



Title	波面整合法設計モード制御デバイスに関する研究
Author(s)	澤田, 祐甫
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第15078号
Issue Date	2022-03-24
DOI	<a href="https://doi.org/10.14943/doctoral.k15078">https://doi.org/10.14943/doctoral.k15078</a>
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/88156">https://hdl.handle.net/2115/88156</a>
Type	doctoral thesis
File Information	Yusuke_Sawada.pdf



博士学位論文

波面整合法設計モード制御デバイスに関する研究

A Study on Mode Controlling Devices

Designed by Wavefront Matching Method

北海道大学 大学院情報科学院

Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University

澤田 祐甫

Yusuke Sawada

## 本論文中の著作物について(Copyright Notice)

本論文には, IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.) および Optica Publishing Group によって既に出版されている論文が含まれている. 日本語訳された既出版論文と本論文との対応は, 次の通りである.

### 第 3 章

© 2018 IEEE.

Reprinted, with permission, from Y. Sawada *et al.*, Development of the wavefront matching method based on the 3-D finite-element method and its application to Si-wire mode converters, Journal of Lightwave Technology, Sep. 2018.

### 第 4 章

© 2020 Optica Publishing Group.

Reprinted, with permission, from Y. Sawada *et al.*, Broadband and compact silicon mode converter designed using a wavefront matching method, Optics Express, Dec. 2020.

### 第 5 章

© 2021 Optica Publishing Group.

Reprinted, with permission, from Y. Sawada *et al.*, Broadband silicon four-mode multi/demultiplexer designed by wavefront matching method, Optics Express, Aug. 2021.

## 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 2次元ベクトル有限要素法.....	4
2.3 3次元ベクトル有限要素法.....	7
2.4 3次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法.....	12
第3章 3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法の開発.....	16
3.1 まえがき.....	16
3.2 ビーム伝搬法に基づく波面整合法の定式化.....	16
3.3 3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法.....	17
3.4 開発した波面整合法によるモード変換器の設計.....	18
3.5 離散フーリエ変換による最適構造の高周波成分の影響の調査.....	26
3.6 まとめ.....	28
第4章 波面整合法設計モード変換器の実験的実証.....	29
4.1 まえがき.....	29
4.2 モード変換器の波面整合法設計.....	30
4.3 作製したモード変換器の実験結果.....	36
4.4 まとめ.....	38
第5章 波面整合法設計4モード合分波器の実験的実証.....	39
5.1 まえがき.....	39
5.2 非対称方向性結合器型モード合分波器の波面整合法設計.....	40
5.3 作製したモード合分波器の実験結果.....	43
5.4 テーパー構造を導入した非対称方向性結合器の波面整合法設計.....	48
5.5 まとめ.....	54
第6章 高屈折率差導波路における波面整合法の効果的な適用.....	55
6.1 まえがき.....	55
6.2 高屈折率差導波路ための波面整合法の新たなアルゴリズム.....	56
6.3 提案手法によるモード変換器の設計.....	57
6.4 まとめ.....	62
第7章 任意4モード変換器の提案.....	63
7.1 まえがき.....	63
7.2 任意4モード変換器の設計と結果.....	63
7.3 まとめ.....	68
第8章 結論.....	69
謝辞.....	70
参考文献.....	71
本学位論文に関する研究業績.....	76

# 第 1 章

## 序論

世界のインターネットユーザ数や 1 人当たりのネットワークデバイス数は、年々増加しており、データ通信の需要が急増している[1]. その多くはデータセンタが関係し、データセンタ内の通信が 70%以上を占めていることから[2], データセンタ内の通信機器の大容量化・低消費電力化が急務となっている. 従来の電気配線は、通信容量や消費電力の観点から限界を迎えつつあり、大容量・低消費電力な光インターコネクタ技術への転換が重要である. 光インターコネクタ技術として、最も有望な技術がシリコンフォトニクスである[3-8]. シリコン光デバイスは、成熟した CMOS 技術によって低コストで量産可能であることが大きな利点であり、電気回路と光回路の一括集積が実現される. 光回路における大容量化を可能とするのが、導波路デバイスによる多重化技術である. 現在主流の波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 技術[9-12]に加え、偏波分割多重技術[13-19], モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) 技術[20-42]等が挙げられる. 将来必要となるチップレベルの超短距離通信においては、さらなる高密度集積が要求されるため、追加の光源を必要としない MDM 技術の利用が有効である. マルチモードシリコンフォトニクスの実現のため、シリコン導波路型のモード合分波器 [20-24,27,28,32,38,40], モード変換器[25,26,31,36,37,39,40,42], マルチモード交差[30,34,41], マルチモードパワースプリッタ[29,33,35]等、様々なモード制御デバイスが報告されてきた.

モード制御デバイスの多くは、非対称方向性結合器, マルチモード干渉結合器, Y 分岐等の基本的な構造を用いて設計することが可能である. 一般的には、所望の特性を得るために、基本構造の寸法を最適化することや基本構造の一部に工夫を加えることが行われる. しかしながら、それぞれの基本構造の特徴から大きな改善や変化は見込めず、小型・低損失動作・広帯域動作等の優れた特徴を有するデバイスを設計するには限界がある. そこで、コアの内部に構造的な自由度を与え、デバイスの高機能化や小型化を追求する研究が盛んに行われている[17,19,32,34,35]. 大規模な計算資源や並列計算技術を利用して、導波路の伝搬解析, 事前に準備した評価指標の計算, 導波路構造の更新で構成される最適化のプロセスが、十分な性能が得られるまで繰り返される. このような最適化手法の 1 つに波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法がある[43-48]. WFM 法は、コアの外形のみに構造的な自由度を与えて使用されており、コアとクラッドの屈折率差の小さい石英系光導波路デバイスの設計で実績のある最適化手法である[43-45,47]. コアの外形のみに構造的な自由度を与えて最適化することは、シリコン光デバイスの大きな利点である量産性の観点からも望ましいといえる. しかし、屈折率差の大きなシリコン光導波路デバイスの設計に波面整合法を使用する場合、導波路の伝搬解析にはフルベクトル波解析が必要である. また、屈折率差が大きいため反射が生じやすく、従来のビーム伝搬法に基づく波面整合法では、適用できる構造に制限があった.

そこで本研究では、初めに、様々な形状のシリコン導波路デバイスの波面整合法設計を可能と

するため、新たな波面整合法を開発している。主に、モード制御デバイスの広帯域化のために波面整合法を用いており、設計したモード制御デバイスの試作及び測定実験を通し、実験的な実証を行っている。

本論文の構成内容は、以下の通りである。

第1章では、本研究の背景及び目的を述べている。

第2章では、本研究の数値解析に用いた、2次元ベクトル有限要素法[49]、導波路不連続問題のための3次元ベクトル有限要素法[50]、3次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法[51,52]の定式化を行っている。

第3章では、導波路不連続問題のための3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法を開発し、シリコン導波路型のモード変換器の設計を通して、開発した波面整合法の有用性を示している[53]。従来の波面整合法は、解析可能な構造に制限のあるビーム伝搬法に基づいており、適用できる構造が限られていた。開発した波面整合法は、様々な形状のシリコン導波路デバイスの波面整合法設計を可能とするものである。

第4章では、波面整合法設計シリコン導波路型モード変換器の提案を行っている[54]。複数の波長で同時に波面整合法による最適化を行った結果、設計したモード変換器が広帯域に動作することを理論的かつ実験的に示している。また、波面整合法設計シリコン導波路の初めての実験的な実証となった。シリコンチップの作製には、量産性に優れるフォトリソグラフィ技術が使用されており、波面整合法設計シリコン導波路デバイスが産業的な観点からも有用であるといえる。

第5章では、波面整合法設計シリコン導波路型4モード合分波器の提案を行っている[55]。提案した4モード合分波器は、波面整合法で設計した3つの非対称方向性結合器で構成される。複数の波長で同時に波面整合法による最適化を行った結果、設計した非対称方向性結合器が広帯域に動作することを理論的かつ実験的に示している。また、4モード合分波器が広帯域に動作することを実験的に示している。提案した4モード合分波器は、広帯域動作が要求される波長分割多重技術及びモード分割多重技術の併用システムにおいて有用であるといえる。さらに、非対称方向性結合器の一部にテーパ導波路を導入することで、さらなる広帯域化及び低損失化が可能であることを理論的に示している。

第6章では、シリコン導波路デバイスの波面整合法設計において、安定的に高性能な構造を得るための波面整合法の適用方法を考案し、その有用性を示している。波面整合法を用いてモード変換器やモード合分波器等を設計してきたが、初期構造のパラメータによって、十分な性能改善が得られないことや、屈折率分布の更新が収束しないことがあった。その主な原因は、一度の屈折率分布の更新による位相変化量が大きく、波面整合法の理論が成立しない場合が生じることであった。新たに考案した手法は、デバイスの性能達成率に応じて、一度の屈折率分布の更新による位相変化量を制御することで、安定的な波面整合法設計を可能とするものである。

第7章では、任意4モード変換器の提案を行っている[56]。任意4モード変換器は、基本モードの入力に対して、選択的に4つのモードのいずれかに変換して出力するデバイスである。任意

4モード変換器の構成素子として、波面整合法設計モード変換器が含まれている。任意4モード変換器については、理論的な実証まで行っている。

第8章では、本研究により得られ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

本論文では、光導波路を伝搬する光波の様子を求めるために、有限要素法を用いた周波数領域解析を行っている。有限要素法は、解析領域を微小な要素に分割し、要素ごとに離散的なモデルを構築し、それらから全体方程式を組み立てて解析を行う。解析領域を微小な要素に分割しているため、任意の形状に対して適用可能であり、極めて汎用性が高い数値解析手法である。そのため、伝搬方向に一樣な構造を解析する固有モード解析に加え、導波路構造が伝搬方向に対して変化するような構造の伝搬解析が可能である。

本章では、固有モード解析に用いる2次元ベクトル有限要素法[49]、伝搬解析に用いる3次元ベクトル有限要素法[50]、3次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法[51,52]の定式化を行っている。

#### 2.2 2次元ベクトル有限要素法

$z$ 軸方向に一樣な媒質かつ一樣な構造の3次元光導波路を考える。このような3次元光導波路の固有モード解析を行うために、図2.1に示すような $xy$ 断面について解析を行う。単一角周波数 $\omega$  [rad/s]の電磁界を想定し、

$$\mathbf{e}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{E}}(x, y) \exp \{ j(\omega t - \beta z) \} \right] \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{h}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{H}}(x, y) \exp \{ j(\omega t - \beta z) \} \right] \quad (2.1b)$$

$$\mathbf{d}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{D}}(x, y) \exp \{ j(\omega t - \beta z) \} \right] \quad (2.1c)$$

$$\mathbf{b}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{B}}(x, y) \exp \{ j(\omega t - \beta z) \} \right] \quad (2.1d)$$

のように関係付けられるフェーザ表示の電界 $\tilde{\mathbf{E}}$  [V/m]、磁界 $\tilde{\mathbf{H}}$  [A/m]、電束密度 $\tilde{\mathbf{D}}$  [C/m<sup>2</sup>]、磁束密度 $\tilde{\mathbf{B}}$  [Wb/m<sup>2</sup>]と次に示す線形かつ分散性のない異方性媒質に対する構成方程式

$$\mathbf{d} = [\boldsymbol{\varepsilon}] \mathbf{e} = \varepsilon_0 [\boldsymbol{\varepsilon}_r] \mathbf{e} \quad (2.2a)$$

$$\mathbf{b} = [\boldsymbol{\mu}] \mathbf{h} = \mu_0 [\boldsymbol{\mu}_r] \mathbf{h} \quad (2.2b)$$

を用いると、波源がない場合の周波数領域のマクスウェルの方程式は次のように書ける。

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\mu_0 [\boldsymbol{\mu}_r] \tilde{\mathbf{H}} \quad (2.3a)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = j\omega\varepsilon_0 [\boldsymbol{\varepsilon}_r] \tilde{\mathbf{E}} \quad (2.3b)$$

$$\nabla \cdot \tilde{\mathbf{D}} = 0 \quad (2.3c)$$

$$\nabla \cdot \tilde{\mathbf{B}} = 0 \quad (2.3d)$$

$\beta$  [rad/m]は伝搬定数を表す。 $\varepsilon_0 (= 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m})$ は真空誘電率、 $\mu_0 (= 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m})$ は真空透磁率、 $[\boldsymbol{\varepsilon}]$ は誘電率テンソル、 $[\boldsymbol{\mu}]$ は透磁率テンソル、 $[\boldsymbol{\varepsilon}_r]$ は比誘電率テンソル、 $[\boldsymbol{\mu}_r]$ は比透磁率テンソル

ルである。

図 2.1 に示すような 3 次元光導波路の  $xy$  断面の解析において，解析領域端で生じる非物理的な反射を抑えるため，解析領域の周囲に異方性完全整合層(Perfectly Matched Layer: PML)[57]を装荷している．PML パラメータを含む誘電率テンソル $[\varepsilon]_{\text{PML}}$ と透磁率テンソル $[\mu]_{\text{PML}}$ は次のように表される．

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

$$[\mu]_{\text{PML}} = \mu_0 [\Lambda] \quad (2.4b)$$

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

$n$  は屈折率， $s_x, s_y, s_z$  は表 2.1 に示すような PML パラメータであり，非 PML 領域は 1.0 である．なお，表 2.1 の  $s_i$  は次式で表される．

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

$d_i$  は PML の厚さ， $\rho$  は PML 表面からの距離， $\delta_i$  は PML 端( $\rho = d_i$ )における損失角である．式(2.3a)，(2.3b)に対して式(2.4)–(2.6)を適用して異方性 PML を装荷し，基本式を導くと次式が得られる．

$$(\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times \left[ p [\Lambda]^{-1} (\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times \Phi \right] - k_0^2 q [\Lambda] \Phi = \mathbf{0} \quad (2.7)$$

$$p = 1, q = n^2 \quad \text{for } \Phi = \mathbf{E} \quad (2.8a)$$

$$p = \frac{1}{n^2}, q = 1 \quad \text{for } \Phi = \mathbf{H} \quad (2.8b)$$

$k_0$  は自由空間波数， $\nabla_t \equiv (\partial/\partial x)\mathbf{i}_x + (\partial/\partial y)\mathbf{i}_y$  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 に示した 3 次元光導波路の断面を図 2.2 に示すような曲辺エッジ/ノードルハイブリッド要素を用いて分割し，電磁界ベクトル  $\Phi$  を次のように定義する．

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_x \\ \Phi_y \\ \Phi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\varphi_i\}_e \\ \{V\}^T \{\varphi_i\}_e \\ j\beta \{N\}^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$\{U\}, \{V\}$  は三角形エッジ要素に対する形状関数ベクトル， $\{N\}$  は三角形ノードル要素に対する形状関数ベクトルである．上添字  $T$  は転置，下添字  $e$  は要素に関する量であることを意味する．

$\{\varphi_i\}, \{\varphi_z\}$  はそれぞれエッジ変数ベクトル，ノードル変数ベクトルである．式(2.9)を式(2.7)に代入し，標準の有限要素法[58]を適用すると次の行列固有値方程式が得られる．

$$\begin{bmatrix} [K_u] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\varphi_i\} \\ \{\varphi_z\} \end{bmatrix} - \beta^2 \begin{bmatrix} [M_u] & [M_{uz}] \\ [M_{uz}] & [M_z] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\varphi_i\} \\ \{\varphi_z\} \end{bmatrix} = \{0\} \quad (2.10)$$

$$[K_{tt}] = \sum_e \iint_e \left[ \begin{array}{c} k_0^2 q \frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + k_0^2 q \frac{s_y s_z}{s_x} \{V\} \{V\}^T - p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \\ - p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + p \frac{s_z}{s_x s_y} \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \end{array} \right] dx dy \quad (2.11a)$$

$$[M_{tt}] = \sum_e \iint_e \left[ p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \{U\}^T + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \{V\}^T \right] dx dy \quad (2.11b)$$

$$[M_{tz}] = [M_{zt}]^T = \sum_e \iint_e \left[ p \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right] dx dy \quad (2.11c)$$

$$[M_{zz}] = \sum_e \iint_e \left[ p \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p \frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} - k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \{N\} \{N\}^T \right] dx dy \quad (2.11d)$$

$\Sigma_e$ は全要素についての和、 $\iint_e$ は各要素領域における積分を表す．式(2.10)を解くことにより，伝搬定数 $\beta$ および電磁界の固有ベクトル $\{\varphi_t\}$ ， $\{\varphi_z\}$ を求めることができる．

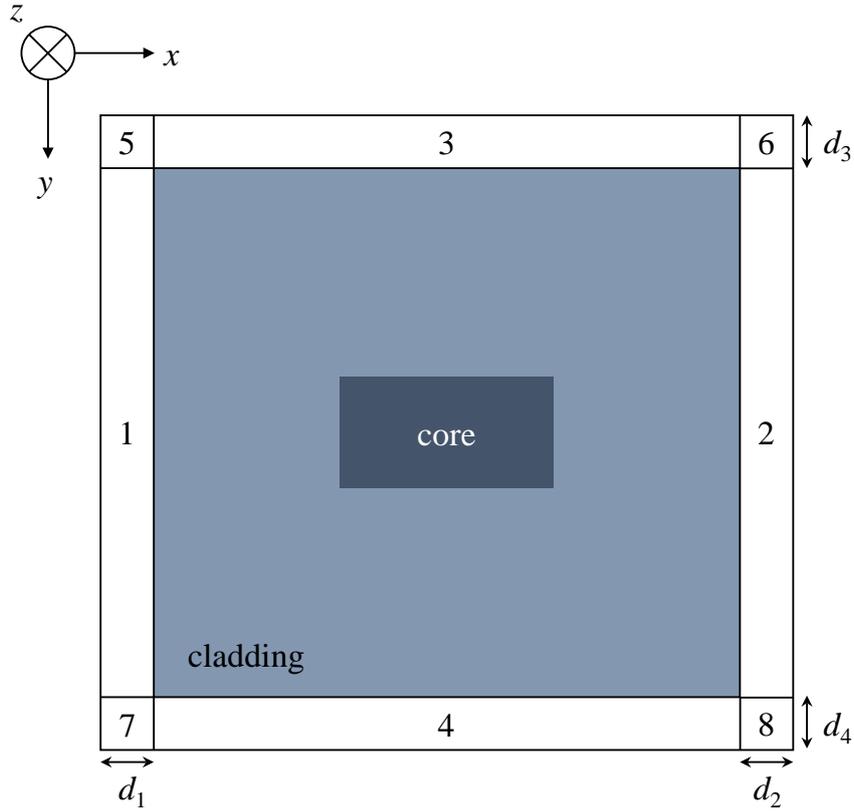


図 2.1 解析領域の周囲に異方性 PML を装荷した 3 次元導波路の xy 断面図

表 2.1 PML パラメータ

Parameter	Region							
	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	$s_3$	$s_4$	$s_3$	$s_3$	$s_4$	$s_4$
$s_z$	1	1	1	1	1	1	1	1

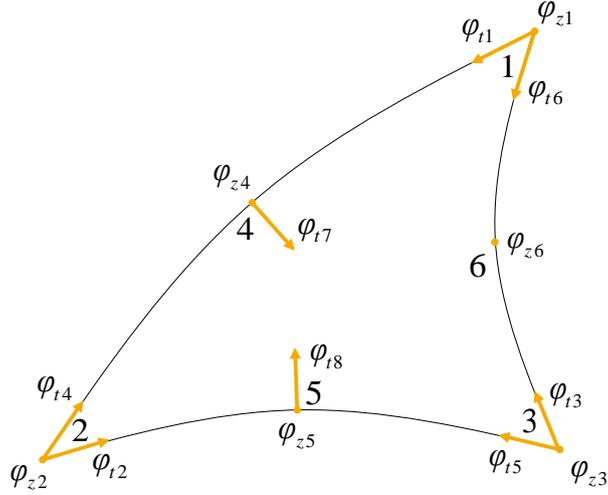


図 2.2 曲辺エッジ/ノーダルハイブリッド要素

### 2.3 3次元ベクトル有限要素法

図 2.3 に示すような 3 次元導波路構造を考える．解析領域端において発生する非物理的な反射を抑えるため，解析領域の周囲には PML を領域 1-7 に装荷している．PML パラメータを含む誘電率テンソル $[\epsilon]_{\text{PML}}$ と透磁率テンソル $[\mu]_{\text{PML}}$ は式(2.4)，(2.5)で与えられる．非 PML 領域では  $s_x = s_y = s_z = 1$  である．単一角周波数  $\omega$  [rad/s] の電磁界を想定し，

$$\mathbf{e}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{E}}(x, y, z) \exp(j\omega t) \right] \quad (2.12a)$$

$$\mathbf{h}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{H}}(x, y, z) \exp(j\omega t) \right] \quad (2.12b)$$

$$\mathbf{d}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{D}}(x, y, z) \exp(j\omega t) \right] \quad (2.12c)$$

$$\mathbf{b}(x, y, z, t) = \text{Re} \left[ \tilde{\mathbf{B}}(x, y, z) \exp(j\omega t) \right] \quad (2.12d)$$

のように関係付けられるフェーザ表示の電界  $\tilde{\mathbf{E}}$  [V/m]，磁界  $\tilde{\mathbf{H}}$  [A/m]，電束密度  $\tilde{\mathbf{D}}$  [C/m<sup>2</sup>]，磁束密度  $\tilde{\mathbf{B}}$  [Wb/m<sup>2</sup>] と式(2.2)で与えられる構成方程式から得られるマクスウェルの方程式は式(2.3)と同様である．基本式は次式で与えられる．

$$\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi = \mathbf{0} \quad (2.13)$$

$$[p] = [\mu_r]^{-1}, \quad [q] = [\epsilon_r] \quad \text{for } \Phi = \mathbf{E} \quad (2.14a)$$

$$[p] = [\epsilon_r]^{-1}, \quad [q] = [\mu_r] \quad \text{for } \Phi = \mathbf{H} \quad (2.14b)$$

$k_0$  は自由空間波数,  $\Phi$  は電磁界ベクトルを表す. 任意の 3 次元領域  $\Omega$  における式(2.13)の汎関数  $F$  は, 式(2.13)の左辺に  $\Phi^*$  を内積の形で作用させ, 領域  $\Omega$  にわたり積分したもので与えられ, 次のように表される. 上添字\*は, 複素共役を表す.

$$F = \iiint_{\Omega} \Phi^* \cdot [\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi] dx dy dz \quad (2.15)$$

ここで, ベクトル公式

$$\nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] = ([p] \nabla \times \Phi) \cdot (\nabla \times \Phi^*) - \Phi^* \cdot [\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi)] \quad (2.16)$$

を用いて, 式(2.15)を式変形すると, 次式が得られる.

$$F = \iiint_{\Omega} [(\nabla \times \Phi^*) \cdot ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 \Phi^* \cdot ([q] \Phi)] dx dy dz - \iiint_{\Omega} \nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy dz \quad (2.17)$$

第 2 項は, ガウスの定理とベクトル公式により次のように表される.

$$\iiint_{\Omega} \nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy dz = - \iint_{\Gamma} \Phi^* \cdot [\mathbf{i}_n \times ([p] \nabla \times \Phi)] d\Gamma \quad (2.18)$$

また, 式(2.18)を式(2.17)に代入することで, 汎関数  $F$  は次のように書ける.

$$F = \iiint_{\Omega} [(\nabla \times \Phi^*) \cdot ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 \Phi^* \cdot ([q] \Phi)] dx dy dz + \iint_{\Gamma} \Phi^* \cdot [\mathbf{i}_n \times ([p] \nabla \times \Phi)] d\Gamma \quad (2.19)$$

$\Gamma$  は領域  $\Omega$  の境界,  $\mathbf{i}_n$  は外向き単位法線ベクトルを表す. 次に, 図 2.4 に示すような LT/QN(Linear-Tangential/Quadratic-Normal)四面体エッジ要素[59]を適用すると, 要素ごとの電磁界ベクトル  $\Phi$  は, 次のように表される.

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_x \\ \Phi_y \\ \Phi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\varphi\}_e \\ \{V\}^T \{\varphi\}_e \\ \{W\}^T \{\varphi\}_e \end{bmatrix} = [N]^T \{\varphi\}_e \quad (2.20)$$

$$[N] = [\{U\} \quad \{V\} \quad \{W\}] \quad (2.21)$$

上添字  $T$  は転置を表す.  $\{U\}$ ,  $\{V\}$ ,  $\{W\}$  は, それぞれ  $\Phi_x$ ,  $\Phi_y$ ,  $\Phi_z$  に対する形状関数ベクトルであり,  $\{\varphi\}_e$  はエッジ変数ベクトルである. 式(2.20)を用いて,  $\nabla \times \Phi$  を計算すると次のようになる.

$$\nabla \times \Phi = \begin{bmatrix} (\{W_y\}^T - \{V_z\}^T) \{\varphi\}_e \\ (\{U_z\}^T - \{W_x\}^T) \{\varphi\}_e \\ (\{V_x\}^T - \{U_y\}^T) \{\varphi\}_e \end{bmatrix} = [D]^T \{\varphi\}_e \quad (2.22)$$

$$[D] = [\{W_y\} - \{V_z\} \quad \{U_z\} - \{W_x\} \quad \{V_x\} - \{U_y\}] \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} \{U_y\} \equiv \frac{\partial \{U\}}{\partial y}, & \{U_z\} \equiv \frac{\partial \{U\}}{\partial z} \\ \{V_z\} \equiv \frac{\partial \{V\}}{\partial z}, & \{V_x\} \equiv \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \\ \{W_x\} \equiv \frac{\partial \{W\}}{\partial x}, & \{W_y\} \equiv \frac{\partial \{W\}}{\partial y} \end{cases} \quad (2.24)$$

図 2.3(b)のように、領域  $\Omega$  を  $\Omega_1$ ,  $\Omega_2$  の 2 つの領域に分割し、それぞれの領域における電磁界ベクトルを  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  とし、式(2.20), (2.22)を式(2.19)に代入し、全要素についての和をとる。その際、要素境界において電磁界の接線成分が連続になり、解析領域内部の隣接要素間で相殺されるため、境界  $\Gamma$  と PML の外側境界以外では境界積分項を無視してよい。また、PML の外側境界において電磁界が 0 になることを考慮すると次のようになる。

$$F = \{\varphi\}^\dagger [P] \{\varphi\} + \{\varphi\}^\dagger \sum_e' \iint_e [N]_\Gamma \left[ -\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_1) + \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_2) \right] d\Gamma \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} [P] &= \sum_e \iiint_e \left( [D][p][D]^T - k_0^2 [N][q][N]^T \right) dx dy dz \\ &= \sum_e \iiint_e \begin{bmatrix} p_{xx} \left( \{W_y\} \{W_y\}^T - \{W_y\} \{V_z\}^T - \{V_z\} \{W_y\}^T + \{V_z\} \{V_z\}^T \right) \\ + p_{yy} \left( \{U_z\} \{U_z\}^T - \{U_z\} \{W_x\}^T - \{W_x\} \{U_z\}^T + \{W_x\} \{W_x\}^T \right) \\ + p_{zz} \left( \{V_x\} \{V_x\}^T - \{V_x\} \{U_y\}^T - \{U_y\} \{V_x\}^T + \{U_y\} \{U_y\}^T \right) \\ - k_0^2 \left( q_{xx} \{U\} \{U\}^T + q_{yy} \{V\} \{V\}^T + q_{zz} \{W\} \{W\}^T \right) \end{bmatrix} dx dy dz \end{aligned} \quad (2.26)$$

上添字 $\dagger$ は複素共役転置を表す。 $\Sigma_e$ は全要素についての和、 $\Sigma_e'$ は境界  $\Gamma$  に関する要素の和をそれぞれ表している。 $[N]_\Gamma$ は境界  $\Gamma$  に関する形状関数ベクトルからなる行列であり、 $p_{xx}$ ,  $p_{yy}$ ,  $p_{zz}$ は  $[p]$ の対角成分、 $q_{xx}$ ,  $q_{yy}$ ,  $q_{zz}$ は  $[q]$ の対角成分である。式(2.25)に変分原理を適用すると次式が導かれる。

$$\begin{bmatrix} [P]_{00} & [P]_{0\Gamma} \\ [P]_{\Gamma 0} & [P]_{\Gamma\Gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\varphi\}_0 \\ \{\varphi\}_\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ \{\Psi\}_\Gamma \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum_e' \iint_e [N]_\Gamma \left[ \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_1) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_2) \right] d\Gamma \quad (2.28)$$

$\{\varphi\}_0$ は境界  $\Gamma$  を除く解析領域内の全エッジ変数ベクトル、 $\{\varphi\}_\Gamma$ は境界  $\Gamma$  上の全エッジ変数ベクトルである。 $[P]_{00}$ ,  $[P]_{0\Gamma}$ ,  $[P]_{\Gamma 0}$ ,  $[P]_{\Gamma\Gamma}$ は  $[P]$ の部分行列である。電磁界  $\Phi_i$  ( $i=1, 2$ )を入射界  $\Phi_{in,i}$  と散乱界  $\Phi_{scat,i}$  の和として表すと次のようになる。

$$\Phi_i = \Phi_{in,i} + \Phi_{scat,i} \quad (2.29)$$

境界  $\Gamma$  における電磁界の接線成分の連続性から、次式が得られる。

$$\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{scat,1}) = \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{scat,2}) \quad (2.30)$$

ゆえに、式(2.28)は次のようになる。

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum_e' \iint_e [N]_\Gamma \left[ \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{in,1}) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{in,2}) \right] d\Gamma \quad (2.31)$$

ここで、入射界を次のように定義する.

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_{\text{in},1} = A\boldsymbol{\Phi}_{2\text{D},1}(x,y)\exp(-j\beta z) \\ \boldsymbol{\Phi}_{\text{in},2} = A\boldsymbol{\Phi}_{2\text{D},2}(x,y)\exp(j\beta z) \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{2\text{D},1} = \begin{bmatrix} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ j\beta \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.33\text{a})$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{2\text{D},2} = \begin{bmatrix} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ -j\beta \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.33\text{b})$$

$A$  は入射界の振幅,  $\boldsymbol{\Phi}_{2\text{D},i}$  は入射界の 2 次元分布関数,  $\beta$  は入射界の伝搬定数である.  $\{U_{2\text{D}}\}$ ,  $\{V_{2\text{D}}\}$  はエッジ要素に対する形状関数ベクトルであり,  $\{N_{2\text{D}}\}$  はノードル要素に対する形状関数ベクトルである. 式(2.32)を式(2.31)に代入すると次のようになる.

$$\{\Psi\}_\Gamma = 2j\beta \sum'_e \iint \left[ \begin{array}{l} \left( p_{yy} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma^T + p_{xx} \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma^T \right) \{\varphi_t\}_e \\ + \left( p_{yy} \{U_{2\text{D}}\}_\Gamma \frac{\partial \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T}{\partial x} + p_{xx} \{V_{2\text{D}}\}_\Gamma \frac{\partial \{N_{2\text{D}}\}_\Gamma^T}{\partial y} \right) \{\varphi_z\}_e \end{array} \right] d\Gamma \quad (2.34)$$

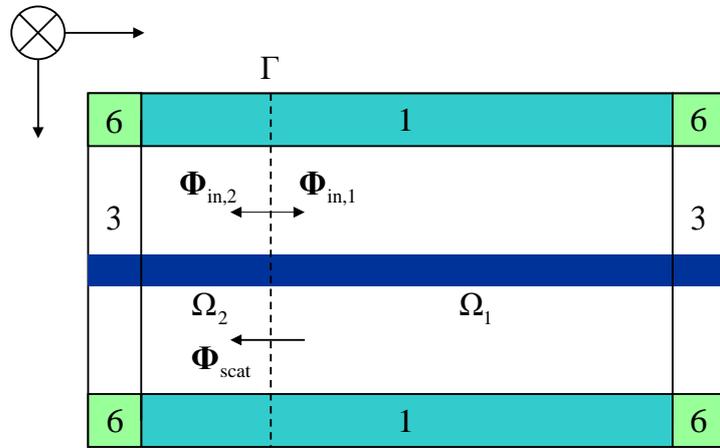
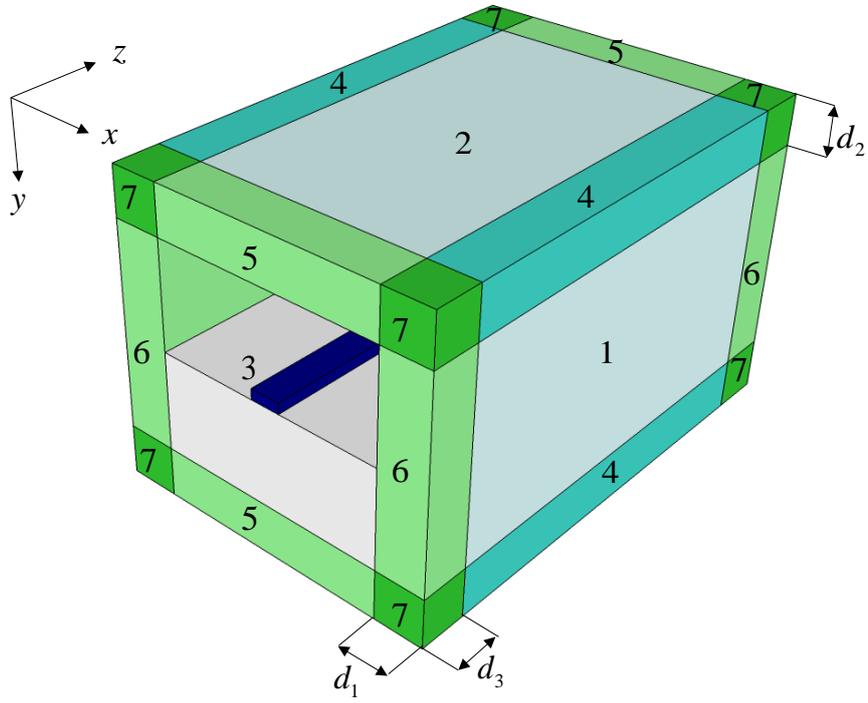


図 2.3 周囲を異方性 PML で囲んだ 3 次元光導波路

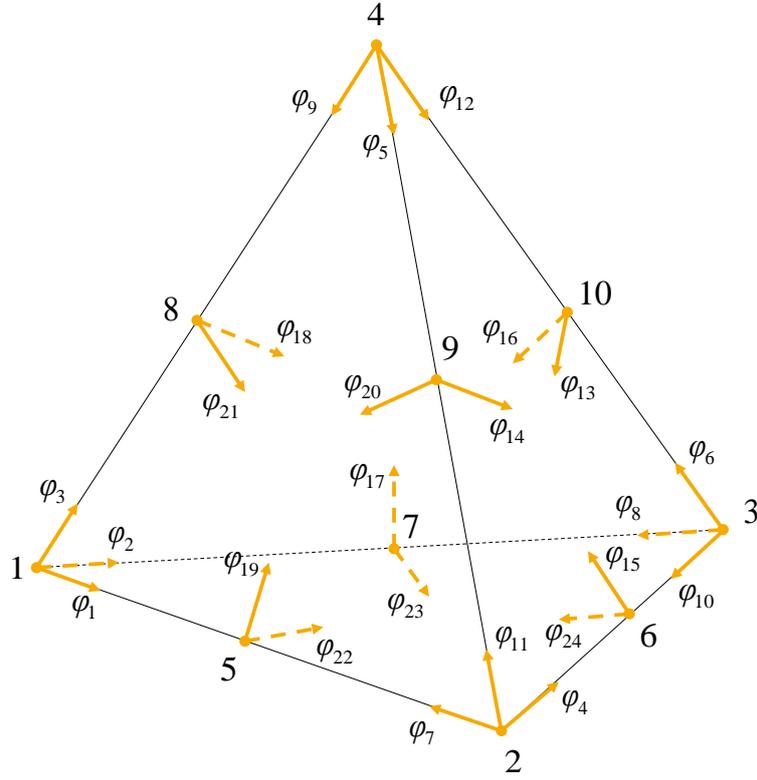


図 2.4 LT/QN 四面体エッジ要素

## 2.4 3次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法

単一角周波数  $\omega$  で正弦波振動する電磁界ベクトルは、次のように表される。

$$\mathbf{e}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{E}}(x, y, z)\exp(j\omega t)] \quad (2.35a)$$

$$\mathbf{h}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{H}}(x, y, z)\exp(j\omega t)] \quad (2.35b)$$

一般的な光導波路に PML を装荷した周波数領域におけるマクスウェルの方程式は次のように表される。

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\mu_0[\Lambda]\tilde{\mathbf{H}} \quad (2.36a)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = j\omega\varepsilon_0 n^2[\Lambda]\tilde{\mathbf{E}} \quad (2.36b)$$

$\mu_0$  は真空中の透磁率,  $\varepsilon_0$  は真空中の誘電率,  $n$  は屈折率である。  $[\Lambda]$  は PML パラメータを含むテンソルであり, 式(2.5)と同様である。  $[\Lambda]$  は対角行列となるため,  $[\Lambda]^{-1}$  もまた対角行列である。式(2.36)から次のような波動方程式が得られる。

$$\nabla \times \left( \frac{1}{n^2}[\Lambda]^{-1} \nabla \times \tilde{\mathbf{H}} \right) - k_0^2[\Lambda]\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{0} \quad (2.37)$$

ここで,  $(1/n^2)[\Lambda]^{-1} \rightarrow [p]$ ,  $[\Lambda] \rightarrow [q]$  とする。  $[p]$  の対角成分を  $p_x, p_y, p_z$ ,  $[q]$  の対角成分を  $q_x, q_y, q_z$  と記す。  $[p]$  および  $[q]$  を用いて式(2.37)を書き換えると次のように表される。

$$\nabla \times ([p]\nabla \times \tilde{\mathbf{H}}) - k_0^2[q]\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{0} \quad (2.38)$$

$k_0$  は自由空間波数である。 また,  $k_0 = \omega(\mu_0\varepsilon_0)^{1/2}$  の関係を利用している。 ここで, 磁界ベクトルを

次のようにおく．ただし， $n_0$ は参照屈折率である．

$$\tilde{\mathbf{H}}(x, y, z) = \mathbf{H}(x, y, z) \exp(-jk_0 n_0 z) = \begin{bmatrix} H_x \exp(-jk_0 n_0 z) \\ H_y \exp(-jk_0 n_0 z) \\ H_z \exp(-jk_0 n_0 z) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

さらに，未知数を増加させずに広角ビーム伝搬を扱うため，磁界ベクトルを次のように変形する．

$$\tilde{\mathbf{H}}(x, y, z) = \begin{bmatrix} H_x \exp(-jk_0 n_0 z) \\ H_y \exp(-jk_0 n_0 z) \\ j \frac{\partial}{\partial z} (H'_z \exp(-jk_0 n_0 z)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_x \exp(-jk_0 n_0 z) \\ H_y \exp(-jk_0 n_0 z) \\ j \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) H'_z \exp(-jk_0 n_0 z) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

式(2.40)を式(2.38)に代入すると次式が得られる．

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} \left( p_z \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \right) - p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 H_x + p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 j \frac{\partial}{\partial x} H'_z \\ p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 j \frac{\partial}{\partial y} H'_z - p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 H_y - \frac{\partial}{\partial x} \left( p_z \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \right) \\ \frac{\partial}{\partial x} \left( p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) \left( H_x - j \frac{\partial H'_z}{\partial x} \right) \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left( p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) \left( j \frac{\partial H'_z}{\partial y} - H_y \right) \right) \end{bmatrix} = k_0^2 [q] \mathbf{H} \quad (2.41)$$

解析する  $xy$  断面をエッジ/ノードルハイブリッド要素を用いて分割し，式(2.40)を考慮すると，磁界ベクトル  $\mathbf{H}$  は次式で表される．

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H'_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{h_t\}_e \\ \{V\}^T \{h_t\}_e \\ j \{N\}^T \{h'_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

式(2.42)を式(2.41)に成分ごとに代入すると， $x$ 成分は，

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial y} \left( p_z \left( \frac{\partial \{V\}^T \{h_t\}_e}{\partial x} - \frac{\partial \{U\}^T \{h_t\}_e}{\partial y} \right) \right) \\ & - p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \{U\}^T \{h_t\}_e - p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \frac{\partial \{N\}^T \{h'_z\}_e}{\partial x} \\ & = k_0^2 q_x \{U\}^T \{h_t\}_e \end{aligned} \quad (2.43a)$$

$y$ 成分は，

$$\begin{aligned} & - p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \frac{\partial \{N\}^T \{h'_z\}_e}{\partial y} - p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \{V\}^T \{h_t\}_e \\ & - \frac{\partial}{\partial x} \left( p_z \left( \frac{\partial \{V\}^T \{h_t\}_e}{\partial x} - \frac{\partial \{U\}^T \{h_t\}_e}{\partial y} \right) \right) \\ & = k_0^2 q_y \{V\}^T \{h_t\}_e \end{aligned} \quad (2.43b)$$

$z$ 成分は，

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial}{\partial x} \left( p_y \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) \left( \{U\}^T \{h_t\}_e + \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} \{h'_z\}_e \right) \right) \\
& + \frac{\partial}{\partial y} \left( p_x \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) \left( \{V\}^T \{h_t\}_e + \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \{h'_z\}_e \right) \right) \\
& = jk_0^2 q_z \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right) \{N\}^T \{h'_z\}_e
\end{aligned} \tag{2.43c}$$

と表される。\$\{U\}\$, \$\{V\}\$は三角形エッジ要素に対する形状関数ベクトル, \$\{N\}\$は三角形ノードル要素に対する形状関数ベクトルである。\$\{h\_t\}\$, \$\{h'\_z\}\$はそれぞれ横磁界ベクトル, 縦磁界ベクトルであり, 上添字 \$T\$は転置, 下添字 \$e\$は要素に関する量であることを表す。ガラーキン法に基づき, 式(2.43)に形状関数ベクトルをかけて FEM を適用すると,

\$x\$成分は,

$$\begin{aligned}
& \iint \left\{ p_z \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} \{h_t\}_e - p_z \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \{h_t\}_e \right\} dx dy \\
& + \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \iint \left\{ p_y \{U\} \{U\}^T \{h_t\}_e + p_y \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} \{h'_z\}_e \right\} dx dy \\
& + \iint k_0^2 q_x \{U\} \{U\}^T \{h_t\}_e dx dy = 0
\end{aligned} \tag{2.44a}$$

\$y\$成分は,

$$\begin{aligned}
& \iint \left( p_z \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \{h_t\}_e - p_z \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} \{h_t\}_e \right) dx dy \\
& + \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \iint \left\{ p_x \{V\} \{V\}^T \{h_t\}_e + p_x \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \{h'_z\}_e \right\} dx dy \\
& + \iint k_0^2 q_y \{V\} \{V\}^T \{h_t\}_e dx dy = 0
\end{aligned} \tag{2.44b}$$

\$z\$成分は,

$$\begin{aligned}
& \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \iint \left\{ p_y \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \{U\}^T \{h_t\}_e + p_y \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} \{h'_z\}_e \right\} dx dy \\
& + \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \iint \left\{ p_x \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \{V\}^T \{h_t\}_e + p_x \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \{h'_z\}_e \right\} dx dy \\
& - \left( \frac{\partial}{\partial z} - jk_0 n_0 \right)^2 \iint k_0^2 q_z \{N\} \{N\}^T \{h'_z\}_e dx dy = 0
\end{aligned} \tag{2.44c}$$

式(2.44)を横磁界ベクトルおよび縦磁界ベクトルに関する式に分けて整理すると次の行列方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial z^2} \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix} - j2k_0 n_0 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix} + \left( \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} - k_0^2 n_0^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ \{0\} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$[M_{tt}] = \sum_e \iint_e \left\{ p_y \{U\} \{U\}^T + p_x \{V\} \{V\}^T \right\} dx dy \quad (2.46a)$$

$$[M_{tz}] = \sum_e \iint_e \left\{ p_y \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p_x \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} \right\} dx dy \quad (2.46b)$$

$$[M_{zt}] = [M_{tz}]^T \quad (2.46c)$$

$$[M_{zz}] = \sum_e \iint_e \left\{ p_y \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} + p_x \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} - k_0^2 q_z \{N\} \{N\}^T \right\} dx dy \quad (2.46d)$$

$\Sigma_e$ は全要素に関する和、 $\iint_e$ は各要素における積分を表す。[0]は零行列、{0}は零ベクトルである。

式(2.45)にパデ近似を適用すると次式が得られる。

$$-j2k_0 n_0 [\tilde{M}] \frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix} + \left( \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} - k_0^2 n_0^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ \{0\} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$[\tilde{M}] = \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} + \frac{1}{4k_0^2 n_0^2} \left( \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} - k_0^2 n_0^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \right) \quad (2.48)$$

式(2.47)にクラック・ニコルソン法を適用すると次の逐次式が得られる。

$$[A]_i \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix}_{i+1} = [B]_i \begin{bmatrix} \{h_t\} \\ \{h'_z\} \end{bmatrix}_i \quad (2.49)$$

$$[A]_i = -j2k_0 n_0 [\tilde{M}]_i + 0.5\Delta z \left( \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix}_i - k_0^2 n_0^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix}_i \right) \quad (2.50a)$$

$$[B]_i = -j2k_0 n_0 [\tilde{M}]_i - 0.5\Delta z \left( \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix}_i - k_0^2 n_0^2 \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix}_i \right) \quad (2.50b)$$

$\Delta z$ は伝搬ステップの幅、下添字  $i$ ,  $(i+1)$ はそれぞれ  $i$  番目,  $(i+1)$ 番目の伝搬ステップに関する量であることを表す。

## 第3章

### 3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法の開発

#### 3.1 まえがき

光導波路は、その用途に応じて、小型、広帯域動作、高トレランスなど、優れた特性が求められる。通常の導波路設計では、方向性結合器、非対称方向性結合器、マルチモード干渉結合器、Y分岐といった基本的な素子に基づき、導波路のパラメータを最適化することで所望の特性を得ようとする。しかし、これらの基本的な素子のパラメータ最適化では、上述したような優れた特性を得るには限界があり、近年、自動設計手法による光導波路の設計が盛んに研究されている。自動設計手法は、導波路の伝搬解析結果を受けて、事前に準備したアルゴリズムに従って導波路構造を変更する処理を繰り返し、自動的に所望の特性を得るものである。

自動設計手法の1つに、波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法がある。WFM法は、入射界の順方向伝搬解析と理想出射界の逆方向伝搬解析を行い、得られた伝搬界分布から最適な屈折率分布を求める手法である。2005年に、文献[43]にて初めて報告されて以来、石英系導波路において、導波路レンズ[44]、交差導波路[45]、モード合分波器[47]の設計に用いられ、その有用性が実証されてきた。石英系導波路は、コアとクラッドの比屈折率差が小さいため、伝搬解析にスカラ波解析が用いられている。スカラ波解析では、比屈折率差が大きいシリコン導波路や偏波の結合が生じる導波路の解析を取り扱うことができないため、フルベクトル波解析を用いる必要がある。そこで、2017年には、シリコン導波路や偏波制御デバイスの設計にWFM法を利用するために、3次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法 (Beam Propagation Method: BPM) に基づくWFM法が開発され、シリコン導波路型偏波制御デバイスの設計が報告された[48]。しかし、BPMは、導波路形状や光波の進行方向が大きく変化する構造の解析ができないため、WFM法を利用できる導波路形状に制限があった。

本研究では、比屈折率差の大きな導波路や様々な形状の導波路のWFM法による最適化を可能とするため、3次元ベクトル有限要素法 (Vector Finite Element Method: VFEM) [50]に基づくWFM法を開発した。開発したWFM法の有用性を示すために、シリコン細線導波路型モード変換器の設計を行った。

#### 3.2 ビーム伝搬法に基づく波面整合法の定式化

従来、BPMに基づくWFM法が用いられてきた。BPMに基づくWFM法の定式化を記述する。

BPMでは、解析領域を微小なステップに分割する。ステップ毎に、入射界の順方向伝搬界分布と理想出射界の逆方向伝搬界分布から、結合係数を最大化するように屈折率分布が更新され

る。光波の伝搬方向が  $z$  方向であるとき、結合係数  $\eta$  は次式で表される。

$$\eta(z_m) = \left| \iint (\mathbf{E}_{\text{input}}(z_m) \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*(z_m)) \cdot \mathbf{i}_z dx dy \right|^2 = \left| \iint (E_{x,m} H_{y,m}^* - E_{y,m} H_{x,m}^*) dx dy \right|^2 \quad (3.1)$$

$\mathbf{E}_{\text{in}}$  は入射界の順方向伝搬界分布、 $\mathbf{H}_{\text{ideal}}^*$  は理想出射界の逆方向伝搬界分布、 $\mathbf{i}_z$  は  $z$  方向の単位ベクトル、\*は複素共役を表す。下添字  $m$  は、第  $m$  番目の伝搬ステップに関する量であることを表す。下添字  $x, y$  は、それぞれ電磁界の  $x$  成分、 $y$  成分を表す。最終伝搬ステップ  $M$  における伝搬界の電磁界は、次式で表される。

$$\Phi_{s,M} = (AB_M A)(AB_{M-1} A) \cdots (AB_m A) \cdots (AB_1 A) \Phi_{s,0} \quad (3.2)$$

$$B_m = \exp[-jk(n_m - n_{\text{ref}})\Delta z] \quad (3.3)$$

$\Phi$  は電界  $E$  または磁界  $H$ 、下添字  $s$  は  $x$  成分または  $y$  成分を表す。 $A$  は自由空間伝搬を表す演算子、 $B_m$  は第  $m$  番目の伝搬ステップにおける位相変化を表す演算子である。 $k$  は波数、 $n_m$  は実効屈折率、 $n_{\text{ref}}$  は参照屈折率、 $\Delta z$  はステップサイズを表す。式(3.1)–(3.3)より、結合係数  $\eta$  は次式で表される。

$$\eta = \left| \iint \{ H_{y,m}^*(AB_m A) E_{x,m-1} - H_{x,m}^*(AB_m A) E_{y,m-1} \} dx dy \right|^2 \quad (3.4)$$

導波路の外形を最適化したとき、実効屈折率の微小変化  $\delta n_m$  が生じることを仮定し、演算子  $B_m$  を次のように書き直す。

$$B'_m = \exp[-jk(n_m + \delta n_m - n_{\text{ref}})\Delta z] \approx B_m (1 - jk\delta n_m \Delta z) \quad (3.5)$$

ただし、 $k\delta n_m \Delta z \ll 1$  である。式(3.4)、(3.5)より、実効屈折率の微小変化を仮定したときの結合係数  $\eta'$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} \eta'(z_m) &= \left| \iint \{ H_{y,m}^*(AB'_m A) E_{x,m-1} - H_{x,m}^*(AB'_m A) E_{y,m-1} \} dx dy \right|^2 \\ &\approx \eta(z_m) + 2k\Delta z \sqrt{\eta(z_m)} \iint D_m \delta n_m dx dy \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} D_m &\equiv \text{Im} [ E_{x,m} H_{y,m}^* - E_{y,m} H_{x,m}^* ] \\ &= \text{Im} [ (\mathbf{E}_m \times \mathbf{H}_m^*) \cdot \mathbf{i}_z ] \end{aligned} \quad (3.7)$$

結合係数  $\eta'$  を最大化するためには、実効屈折率の微小変化量  $\delta n_m$  は、 $D_m$  と同符号である必要がある。具体的には、 $D_m$  の符号が正（負）のとき、クラッド（コア）材料はコア（クラッド）材料に変更される。伝搬解析と屈折率分布の更新を繰り返すことで、最終的に所望の特性が得られる。

### 3.3 3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法

図 3.1 に、3D VFEM に基づく WFM 法 の概念図を示す。式(3.7)を次のように書き直す。

$$D(\mathbf{r}) = \text{Im} [ (\mathbf{E}_{\text{input}}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*(\mathbf{r})) \cdot \mathbf{i}_z ] \quad (3.8)$$

$\mathbf{r}$  は位置ベクトルを表す。式(3.8)に 2.3 節で定式化した 3D VFEM を適用し、次のように書き直す。

$$D(\mathbf{r}) = \text{Im} [ (\mathbf{E}_{\text{input}}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*(\mathbf{r})) \cdot \mathbf{i}_z ] \quad (3.9)$$

設計領域を微小なボクセルに分割する。 $x, y, z$  方向のサイズをそれぞれ  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  と表す。3D

VFEM を用いて、入射界の順方向伝搬解析と理想出射界の逆方向伝搬解析を行い、式(3.9)に示す  $D(\mathbf{r})$  をボクセルごとに求める。材料境界上のボクセルにおいて、 $D(\mathbf{r})$  の符号に応じて屈折率分布の更新が行われる。なお、スパイク状の構造が生じることを防ぐため、 $z$  方向に隣接する位置では、材料境界の  $x$  座標の差が  $2(\Delta x)$  以上にならないように制約を課す。

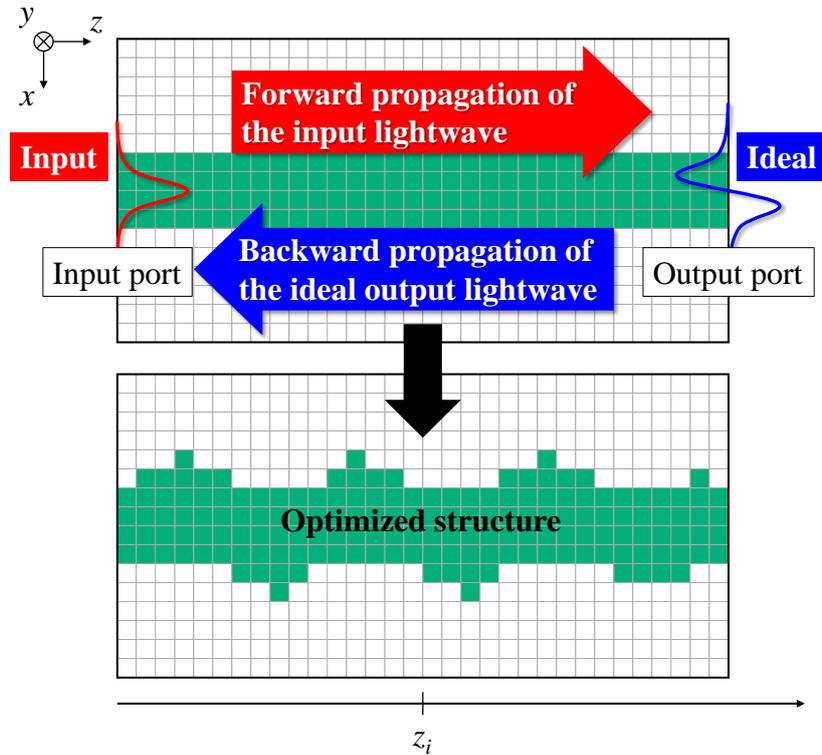


図 3.1 3D VFEM に基づく WFM 法の概念図 (© 2018 IEEE)

### 3.4 開発した波面整合法によるモード変換器の設計

開発した WFM 法の有用性を示すために、シリコン細線導波路型のモード変換器の設計を行った。モード変換器は、入射した導波モードを別の導波モードへ変換して出射するデバイスで、モード分割多重システムにおいて、柔軟なモード制御を行うために必要である。

3つのモード変換器 ( $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_1$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ) を設計する。図 3.2 に、シリコン細線導波路型モード変換器の WFM 法最適化前の構造を示す。単純な直線導波路である。コアは Si, クラッドは  $SiO_2$  とする。コア高さは  $h = 210$  nm, 設計波長は  $1.55 \mu\text{m}$  とする。表 3.1 に、シリコン細線導波路型モード変換器の WFM 法最適化前の構造の導波路パラメータを示す。 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、コア幅  $w = 0.6 \mu\text{m}$ , 導波路長  $L = 6, 10, 14 \mu\text{m}$ ,  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器は、コア幅  $w = 1.0 \mu\text{m}$ , 導波路長  $L = 12, 16, 20 \mu\text{m}$ ,  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器は、コア幅  $w = 1.0 \mu\text{m}$ , 導波路長は  $L = 16, 20, 24 \mu\text{m}$  のように、それぞれ 3通りの設計を行う。 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の設計は、入射界を  $TE_0$  モード, 理想出射界を  $TE_1$  モードに,  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器の設計は、入射界を  $TE_1$  モード,

理想出射界を  $TE_2$  モードに、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の設計は、入射界を  $TE_0$  モード、理想出射界を  $TE_2$  モードに設定した。

図 3.3 に、(a) $TE_0$ - $TE_1$ 、(b) $TE_1$ - $TE_2$ 、(c) $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の変換効率の WFM 法反復回数依存性を示す。変換効率は、全ての構造において、最初の数回の反復で急激に改善した。導波路長が大きいほど変換効率の改善が急峻である。 $L = 10 \mu\text{m}$  の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率は  $-0.50$  dB (5 回反復)、 $L = 16 \mu\text{m}$  の  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器の変換効率は  $-0.56$  dB (4 回反復)、 $L = 20 \mu\text{m}$  の  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の変換効率は  $-1.27$  dB (5 回反復) となった。図 3.4 に、(a) $L = 10 \mu\text{m}$ 、WFM 法 5 回反復後の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器、(b) $L = 16 \mu\text{m}$ 、WFM 法 4 回反復後の  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器、(c) $L = 20 \mu\text{m}$ 、WFM 法 5 回反復後の  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の導波路外形を示す。全ての構造において、周期的なグレーティング構造が得られ、その周期は入射モードと理想出射モードのビート長に対応している。 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器は、入射モードと理想出射モードが逆の偶奇性を持つため、伝搬軸について逆対称な構造が得られた。一方、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器は、入射モードと理想出射モードが同じ偶奇性を持つため、伝搬軸について対称な構造が得られた。図 3.5 に、(a) $TE_0$ - $TE_1$ 、(b) $TE_1$ - $TE_2$ 、(c) $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の伝搬界分布  $|E_x|$  を示す。グレーティング構造を伝搬することにより、モード変換が生じていることが確認できる。図 3.6 に、 $TE_0$ - $TE_1$ 、 $TE_1$ - $TE_2$ 、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の(a)変換効率、(b)入射したモードのクロストークの波長依存性を示す。 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と  $TE_1$ - $TE_2$  モード変換器は、比較的広帯域に動作する一方、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器は波長依存性が大きくなった。これは、入射モードと理想出射モードのビート長の波長依存性が大きいためである。 $TE_0$ - $TE_1$ 、 $TE_1$ - $TE_2$ 、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器について、入射したモードのクロストークは、波長  $1.55 \mu\text{m}$  において、それぞれ  $-27.65$  dB、 $-13.80$  dB、 $-15.20$  dB となった。

次に、 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器を再設計し、通常のグレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と比較する。再設計する  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、広帯域化のために 5 波長 ( $1.45, 1.50, 1.55, 1.60, 1.65 \mu\text{m}$ ) で同時に WFM 法による最適化を行った。再設計する  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の初期構造と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の導波路パラメータは、 $w = 0.6 \mu\text{m}$ 、 $L = 10 \mu\text{m}$  とした。通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、波長  $1.55 \mu\text{m}$ 、 $w = 0.6 \mu\text{m}$  における  $TE_0$  モードと  $TE_1$  モードのビート長  $0.88 \mu\text{m}$  をグレーティングの周期とした。グレーティングの深さは、変換効率が最大となるように求め、 $42 \text{ nm}$  とした。

図 3.7 に、5 波長 ( $1.45, 1.50, 1.55, 1.60, 1.65 \mu\text{m}$ ) で同時最適化した WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の導波路外形を示す。図 3.4 に示したように、1 波長で設計して得られた構造の凹凸は長方形に近い形であるが、5 波長で同時最適化して得られた構造の凹凸は、台形に近い形をしており、複数波長で同時最適化した効果であるといえる。図 3.8 に、5 波長 ( $1.45, 1.50, 1.55, 1.60, 1.65 \mu\text{m}$ ) で同時最適化した WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a)変換効率と(b) $TE_0$  モードのクロストークの波長依存性を示す。計算した全ての波長範囲において、5 波長で同時最適化した WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率は、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器

の変換効率を上回った。変換効率が $-1$  dB 以上となる帯域に注目すると、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は  $121$  nm、5 波長で同時最適化した WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は  $217$  nm となった。  $TE_0$  モードのクロストークが $-10$  dB 以下となる帯域に注目すると、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は  $144$  nm、5 波長で同時最適化した WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は  $222$  nm となった。光導波路の広帯域化において、WFM 法の有用性が示された。

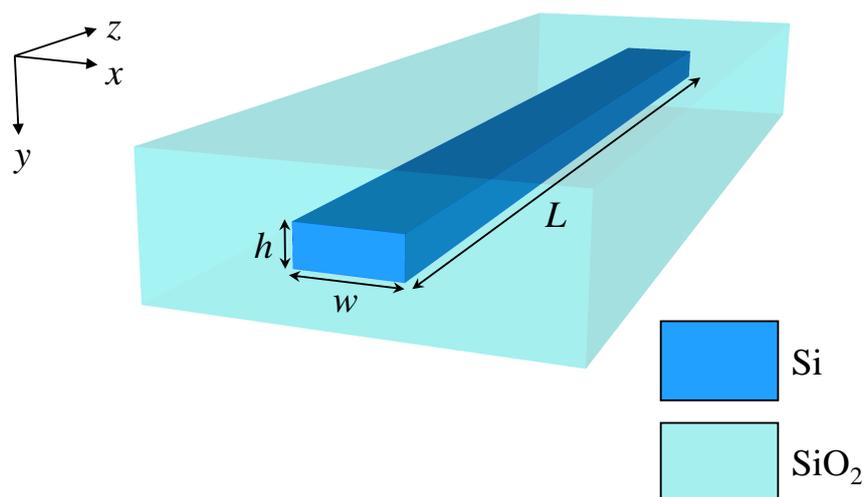


図 3.2 シリコン細線導波路型モード変換器の WFM 法最適化前の構造 (© 2018 IEEE)

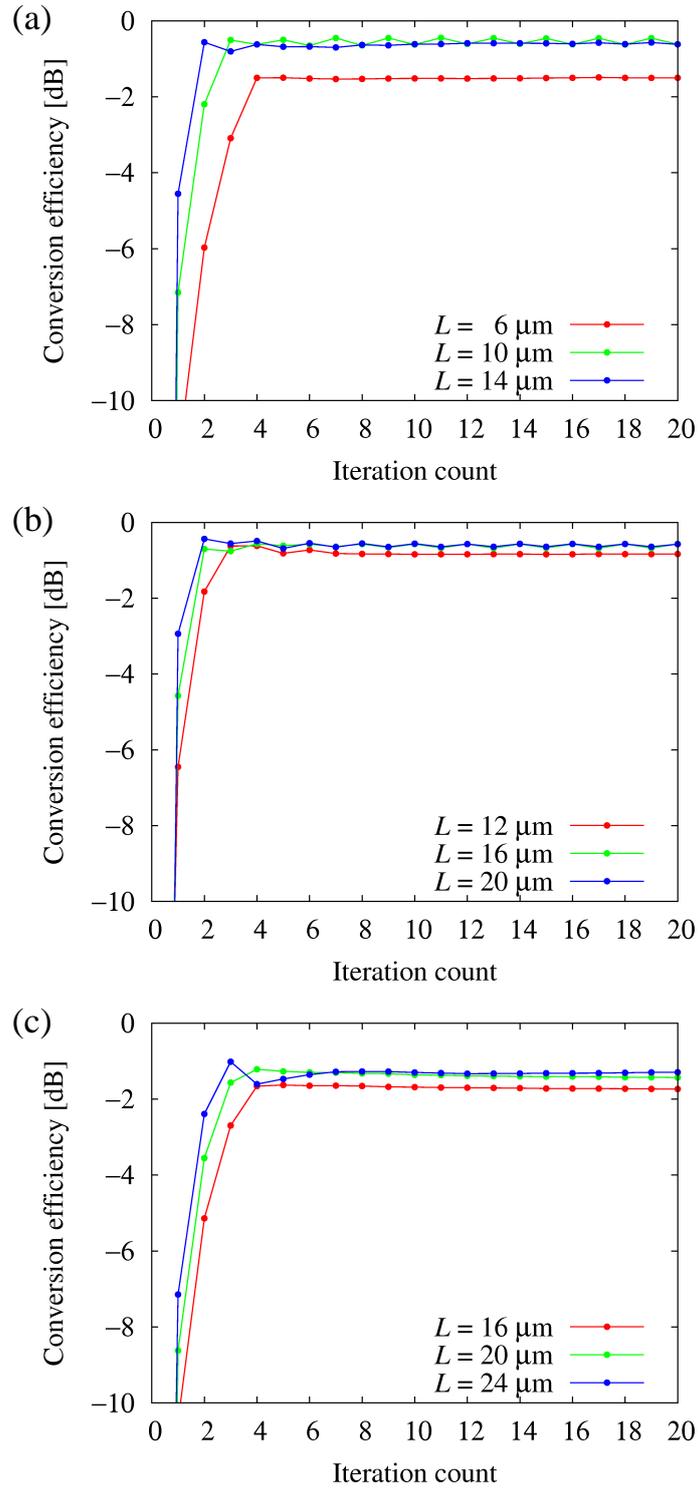


図 3.3 (a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>1</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器の変換効率の WFM 法反復回数依存性 (© 2018 IEEE)

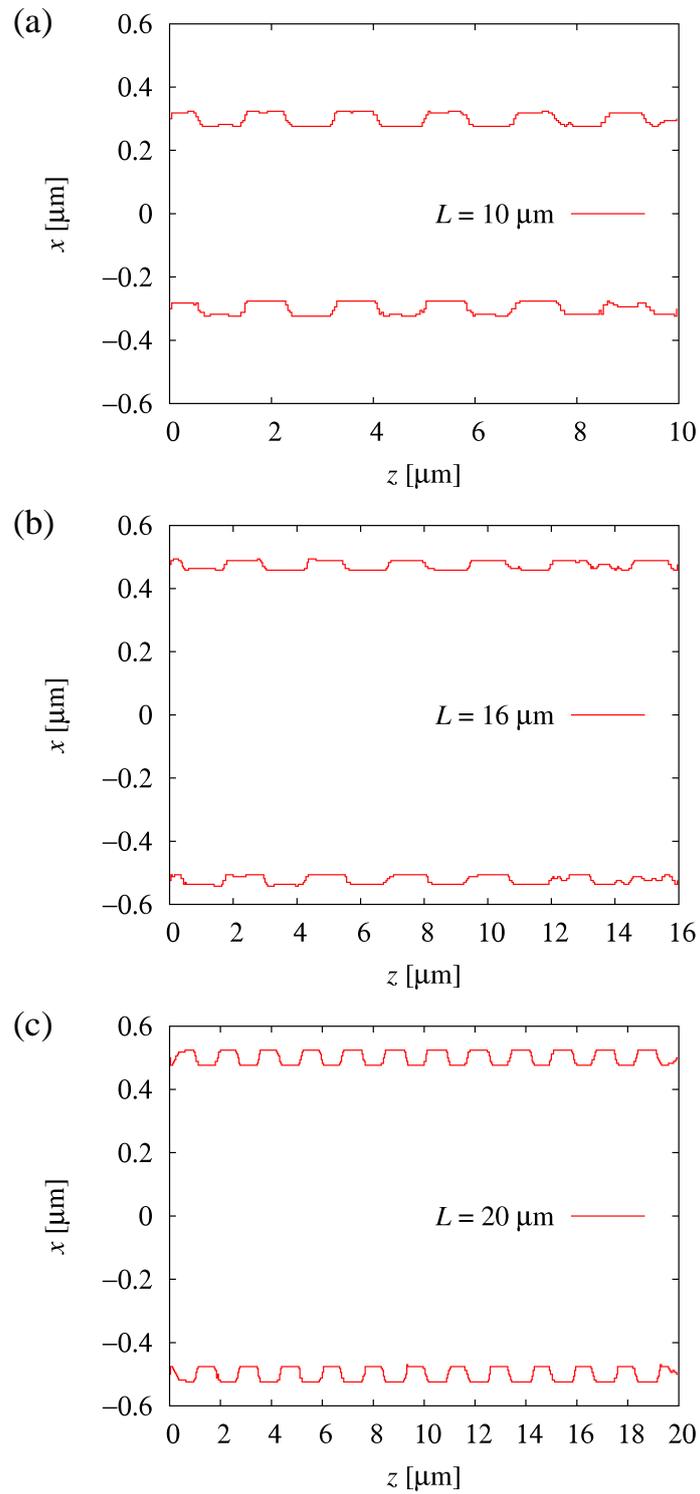


図 3.4 (a) $L=10 \mu\text{m}$ , WFM 法 5 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器, (b) $L=16 \mu\text{m}$ , WFM 法 4 回反復後の TE<sub>1</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器, (c) $L=20 \mu\text{m}$ , WFM 法 5 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器の導波路外形 (© 2018 IEEE)

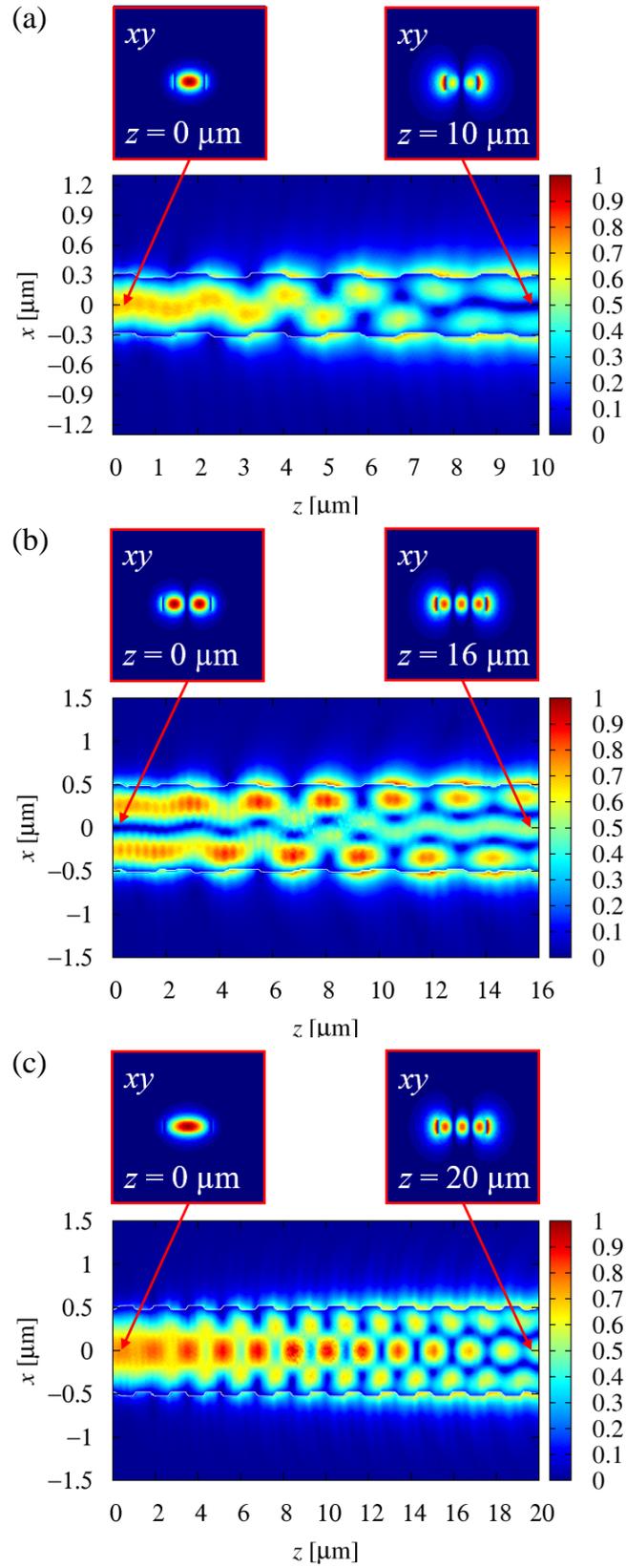


図 3.5 (a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>1</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器の伝搬界分布 $|E_x|$  (© 2018 IEEE)

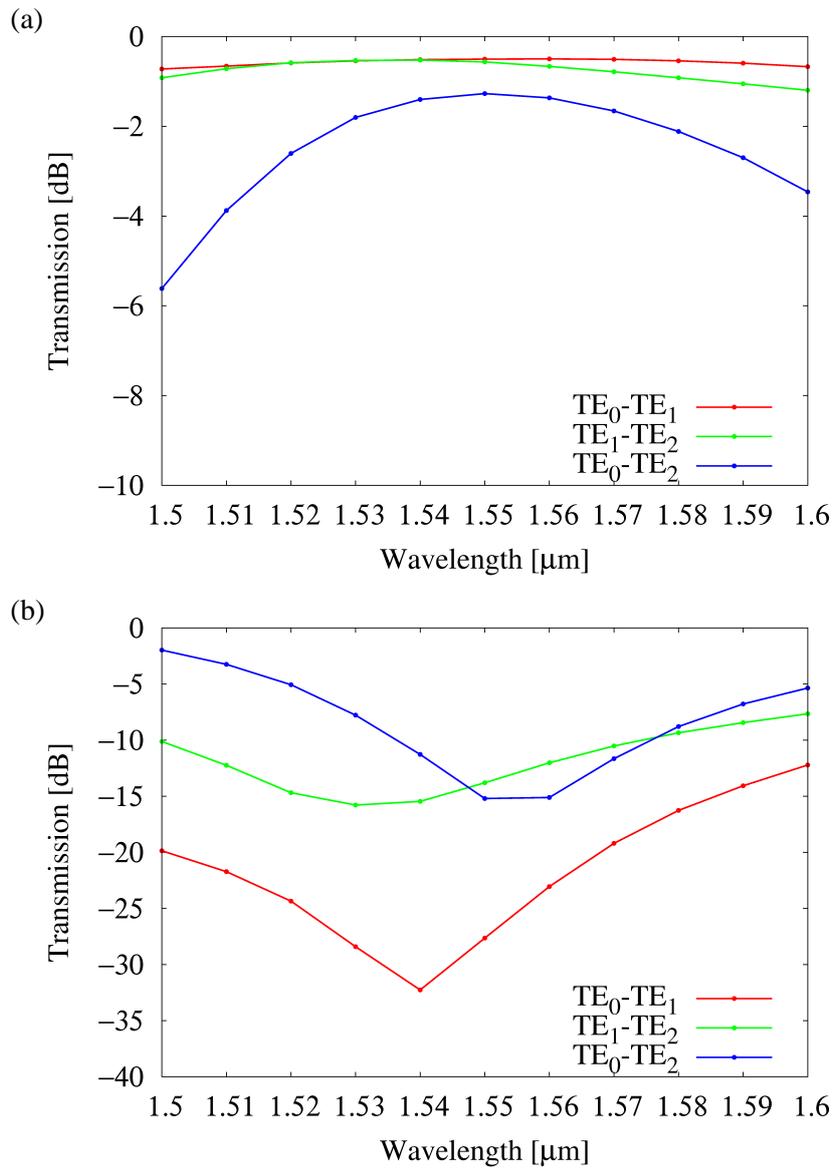


図 3.6 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, TE<sub>1</sub>-TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器の(a)変換効率, (b)入射したモードのクロストークの波長依存性 (© 2018 IEEE)

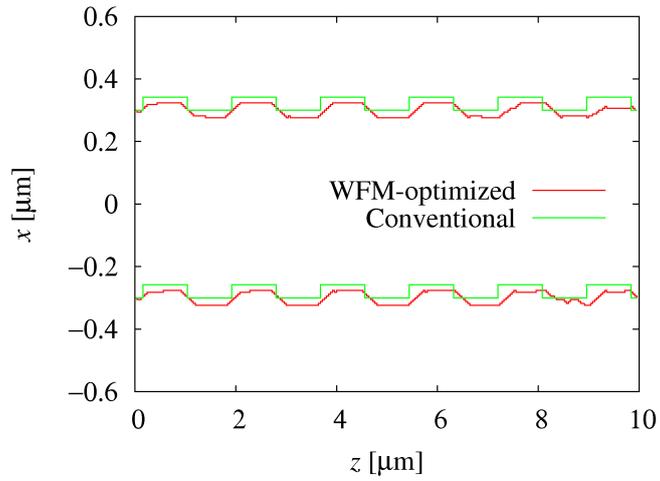


図 3.7 5 波長 (1.45, 1.50, 1.55, 1.60, 1.65  $\mu\text{m}$ ) で同時最適化した WFM 法設計  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器と通常グレーティング型  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器の導波路外形 (© 2018 IEEE)

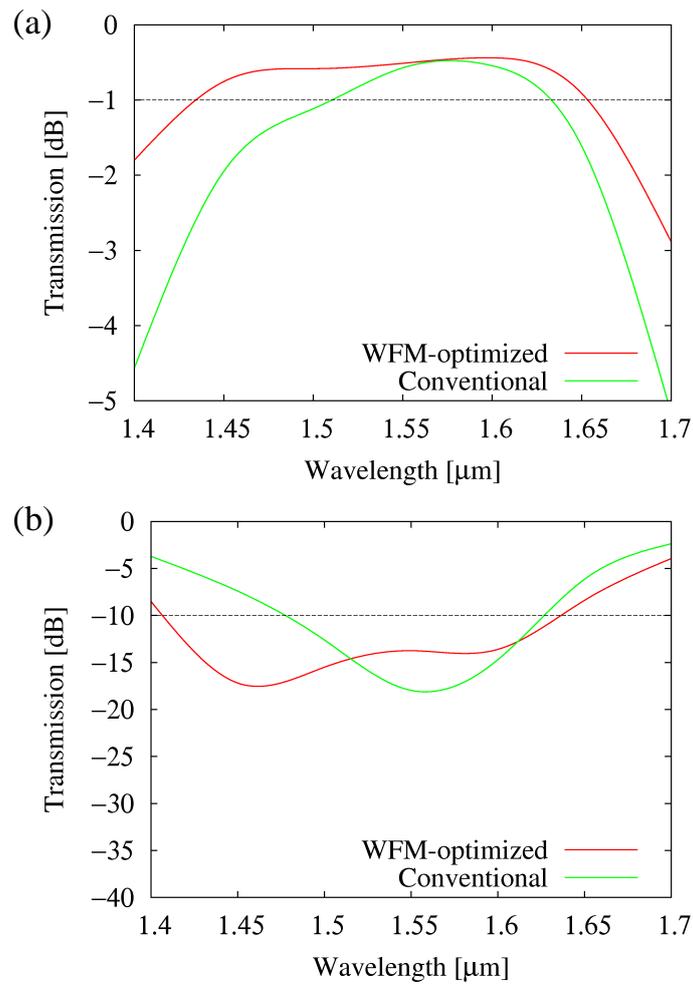


図 3.8 5 波長 (1.45, 1.50, 1.55, 1.60, 1.65  $\mu\text{m}$ ) で同時最適化した WFM 法設計  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器と通常グレーティング型  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器の(a)変換効率と(b) $\text{TE}_0$  モードのクロストークの波長依存性 (© 2018 IEEE)

### 3.5 離散フーリエ変換による最適構造の高周波成分の影響の調査

図 3.4 に示した WFM 法設計モード変換器の導波路形状には、グレーティング構造とともに、微細な凹凸があることが確認できる。このような微細な凹凸の形状は、製造工程のうち導波路形状を描画する段階で鈍ってしまうことが考えられる。本節では、WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器に生じた微細な凹凸の影響を分析している。

WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の導波路外形の  $x$  座標に対して離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform: DFT) を施した後、微細な凹凸に対応する高周波成分を取り除き、逆離散フーリエ変換 (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT) を施して、平滑化された導波路形状を取得した。DFT と IDFT は次式で表される。

$$X_{\text{opt}}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{\text{opt}}(z_n) \exp\left(-j \frac{2\pi f n}{N}\right) \quad (3.10)$$

$$x_{\text{smooth}}(z_n) = \frac{1}{N} \sum_{f=0}^{N-1} X_{\text{smooth}}(f) \exp\left(j \frac{2\pi f n}{N}\right) \quad (3.11)$$

$N$  は  $z$  方向の離散化したピクセル数、 $z_n$  は  $n$  個目の位置  $z$  を表す。 $x_{\text{opt}}$  は最適構造の導波路外形の  $x$  座標、 $x_{\text{smooth}}$  は最適構造を平滑化した後の導波路外形の  $x$  座標を表す。 $X_{\text{opt}}$  は最適構造のフーリエスペクトル、 $X_{\text{smooth}}$  は高周波成分が取り除かれた構造のフーリエスペクトルを表す。

図 3.9 に、WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の最適構造のフーリエスペクトルの一部を示す。 $f=6$  と  $f=17$  の成分が大きくなっていることが確認できる。ここで、 $f=19$  より高周波の成分を取り除いた場合と  $f=17$  より高周波の成分を取り除いた場合を調査した。図 3.10 に、WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の導波路外形と高周波成分を取り除いた後に得られた導波路外形を示す。コアの片側のみを示している。高周波成分を取り除くことにより、平滑化された構造が得られた。 $f=6$  の成分は、グレーティング構造の主要な形状に対応し、 $f=17$  の成分は、やや細かい凹凸の形状に対応していることが確認できる。図 3.11 に、高周波成分を取り除いた前後の変換効率の波長依存性を示す。平滑化された導波路構造において、変換効率の変化はごく僅かであることが確認できる。本結果は、WFM 法設計によって形成される微細な凹凸は、所望の特性を得るための主要な形状ではないため、製造工程において鈍ってしまうことの悪影響が非常に小さいことを示している。

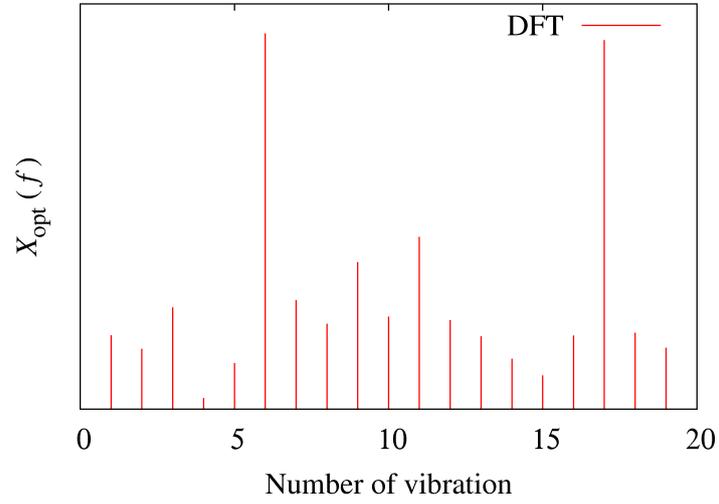


図 3.9 WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の最適構造のフーリエスペクトルの一部 (© 2018 IEEE)

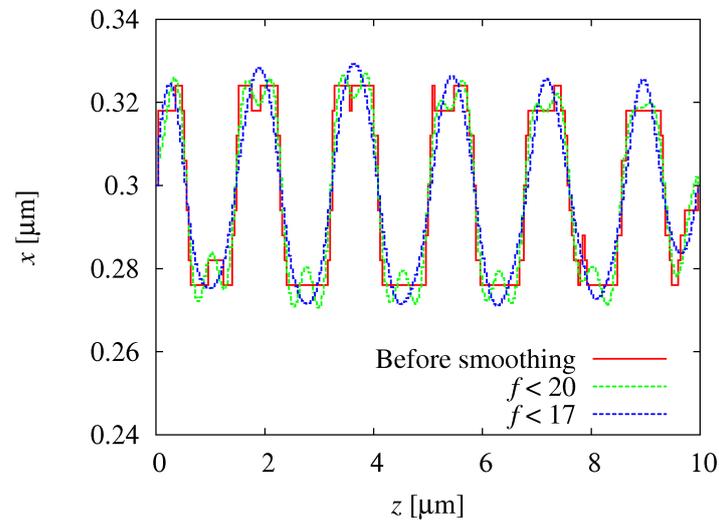


図 3.10 WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の導波路外形と高周波成分を取り除いた後に得られた導波路外形 (© 2018 IEEE)

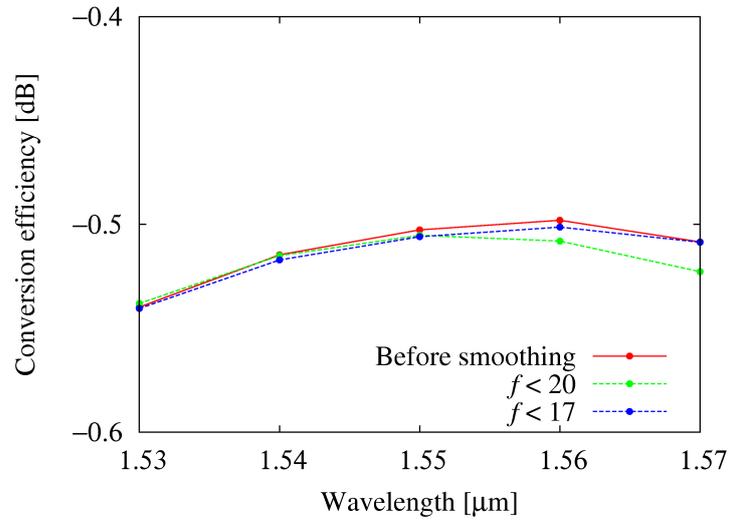


図 3.11 高周波成分を取り除いた前後の変換効率の波長依存性 (© 2018 IEEE)

### 3.6 まとめ

導波路不連続問題のための 3D VFEM に基づく WFM 法の開発を行った。開発した手法は、任意の形状の導波路デバイスの設計に適用可能である。シリコンモード変換器の設計を通して、開発した手法の有用性を示した。WFM 法によって得た構造は、初期構造や材料更新を行う際の制約条件に依存するため、さらなる改善の余地があるといえる。また、複数の波長を考慮することにより、広帯域に動作する導波路デバイスの設計が可能であることを示した。

## 第4章

# 波面整合法設計モード変換器の実験的実証

### 4.1 まえがき

モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) 技術は, 追加の光源を必要としない多重化技術であり, 波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 技術と組み合わせることで飛躍的な伝送容量の拡大が期待される技術である. WDM 技術と MDM 技術を併用するシステムを構成するモード制御デバイスは, 広帯域に動作することが要求される. これまで, 様々なモード制御デバイスが報告されてきた. 多くの場合は, 非対称方向性結合器[21,23,24,29,38], マルチモード干渉結合器[20,27,30,40,41], Y 分岐導波路[22,25,28,29,33]などの基本的な導波路構造が利用されている. モード制御デバイスを利用するシステムの1つとして, マルチモードスイッチ [60–71]が挙げられる. このような MDM システムには, ある導波モードを別の導波モードへ変換するモード変換器[25,26,31,36,37,39,40,42]が重要な役割を担う. 文献[29,31,36,37,39,42]のシリコンモード変換器は, 製造工程において電子ビームリソグラフィや追加の処理を必要とするものである. マルチモードスイッチのような複雑な MDM システムは, 多くのモード制御デバイスによって構成されるため, 個々のモード制御デバイスはできるだけ小型であることが望ましい. 基本的な導波路構造を利用したモード制御デバイスの設計は比較的容易であるが, 高性能なデバイスを実現しようとするデバイスサイズが大きくなりやすい. そこで, 近年は, 最適化手法によって設計された光導波路デバイスが報告されている. 最適化手法としては, 直接二分探索 [17,19,32,34,35], 波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法[43–48]などが挙げられる. WFM 法は, 石英系光導波路の設計に用いられ, 実験的にその有用性が実証されていた[43–45,47]. しかし, シリコン光導波路の設計における WFM 法の有用性は, 理論的に実証されてきたが[48,53], 実験的な実証は行われていなかった.

本研究では, WFM 法によって設計した広帯域動作するシリコンモード変換器の提案を行う. WFM 法設計シリコン光導波路の初めての実験的実証を行った. 広帯域動作を実現するため, 設計の過程で7つの波長を同時に考慮した. 比較のために, 1つの波長で設計したモード変換器の設計も行った. 設計したモード変換器は, 標準の CMOS プロセスにて試作した. 導波路形状の描画には, フォトリソグラフィ技術が利用されている. 他の最適化手法では, モザイク状の屈折率分布を許して最適化が行われることが多く, その場合は, フォトリソグラフィ技術による導波路形状描画は困難である. WFM 法では, 導波路形状の描画にフォトリソグラフィ技術を利用することを前提として, 導波路の外形のみを最適化している. 文献[53]にて, WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の導波路外形を平滑化した場合に, ほとんど性能劣化が見られないことをシミュレーションにて確認しており, WFM 法設計モード変換器は, フォトリソグラフィ技術を利用し

た標準の CMOS プロセスにて十分作製可能であると期待できる。本研究に先立ち、文献[72]にて、WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の実験的実証を行った。しかし、単一波長で設計したため広帯域な特性ではなく、さらに、ピークの波長が測定範囲から外れてしまっていた。今回は、中心波長を 1550 nm 付近とした広帯域な特性になるよう設計した。シミュレーション結果と実験結果により、設計したモード変換器の広帯域に動作することを示す。

## 4.2 モード変換器の波面整合法設計

WFM 法は、光導波路設計のための最適化手法であり、入射界の順方向伝搬界と理想出射界の逆方向伝搬界から、自動的に最適構造を導く手法である。WFM 法の原理は、次式で表される結合係数  $\eta$  を最大化することである。

$$\eta = \left| \iint (\mathbf{E}_{\text{input}} \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*) \cdot \mathbf{i}_z dx dy \right|^2 \quad (4.1)$$

$\mathbf{E}_{\text{input}}$  は入射界の順方向伝搬界、 $\mathbf{H}_{\text{ideal}}^*$  は理想出射界の逆方向伝搬界、 $\mathbf{i}_z$  は z 方向の単位ベクトルである。\*は複素共役を表す。設計領域内の位置  $\mathbf{r}$  における局所的な材料変更による実効屈折率の微小変化を仮定すると、次式で定義される  $F$  に従って最適化が行われる。

$$\text{Im} \left[ (\mathbf{E}_{\text{input}}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*(\mathbf{r})) \cdot \mathbf{i}_z \right] \equiv F(\mathbf{r}) \quad (4.2)$$

式(4.2)の導出は、文献[44,47,48,53]等に詳細に記述されている。位置  $\mathbf{r}$  について、 $F(\mathbf{r})$  が正 (負) のとき、クラッド (コア) 材料であれば、コア (クラッド) 材料に変更する。式(4.2)に基づいて材料変更を行うことにより、入射界の順方向伝搬界と理想出射界の逆方向伝搬界の位相差が 0 rad に近づいていく。最適化は、設計するモード変換器の性能改善が収束するまで反復される。

図 4.1 に、WFM 法による TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の設計を図解する。初期構造は、単純な直線導波路である。コア幅は 1280 nm、コア高さは 210 nm、導波路長は 21  $\mu\text{m}$  とした。コアとクラッド材料は、それぞれ Si, SiO<sub>2</sub> とした。設計領域は、材料制御の最小単位として微小なピクセルに分割した。各ピクセルの x および z 方向のサイズは、それぞれ 10 nm, 20 nm とした。入射ポートから TE<sub>0</sub> モードを入射した順方向伝搬解析と出射ポートから TE<sub>1</sub> モードを入射した逆方向伝搬解析が行われ、伝搬解析には導波路不連続問題のための 2 次元有限要素法 (Finite-Element Method: FEM) を用いる。広帯域に動作するモード変換器を設計するために、7 波長で同時に最適化を行った。7 波長の  $F(\mathbf{r})$  の平均値を求め、その符号に従って屈折率分布の更新を行った。7 波長の同時に最適化を行うことの効果を示すために、1 波長のみを考慮した最適化も行った。

図 4.2 に、7 波長設計と 1 波長設計の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の変換効率の推移を示す。7 波長設計については、平均変換効率の推移を示している。挿入図は、7 波長設計の場合の各波長の変換効率を示している。7 波長設計と 1 波長設計ともに、初めの数回の反復で急激に変換効率が大きくなった。1 波長設計の方が、より急峻に変換効率が改善した。一方、7 波長設計の場合は、7 回~11 回反復の間に各波長の変換効率が小さく変動した後に、最大に達した。変換効率が最大になったのは、7 波長設計では 11 回反復後、1 波長設計では 15 回反復後である。得られた 7 波長設計と 1 波長設計の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の比較によって複数の波長で同時に最適化するこ

との効果を観察するとともに、通常のグレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器との比較を行う。周期的なグレーティング構造によってモード変換が可能であり、WFM 法設計の有用性を示すために、通常のパラメータ最適化によって得たグレーティング型モード変換器と WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の比較を行う。

図 4.3 に、7 波長 WFM 法設計、1 波長 WFM 法設計、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の導波路外形を示す。通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のグレーティング周期は、図 4.4(a)に示すように WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のピーク波長が 1530 nm となったため、波長 1530 nm における  $TE_0$  モードと  $TE_1$  モードのビート長として求め、 $4.01 \mu\text{m}$  とした。グレーティングの深さは、導波路長  $21 \mu\text{m}$  の場合に変換効率が最大となるように求め、 $160 \text{ nm}$  とした。7 波長設計と 1 波長設計の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器と同様の周期的な構造となった。その周期は、 $TE_0$  モードと  $TE_1$  モードのビート長とほぼ一致する。1 波長設計の構造は、通常グレーティング型の構造の長方形のグレーティングに近いが、7 波長設計の構造は、丸みを帯びたグレーティングとなった。

図 4.4 に、7 波長 WFM 法設計、1 波長 WFM 法設計、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a)透過スペクトルと(b)放射損失のスペクトルを示す。3 次元ベクトル FEM を用いたシミュレーション結果である。ここで、3 次元ベクトル FEM を用いたのは、以前の研究[72]にて、3 次元ベクトル FEM のシミュレーション結果と実験結果がよく一致することを確認していたからである。図 4(a)のクロストーク (XT) は、 $TE_0$ ,  $TE_2$ ,  $TE_3$ ,  $TE_4$  モードへのクロストークの和を表している。7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率は、シミュレーションを行った全ての波長範囲で 1 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率を上回った。また、7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の動作帯域が拡大していることが確認できる。例えば、変換効率  $-2 \text{ dB}$  以上の帯域を見ると、1 波長設計よりも 7 波長設計の方が約  $40 \text{ nm}$  広いことが確認できる。1 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器よりも良い性能が得られなかったが、7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、短波長側で明確な優位性を示している。理想的な中心波長が  $1550 \text{ nm}$  であるにもかかわらず、7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のモードクロストークが、波長  $1530 \text{ nm}$  付近で最も小さくなったが、このようなピーク波長のシフトは最適化手法で設計をした場合に見られることがある。7 波長設計と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のモードクロストークを比較すると、波長  $1530 \text{ nm}$  付近を除き、7 波長設計の方が優位である。さらに、7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、1 波長設計と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器よりも、平均的に放射損失が小さく、その波長依存性も小さい。長波長側で通常グレーティング型の方が、わずかに放射損失が小さくなっているが、短波長側で 7 波長設計の方が大きな優位性を示している。図 4.5 に、7 波長 WFM 法設計、1 波長 WFM 法設計、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a) $TE_0$ 、(b) $TE_2$ 、(c) $TE_3$ 、(d) $TE_4$  モードへのモードクロススペクトルを示す。 $TE_4$  モードは、波長  $1450 \text{ nm}$  付近でカットオフになっている。7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の  $TE_2$  モードと  $TE_3$  モードへのモードクロスは、短波長側で他 2 つのモード変換器よりも小さくなっている。一般に、伝搬方向軸について対称な導波路構造でなければ、 $TE_0$  モード

から  $TE_2$  モードへ直接変換されない。それにもかかわらず、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の  $TE_2$  モードへのモードクロストークは、短波長側で一定の値を示している。これは、 $TE_0$  モードから  $TE_1$  モードへ変換された成分の一部が、 $TE_2$  モードへ変換されたためであると考えられる。波長 1410 nm と 1610 nm における  $TE_1$  モードと  $TE_2$  モードのビート長は、それぞれ 2.52  $\mu\text{m}$ , 2.03  $\mu\text{m}$  である。波長 1410 nm において  $TE_1$  モードから  $TE_2$  モードへの変換のために最適な周期が、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のグレーティング周期である 4.01  $\mu\text{m}$  により近くなっており、 $TE_1$  モードと  $TE_2$  モード間の変換が短波長側で生じやすかったといえる。

図 4.6 に、7 波長 WFM 法設計、1 波長 WFM 法設計、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のフィールド分布  $|H_y|$  を示す。(a)–(c) は波長 1550 nm, (d–f) は波長 1450 nm の結果である。(a), (d) は 7 波長設計, (b), (e) は 1 波長設計, (c), (f) は通常グレーティング型の結果である。波長 1550 nm においては、3 つのモード変換器全てで高効率に  $TE_0$  モードから  $TE_1$  モードへ変換されていることが確認できる。波長 1450 nm は、図 4.4 や図 4.5 において性能に差が生じていることが観察された波長範囲に含まれる。7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は、波長 1450 nm においても比較的滑らかにモード変換が行われていることが確認できる。図 4.7 に、7 波長 WFM 法設計、1 波長 WFM 法設計、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の波長(a)1450 nm, (b)1490 nm, (c)1530 nm のときの出射端における断面界分布  $|H_y|$  を示す。黒破線は、コア外形の位置を表す。挿入図は、コアの外側の領域の拡大図である。図 4.7(a) の挿入図を見ると、7 波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の放射が最も小さく、通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の放射は最も大きくなっていることが確認できる。なお、左右のピークの最大値が一致していないのは、 $TE_0$  モードのクロストークが原因である。 $TE_0$  モードと  $TE_1$  モードの干渉によって、周期的に左右のピークの最大値は変化し、その周期は、 $TE_0$  モードと  $TE_1$  モードのビート長に対応する。波長 1530 nm においては、7 波長設計と通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の  $TE_0$  モードのクロストークは最も小さくなっているため、左右のピークの最大値がほぼ一致している。

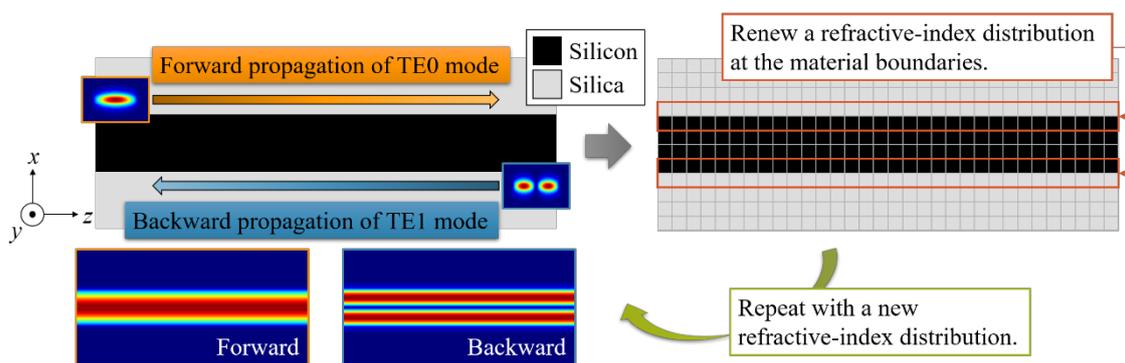


図 4.1 WFM 法による  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の設計 (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

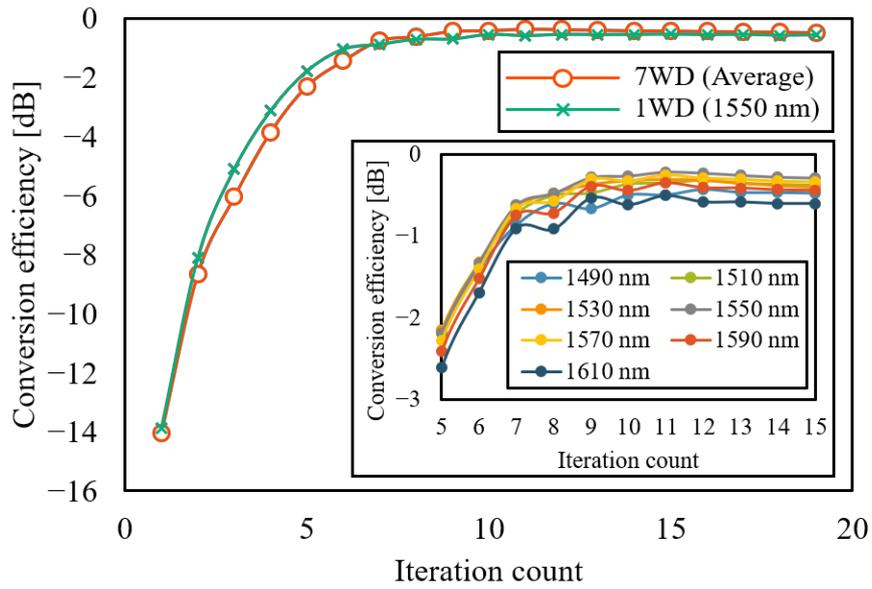


図 4.2 7 波長設計と 1 波長設計の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率の推移 (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

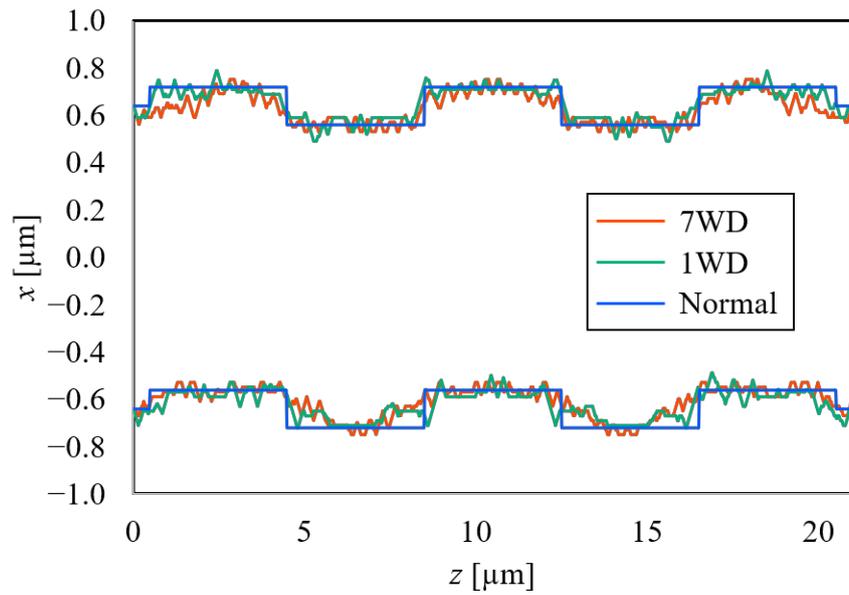


図 4.3 7 波長 WFM 法設計, 1 波長 WFM 法設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の導波路外形 (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

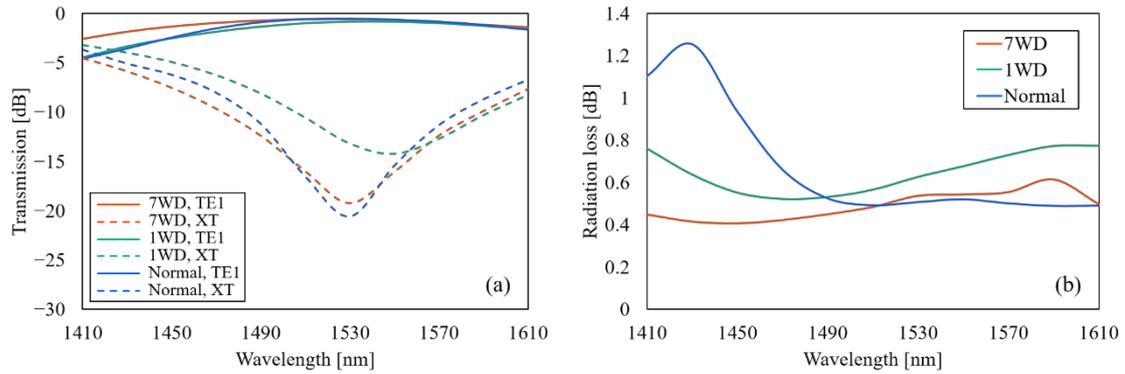


図 4.4 7波長 WFM 法設計, 1波長 WFM 法設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a)透過スペクトルと(b)放射損失のスペクトル (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

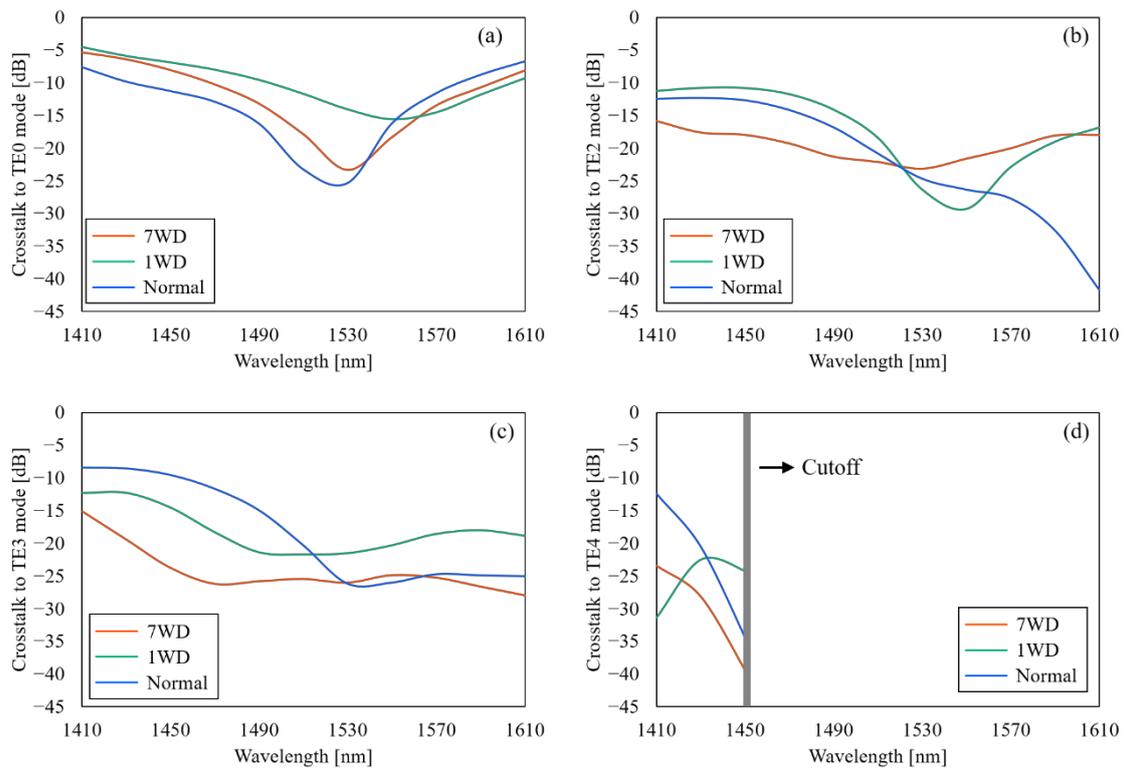


図 4.5 7波長 WFM 法設計, 1波長 WFM 法設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a) $TE_0$ , (b) $TE_2$ , (c) $TE_3$ , (d) $TE_4$  モードへのモードクロススペクトル (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

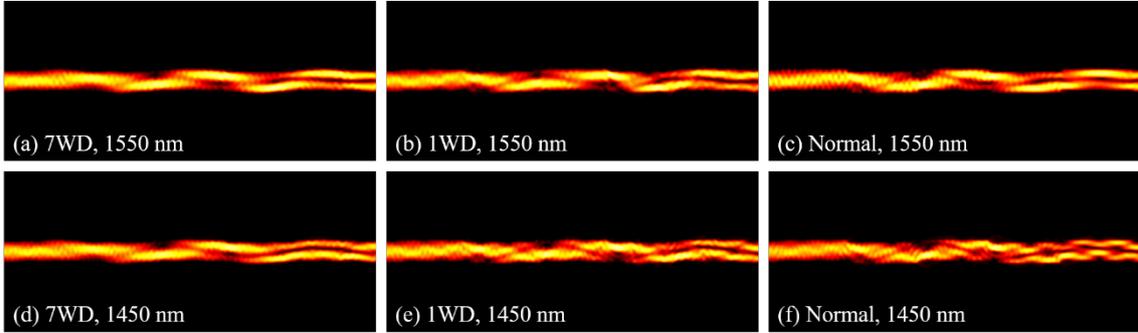


図 4.6 7波長 WFM 法設計, 1波長 WFM 法設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のフィールド分布 $|H_y|$  (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

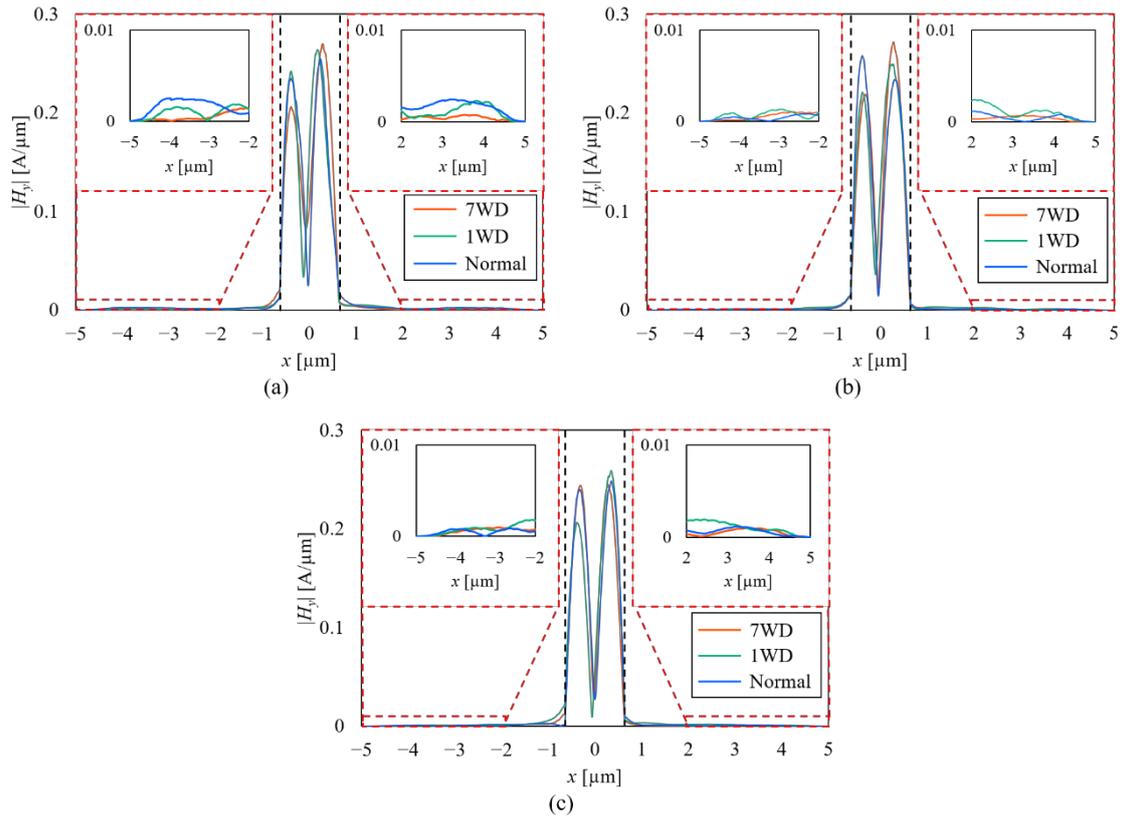


図 4.7 7波長 WFM 法設計, 1波長 WFM 法設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の波長(a)1450 nm, (b)1490 nm, (c)1530 nm のときの出射端における断面界分布 $|H_y|$  (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

### 4.3 作製したモード変換器の実験結果

7波長設計, 1波長設計, 通常グレーティング型  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器を標準の CMOS プロセスにて作製した. 導波路形状描画には, フォトリソグラフィ (KrF, 248 nm) を利用した. 測定実験には, 2つの波長可変光源 (1410–1500 nm, 1500–1610 nm) を利用した. 波長 1500 nm において波長可変光源を切り替えているため, 本研究で示す実験結果は, 波長 1500 nm において不連続となっている. 可視性を高めるため, 実験結果のスペクトルは, 移動平均により平滑化している.

図 4.8 に, 作製したモード変換器のレイアウトを示す.  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器によって得られた  $TE_1$  モードを  $TE_0$  モードとして取り出すために, 後段に非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC) を配置した. これは,  $TE_0$  モードを観測して実験する方が, より正確であるためである. 変換されたパワーは, Port 2 で観測される.  $TE_0$  モードがスポットサイズ変換器[73]を通してシリコンチップに入射され, 出射した  $TE_0$  モードをスペクトラムアナライザで観測する. ADC のアクセス導波路幅は 400 nm, バス導波路幅は 837 nm, コア間隔は 200 nm, 結合部の長さは  $9\mu\text{m}$  である. アクセス導波路は, 結合部の前後に S ベンドのアームが配置されており, S ベンドの両端の位置の間隔は  $2\mu\text{m}$ , 長さは  $30\mu\text{m}$  である. 図 4.8 の Port 2 で観測した値から配置した ADC の影響を差し引くために, 同じシリコンチップ内に ADC を作製した. 図 4.9 に, 配置した ADC の(a)構造図と(b)透過スペクトルを示している. 図 4.10 に, (a)7波長 WFM 法設計, (b)1波長 WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の顕微鏡写真を示す. 作製したモード変換器の詳細な構造は確認できないが, 図 4.3 に示したようなグレーティング構造は認識できる.

図 4.11 に, 7波長 WFM 設計, 1波長 WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a)変換効率と(b)モードクロストークの実験結果を示す. 破線は, シミュレーション結果を示している. 実験結果は, 10 回の測定実験をして得た値の平均値を示している. 変換効率において, シミュレーション結果と実験結果がよく一致していることが確認できる. 変換効率が  $-2\text{ dB}$  以上となる帯域は, シミュレーション結果と実験結果の両方で約 40 nm 拡大していることが確認できる. 図 4.11(b)より, 実験結果のピーク波長は, シミュレーション結果と比べて約 20 nm シフトした. これは, 製造誤差によるものと考えられる. 図 4.12 に, 7波長設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器について, コア幅の変化を考慮した場合の透過スペクトルを示す. コア幅の変化は,  $\pm 10\text{ nm}$  を考慮した. コア幅の変化が  $+10\text{ nm}$  のとき, 透過スペクトルは長波長側に約 20 nm だけシフトしており, 作製したモード変換器のピーク波長のシフトに対応する. このピーク波長のシフトを差し引いてみると, モードクロストークに関してもシミュレーション結果と実験結果がよく一致しているといえる. 以上より, WFM 法による広帯域設計の有用性を理論的かつ実験的に実証した.

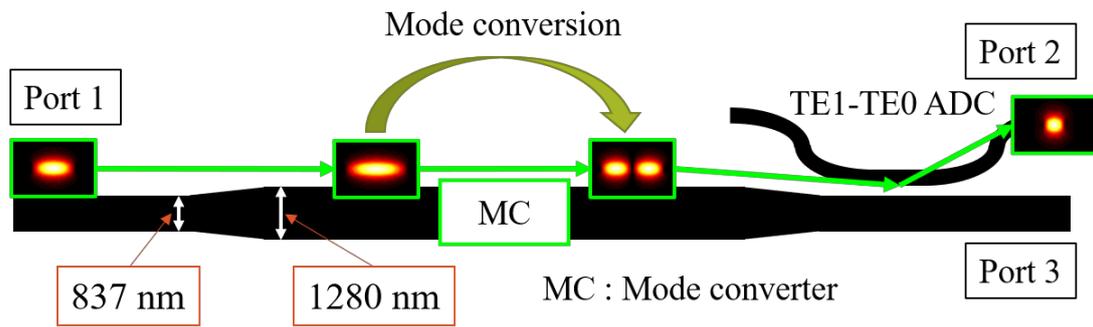


図4.8 作製したモード変換器のレイアウト (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

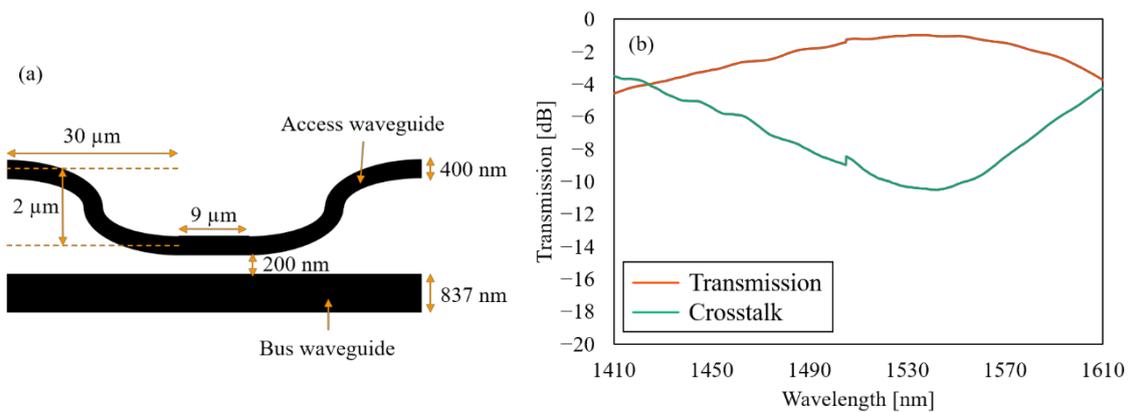


図4.9 配置したADCの(a)構造図と(b)透過スペクトル (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

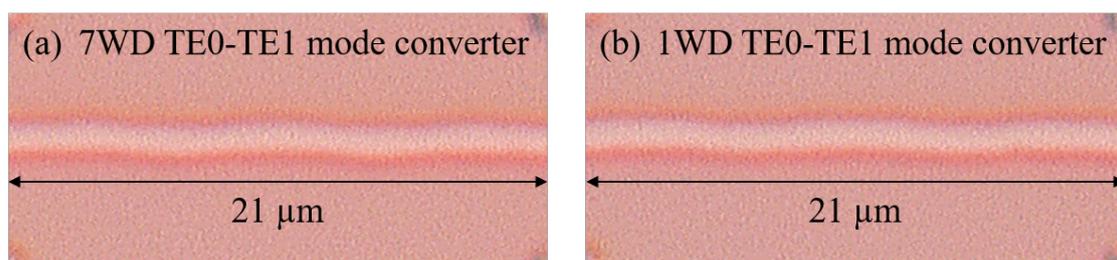


図4.10 (a)7波長WFM法設計, (b)1波長WFM法設計TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>モード変換器の顕微鏡写真 (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

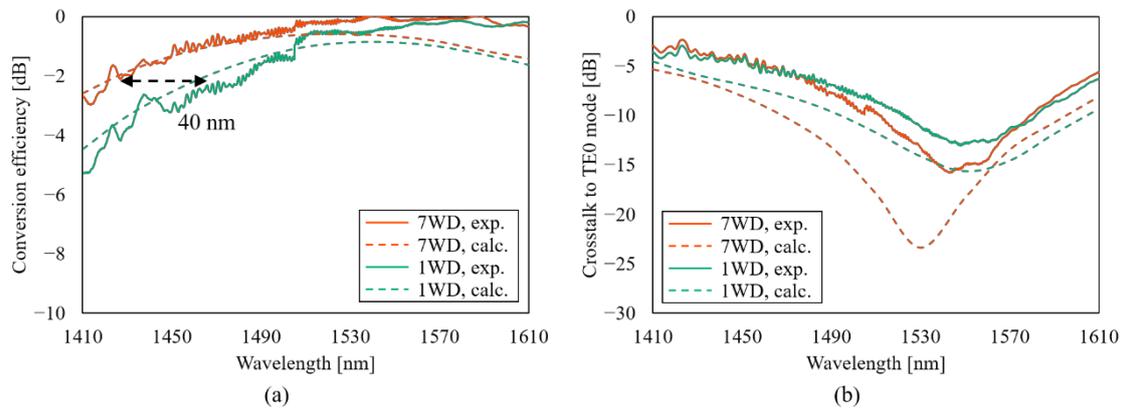


図 4.11 7 波長 WFM 設計, 1 波長 WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の(a)変換効率と (b)モードクロストークの実験結果 (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

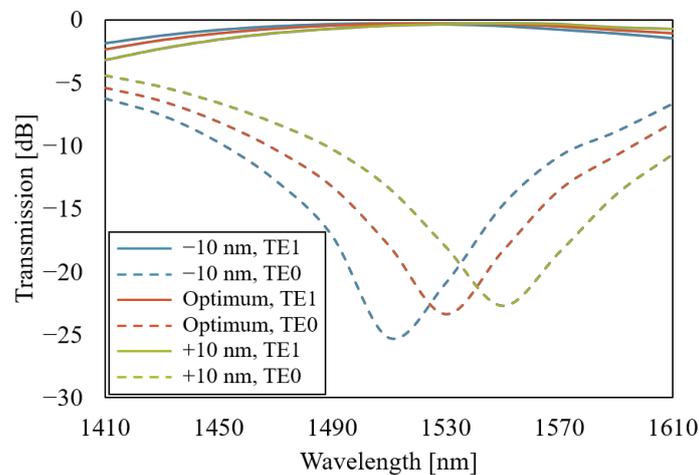


図 4.12 7 波長設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器について, コア幅の変化を考慮した場合の透過スペクトル (Reprinted with permission from [54] © Optica Publishing Group.)

#### 4.4 まとめ

広帯域かつ小型な WFM 法設計シリコン TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器について, 初めて実験的な実証を行った. シミュレーション結果及び実験結果より, WFM 法による広帯域設計の有用性が確認された. 本結果は, WFM 法が, 広帯域に動作するシリコン導波路型のモード制御デバイスを設計するための有効な手法であることを示唆している. また, 試作した WFM 法設計モード変換器については, より正確なリソグラフィ技術を利用することで性能改善が見込まれる. 我々が文献 [53]にて報告した TE<sub>1</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器及び TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器や, 他の高次の TE モードまたは TM モードを扱うモード変換器についても, 同様の手順で設計が可能である.

## 第5章

### 波面整合法設計 4 モード合分波器の実験的実証

#### 5.1 まえがき

伝送容量拡大のため、偏波分割多重、波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM), モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) など、様々な多重化技術が注目されてきた。WDM 伝送は、チャンネル数に応じて光源が必要するが、MDM 伝送は、1つの波長でチャンネル数を拡大する技術である。さらに、WDM 伝送と MDM 伝送を併用することで、飛躍的な伝送容量の拡大が期待できる[74]。近年、シリコンフォトンクスにおいて、多くのモード制御デバイスが報告されており、モード合分波器は MDM システムの根幹となるデバイスである。これまで、非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC) [21,23,24,38], マルチモード干渉結合器 [20,27,40], 非対称 Y 分岐導波路[22,25,28]などを用いたモード合分波器が報告されている。ADC は、設計やモード数の拡大が容易であるため、モード合分波器の設計に最もよく用いられる構造である。しかしながら、ADC は比較的波長依存性が大きく、この特徴は、WDM 伝送と MDM 伝送を併用するシステムにおいては好ましくない。この問題を解決する手段として、最適化手法を用いた設計が挙げられる。近年、最適化手法を用いて自動設計されたシリコン導波路デバイスが盛んに報告されてきた。最適化手法として、直接二分探索[17,19,32,34,35], 波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法[43–48]などが挙げられる。我々は、フルベクトル WFM 法を開発し、偏波制御デバイスやモード制御デバイスを提案してきた[48,53,54]。また、国際会議にて、WFM 法を用いて設計した ADC をカスケード接続した 4 モード合分波器を提案し[75], その実験結果を報告した[76]。

本研究では、MDM システムのためのシリコン 4 モード合分波器を提案する。国際会議において結果を報告しているが[75,76], ここでは、包括的に結果を示すために、詳細な設計結果とともに実験結果を示す。提案する 4 モード合分波器は、 $TE_1, TE_2, TE_3$  モードの合分波器としてそれぞれ動作する 3 つの WFM 法設計 ADC から構成される。なお、WFM 法設計 ADC は、広帯域に動作するよう設計した。WFM 法の有用性を示すために、通常の ADC で構成される 4 モード合分波器も設計した。設計したデバイスは、導波路形状の描画にフォトリソグラフィ技術を利用する標準の CMOS プロセスにて作製した。シミュレーション結果から、WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1, TE_0$ - $TE_2, TE_0$ - $TE_3$  ADC の最大透過率で規格化した透過スペクトルの帯域は、それぞれ 112, 114, 134 nm であり、通常 ADC については、それぞれ 80, 72, 65 nm となった。長波長側において、WFM 法設計 ADC の大きな優位性が示された。また、実験結果から、WFM 法設計 ADC で構成される 4 モード合分波器は、広帯域に動作することを確認した。さらに、追加調査として、より広帯域な ADC の設計に取り組んだ。テーパ ADC を初期構造として採用することにより、非常に広帯

域な透過スペクトルを得ることができた。

## 5.2 非対称方向性結合器型モード合分波器の波面整合法設計

図 5.1(a)に、4 モード合波器の構造図を示す。3 つの ADC と 2 つの断熱テーパで構成される。それらは、バス導波路へ TE<sub>0</sub>, TE<sub>1</sub>, TE<sub>2</sub>, TE<sub>3</sub> モードの 4 モードを合波するためにカスケード接続される。アクセス導波路幅は 400 nm とし、バス導波路幅はそれぞれ 840, 1280, 1710 nm とした。バス導波路幅は、アクセス導波路の TE<sub>0</sub> モードとバス導波路の高次モードの伝搬定数が概ね一致するように決めた。90 度曲げの曲げ半径は 5 μm とした。図 5.1(b)に、WFM 法を適用する前の ADC の初期構造を示す。アクセス導波路の結合部のコア外形を WFM 法によって最適化した。なお、結合部の長さは固定され、アクセス導波路の側面のみが最適化される。WFM 法の原理は、文献[44,47,48,53]などに記述されており、次式に基づいて屈折率分布の更新が行われる。

$$\text{Im}\left[\left(\mathbf{E}_{\text{input}}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}_{\text{ideal}}^*(\mathbf{r})\right) \cdot \mathbf{i}_z\right] \equiv F(\mathbf{r}) \quad (5.1)$$

$\mathbf{E}_{\text{input}}$  は入射界の順方向伝搬界、 $\mathbf{H}_{\text{ideal}}^*$  は理想出射界の逆方向伝搬界、 $\mathbf{r}$  は位置ベクトル、 $\mathbf{i}_z$  は  $z$  方向の単位ベクトルである。TE<sub>0</sub>-TE<sub>*k*</sub> ADC ( $k = 1, 2, 3$ ) の設計において、入射界はアクセス導波路の TE<sub>0</sub> モード、理想出射界はバス導波路の TE<sub>*k*</sub> モードに設定される。位置  $\mathbf{r}$  について、 $F(\mathbf{r})$  が正(負)のとき、クラッド(コア)材料であれば、コア(クラッド)材料に変更する。本研究では、伝搬界を得るために、3 次元ベクトル有限要素ビーム伝搬法[51,52]を用いた。 $z$  方向のステップサイズは 200 nm とし、 $x$  方向の離散化単位は 10 nm とした。望ましくない摂動を与えることによる不要なモードの励振を避けるため、バス導波路の最適化は行っていない。アクセス導波路とバス導波路の間隔は 250 nm とし、TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の結合部の長さは、それぞれ 66.6, 64.8, 108.2 μm とした。アクセス導波路の 90 度曲げ付近で生じる弱い結合は、十分に小さく、ADC の性能に与える影響が非常に小さいので無視した。広帯域に動作する ADC を設計するために、5 波長 (1500, 1525, 1550, 1575, 1600 nm) で同時に最適化を行った。

図 5.2 に、WFM 法設計(a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の性能改善の推移を示す。各 ADC の透過率は、初めの数回の反復で概ね改善された。5 波長の平均透過率が最大となる構造を最適構造として選択すると、TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の最適構造は、それぞれ 19, 30, 17 回反復後に得られた。図 5.3 に、WFM 法設計(a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の最適構造のコア外形を示す。アクセス導波路とバス導波路の間隔の平均値はそれぞれ 244, 247, 247 nm となり、間隔の最小値はそれぞれ 190, 200, 190 nm となった。なお、TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> ADC で導波路間隔が 190 nm となったのは結合部の長さ 66.6 μm のうち 0.6 μm、TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC で導波路間隔が 190 nm となったのは結合部の長さ 108.2 μm のうち 0.4 μm である。

WFM 法の有用性を実証するため、通常の ADC の設計を行った。TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC のバス導波路幅はそれぞれ 837, 1275, 1713 nm とし、結合部の長さはそれぞれ 18.2, 22.0, 25.2 μm とした。結合部の長さは、WFM 法設計 ADC よりも小さい。結合部の長さを大きくすると、アクセス導波路とバス導波路の間でモード結合が繰り返され、結果として狭帯域な特性になって

しまう。したがって、本パラメータは、通常の ADC として最大限に広帯域に動作するものである。アクセス導波路とバス導波路の間隔は 200 nm とした。ADC は、間隔が小さいほど広帯域に動作する。WFM 法設計 ADC と通常 ADC を動作帯域の面で比較する上で、WFM 法設計 ADC は、アクセス導波路とバス導波路の間隔において優位なパラメータになってはいけない。そのため、通常 ADC で 200 nm と設定した一方、WFM 法設計 ADC の初期構造においては 250 nm と設定した。この条件では、WFM 法設計 ADC の方が不利となっているといえる。

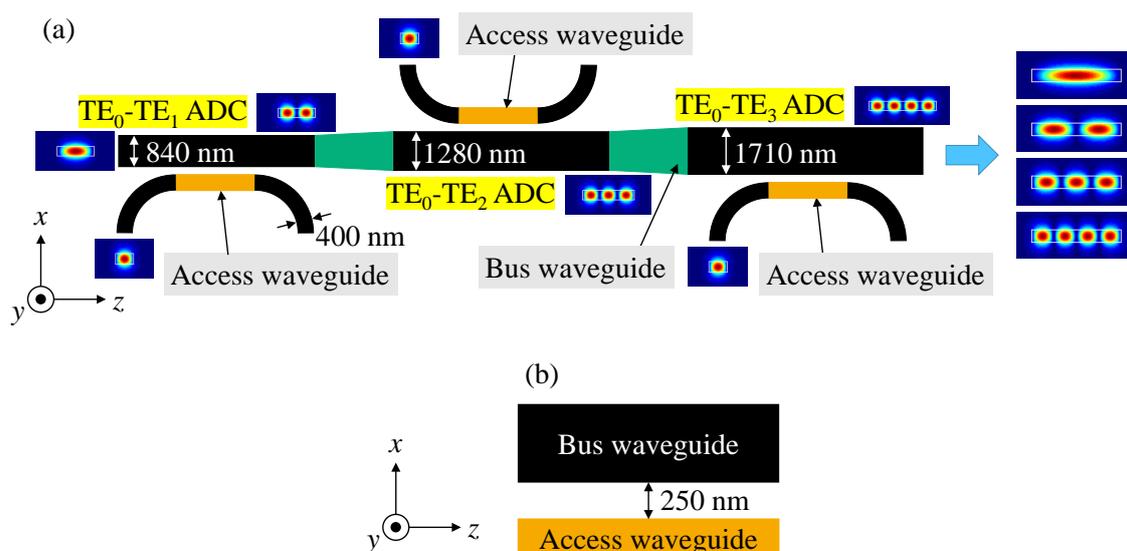


図 5.1 (a)4 モード合波器の構造図, (b)WFM 法を適用する前の ADC の初期構造 (Adapted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

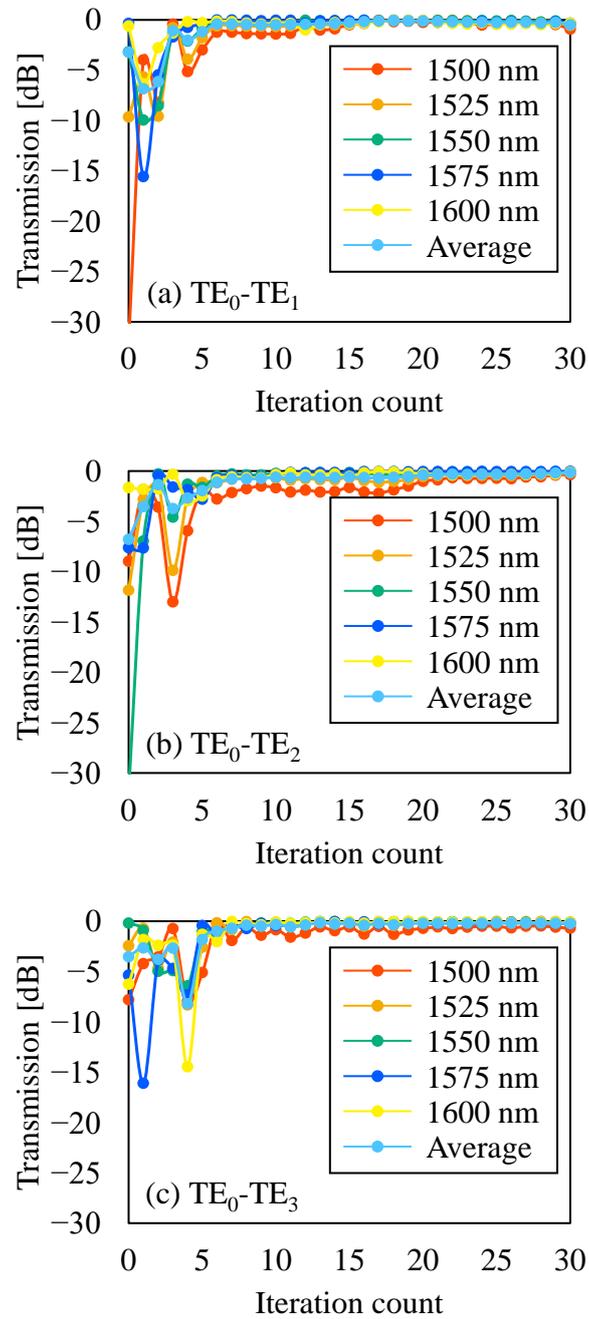


図 5.2 WFM 法設計 (a) $TE_0$ - $TE_1$ , (b) $TE_0$ - $TE_2$ , (c) $TE_0$ - $TE_3$  ADC の性能改善の推移 (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

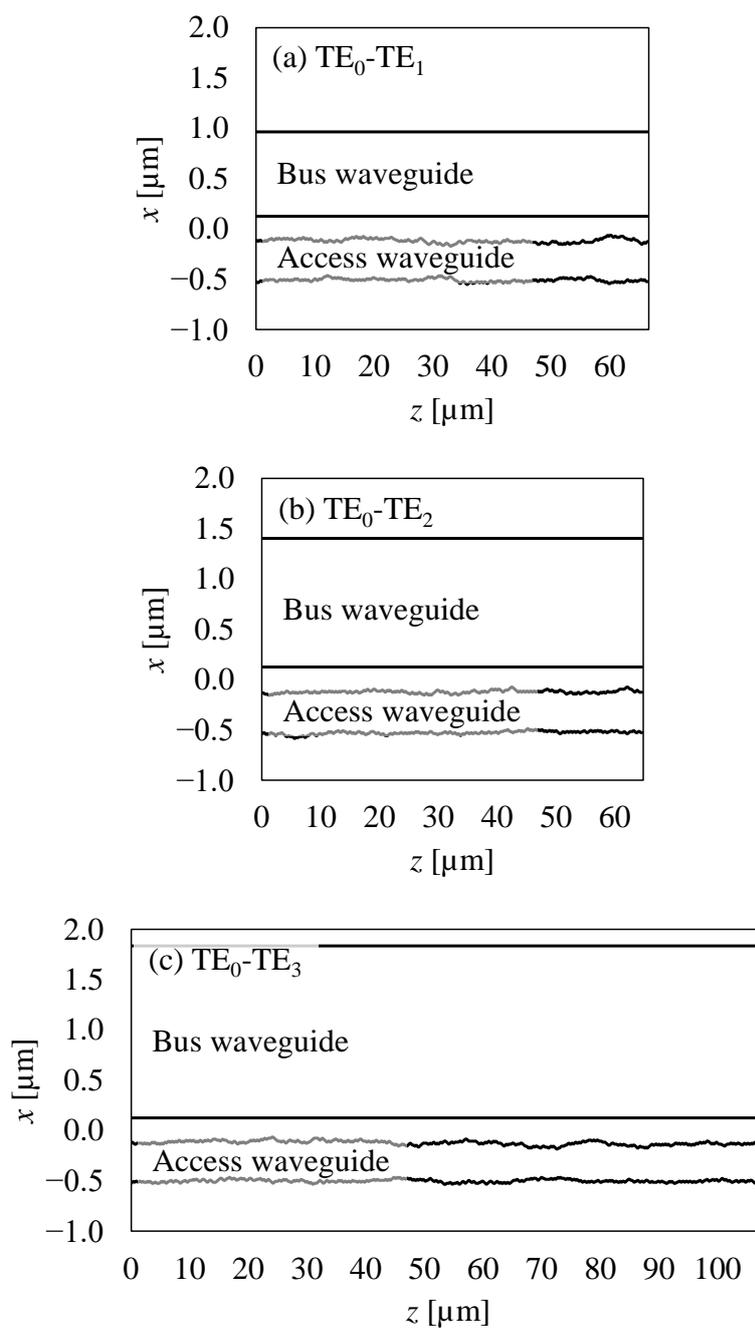


図 5.3 WFM 法設計(a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の最適構造のコア外形  
(Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

### 5.3 作製したモード合分波器の実験結果

WFM 法設計 ADC 及びそれらから構成される 4 モード合分波器, 並びに, 通常 ADC 及びそれらから構成される 4 モード合分波器を標準の CMOS プロセスにて作製した. 導波路形状の描画には, フォトリソグラフィ技術 (KrF, 248 nm) を用いた. 図 5.4 に, ADC および 4 モード合分

波器を測定するための系を示す。TE<sub>0</sub>モードがスポットサイズ変換器[73]を通してシリコンチップに入射され、出射したTE<sub>0</sub>モードをスペクトラムアナライザで観測する。2つの波長可変光源（1450–1500 nm, 1500–1650 nm）を利用した。波長 1500 nm において波長可変光源を切り替えているため、本研究で示す実験結果は、波長 1500 nm において不連続となっている。図 5.5 に、WFM 設計 ADC から構成される 4 モード合分波器の顕微鏡写真を示す。通常 ADC から構成される 4 モード合分波器も同じチップ内に同じレイアウトで作製した。また、各 ADC の特性を評価するために、同じチップ内に設計した ADC も作製した。図 5.6 に、(a)作製した ADC のレイアウトと(b)T と XT の定義を示す。T はバス導波路へ透過する所望の高次モードの透過率、XT はアクセス導波路に透過する TE<sub>0</sub>モードの透過率を表す。

図 5.7 に、通常及び WFM 法設計(a)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (b)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, (c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の透過スペクトルを示す。実線は実験結果、破線は 3 次元ベクトル有限要素法（Vector Finite Element Method: VFEM）[50]によるシミュレーション結果である。3D VFEM によるシミュレーションは、図 5.6 のレイアウトにて行った。測定結果は、チップ内への光の入出力に生じる損失の影響を差し引くために、同じチップ内に作製した直線導波路の透過スペクトルで規格化した。T で示される合波の動作については、合波と分波を経て測定されるため、規格化した値を 2 で除した。通常 ADC は、放物線状の透過スペクトルであるのに対し、WFM 法設計 ADC は、シミュレーション及び測定実験を行った波長範囲の全域でフラットな透過スペクトルとなった。短波長側においては、通常 ADC と WFM 法設計 ADC は近い特性であるが、長波長側で WFM 法設計 ADC の大きな優位性を示している。最高透過率を見ると、通常の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の方が、WFM 法設計 ADC に比べて、それぞれ 0.71, 0.47, 0.81 dB 大きくなった。しかし、各 ADC の最大透過率でそれぞれの透過スペクトルを規格化したとき、規格化した透過率が -0.5 dB 以上となる帯域を見ると、WFM 法設計 ADC はそれぞれ 112, 114, 134 nm となり、通常 ADC はそれぞれ 80, 72, 65 nm となった。XT についても WFM 法設計 ADC の方が優位である。図 5.7(c)の緑色の実線で示した WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> ADC の実験結果において、透過スペクトルの波長 1550–1600 nm 付近が振動していることが確認できる。この振動は、TE<sub>3</sub>モードと TE<sub>4</sub>モードの干渉が原因であり、4 モード合波器の後段でバス導波路幅を調整し、TE<sub>4</sub>モードをカットオフすることで回避できる。

図 5.8 に、(a–d)WFM 法設計、(e–h)通常 ADC から構成される 4 モード合分波器の透過スペクトルを示す。TE<sub>0</sub>モードが(a, e) I<sub>1</sub>, (b, f) I<sub>2</sub>, (c, g) I<sub>3</sub>, (d, h) I<sub>4</sub>から入射した。I<sub>1</sub>-O<sub>4</sub>, I<sub>2</sub>-O<sub>3</sub>, I<sub>3</sub>-O<sub>2</sub>, I<sub>4</sub>-O<sub>1</sub>が、それぞれ TE<sub>2</sub>, TE<sub>0</sub>, TE<sub>1</sub>, TE<sub>3</sub>モードの合分波動作に対応する。WFM 法設計 ADC から構成される 4 モード合分波器の透過スペクトルは非常にフラットである。図 5.7 で WFM 法設計 ADC の大きな優位性を確認した長波長側において、4 モード合分波器についても同様に優位性が確認できる。

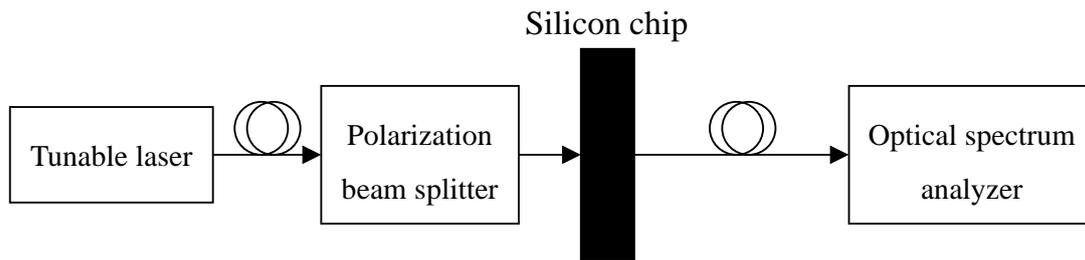


図 5.4 ADC および 4 モード合分波器を測定するための系 (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

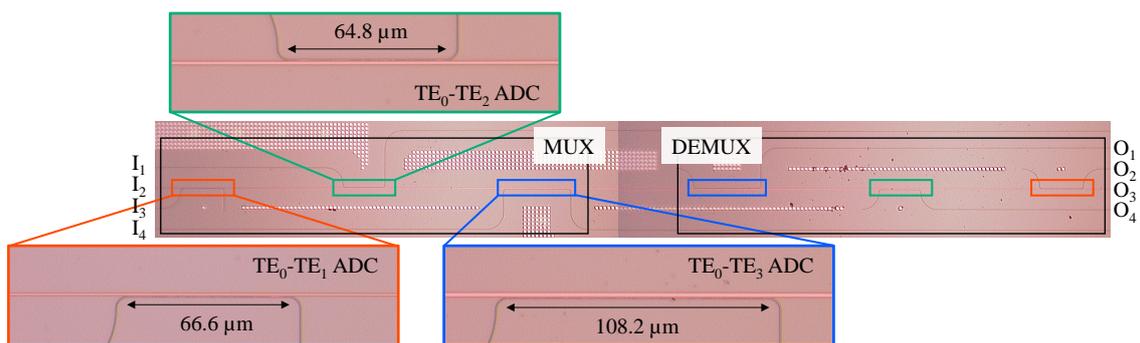


図 5.5 WFM 設計 ADC から構成される 4 モード合分波器の顕微鏡写真 (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

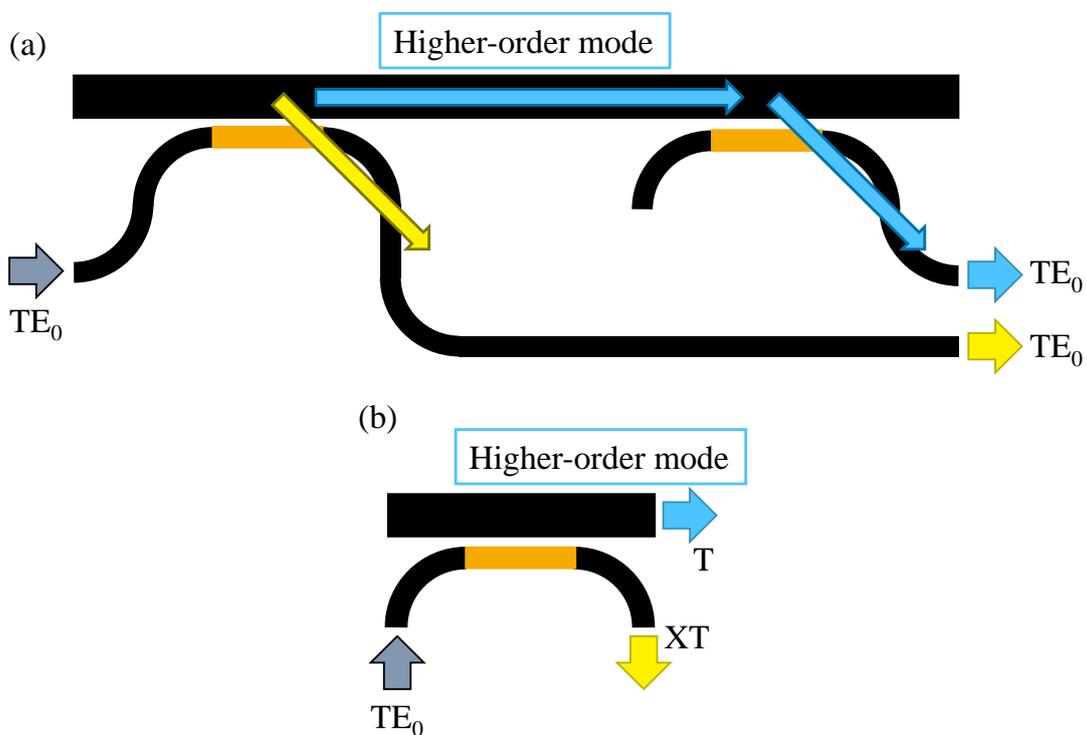


図 5.6 (a)作製した ADC のレイアウトと(b)T と XT の定義 (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

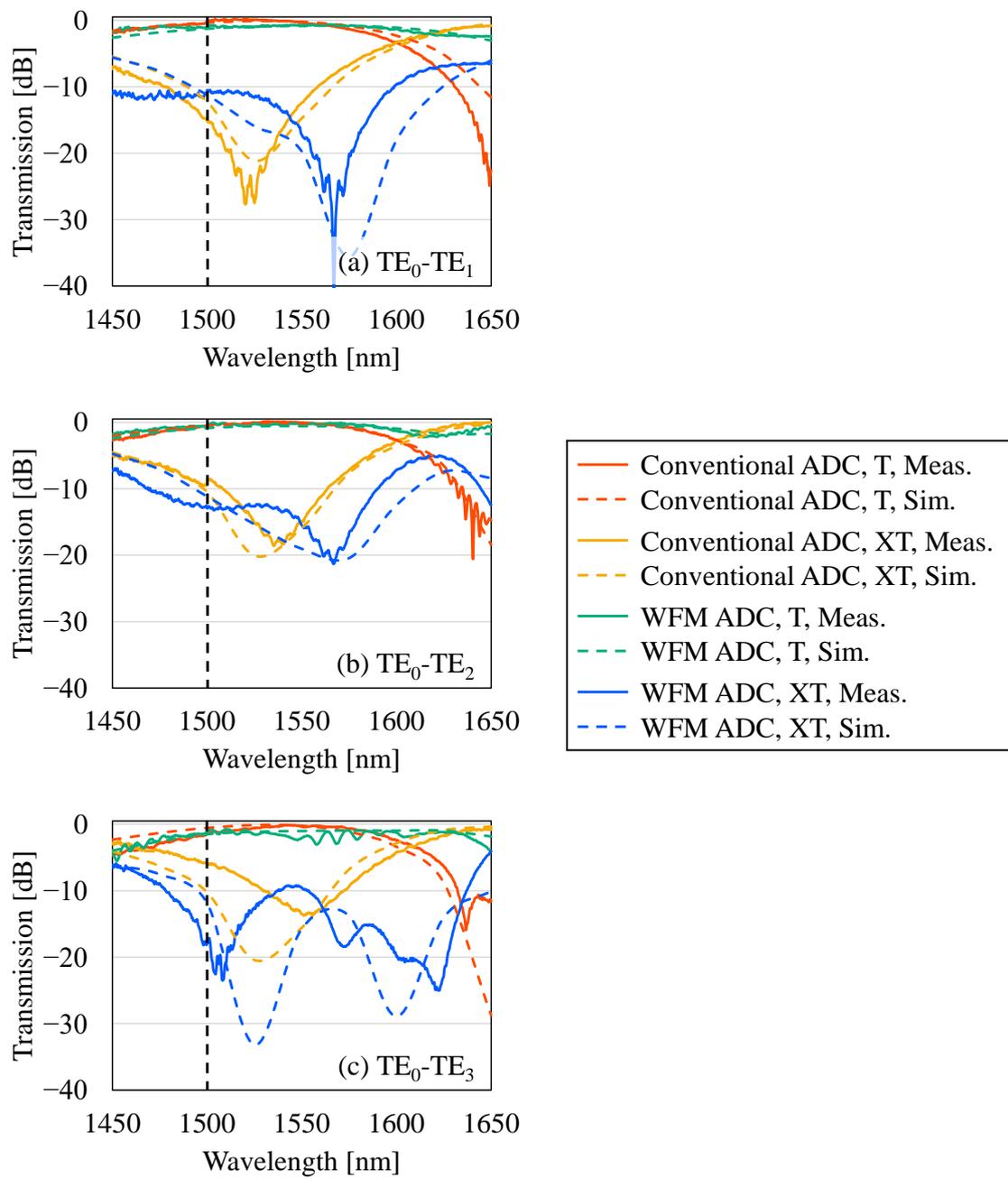


図 5.7 通常及び WFM 法設計(a) $TE_0-TE_1$ , (b) $TE_0-TE_2$ , (c) $TE_0-TE_3$  ADC の透過スペクトル (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

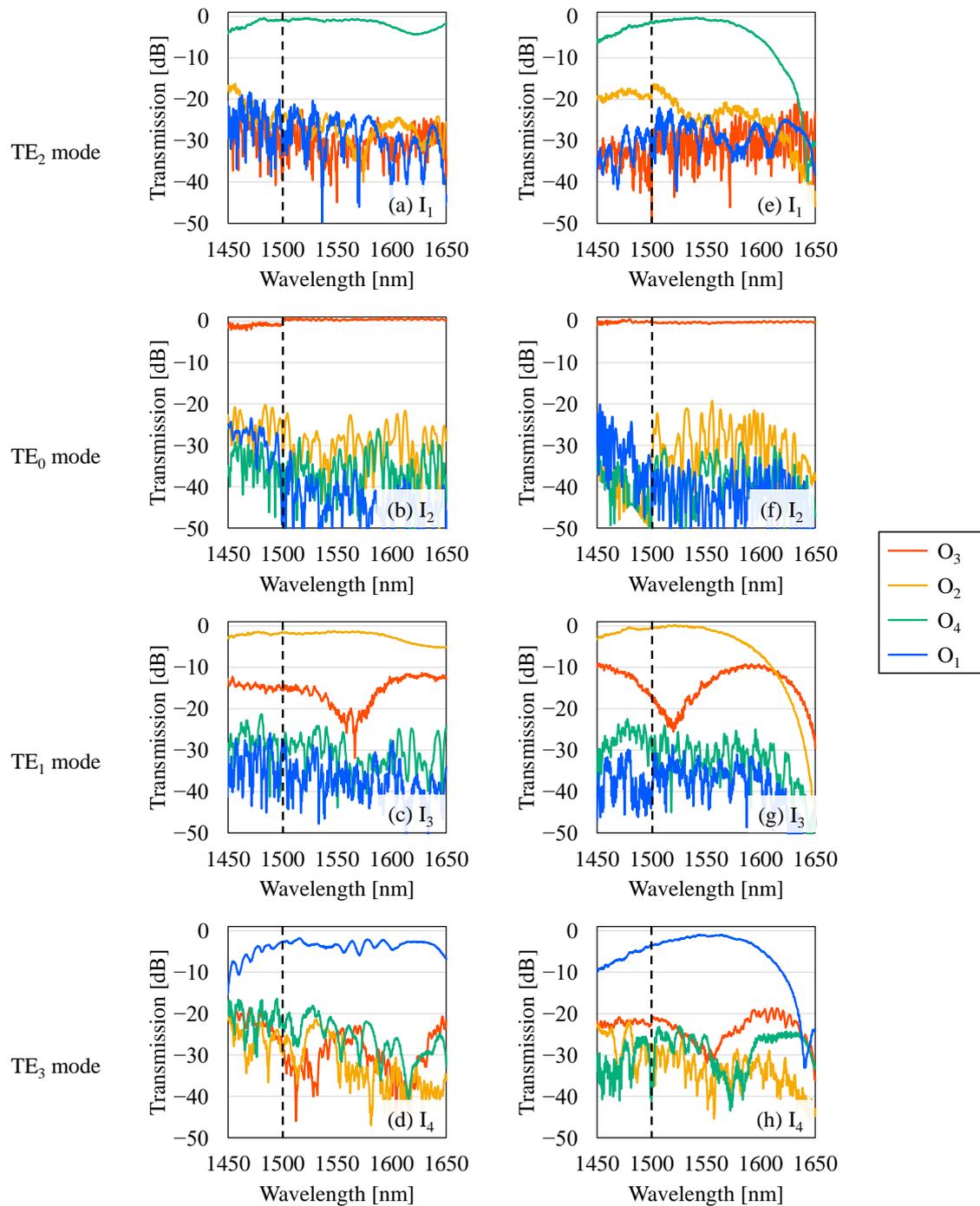


図 5.8 (a-d)WFM 法設計, (e-h)通常 ADC から構成される 4 モード合分波器の透過スペクトル (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

## 5.4 テーパ構造を導入した非対称方向性結合器の波面整合法設計

通常の ADC には、導波路幅の製造誤差に対して敏感であるという弱点がある。テーパ構造を導入した ADC (以降、テーパ ADC と表記する) により、導波路幅の変化に対する耐性を高めることが可能であり、テーパ ADC 型の偏波制御デバイスやモード制御デバイスが提案されてきた [15,21,38]。また、テーパ ADC の透過スペクトルは、通常 ADC の透過スペクトルよりもフラットである。そこで、テーパ ADC を初期構造として採用し、モード合分波器のさらなる広帯域化を図った。本節では、超広帯域動作する WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC を提案する。

図 5.9 に、テーパ ADC の構造図を示す。バス導波路にテーパ構造を導入した。テーパ ADC のアクセス導波路は、結合部の前後に曲げ半径  $5\ \mu\text{m}$  の  $90^\circ$  度曲げを有する。設計領域は、赤破線で示した部分である。WFM 法による最適化を行うのは、アクセス導波路の片側のみである。したがって、アクセス導波路とバス導波路の間隔は固定される。アクセス導波路のコア幅は  $400\ \text{nm}$  とした。バス導波路のテーパ構造の両端のコア幅  $w_{\text{in}}, w_{\text{out}}$  は、表 1 にまとめている。アクセス導波路とバス導波路の間隔は  $200\ \text{nm}$  とした。 $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の結合部の長さは、それぞれ  $40, 50, 90\ \mu\text{m}$  とした。広帯域に動作するテーパ ADC を実現するために、7 波長 ( $1470, 1490, 1510, 1530, 1550, 1570, 1590\ \text{nm}$ ) で同時に最適化を行った。

図 5.10 に、WFM 法設計(a) $TE_0$ - $TE_1$ , (b) $TE_0$ - $TE_2$ , (c) $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の性能改善の推移を示す。7 波長の平均透過率と最低透過率を示している。挿入図は、各波長の透過率を示している。7 波長の最低透過率が最大となった構造を最適構造として選択すると、 $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の最適構造は、それぞれ 10, 6, 29 回反復後に得られた。比較のために、表 5.1 に示したものと同一パラメータにて、波長  $1550\ \text{nm}$  付近で最適となるような通常のテーパ ADC を設計した。通常  $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の結合部の長さは、それぞれ  $50, 60, 65\ \mu\text{m}$  となった。

図 5.11 に、WFM 法設計(a) $TE_0$ - $TE_1$ , (b) $TE_0$ - $TE_2$ , (c) $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の最適構造の導波路外形を、図 5.12 に、通常及び WFM 法設計(a) $TE_0$ - $TE_1$ , (b) $TE_0$ - $TE_2$ , (c) $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の透過スペクトルを示す。3D VFEM によるシミュレーションは、図 5.9 のレイアウトにて行った。比較のため、図 5.7 に示した通常及び WFM 法設計 ADC の透過スペクトルも示している。透過率が  $-0.5\ \text{dB}$  以上となる帯域を見ると、通常  $TE_0$ - $TE_1$ ,  $TE_0$ - $TE_2$ ,  $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC はそれぞれ  $42, 54, 79\ \text{nm}$  となった一方、WFM 法設計テーパ ADC はそれぞれ  $155, 144, 118\ \text{nm}$  となった。テーパ構造と有していない WFM 法設計 ADC では、挿入損失を少し犠牲にしてフラットな透過スペクトルを得ていたが、WFM 法設計テーパ ADC では、低損失かつ広帯域な特性が得られた。また、WFM 法設計テーパ ADC は、他 3 つと比べて、広い波長範囲で XT についても優位である。

図 5.13 に、WFM 法設計(a-c) $TE_0$ - $TE_1$ , (d-f) $TE_0$ - $TE_2$ , (g-i) $TE_0$ - $TE_3$  テーパ ADC の波長  $1510, 1550, 1590\ \text{nm}$  におけるフィールド分布  $|H_y|$  を示す。広い波長範囲で、高効率にモード合波の動作が確認できる。表 5.2 に、通常 ADC, WFM 法設計 ADC, 通常テーパ ADC, WFM 法設計テーパ ADC

の動作波長の比較を示す。波長 1450–1650 nm の範囲で比較した。TE<sub>1</sub>, TE<sub>2</sub>, TE<sub>3</sub>モードの全てにおいて、WFM 法設計テーパ ADC が、低損失かつ広帯域に動作することが示された。表 5.3 に、通常 ADC, WFM 法設計 ADC, 通常テーパ ADC, WFM 法設計テーパ ADC の結合部の長さの比較を示す。WFM 法設計テーパ ADC の結合部の長さは、WFM 法設計 ADC よりも小さくなった。WFM 法設計においてテーパ ADC を初期構造として採用することは、広帯域動作するモード合分波器を実現するための有効な手段といえる。

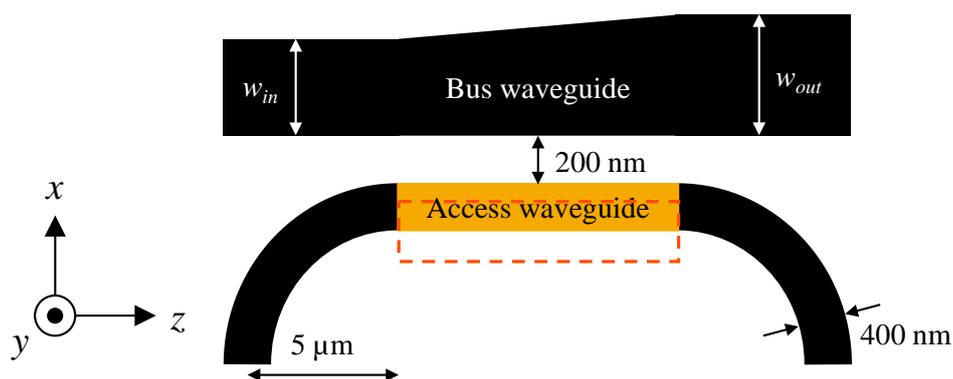


図 5.9 テーパ ADC の構造図 (Adapted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

表 5.1 バス導波路のテーパ構造の両端のコア幅  $w_{in}$ ,  $w_{out}$

	$w_{in}$	$w_{out}$
TE <sub>0</sub> -TE <sub>1</sub>	820 nm	860 nm
TE <sub>0</sub> -TE <sub>2</sub>	1240 nm	1300 nm
TE <sub>0</sub> -TE <sub>3</sub>	1670 nm	1750 nm

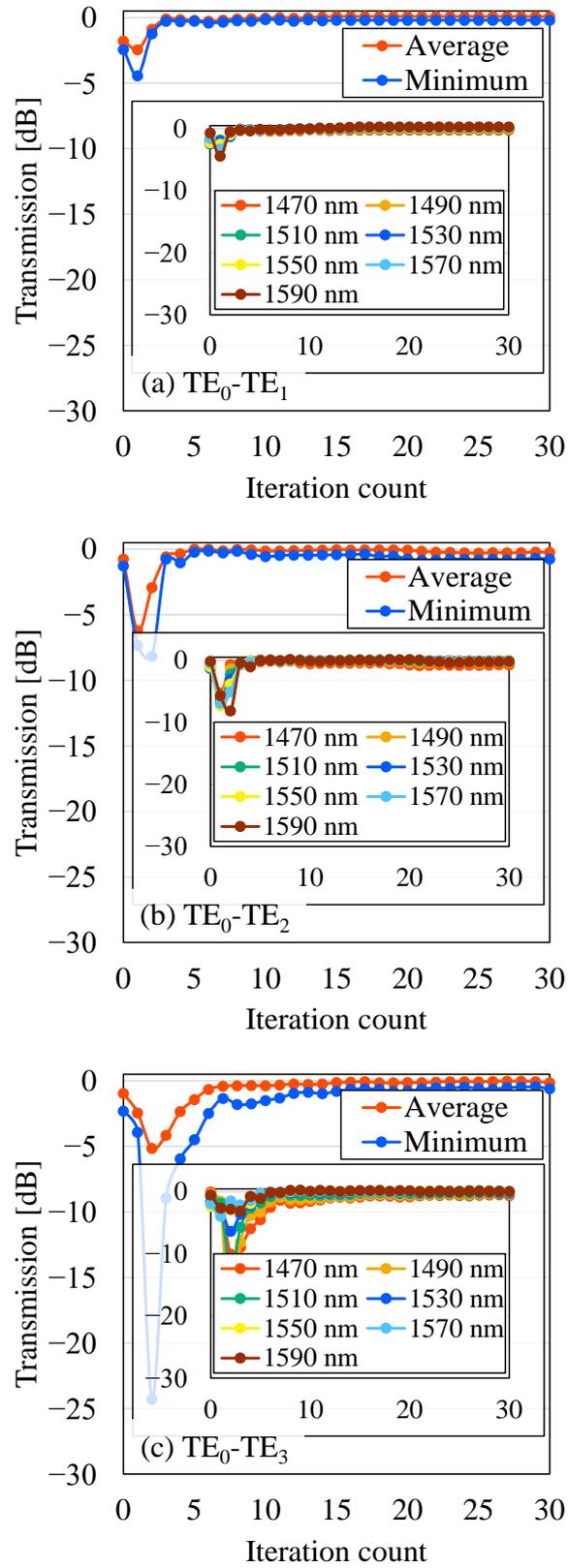


図 5.10 WFM 法設計(a) $TE_0-TE_1$ , (b) $TE_0-TE_2$ , (c) $TE_0-TE_3$  テーパ ADC の性能改善の推移 (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

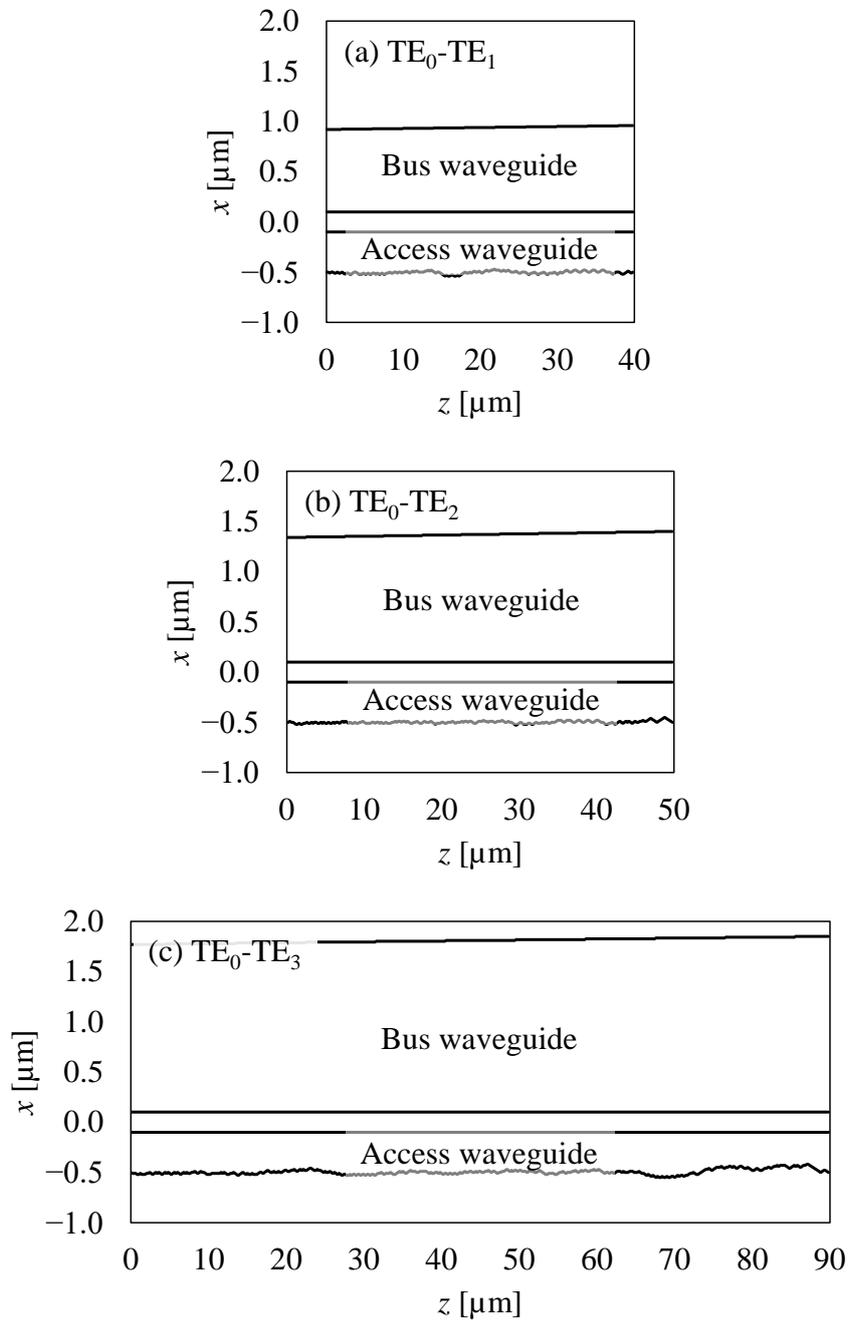


図 5.11 WFM 法設計(a) $TE_0-TE_1$ , (b) $TE_0-TE_2$ , (c) $TE_0-TE_3$  テーパ ADC の最適構造の導波路外形 (Adapted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

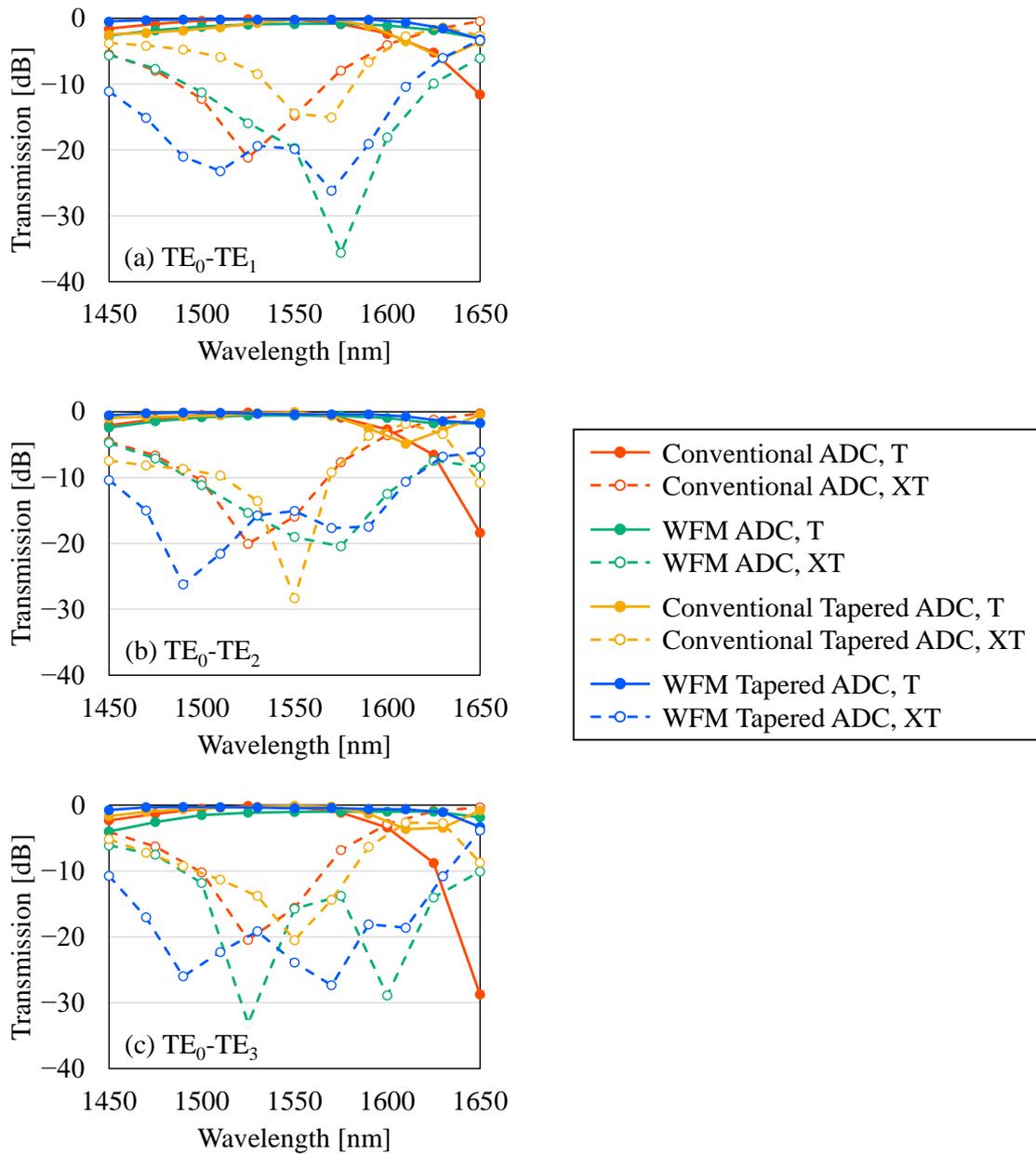


図 5.12 通常及び WFM 法設計(a) $TE_0-TE_1$ , (b) $TE_0-TE_2$ , (c) $TE_0-TE_3$  テーパー ADC の透過スペクトル (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

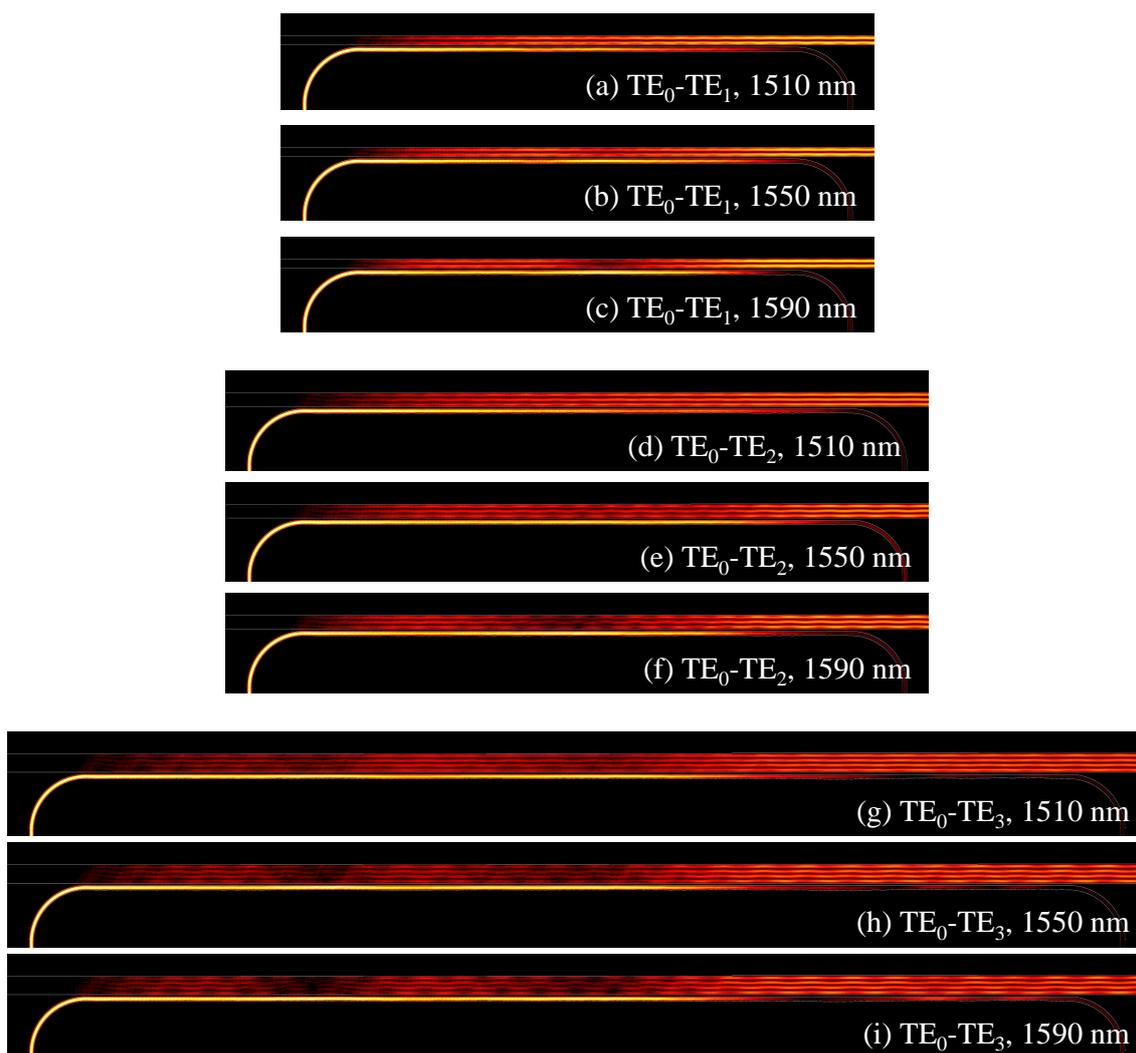


図 5.13 WFM 法設計(a-c)TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>, (d-f)TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub>, (g-i)TE<sub>0</sub>-TE<sub>3</sub> テーパー ADC の波長 1510, 1550, 1590 nm におけるフィールド分布 $|H_y|$  (Reprinted with permission from [55] © Optica Publishing Group.)

表 5.2 通常 ADC, WFM 法設計 ADC, 通常テーパー ADC, WFM 法設計テーパー ADC の動作波長の比較

	-0.5-dB bandwidth normalized by each maximum transmission		
	TE <sub>0</sub> -TE <sub>1</sub>	TE <sub>0</sub> -TE <sub>2</sub>	TE <sub>0</sub> -TE <sub>3</sub>
Conventional ADC	80 nm	72 nm	65 nm
WFM ADC	112 nm	114 nm	134 nm
Conventional tapered ADC	50 nm	58 nm	89 nm
WFM tapered ADC	> 161 nm	> 155 nm	170 nm

表 5.3 通常 ADC, WFM 法設計 ADC, 通常テーパ ADC, WFM 法設計テーパ ADC  
の結合部の長さの比較

	TE <sub>0</sub> -TE <sub>1</sub>	TE <sub>0</sub> -TE <sub>2</sub>	TE <sub>0</sub> -TE <sub>3</sub>
Conventional ADC	18.2 μm	22.0 μm	25.2 μm
WFM ADC	66.6 μm	64.8 μm	108.2 μm
Conventional tapered ADC	50 μm	60 μm	65 μm
WFM tapered ADC	40 μm	50 μm	90 μm

## 5.5 まとめ

WFM 法設計 ADC で構成される 4 モード合分波器の実験的実証を行った。非常にフラットな透過スペクトルを有する WFM 法設計 ADC が得られ、広帯域な合分波動作が確認された。複数の波長を考慮して WFM 法を適用することの有用性を理論的かつ実験的に示した。さらに、初期構造としてテーパ ADC を採用して WFM 法を適用することで、低損失で超広帯域な ADC が得られることを示した。

## 第6章

### 高屈折率差導波路における波面整合法の効果的な適用

#### 6.1 まえがき

小型、低損失、または広帯域動作など、優れた特徴を有する光導波路デバイスを設計する有効な手段の1つとして、最適化手法を用いることが挙げられる。近年、直接二分探索による非常に小さな光導波路デバイスが盛んに報告されている[17,19,32,34,35]。これらは、モザイク状の屈折率分布を有し、製造工程において電子ビームリソグラフィ技術を必要とする。一方、波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法もまた光導波路の設計に用いられてきた最適化手法であり、モザイク状の屈折率分布を避けるため、主に、コア外形を最適化するように用いられてきた。文献[53]において、WFM 法設計シリコンモード変換器の実験的実証が行われ、製造工程においてフォトリソグラフィ技術が用いられた。

文献[43]にて初めて WFM 法が報告されて以来、その有効性は低屈折率差である石英系導波路の設計を通して実証されていた[43–45,47]。我々は、高屈折率差であるシリコン導波路の設計に WFM 法を適用するため、フルベクトル解析手法に基づく WFM 法を開発し、偏波制御デバイスやモード制御デバイスを提案してきた[48,53–55]。また、これまでは、屈折率分布の更新は材料境界のみに制限してきた。この制約には、主に2つの理由がある。1つ目は、WFM 法の理論は、屈折率分布の微小変化を仮定しているためである。したがって、一度の屈折率分布の更新によって、導波モードの伝搬定数が大きく変化することを回避している。2つ目は、製造を難しくしないために、コア内にクラッド材料が生じて、モザイク状の屈折率分布になることを回避するためである。さらに、スパイク状の構造が生じないように制限している。しかしながら、シリコン導波路は、その高い屈折率差のため、導波路パラメータによっては、これらの制約では不十分となる場合がある。これによって、性能改善が不安定になり、WFM 法の効果が十分に発揮されない結果に至ってしまう。その不安定性の悪影響として、多くの導波路パラメータを試す必要が生じ、結果として計算コストが大きく増加してしまう。

本研究では、シリコン導波路の WFM 法設計において、WFM 法の効果を十分に発揮させるための新たなアルゴリズムを提案する。提案手法は、デバイスの性能達成率に応じて材料変更量を調整するような制約を課すことで、シリコン導波路の安定的かつ高効率な設計を可能とする。提案手法を説明した後、 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の設計を通して、その有効性を詳細に示す。設計した  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の変換効率は、波長 1550 nm において  $-0.52$  dB となった。さらなる改善を追求するため、提案手法にランダム性を加えたときの有効性を調査した。最後に、提案手法の有効性を補強するために、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の設計も行った。

## 6.2 高屈折率差導波路ための波面整合法の新たなアルゴリズム

まず、従来の WFM 法を説明する。WFM 法の理論は、文献[43]より、次式から導かれる。

$$|\mathbf{E}_f(\mathbf{r}) - \mathbf{E}_b(\mathbf{r})|^2 \equiv F(\mathbf{r}) \quad (6.1)$$

$\mathbf{E}_f$  は入射界の順方向伝搬界、 $\mathbf{E}_b$  は理想出射界の逆方向伝搬界、 $\mathbf{r}$  は位置ベクトルである。WFM 法による最適化が目標とするのは、式(6.1)で定義した  $F(\mathbf{r})$  を最小化することであり、設計領域の至る所で  $\mathbf{E}_f = \mathbf{E}_b$  を満たすことに等しい。WFM 法では、次式に基づいて、位置  $\mathbf{r}$  における材料変更が行われる。

$$\eta(\mathbf{r}) \equiv (\mathbf{E}_f(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}_b^*(\mathbf{r})) \cdot \mathbf{i}_z \quad (6.2)$$

$\mathbf{H}_b^*$  は理想出射界の逆方向伝搬界の複素共役である。 $\mathbf{E}_f$  と  $\mathbf{H}_b^*$  から自動的に最適な屈折率分布が求められる。デバイスの性能を最大化するために、伝搬解析と屈折率分布の更新が繰り返される。設計領域は、材料制御のために微小なピクセルに離散化される。材料変更によって生じる導波モードの伝搬定数の変化量を  $\delta\beta$ 、光波の伝搬方向の離散化単位を  $\Delta z$  と表すと、 $\delta\beta\Delta z \ll 1$  という条件を満たす必要がある[44–48,53–55]。したがって、 $\delta\beta\Delta z$  は、微小な位相変化量を表し、位置  $\mathbf{r}$  に対して課される条件である。また、スパイク状の構造が生じないように制御しながら、式(6.2)に基づいて、材料境界上の全てのピクセルの材料の判定が行われる。

図 6.1 に、従来の WFM 法と提案する WFM 法の図解を示す。従来の WFM 法における材料変更のための評価指標は、 $\text{Im}[\eta(\mathbf{r})]$  である。 $\text{Im}[\eta(\mathbf{r})]$  の符号が正（負）かつ位置  $\mathbf{r}$  のピクセルの材料がクラッド（コア）材料であれば、コア（クラッド）に変更する。 $\mathbf{E}_f = \mathbf{E}_b$  に到達するために、設計領域全体で位相変化量を考慮する必要がある。具体的には、一度の屈折率分布の更新で生じる位相変化量の合計は十分小さくしなければならない。低屈折率差導波路では、材料変更を材料境界上のピクセルのみに制限するだけで、その条件を容易に満たすことができるが、高屈折率差導波路では満たされない場合がある。悪影響は、出射端において、伝搬界と理想出射界の位相差に観察することができ、その位相差は、WFM 法の最適化が進む中で 0 rad 付近を振動する。これは、6.3 節で示す。この問題は、位相変化量の合計を小さくすることで解決される。簡単な発想としては、 $\delta\beta$  を小さくするために、 $x$  方向の離散化単位  $\Delta x$  を小さくすることが挙げられるが、計算コストが増加してしまう。また、適切な  $\delta\beta$  は、デバイスの導波路パラメータによって変化する。提案手法では、従来の WFM 法で材料変更を許す条件に加え、一度の屈折率分布の更新で生じる位相変化量の合計を十分小さくするために、材料変更の量を制限する。6.3 節では、一度の屈折率分布の更新で生じる位相変化量の合計は、デバイスの性能達成率に依存する。これは、デバイス設計の安定性を高めることに貢献する。材料変更のための評価指標は  $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  とし、材料変更の優先順位を決めるために参照される。 $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  の値域は、 $-\pi$  から  $+\pi$  までである。 $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  は、位置  $\mathbf{r}$  における  $\mathbf{E}_f$  と  $\mathbf{E}_b$  の位相不整合を反映するものであり、 $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  の絶対値が大きい位置  $\mathbf{r}$  ほど性能改善に貢献する。つまり、提案する WFM 法には 2 つの要点があり、(i)  $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  に従って各ピクセルに材料変更の優先順位を与えることと(ii)一度の屈折率分布の更新で生じる位相変化量の合計を制御するために、WFM 法最適化に進むピクセル数を適切に決めることである。

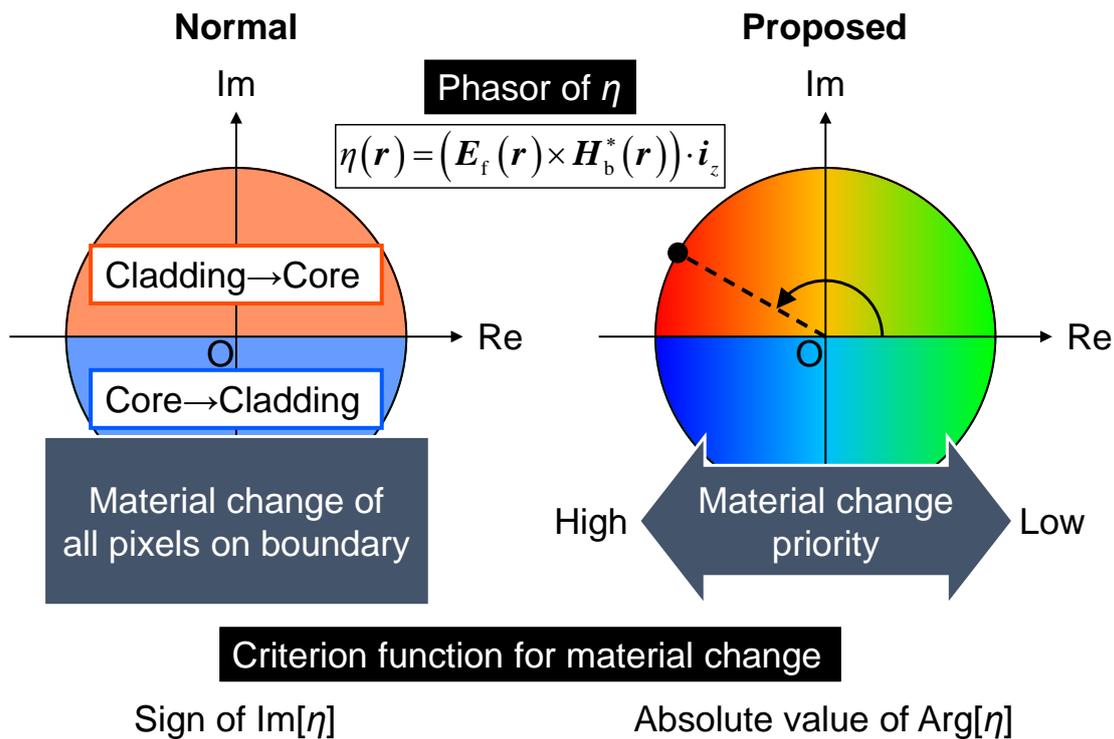


図 6.1 従来の WFM 法と提案する WFM 法の図解

### 6.3 提案手法によるモード変換器の設計

従来手法及び提案手法の WFM 法を用いて  $\text{TE}_0$ - $\text{TE}_1$  モード変換器の設計を行った。伝搬界分布を得るために、3次元ベクトル有限要素法 (Vector Finite Element Method: VFEM) [50]を用いた。両者の比較を行い、提案手法が安定的かつ効率的な  $\text{TE}_0$ - $\text{TE}_1$  モード変換器の設計を可能とすることを示す。図 6.2 に、モード変換器の初期構造を示す。設計領域は、コアの両側に設けられ、材料制御のために微小なピクセルに分割した。各ピクセルのサイズは、 $\Delta x \times \Delta z$  で定義される。コア幅は  $w = 800 \text{ nm}$ 、設計領域の幅は  $w_d = 600 \text{ nm}$ 、設計領域の長さは  $L_d = 10 \mu\text{m}$ 、コア高さは  $220 \text{ nm}$  とした。コアとクラッドの材料は、それぞれ  $\text{Si}$ 、 $\text{SiO}_2$  とし、屈折率は  $n(\text{Si}) = 3.476410$ 、 $n(\text{SiO}_2) = 1.444024$  とした。従来の WFM 法を用いた設計については、ピクセルのサイズの依存性を調査するために、 $(\Delta x, \Delta z) = (30 \text{ nm}, 50 \text{ nm})$ 、 $(20 \text{ nm}, 50 \text{ nm})$ 、 $(10 \text{ nm}, 25 \text{ nm})$  の 3 通りを試した。提案手法を用いた設計については、 $(\Delta x, \Delta z) = (20 \text{ nm}, 50 \text{ nm})$  とした。入射界は  $\text{TE}_0$  モード、理想出射界は  $\text{TE}_1$  モードとした。図 6.3 に、提案手法のワークフローを示す。簡潔に述べると、提案手法は、WFM 法最適化に進むピクセルを適切に選択するものである。まず、デバイスの性能達成率  $D$  から、WFM 法最適化に進むピクセルの数を決める。 $D$  は、材料境界上のピクセルの総数に対する WFM 法最適化に進むピクセルの数の割合として利用されるため、 $D$  の値域は 0 から 1 である。なお、材料境界上のピクセルの総数は固定される。 $D$  は、屈折率分布更新前の変換効率  $C$  を用いて、 $D = 1 - C$  と定義した。材料境界上のピクセルを取り出した後、それらに対して、材料変

更のための優先順位を与えるため、それぞれの  $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  を取得する。決められたピクセル数と与えられた優先順位から、WFM 法最適化に進むピクセルが選択される。選択されたピクセルは WFM 法最適化による材料変更の対象となる。

図 6.4(a), (b)に、従来手法及び提案手法の WFM 法によって設計した  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器の (a)変換効率と (b)出射端における伝搬界と理想出射界の位相差を示す。位相差は、 $\text{TE}_0$  モードを入射して出射端まで伝搬後のフィールド分布と理想出射界である  $\text{TE}_1$  モードのフィールド分布から計算した。従来手法による設計では、ピクセルサイズが大きいほど性能改善が不安定である。提案手法による設計では、7 回反復後に変換効率が最大に達して完全に収束した。従来手法の設計において、 $(\Delta x, \Delta z) = (10 \text{ nm}, 25 \text{ nm})$  とした場合は、位相差が提案手法の設計と同様に推移したが、変換効率は反復するにつれて劣化した。図 6.4(c)–(f)に、WFM 法 20 回反復後の  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器のフィールド分布  $|H_y|$  を示す。(c)–(e)は従来手法による設計、(f)は提案手法による設計で得たものである。 $\text{TE}_0$  モードを入射ポートから入射した。また、コア外形を白線で示している。従来手法により、 $(\Delta x, \Delta z) = (10 \text{ nm}, 25 \text{ nm})$  で設計したときのコア外形は、非常に大きく変化していることが確認でき、これが図 6.4(a)に示す変換効率の劣化を引き起こしたと考えられる。提案手法で設計した場合は、 $\text{TE}_0$  モードが効率よく  $\text{TE}_1$  モードへ変換されていることが確認できる。図 6.5(a)–(d)に、提案手法の WFM 法 20 回反復後の  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器のフィールド分布  $H_y$  を示す。(a), (b)は順伝搬界分布  $H_{f,y}$ 、(c), (d)は逆伝搬界分布の複素共役  $H_{b,y}^*$  である。(a), (c)は実部、(b), (d)は虚部の界分布である。また、コア外形を黒線で示している。 $H_{f,y}$  と  $H_{b,y}^*$  がほぼ完全に複素共役の関係になっていることが確認できる。よって、 $H_{f,y} \approx H_{b,y}^*$  を満たし、設計領域全体で  $\mathbf{E}_f(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_b(\mathbf{r})$  がほぼ満たされている。これは、提案手法により、WFM 法の効果が十分に発揮されたことを表している。図 6.5(e)に、提案手法の WFM 法 20 回反復後の  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器の透過スペクトルを示す。波長 1550 nm において、変換効率は  $-0.52 \text{ dB}$ 、 $\text{TE}_0$  モードと  $\text{TE}_2$  モードへのモードクロストークは、それぞれ  $-13.1 \text{ dB}$ 、 $-26.2 \text{ dB}$  となった。

提案手法は、シリコンモード変換器の安定的かつ効率的な設計を提供するが、局所最適解に陥りやすい。提案手法の安定性を維持しながら、より良い導波路構造を得るために、追加調査を行った。追加調査では、材料変更の優先順位を決めるために、ランダム性を考慮する。優先度  $P(\mathbf{r})$  は、 $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  の絶対値と乱数  $R$  ( $0 \leq R \leq 1$ ) を用いて、次式によって求める。

$$P(\mathbf{r}) = \left| \text{Arg}[\eta(\mathbf{r})] \right| \times R \quad (6.3)$$

$\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  の絶対値の大きいピクセルは高い優先度となる可能性が高く、 $\text{Arg}[\eta(\mathbf{r})]$  の絶対値の小さいピクセルは低い確率で高い優先度を得る。調査は、20 個のサンプルにて行った。図 6.6(a), (b)に、ランダム性なしとランダム性ありの提案手法の WFM 法 20 回反復後の  $\text{TE}_0\text{-TE}_1$  モード変換器の (a)伝送パワーと (b) $\text{TE}_1$  モードの割合の箱ひげ図を示す。 $\text{TE}_1$  モードの割合は、伝送パワーに占める  $\text{TE}_1$  モードのパワーの割合を表す。ランダム性を与えることで、伝送パワーは少し小さくなったが、 $\text{TE}_1$  モードの割合は少し大きくなった。ランダム性なしの場合、伝送パワーと  $\text{TE}_1$  モードの割合は、それぞれ 93.8%, 94.4% となり、ランダム性ありの場合、平均伝送パワーと  $\text{TE}_1$  モードの平均割合は、それぞれ 89.2%, 95.9% となった。表 6.1 に、ランダム性なしとランダム性

ありの提案手法の WFM 法を用いて設計した  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の比較を示す。ランダム性ありの提案手法で設計したうちの 4 個の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器で、最大変換効率と  $TE_0$  モードへのモードクロストークの両方が、ランダム性なしの提案手法で設計した  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器よりも優位となった。提案手法にランダム性を加えることで、提案手法の安定性を維持しながら、 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の性能をわずかに改善できることを示した。

最後に、提案手法を用いて、 $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の設計も行った。コア幅は  $w = 1200$  nm、設計領域の幅は  $w_d = 800$  nm、設計領域の長さは  $L_d = 20$   $\mu$ m とした。ピクセルサイズは、 $(\Delta x, \Delta z) = (20$  nm, 50 nm) とした。入射界は  $TE_0$  モード、理想出射界は  $TE_2$  モードとした。奇モードの不要な励振を避けるために、屈折率分布が伝搬方向の軸について対称となるような条件を課した。調査は、10 個のサンプルにて行った。図 6.7(a), (b) に、ランダム性なしとランダム性ありの提案手法の WFM 法 20 回反復後の  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器の (a) 伝送パワーと (b)  $TE_2$  モードの割合の箱ひげ図を示す。図 6.7(a) の緑色の円は、外れ値である。ランダム性なしの場合、伝送パワーと  $TE_2$  モードの割合は、それぞれ 98.1%, 97.5% となり、ランダム性ありの場合、平均伝送パワーと  $TE_2$  モードの平均割合は、それぞれ 97.9%, 98.4% となった。提案手法にランダム性を加えることで、 $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の場合と同様に、所望のモードの割合が改善した。ランダム性なしで設計した  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器について、変換効率は -0.19 dB、 $TE_0$  モードへのモードクロストークは -16.2 dB となった。また、ランダム性ありで設計した  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器については、全てのサンプルで、変換効率と  $TE_0$  モードへのモードクロストークが、ランダム性なしで設計した  $TE_0$ - $TE_2$  モード変換器よりも優位となった。10 個のサンプルの最大変換効率は -0.14 dB となり、そのとき  $TE_0$  モードへのモードクロストークは -20.1 dB となった。

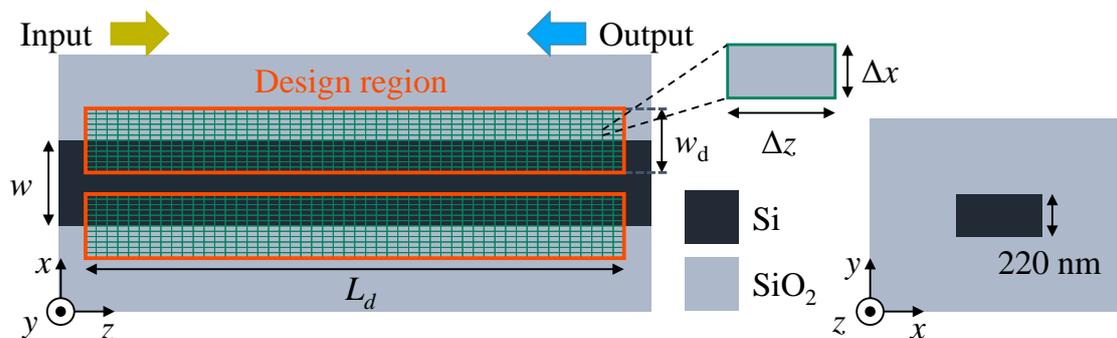


図 6.2 モード変換器の初期構造

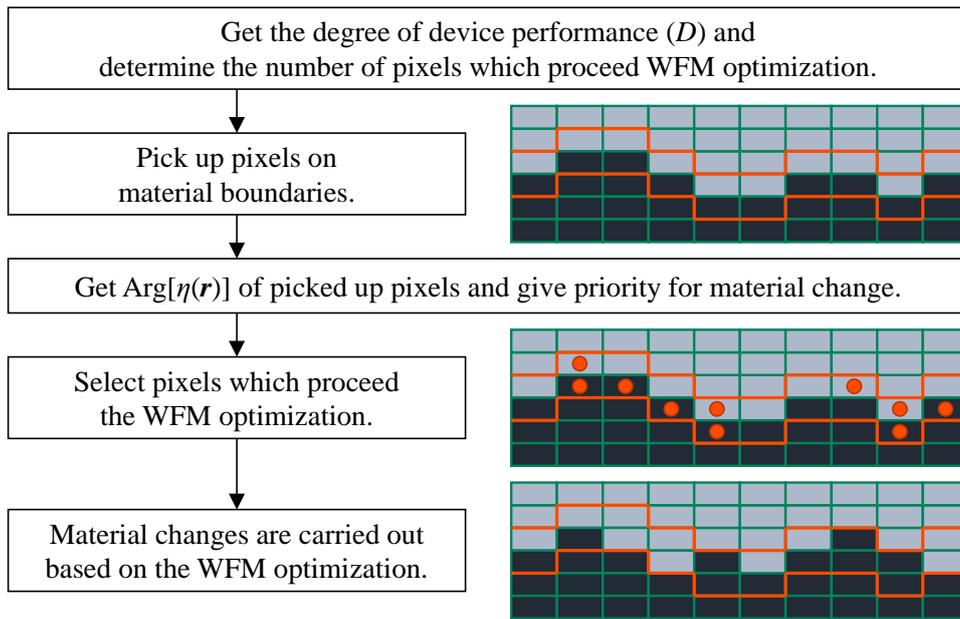


図 6.3 提案手法のワークフロー

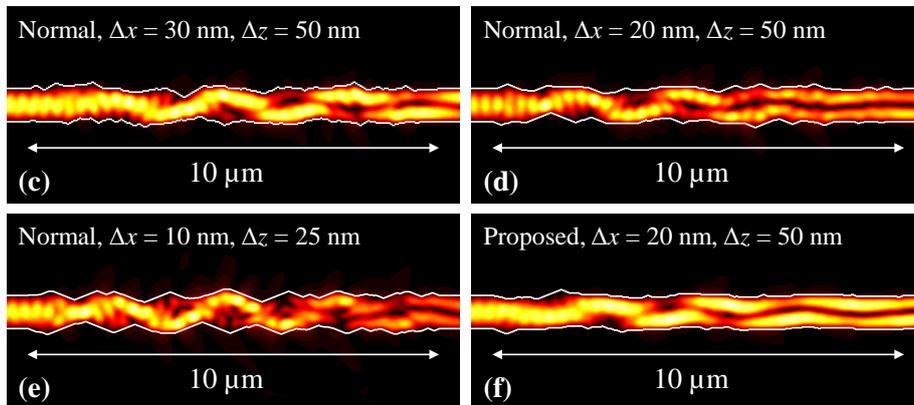
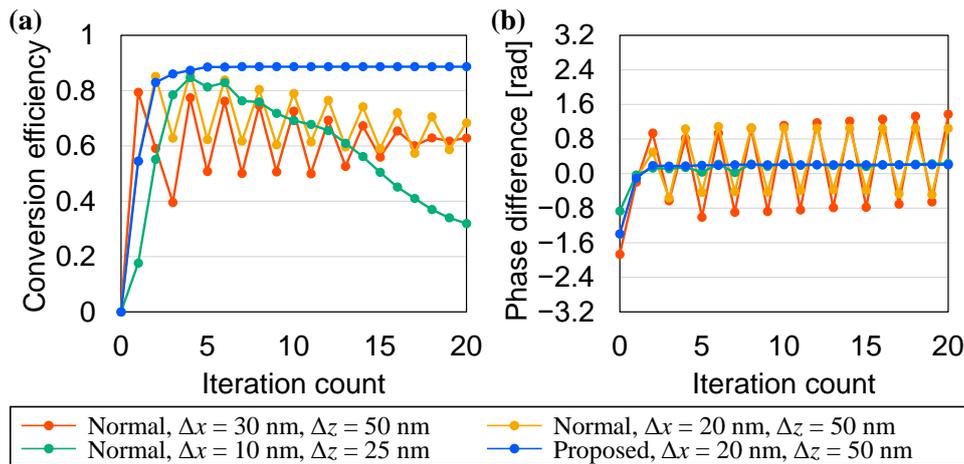


図 6.4 (a,b)従来手法及び提案手法の WFM 法によって設計した  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の(a)変換効率と(b)出射端における伝搬界と理想出射界の位相差, (c-f)WFM 法 20 回反復後の  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のフィールド分布 $|H_y|$ (c)-(e)は従来手法による設計, (f)は提案手法による設計

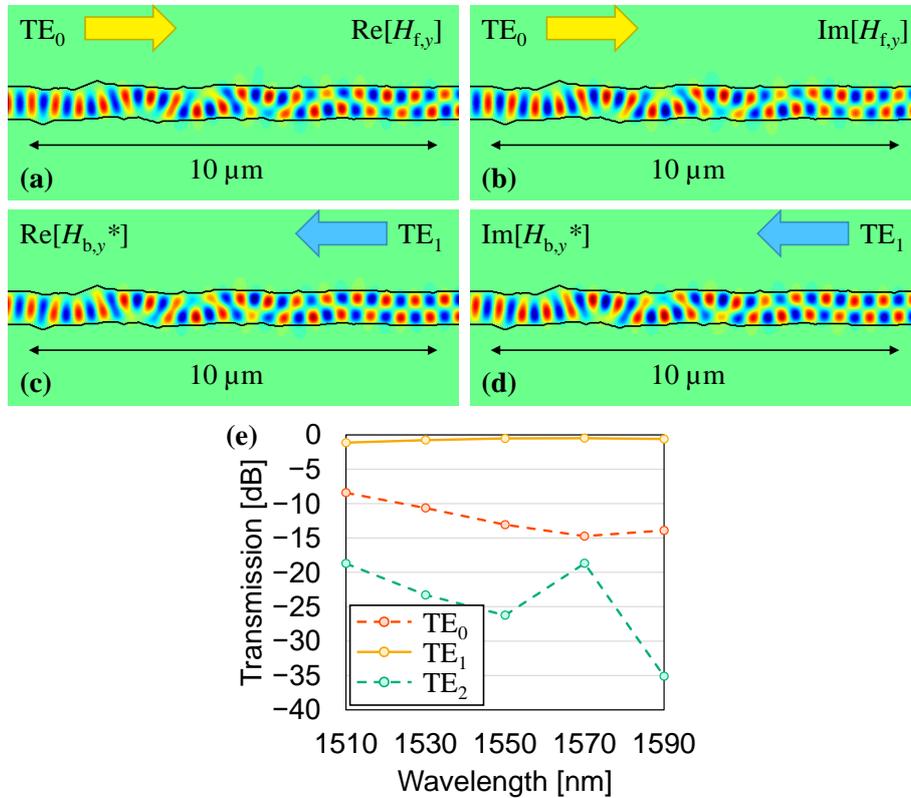


図 6.5 (a-d)提案手法の WFM 法 20 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器のフィールド分布  $H_y$ , (a), (b)は順伝搬界分布  $H_{f,y}$ , (c), (d)は逆伝搬界分布の複素共役  $H_{b,y}^*$ , (a), (c)は実部, (b), (d)は虚部の界分布, (e)提案手法の WFM 法 20 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の透過スペクトル

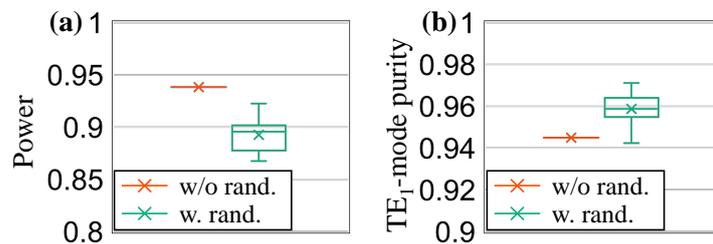


図 6.6 ランダム性なしとランダム性ありの提案手法の WFM 法 20 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の(a)伝送パワーと(b)TE<sub>1</sub> モードの割合の箱ひげ図

表 6.1 ランダム性なしとランダム性ありの提案手法の WFM 法を用いて設計した TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の比較

Sample	Conversion efficiency	Crosstalk to TE <sub>0</sub> mode
w/o rand.	-0.52 dB	-13.1 dB
w. rand., no. 1	-0.49 dB	-14.1 dB
w. rand., no. 2	-0.50 dB	-13.6 dB
w. rand., no. 3	-0.52 dB	-13.2 dB
w. rand., no. 4	-0.52 dB	-13.7 dB

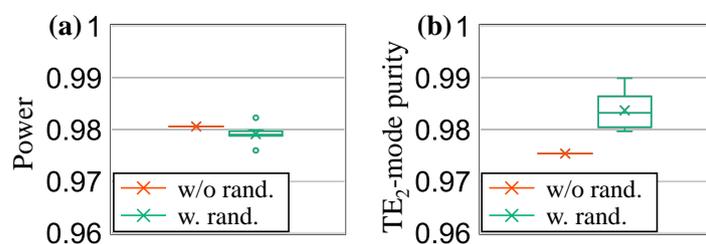


図 6.7 ランダム性なしとランダム性ありの提案手法の WFM 法 20 回反復後の TE<sub>0</sub>-TE<sub>2</sub> モード変換器の(a)伝送パワーと(b)TE<sub>2</sub>モードの割合の箱ひげ図

## 6.4 まとめ

安定的かつ効率的なシリコン導波路の WFM 法設計を可能とするために、新たなアルゴリズムの提案を行った。TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の設計を通して、提案した手法の有用性を示した。材料変更に対して、追加の制約を課したことは、モード変換器の設計に特化したものではなく、他のシリコン導波路においても、安定的かつ効率的な設計が期待できる。

## 第7章

### 任意4モード変換器の提案

#### 7.1 まえがき

データ通信の需要の増加に伴い、伝送容量の拡大や低消費電力化が求められている。チャンネル数を増やすだけでなく、光ネットワークの利用効率を高めることも重要である。そのために、光スイッチが盛んに研究されてきた[77–81]。モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) システムにおいては、近年、マルチモードスイッチ[60–71]、切り替え可能なモード交換器[82]、モード選択スイッチ[83]、モード無依存スイッチ[84]、再構成可能な (選択的に光信号の挿入や分岐を行う) モード合分波器[85]等、切り替え可能なモード制御デバイスが提案されている。

本研究では、切り替え可能なモード制御デバイスとして、4モードMDMシステムのための任意4モード変換器を提案する。MDMシステムのための再構成可能なモード合分波器[85]と組み合わせることで、システムの柔軟性を高めることができる。提案する任意4モード変換器には、波面整合 (Wavefront Matching: WFM) 法[43–48, 53–55]を用いて設計した  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器が、構成デバイスの一部に含まれる。任意4モード変換器は、入射した  $TE_0$  モードを初めの4つのTEモード ( $TE_0$ ,  $TE_1$ ,  $TE_2$ ,  $TE_3$  モード) へ選択的に変換するデバイスである。3次元ベクトル有限要素法 (Vector Finite Element Method :VFEM) [50]を用いたシミュレーションを行い、波長 1550 nm において、変換効率は-0.39 dB より大きく、モードクロストークは-23 dB より小さくなることを示した。

#### 7.2 任意4モード変換器の設計と結果

図 7.1 に、任意4モード変換器の構造図と動作原理を示す。3つのデバイスから構成される。図 7.2(a)に、2モードスイッチの構造図を示す。2つのY分岐型3-dBスプリッタと1つの位相シフタ (PS-1) で構成される。 $TE_0$  モードを入射すると、位相シフタの状態が OFF (ON) のとき、 $TE_0$  ( $TE_1$ ) モードとして出射する。幹導波路と枝導波路のコア幅は、それぞれ 0.8, 0.4  $\mu\text{m}$  とした。PS-1の長さは 80  $\mu\text{m}$  とし、枝導波路は曲げ半径 5  $\mu\text{m}$  で 60度回転するSベンドとした。PS-1のOFF/ONの状態を制御に熱光学効果を利用することを想定し、屈折率を変化させることで位相変化量を調整する。PS-1がON状態のときは、コア材料であるSiの屈折率を0.0093だけ大きくした。図 7.2(b)に、 $TE_0$ - $TE_2$ / $TE_1$ - $TE_1$  モード変換器の構造図を示す。2つの非対称Y分岐とWFM法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器で構成される。 $TE_0$  モードを入射すると、 $TE_2$  モードに変換されて出射し、 $TE_1$  モードを入射すると、 $TE_1$  モードのまま出射するデバイスである。前段の非対称Y分岐は、入射した  $TE_0$  ( $TE_1$ ) モードを Branch-1 (Branch-2) へ  $TE_0$  モードとして結合させる。

Branch-1 に結合した  $TE_0$  モードは、WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器にて  $TE_1$  モードに変換される。その後、 $TE_1$  モードは、後段の非対称 Y 分岐にて、マルチモード導波路の  $TE_2$  モードとして結合する。一方、Branch-2 に結合した  $TE_0$  モードは、後段の非対称 Y 分岐にて、マルチモード導波路の  $TE_1$  モードとして結合する。幹導波路、Branch-1、Branch-2 のコア幅は、それぞれ 1.0, 0.52, 0.48  $\mu\text{m}$  とした。非対称 Y 分岐の長さは 96  $\mu\text{m}$ 、非対称 Y 分岐の終端における分岐の間隔は 1.2  $\mu\text{m}$  とした。WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のコア幅と長さは、それぞれ 1.0, 23.8  $\mu\text{m}$  とした。図 7.2(c)に、デュアルモード 2 モードスイッチの構造図を示す。2 つのマルチモード Y 分岐型 3-dB スプリッタと 1 つの位相シフタ (PS-2) で構成される。 $TE_1$  モードを入射すると、位相シフタの状態が OFF (ON) のとき、 $TE_1$  ( $TE_0$ ) モードとして出射する。 $TE_2$  モードを入射すると、位相シフタの状態が OFF (ON) のとき、 $TE_2$  ( $TE_3$ ) モードとして出射する。幹導波路と枝導波路のコア幅は、それぞれ 1.3, 0.65  $\mu\text{m}$  とした。PS-2 の長さは 74  $\mu\text{m}$  とした。マルチモード対称 Y 分岐の枝導波路は、直線的に分岐した後、曲げ半径 20  $\mu\text{m}$  で 60 度回転する S ベンドで分岐する。S ベンドの開始点における分岐の間隔は 1.0  $\mu\text{m}$  とした。PS-2 が ON 状態のときは、コア材料である Si の屈折率を 0.01 だけ大きくした。

図 7.3 に、WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の透過スペクトルを示す。挿入図は、WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器のコア外形である。設計は、波長 1550 nm のみを考慮して行った。波長 1550 nm において、変換効率は -0.199 dB、 $TE_0$  モードのモードクロストークは -22.1 dB となった。

図 7.4 に、任意 4 モード変換器の透過スペクトルを示す。PS-1/PS-2 の状態は、それぞれ (a)OFF/OFF, (b) OFF/ON, (c)ON/OFF, (d)ON/ON である。2 モードスイッチ、 $TE_0$ - $TE_2$ / $TE_1$ - $TE_1$  モード変換器、デュアルモード 2 モードスイッチの透過スペクトルを 3D VFEM を用いたシミュレーションによって、それぞれ求めた後、伝達行列を用いて任意 4 モード変換器の透過スペクトルを求めた。波長 1550 nm において、変換効率は -0.39 dB より大きく、モードクロストークは -23 dB より小さくなった。Y 分岐は、一般に波長依存性が小さいが、WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器は一定の波長依存性を有する。WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器の広帯域設計を行うことで、任意 4 モード変換器の広帯域化が期待できる。



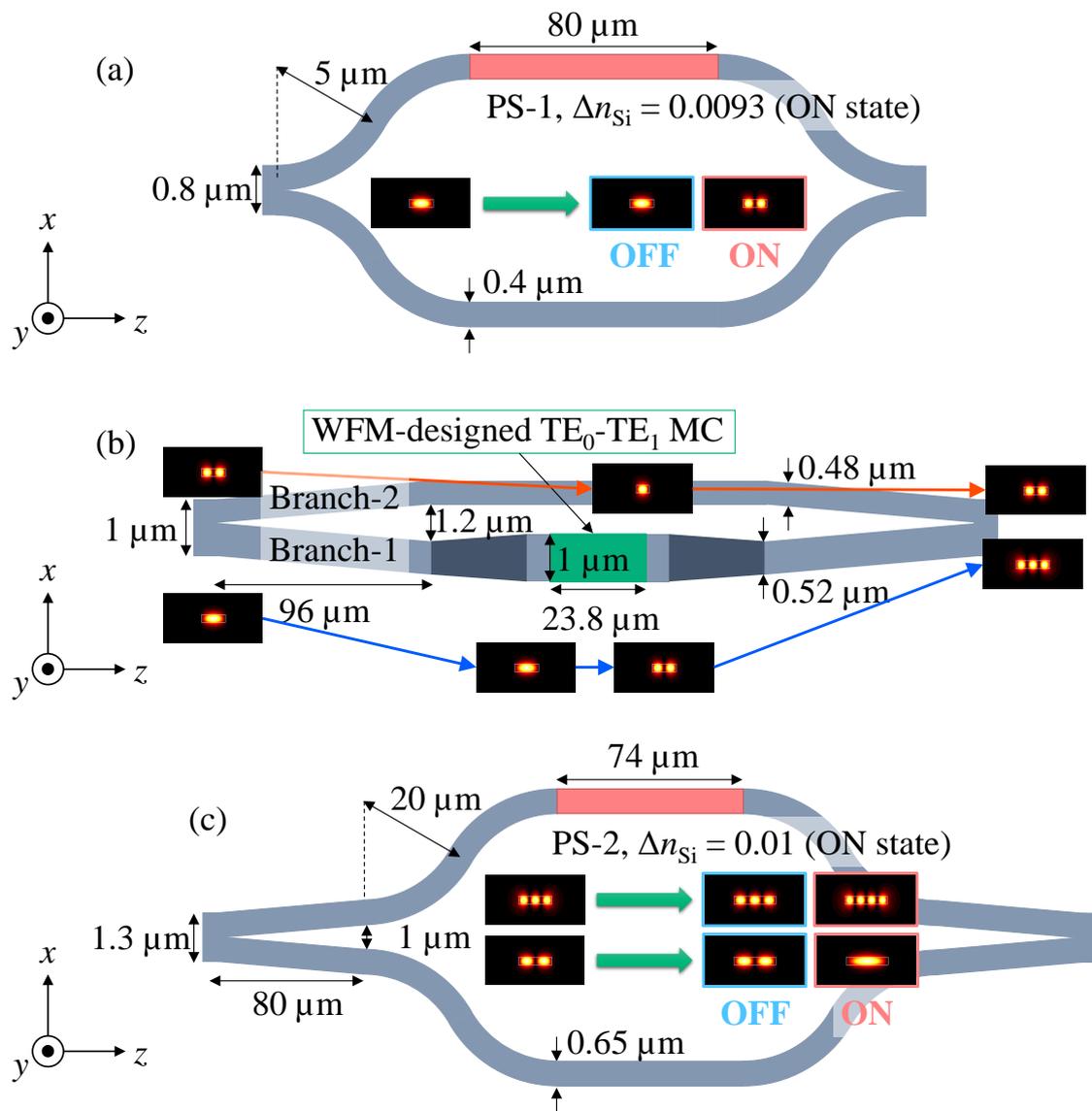


図 7.2 (a)2 モードスイッチの構造図, (b) $TE_0$ - $TE_2$ / $TE_1$ - $TE_1$  モード変換器の構造図, (c) デュアルモード 2 モードスイッチの構造図

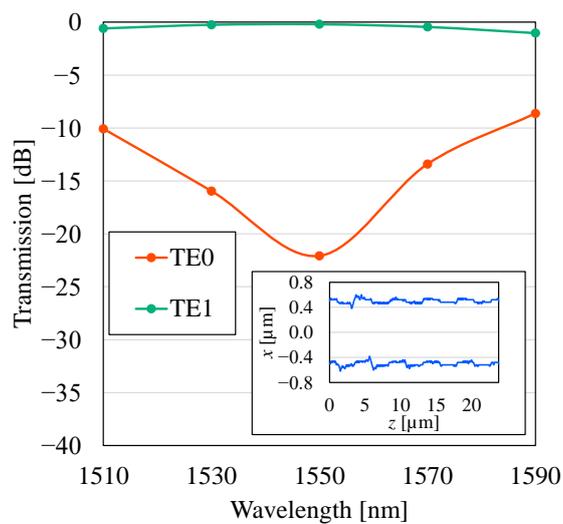


図 7.3 WFM 法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub> モード変換器の透過スペクトル

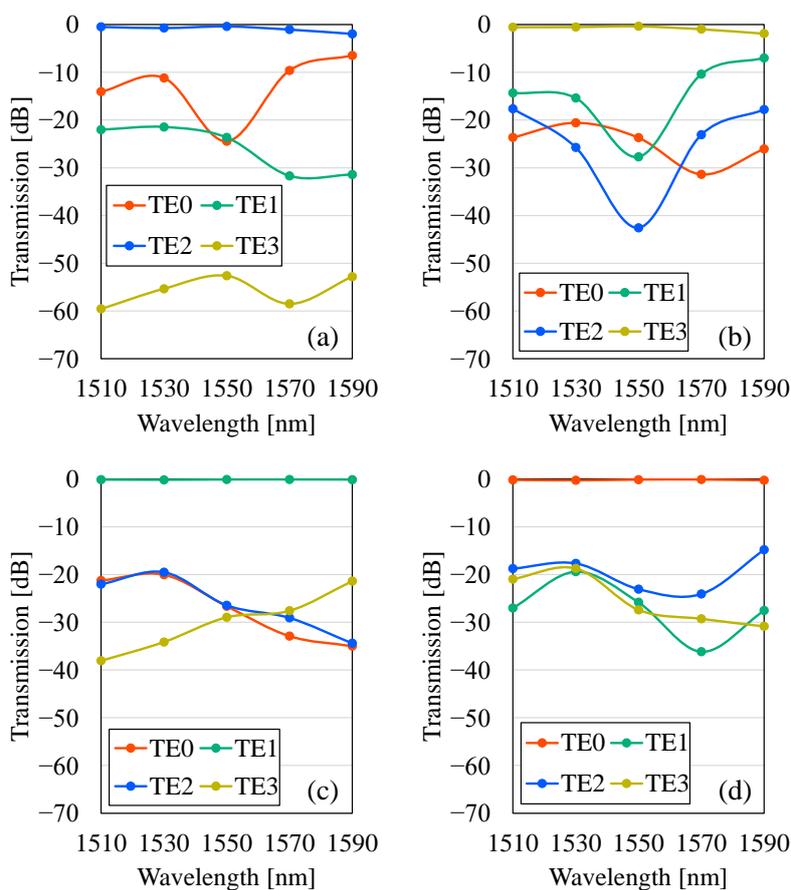


図 7.4 任意 4 モード変換器の透過スペクトル, PS-1/PS-2 の状態は, それぞれ (a)OFF/OFF, (b) OFF/ON, (c)ON/OFF, (d)ON/ON

### 7.3 まとめ

提案したオンチップ MDM システムのための任意 4 モード変換器が、入射した  $TE_0$  モードを初めの 4 つの TE モードへの高効率に変換 ( $> -0.39$  dB) できることをシミュレーションにより示した。WFM 法設計  $TE_0$ - $TE_1$  モード変換器を広帯域に動作するように設計することで、さらなる性能改善が期待できる。

## 第8章

### 結論

波面整合法によって、マルチモードシリコンフォトニクスのためのモード制御デバイスの提案を行った。設計、試作、測定実験を通して、実験的な実証まで行った。

第3章では、任意の形状のシリコン導波路の波面整合法設計を可能とするために、導波路不連続問題のための3次元ベクトル有限要素法に基づく波面整合法の開発を行った。TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>モード変換器を題材として設計を行い、シリコン導波路設計における開発した波面整合法の有用性を理論的に示した。材料制御のために設計領域を微小領域に離散化しているため、作製時には、最適構造に含まれる微細な構造を完全に再現することはできない。微細な構造が鈍ってしまうことを想定し、最適構造から平滑化した構造を用意して再度解析を行った結果、性能劣化がほとんど見られなかったため、十分作製可能であるという見込みを得た。

第4章では、波面整合法設計 TE<sub>0</sub>-TE<sub>1</sub>モード変換器の実験的実証を行った。本成果は、波面整合法設計シリコン導波路として初めての実験的実証となった。試作には、量産性に優れるフォトリソグラフィ技術が使用し、シミュレーション結果と実験結果がよく一致することを確認し、波面整合法設計シリコン導波路デバイスが十分作製可能であることを示した。広帯域な動作を得るために、複数の波長を同時に考慮して設計した。シミュレーション結果と実験結果から、広帯域動作が得られていることを示した。

第5章では、波面整合法設計4モード合分波器の実験的実証を行った。モード数の拡張が容易な非対称方向性結合器型とし、それぞれの高次モードに対して動作する非対称方向性結合器を波面整合法によって設計した。広帯域な4モード合分波器を実現するために、複数の波長を同時に考慮して設計した。シミュレーション結果と実験結果から、それぞれの非対称方向性結合器の広帯域動作が確認され、4モード合分波器としても広帯域な動作が得られていることを実験的に実証した。追加調査として、さらなる広帯域化を追求するため、非対称方向性結合器の一部にテーパ構造を導入して、波面整合法設計を行った。結果として、さらなる広帯域化及び低損失化が可能であることを理論的に示した。

第6章では、シリコン導波路設計における波面整合法の適用方法の改善を検討した。屈折率差の大きなシリコン導波路の設計に波面整合法を用いると、初期構造のパラメータによって、十分な性能改善が得られないことや、導波路構造が収束しないことがあり、その解決策を検討したものである。1回の反復における屈折率分布の変化量を適切に制御することで、安定的に高性能なシリコン導波路の設計が可能であることを示した。

第7章では、外部から制御することで切り替え可能なモード制御デバイスとして、任意4モード変換器の提案を行った。再構成可能なモード合分波器と組み合わせて使うことで、送受信に必要な光デバイス数を削減することを考えた。シミュレーション結果より、波長 1550 nm において、消光比 20 dB 以上と良好な特性を得た。

## 謝辞

本論文をまとめるに際して、終始ご指導ご鞭撻をいただきました、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いただきました、同部門の藤澤剛准教授、佐藤孝憲准教授に深謝申し上げます。

また、本研究員の授業等でご指導いただき、この度副査として貴重なご助言をいただきました、同部門の大鐘武雄教授、西村寿彦教授に、感謝の意を表します。

最後に、本研究室の卒業生である、牧野俊太郎氏には、筆者が学部4年生の頃に、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。

## 参考文献

- [1] Cisco Annual Internet Report, 2018–2023.
- [2] Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2016–2021.
- [3] R. Soref, “The past, present, and future of silicon photonics,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 12, no. 6, pp. 1678–1687, Nov./Dec. 2006.
- [4] H. Yamada, T. Chu, S. Ishida, and Y. Arakawa, “Si photonic wire waveguide devices,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 12, no. 6, pp. 1371–1379, Nov./Dec. 2006.
- [5] M. J. R. Heck, J. F. Bauters, M. L. Davenport, J. K. Doylend, S. Jain, G. Kurczveil, S. Srinivasan, Y. Tang, and J. E. Bowers, “Hybrid silicon photonic integrated circuit technology,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 4, Art. no. 6100117, Jul./Aug. 2013.
- [6] D. Thomson, A. Zilkie, J. E. Bowers, T. Komljenovic, G. T. Reed, L. Vivien, D. Marris-Morini, E. Cassan, L. Viro, J.-M. Fédéli, J.-M. Hartmann, J. H. Schmid, D.-X. Xu, F. Boeuf, P. O’Brien, G. Z. Mashanovich, and M. Nedeljkovic, “Roadmap on silicon photonics,” *J. Opt.*, vol. 18, no. 7, Art. no. 073003, Jun. 2016.
- [7] D. Dai, “Silicon nanophotonic Integrated devices for on-chip multiplexing and switching,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 4, pp. 572–587, Feb. 2017.
- [8] S. Y. Siew, B. Li, F. Gao, H. Y. Zheng, W. Zhang, P. Guo, S. W. Xie, A. Song, B. Dong, L. W. Luo, C. Li, X. Luo, and G.-Q. Lo, “Review of Silicon Photonics Technology and Platform Development,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 13, pp. 4374–4389, Jul. 2021.
- [9] C. Dragone, “An  $N \times N$  optical multiplexer using a planar arrangement of two star couplers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 9, pp. 812–814, Sep. 1991.
- [10] X. Zheng, I. Shubin, G. Li, T. Pinguet, A. Mekis, J. Yao, H. Thacker, Y. Luo, J. Costa, K. Raj, J. E. Cunningham, and A. V. Krishnamoorthy, “A tunable 1x4 silicon CMOS photonic wavelength multiplexer/demultiplexer for dense optical interconnects,” *Opt. Exp.*, vol. 18, no. 5, pp. 5151–5160, Mar. 2010.
- [11] P. Chen, S. Chen, X. Guan, Y. Shi, and D. Dai, “High-order microring resonators with bent couplers for a box-like filter response,” *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 21, pp. 6304–6307, Nov. 2014.
- [12] N. Ohata, T. Yamatoya, T. Saito, T. Miyahara, Y. Morita, E. Ishimura, A. Sugitatsu, and H. Aruga, “Input-power and polarization insensitive all-optical wavelength converter with monolithically integrated monitor PD and gain-controlled SOA,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 1, pp. 267–274, Jan. 2015.
- [13] H. Fukuda, K. Yamada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, H. Shinojima and S. Itabashi, “Ultrasmall polarization splitter based on silicon wire waveguides,” *Opt. Exp.*, vol. 14, no. 25, pp. 12401–12408, Dec. 2006.
- [14] D. Dai and J. E. Bowers, “Novel concept for ultracompact polarization splitter-rotator based on silicon nanowires,” *Opt. Exp.*, vol. 19, no. 11, pp. 10940–10949, May 2011.
- [15] Y. Ding, L. Liu, C. Peucheret, and H. Ou, “Fabrication tolerant polarization splitter and rotator based on a tapered directional coupler,” *Opt. Exp.*, vol. 20, no. 18, pp. 20021–20027, Aug. 2012.
- [16] T. Uematsu, T. Kitayama, Y. Ishizaka, and K. Saitoh, “Ultra-broadband silicon-wire polarization beam combiner/splitter based on a wavelength insensitive coupler with a point-symmetrical configuration,” *IEEE Photon. J.*, vol. 6, no. 1, Art. no. 4500108, Feb. 2014.
- [17] 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,” *Nat. Photon.*, vol. 9, no. 6, pp. 378–382, Jun. 2015.
- [18] H. Wu, Y. Tan, and D. Dai, “Ultra-broadband high-performance polarizing beam splitter on silicon,” *Opt. Exp.*, vol. 25, no. 6, pp. 6069–6075, Mar. 2017.
- [19] A. Majumder, B. Shen, R. Polson, and R. Menon, “Ultra-compact polarization rotation in integrated

- silicon photonics using digital metamaterials,” *Opt. Exp.*, vol. 25, no. 17, pp. 19721–19731, Aug. 2017.
- [20] T. Uematsu, Y. Ishizaka, Y. Kawaguchi, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Design of a compact two-mode multi/demultiplexer consisting of multimode interference waveguides and a wavelength-insensitive phase shifter for mode-division multiplexing transmission,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 15, pp. 2421–2426, Aug. 2012.
- [21] Y. Ding, J. Xu, F. D. Ros, B. Huang, H. Ou, and C. Peucheret, “On-chip two-mode division multiplexing using tapered directional coupler-based mode multiplexer and demultiplexer,” *Opt. Exp.*, vol. 21, no. 8, pp. 10376–10382, Apr. 2013.
- [22] J. B. Driscoll, R. R. Grote, B. Souhan, J. I. Dadap, M. Lu, and R. M. Osgood, Jr., “Asymmetric Y junctions in silicon waveguides for on-chip mode-division multiplexing,” *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 11, pp. 1854–1856, Jun. 2013.
- [23] J. Wang, P. Chen, S. Chen, Y. Shi, and D. Dai, “Improved 8-channel silicon mode demultiplexer with grating polarizers,” *Opt. Exp.*, vol. 22, no. 11, pp. 12799–12807, Jun. 2014.
- [24] J. Wang, S. Chen, and D. Dai, “Silicon hybrid demultiplexer with 64 channels for wavelength/mode-division multiplexed on-chip optical interconnects,” *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 24, pp. 6993–6996, Dec. 2014.
- [25] B. B. Oner, K. Üstün, H. Kurt, A. K. Okyay, and G. Turhan-Sayan, “Large bandwidth mode order converter by differential waveguides,” *Opt. Exp.*, vol. 23, no. 3, pp. 3186–3195, Feb. 2015.
- [26] D. Chen, X. Xiao, L. Wang, Y. Yu, W. Liu, and Q. Yang, “Low-loss and fabrication tolerant silicon mode-order converters based on novel compact tapers,” *Opt. Exp.*, vol. 23, no. 9, pp. 11152–11159, May 2015.
- [27] L. Han, S. Liang, J. Xu, L. Qiao, H. Zhu, W. Wang, “Simultaneous wavelength- and mode-division (de)multiplexing for high-capacity on-chip data transmission link,” *IEEE Photon. J.*, vol. 8, no. 2, Art. no. 7903510, Apr. 2016.
- [28] W. Chen, P. Wang, T. Yang, G. Wang, T. Dai, Y. Zhang, L. Zhou, X. Jiang, and J. Yang, “Silicon three-mode (de)multiplexer based on cascaded asymmetric Y junctions,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 12, pp. 2851–2854, Jun. 2016.
- [29] H. Wu and Y. Shi, “Ultra-broadband dual-mode 3 dB power splitter based on a Y-junction assisted with mode converters,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 21, pp. 5047–5050, Nov. 2016.
- [30] H. Wu and Y. Shi, “Dual-mode waveguide crossing utilizing taper-assisted multimode-interference couplers,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 22, pp. 5381–5384, Nov. 2016.
- [31] W. Ye, X. Yuan, Y. Gao, and J. Liu, “Design of broadband silicon-waveguide mode-order converter and polarization rotator with small footprints,” *Opt. Exp.*, vol. 25, no. 26, pp. 33176–33183, Dec. 2017.
- [32] 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. Exp.*, vol. 26, no. 7, pp. 8162–8170, Apr. 2018.
- [33] 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. Exp.*, vol. 26, no. 11, pp. 14800–14809, May 2018.
- [34] 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.
- [35] W. Chang, X. Ren, Y. Ao, L. Lu, M. Cheng, L. Deng, D. Liu, and M. Zhang, “Inverse design and demonstration of an ultracompact broadband dual-mode 3 dB power splitter,” *Opt. Exp.*, vol. 26, no. 18, pp. 24135–24144, Sep. 2018.
- [36] D. Zhu, H. Ye, Z. Yu, J. Li, F. Yu, and Y. Liu, “Design of compact TE-polarized mode-order converter in silicon waveguide with high refractive index material,” *IEEE Photon. J.*, vol. 10, no. 6, Art. no. 6602907, Dec. 2018.

- [37] L. Hao, R. Xiao, Y. Shi, P. Dai, Y. Zhao, S. Liu, J. Lu, and X. Chen, "Efficient TE-polarized mode-order converter based on high-index-contrast polygonal slot in a silicon-on-insulator waveguide," *IEEE Photon. J.*, vol. 11, no. 2, Art. no. 6601210, Apr. 2019.
- [38] H. Shu, B. Shen, Q. Deng, M. Jin, X. Wang, Z. Zhou, "A design guideline for mode (de) multiplexer based on integrated tapered asymmetric directional coupler," *IEEE Photon. J.*, vol. 11, no. 5, Art. no. 6603112, Oct. 2019.
- [39] Z. Cheng, J. Wang, Z. Yang, L. Zhu, Y. Yang, Y. Huang, and X. Ren, "Sub-wavelength grating assisted mode order converter on the SOI substrate," *Opt. Exp.*, vol. 27, no. 23, pp. 34434–34441, Nov. 2019.
- [40] D. Chack, S. Hassan, and M. Qasim, "Broadband and low crosstalk silicon on-chip mode converter and demultiplexer for mode division multiplexing," *Appl. Opt.*, vol. 59, no. 12, pp. 3652–3659, Apr. 2020.
- [41] B. Wu, Y. Yu, and X. Zhang, "Multimode waveguide crossing with ultralow loss and low imbalance," *Opt. Exp.*, vol. 28, no. 10, pp. 14705–14711, May 2020.
- [42] Y. Zhao, X. Guo, Y. Zhang, J. Xiang, K. Wang, H. Wang, and Y. Su, "Ultra-compact silicon mode-order converters based on dielectric slots," *Opt. Lett.*, vol. 45, no. 13, pp. 3797–3800, Jul. 2020.
- [43] T. Hashimoto, T. Saida, I. Ogawa, M. Kohtoku, T. Shibata, and H. Takahashi, "Optical circuit design based on a wavefront-matching method," *Opt. Lett.*, vol. 30, no. 19, pp. 2620–2622, Oct. 2005.
- [44] Y. Sakamaki, T. Saida, T. Hashimoto, and H. Takahashi, "New optical waveguide design based on wavefront matching method," *J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3511–3518, Nov. 2007.
- [45] Y. Sakamaki, T. Saida, T. Hashimoto, S. Kamei, and H. Takahashi, "Loss reduction of waveguide crossings by wavefront matching method and their application to integrated optical circuits," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 13, pp. 2257–2263, Jul. 2009.
- [46] T. Fujisawa, T. Kitoh, K. Watanabe, K. Suzuki, M. Kotoku, and H. Takahashi, "Wide-bandwidth, low-waveguide-width-sensitivity InP-based multimode interference coupler designed by wavefront matching method," *IEICE Electron. Exp.*, vol. 8, no. 24, pp. 2100–2106, Dec. 2011.
- [47] Y. Yamashita, T. Fujisawa, S. Makino, N. Hanzasa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, F. Yamamoto, K. Nakajima, and K. Saitoh, "Design and fabrication of broadband PLC-based two-mode multi/demultiplexer using a wavefront matching method," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 11, pp. 2252–2258, Jun. 2017.
- [48] S. Makino, T. Fujisawa, and K. Saitoh, "Wavefront matching method based on full-vector finite-element beam propagation method for polarization control devices," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 14, pp. 2840–2845, Jul. 2017.
- [49] M. Koshihara 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.
- [50] Y. Ishizaka, Y. Kawaguchi, K. Saitoh, and M. Koshihara, "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.
- [51] K. Saitoh, and M. Koshihara, "Full-vectorial finite element beam propagation method with perfectly matched layers for anisotropic optical waveguides," *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 405–413, Mar. 2001.
- [52] T. Fujisawa, and M. Koshihara, "Full-vector finite-element beam propagation method for three-dimensional nonlinear optical waveguides," *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 10, pp. 1876–1884, Oct. 2002.
- [53] Y. Sawada, T. Sato, T. Fujisawa, and K. Saitoh, "Development of the wavefront matching method based on the 3-D finite-element method and its application to Si-wire mode converters," *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 17, pp. 3652–3659, Sep. 2018.
- [54] Y. Sawada, T. Fujisawa, and K. Saitoh, "Broadband and compact silicon mode converter designed

- using a wavefront matching method,” *Opt. Exp.*, vol. 28, no. 25, pp. 38196–38205, Dec. 2020.
- [55] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Broadband silicon four-mode multi/demultiplexer designed by a wavefront matching method,” *Opt. Exp.*, vol. 29, no. 17, pp. 27322–27331, Aug. 2021.
- [56] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Switchable mode converter for four-mode MDM system assisted by passive mode controlling device designed by wavefront matching method,” *The 26th Microoptics Conference*, Virtual Conference, Paper PO-13, Sep. 26–29 2021.
- [57] J.-P. Berenger, “A perfect matched layer for the absorption of electromagnetic waves,” *J. Comput. Phys.*, vol. 114, pp. 185–200, Oct. 1994.
- [58] M. Koshiba, Ed., *Optical waveguide theory by the finite element method*. Tokyo, Japan: KTK Scientific, 1992.
- [59] T. Itoh, G. Pelosi, and P. P. Silvester, Eds., *Finite Element Software for Microwave Engineering*. New York: Wiley, 1996.
- [60] B. Stern, X. Zhu, C. P. Chen, L. D. Tzuang, J. Cardenas, K. Bergman, and M. Lipson, “On-chip mode-division multiplexing switch,” *Optica*, vol. 2, no. 6, pp. 530–535, Jun. 2015.
- [61] C. Sun, Y. Yu, G. Chen, and X. Zhang, “On-chip switch for reconfigurable mode-multiplexing optical network,” *Opt. Exp.*, vol. 24, no. 19, pp. 21722–21728, Sep. 2016.
- [62] H. Jia, T. Zhou, L. Zhang, J. Ding, X. Fu, and L. Yang, “Optical switch compatible with wavelength division multiplexing and mode division multiplexing for photonic networks-on-chip,” *Opt. Exp.*, vol. 25, no. 17, pp. 20698–20707, Aug. 2017.
- [63] 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.
- [64] Y. Zhang, Y. He, Q. Zhu, C. Qiu, and Y. Su, “On-chip silicon photonic  $2 \times 2$  mode- and polarization-selective switch with low inter-modal crosstalk,” *Photon. Res.*, vol. 5, no. 5, pp. 521–526, Oct. 2017.
- [65] L. Yang, T. Zhou, H. Jia, S. Yang, J. Ding, X. Fu, and L. Zhang, “General architectures for on-chip optical space and mode switching,” *Optica*, vol. 5, no. 2, pp. 180–187, Feb. 2018.
- [66] T. Zhou, H. Jia, J. Ding, L. Zhang, X. Fu, and L. Yang, “On-chip broadband silicon thermo-optic  $2 \times 2$  four-mode optical switch for optical space and local mode switching,” *Opt. Exp.*, vol. 26, no. 7, pp. 8375–8384, Apr. 2018.
- [67] C. Sun, W. Wu, Y. Yu, G. Chen, X. Zhang, X. Chen, D. J. Thomson, and G. T. Reed, “De-multiplexing free on-chip low-loss multimode switch enabling reconfigurable inter-mode and inter-path routing,” *Nanophotonics*, vol. 7, no. 9, pp. 1571–1580, Aug. 2018.
- [68] R. B. Priti, G. Zhang, and O. Liboiron-Ladouceur, “ $3 \times 10$  Gb/s silicon three-mode switch with  $120^\circ$  hybrid based unbalanced Mach-Zehnder interferometer,” *Opt. Exp.*, vol. 27, no. 10, pp. 14199–14212, May 2019.
- [69] R. B. Priti and O. Liboiron-Ladouceur, “Reconfigurable and scalable multimode silicon photonics switch for energy-efficient mode-division-multiplexing systems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, no. 15, pp. 3851–3860, Aug. 2019.
- [70] H. D. T. Linh, T. C. Dung, K. Tanizawa, D. D. Thang, and N. T. Hung, “Arbitrary TE<sub>0</sub>/TE<sub>1</sub>/TE<sub>2</sub>/TE<sub>3</sub> mode converter using  $1 \times 4$  Y-junction and  $4 \times 4$  MMI couplers,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 26, no. 2, Art. no. 8300708, Mar./Apr. 2020.
- [71] 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.
- [72] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “First experimental demonstration of wavefront-matching-method-designed silicon mode converters,” *Optical Fiber Communication Conference*, Paper W3B.4, San Diego, USA, March 3–7 2019.
- [73] M. Shinkawa, N. Ishikura, Y. Hama, K. Suzuki, and T. Baba, “Nonlinear enhancement in photonic crystal slow light waveguides fabricated using CMOS-compatible process,” *Opt. Exp.*, vol. 19, no. 22,

- pp. 22208–22218, Oct. 2011.
- [74] L.-W. Luo, N. Ophir, C. P. Chen, L. H. Gabrielli, C. B. Poitras, K. Bergmen, and M. Lipson, “WDM-compatible mode-division multiplexing on a silicon chip,” *Nat. Commun.*, vol. 5, Art. no. 3069, Jan. 2014.
- [75] Y. Sawada, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Broadband design of silicon photonics four-mode (de)multiplexer by wavefront matching method,” *Advanced Photonics Congress*, Virtual Conference, Paper ITh3A.6, Jul. 13–16 2020.
- [76] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Experimental demonstration of broadband silicon 4-mode (de)multiplexer designed by wavefront-matching method,” *Optical Fiber Communication Conference*, Virtual Conference, Paper F2B.4, Jun. 6–10 2021.
- [77] K. Suzuki, K. Tanizawa, T. Matsukawa, G. Cong, S.-H. Kim, S. Suda, M. Ohno, T. Chiba, H. Tadokoro, M. Yanagihara, Y. Igarashi, M. Masahara, S. Namiki, and H. Kawashima, “Ultra-compact  $8 \times 8$  strictly-non-blocking Si-wire PILOSS switch,” *Opt. Exp.*, vol. 22, no. 4, pp. 3887–3894, Feb. 2014.
- [78] K. Tanizawa, K. Suzuki, M. Toyama, M. Ohtsuka, N. Yokoyama, K. Matsumaro, M. Seki, K. Koshino, T. Sugaya, S. Suda, G. Cong, T. Kimura, K. Ikeda, S. Namiki, and H. Kawashima, “Ultra-compact  $32 \times 32$  strictly-non-blocking Si-wire optical switch with fan-out LGA interposer,” *Opt. Exp.*, vol. 23, no. 13, pp. 17599–17606, Jun. 2015.
- [79] L. Lu, S. Zhao, L. Zhou, D. Li, Z. Li, M. Wang, X. Li, and J. Chen, “ $16 \times 16$  non-blocking silicon optical switch based on electro-optic Mach-Zehnder interferometers,” *Opt. Exp.*, vol. 24, no. 9, pp. 9295–9307, May 2016.
- [80] K. Suzuki, R. Konoike, J. Hasegawa, S. Suda, H. Matsuura, K. Ikeda, S. Namiki, and H. Kawashima, “Low-insertion-loss and power-efficient  $32 \times 32$  silicon photonics switch with extremely high- $\Delta$  silica PLC connector,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, no. 1, pp. 116–122, Jan. 2019.
- [81] K. Suzuki, R. Konoike, N. Yokoyama, M. Seki, M. Ohtsuka, S. Saitoh, S. Suda, H. Matsuura, K. Yamada, S. Namiki, H. Kawashima, and K. Ikeda, “Nonduplicate polarization-diversity  $32 \times 32$  silicon photonics switch based on a SiN/Si double-layer platform,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 38, no. 2, pp. 226–232, Jan. 2020.
- [82] 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.
- [83] R. B. Priti, H. P. Bazargani, Y. Xiong, and O. Liboiron-Ladouceur, “Mode selecting switch using multimode interference for on-chip optical interconnects,” *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 20, pp. 4131–4134, Oct. 2017.
- [84] 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.
- [85] S. Wang, H. Wu, H. K. Tsang, and D. Dai, “Monolithically integrated reconfigurable add-drop multiplexer for mode-division-multiplexing systems,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 22, pp. 5298–5301, Nov. 2016.

## 本学位論文に関する研究業績

### 査読付学会誌等

- [1] Y. Sawada, T. Sato, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Development of the wavefront matching method based on the 3-D finite-element method and its application to Si-wire mode converters,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 17, pp. 3652–3659, Sep. 2018.
- [2] Y. Sawada, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Broadband and compact silicon mode converter designed using a wavefront matching method,” *Opt. Exp.*, vol. 28, no. 25, pp. 38196–38205, Dec. 2020.
- [3] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Broadband silicon four-mode multi/demultiplexer designed by a wavefront matching method,” *Opt. Exp.*, vol. 29, no. 17, pp. 27322–27331, Aug. 2021.

### 査読付国際会議プロシーディングス

- [4] Y. Sawada, S. Makino, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Development of fully three-dimensional wavefront matching method and its application to the design of ultrasmall Si mode converters,” *IEEE Photonics Conference*, Paper WG1.1, Lake Buena Vista, USA, October 1–5 2017.
- [5] Y. Sawada, T. Sato, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “A broadband silicon two-mode multiplexer designed by wavefront matching method,” *OptoElectronics and Communications Conference*, Paper 5E4-4, Jeju, Korea, July 2–6 2018.
- [6] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “First experimental demonstration of wavefront-matching-method-designed silicon mode converters,” *Optical Fiber Communication Conference*, Paper W3B.4, San Diego, USA, March 3–7 2019.
- [7] Y. Sawada, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Experimental demonstration of broadband silicon mode converter designed by wavefront-matching method,” *Conference on Lasers and Electro-Optics*, Paper SM4J.6, Virtual Conference, May 10–15 2020.
- [8] Y. Sawada, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Broadband design of silicon photonics four-mode (de)multiplexer by wavefront matching method,” *Advanced Photonics Congress*, Paper ITh3A.6, Virtual Conference, July 13–16 2020.
- [9] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Experimental demonstration of broadband silicon 4-mode (de)multiplexer designed by wavefront-matching method,” *Optical Fiber Communication Conference*, Paper F2B.4, Virtual Conference, June 6–10 2021.
- [10] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “Switchable mode converter for four-mode MDM system assisted by passive mode controlling device designed by wavefront matching method,” *The 26th Microoptics Conference*, Paper PO-13, Virtual Conference, September 26–29 2021.

### 国内学会講演予稿集

- [11] 澤田祐甫, 藤澤剛, 齊藤晋聖, 「3次元有限要素法に基づく波面整合法によるモード変換器

- の最適化」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3-3, 東京, Sep. 12–15, 2017.
- [12] 澤田祐甫, 藤澤剛, 齊藤晋聖, 「3次元導波路不連続問題のための波面整合法の開発と Si 細線導波路デバイスへの適用」, 電子情報通信学会光エレクトロニクス研究会, OPE2017-96, 宮古島, Dec. 7–8, 2017.
- [13] 澤田祐甫, 佐藤孝憲, 藤澤剛, 齊藤晋聖, 「波面整合法設計による広帯域シリコン4モード合分波器の提案」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-3-20, 金沢市, Sep. 11–14, 2018.
- [14] 澤田祐甫, 佐藤孝憲, 藤澤剛, 齊藤晋聖, 「波面整合法設計シリコンモード変換器の試作」, 電子情報通信学会光エレクトロニクス研究会, OPE2018-207, 福岡市, Feb. 14–15, 2019.