.

- [105] T. Fujisawa, S. Makino, T. Sato, and K. Saitoh, “Low-loss, compact, and fabrication-tolerant Si-wire 90° waveguide bend using clothoid and normal curves for large scale photonic integrated circuits,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 8, pp. 9150–9159, Apr. 2017, <https://doi.org/10.1364/OE.25.009150>.
- [106] Wenjuan Fan, Zhibiao Hao, Zheng Li, Yunsong Zhao, and Yi Luo, “Influence of fabrication error on the characteristics of a 2-D photonic-crystal cavity,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 10, pp. 1455–1458, May 2010, <https://doi.org/10.1109/JLT.2010.2043058>.
- [107] J. X. B. Sia, X. Li, Z. Qiao, X. Guo, J. Zhou, C. G. Littlejohns, C. Liu, G. T. Reed, W. Wang, and H. Wang, “1 × N (N = 2, 8) Silicon selector switch for prospective technologies at the 2 μm waveband,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 18, pp. 1127–1130, Sep. 2020, <https://doi.org/10.1109/LPT.2020.3014204>.
- [108] H. Ta Duy, D. Nguyen Thi Hang, T. T. Tran, N. Do Hoang Khoi, C. Chu, H. Nguyen, and T. C. Dung, “1 × 2 switchable dual-mode optical 90° hybrid device based on thermo-optic phase shifters and 2 × 2 MMI couplers on SOI platform,” *IEEE Photon. J.*, vol. 13, no. 1, Art. no. 6601016, Feb. 2021, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2021.3055691>.
- [109] Z. Lu, D. Celo, P. Dumais, E. Bernier, and L. Chrostowski, “Comparison of photonic 2×2 3-dB couplers for 220 nm silicon-on-insulator platforms,” in *Proc. 2015 IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*, Paper. WP10, 2015, <https://doi.org/10.1109/Group4.2015.7305944>.
- [110] W. Chang, L. Lu, X. Ren, D. Li, Z. Pan, M. Cheng, D. Liu, and M. Zhang, “Ultracompact dual-mode waveguide crossing based on subwavelength multimode-interference couplers,” *Photon. Res.*, vol. 6, no. 7, pp. 660–665, Jul. 2018, <https://doi.org/10.1364/PRJ.6.000660>.
- [111] Z. Li, G. Li, J. Huang, Z. Zhang, J. Yang, C. Yang, Y. Qian, W. Xu, and H. Huang, “Ultra-compact high efficiency and low crosstalk optical interconnection structures based on inverse designed nanophotonic elements,” *Scientific Rep.*, vol. 10, no. 1, Art. no. 11993, Jul. 2020, <https://doi.org/10.1038/s41598-020-68936-w>.
- [112] H. Xie, Y. Liu, W. Sun, Y. Wang, K. Xu, J. Du, Z. He, and Q. Song, “Inversely designed 1 × 4 power splitter with arbitrary ratios at 2-μm spectral band,” *IEEE Photon. J.*, vol. 10, no. 4, Art. no. 2700506, Aug. 2018, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2018.2863122>.
- [113] J. C. C. Mak, C. Sideris, J. Jeong, A. Hajimiri, and J. K. S. Poon, “Binary particle swarm optimized 2 × 2 power splitters in a standard foundry silicon photonic platform,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 16, pp. 3868–3871, Aug. 2016, <https://doi.org/10.1364/OL.41.003868>.
- [114] K. Wang, X. Ren, W. Chang, L. Lu, D. Liu, and M. Zhang, “Inverse design of digital nanophotonic devices using the adjoint method,” *Photon. Res.*, vol. 8, no. 4, pp. 528–533, Apr. 2020, <https://doi.org/10.1364/PRJ.383887>.
- [115] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Proposal of mosaic-based 2 × 2 3-dB couplers for prospective on-chip communication in mid-infrared wavelengths around 2.1 μm,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 39, no. 9, pp. 2522–2530, Sep. 2022, <https://doi.org/10.1364/JOSAB.460644>.

本学位論文に関する研究業績

査読付き学会誌等

- [1] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, Y. Sawada, T. Sato, and K. Saitoh, “Direct-binary-search algorithm for fabrication-tolerant photonic-crystal-like subwavelength structures and its application to a four-mode waveguide crossing in 2 μm waveband,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 61, no. 4, Art. no. 042003, Mar. 2022, <https://doi.org/10.35848/1347-4065/ac54fc>.
- [2] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Proposal of mosaic-based 2×2 3-dB couplers for prospective on-chip communication in mid-infrared wavelengths around 2.1 μm ,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 39, no. 9, pp. 2522–2530, Sep. 2022, <https://doi.org/10.1364/JOSAB.460644>.
- [3] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Compact dual-mode adiabatic 3-dB coupler for the 2- μm waveband on silicon using fast quasi-adiabatic dynamics,” *IEEE Photon. J.*, vol. 17, no. 5, Art. no. 6601809, Oct. 2025, <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2025.3596458>.
- [4] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Silicon mode-evolution-based symmetric four-mode Y-junction for the 2- μm waveband designed by adiabaticity engineering with radiation-loss reduction,” *Opt. Commun.*, vol. 603, Art. no. 132816, Apr. 2026, <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2025.132816>.

査読付き国際会議プロシーディングス

- [1] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, Y. Sawada, T. Sato, and K. Saitoh, “Fabrication-tolerant four-mode waveguide crossing based on PhC-like subwavelength structures at 2 μm ,” in Proc. *OSA Advanced Photonics Congress (APC)*, Paper IM2A.3, Virtual, Jul. 2021, <https://doi.org/10.1364/IPRSN.2021.IM2A.3>.
- [2] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Compact mode-evolution-based 2-mode 3-dB coupler in the 2- μm waveband using shortcuts to adiabaticity,” in Proc. *The 7th International Symposium on Extremely Advanced Transmission Technologies (EXAT)*, Paper P-04, Matsue, Japan, May 2023.
- [3] T. Muratsubaki, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Proposal of dual-mode adiabatic 3-dB coupler via shortcuts to adiabaticity at wavelength 2.1 μm ,” in Proc. *IEEE Photonics Conference (IPC)*, Paper. WB2.4, Orland, USA, Nov. 2023, <https://doi.org/10.1109/IPC57732.2023.10360701>.
- [4] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Adiabaticity-engineered compact mode-evolution-based symmetric four-mode Y-junction at wavelength 2.1 μm ,” in Proc. *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Paper. 80, Melbourne, Australia, Jun.–Jul. 2024, <https://doi.org/10.1109/OECC54135.2024.10975627>.
- [5] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Mode-dependent thermo-optic phase shifter using coupled waveguides on silicon for 2- μm waveband,” in Proc. *Advanced Photonics Congress (APC)*, Paper. ITu3B.3, Québec City, Canada, Jul.–Aug. 2024, <https://doi.org/10.1364/IPRSN.2024.ITu3B.3>.
- [6] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Silicon non-blocking four-mode exchanger assisted by mode-selective phase shifter for 2- μm waveband,” in Proc. *Conference on Lasers and Electro-Optics Europe & European Quantum Electronics Conference (CLEO/Europe-EQEC)*, Paper CK-P.13, Munich, Germany, Jun. 2025, <https://doi.org/10.1109/CLEO/Europe-EQEC65582.2025.11110194>.
- [7] T. Muratsubaki, T. Sato, and K. Saitoh, “Fabrication-tolerant silicon four-mode (de)multiplexer with mode-evolution-based devices at 2.1 μm wavelength,” in Proc. *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Paper Tu.04.02.3, Copenhagen, Denmark, Sep.–Oct. 2025, <https://doi.org/10.1109/ECOC66593.2025.11263330>.

国内会議講演予稿集

- [1] 村椿 太一, 澤田 祐甫, 藤澤 剛, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「直接二分探索法を用いた波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯シリコン 4 モード交差導波路の設計」, 令和 2 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 103, (オンライン開催), 2020 年 11 月.
- [2] 村椿 太一, 澤田 祐甫, 藤澤 剛, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「直接二分探索法を用いた $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯シリコン 4 モード交差導波路の設計」, 電子情報通信学会総合大会, C-3/4-30, (オンライン開催), 2021 年 3 月.
- [3] 村椿 太一, 藤澤 剛, 澤田 祐甫, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「製造トレランスの高いモザイク型 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯 4 モード交差導波路の設計」, 電子情報通信学会技術研究報告 (光エレクトロニクス), OPE2021-27, pp.25–30, (オンライン開催), 2021 年 8 月.
- [4] 村椿 太一, 藤澤 剛, 澤田 祐甫, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「高製造トレランスのための直接二分探索法を用いた $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯 4 モード交差導波路の設計」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3/4-4, (オンライン開催), 2021 年 9 月.
- [5] 村椿 太一, 藤澤 剛, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「中赤外モザイク型 2×2 3-dB パワースプリッタの設計に関する研究」, 電子情報通信学会技術研究報告 (光エレクトロニクス), vol. 122, no. 159, OPE2022-56, pp. 50–55, 千葉, 2022 年 8 月.
- [6] 村椿 太一, 藤澤 剛, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「モザイク構造に基づく波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯小型 2×2 3-dB 結合器」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3/4-39, (オンライン開催), 2022 年 9 月.
- [7] 村椿 太一, 佐藤 孝憲, 藤澤 剛, 齊藤 晋聖, 「波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯疑似断熱結合器型 2 モード 3-dB パワースプリッタ」, 電子情報通信学会総合大会, C-3/4-34, 埼玉, 2023 年 3 月.
- [8] 村椿 太一, 藤澤 剛, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「断熱ショートカットを用いたモード発展に基づく波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯小型対称マルチモード Y 分岐導波路の設計」, 電子情報通信学会技術研究報告 (光エレクトロニクス), vol. 123, no. 221, OPE2023-94, pp. 62–67, 高知, 2023 年 10 月.
- [9] 村椿 太一, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「断熱設計された波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯小型対称 2 モード Y 分岐導波路」, 電子情報通信学会総合大会, C-3_4-08, 広島, 2024 年 3 月.
- [10] 村椿 太一, 佐藤 孝憲, 齊藤 晋聖, 「波長 $2\text{ }\mu\text{m}$ 帯向けシリコンノンブロッキング 4 モード交換器の提案」, 電子情報通信学会総合大会, C-3_C-4-22, 東京, 2025 年 3 月.