



Title	大容量マルチモード伝送システム実現のためのシリコンフォトニクスデバイスに関する研究
Author(s)	中村, 航大
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第16014号
Issue Date	2024-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16014
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/94461
Type	doctoral thesis
File Information	Kodai_Nakamura.pdf



博士論文

大容量マルチモード伝送システム実現のための
シリコンフォトリクスデバイスに関する研究

Study on Silicon Photonics Devices
for Realizing High-Capacity Multimode Transmission System

北海道大学大学院 情報科学院

メディアネットワークコース

情報通信システム学講座 情報通信フォトリクス研究室

中村 航大

本論文中の著作物について (Copyright Notice)

本論文には、IEICE (The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers) および Optics 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の対応は次の通りである。

第 4 章

©2022 Optica Publishing Group

Reprinted, with from K. nakamura *et al.*, Hybrid algorithm based on Grey Wolf Optimizer and Direct Binary Search for the efficient design of a mosaic-based device, Journal of the Optical Society of America B, May. 2022.

第 5 章

©2021 Optica Publishing Group

Reprinted, with from K. nakamura *et al.*, Tunable broadband mode power dividers based on a wavelength-insensitive coupler using the thermo-optic effect for flexible modal power adjustment in a mode-division multiplexing network, Journal of the Optical Society of America B, Jan. 2021.

第 6 章

This section is based on “High-tolerance CWDM4 wavelength multiplexer based on $2 \times 2/2 \times 1$ MZ filters with polarization multiplexing”, by the same author, which appeared in the Proceedings of Electronics Express, ©2021 IEICE.

第 7 章

©2024 Optica Publishing Group

Reprinted, with from K. nakamura *et al.*, Tunable O-band high-tolerance silicon mode multiplexer based on phase-mismatched asymmetric directional couplers, Journal of the Optical Society of America B, 2024.

第 8 章

This section is based on “A silicon mode multiplexer based on the three-stage cascaded wavelength insensitive coupler for MDM-WDM transmission system”, by the same author, which appeared in the Proceedings of Electronics Express, ©2024 IEICE.

目次

第1章 序論	5
第2章 数値解析手法	8
2.1 まえがき	8
2.2 二次元ベクトル有限要素法の定式化.....	8
2.2.1 基本方程式	8
2.2.2 完全整合層 (Perfectly Matched Layer: PML).....	9
2.2.3 有限要素法の定式化	10
2.3 不連続問題のための周波数領域有限要素法.....	13
2.4 シリコン細線導波路における y 方向対称性の利用	18
第3章 モード結合理論	22
第4章 メタヒューリスティクスと直接二分探索法を用いた新たな自動設計手法の開発.....	24
4.1 まえがき	24
4.2 直接二分探索法 (Direct Binary Search: DBS).....	25
4.3 ハイイロオオカミ最適化 (Grey Wolf Optimizer: GWO).....	27
4.4 Binary Grey Wolf Optimizer (BGWO).....	29
4.4 DBS/GWO ハイブリッド手法	31
4.4.1 A モデル: 最初の1周のみ GWO を利用.....	31
4.4.2 B モデル: シグモイド関数に基づいた手法判別.....	33
4.4.3 C モデル: シグモイド関数に基づいた手法判別と FOM に従い減少する収束係数 α	35
4.5 まとめ	38
第5章 波長無依存カプラ型チューナブルモードディバイダ.....	39
5.1 まえがき	39
5.2 動作理論と理論に基づいた設計	40
5.2.1 設計理論	40
5.2.2 TE_0 - TE_1 モードディバイダ	41
5.2.3 TE_0 - TE_2 モードディバイダ	43
5.3 実験的検証	45
5.4 まとめ	49
第6章 O バンド CWDM 用 4 波合波器の提案.....	50
6.1 まえがき	50
6.2 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型波長合波器.....	52
6.3 ADC と PC に基づく PSR.....	56
6.4 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型波長合波器と PSR に基づく 4 波合波器.....	61
6.5 まとめ	62

第 7 章 位相不整合非対称方向性結合器に基づくモード合波器.....	63
7.1 まえがき	63
7.2 設計理論と直線 ADC の設計	64
7.3 実験的検証	69
7.4 三分割テーパ ADC の設計	71
7.5 まとめ	75
第 8 章 非対称 WINC 設計理論に基づく結合器三段縦続接続モード合波器	76
8.1 まえがき	76
8.2 非対称 WINC の設計理論.....	77
8.3 非対称 WINC 設計理論に基づく結合器三段縦続接続構造	80
8.3.1 設計理論	80
8.3.2 製造誤差耐性	83
8.4 まとめ	85
第 9 章 総括	86
謝辞	88
参考文献	89
本学位論文に関する研究業績	93

第1章 序論

情報化社会の発展に伴い、インターネットトラフィックは増加し続けている。年間のインターネットトラフィックにおける予測では、全世界で 2030 年には 170 ZB、2050 年には 20200 ZB へと到達すると予測[1]されており、そのようなトラフィックへ対応するためには更なる大容量通信技術の実現が必須である。また、トラフィックの増加に伴い消費電力も増大し続けている。国内での通信に係る消費電力の予測[2]では、2030 年には 180 TWh、2050 年には 21000 TWh へ到達すると見込まれている。2020 年度の国内総発電量概算が 863.5 TWh[3]であることを考慮すると、今後のネットワーク維持にかかる消費電力の大きさが分かる。これらのことから、今後の光通信システムには通信容量拡大に加え、消費電力の低減が求められている。

光通信においては、その用途に合わせて波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) や空間分割多重 (Space Division Multiplexing: SDM) 等様々な多重化技術と、パルス振幅変調 (Pulse Amplitude Modulation: PAM) や直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation: QAM) 変調方式[4]、のような多値変調技術を利用することで通信容量を拡大している。WDM 技術は広く利用される多重化技術であり、信号キャリアとして複数の波長の光を利用することで、利用波長数倍の通信容量拡大が可能な技術である。SDM 技術は、信号キャリアの伝送経路を増やすことで、伝送容量を拡大する技術である。

モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) 技術は同一導波路中に存在する複数のモード (基底) を利用する SDM 技術の一つである。MDM では、単一波長において複数のモードを利用するため、利用波長数を変えることなく通信容量の拡大が可能である。この MDM 技術を利用した大容量光ファイバ伝送[5-9]がいくつも報告されており、今後の通信容量拡大方策として期待されている。

伝送路中の光は伝送距離に従い減衰するため、長距離伝送においては損失の最も小さな C バンド (1550 nm 帯) の波長が用いられている。また、伝送中に減衰した光を増幅するための光増幅器が利用される。このとき、低次のモードほど損失が小さく利得が大きいので、各モードのパワーがばらついてしまう。長距離マルチモード伝送ではこのパワーのばらつきにより、伝送距離が制限され、受信部で行う Multi Input Multi Output (MIMO) 信号処理の精度が劣化するため、各モードのパワーを均一化するデバイスが必要となる。パワー均一化デバイスは集積化や低消費電力化の観点から小型であることが求められる。

数 m ~ 数 km 程度の短距離で通信を行うデータセンター間・内においては、これまで主にシングルモード・シングルコアの光ファイバを利用した WDM 伝送によって通信網が構築されてきた。データセンター関連での通信網は光イーサネットと呼ばれる通信規格[10-13]によって構築されている。代表的な光イーサネットの規格としては IEEE 標準規格[10]があるが、その他にも互換性のあるいくつかの規格[11-13]が存在する。これらの規格では主に零分散波長を含む O バンド (1300 nm 帯) の波長が用いられており、伝送距離に合わせて Coarse WDM (CWDM) と Dense WDM (DWDM) を使い分けている。CWDM と DWDM はその名の通り波長の多重密度で分けられ、データセンター関連での通信では、CWDM の場合多重間隔が 20 nm、DWDM ではおよそ 4.5 nm である。

CWDM と DWDM は波長多重密度の違いから様々な点において異なる特徴を持っている。粗い間隔で波長多重を行う CWDM では、利用する波長間隔が広いことから、素子製造精度への要求が厳しくなく、またレーザーの不安定動作をある程度受け入れることが出来る。これらは、歩留まりの増加とレーザー冷却が不要であることを意味しており、CWDM を利用する通信システムは安価かつ少ない消費電力で実装す

ることが出来る．一方 DWDM は，素子製造精度への要求も厳しく，レーザーの安定動作のために冷却装置による冷却も必要ではあるが，波長利用間隔が狭いため，ファイバ伝送中の波長分散等が小さく各波長の品質がより均一に保たれるため長距離伝送に適性を持つ方式となっている．また，同じ波長範囲で多重化する場合には DWDM の方がより多くの波長を信号キャリアとして多重することが可能である．光イーサネットにおいて，CWDM 方式は数 m ～ 2 km 程度の距離での通信に利用される．

これまで，CWDM での 4 波と 2bit 変調を行う PAM4 を組み合わせることで 400Gbps[14-16]，800Gbps [17-19]の伝送容量が実現可能な通信方式の提案がされている．また，製造コストと消費電力の観点から，8 波に対し Non Return to Zero (NRZ) 方式を組み合わせた 400Gbps の通信方式[20]も提案されている．しかし，これ以上の波長数の拡大は，伝搬損失の増加や，波長多重のために必要な多重素子の設置面積の増加，波長多重素子へ求められる製造精度の高まり等，製造コスト増大の原因となる．先述の通り，CWDM の大きな利点は安価であることであり，製造コストの増大は回避すべき課題である．また，信号の送受信に利用する光トランシーバのサイズは各 MSA[5-8]により規格化されており，トランシーバ内に各種デバイスを一括集積するためには，素子サイズの増大も回避すべき課題である．

成熟した既存の CMOS プロセスを利用して作成可能なシリコンフォトニクスデバイスは，従来半導体デバイス製造に利用してきた CMOS プロセスを利用できることから製造コストが低く，また利用する材料の比屈折率差の大きさから，超小型の光学素子を実現可能なため期待されている．シリコンフォトニクスデバイスを用いることで，長距離マルチモード伝送のための小型かつ低消費電力なモード均一化デバイスの実現が可能である．また，シリコンフォトニクスデバイスを用いたモード合波器[21-26]も数多く報告されており，このようなデバイスを用いることで，光トランシーバ内に収まる大きさをモード合波器を集約し，光イーサネットにおいてもマルチモード伝送が可能となる．

シリコンフォトニクスデバイスと光ファイバを同一の通信システムで利用する場合，導波路径，導波路形状が大きく異なり，また各導波路中を伝搬する光のフィールド分布も大きく異なることから，単純に導波路端面を接続しただけでは十分な接続はできない．この解決のため，数多くのチップ-ファイバカップラ[27-31]が報告されており，マルチモード接続を前提としたチップ-ファイバカップラのいくつかの実験的検証[30,31]が報告されている．これらを利用することで，シリコンフォトニクスデバイスと光ファイバを同一の通信システムで利用することが可能であり，光ファイバ通信システムへのシリコンフォトニクスデバイスの導入が期待されている．

本論文では，WDM/MDM 併用マルチモード伝送システムを想定し，シリコンフォトニクスに基づく波長・モード制御デバイスの提案とその実験的検証を行う．具体的に，長距離伝送を想定した C バンド WDM/MDM 併用マルチモード伝送システムに向けたパワー均一化デバイスとして，モザイク状素子に基づく超小型 3 モード交換器の設計と波長無依存カプラ型チューナブルモードディバイダの設計とその実験的検証を行った．また，モザイク状素子設計のために，メタヒューリスティクスと直接二分探索法を組み合わせた新たな自動設計手法の提案を行った．

加えて，光イーサネットでマルチモードを利用する新たな伝送方式の提案とその実現のための波長・モード制御デバイスの設計及び実験的検証を行った．具体的に，CWDM4[11]と呼ばれる WDM 伝送規格に対し 3 つのモードを利用する伝送方式の実現を目指す．各波長・各モードの伝送容量を 100Gbps とすると，この伝送方式では 4 波と 3 モードの 12 種類のキャリアで 1.2Tbps のテラビットスケールの伝送容量を実現可能となる．この伝送方式実現のための波長制御デバイスとして，製造誤差耐性の高い 4 波長合波器の設計と実験的検証を行った．また，小型かつ製造誤差耐性の高いモード合波器実現のための新たな光学素

子の設計理論の提案とその実験的検証を行った。

以下に、本論文の概要を示す。

第1章では、本研究の背景および目的を述べている。

第2章では、導波路解析や素子設計に利用した数値解析手法の解説を行っている。

第3章では、方向性結合器の設計に利用したモード結合理論についての解説を行っている。

第4章では、メタヒューリスティクスと直接二分探索法を用いた光学素子の自動設計手法の提案を行っている。本論文では、優れたメタヒューリスティクスの一つであるハイイロオオカミ最適化と直接二分探索法をそれぞれ適した最適化過程で利用することで、従来の直接二分探索法設計より高い確率で高性能なモザイク状素子と呼ばれる超小型高機能光学素子設計の設計が可能であることを理論的に示している。

第5章では、波長無依存カプラ型チューナブルモードディバイダの設計と試作、その実験的検証を行っている。波長無依存カプラの遅延線部にヒータを設置することで、製造後にも広帯域特性を保ったまま透過率の調整が可能であることを実験的に示している。

第6章では、 $2 \times 2/2 \times 1$ マッハツェンダー型2波長合波器と高トレランス偏波回転合波器を利用したOバンドCWDM用4波長合波器の実験的検証を行っている。製造誤差の影響を均一化可能な $2 \times 2/2 \times 1$ マッハツェンダー型2波長合波器に加え、偏波回転器を構成するモード合波器に製造誤差耐性を高める設計を適用することで、4波長合波器全体の製造誤差耐性を高めることが可能となっている。

第7章では、位相不整合非対称方向性結合器を2段接続した波長無依存カプラ構造に基づくモード合波器の新たな設計理論の提案とその実験的検証を行っている。また、非対称方向性結合器にテーパ構造を導入することで、より高性能なモード合波器の実現が可能であることを理論的に示している。

第8章では、2つの異なる非対称方向性結合器を接続した非対称波長無依存カプラ構造と、それを発展させた3段縦続接続波長無依存カプラ構造の提案とその理論的検証を行っている。単純な直線非対称方向性結合器に基づく3段縦続接続波長無依存カプラ構造を利用することで波長依存性の低減と製造誤差耐性を飛躍的に強化可能であることを理論的に示している。

第9章では、本研究により得られた結論の総括を行っている。

第2章 数値解析手法

2.1 まえがき

本章では、導波路解析や光学素子設計に利用する各種解析手法の解説を行う。光学素子解析に利用される有限要素法[32]は、解析対象とする系に対応する微分方程式を直接解く代わりに、その系に対する汎関数に変分定理を適用し問題を解く解析手法である。この手法においては、解析対象の領域を要素と呼ばれる小さな領域に分割し、各要素に対応した行列方程式を作成し、隣接要素と共有される節点で接続することで全体の行列方程式とし、それを解くことで系全体の解を得る。本研究では、細線導波路の固有値解析に利用した二次元ベクトル有限要素法と三次元の不連続問題を想定した有限要素法の定式化を行う。

2.2 二次元ベクトル有限要素法の定式化

ここでは、本研究で細線導波路の固有値解析に利用した二次元ベクトル有限要素法[33]の定式化を行う。

2.2.1 基本方程式

$$\nabla \times \mathbf{E} = -[\mu] \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.2.1(a))$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = [\varepsilon] \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.2.1(b))$$

ここで、 $\mathbf{E}$ は電界ベクトル、 $\mathbf{H}$ は磁界ベクトルであり、 $[\mu]$ 、 $[\varepsilon]$ はそれぞれ透磁率テンソル、誘電率テンソルである。電磁界が単一周波数 ω で正弦振動していると想定した場合、電磁界ベクトルは次式の様に表すことが出来る。

$$\mathbf{E}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{E}}(x, y, z) \exp(j\omega t)] \quad (2.2.2(a))$$

$$\mathbf{H}(x, y, z, t) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{H}}(x, y, z) \exp(j\omega t)] \quad (2.2.2(b))$$

$\tilde{\mathbf{E}}$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}$ はそれぞれ、空間座標 x 、 y 、 z のみを変数に持つフェーザ電界ベクトル、フェーザ磁界ベクトルである。本章ではこれ以降 $\tilde{\mathbf{E}}$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}$ を $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{H}$ として表記する。式(2.2.2)を式(2.2.1)に代入することで、次式(2.2.3)を得ることが出来る。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega[\mu]\mathbf{H} \quad (2.2.3(a))$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega[\varepsilon]\mathbf{E} \quad (2.2.3(b))$$

上二式に対し、左からナブラの外積を適用することで、最終的に次式で表現されるベクトル波動方程式となる。

$$\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi = 0 \quad (2.2.4(a))$$

$$\begin{cases} [p] = [\mu]^{-1}, [q] = [\varepsilon], \text{ for } \Phi = \mathbf{E} \\ [p] = [\varepsilon]^{-1}, [q] = [\mu], \text{ for } \Phi = \mathbf{H} \end{cases} \quad (2.2.4(b))$$

2.2.2 完全整合層 (Perfectly Matched Layer: PML)

有限要素法では、導波路解析のために現実には存在しない有限空間を定義し解析を行う。有限空間を定義したことにより、現実には存在しない解析領域端が生じる。この解析領域端において特に手を加えない場合、境界垂直方向に対し、解の変分が 0 となる第二種境界条件が適用されていることと等価の状態になる。これが原因となり、非物理的なスプリアス解が有限空間における解として発生する。このスプリアス解を抑制するために異方性 PML[34,35]を適用する。図 2.1 に導波路解析に利用する有限平面と解析領域端に設置する異方性 PML を示す。ここで PML は電磁界を吸収する仮想媒質である。実空間における導波路の電磁界分布は無限遠点で 0 となるが、有限要素法で解析する有限空間では無限遠点が存在しない。そこで、この異方性 PML を設置することで、反射を起こすことなく電磁界を吸収し、仮想的な無限遠点を実装している。この PML の誘電率テンソル $[\epsilon]_{\text{PML}}$ 、透磁率テンソル $[\mu]_{\text{PML}}$ は次式(2.2.5)で表される。

$$[\epsilon]_{\text{PML}} = \epsilon_0 n^2 [\Lambda] \quad (2.2.5(a))$$

$$[\mu]_{\text{PML}} = \mu_0 [\Lambda] \quad (2.2.5(b))$$

上二式において、 ϵ_0 、 μ_0 は真空中の誘電率、透磁率であり、 n は屈折率である。また $[\Lambda]$ は PML パラメータであり、次式(2.2.6)で表される。

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_z s_x}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \quad (2.2.6)$$

ここで、 s_x 、 s_y は PML の設置境界ごとに表 2.1 のように設定する。表中の s_i ($i = 1 \sim 4$) は次式(2.2.7)を利用し求められる。

$$s_i = 1 - j \left(\frac{\rho}{d_i} \right)^2 \tan \delta_i \quad (2.2.7)$$

ρ は PML 表面からの距離を表し、 δ_i は PML 端 ($\rho = d_i$) における損失角である。異方性 PML を適用したマクスウェル方程式から、二次元ベクトル有限要素法解析のための基本式は次式(2.2.8)のように得られる。

$$(\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times [p[A]^{-1}(\nabla_t - j\beta \mathbf{i}_z) \times \boldsymbol{\varphi}] - k_0^2 q[A] \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{0} \quad (2.2.8(a))$$

$$\begin{cases} p=1, & q=n^2 & \text{for } \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{e} & [\mathbf{E} = \mathbf{e}(x, y) \exp(-j\beta z)] \\ p = \frac{1}{n^2}, & q=1 & \text{for } \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{h} & [\mathbf{H} = \mathbf{h}(x, y) \exp(-j\beta z)] \end{cases} \quad (2.2.8(b))$$

$$\nabla_t \equiv \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{i}_x + \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{i}_y \quad (2.2.8(c))$$

上式において、 k_0 は自由空間波数、 β は伝搬定数であり、 $\mathbf{i}_x$ 、 $\mathbf{i}_y$ 、 $\mathbf{i}_z$ はそれぞれ x 、 y 、 z 方向の単位ベクトルである。

2.2.3 有限要素法の定式化

光導波路の断面解析に利用する二次元ベクトル有限要素法では、定義した有限空間を小さな要素に分割する。この時、解析領域をエッジ/ノードルハイブリッド要素[33]と呼ばれる要素を利用し分割する。図に、エッジ/ノードルハイブリッド要素を示す。このエッジ/ノードルハイブリッド要素を用いて分解し、電磁界ベクトルを次式(2.2.9)のように離散化し解析を行う。

$$\boldsymbol{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \\ \varphi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\varphi_t\}_e \\ \{V\}^T \{\varphi_t\}_e \\ j\beta \{N\}^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.2.9)$$

上式において、 $\{U\}$ 、 $\{V\}$ 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。 $\{\varphi_t\}$ 、 $\{\varphi_z\}$ はそれぞれ横電磁界ベクトル、縦電磁界ベクトルである。上添え字 T は転置行列であることを示し、下添え字 e は要素に関する量であることを示す。式(2.2.9)を式(2.2.8(a))に代入し、標準の FEM[36]を適用することで、 β^2 を固有値とする次のような行列方程式を得る。

$$[K] - \beta^2 [M] \{\varphi\} = \{0\} \quad (2.2.10(a))$$

$$[K] = \begin{bmatrix} [K_{tt}] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \quad (2.2.10(b))$$

$$[M] = \begin{bmatrix} [M_{tt}] & [M_{tz}] \\ [M_{zt}] & [M_{zz}] \end{bmatrix} \quad (2.2.10(c))$$

$$\{\varphi\} = \begin{bmatrix} \{\varphi_t\} \\ \{\varphi_z\} \end{bmatrix} \quad (2.2.10(d))$$

$$[K_{tt}] = \sum_e \iint_e \left[k_0^2 q \left(\frac{s_y s_z}{s_x} \{U\} \{U\}^T + \frac{s_z s_x}{s_y} \{V\} \{V\}^T \right) - p \frac{s_z}{s_x s_y} \left(\frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} - \frac{\partial \{V\}}{\partial x} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} - \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{V\}^T}{\partial x} + \frac{\partial \{U\}}{\partial y} \frac{\partial \{U\}^T}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (2.2.10(e))$$

$$[M_{tt}] = \sum_e \iint_e p \left[\frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \{V\}^T + \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \{U\}^T \right] dx dy \quad (2.2.10(f))$$

$$[M_{tz}] = \sum_e \iint_e p \left[\frac{s_x}{s_y s_z} \{V\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} + \frac{s_y}{s_z s_x} \{U\} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} \right] dx dy \quad (2.2.10(g))$$

$$[M_{zt}] = [M_{tz}]^T \quad (2.2.10(h))$$

$$[M_{zz}] = \sum_e \iint_e \left[p \left(\frac{s_x}{s_y s_z} \frac{\partial \{N\}}{\partial y} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial y} + \frac{s_y}{s_z s_x} \frac{\partial \{N\}}{\partial x} \frac{\partial \{N\}^T}{\partial x} \right) - k_0^2 q \frac{s_x s_y}{s_z} \{N\} \{N\}^T \right] dx dy \quad (2.2.10(i))$$

上式において、 Σ_e は全要素についての和を表し、 $\iint_e$ は各要素領域の積分を表す。この式(2.2.10)を解くことで、伝搬定数 β 、および電磁界ベクトル $\boldsymbol{\varphi}$ を求めることが出来る。

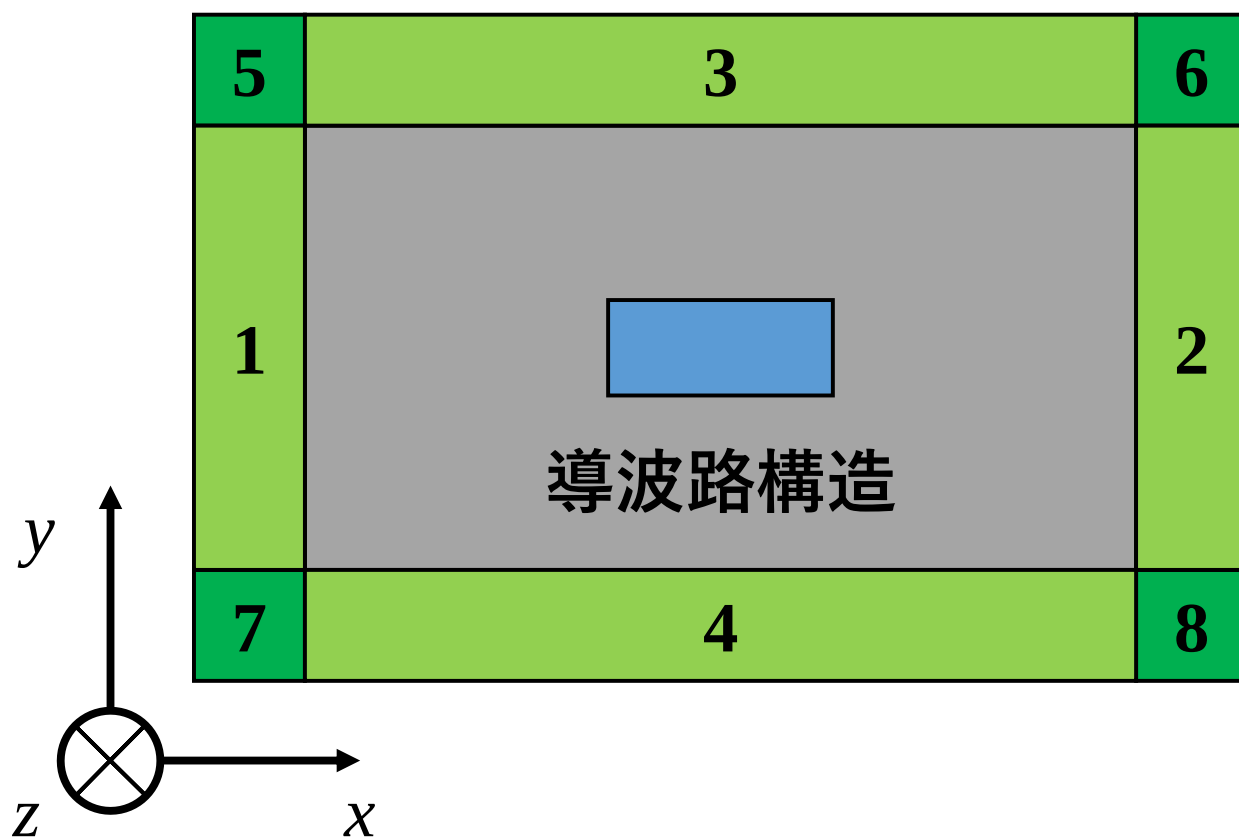


図 2.1 異方性 PML

表 2.1 PML パラメータ[34,35]

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

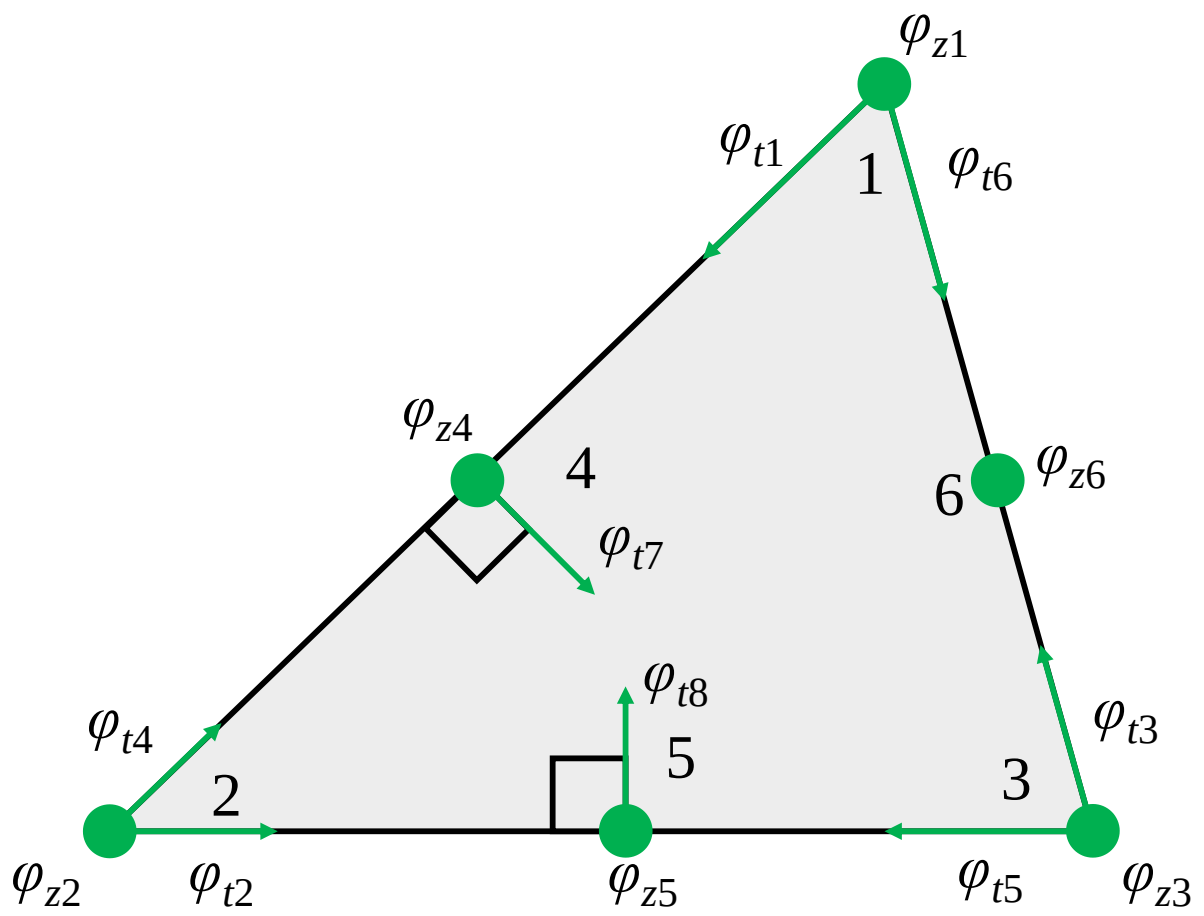


図 2.2 エッジ/ノードルハイブリッド要素[33]

2.3 不連続問題のための周波数領域有限要素法

図 2.3 に示すような三次元導波路構造を考える．三次元有限要素法[37]のための基本式も式(2.2.7)と同じものを用いる．任意の三次元領域 Ω における，式(2.2.4)の汎関数 F は，次の式(2.3.1)で表される．

$$F = \iiint_{\Omega} \Phi^* \cdot [\nabla \times ([p] \nabla \times \Phi) - k_0^2 [q] \Phi] dx dy dz \quad (2.3.1)$$

上式において，上添え字*は複素共役であることを示す．上式の右辺に対し，ナブラのベクトル公式(2.3.2)を用いて変形することで，式(2.3.3)として表すことが出来る．

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (A \times B) &= B \cdot (\nabla \times A) - A \cdot (\nabla \times B) \\ \Rightarrow A \cdot (\nabla \times B) &= B \cdot (\nabla \times A) - \nabla \cdot (A \times B) \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

$$\begin{aligned} F &= \iiint_{\Omega} ([p] \nabla \times \Phi) \cdot (\nabla \times \Phi^*) - k_0^2 \Phi^* \cdot [q] \Phi dx dy dz \\ &\quad - \iiint_{\Omega} \nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy dz \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

式(2.3.3)右辺第二項はガウスの定理およびベクトル公式を用いることで次式(2.3.4)のように変形される．

$$\iiint_{\Omega} \nabla \cdot [\Phi^* \times ([p] \nabla \times \Phi)] dx dy dz = - \iint_{\Gamma} \Phi^* \cdot [\mathbf{i}_n \times ([p] \nabla \times \Phi)] d\Gamma \quad (2.3.4)$$

上式をそのまま，式(2.3.3)右辺第二項に代入することで，汎関数 F は最終的に次式(2.3.5)のように表すことが出来る．

$$\begin{aligned} F &= \iiint_{\Omega} ([p] \nabla \times \Phi) \cdot (\nabla \times \Phi^*) - k_0^2 \Phi^* \cdot [q] \Phi dx dy dz \\ &\quad + \iint_{\Gamma} \Phi^* \cdot [\mathbf{i}_n \times ([p] \nabla \times \Phi)] d\Gamma \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

ここで， Γ は領域 Ω 内における境界， $\mathbf{i}_n$ は外向きの単位法線ベクトルである．図 2.4 に示すような，LT/QN (Linear-Tangential/Quadratic-Normal) 四面体エッジ要素[38]を適用すると，各要素の電磁界ベクトル Φ は，次式(2.3.6)で表される．

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_x \\ \Phi_y \\ \Phi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{U\}^T \{\varphi\}_e \\ \{V\}^T \{\varphi\}_e \\ \{W\}^T \{\varphi\}_e \end{bmatrix} = [N]^T \{\varphi\}_e \quad (2.3.6(a))$$

$$[N] = [\{U\} \quad \{V\} \quad \{W\}] \quad (2.3.6(b))$$

上式において，上添え字 T は転置行列であることを示し， $\{\varphi\}_e$ はエッジ変数ベクトルである．また， $\{U\}$ ， $\{V\}$ ， $\{W\}$ は，それぞれ Φ_x ， Φ_y ， Φ_z に対する形状関数ベクトルである．式(2.3.6)に対し，左からナブラの外積を作用させることで次式(2.3.7)を得る．

$$\nabla \times \Phi = \begin{bmatrix} (\{W_y\}^T - \{V_z\}^T) \{\varphi\}_e \\ (\{U_z\}^T - \{W_x\}^T) \{\varphi\}_e \\ (\{V_x\}^T - \{U_y\}^T) \{\varphi\}_e \end{bmatrix} = [D]^T \{\varphi\}_e \quad (2.3.7(a))$$

$$[D] = [\{W_y\} - \{V_z\} \quad \{U_z\} - \{W_x\} \quad \{V_x\} - \{U_y\}] \quad (2.3.7(b))$$

次式において， $\{W_{axis}\}$ ， $\{V_{axis}\}$ ， $\{U_{axis}\}$ ($axis = x, y, z$) は下添え字に示される成分ごとの偏微分であることを示す．図のように，全体領域 Ω を Ω_1 ， Ω_2 の二つに分割し，各領域内における，電磁界ベクトルをそれぞれ， Φ_1 ， Φ_2 とする．式(2.3.6)，式(2.3.7)を式(2.3.5)に代入し，全要素についての和をとる．このとき，

有限要素法の特性から各領域内部の隣接要素間に関しては打ち消し合うことになる。そのため、領域内境界 Γ と PML の外周境界以外では境界積分項 (式(2.3.5)右辺第二項) は現れない。加えて、適切な PML を装荷している場合、外周境界では電磁界の値が0となるため、式(2.3.5)は次式のように表すことができる。

$$F = \{\varphi\}^\dagger [P] \{\varphi\} + \{\varphi\}^\dagger \sum_e \int_\Gamma [N]_\Gamma \left[\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_1) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_2) \right] d\Gamma \quad (2.3.8(a))$$

$$[P] = \sum_e \iiint_e \left([D][p][D]^T - k_0^2 [N][q][N]^T \right) dx dy dz$$

$$= \sum_e \iiint_e \begin{bmatrix} p_{xx} \left(\{W_y\} \{W_y\}^T - \{W_y\} \{V_z\}^T - \{V_z\} \{W_y\}^T + \{V_z\} \{V_z\}^T \right) \\ + p_{yy} \left(\{U_z\} \{U_z\}^T - \{U_z\} \{W_x\}^T - \{W_x\} \{U_z\}^T + \{W_x\} \{W_x\}^T \right) \\ + p_{zz} \left(\{V_x\} \{V_x\}^T - \{V_x\} \{U_y\}^T - \{U_y\} \{V_x\}^T + \{U_y\} \{U_y\}^T \right) \\ - k_0^2 \left(q_{xx} \{U\} \{U\}^T + q_{yy} \{V\} \{V\}^T + q_{zz} \{W\} \{W\}^T \right) \end{bmatrix} dx dy dz \quad (2.3.8(b))$$

上式において、上添え字 $\dagger$ は複素共役転置行列であることを示している。 Σ_e は全要素についての和、 Σ_e^Γ は領域内境界 Γ に隣接する要素の和をそれぞれ示している。 $[N]_\Gamma$ は領域内境界 Γ に関する形状関数ベクトルからなる行列、 p_{xx} , p_{yy} , p_{zz} , は $[p]$ の各対角成分、 q_{xx} , q_{yy} , q_{zz} , は $[q]$ の各対角成分である。式(2.3.8)に対し変分定理を適用することで次式(2.3.9)を得る。

$$\begin{bmatrix} [P]_{00} & [P]_{0\Gamma} \\ [P]_{\Gamma 0} & [P]_{\Gamma\Gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{\varphi\}_0 \\ \{\varphi\}_\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{0\} \\ \{\Psi\}_\Gamma \end{bmatrix} \quad (2.3.9(a))$$

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum_e \int_\Gamma [N]_\Gamma \left[\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_1) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_2) \right] d\Gamma \quad (2.3.9(b))$$

上式において、 $\{\varphi\}_0$ は領域内境界 Γ を除く、解析領域内の全エッジ変数ベクトル、 $\{\varphi\}_\Gamma$ は領域内境界 Γ 上の全エッジ変数ベクトルである。電磁界 Φ_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式のようになる。

$$\Phi_i = \Phi_{in,i} + \Phi_{scat,i} \quad (2.3.10)$$

領域内境界 Γ においては、電磁界の接線成分の連続性から次式(2.3.11)が成り立つ。

$$\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{scat,1}) = \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{scat,2}) \quad (2.3.11)$$

これらの等式から、式(2.3.9(b))は次式(2.3.12)のように表される。

$$\{\Psi\}_\Gamma = \sum_e \int_\Gamma [N]_\Gamma \left[\mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{in,1}) - \mathbf{i}_z \times ([p] \nabla \times \Phi_{in,2}) \right] d\Gamma \quad (2.3.12)$$

ここで、入射解を次式(2.3.13)のように定義する。

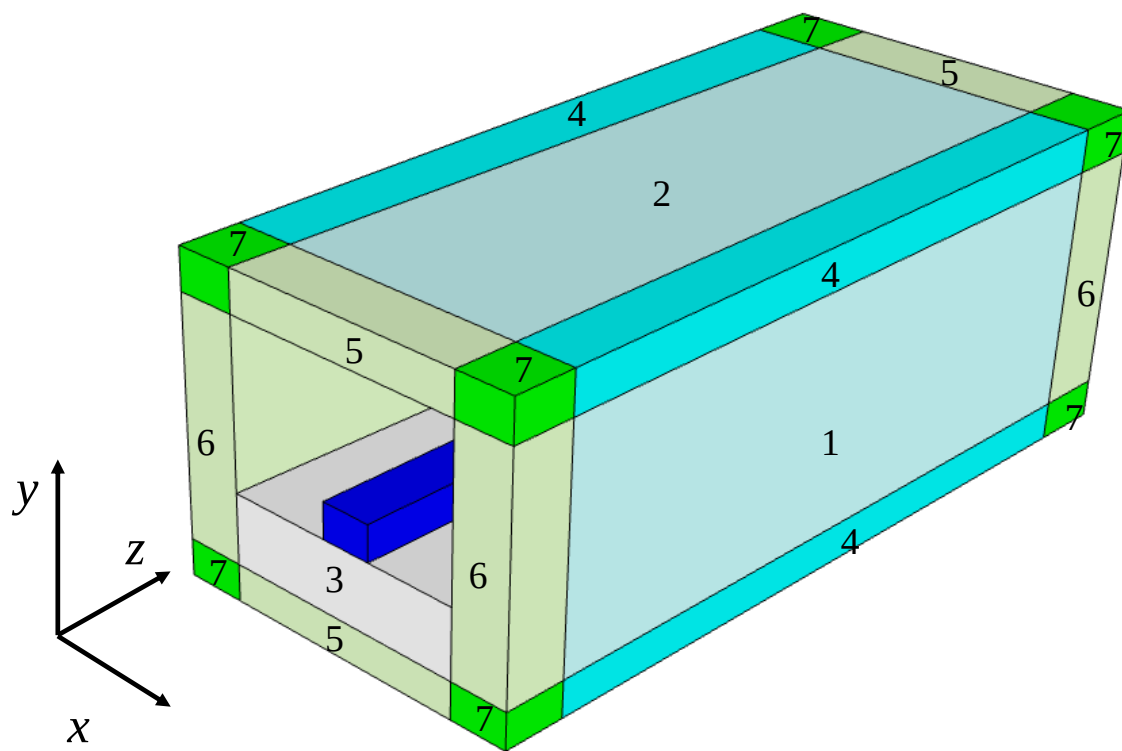
$$\begin{cases} \Phi_{in,1} = A \Phi_{2D,1}(x, y) \exp(-j\beta z) \\ \Phi_{in,2} = A \Phi_{2D,2}(x, y) \exp(j\beta z) \end{cases} \quad (2.3.13(a))$$

$$\Phi_{2D,1} = \begin{bmatrix} \{U_{2D}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ \{V_{2D}\}_\Gamma^T \{\varphi_t\}_e \\ j\beta \{N_{2D}\}_\Gamma^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.3.13(b))$$

$$\mathbf{\Phi}_{2D,2} = \begin{bmatrix} \{U_{2D}\}_{\Gamma}^T \{\varphi_t\}_e \\ \{V_{2D}\}_{\Gamma}^T \{\varphi_t\}_e \\ -j\beta \{N_{2D}\}_{\Gamma}^T \{\varphi_z\}_e \end{bmatrix} \quad (2.3.13(c))$$

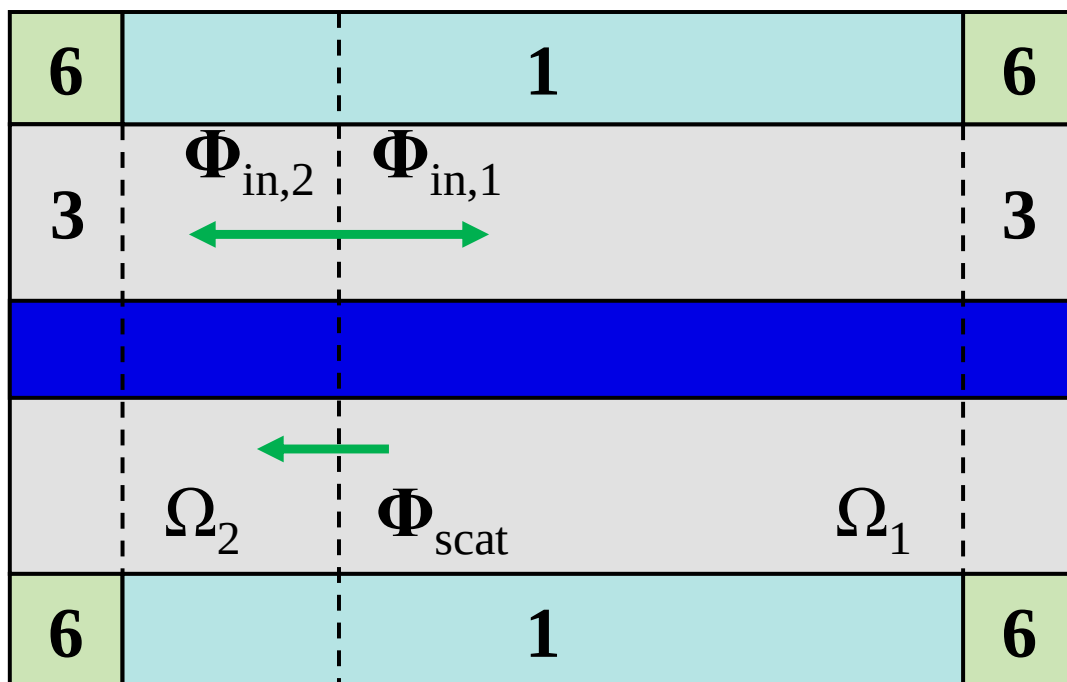
A は入射界の振幅, $\mathbf{\Phi}_{2D,i}$ は入射界の二次元分布関数, β は入射界の伝搬定数である. $\{U_{2D}\}$, $\{V_{2D}\}$ と $\{N_{2D}\}$ はそれぞれエッジ要素とノードル要素に関する形状関数ベクトルである. 式(2.3.13)を式(2.3.12)に代入することで, 最終的に次式(2.3.14)を得ることが出来る.

$$\{\Psi\}_{\Gamma} = 2j\beta \sum_e \iint_{\Gamma} \left[\begin{aligned} & \left(p_{yy} \{U_{2D}\}_{\Gamma} \{U_{2D}\}_{\Gamma}^T + p_{xx} \{V_{2D}\}_{\Gamma} \{V_{2D}\}_{\Gamma}^T \right) \{\varphi_t\}_e \\ & + \left(p_{yy} \{U_{2D}\}_{\Gamma} \frac{\partial \{N_{2D}\}_{\Gamma}^T}{\partial x} + p_{xx} \{V_{2D}\}_{\Gamma} \frac{\partial \{N_{2D}\}_{\Gamma}^T}{\partial y} \right) \{\varphi_z\}_e \end{aligned} \right] d\Gamma \quad (2.3.14)$$



(a) 鳥観図

Γ



(b) 導波路中心での x - z 断面図

図 2.3 異方性 PML で囲まれた三次元導波路図

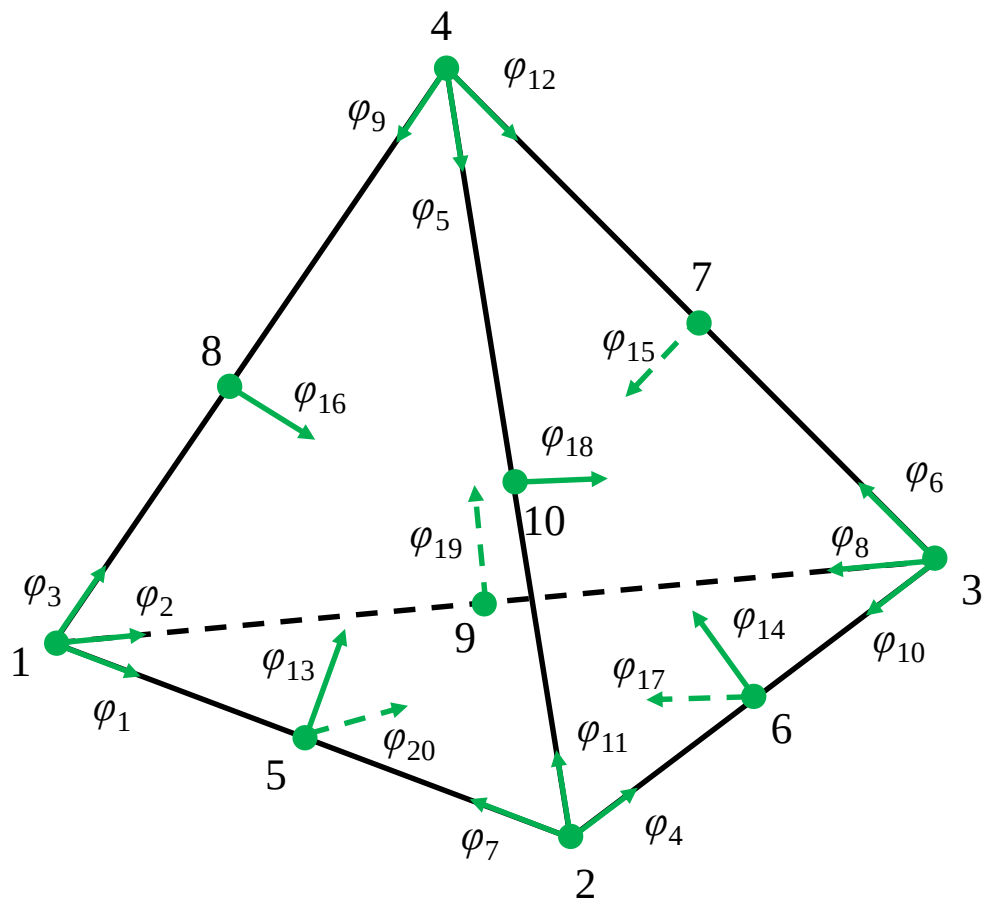
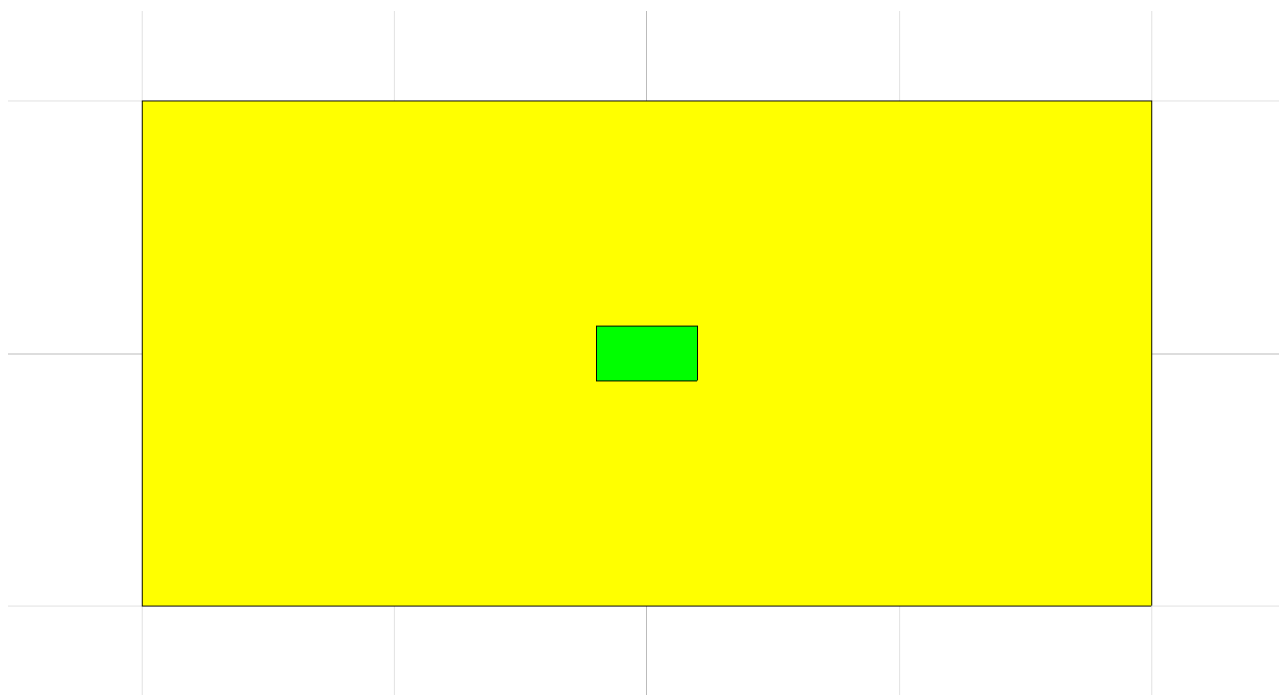


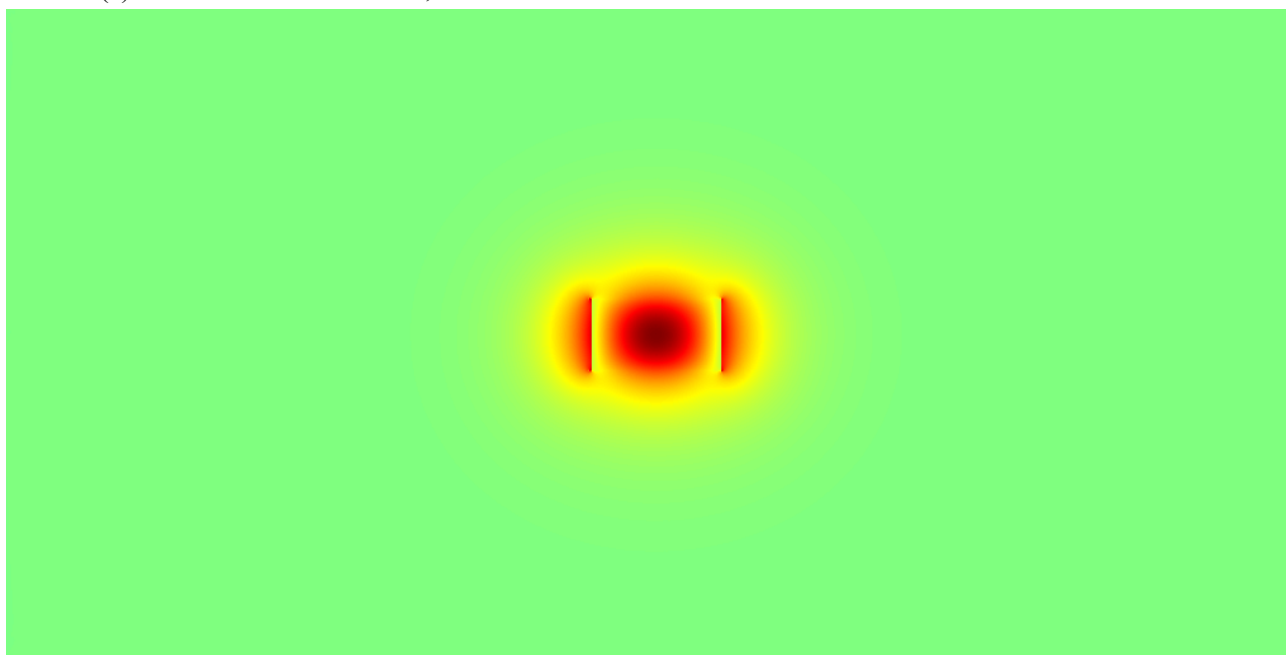
図 2.4 LTQN 四面体エッジ要素[38]

2.4 シリコン細線導波路における y 方向対称性の利用

2.2 節で解説したように、有限要素法においては解析領域端の境界条件を適切に設定することが重要となる。本節では、境界条件を利用した導波路解析方法について解説する。図 2.5 に、導波路幅 $w = 400 \text{ nm}$ 、導波路厚さ $h = 220 \text{ nm}$ のパラメータを持つシリコン細線導波路の断面図とこの導波路に存在する TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布を示す。図 2.5(a)中の黄色の領域はクラッド領域でありシリカ材料、緑色の領域はコア領域でありシリコン材料によって構成されている。 TE_0 モードは、シリコン細線導波路を利用する通信で一般的に利用されるモードである。この図に示すように、導波路厚さ $h = 220 \text{ nm}$ を持つシリコン細線導波路中に存在する TE モードの E_x 成分は y 方向に対称な分布を持っている。ここで、 y 方向領域境界における境界条件を考える。図 2.6(a)に示すように導波路を $y = 0$ で分割した上部のみの構造を定義したとする。このとき、シリコン細線導波路における電界は $y = 0$ を対称軸として偶関数状に分布するはずである。これは、境界垂直方向に対し解の変分が 0 となることと等価であるため、下部のみ PML を装荷しないことで、半分の領域定義で全体構造を解析した場合と同等の解析結果を得ることが出来る。図 2.6(b)に、上半分の領域のみを定義し、その下端境界に PML を装荷せずに解析を行った際の TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布を示す。図に示す通り、解析領域を半分にしても図 2.5(b)と同様のフィールド分布が得られていることが分かる。図 2.7 に、各導波路幅に対し全体構造と上部半分構造を利用し計算した TE_0 モードの実効屈折率の変化を示す。図に示す通り二つの計算結果はよく一致しており、導波路構造を上部のみで定義したとしても計算精度に問題ないことが分かる。本研究では、 y 方向に対称な構造を持つ構造の三次元解析の際にこの特性を用い、導波路構造の上半分のみの構造定義を行い解析している。これは、構造解析に必要なメモリと計算時間削減のためである。

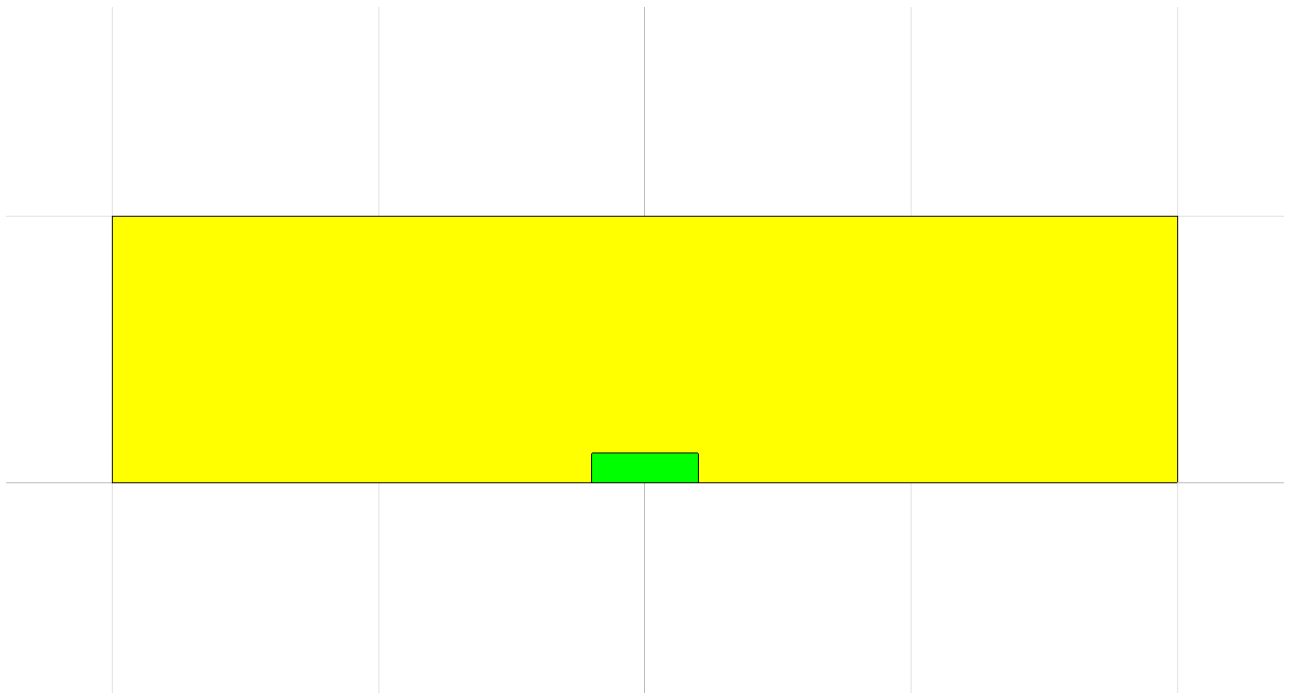


(a) 導波路幅 $w = 400$ nm, 導波路厚さ $h = 220$ nm のパラメータを持つ導波路の断面図

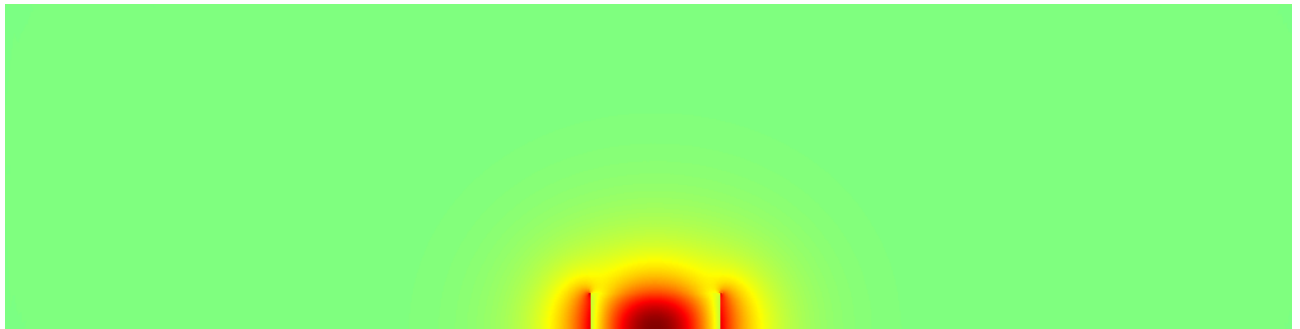


(b) 導波路中に存在する TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布

図 2.5 導波路幅 $w = 400$ nm, 導波路厚さ $h = 220$ nm のパラメータを持つ導波路の断面構造と導波路中に存在する TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布



(a) 導波路幅 $w = 400$ nm, 導波路厚さ $h = 220$ nm のパラメータを持つ導波路を $y = 0$ で分割した場合の断面図



(b) 分割構造を利用し計算された TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布

図 2.6 導波路幅 $w = 400$ nm, 導波路厚さ $h = 220$ nm のパラメータを持つ導波路を $y = 0$ で分割した場合の断面図と分割構造を利用し計算された TE_0 モードの E_x 成分のフィールド分布

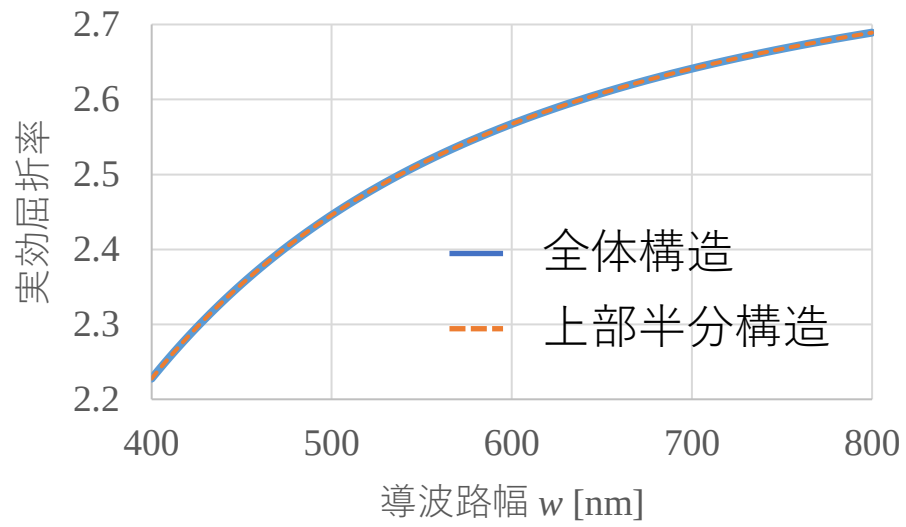


図 2.7 各導波路幅に対し全体構造と上部半分構造を利用し計算した TE_0 モードの実効屈折率の変化

第3章 モード結合理論

本章では、モード結合理論について解説する。図 3.1 に示すような近接した二つの光導波路を考える。モード結合理論[39] (Coupled Mode Theory: CMT) によると、このような場合のモード結合方程式は次式(3.1)のように表される。

$$\frac{dA}{dz} = -j\kappa B \exp[-j(\beta_2 - \beta_1)z] \quad (3.1(a))$$

$$\frac{dB}{dz} = -j\kappa A \exp[+j(\beta_2 - \beta_1)z] \quad (3.1(b))$$

上式において、 A 、 B はそれぞれ導波路 1, 2 の複素振幅、 β_1 、 β_2 はそれぞれ導波路 1, 2 における固有モードの伝搬定数、 κ は導波路 1, 2 中に存在する結合する二つのモードのモード結合定数である。複素振幅の伝搬方向依存性を考え、振幅成分と位相成分を分けた式(3.2)を定義する。

$$a(z) \equiv A \exp(-j\beta_1 z) \quad (3.2(a))$$

$$b(z) \equiv B \exp(-j\beta_2 z) \quad (3.2(b))$$

これを式(3.1)に代入することで次式(3.3)を得ることが出来る。

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} = -j\mathbf{T} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.3(a))$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \kappa \\ \kappa & \beta_2 \end{bmatrix} \quad (3.3(b))$$

式(3.3(b))によって表される実対称行列 $\mathbf{T}$ に対し、直交行列 $\mathbf{P}$ を用いて対角化すると、次式(3.4)を得る。

$$\mathbf{D} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{P} \Rightarrow \mathbf{T} = \mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{P}^{-1} \quad (3.4)$$

式(3.4)を式(3.3(a))に代入すると次式(3.5)を得る。

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} = -j\mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ここで、 dz が十分に小さいという条件の下 $\mathbf{P}^{-1}$ が z に依存しないものとし、式(3.5)の両辺に左から $\mathbf{P}^{-1}$ を作用させることで式(3.6)を得ることが出来る。

$$\frac{d}{dz} \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} = -j\mathbf{D}\mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

複素振幅を新たに式(3.7)の様に定義することで、式(3.8)の形を得ることが出来る。

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}(z) \\ \tilde{b}(z) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} \tilde{a}(z) \\ \tilde{b}(z) \end{bmatrix} = -j\mathbf{D} \begin{bmatrix} \tilde{a}(z) \\ \tilde{b}(z) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

式(3.8)と式(3.3(a))を比較すると同様の形になっていることが分かる。式(3.6)の微分方程式を解くことで、次式(3.9)を得る。

$$\tilde{a}(z) = k_a \exp(-j\lambda_1 z) \quad (3.9(a))$$

$$\tilde{b}(z) = k_b \exp(-j\lambda_2 z) \quad (3.9(b))$$

ここで、 $\lambda_{1,2}$ はそれぞれ実対称行列 $\mathbf{T}$ の固有値であり、 $k_{a,b}$ は定数である。式(3.9)において Δz だけ伝搬することを考えると、次式(3.10)の行列式となる。

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}(z + \Delta z) \\ \tilde{b}(z + \Delta z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j\lambda_1 \Delta z) & 0 \\ 0 & \exp(-j\lambda_2 \Delta z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{a}(z) \\ \tilde{b}(z) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

式(3.10)を式(3.6)に代入すると次式(3.11)の形となる.

$$\mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z + \Delta z) \\ b(z + \Delta z) \end{bmatrix} = \mathbf{D} \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

ここで, $\mathbf{P}$ は直交行列であるため, $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$ が成り立つ. 式(3.11)の両辺に左からを作用させることで最終的に次式(3.12)を得る.

$$\begin{bmatrix} a(z + \Delta z) \\ b(z + \Delta z) \end{bmatrix} = \mathbf{P} \mathbf{D} \mathbf{P}^T \begin{bmatrix} a(z) \\ b(z) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

この式を利用することで, 方向性結合器の解析を行うことが可能である.

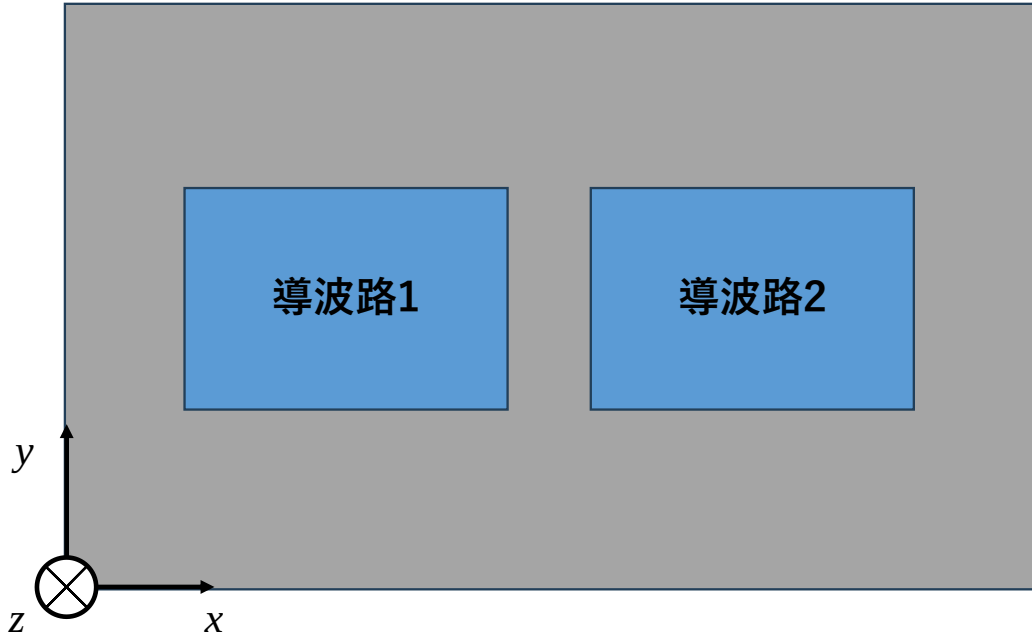


図 3.1 近接した二つの光導波路

第4章 メタヒューリスティクスと直接二分探索法を用いた新たな自動設計手法の開発

4.1 まえがき

伝搬波長よりも小さなサブ波長構造を利用した超小型の光学素子はその性能の高さから注目を集めている。モザイク状素子[40-52]は、サブ波長構造を利用した光学素子の一つであり、超小型の光学素子の実現可能なことから注目されている。モザイク状素子は長方形のシリコンプレートと入出力導波路によって構成されている。シリコンプレートは正方形のピクセルで分割されており、光通信に利用する光学素子进行設計する場合は、100 ~ 150 nm 程度の辺を持つピクセルで分割されることが一般的である。各ピクセルは、シリコンかシリカの二つの材料状態を取る。モザイク状素子の設計においては、設定した性能指標が向上する様に、各ピクセルの材料状態を変更していく。モザイク状素子では、伝搬波長よりも小さな微細構造を変更していくことで、反射やモード変換、モード形状の変化など様々な物理現象を利用しながら複雑な光学素子の設計が可能である。

この手法を利用し、超小型モード合波器[40,51]、マルチモード交差導波路[42]、偏波回転器[43]、パワースプリッター[44-50]、3-dB カプラ[51]など多くの光学素子が設計されている。これらのうち、2 モード合波器[40]、偏波分離器[44]、3-dB カプラ[50]は1 辺が 3 μ m 以下のシリコンプレートで構成されており超小型の光学素子である。

モザイク状素子の設計においては、直接二分探索法 (Direct Binary Search: DBS) と呼ばれる手法が利用される。この手法は、ランダムに選択したピクセルの材料状態を変更し、性能が向上した場合は変更を維持し、劣化した場合は元の材料状態に戻す、という作業を全てのピクセルで行うものである。DBS は有用な手法であるものの、全てのピクセルにおいて材料状態を変化させ全体解析を行うため、電磁界解析のために多くの計算資源が必要となる。加えて、DBS は局所最適解への収束性が高く、試行するたびに異なる最適化結果となるのが常である。そのため、先行研究[40,41,44,48]では、複数の初期構造に対し最適化を施し、より良い構造を見つけられるようにしている。

本研究では、ハイイロオオカミ最適化 (Grey Wolf Optimizer: GWO)[53-55]と DBS を併用したモザイク状素子設計のための新たな設計手法を提案する。GWO は高速収束性と大域最適解への収束性に優れたメタヒューリスティクスの一つであり、本研究では GWO の持つ高速収束性を最適化序盤に利用する。本研究では、提案手法を利用しモード分割多重伝送システムに必要な 3 モード交換器を設計し、従来の DBS 設計よりも高性能な光学素子が設計可能であることを理論的に示した。

4.2 直接二分探索法 (Direct Binary Search: DBS)

本節では、DBS 法を利用し 3 モード交換器を設計する。従来のモード交換器は縦続接続した方向性結合器[56,57]やマルチモード干渉計[58]によって構成されており、2 モード合波器[58]では、100 μm 以上、3 モード合波器[57]では 300 μm 以上の長さである。図 4.1 に 3 モード交換器とその動作を示す。入出力導波路幅 $w = 1.0 \mu\text{m}$ 、最適化領域幅 $W = 2.4 \mu\text{m}$ 、最適化領域長 $L = 4.0 \mu\text{m}$ である。本研究では、100 nm 四方のピクセルで領域を分割することを想定しているため、ピクセル総数は $24 \times 40 = 960$ 個となる。また、最適化指標として次式(4.2.1)で表す評価指標(Figure of Merit: FOM)を利用した。

$$\text{FOM} = \frac{1}{3}(T_1 + T_2 + T_3) \quad (4.2.1)$$

ここで、 T_1 は TE_0 モードから TE_1 モードへの変換率、 T_2 は TE_1 モードから TE_2 モードへの変換率、 T_3 は TE_2 モードから TE_0 モードへの変換率である。本研究では、全てのピクセル 960 個を変更して評価することを最適化過程の 1 周とし、5 周後の構造を設計構造とした。つまり、一つの初期構造に対し 4800 回の構造変更と評価を行っている。電磁界解析には二次元有限要素法[59,60]を利用した。図 4.2 に、二つの初期構造グループの最適化後 FOM のヒストグラムを示す。グループ A は 120 個の初期構造からの最適化結果、グループ B は別の 1200 個の初期構造からの最適化結果である。図に示す通り、二つのグループにおいて、おおよそ傾向が一致している。これは、DBS が局所最適解へ収束しやすいためである。図 4.3 に、各グループの二つの初期構造グループの最適化後 FOM の箱ひげ図と各統計値を示す。統計値もよく似た傾向を示しており、多くの構造が 0.85 ~ 0.88 の FOM となっている。このように、単純な DBS を利用した場合は、より多くの初期構造を利用したとしても、更に良い特性を持つ構造を設計できる可能性は低い。

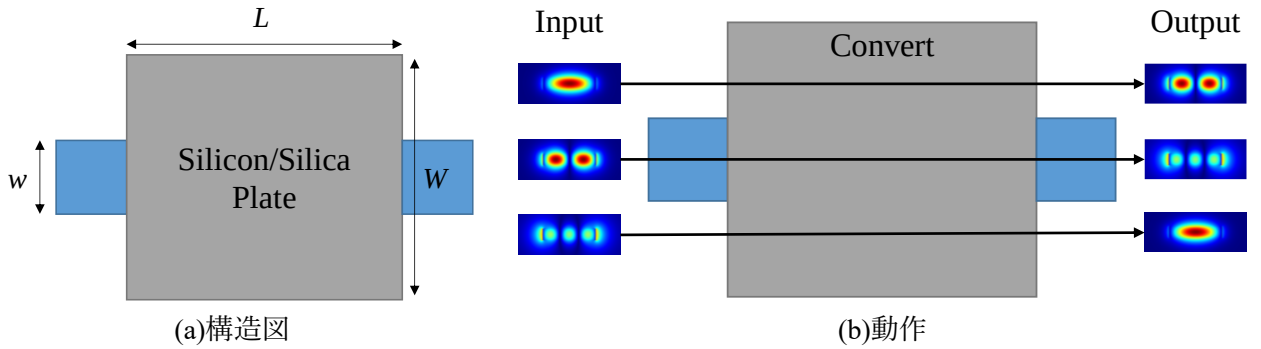
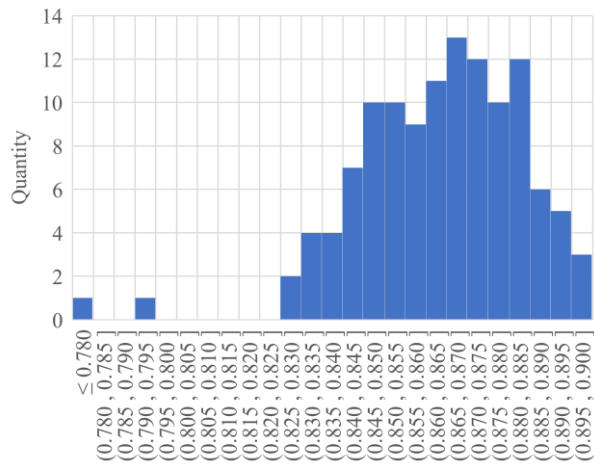
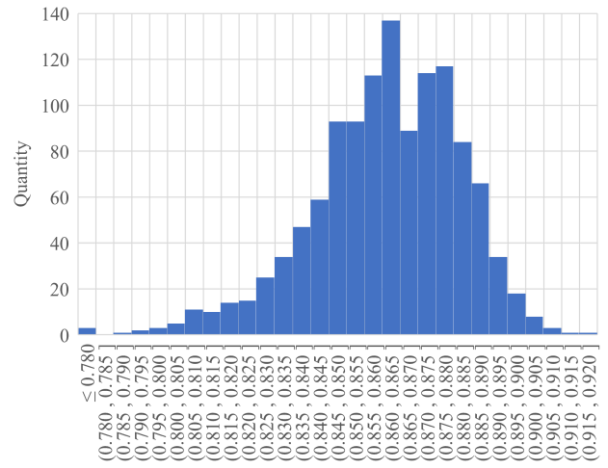


図 4.1 3 モード交換器の構造図と動作

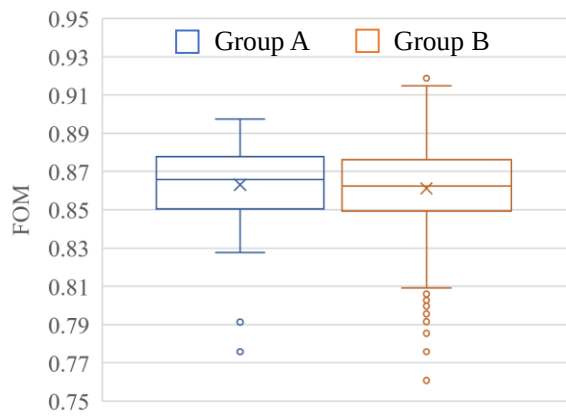


(a) グループ A: 120 構造



(b) グループ B: 1200 構造

図 4.2 2 つの初期構造グループにおける最適化後 FOM のヒストグラム



Statistics	Group A	Group B
Maximum	0.897	0.919
Minimum	0.776	0.760
Mean	0.863	0.861
First quartile	0.878	0.876
Second quartile (Median)	0.866	0.862
Third quartile	0.850	0.849
Interquartile range	0.028	0.037

図 4.3 2 つの初期構造グループにおける最適化後 FOM の箱ひげ図と各統計値

4.3 ハイイロオオカミ最適化 (Grey Wolf Optimizer: GWO)

本節では、GWO[57-59]の解説を行う。ハイイロオオカミの群れでは、それぞれの個体に役割があり、大別すると次の4つである。群れのリーダーである α 、その補佐を行う β 、かつて α や β であった δ 、その他残りの ω である。ハイイロオオカミの狩りは、上位3階層 α, β, δ の意思決定により狩りを行っている。このハイイロオオカミの狩りをモデル化することにより、GWOは開発された。GWOでは次の式(4.3.1-4.3.6)に従い、構造更新を進める。

$$\mathbf{A} = a(2\mathbf{r}_1 - 1) \quad (4.3.1)$$

$$\mathbf{C} = 2\mathbf{r}_2 \quad (4.3.2)$$

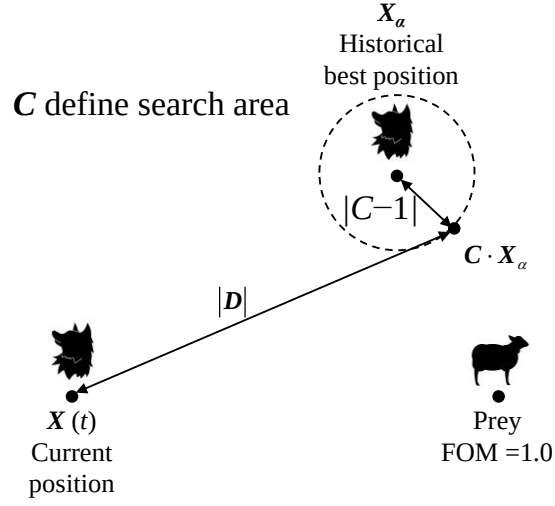
$$a = a_0 \left(1 - \frac{t}{N} \right) \quad (4.3.3)$$

$$\mathbf{D}_{\alpha, \beta, \delta} = |\mathbf{C}_{\alpha, \beta, \delta} \cdot \mathbf{X}_{\alpha, \beta, \delta} - \mathbf{X}(t)| \quad (4.3.4)$$

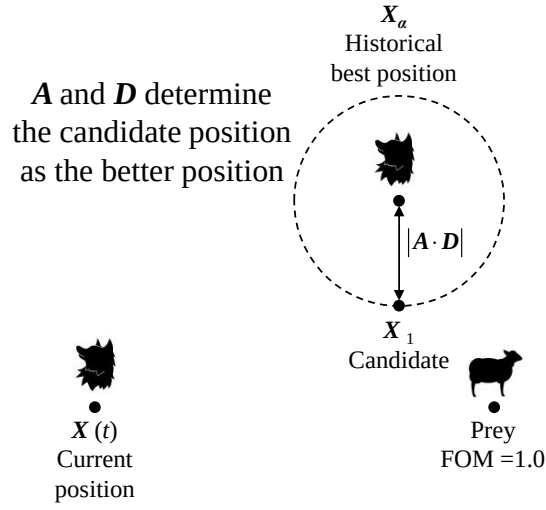
$$\mathbf{X}_{1,2,3} = \mathbf{X}_{\alpha, \beta, \delta} - \mathbf{A}_{\alpha, \beta, \delta} \cdot \mathbf{D}_{\alpha, \beta, \delta} \quad (4.3.5)$$

$$\mathbf{X}(t+1) = \frac{\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 + \mathbf{X}_3}{3} \quad (4.3.6)$$

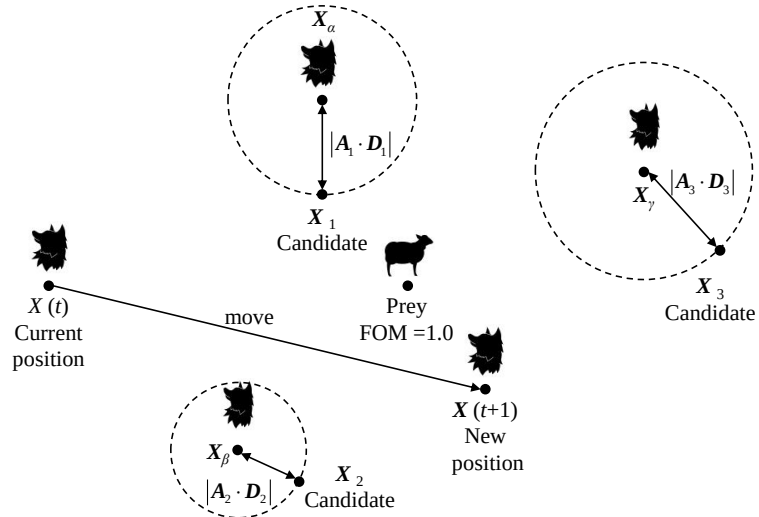
式(4.3.1), 式(4.3.2)で表される $\mathbf{A}$ と $\mathbf{C}$ はそれぞれ係数ベクトルである。式(4.3.1), 式(4.3.2)中の $\mathbf{r}_{1,2}$ は乱数ベクトルであり、0 から 1 の間の値を取りうる。式(4.3.3)で表される a は収束係数であり、式中の t, N, a_0 はそれぞれ、現在の構造更新回数、事前に設定した最大構造更新回数、収束係数 a の初期値である。後述する理由から a_0 は一般に 2 と設定される。式(4.3.4)中の $\mathbf{X}(t)$ は、現在のパラメータ、 $\mathbf{X}_{\alpha, \beta, \delta}$ はこれまでの構造更新課程で見つかった上位3つの最良パラメータ、 $\mathbf{D}_{\alpha, \beta, \delta}$ は各最良パラメータと現在のパラメータの差分ベクトルであり、パラメータベクトル空間上の距離情報と言える。式(4.3.4)に示す通り、係数ベクトル $\mathbf{C}_{\alpha, \beta, \delta}$ は $\mathbf{X}_{\alpha, \beta, \delta}$ の重みづけ係数として働いていることが分かる。式(4.3.5)中の $\mathbf{X}_{1,2,3}$ は上位最良構造を参照にそれぞれ決定したパラメータ候補である。式(4.3.5)中における $\mathbf{A}$ の役割は、 $\mathbf{D}$ に対する重みづけであり、この値が大きいほど最良パラメータとは異なるパラメータへとなりやすく、小さいほど最良パラメータと同じようなパラメータへとなりやすくなる。式(4.3.1), 式(4.3.3)が示す通り、 $\mathbf{A}$ の各値は構造更新を重ねるほど小さくなっていき、最終的には 0 となる。式(4.3.5)で表される $\mathbf{X}(t+1)$ は更新されたパラメータである。これらの式に従いパラメータ更新を行うことで、良好な特性を持つ解を探索するのが GWO である。 $\mathbf{X}(t)$ は群れに存在する各狼に対応するため、実際の最適化プロセスでは、事前に設定した群れの大きさ n だけ $\mathbf{X}(t)$ が存在することになる。例えば、12 匹の狼によって構成される群れを想定した場合は、12 個の $\mathbf{X}(t)$ を同時に更新しながらこのプロセスを進めることになる。図 4.4 に、GWO の概念図を示す。図 4.4(a)は式(4.3.4)に、図 4.4(b)は式(4.3.5)に、図 4.4(c)は式(4.3.6)にそれぞれ対応する。このような過程で、最適解を探し出すのが GWO アルゴリズムである。



(a) 式(4.3.4)に対応



(b) 式(4.3.5)に対応



(c) 式(4.3.6)に対応

図 4.4 GWO の概念図

4.4 Binary Grey Wolf Optimizer (BGWO)

本節では、モザイク状素子の自動設計に利用した Binary Grey Wolf Optimizer (BGWO) [54]についての解説を行う。先述の通り、シリコンフォトニクスデバイスの DBS 設計では、材料状態がシリコンかシリカの二つであるため、連続値に対し設定された GWO を直接適用することが出来ない。そこで、0 と 1 のみを変数にもつ二値変数のための BGWO を利用し、モザイク状素子の設計を行った。また、先行文献[48]で示された式は一部不備があったため、本研究を通し修正している。BGWO では、次式(4.4.1-4.4.5)のように定義される。

$$\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta} = |\mathbf{C}_{\alpha,\beta,\delta} \cdot \mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta} - \mathbf{X}(t)| \quad (4.4.1)$$

$$C_{\alpha,\beta,\delta}^{\text{step}} = \frac{1}{1 + \exp(-10(\mathbf{A}_{\alpha,\beta,\delta} \cdot \mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta} - 0.5))} \quad (4.4.2)$$

$$B_{\alpha,\beta,\delta}^{\text{step}} = \begin{cases} 1 & \text{if } C_{\alpha,\beta,\delta}^{\text{step}} \geq r_{1,\alpha,1,\beta,1,\delta} [0,1] \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (4.4.3)$$

$$\mathbf{X}_{1,2,3} = \begin{cases} 1 & \text{if } \mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta} + B_{\alpha,\beta,\delta}^{\text{step}} \geq 1 \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (4.4.4)$$

$$\mathbf{X}(t+1) = \begin{cases} 1 & \text{if } \frac{1}{1 + \exp(-10((\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 + \mathbf{X}_3) - 0.5))} \geq r_{2,\alpha,2,\beta,2,\delta} [0,1] \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (4.4.5)$$

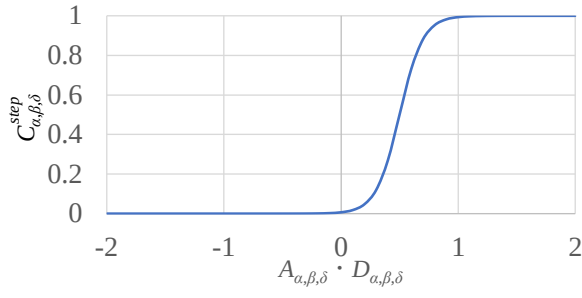
式(4.4.1)は式(4.3.4)に、式(4.4.2-4.4.4)は式(4.2.5)に、式(4.4.5)は式(4.3.6)に対応する。上式において、問題となるのが、式(4.4.1)である。式(4.4.1)で定義される $\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta}$ の範囲は、参照パラメータである $\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta}$ によって変化する。 $\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta}$ が 0 の場合には $\mathbf{C}_{\alpha,\beta,\delta}$ がランダムな係数ベクトルとして機能せず、 $\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta} = \mathbf{X}(t)$ であるため 0 もしくは 1 の値しか取らないことが分かる。 $\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta}$ が 1 の場合には、 $\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta}$ は 0 から 2 の範囲の値を持つことになる。図に、 $\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta} = 1$ とした場合における $\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta}$ の変化を示す。また、図 4.5 に式(4.4.1)を採用した場合の C^{step} の変化を示す。この図が示す通り、式(4.3.1)を用いた場合、材料状態によって C^{step} の傾向が異なり、またいずれの場合においても、 $C^{\text{step}} \leq 0.5$ となる範囲が広がっている。これは、式(4.4.3)、式(4.4.4)に示す通り、材料状態 1 になりにくいことと等価である。これはつまり、材料状態 1 にシリコン・シリカのどちらを割り振るかで最適化の傾向が変わることを意味しているこれらの不備の修正のため、式(4.4.1)と式(4.4.4)をそれぞれ式(4.4.6)と式(4.4.7)のように変更した。

$$\mathbf{D}_{\alpha,\beta,\delta} = |\mathbf{C}_{\alpha,\beta,\delta} \cdot (\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta} - 5) - (\mathbf{X}(t) - 5)| \quad (4.4.6)$$

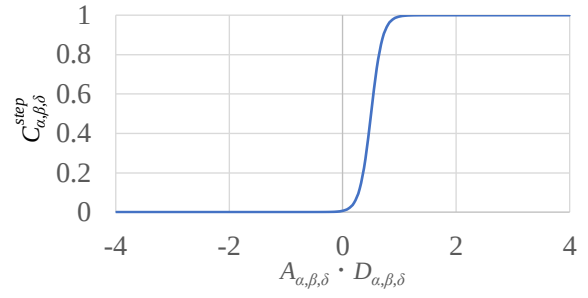
$$\mathbf{X}_{1,2,3} = |\mathbf{X}_{\alpha,\beta,\delta} - B_{\alpha,\beta,\delta}^{\text{step}}| \quad (4.4.7)$$

この式を利用することで、材料状態の設定が最適化過程へ与える影響を無くすることが出来る。

図 4.6 に、各 a_0 で行った BGWO 最適化過程の FOM の遷移を示す。FOM は DBS 設計時と同じものを利用している。基本的には $a_0 = 2.0$ が GWO で利用される値である。 a_0 が 1.0 より小さい場合、GWO の収束は急速に進み、1 より大きい場合には収束は緩やかに進む。これは、オリジナルの GWO 自体が持つ特性である。本研究では構造候補が 2^{960} (10^{289}) と非常に大きく、 $a_0 = 2.0$ の場合、収束が非常に緩やかになっている。最適化後の FOM は DBS の平均 FOM を下回っている。これは BGWO では、細かなピクセルの制御ができないためである。

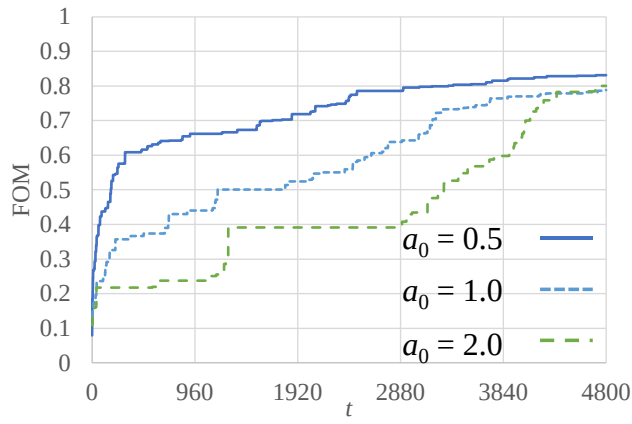


(a) $X_{a,\beta,\delta} = 0$ の場合



(b) $X_{a,\beta,\delta} = 1$ の場合

図 4.5 C^{step} の形状



a_0	FOM
0.5	0.831
1.0	0.789
2.0	0.800

図 4.6 各 a_0 で行った BGWO 最適化過程の FOM の遷移

4.4 DBS/GWO ハイブリッド手法

先述の通り、GWOのみをモザイク状素子の設計に利用した場合それほど良好な特性は得られない。しかし、 a の初期値 a_0 を小さくした場合には良好な特性を持つ構造解に高速に収束する。そこで本研究では、GWOの持つ高速収束特性に注目し、設計序盤ではGWOによる大まかな構造決定をし、設計終盤ではDBS法を用いて細かな構造の調整を行うハイブリッド手法を開発した。以降、開発した各手法に関しての解説を行う。

4.4.1 A モデル: 最初の1周のみGWOを利用

このモデルでは、最初の1周(最初の960回の構造更新)のみにBGWOアルゴリズムを適用し、以降の4周ではDBSアルゴリズムを適用する。図4.7に、 $n = 4$ とした場合のAモデルの概念図を示す。図のように、最初の1周では良好な特性を持つモザイク構造決定のためBGWOアルゴリズムに基づき構造決定を行い、2周目以降はそれぞれのエージェントが持つ構造に対しDBSアルゴリズムを適用し構造更新をしていく。このモデルでは常に n 種類の構造に対し構造更新が行われ、最終的に n 種のモザイク構造を得ることが出来る。最終的に得られる n 種類の中で最も特性の良い構造を設計構造として定義した。つまり、1つの最良構造を決定するために、 n 種 $\times$ 4800回の解析が必要となる。これは、DBSアルゴリズムの n 倍の計算コストを利用し1つの最良構造を決定していることとなる。本研究では $n = 12$ として最適設計を行った。図4.8にグループAと各 a_0 におけるAモデルでの最適化結果の箱ひげ図と各統計値を示す。公平な比較のために、ハイブリッド手法では10回の最適化試行後得た10構造のデータを示している。箱ひげ図中の丸点は外れ値を表す。 $a_0 = 0.5, 1.0, 2.0$ の最大FOMは、従来のDBSで得られるFOMよりそれぞれ0.6, 0.2, 0.3ポイント大きい。 $a_0 = 0.5$ とした場合、最大FOMである0.903が得られる。 $a_0 = 1.0$ とした場合、最も高い平均FOMである0.879が得られ、また四分位範囲は最も狭く0.013ポイントである。 $a_0 = 2.0$ とした場合、四分位範囲は従来DBSより0.010ポイント狭くなっている。これらはオリジナルのGWOの特性に基づくものであり、 a_0 が1以上の場合、この手法はより優れた局所最適解への高い収束特性を持ち、従来のDBAよりも狭い四分位範囲になる。より良い特性を持つデバイス設計を行うためにGWOの高速収束特性に焦点を当て、更に2つのモデルBとCを検討した。この時、高速収束特性に注目しているため $a_0 = 0.5, 1.0$ のみで検討した。

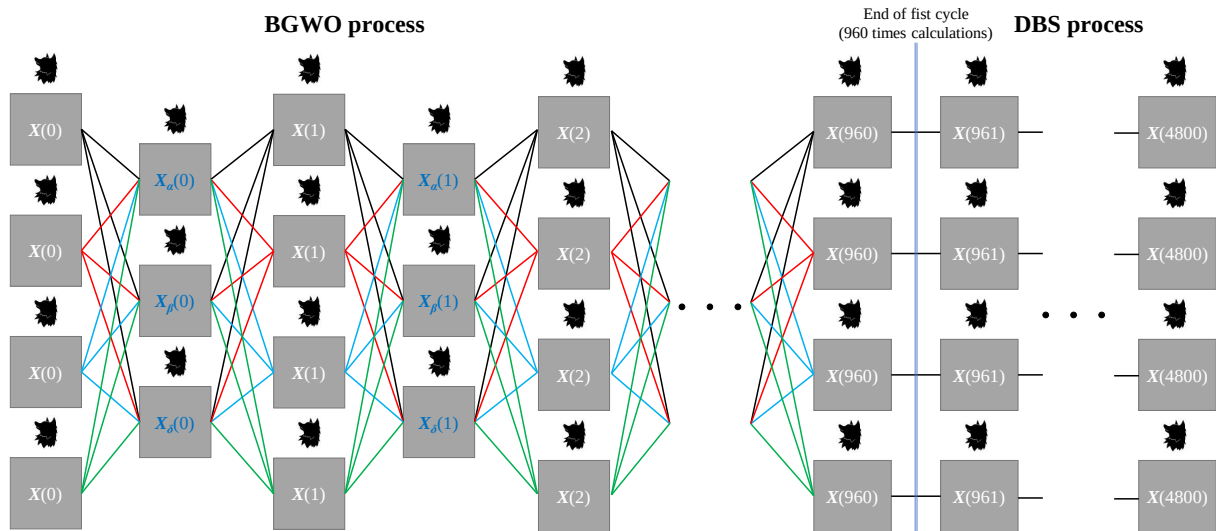


図 4.7 $n = 4$ とした場合の A モデルの概念図

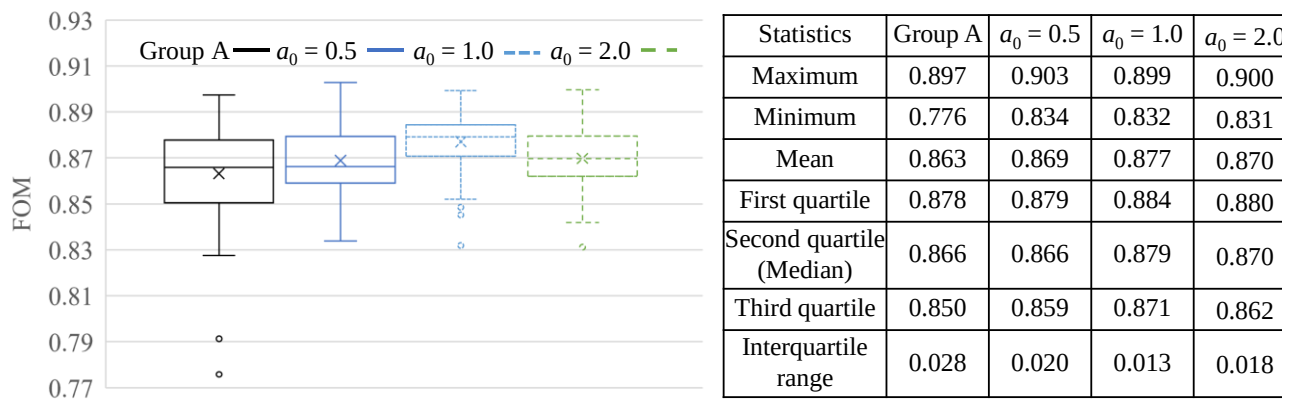


図 4.8 グループ A と各 a_0 における A モデルでの最適化結果の箱ひげ図と各統計値

4.4.2 B モデル: シグモイド関数に基づいた手法判別

A モデルでは BGWO を最初の 1 周のみに利用し、以降の最適化を DBS に基づき行っていた。しかし、この使い分けに関しての指標を決定していなかった。B モデルでは GWO と DBS どちらの手法を用いるかの判別に次式(4.4.1)で表されるシグモイド関数を利用する。

$$J = \frac{1}{1 + \exp(-\alpha(\text{FOM} - 0.5))} \quad (4.4.1)$$

ここで、 α は任意の利得係数であり、シグモイド関数の形状を決定する項である。B モデルでは、 J が乱数 r より小さい場合 GWO を利用し、大きい場合 DBS を利用する。そのため、FOM が小さい最適化序盤は GWO を利用する可能性が高くなり、FOM が大きくなる最適化終盤では DBS を利用する可能性が高くなる。図 4.9 に、各 α におけるシグモイド関数の形状を示す。シグモイド関数は α が大きくなるにつれステップ関数に近づいていることが分かる。本研究では、二つの最適化手法を緩やかに切り替えることを目的とし、三つの $\alpha = 10, 20, 30$ を使用した。図 4.10 に、 $a_0 = 0.5$ とした B モデルでの箱ひげ図と統計値を示す。図中の丸は外れ値を示す。 α の値に関係なく $a_0 = 0.5$ とした B モデルでは従来の DBS より優れた特性を示している。特に、 $\alpha = 10$ とした場合、最も高い 0.913 の FOM が得られており、従来 DBS より、1.6 ポイント大きなものとなっている。表 4.1 に DBS と設計した上位 5 構造の FOM を示す。緑色で強調表示されたセルは FOM が DBS 設計グループ A よりも上回っていることを示している。このように $a_0 = 0.5$ とした B モデルでは、 α の値に関係なく DBS よりもすぐれた結果を示している。図 4.11 に、 $a_0 = 1.0$ とした B モデルでの箱ひげ図と統計値を示す。図中の丸は外れ値を示す。図中の橙色のセルは DBS 設計グループ A の値を下回っていることを示す。これらの場合においても全ての α で最大 FOM は DBS 設計を上回っている。また、四分位範囲は、従来 DBS 設計よりも 0.4 ~ 1.1 ポイント狭くなっている。表 4.2 に DBS と設計した上位 5 構造の FOM を示す。緑色で強調表示されたセルは FOM が DBS 設計グループ A よりも上回っていることを示している。ここまでの検討で最高の性能を示しているのは、 $a_0 = 0.5$ とした B モデルである。

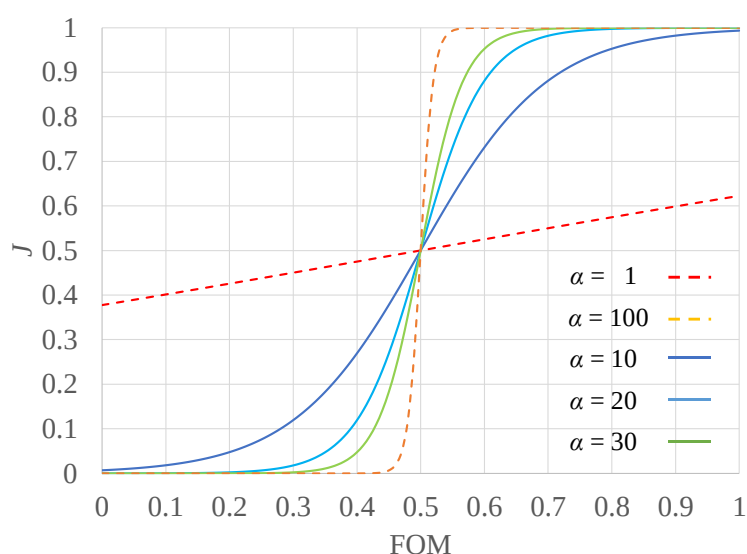


図 4.9 各 α におけるシグモイド関数の形状

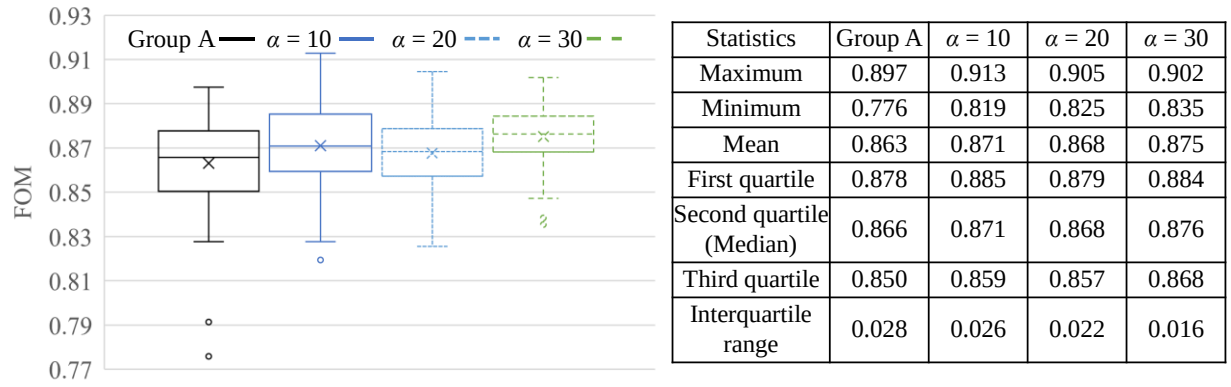


図 4.10 $a_0 = 0.5$ とした B モデルでの箱ひげ図と統計値

表 4.1 DBS と $a_0 = 0.5$ とした B モデルで設計した上位 5 構造の FOM

Rank	DBS	$a_0 = 0.5$		
	Group A	$\alpha = 10$	$\alpha = 20$	$\alpha = 30$
1	0.8974	0.9129	0.9046	0.9018
2	0.8966	0.9080	0.8963	0.8977
3	0.8953	0.8984	0.8922	0.8968
4	0.8947	0.8959	0.8912	0.8922
5	0.8924	0.8949	0.8894	0.8921

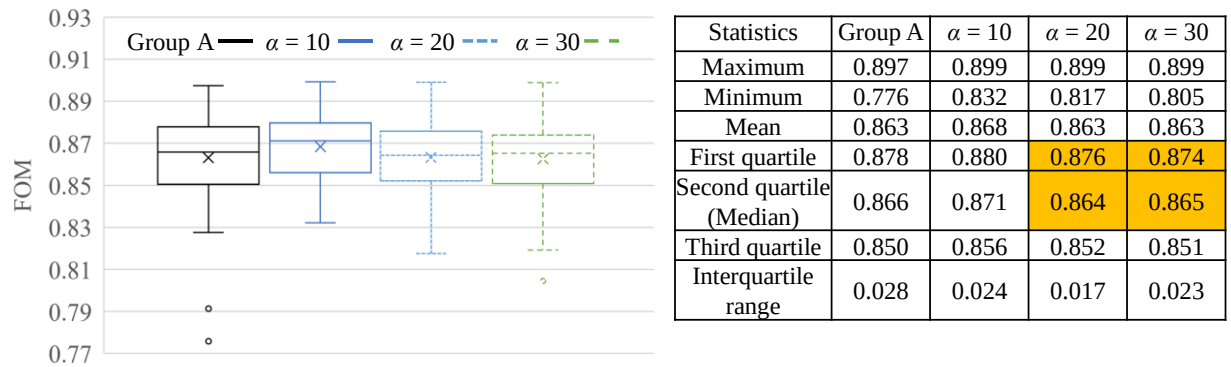


図 4.11 $a_0 = 1.0$ とした B モデルでの箱ひげ図と統計値

表 4.2 DBS と $a_0 = 1.0$ とした B モデルで設計した上位 5 構造の FOM

Rank	DBS	$a_0 = 1.0$		
	Group A	$\alpha = 10$	Rank	Group A
1	0.8974	0.8992	0.8990	0.8988
2	0.8966	0.8975	0.8913	0.8980
3	0.8953	0.8929	0.8885	0.8927
4	0.8947	0.8920	0.8858	0.8918
5	0.8924	0.8878	0.8845	0.8912

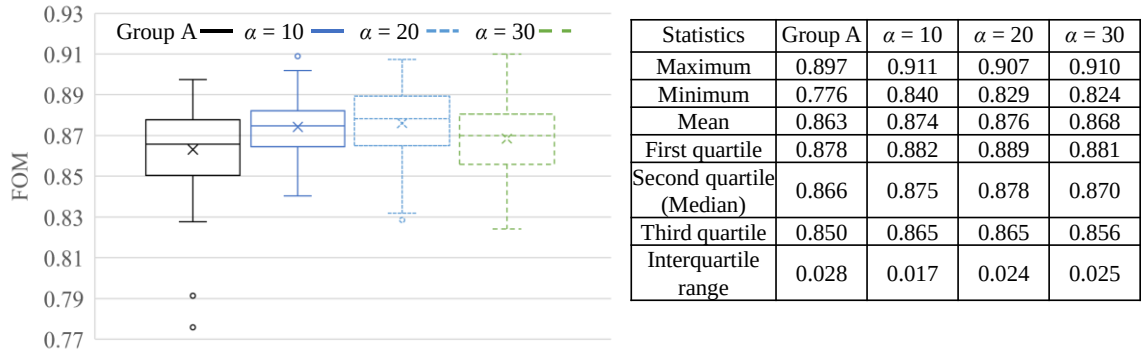
4.4.3 C モデル: シグモイド関数に基づいた手法判別と FOM に従い減少する収束係数 a

モデル B では、収束係数 a が試行回数 t と事前に設定した最大試行回数 N に従って減少していた。最大試行回数 N は設計者が事前に設定する値であり、物理的意味を持たない任意の値である。モデル C では、 N に由来する任意性を排除するために、 a を決定するための式として次式(4.4.2)を新たに利用する。

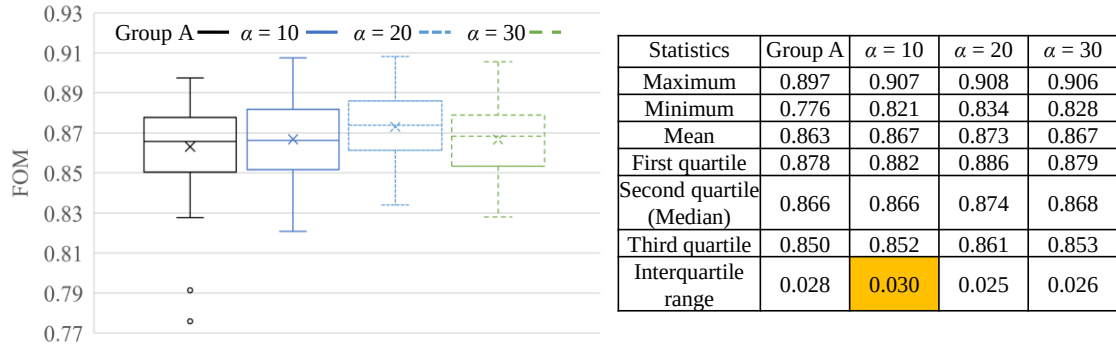
$$a = -a_0 \cdot \text{FOM} + a_0 \quad (4.4.2)$$

この式によって決定される a は、FOM が大きくなるにつれ小さくなる。つまり、FOM が低い最適化序盤では構造空間を広く探索し、FOM の高い最適化終盤では近傍構造を探索ようになる。また、最適化の進行度によって構造の収束速度が調整されるため、自動設計後の FOM のばらつきがより小さくなる可能性がある。図 4.12 に、(a) $a_0 = 0.5$ とした C モデルでの箱ひげ図と統計値と(b) $a_0 = 0.5$ とした C モデルでの箱ひげ図と統計値を示す。箱ひげ図中の丸は外れ値であり、橙色のセルは DBS 設計グループ A よりも劣化している値であることを示す。 $a_0 = 0.5$ とした C モデルでは従来の DBS よりも、最大 FOM が 1.0 ~ 1.4 ポイント大きく、四分位範囲は 0.3 ~ 1.2 ポイント狭くなっている。また、 $a_0 = 0.5$, $\alpha = 10$ とした B モデルを除いた全ての B モデルよりも、最大 FOM は大きくなっている。表 4.3 に DBS と $a_0 = 0.5$ および 0.1 とした C モデルで設計した上位 5 構造の FOM を示す。緑色のセルは DBS 設計最大値よりも大きな FOM であることを示す。新たに定義した式(4.4.2)を利用することで、 $a_0 = 0.1$ とした C モデルは従来 DBS よりも高い確率でより良い構造を設計出来ている。

最後に、3 モード交換器の設計例を示す。図 4.13(a)に、 $a_0 = 0.5$, $\alpha = 10$ とした B モデルで設計された最大 FOM を示すモザイク状素子の材料分布を示す。黒色のピクセルはシリコン材料であることを示し、白色のピクセルはシリカ材料であることを示す。図 4.13(b), (c)および(d)はそれぞれ、 TE_0 , TE_1 , および TE_2 モードを入射した場合のフィールド分布を示している。表 4.4 に、 TE_0 , TE_1 , および TE_2 モードを入射した場合の透過率、クロストーク、および反射率を示す。 T_1 , T_2 , T_3 はそれぞれ -0.47, -0.40 および -0.32 dB と非常に高い。最大クロストークおよび最大反射率はそれぞれ -21.37 dB および -24.81 dB であり、十分小さい。



(a) $a_0 = 0.5$

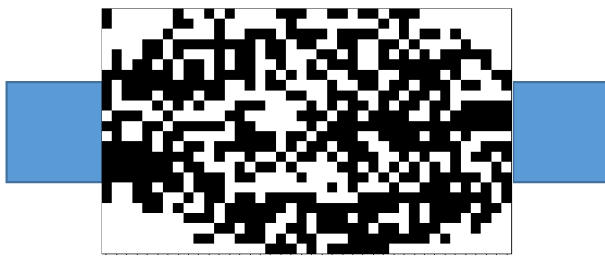


(b) $a_0 = 1.0$

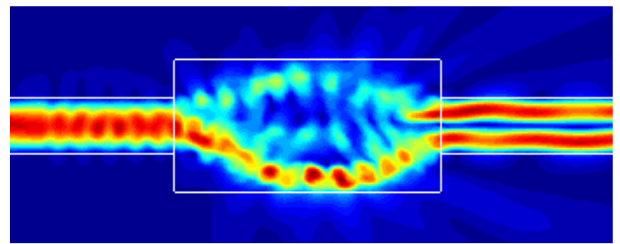
図 4.12 C モデルで場合の箱ひげ図と統計値

表 4.3 DBS と $a_0 = 0.5$ および 0.1 とした C モデルで設計した上位 5 構造の FOM

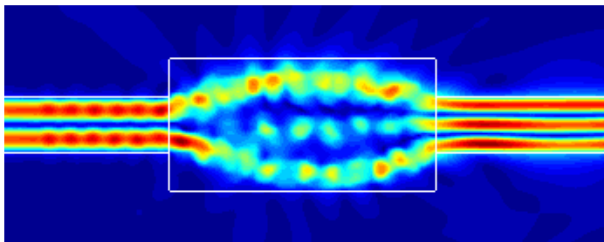
	DBS	$a_0 = 0.5$			$a_0 = 1.0$		
Rank	Group A	$\alpha = 10$	$\alpha = 20$	$\alpha = 30$	$\alpha = 10$	$\alpha = 20$	$\alpha = 30$
1	0.8974	0.9111	0.9073	0.9099	0.9074	0.9082	0.9056
2	0.8966	0.8973	0.9023	0.8982	0.9034	0.9059	0.9055
3	0.8953	0.8956	0.9009	0.8928	0.9013	0.8958	0.9002
4	0.8947	0.8946	0.8948	0.8925	0.8945	0.8901	0.8971



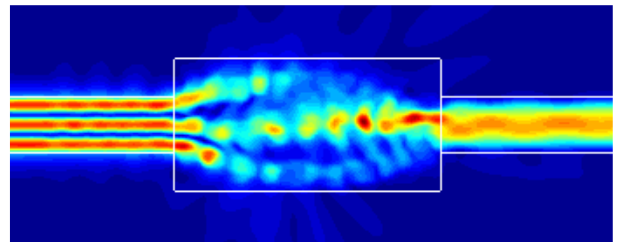
(a) 材料分布



(b) TE₀ モード入射



(c) TE₁ モード入射



(d) TE₂ モード入射

図 4.13 $a_0 = 0.5$, $\alpha = 10$ とした B モデルで設計された最大 FOM を示すモザイク状素子の材料分布と各フィールド分布

表 4.4 各モードを入射した場合の透過率，クロストーク，および反射率

Input	TE ₀		TE ₁		TE ₂	
	Transmission /Crosstalk [dB]	Reflection [dB]	Transmission /Crosstalk [dB]	Reflection [dB]	Transmission /Crosstalk [dB]	Reflection [dB]
TE ₀	-33.01	-25.38	-40.00	-33.98	-0.32	-31.55
TE ₁	-0.47	-33.98	-21.80	-24.81	-30.00	-36.99
TE ₂	-21.37	-31.55	-0.40	-36.99	-36.99	-30.00

4.5 まとめ

モザイク状素子設計のために、DBS と GWO を組み合わせた新たなハイブリッド手法の開発を行った。GWO の持つ高速収束特性は最適化過程の序盤で利用されている。3つのパターンのハイブリッド手法を開発し、全ての場合において従来 DBS よりも優れた特性を示している。モデル A では、 a_0 の値によらず、全ての統計値を改善しており、緩やかに手法の切替が行われるように開発したモデル B と C では、四分位範囲は大きくなったものの、最大 FOM は全ての場合において、従来 DBS を上回っている。これらは、各手法を利用することでより高い確率で高性能な局所最適解へ収束することを示している。 $a_0 = 0.5$, $\alpha = 10$ とした B モデルを利用することで、最大 FOM を 1.6 ポイント、平均 FOM を 0.5 ポイント改善出来ている。また、 $a_0 = 0.5$, $\alpha = 10$ とした B モデルを利用することで本研究を通し最良の構造である $FOM = 0.9129$ を持つモザイク状 3 モード交換器を設計した。 $a_0 = 1.0$ とした C モデルでは、従来の DBS よりも優れた構造への収束確率が高くなっている。これらの結果は、DBS と GWO を組み合わせたハイブリッド手法の有用性を示している。

第5章 波長無依存カプラ型チューナブルモードディバイダ

5.1 まえがき

情報社会の発展に伴う通信トラフィックの増加から大容量光通信システムの実現が求められている。光通信の通信容量拡大方策として空間分割多重 (Space Division Multiplexing: SDM) 技術が注目を集めている。モード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MD) 技術は SDM 技術の一つであり、単一導波路中の複数のモードを利用することで通信容量の拡大が可能である。長距離光通信においては、数モードファイバを利用した MDM システム[8,9]がすでに報告されている。

MDM システムの構成には、モード合分波器[61-63]、波長フィルター[64]、モード変換器[65-67]、モード交換器[56,68]、モードスイッチ[69-71]、数モード増幅器[72]など多種のモード制御デバイスが必要となる。特に、エルビウムドープファイバ (Erbium-doped fiber Amplifiers: EDFA) を利用した数モード増幅器は長距離通信においては不可欠である。数モードを同時に増幅する数モード EDFA には、モード依存利得 (Mode Dependent Gain: MDG) という問題が存在する。MDG の問題を解決するためには、各モードのパワーを調節するためのモード利得調整デバイスが必須である。シングルモード伝送の場合は、自由空間光学系[73]を利用し利得調整を行っている。また、数モードでの自由空間光学系を利用した利得調整方法[74]も提案されているが、自由空間光学系を利用する場合にはデバイスサイズが非常に大きくなるという問題がある。光集積回路の利用は、デバイスサイズ小型化のための有力な方策である。光集積回路を利用し利得調整デバイスを構成する場合には、波長依存性の小さく、任意に各モードパワーを調整可能なデバイスが必要となる。文献[75]では、ポリマー導波路と非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC)、熱光学効果を利用して、パワーを調整しながらモードの結合が可能なデバイスが報告されている。文献[39]では、成熟した製造プロセスであり高密度集積への適性が非常に高いシリコンフォトニクスプラットフォームを利用した、マッハツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer: MMI) 型の超小型かつパワー調整が可能なモード合波器が報告されているが、波長依存性が高く複数波長での任意のパワー調整は実現されていなかった。

波長無依存カプラ (Wavelength INsensitive Coupler: WINC) 型モードディバイダ[76]は遅延線領域の長さを調整することで、広帯域特性を保ちながら任意にパワーの調整が可能なデバイスである。

本研究では、シリコンプラットフォームを利用した WINC 型超小型のチューナブルモードディバイダの理論的、実験的実証を行った。モード結合理論 (Coupled Mode Theory: CMT) [39]を利用し、 TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モードディバイダの設計を行った。設計した、 TE_0 - TE_1 モードディバイダの試作とその実験的検証を行った。本研究では文献[77]の報告内容に更なる理論検討と実験的検証を重ね、より包括的な実証を行っている。WINC 型モードディバイダは、二つの 3-dB カプラとその間に存在する遅延線領域によって構成されている。この構造では、遅延線パラメータを適切に設定することで、広帯域特性を保ちつつ任意の分岐比を実現できる。また、製造後には遅延線領域に設置したヒータによる屈折率調整を利用することで、遅延線パラメータを変更することなく分岐比の調整が可能である。本研究では、設計した TE_0 - TE_1 モードディバイダの試作に CMOS プラットフォームを利用している。試作デバイスの測定結果は理論とよく一致しており、広帯域特性を保ったまま、広い範囲で分岐比の調整が可能である。

5.2 動作理論と理論に基づいた設計

5.2.1 設計理論

図 5.1 に、本研究で設計した WINC 型モードデバイダの構造図を示す．二つの 3-dB モードデバイダとその間の遅延線領域によって構成されている．本研究では，Port2 から TE₀ モードを入射し，Port3 から高次モードを Port4 から TE₀ モードを任意の割合で出射する．構造パラメータは，導波路厚さ h ，バス導波路幅 w_1 ，アクセス導波路幅 w_2 ，アクセス・バス導波路間幅 g ，結合長 L_c ，遅延線上部導波路長 L ，遅延線下部導波路長 $L+\Delta L$ である．遅延線下部導波路には，温度調整用の TiN ヒータが設置してある．上下の導波路間隔が狭いことから，下部導波路を加熱している際に熱クロストークにより上部導波路もいくらか加熱されることが予想される．本研究では，熱クロストークの影響調査のため，ヒータの設置位置を示すパラメータ g_h を定義し複数の g_h での測定実験も併せて行っている．

WINC 型モードデバイダの伝達行列式は次式(5.2.1)で表される．

$$\begin{bmatrix} A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{3dB} \mathbf{T}_{arm} \mathbf{T}_{3dB} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (5.2.1)$$

ここで， A_i はポート i ($i = 1, 2, 3, 4$) での複素振幅である． $\mathbf{T}_{3dB}$ と $\mathbf{T}_{arm}$ はそれぞれ 3-dB モードデバイダと遅延線領域での伝達行列式であり，それぞれ式(5.2.2(a))と式(5.2.2(b))で表される．

$$\mathbf{T}_{3dB} = \begin{bmatrix} \left(\cos(qL_c) + j\frac{\delta}{q} \sin(qL_c) \right) \exp(-j\delta L_c) & -j\frac{\kappa}{q} \sin(qL_c) \exp(-j\delta L_c) \\ -j\frac{\kappa}{q} \sin(qL_c) \exp(j\delta L_c) & \left(\cos(qL_c) - j\frac{\delta}{q} \sin(qL_c) \right) \exp(j\delta L_c) \end{bmatrix} \quad (5.2.2(a))$$

$$\mathbf{T}_{arm} = \begin{bmatrix} \exp(-j\beta_0 L) & 0 \\ 0 & \exp(-j\beta_{higher}(L+\Delta L)) \end{bmatrix} \quad (5.2.2(b))$$

Port3 における透過率は，次式(5.2.3)で表される．

$$|A_3|^2 = 4 \left(\frac{\kappa}{q} \right)^2 \sin^2(qL_c) \left(\frac{\delta}{q} \sin(qL_c) \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) + \cos(qL_c) \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right)^2 \quad (5.2.3)$$

ここで， q ， δ ， κ は次式(5.2.4)で与えられる

$$q = \left(\frac{\beta_e - \beta_o}{2} \right) \quad (5.2.4(a))$$

$$\delta = \left(\frac{\beta_{higher} - \beta_0}{2} \right) \quad (5.2.4(b))$$

$$\kappa = \sqrt{q^2 - \delta^2} \quad (5.2.4(c))$$

上式において， β_0 ， β_{higher} ， β_e ， β_o はそれぞれアクセス導波路を伝搬する TE₀ モードの伝搬定数，バス導波路中を伝搬する任意の高次モードの伝搬定数，結合領域の偶モードの伝搬定数，結合領域の奇モードの伝搬定数である．遅延線下部領域を伝搬することにより受ける追加の位相遅延量 $\Delta\varphi$ は次式(5.2.5)によって表される．

$$\Delta\varphi(\lambda_0) = \beta_0(\lambda_0)(L + \Delta L + L_c) - \beta_{higher}(\lambda_0)(L + L_c) \quad (5.2.5)$$

また，上式を波数 k で微分することで，波長依存性の大きさを示す次式(5.2.6)を得ることが出来る．

$$\frac{d\Delta\varphi(\lambda_0)}{dk} = N_0(\lambda_0)(L + \Delta L + L_c) - N_{higher}(\lambda_0)(L + L_c) \quad (5.2.6)$$

上式において、 N_0 と N_{higher} はそれぞれ遅延線下部を伝搬する TE_0 モードと遅延線上部を伝搬する高次モードの群屈折率を表している。 $d\Delta\varphi/dk$ が 0 の場合広帯域動作が可能となる。

この動作原理は、よく知られるマッハツェンダー干渉計と同じである。ここで、 $\delta = 0$, $qL_c = \pi/4$ を適用すると Port3 における透過率は最終的に次式(5.2.7)として得られる。

$$|A_3|^2 = \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (5.2.7)$$

5.2.2 TE_0 - TE_1 モードディバイダ

TE_0 - TE_1 モードディバイダの設計のため、構成素子である 3-dB モードディバイダの構造パラメータを $w_1 = 837$ nm, $w_2 = 400$ nm, $g = 200$ nm, $h = 210$ nm, $L_c = 9.09$ μ m とした。導波路幅は波長 1550 nm でバス導波路中の TE_1 モードとアクセス導波路中の TE_0 モードの伝搬定数が等しくなるように設定し、 L_c は完全結合長の半分となるように決定した。図 5.2 に、チューナブル TE_0 - TE_1 モードディバイダの構成素子である 3-dB TE_0 - TE_1 モードディバイダのスペクトルを示す。この構造は中心波長 1550 nm で 3 dB 分岐するように設計されているため、想定波長端では 3 dB 分岐されていない。図 5.3 に、(a) TE_0 - TE_1 モードディバイダの L と ΔL に対する透過率と (b) $d\Delta\varphi/dk$ の値を示す。この図より、高い透過率を持ち、波長依存性の低い構造として $L = 20$ μ m, $\Delta L = 1$ μ m と決定した。図 5.4 に、 TE_0 - TE_1 モードディバイダの (a) $L = 20$ μ m での ΔL に対する透過率と (b) 各構造でのスペクトルを示す。図中の赤点は試作した TE_0 - TE_1 モードディバイダの波長 1550 nm での測定値であり、破線はヒータを利用し遅延線下部を 90 K 加熱した場合の透過率を示す。図 5.4(a) に示す通り、 ΔL に従い透過率が変化している。また、図 5.4(b) に示す通り、これらの構造においては、波長依存性が非常に小さい。ヒータからの加熱による伝搬定数の変化は次式(5.2.8)を利用し計算した。

$$\beta' = \beta + k_0 \frac{\delta n}{\delta T} \Delta T \quad (5.2.8)$$

ここで、 β は室温 (300 K) でシリコン導波路を伝搬するモードの伝搬定数であり、 k_0 は波数、 ΔT は加熱量である。 $\delta n/\delta T$ はシリコンの熱光学係数であり 1.86×10^{-4} K^{-1} [78] とした。図 5.4(a) 中に破線で示す通り、90 K の加熱を行うことで、透過特性を大きく変化することが出来る。製造時の製造誤差による影響の調査のため、導波路幅を Δw だけ増減させた場合の透過特性を計算した。図 5.5 に、 TE_0 - TE_1 モードディバイダにおいて導波路幅を変化させた場合の ΔL に対する波長 1550 nm での透過率を示す。図に示すように、製造誤差発生時においてもピーク位置がシフトするだけであり、ヒータからの加熱により透過率の調整が可能である。

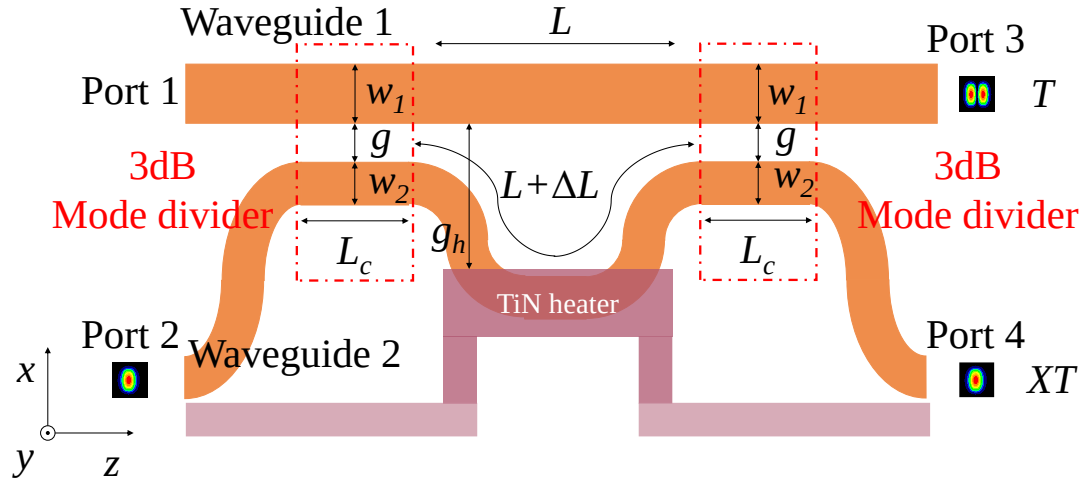


図 5.1 WINC 型モードデバイダの構造図

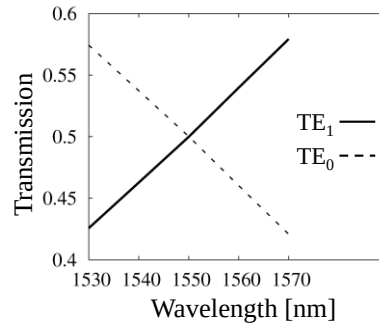
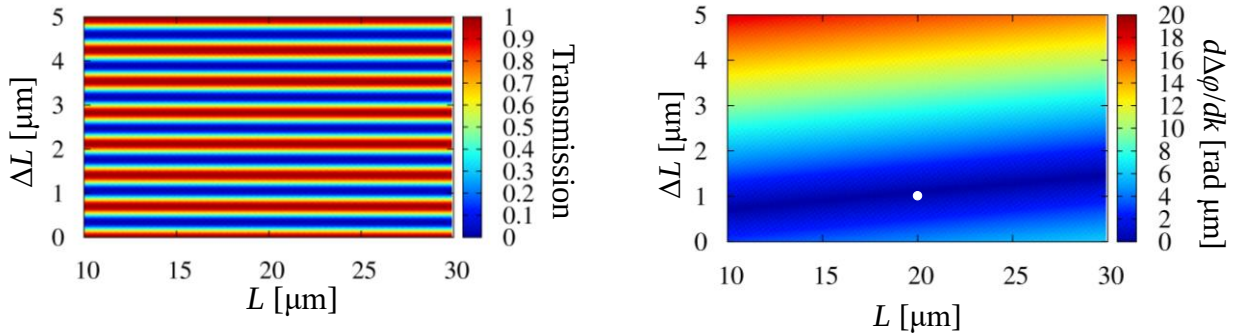


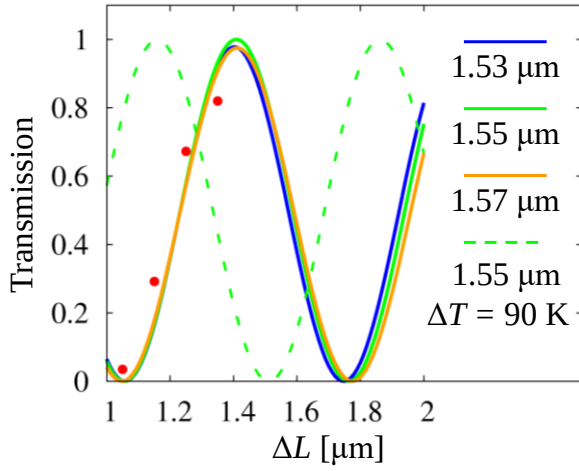
図 5.2 3-dBTE₀-TE₁ モードデバイダのスペクトル



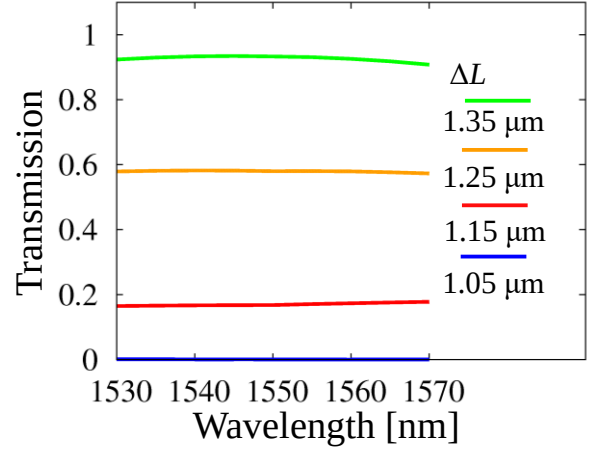
(a) L と ΔL に対する透過率

(b) $d\Delta\phi/dk$ の値

図 5.3 TE₀-TE₁ モードデバイダの(a) L と ΔL に対する透過率と(b) $d\Delta\phi/dk$ の値



(a) ΔL に対する透過率



(b) 各構造でのスペクトル

図 5.4 TE₀-TE₁ モードディバイダの(a) $L = 20 \mu\text{m}$ での ΔL に対する透過率と(b) 各構造でのスペクトル

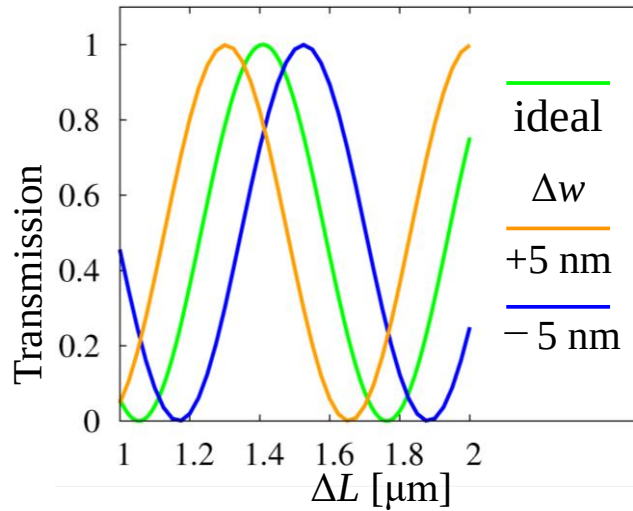
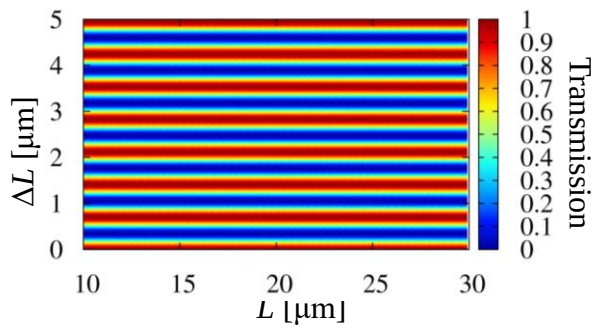


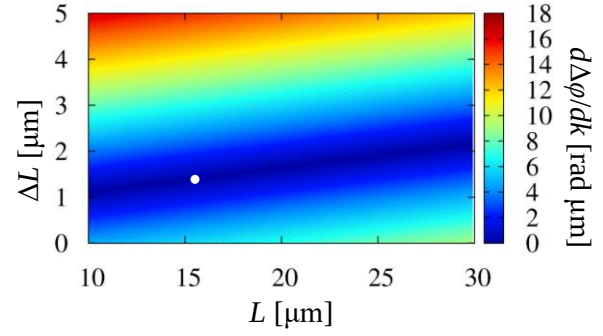
図 5.5 TE₀-TE₁ モードディバイダにおいて導波路幅を変化させた場合の ΔL に対する波長 1550 nm での透過率

5.2.3 TE₀-TE₂ モードディバイダ

TE₀-TE₂ モードディバイダの設計のため、構成素子である 3-dB モードディバイダの構造パラメータを $w_1 = 1275 \text{ nm}$, $w_2 = 400 \text{ nm}$, $g = 200 \text{ nm}$, $h = 210 \text{ nm}$, $L_c = 10.98 \mu\text{m}$ とした。導波路幅は波長 1550 nm でバス導波路中の TE₂ モードとアクセス導波路中の TE₀ モードの伝搬定数が等しくなるように設定し、 L_c は完全結合長の半分となるように決定した。図 5.6 に、(a) TE₀-TE₂ モードディバイダの L と ΔL に対する透過率と(b) $d\Delta\phi/dk$ の値を示す。この図より、高い透過率を持ち、波長依存性の低い構造として $L = 15.5 \mu\text{m}$, $\Delta L = 1.4 \mu\text{m}$ と決定した。図 5.7 に、TE₀-TE₂ モードディバイダの(a) $L = 15.5 \mu\text{m}$ での ΔL に対する透過率と(b) 各構造でのスペクトルを示す。図 5.7(b)において、TE₀-TE₁ モードディバイダよりも波長依存性が大きくなっているのは、構成素子である TE₀-TE₂ 3-dB モードディバイダ自体の波長依存性が TE₀-TE₁ 3-dB モードディバイダよりも大きいためである。

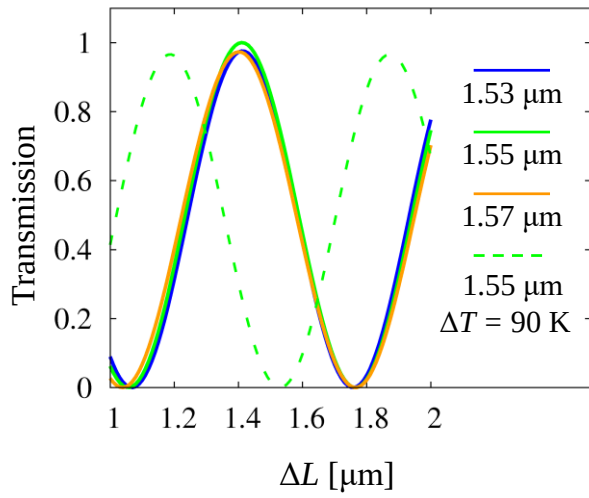


(a) L と ΔL に対する透過率

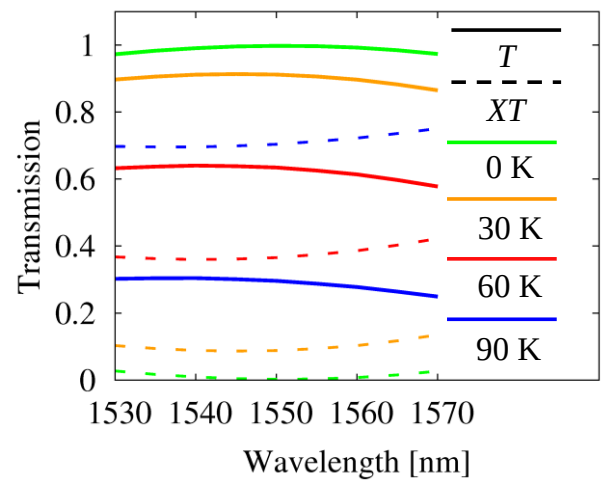


(b) $d\Delta\phi/dk$ の値

図 5.6 TE₀-TE₂ モードディバイダの(a) L と ΔL に対する透過率と(b) $d\Delta\phi/dk$ の値



(a) ΔL に対する透過率



(b) 各構造でのスペクトル

図 5.7 TE₀-TE₂ モードディバイダの(a) $L = 15.5 \mu\text{m}$ での ΔL に対する透過率と(b) 各構造でのスペクトル

5.3 実験的検証

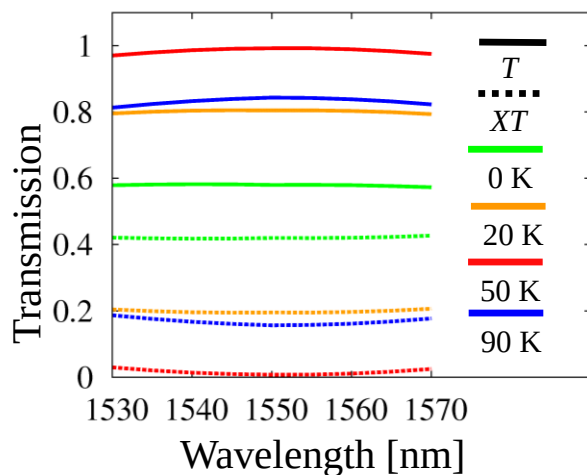
測定のため TE_0 - TE_1 モードディバイダの試作を行った。試作には KrF フォトリソグラフィを用いる標準の CMOS プロセスを利用した。図 5.8 に、(左) $g_h = 1.65 \mu\text{m}$ として試作した TE_0 - TE_1 モードディバイダと(右) 測定用に試作した縦続接続した TE_0 - TE_1 モードディバイダの写真を示す。ファイバと試作したシリコンチップの接続にはスポットサイズコンバータ[79]を利用している。スポットサイズコンバータでは高次モードをファイバへ接続することが出来ないため、図 5.8(右) に示すようにモードディバイダを縦続接続し、高次モードを再度基本モードへ変換することで測定を行っている。図 5.9 に、 $\Delta L = 1.25 \mu\text{m}$ の構造で (a) $0 \sim 90 \text{ K}$ の温度範囲で計算した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) ヒータへ電流注入し測定した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT を示す。ここで、透過率 T は Port2 から TE_0 モードを入射し、Port4 から TE_0 モードとして出射されるパワー、クロストーク XT は Port2 から TE_0 モードを入射し、Port5 から TE_0 モードとして出射されるパワーを示す。図 5.10 に、 $\Delta L = 1.15 \mu\text{m}$ の構造で (a) $0 \sim 90 \text{ K}$ の温度範囲で計算した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) ヒータへ電流注入し測定した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT を示す。図 5.9(b)、図 5.10(b)に示すように、ヒータからの温度印加により広帯域特性を保ったまま透過率の調整が行えており、加熱時の傾向も計算結果ともよく一致している。図 5.11 に、(a) $0 \sim 90 \text{ K}$ の ΔT に対する計算した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) $0 \sim 40 \text{ mA}$ の注入電流に対する測定した TE_0 - TE_1 モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT を示す。図 5.11 に示すように、全ての ΔL において、異なる初期値から電流注入量に従い透過特性の調整が可能であることが確認できる。計算結果と測定結果はよく一致しており、WINC 型モードディバイダの実験的検証が完了した。

ヒータからの熱は同心円状に拡散するため直下の遅延線下部導波路のみだけではなく、遅延線上部導波路も加熱される。この熱クロストークの確認のため、 $g_h = 1.65, 3.30, 4.95 \mu\text{m}$ の三つのパラメータを利用し、 $\Delta L = 1.15 \mu\text{m}$ の構造の試作を行った。図 5.12 に、(a) 各 g_h で試作した TE_0 - TE_1 モードディバイダの写真と (b) 測定した TE_0 - TE_1 モードディバイダのスペクトルを示す。図 5.12(b)に示す通り、 $g_h = 1.65 \mu\text{m}$ の構造で透過率の変化が最大となっている。 $g_h = 3.30, 4.95 \mu\text{m}$ では遅延線下部導波路からヒータが離れすぎており、効果的な加熱がされていない可能性が高い。また、 g_h が小さすぎる場合は、上下の導波路が同時に加熱され相対位相差の変化量が小さくなるため、この場合も透過率の調整が効率的に行われないと推測される。

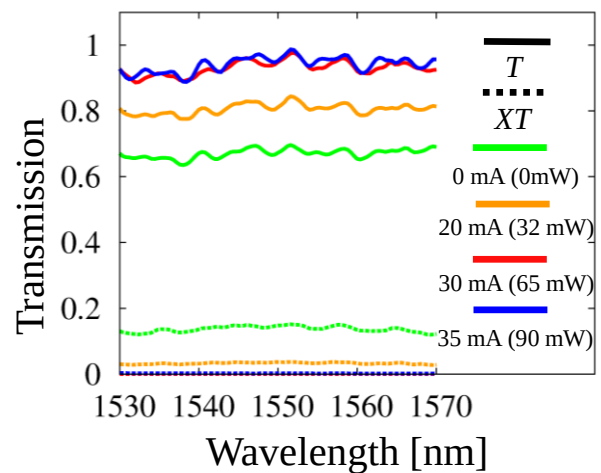
最後に、提案素子を 2 モード、3 モード動作で利得調整デバイスとして利用する場合について解説する。図 5.13 に、(a) 2 モード動作の場合と(b) 3 モード動作の場合における利得調整デバイスの構成図を示す。図中の DMUX はモード分波器を示している。低次のモードほど伝搬中の損失が小さく、光増幅器での利得も大きいため、低次のモードほど大きなパワーを有する。2 モード動作の場合、モード分波器に TE_0 モードとして入射するモードのパワーが大きいため、提案素子を利用しこのモードのパワーを調整しながら TE_1 モードとして合波する。3 モード動作の場合、モード分波器に TE_0, TE_1 モードとして入射するモードのパワーが大きいため、 TE_0 モードとして入射したものを TE_2 モードとして、 TE_1 モードとして入射したものを再度 TE_1 モードとして、パワーを調整しながら合波することで各モードのパワーを均一化することが可能である。



図 5.8 (左) $g_h = 1.65 \mu\text{m}$ として試作した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダと(右)測定用に試作した縦続接続した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダの写真

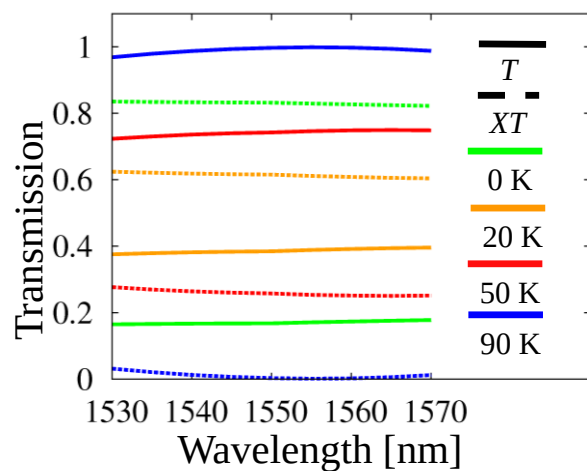


(a) ΔL に対する透過率

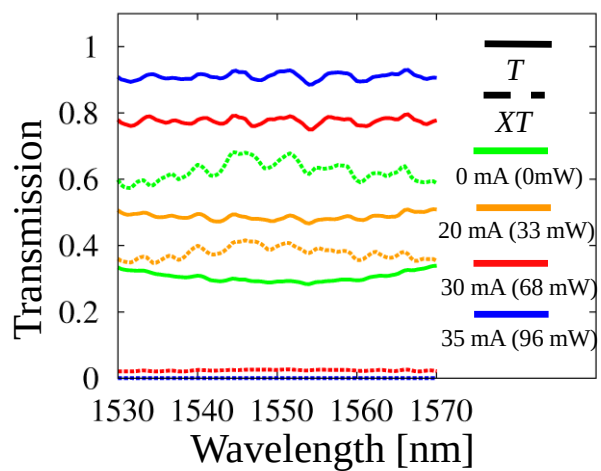


(b) 各構造でのスペクトル

図 5.9 $\Delta L = 1.25 \mu\text{m}$ の構造で (a) 0 ~ 90 K の温度範囲で計算した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) ヒータへ電流注入し測定した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT

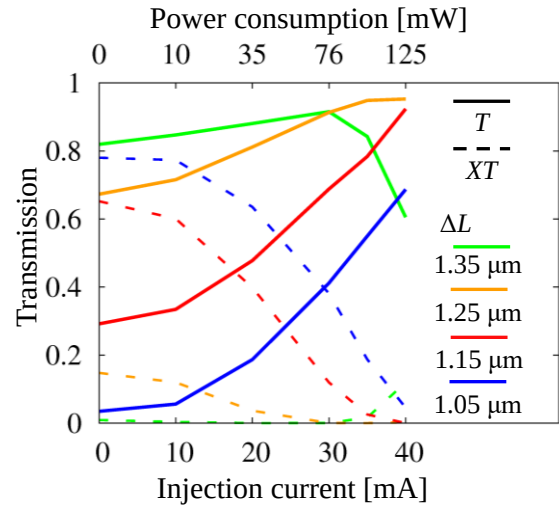
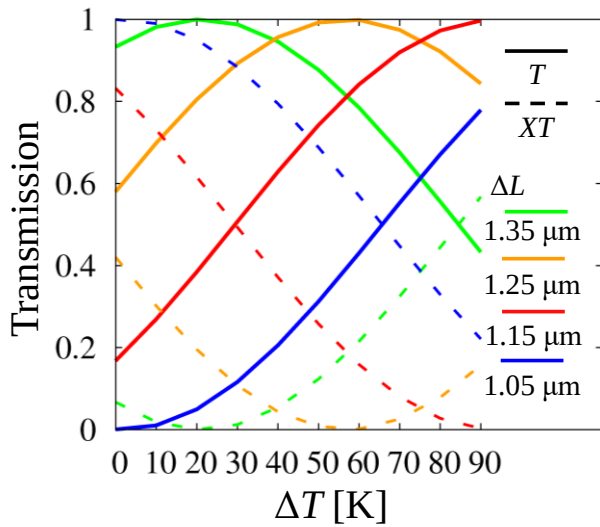


(a) ΔL に対する透過率



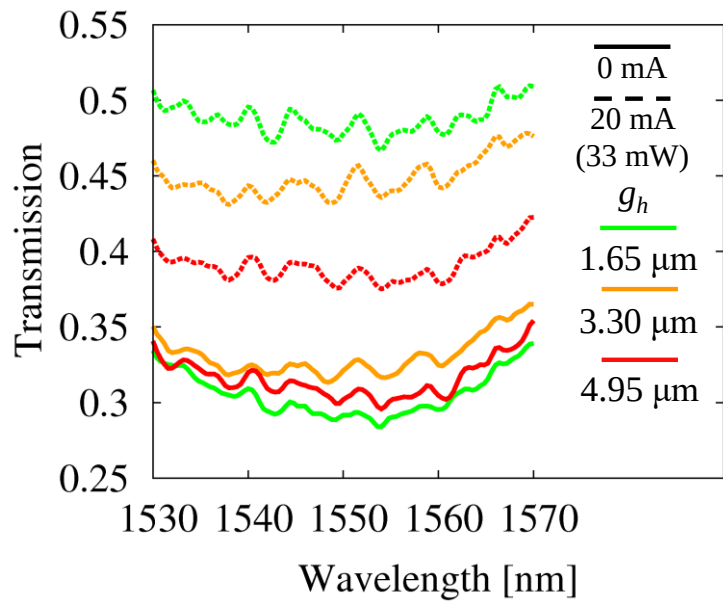
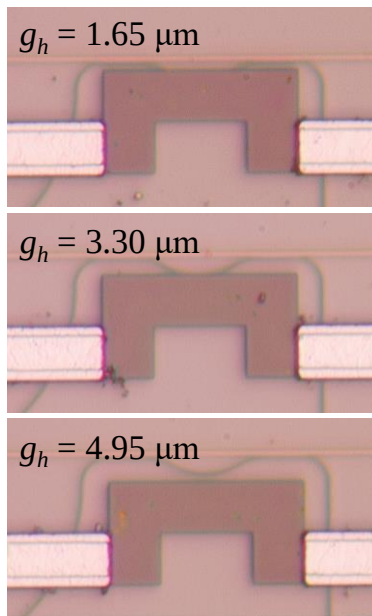
(b) 各構造でのスペクトル

図 5.10 $\Delta L = 1.15 \mu\text{m}$ の構造で (a) 0 ~ 90 K の温度範囲で計算した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) ヒータへ電流注入し測定した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モードディバイダの透過率 T とクロストーク XT



(a) 0 ~ 90 K の ΔT に対する計算した TE_0 - TE_1 モードデバイダの透過率 T とクロストーク XT (b) 0 ~ 40 mA の注入電流に対する測定した TE_0 - TE_1 モードデバイダの透過率 T とクロストーク XT

図 5.11 (a) 0 ~ 90 K の ΔT に対する計算した TE_0 - TE_1 モードデバイダの透過率 T とクロストーク XT と (b) 0 ~ 40 mA の注入電流に対する測定した TE_0 - TE_1 モードデバイダの透過率 T とクロストーク XT



(a) 各 g_h で試作した TE_0 - TE_1 モードデバイダの写真 (b) 測定した TE_0 - TE_1 モードデバイダのスペクトル

図 5.12 (a) 各 g_h で試作した TE_0 - TE_1 モードデバイダの写真と (b) 測定した TE_0 - TE_1 モードデバイダのスペクトル

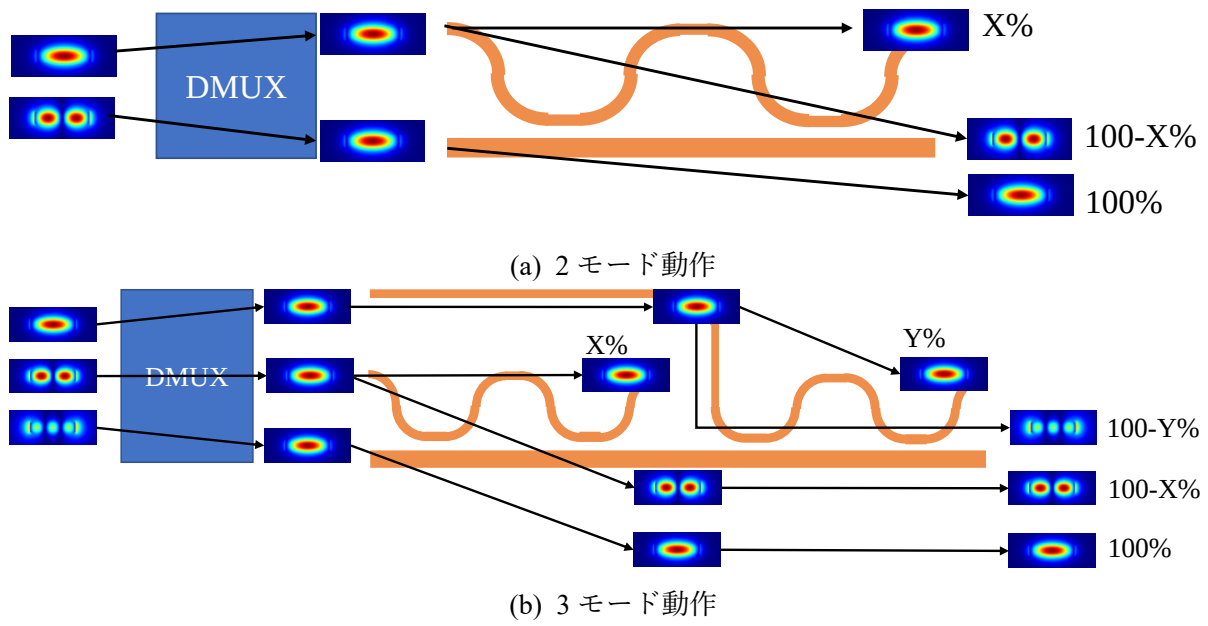


図 5.13 (a) 2モード動作の場合と(b) 3モード動作の場合における利得調整デバイスの構成図

5.4 まとめ

熱光学効果を利用した超小型 WINC 型チューナブルモードデバイダの実験的検証を初めて行った。本研究では、広帯域特性を実現するために WINC 構成を利用し、 TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モードデバイダの設計を行った。設計した TE_0 - TE_1 モードデバイダは標準の CMOS プロセスを利用し試作した。測定結果は理論値とよく一致しており、ヒータからの加熱によりデバイス製造後も透過率の調整が可能であることを実験的に示した。試作した TE_0 - TE_1 モードデバイダは加熱することにより、広帯域特性を保ったまま、分岐比の調整が可能であることを実験的に示した。

第6章 O バンド CWDM 用 4 波合波器の提案

6.1 まえがき

O バンドの 4 波長を 20 nm 間隔で利用する CWDM4[11]は、冷却装置を必要としない光源[80-84]を用いて構成されるため、安価に通信システムの導入が可能な光イーサネット規格の一つである。光イーサネットでの光ファイバ伝送には、光ファイバと各種計算機を接続するために Small Form-factor Pluggable (SFP) モジュールと呼ばれる光トランシーバを利用している。この光トランシーバのサイズは各 MSA[5-8]によって規格化されている。規格化された SFP モジュール内に全ての構成デバイスを収納するためには、各種デバイスの小型化が必須である。

シリコンフォトリソグラフィを利用した波長合波器は小型に作成可能であるため、SFP モジュールを構成する波長合波器としての適性を持つ。代表的な波長合波器として、光の干渉を利用した Mach-Zehnder (MZ) 型波長合波器[85-88]がある。図 6.1 に示すように、基本的な 2×2 の MZ 型 2 波長合波器を利用する場合、1 つの合波器で 2 波長の合波が可能となる。4 波長を合波しようとした際には、図 6.2 に示すように、2 波長を合波する MZ 型 2 波長合波器が 2 つと、2 波長ずつを同一導波路から入射し 1 つの導波路に合波する波長合波器が 1 つ必要であり、計 3 つの波長合波器が必要となる。この時 2 波長ずつを合波する後段の 4 波長合波器は、前段の 2 波長合波器の半分の波長間隔での合波機能が求められる。CWDM4 では前段で 40 nm 間隔、後段で 20 nm 間隔で波長合波する必要がある。後段波長合波器への製造精度への要求が比較的高く、歩留まりが低くなってしまう。

20 nm 間隔の波長合波器を不要とする 4 波長合波器として、非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC) と偏波変換器 (Polarization Converter: PC) によって構成される偏波分離回転器 (Polarization Splitter Rotator: PSR) を利用した 4 波長合波器[87]が報告されている。この構造では、シングルモードファイバへの接続を前提にし、後段の 4 波長合波器を、ADC と PC で構成される PSR に置き換えることで、製造精度の欲求を弱めている。また、 $2 \times 2/2 \times 1$ MZ 型 2 波長合波器[86]を利用し、前段の 2 つの波長合波器が受ける製造誤差の影響を均一化する構造も報告されている。

本研究では、データセンター間・内で用いられる O バンド CWDM4 シングルモード伝送システムを対象とし、図 6.3 に示す、シリコンフォトリソグラフィデバイスに基づく $2 \times 2/2 \times 1$ MZ 型 2 波長合波器と高トレランス偏波回転合波器を利用した O バンド CWDM 用 4 波長合波器の実験的検証を行った。本研究では、 $2 \times 2/2 \times 1$ MZ 型 2 波長合波器の持つチューニング特性と、高トレランス設計した偏波回転合波器を利用することによって、デバイス製造時に誤差が発生したとしても、所望の 4 波長を合波可能な 4 波長合波器として機能することを実験的に示した。



図 6.1 2×2MZ 型 2 波長合波器

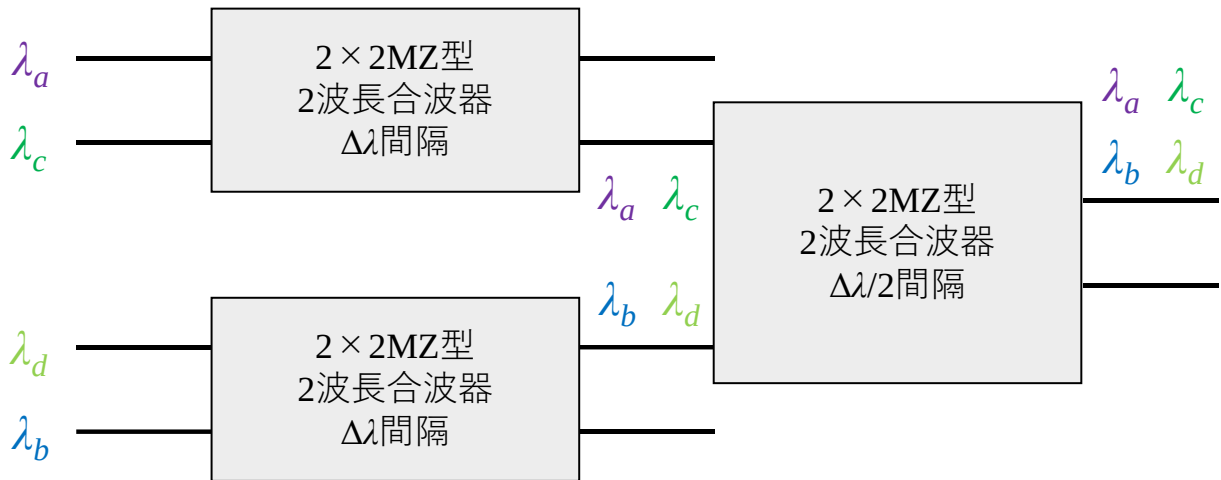


図 6.2 2×2MZ 型 2 波長合波器

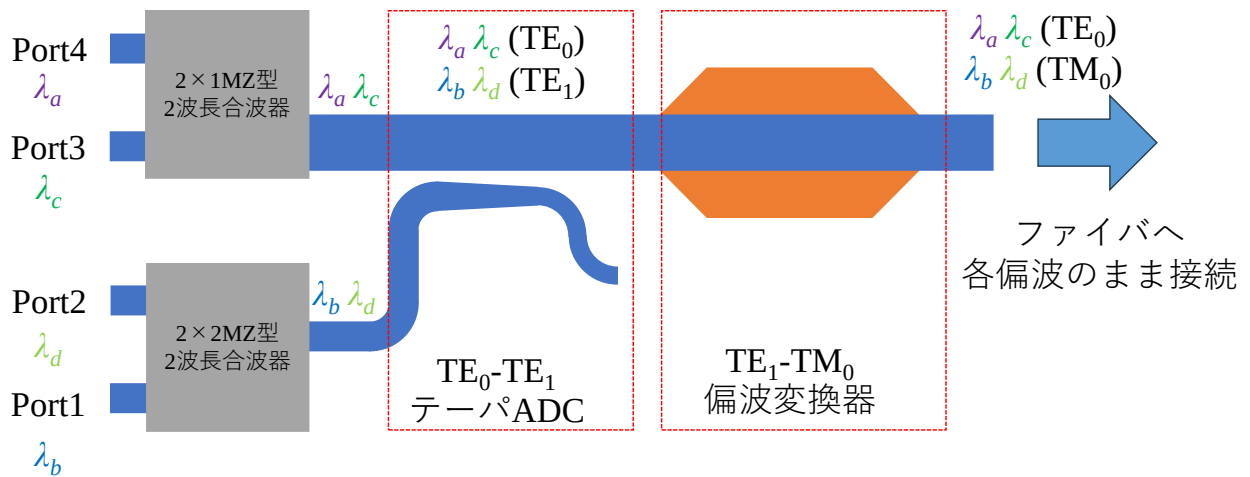


図 6.3 2×2/2×1MZ 型波長合波器と高トレランス偏波回転合波器を利用した O バンド CWDM 用 4 波合波器

6.2 2×2/2×1 構成 MZ 型波長合波器

ここでは、2×2MZ 型 2 波長合波器と 2×1MZ 型 2 波長合波器について解説する。図 6.4(a)に 2×2MZ 型 2 波長合波器、図 6.4(b)に 2×1MZ 型 2 波長合波器を示す。2×2MZ 型 2 波長合波器は、2 つの 2×2MMI とその間の遅延線領域によって構成され、2×1MZ 型 2 波長合波器は、2×2 マルチモード干渉計 (Multi-Mode Interference: MMI), 2×1MMI それぞれ一つとその間の遅延線領域によって構成されている。各 Port 番号は、図 6.3 と対応している。図 6.5 に、(a) 2×2MMI と (b) 2×1MMI の構造図を示す。2×2MMI の伝達行列式は、理想的に 3dB 分岐するとした場合次式(6.2.1)で表される。

$$\mathbf{T}_{2 \times 2 \text{MMI}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix} \quad (6.2.1)$$

ここで、 j は虚数を示す。2×2 MZ 型波長合波器の Input ポートから光を入力し際に Port1, Port2 から出力される光は、式(6.2.1)を用いて式(6.2.2)のように表される。

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{2 \times 2 \text{MMI}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\beta\Delta L} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{2 \times 2 \text{MMI}} \begin{bmatrix} 1(A_{\text{Input}}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.2.2)$$

A は複素振幅であり、下添え字 i ($i = 1, 2, 3, 4$) は各ポートの複素振幅であることを示す。 β は遅延線領域で伝搬する TE₀ モードの伝搬定数であり、 ΔL は曲げ導波路によって構成される遅延線長である。この式を整理すると、各ポートの出力パワーとして、次式(6.2.3) [86]を得ることが出来る。

$$\begin{bmatrix} |A_1|^2 \\ |A_2|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin^2(\beta\Delta L/2) \\ \cos^2(\beta\Delta L/2) \end{bmatrix} \quad (6.2.3)$$

2×1MMI の伝達行列式は、理想的に 3dB 分岐するとした場合次式(6.2.4)で表される。

$$\mathbf{T}_{2 \times 1 \text{MMI}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6.2.4)$$

同様に、2×1MZ 型波長合波器の Input ポートから光を入力し際の Port3, Port4 から出力される光は、式(6.2.4)を用いて式(6.2.5)のように表される。

$$\begin{bmatrix} A_4 \\ A_3 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{2 \times 2 \text{MMI}} \begin{bmatrix} e^{-j\beta\Delta L} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{2 \times 1 \text{MMI}} \begin{bmatrix} 1(A_{\text{Input}}) \end{bmatrix} \quad (6.2.5)$$

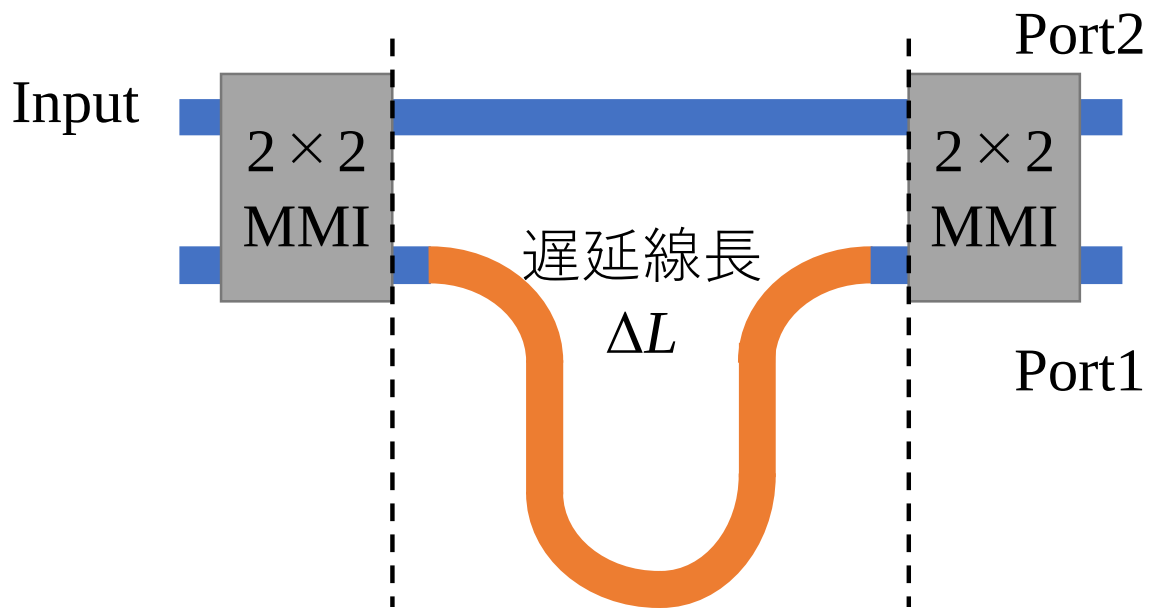
これを整理すると最終的に、出力パワーとして次式(6.2.6) [87]を得ることが出来る。

$$\begin{bmatrix} |A_3|^2 \\ |A_4|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin^2((\beta\Delta L - \pi/2)/2) \\ \cos^2((\beta\Delta L - \pi/2)/2) \end{bmatrix} \quad (6.2.6)$$

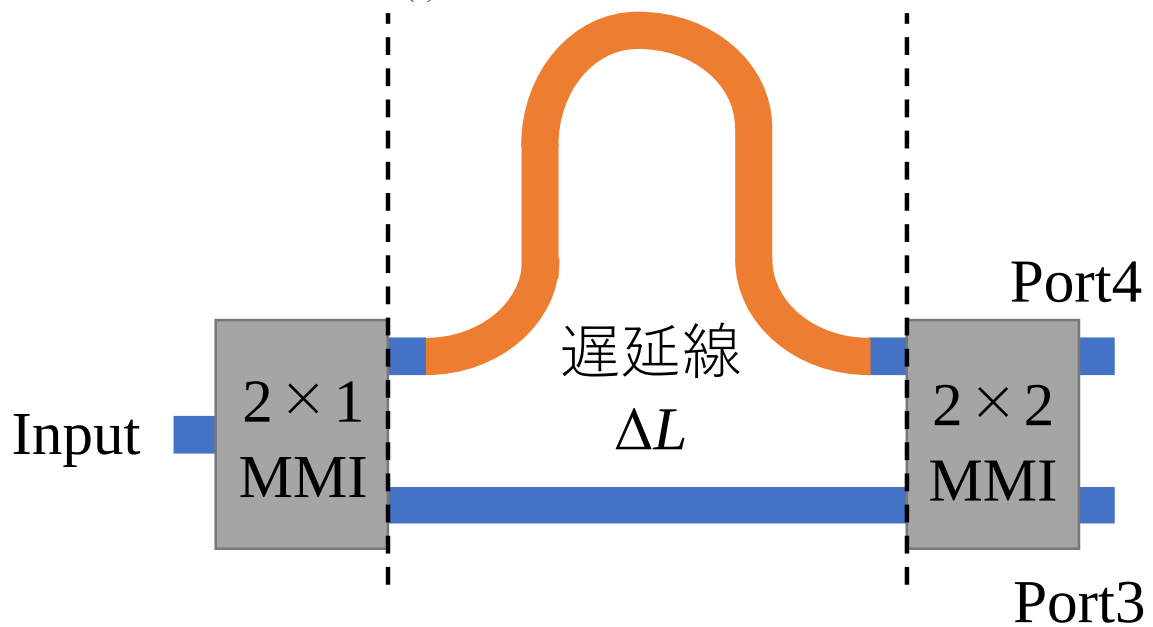
式(6.2.3)と式(6.2.6)を比較する。これらの式において、出力パワーの形式は同じであり、位相項のみ $\pi/2$ 変化していることが分かる。このように、2×2/2×1 構成を利用すると、共通の ΔL を利用して波長合波器を実装可能になる。MZ 干渉器の共振周波数間隔を示す Free Spectral Range (FSR) は次式によって表される。

$$\text{FSR} = \left| \frac{2\pi}{d\beta(\lambda)/d\lambda \cdot \Delta L} \right| \quad (6.2.7)$$

ここで、 λ は波長、 n_g は群屈折率である。今回の構成では、 $\lambda = 1271, 1311$ nm を合波する波長合波器と $\lambda = 1291, 1331$ nm を合波する波長合波器となるように $\text{FSR} = 80$ nm となる $\Delta L = 4.93$ μm と決定している。各 MMI の構造パラメータは先行文献[46]と同じものを利用した。図 6.6 に、各合波のスペクトルを示す。図に示すように所望の 4 波長にスペクトルピークがあり 4 波合波器として機能している。

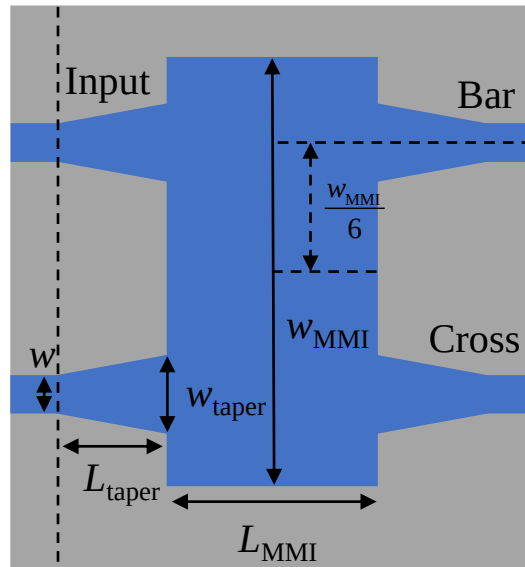


(a) $2 \times 2\text{MZ}$ 型 2 波長合波器

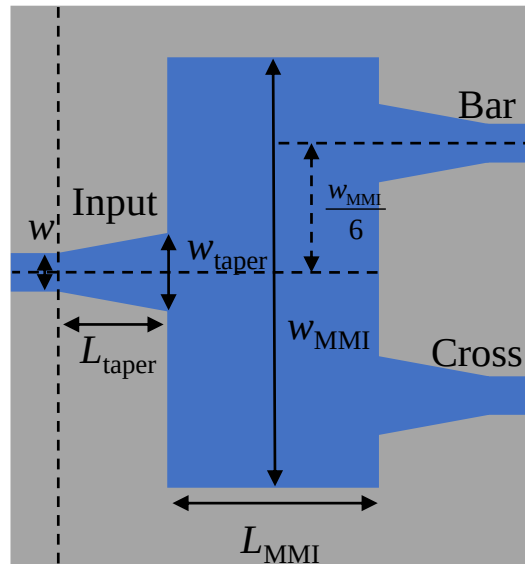


(b) $2 \times 1\text{MZ}$ 型 2 波長合波器

図 6.4 (a) $2 \times 2\text{MZ}$ 型 2 波長合波器と (b) $2 \times 1\text{MZ}$ 型 2 波長合波器の構造図



(a) 2×2 MMI の構造図



(b) 2×1 MMI の構造図

図 6.5 (a) 2×2 MMI と (b) 2×1 MMI の構造図

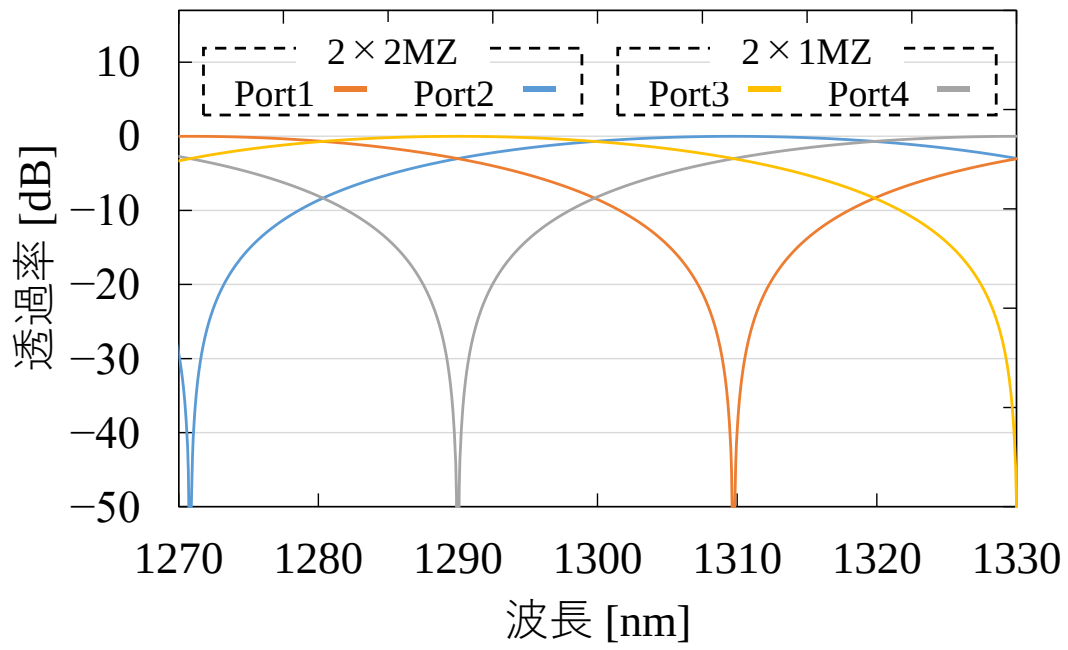


図 6.6 各合波器のスペクトル

6.3 ADC と PC に基づく PSR

ここでは、ADC と PC に基づく PSR について解説する。図 6.7(a)に示すように、PSR を構成するアクセス導波路へ TE_0 モードして入射した光は、ADC で TE_1 モードに変換され、PR で TM_0 モードとなる。図 6.7(b)に示すように、バス導波路へ TE_0 モードして入射した光はそのまま TE_0 モードして PR から出射される構造となっている。この構造を利用し、バス導波路、アクセス導波路に 2×2 MZ 型 2 波長合波器と 2×1 MZ 型 2 波長合波器を接続することで 4 波長合波器を実現することが出来る。出力部で二つの偏波が存在するが、シングルモードファイバへの接続を想定しており、問題にはならない。本研究では、製造誤差耐性の低い ADC 部の製造誤差耐性を高めるために、結合器部のアクセス導波路をテーパさせる構造の設計を行った。PR は文献[86]と同じものを用いている。図 6.8 にアクセス導波路をテーパさせたテーパ TE_0 - TE_1 ADC の構造図を示す。構造パラメータはバス導波路幅 w_{bus} 、基準アクセス導波路幅 w_{acc} 、導波路テーパ幅 Δw 、結合長 L_c 、導波路間幅 gap である。また入出力部の曲げ導波路を決定するパラメータとして L_r と sep が存在する。本研究では構造決定のために次式(6.3.1)によって定義される $MD_{\lambda w}$ を利用した。

$$MD_{\lambda} = \max \{1.0 - T(\lambda)\} \quad (6.3.1(a))$$

$$MD_{\lambda w} = \max \{MD_{\lambda}(\Delta w_e)\} \quad (6.3.1(b))$$

ここで、 T は Port4 から出力される TE_1 モードの透過率であり、 λ は動作波長、 Δw_e は製造誤差によって変化する導波路幅の大きさを示す。今回の設計では、 $\lambda = 1291, 1311, 1331$ nm, $\Delta w_e = -10, 0, +10$ nm と設定した。 Δw_e が負の場合各導波路幅は Δw_e の大きさだけ細くなり逆に gap は Δw_e の大きさだけ太くなる。 Δw_e が正の場合各導波路幅は Δw_e の大きさだけ太くなり逆に gap は Δw_e だけ大きさだけ細くなる。図 6.9 に、入出力導波路なしで Δw と L_c を変化させた場合の、 MD_{λ} 指標、 $MD_{\lambda w}$ 指標の変化の様子を示す。この時、 $w_{bus} = 824$ nm, $w_{acc} = 400$ nm, $gap = 150$ nm としており、バス導波路幅はバス導波路中 TE_1 モードの伝搬定数がアクセス導波路中の TE_0 モードと同じになるように導波路幅を決定している。図中の白点は各指標の最小値を示すパラメータである。図 6.9(b)に示す $MD_{\lambda w}$ 指標に基づき最適構造を、 $\Delta w = 7$ nm と $L_c = 73.1$ μ m と決定した。図 6.10 に、各 ADC のスペクトルを示す。直線 ADC のパラメータは $w_{bus} = 824$ nm, $w_{acc} = 400$ nm, $gap = 200$ nm, $\Delta w = 0$ nm, $L_c = 66.4$ μ m[86]であり、 MD_{λ} 指標に基づいたテーパ ADC は、 $\Delta w = 6$ nm と $L_c = 79$ μ m である。図に示す通り、製造誤差が発生した場合、 $MD_{\lambda w}$ 指標に基づいたテーパ ADC 構造が最も高い特性を維持できていることが分かる。上記のパラメータを元に入出力導波路を考慮したところ、テーパ ADC の構造パラメータは $\Delta w = 7$ nm と $L_c = 30.0$ μ m, $L_r = 30.0$ μ m と $sep = 2.0$ μ m となった。図 6.11 に、この構造でのスペクトルを示す。図中の T は Port1 から TE_0 モードを入射した場合に Port3 から TE_1 モードとして出射する場合の透過率を示し、 XT は Port1 から TE_0 モードを入射した場合に Port4 から TE_0 モードとして出射する場合の透過率を示している。 ± 10 nm の製造誤差が起きた場合には、 -2.81 dB 以上、 ± 20 nm の製造誤差が発生した場合は -6.06 dB 以上の透過率となっている。図 6.12 に製造したテーパ TE_0 - TE_1 ADC の写真を示す。測定の際には、直接高次モードを測定することはできないため、図のように二段縦続接続した構造を利用し測定を行っている。図 6.13 に、測定した TE_0 - TE_1 ADC テーパ ADC のスペクトルを示す。今回製造誤差の影響を調査するために、設計値から導波路幅を変化させた場合の構造も合わせて測定しており、凡例の値は設計値からの変化量を示している。図 6.11 との比較から、製造したテーパ ADC は製造誤差により導波路幅が 20 nm 程度細くなっていると推測される。

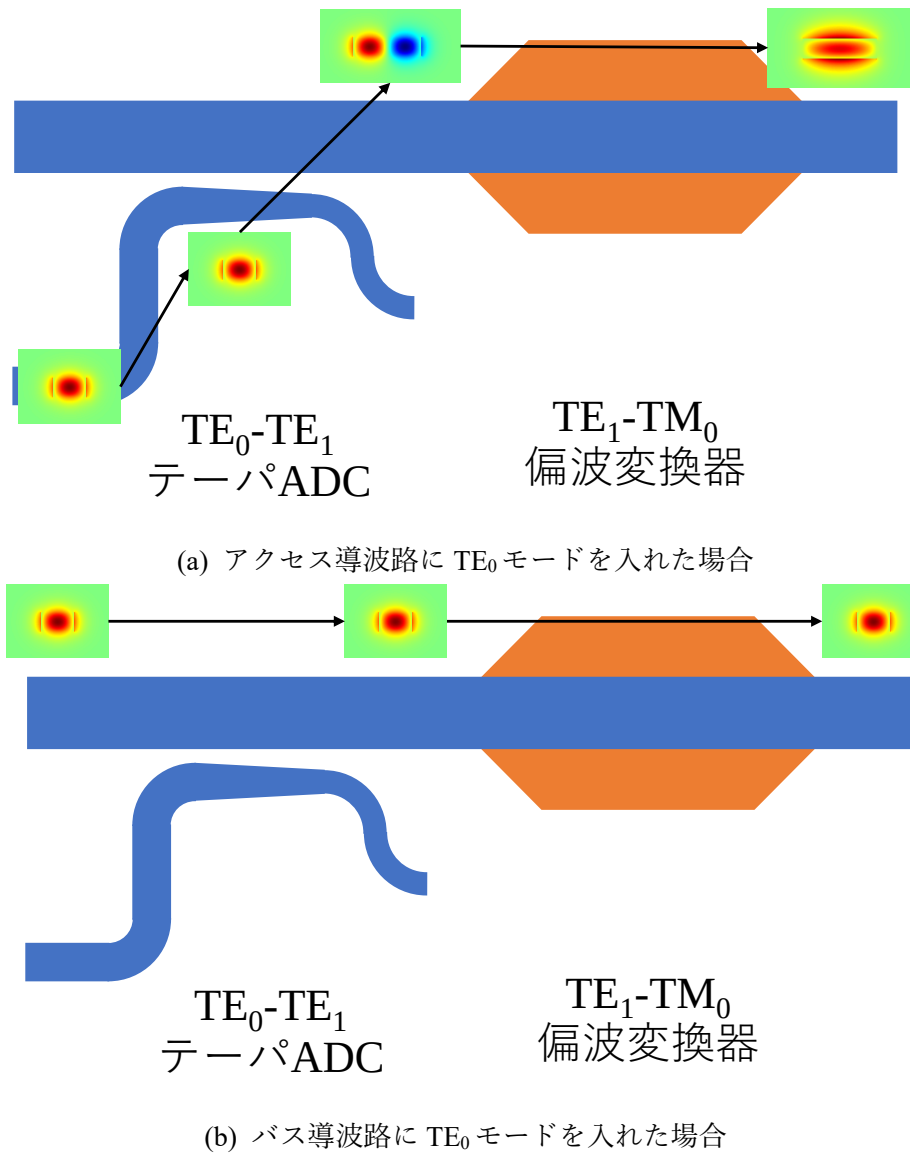


図 6.7 (a) アクセス導波路に TE₀ モードを入れた場合と(b) バス導波路に TE₀ モードを入れた場合のモード遷移の様子

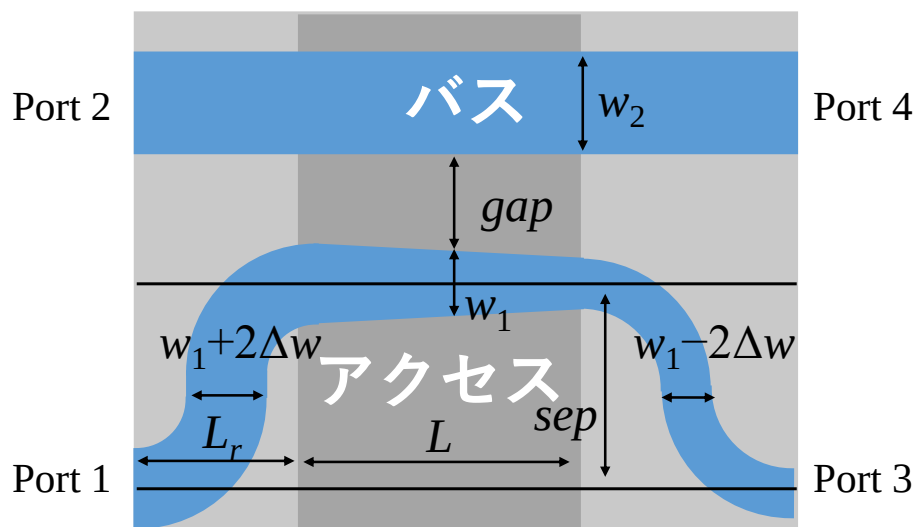
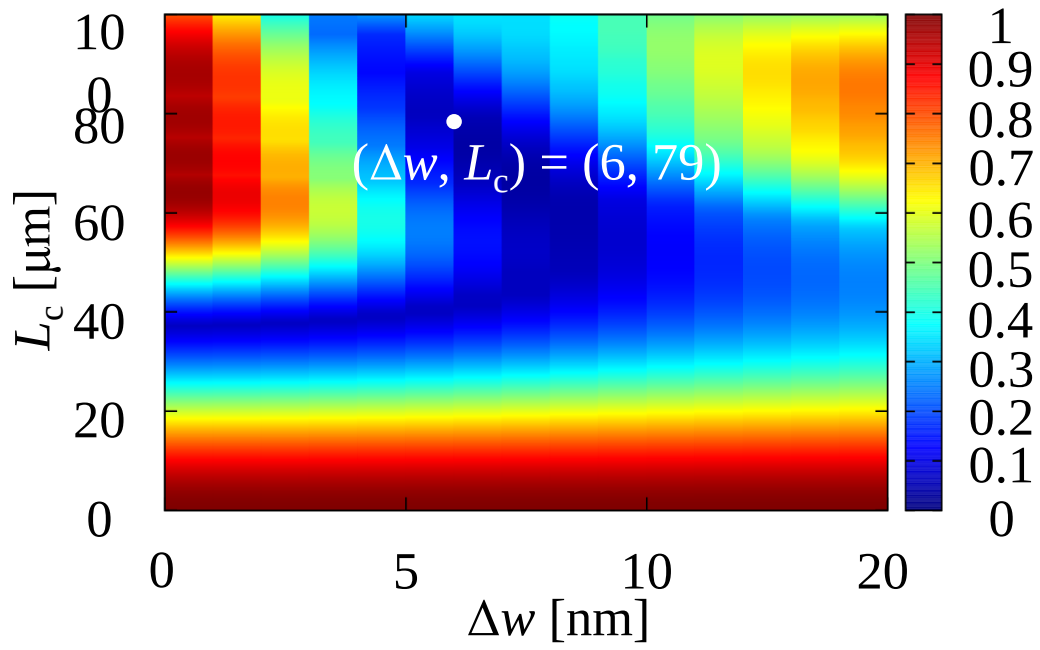
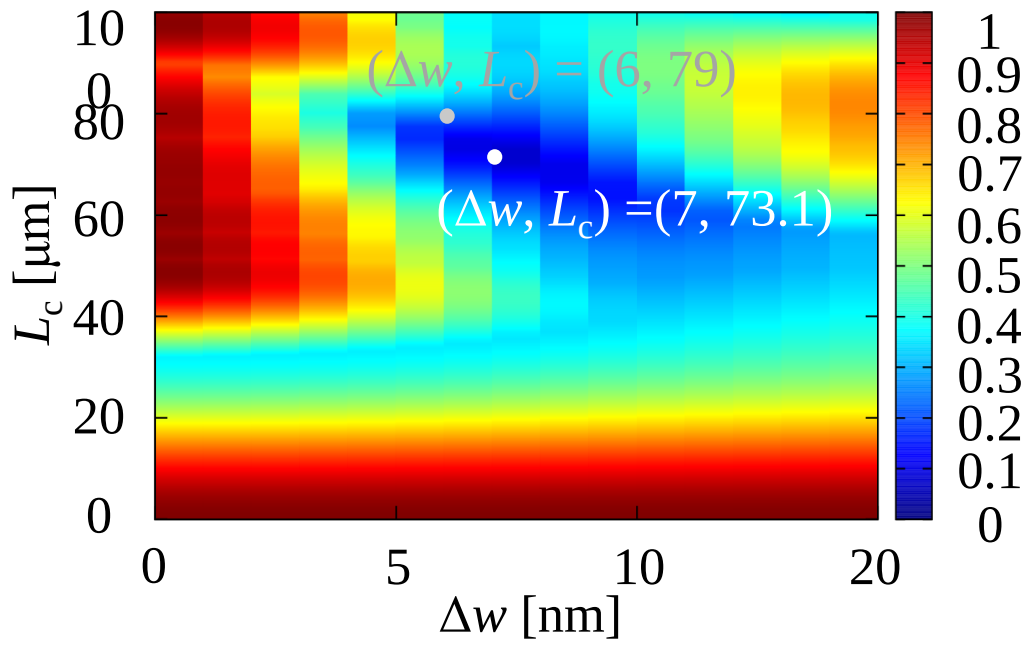


図 6.8 アクセス導波路をテーパさせたテーパ TE₀-TE₁ADC の構造図

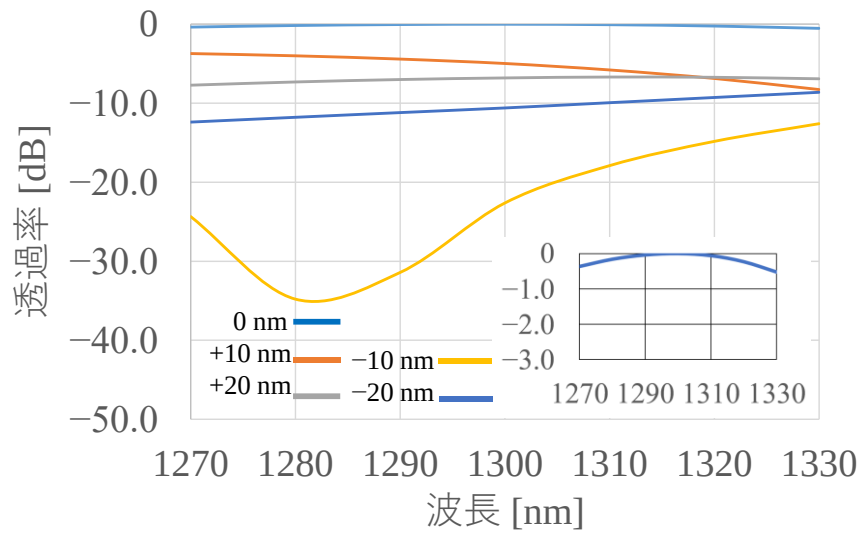


(a) MD_λ 指標

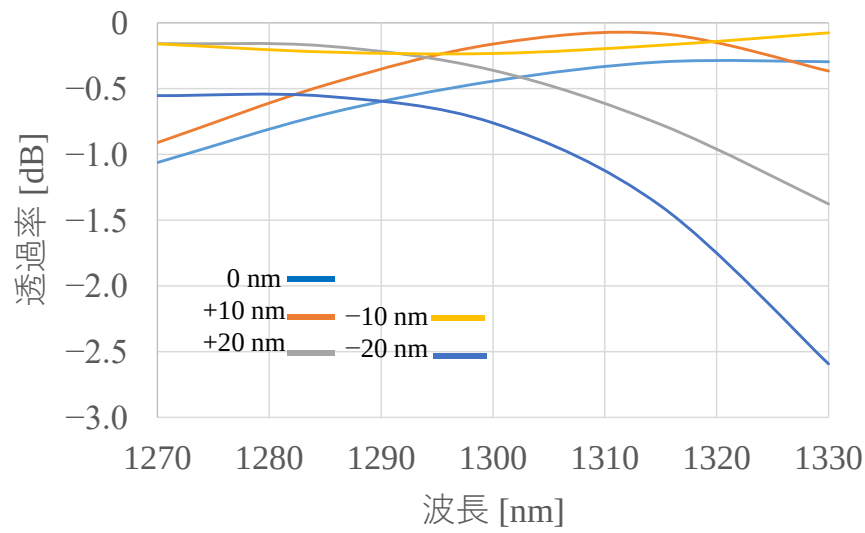


(b) MD_{λw} 指標

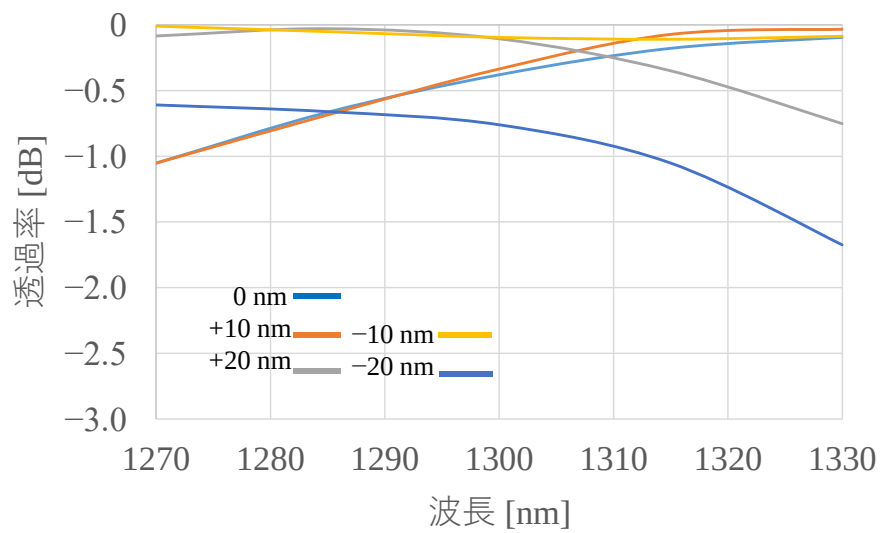
図 6.9 入出力導波路なしで Δw と L_c を変化させた場合の(a) MD_λ 指標と(b) MD_{λw} 指標



(a) 従来設計直線 ADC



(b) MD_λ 指標設計



(c) $MD_{\lambda w}$ 指標設計

図 6.10 各 ADC のスペクトル

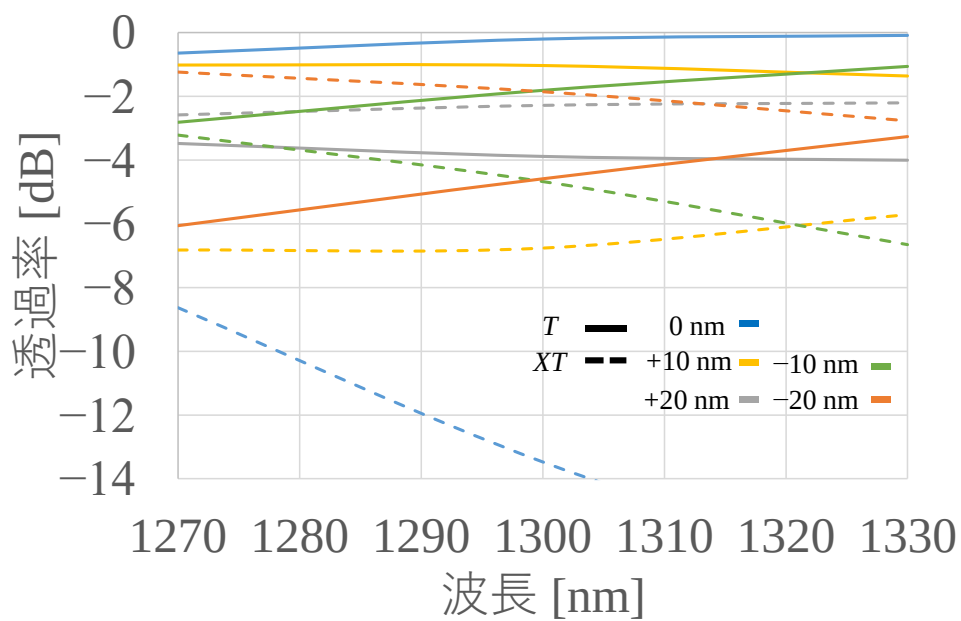


図 6.11 入出力部込みで再設計した ADC のスペクトル

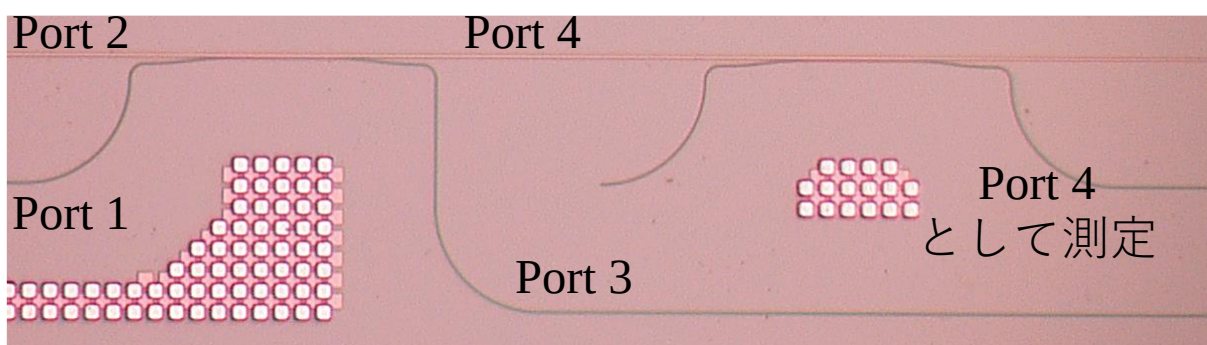


図 6.12 製造したテーパ TE_0 - TE_1 ADC の写真

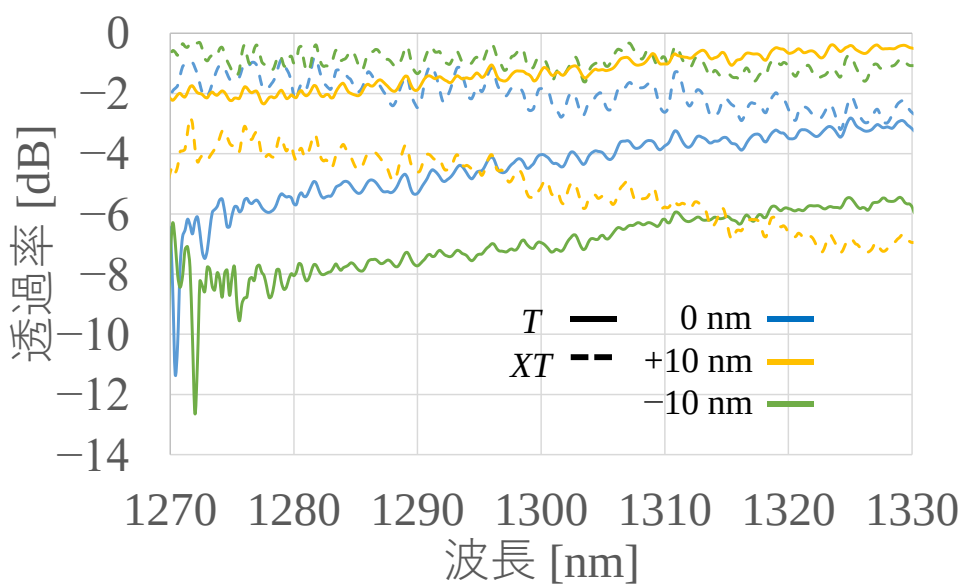


図 6.13 測定した TE_0 - TE_1 ADC テーパ ADC のスペクトル

6.4 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型波長合波器と PSR に基づく 4 波合波器

ここでは、 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型 2 波長合波器と PSR に基づく 4 波長合波器について解説する．図 6.14 に、製造した 4 波長合波器を示す． $2 \times 1\text{MZ}$ 型 2 波長合波器の出力ポートを測定する場合は TE モードを入力し、 $2 \times 2\text{MZ}$ 型 2 波長合波器の出力ポートを測定する場合は、TM モードを入力している．また、製造誤差の影響によるスペクトルシフトを調整するために、チップ上に設置したヒータに電流を流し屈折率調整を行っている．図 6.15 に各ポートの測定スペクトルを示す．4.3 節で説明したように、この試作では 20 nm 程度導波路幅が細くなっており、そのため製造デバイスのスペクトルが設計時とずれている．Port1 と Port2, Port3 と Port4 でおよそ 40 nm スペクトルがずれていることが見て取れ、80 nm 程度の FSR が実現できていることが分かる．図 6.16 に各 2 波長合波器に適切に電流注入した場合の 4 波長合波器のスペクトルを示す．ここでは、 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型 2 波長合波器のみの特性を評価するために、テーパ ADC の特性を差し引いたものを示している． $2 \times 1\text{MZ}$ 型 2 波長合波器と $2 \times 2\text{MZ}$ 型 2 波長合波器に注入された電流はそれぞれ 20 nm と 28 nm である．図に示すように想定した 4 波長にそれぞれスペクトルピークが来ており、4 波合波器として機能していることが分かる．

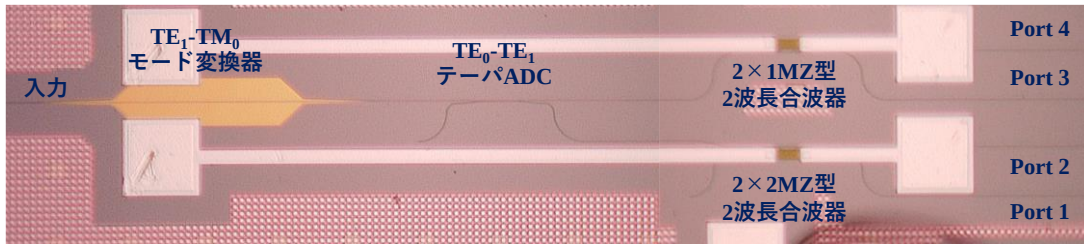


図 6.14 製造した $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型 2 波長合波器と PSR に基づく 4 波長合波器

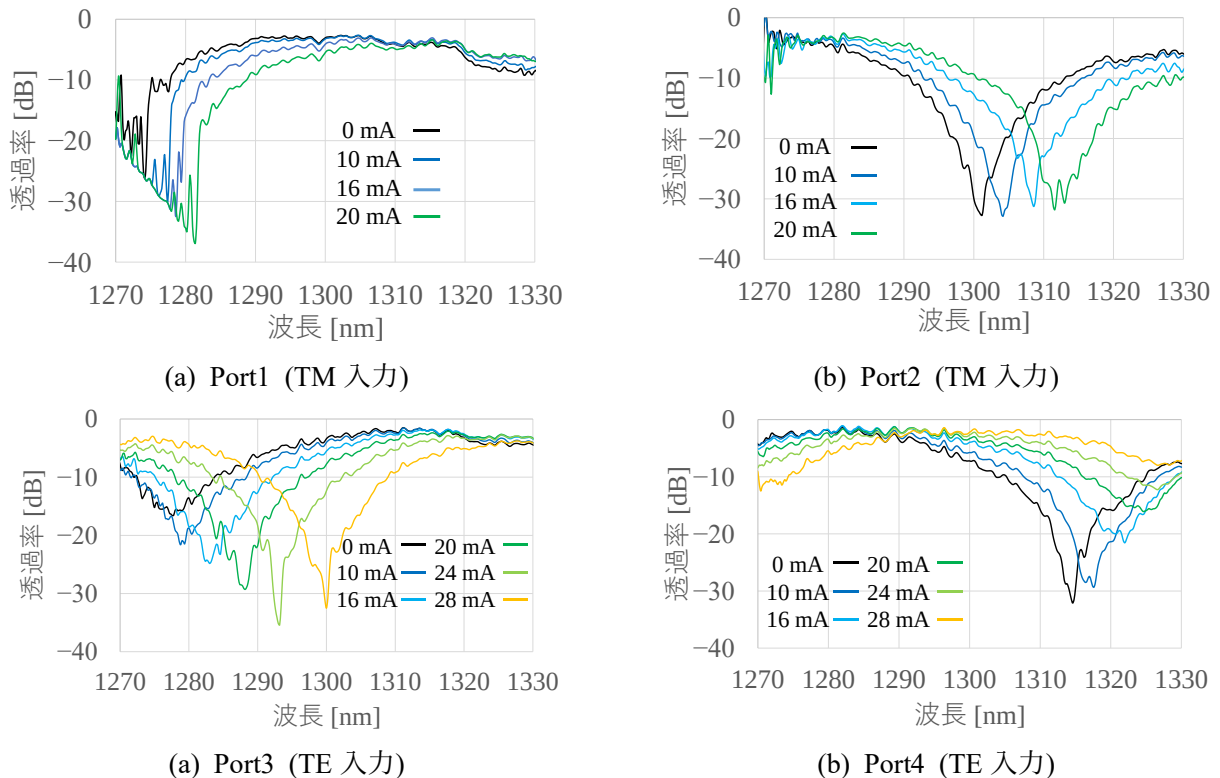


図 6.15 各ポートの測定スペクトル

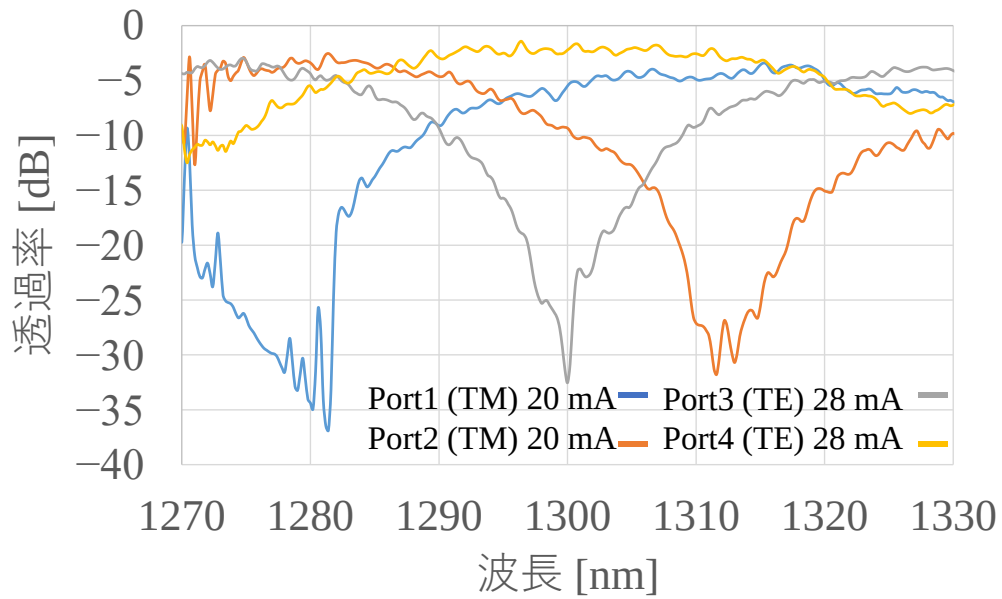


図 6.16 各 2 波長合波器に適切に電流注入した場合のそれぞれのポートでのスペクトル

6.5 まとめ

$2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型 2 波長合波器と PSR に基づく O バンド CWDM4 用 4 波長合波器の設計と実験的検証を行った. $2 \times 2/2 \times 1$ 構成 MZ 型 2 波長合波器と PSR それぞれに, 異なる形で製造誤差耐性を与えることで, 20 nm の導波路幅製造誤差が発生した場合においても CWDM4 用 4 波長合波器として機能することを示した.

第 7 章 位相不整合非対称方向性結合器に基づくモード合波器

7.1 まえがき

情報社会の発展に伴い通信需要は増加し続けており、光通信システムにも大容量化が求められている。特に、クラウドサービスや動画配信サービスの増加に伴いデータセンター間・内の通信容量拡大は必須である。データセンター間・内の通信網は、光イーサネットと呼ばれる規格化された通信システムによって構成されている。波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) は光イーサネットにおいて主に使われてきた通信システムである。この WDM と 4 値振幅変調 (Pulse Amplitude Modulation 4: PAM4) を利用した、400 Gbps[14-16]や 800Gbps[17-19]の通信容量を持つ大容量通信システムが報告されている。これらの通信システムでは、シングルモードファイバでの零分散波長を含む O バンド光源を利用している。疎波長分割多重 (Coarse WDM: CWDM) は広い波長間隔で複数波長を利用する WDM の一種である。光イーサネットで用いられる CWDM[11,15]システムは波長を 20 nm 間隔で利用する。広い間隔で波長を利用する場合、レーザー光源冷却装置や高精度に製造された波長合波器が不要なため、CWDM 伝送システムは安価に導入可能である。しかし、CWDM でより多くの波長を利用することは、最短・最長波長での伝送損失の増加や、多重素子数・設置面積の増大の原因となるため困難である。これらの理由から、テラビット光イーサネットのように更なる大容量通信システムの実現には他の多重化技術の利用が必須である。

同一導波路に存在する複数のモードを利用するモード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) 技術は WDM 技術と併用可能であり、CWDM が直面する課題を回避しつつ通信容量の拡大が可能な技術である。また CWDM が直面する課題に加え、光イーサネットで利用される光トランシーバは各 MSA[6-8]によってサイズが規格化されており、光トランシーバを構成する各種光学素子の小型化と集積が必須という要求も存在する。

Silicon on Insulator (SOI) 基板上に作製されたモード合波器 (Multiplexer: MUX) は小さな設置面積で MDM システムを実現可能であるため期待されている。これまで、非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC) 型[21,22]、マルチモード干渉器 (Multi-Mode Interference: MMI) 型[23,24]、断熱結合器 (Adiabatic Coupler: AC) 型[25,26]を含む様々なモード MUX が報告されている。SOI 基板上に作製されたモード MUX を利用する場合、導波路形状が大きく異なることからファイバとの接続が問題になる。これまで、マルチモードシリコン導波路とマルチモードファイバを接続するために、多くのマルチモードチップ-ファイバカップラ[27-29]が報告されており、数モードファイバとマルチモードチップ-ファイバカップラを利用した伝送実験[30,31]も報告されているため、SOI 基板上に作製されたモード MUX を利用した MDM 伝送システムの実現が期待されている。

SOI 基板上に作製された ADC 型モード MUX は、その設計容易さから広く利用される最もシンプルなモード MUX 構造である。ADC 型は MMI 型の持つ原理損失がなく、AC 型よりも小型に設計できるという利点を持つ。しかし、ADC 型は波長依存性が強く製造誤差による導波路変調による透過特性への影響が多いという欠点もある。これらの欠点は製造コストの増大を引き起こすため、単純な ADC 型モード MUX は、安価に導入できることが利点である CWDM には適していない。

モード MUX に対し、任意の透過率調整特性を持たせることは、製造誤差耐性の向上のための一方策である。以前、C バンドで動作するチューナブルモードディバイダ[90]を報告しており、波長無依存カップラ (Wavelength INsensitive Coupler: WINC) と呼ばれる構造と、WINC 上に設置したヒータを利用することで、広帯域特性を保ったまま任意の透過率調整が可能であることを実証した。

本研究では、今後の光イーサネットを想定し、WINC 構造に基づく TE₀-TE₁, TE₀-TE₂ モード MUX を提案した。加えて、波長依存性を抑え、製造誤差耐性を向上させるために位相整合不整合状態を利用する ADC の設計方法も提案した。試作した設計デバイスの実験的検証を行い、提案手法により製造誤差耐性が向上していることを確認した。試作した TE₀-TE₂ モード MUX は -0.71 dB 以上と高い透過率を持つ。また、より高性能なモード合波器を実現するために、三分割テーパ ADC を併せて提案した。三分割テーパ ADC を利用しモード MUX を構成することで、TE₀-TE₁ モード MUX では -0.28 dB 以上、TE₀-TE₂ モード MUX では -0.36 dB 以上の透過率が実現可能であることを理論的に示した。

7.2 設計理論と直線 ADC の設計

本節では、WINC 構造に基づくモード MUX 設計理論の解説を行う。図 7.1 に、ADC とモード MUX の構造図を示す。モード MUX は二つの同一 ADC とその間に設置された相対位相差調整領域によって構成される。ADC の設計パラメータは、導波路厚さ h , アクセス導波路幅 w_{acc} , バス導波路幅 w_{bus} , アクセス・バス導波路間幅 gap , 結合長 L_c である。これらに加え、モード合波器の設計パラメータには遅延線上部導波路長 L と遅延線下部導波路長 $L+\Delta L$ がある。製造後に屈折率調整を行うために遅延線下部にはヒータを設置している。本研究では、フォトリソグラフィでの製造を前提とし、 $h = 220$ nm, $w_{\text{acc}} = 400$ nm, $gap = 200$ nm と固定している。また、全ての曲げ導波路の曲げ半径は 5 μm としている。式(7.2.1)に ADC の伝達行列式[39,77]を示す。

$$T_{\text{ADC}} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-F \sin^2(qL_c)} e^{-j(\delta L_c - \varphi)} & -j\sqrt{F} \sin(qL_c) e^{-j\delta L_c} \\ -j\sqrt{F} \sin(qL_c) e^{j\delta L_c} & \sqrt{1-F \sin^2(qL_c)} e^{j(\delta L_c + \varphi)} \end{bmatrix} \quad (7.2.1)$$

ここで φ , F , q , δ は次式(7.2.2)で与えられる。

$$\varphi = \arctan\left(\sqrt{1-F} \sin(qL_c) / \cos(qL_c)\right) \quad (7.2.2(a))$$

$$F = (\kappa/q)^2 \quad (7.2.2(b))$$

$$\kappa = \sqrt{q^2 - \delta^2} \quad (7.2.2(c))$$

$$q = ((\beta_e - \beta_o)/2) \quad (7.2.2(d))$$

$$\delta = ((\beta_{\text{bus}} - \beta_{\text{acc}})/2) \quad (7.2.2(e))$$

上式において、 β_{acc} , β_{bus} , β_e , β_o はそれぞれアクセス導波路を伝搬する基本モードの伝搬定数、バス導波路中を伝搬する高次モードの伝搬定数、結合領域の偶モードの伝搬定数、結合領域の奇モードの伝搬定数である。モード MUX の伝達行列式は次式(7.2.3)で表される。

$$\begin{bmatrix} A_4 \\ A_3 \end{bmatrix} = T_{\text{ADC}} \begin{bmatrix} e^{-j\beta_{\text{acc}}(L+\Delta L)} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{\text{bus}}L} \end{bmatrix} T_{\text{ADC}} \begin{bmatrix} A_2 \\ A_1 \end{bmatrix} \quad (7.2.3)$$

ここで、 A_i はポート i ($i = 1, 2, 3, 4$) での複素振幅である。 $A_2 = 1.0$, $A_1 = 0.0$ を式(7.2.3)に代入することで Port3 のパワーが次式(7.2.4)のように得られる。

$$T = |A_3|^2 = 4F \sin^2(qL_c) \left\{ \frac{\delta}{q} \sin(qL_c) \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) + \cos(qL_c) \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right\}^2 \quad (7.2.4(a))$$

$$\Delta\varphi = \beta_{acc}(L + \Delta L + L_c) + \Delta\beta_{acc}(L + \Delta L) - \beta_{bus}(L + L_c) \quad (7.2.4(b))$$

ここで、 $\Delta\beta_{acc}$ は温度印加によって上昇する伝搬定数 β_{acc} の値を示しており、温度印加しない場合には $\Delta\beta_{acc}$ は 0 となる。

上式からは、ADC 設計のための具体的な指針が分かりづらいため次式(7.2.5)で定義される ADC の結合率 C を利用する。

$$C = F \sin^2(qL_c) \in [0, 1] \quad (7.2.5)$$

式(7.2.5)を式(7.2.4(a))に代入することで、次式(7.2.6)を得る。

$$T = 4C(1-C) \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2} + \alpha\right), \quad \alpha = \arcsin \sqrt{\frac{1 - \sin^2(qL_c)}{1 - C}} \quad (7.2.6)$$

モード合波器設計の際、 L と ΔL を適切に設計することで $\sin$ 関数内の位相項 $\Delta\varphi$ は任意に調整可能である。そのため以降の議論では、式(7.2.6)中の $\sin$ 関数は常に 1 となるものとする。式(7.2.6)の簡略化のため次式(7.2.7)のように ΔC を定義する。

$$\Delta C = C - 0.5 \in [-0.5, 0.5] \quad (7.2.7)$$

式(7.2.7)を利用し、式(7.2.6)を変形することで最終的に次式(7.2.8)を得る。

$$T = 4(0.5 + \Delta C)(0.5 - \Delta C) = 1 - 4(\Delta C)^2 \quad (7.2.8)$$

式(7.2.8)から WINC 型モード MUX の性能は ΔC によって決まることが分かる。図 7.2 に、 C と ΔC に対する最大透過率 T の変化を示す。この図に示すように、最大透過率 T は $C = 0.5$ ($\Delta C = 0.0$) を中心に放物線状に変化する。

式(7.2.8)に基づき、広帯域特性かつ製造誤差耐性を備えた ADC 設計のために、次式(7.2.9)で定義する評価指標を用いた。

$$MD_\lambda = \min\{\Delta C(\lambda)\} \quad (7.2.9(a))$$

$$MD_{\lambda w} = \min\{MD_\lambda(\Delta w_e)\} \quad (7.2.9(b))$$

ここで、 λ は波長であり、 Δw_e は製造誤差によって変化する導波路幅を示す。本研究では、O バンドでの動作を想定しているため、 $\lambda = 1270, 1290, 1310, 1330$, $\Delta w_e = +10, \pm 0, -10$ nm[91]と設定した。 Δw_e が 0 ではない場合、アクセス導波路・バス導波路は Δw_e 分だけ細くまたは太くなり、反対にアクセス・バス導波路間幅は Δw_e 分だけ太くまたは細くなる。小さな $MD_{\lambda w}$ 指標は波長依存性が小さく、製造誤差耐性が高いことを示すため、この指標が小さくなるように ADC の設計を行った。ADC の解析にはモード結合理論 (Coupled Mode Theory: CMT) [39]を利用した。TE₀-TE₁ ADC の最適設計のため、800 ~ 850 nm の範囲でバス導波路幅の評価を行った。図 7.3 に、位相整合条件を満たす様に設計した TE₀-TE₁ ADC と、提案する $MD_{\lambda w}$ 指標に基づき設計した TE₀-TE₁ADC のスペクトルを示す。図中の黒線は、ある T を達成可能な ADC 特性の境界線を示しており、全てのスペクトルが黒実線内に収まっている場合は 90 %以上の透過率を、黒破線内に収まっている場合は、80 %以上の透過率が実現可能であることを示している。 $MD_{\lambda w}$ 指標に基づき設計することで $\Delta w_e = -10$ nm の場合も黒破線内に収まっており、製造誤差発生時にも 80 %以上の透過率が実現可能な ADC となっている。表 7.1 に、各 ADC のパラメータと $MD_{\lambda w}$ 指標、 $MD_{\lambda w}$ 指標を式(7.2.8)の ΔC に代入することで得られる最悪透過率 T を示す。表 7.1 に示すように、 $MD_{\lambda w}$

指標を利用することでモード MUX 構成時の最悪透過率を 86.1 %まで向上させることができる。TE₀-TE₂ ADC の設計においては、 $\Delta w_e = +10, \pm 0, -10$ nm では良好な特性を示す構造が見つからなかったため、 $\Delta w_e = +5, \pm 0, -5$ nm として設計を行った。最適化はバス導波路幅 1220 ~ 1260 nm の範囲で行い、最適構造を $w_{bus} = 1241$ nm, 結合長 $L_c = 43.0$ μm と決定した。このとき、 $MD_{\lambda W}$ 指標は 0.1911 であり最悪透過率 T は 85.4 %である。図 7.4 に、各 TE₀-TE₂ ADC のスペクトルを示す。

設計した TE₀-TE₁, TE₀-TE₂ ADC を利用し、WINC 型モード MUX を設計した。熱印加による十分な位相調整が出来るように、TE₀-TE₁, TE₀-TE₂ モード MUX に対しそれぞれ $L = 60, 70$ μm の構造を利用している。入出力導波路込みの全長は TE₀-TE₁ モード MUX では 147 μm , TE₀-TE₂ モード MUX では 166 μm となる。図 7.5 に、 ΔL に対する TE₀-TE₁ モード MUX の透過率の変化と、 $\Delta L = 1.31$ μm で計算したスペクトルを示す。図 7.5(a)に示すように $\Delta L = 1.31$ μm で 4 波長の最低透過率が最高値となるためこの構造パラメータを採用した。この構造における最悪透過率は $\Delta w_e = +10$ nm の構造に 52 K 温度印加した場合の 1270 nm における 84.3 %である。温度印加の際、シリコンの熱光学係数は 1.86×10^{-4} K⁻¹[83]としている。

同様に、TE₀-TE₂ モード MUX の設計を行った。図 7.6 に、 ΔL に対する TE₀-TE₂ モード MUX の透過率の変化と、 $\Delta L = 2.32$ μm で計算したスペクトルを示す。この構造における最悪透過率は $\Delta w_e = +5$ nm の構造に 42 K 温度印加した場合の 1270 nm における 83.8 %である。

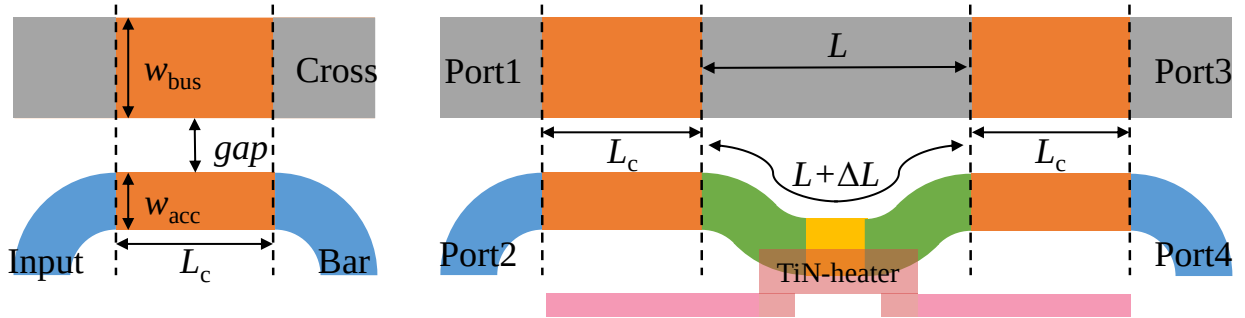


図 7.1 (左) ADC と (右) モード MUX の構造図

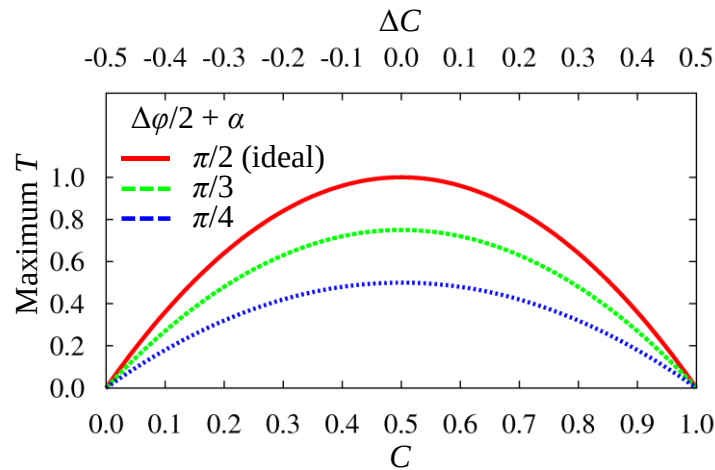


図 7.2 C と ΔC に対する最大透過率 T

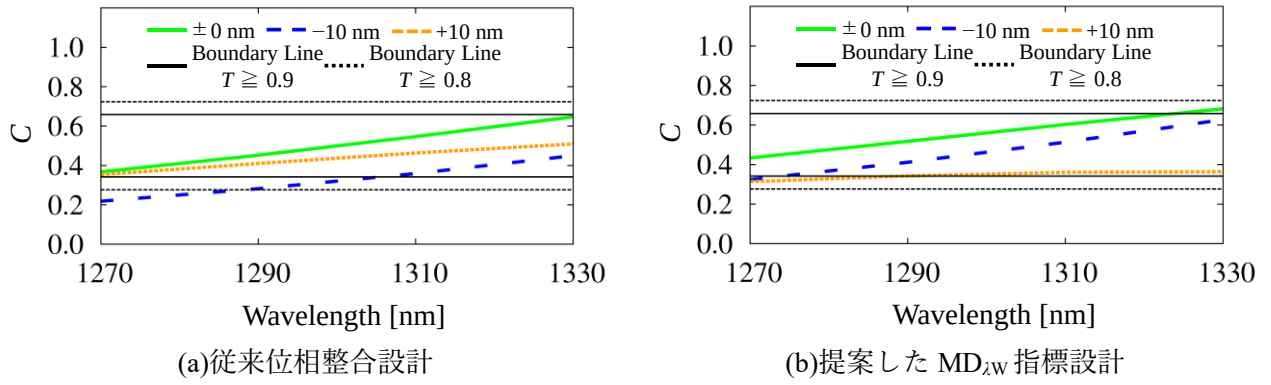


図 7.3 計算した各 TE_0 - TE_1 ADC におけるスペクトル

表 7.1 各 ADC のパラメータ, $MD_{\lambda W}$ 指標と最悪透過率 T

ADC	w_{bus} [nm]	L_c [μm]	$MD_{\lambda W}$	worst-case T
(a)	824	35.5	0.2818	0.682
(c)	820	38.5	0.1867	0.861

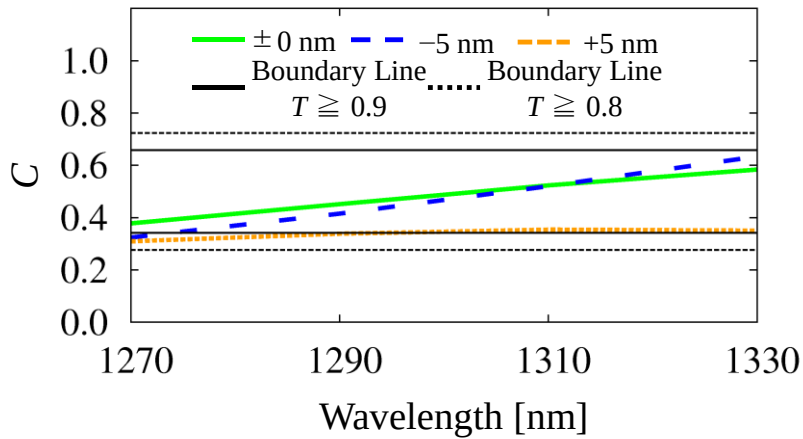


図 7.4 $MD_{\lambda W}$ 指標に基づき設計した TE_0 - TE_2 ADC におけるスペクトル

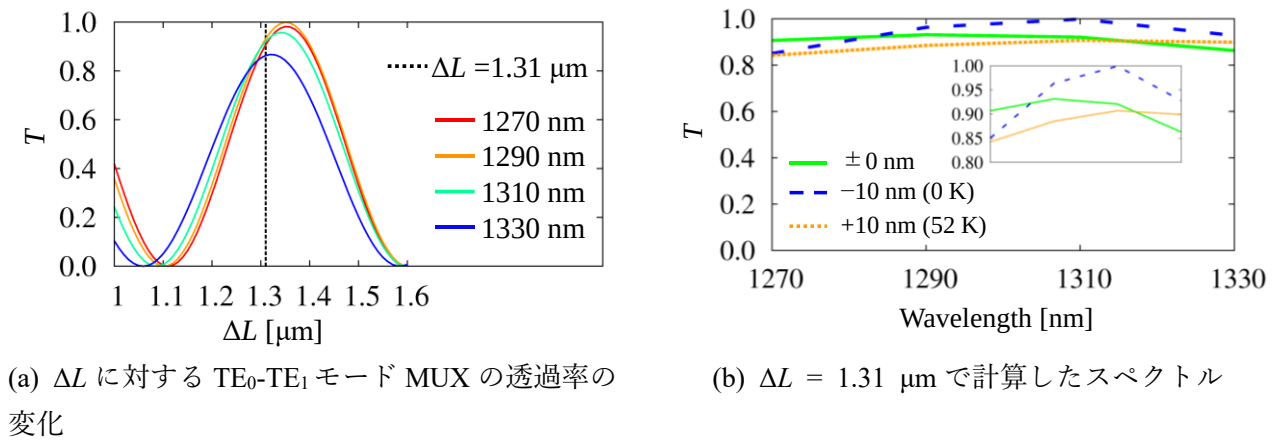
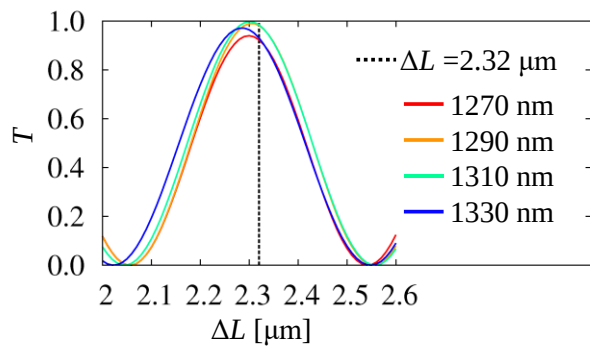
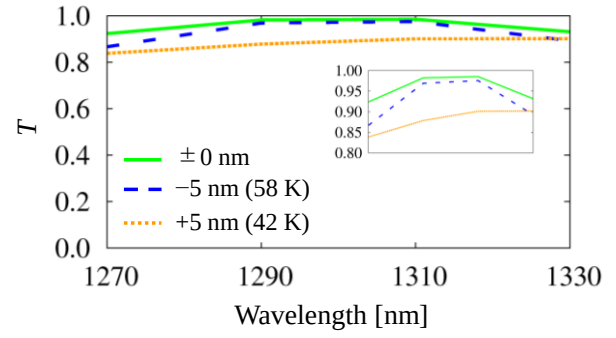


図 7.5 ΔL に対する TE_0 - TE_1 モード MUX の透過率の変化と $\Delta L = 1.31 \mu m$ で計算したスペクトル



(a) ΔL に対する TE_0 - TE_1 モード MUX の透過率の変化



(b) $\Delta L = 1.31 \mu m$ で計算したスペクトル

図 7.6 ΔL に対する TE_0 - TE_2 モード MUX の透過率の変化と $\Delta L = 2.32 \mu m$ で計算したスペクトル

7.3 実験的検証

本研究では、設計した各 ADC とモード MUX を CONERSTORN 社の Multi-project wafer サービスを利用して試作した。図 7.7 に、試作した TE_0 - TE_1 ADC と TE_0 - TE_1 モード MUX の写真を示す。光ファイバと試作したチップの接続には、CONERSTORN 社の標準ライブラリにあるリブグレーティングカップラ[91]を利用している。図 7.8 に、二段接続した TE_0 - TE_1 ADC の構造図と試作素子の写真を示す。リブグレーティングカップラは、ファイバ中 LP_{01} モードとシリコン細線中 TE_0 モードの変換機能のみを備えており、高次モードの透過率は直接測定できない。そのため、図 7.8 に示す構造を利用し、高次モードを同一素子で再度基本モードへと変換し測定を行っている。図 7.9 に、測定した TE_0 - TE_1 ADC と TE_0 - TE_2 ADC のスペクトルを示す。測定に利用した光源範囲が 1280 ~ 1320 nm に制限されているため、対応する波長範囲のスペクトルを示している。図中の実線は測定スペクトルであり、破線は三次元有限要素法[36]を利用し計算したスペクトルである。図 7.9(a)に示すように、Bar ポートの測定スペクトルは計算値から下にシフトし、Cross ポートの測定スペクトルは上にシフトしている。このスペクトルシフトの原因を推定するために、導波路幅を設計値付近で変更し ADC の構造解析を行った。その結果、 $w_{bus} = 830$ nm, $w_{acc} = 404$ nm が試作パラメータに最も近いものと推定される。上記パラメータの計算結果とも完全に一致しておらず、残る差分は製造誤差による導波路厚みの変動や、側壁が垂直になっておらず導波路形状が台形状[95]になっている可能性があることを示している。図 7.9(b)に示す TE_0 - TE_2 ADC のスペクトルは設計スペクトルと非常によく一致している。モード合波器測定の際は、下部遅延線状に設置したヒータを利用し最大透過率が得られるように調整を行った。図 7.10 に、各モード合波器での測定結果を示す。本研究では、ヒータの焼損を防ぐために、最大注入電流量を 15 mA に制限した。図 7.10 に示すように、透過率はヒータへの電流注入に伴い変化している。最大透過率を得るために必要な電力量は、 TE_0 - TE_1 モード MUX では 52.6 mW であり、 TE_0 - TE_2 モード MUX では 65.0 mW である。光イーサネットで利用するトランシーバの消費電力は 12 ~ 20 W 程度であり、これらの消費電力は十分に小さい。

モード MUX 設計理論の確認のため、ADC の測定値を式(7.2.6)に代入することで得られる推定最大透過率と、最適電流を注入した場合の測定最大透過率の比較を行った。図 7.11 に、試作した各モード MUX の推定最大スペクトルと測定スペクトルの比較を示す。この図に示す通り、推定最大透過率と、最適電流を注入した場合の測定最大透過率は非常によく一致しており、モード MUX 設計理論の実験的実証が来ている。図 7.9(b)に示した通り、 TE_0 - TE_2 モード ADC は設計通りの試作が出来ているため、 TE_0 - TE_2 モード MUX も非常に良い特性を示しており、 -0.71 dB 以上と非常に高い透過特性を得られている。

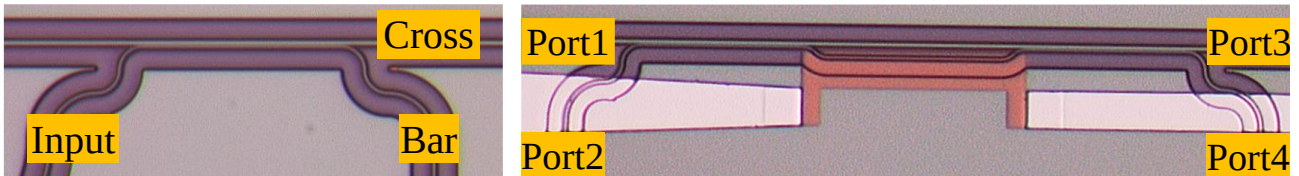


図 7.7 試作した(左) TE_0 - TE_1 ADC と(右) TE_0 - TE_1 モード MUX の写真

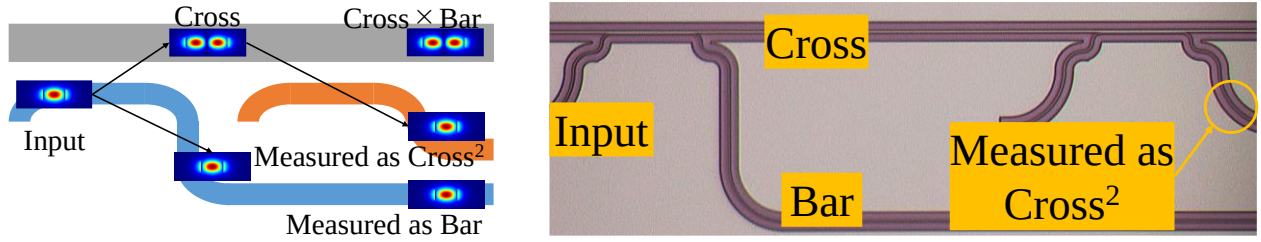


図 7.8 二段接続した TE_0 - TE_1 ADC の(左)構造図と(右)試作素子の写真を示す

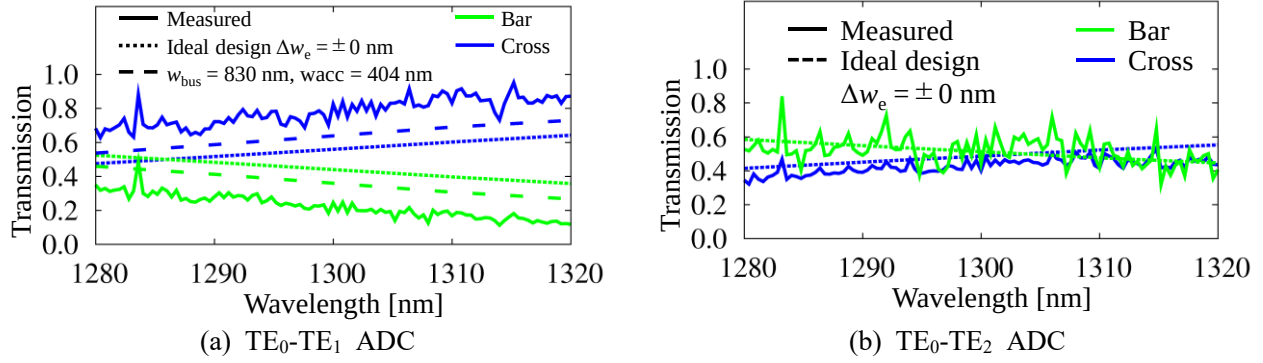


図 7.9 試作した各 ADC の測定スペクトル

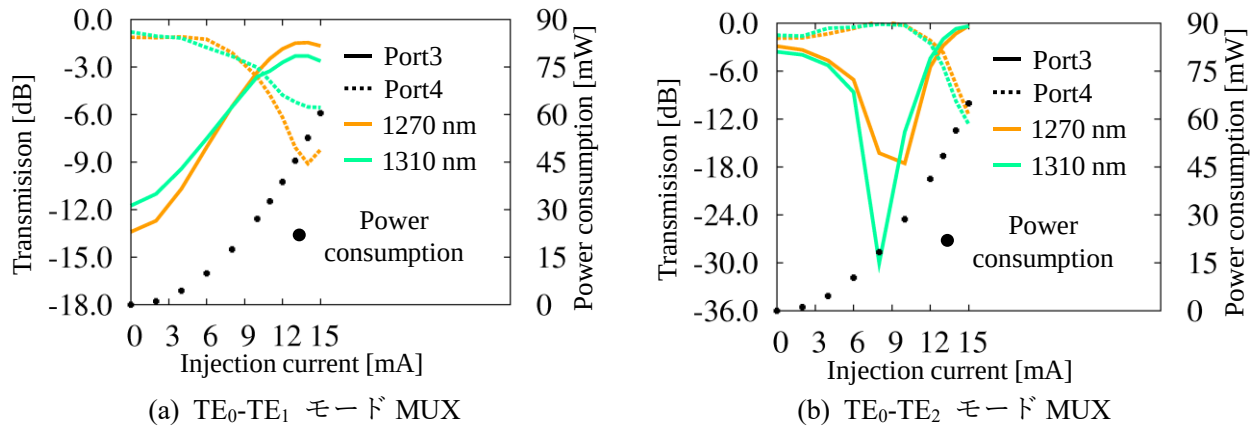


図 7.10 試作した各モード MUX の透過率の変化

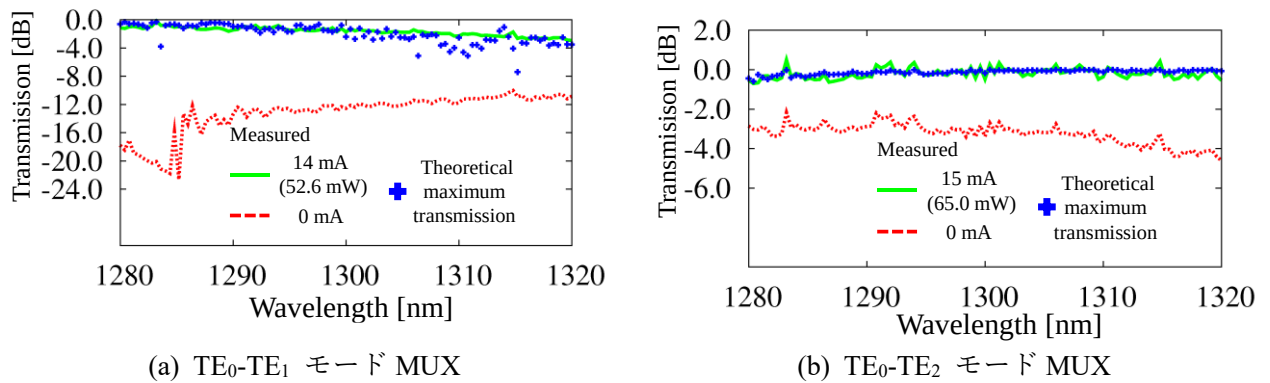


図 7.11 試作した各モード MUX の推定最大スペクトルと測定スペクトル

7.4 三分割テーパ ADC の設計

波長依存性を低減し、製造誤差耐性を高めるための ADC 構造としてテーパ ADC[92,93]が報告されている。本研究では、更なる $MD_{\lambda W}$ 指標低減のためにテーパ ADC を利用した。図 7.12 に、本研究で提案した三分割テーパ ADC (three-section tapered: 3STADC) と 3STADC に基づくモード MUX の構造図を示す。本研究では、設計パラメータを増やし効率的に $MD_{\lambda W}$ 指標を改善するために、単純なテーパ ADC ではなく 3STADC を利用した。この 3STADC は三つのテーパ領域によって構成されている。構造パラメータはバス導波路幅 w_i ($i = 1,2,3,4$)と結合長 $L_{c,j}$ ($j = 1,2,3$)と、導波路厚さ h , アクセス導波路幅 w_{acc} , アクセス・バス導波路間幅 gap である。 h , w_{acc} , gap は直線 ADC と同じ値に固定している。バス導波路幅の最適化範囲は、 TE_0 - TE_1 3STADC 設計時は 770 ~ 870 nm, TE_0 - TE_2 3STADC 設計時は 1200 ~ 1300 nm とした。結合長 $L_{c,j}$ の最適化範囲は共通して 1.0 ~ 40.0 μm である。最適化にはハイイロオオカミ最適化 (Grey Wolf Optimizer: GWO) [72]を利用している。GWO の最適化パラメータは、群れの大きさ $n = 256$, 最大構造更新回数 $N = 500$ と設定した。また TE_0 - TE_2 3STADC の設計時には、考慮する製造誤差範囲を再び $\Delta w_e = +10, \pm 0, -10$ nm へと拡大している。GWO で利用する評価指標として本研究で定義した $MD_{\lambda W}$ 指標を利用しており、より小さな $MD_{\lambda W}$ 指標となるように構造更新を行った。図 7.13 に、GWO を利用し 100 回の構造設計を行った TE_0 - TE_1 3STADC と TE_0 - TE_2 3STADC の箱ひげ図と 100 回の試行の中で最高性能となる構造パラメータを示す。図中の丸は外れ値を示す。最小の $MD_{\lambda W}$ 指標は TE_0 - TE_1 3STADC において 0.0842, TE_0 - TE_2 3STADC において 0.0448 であり直線 ADC の 0.1867 と 0.1911 から大きく向上している。 $MD_{\lambda W}$ 指標から計算される最悪透過率は TE_0 - TE_1 モード MUX で 97.16 %であり、 TE_0 - TE_2 モード MUX で 99.20 %である。図 7.14 に、各 3STADC において最小の $MD_{\lambda W}$ 指標となる構造でのスペクトルを示す。図中の黒線は設計した直線 ADC での $MD_{\lambda W}$ 指標を示している。3STADC 構造を用いることで、全てのスペクトルが黒線の内側に収まり、更なる特性改善が可能となっている。

設計した 3STADC を利用し、モード MUX の設計を行った。熱印加による十分な位相調整が出来るように、 TE_0 - TE_1 , TE_0 - TE_2 モード MUX に対しそれぞれ $L = 65, 60$ μm の構造を利用している。図 7.15(a) に 3STADC を利用した TE_0 - TE_1 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化を、(b)に TE_0 - TE_1 モード MUX で $\Delta L = 1.90\mu m$ とした場合のスペクトルを、(c)に 3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化を、(d)に TE_0 - TE_2 モード MUX で $\Delta L = 1.86\mu m$ とした場合のスペクトルを示す。図 15(b), (d)中の黒実線は直線 ADC に基づくモード MUX の最悪透過率を示している。3STADC を採用することで、最悪透過率は TE_0 - TE_1 モード MUX で 0.863 から 0.937 へ向上しているが、図 7.15(d)に示すように、 TE_0 - TE_2 モード MUX のスペクトルが黒実線を下回っており、性能が劣化している。この、 TE_0 - TE_2 モード MUX の性能劣化の原因について説明する。式(7.2.4(b))に示すように、遅延線下部への加熱と遅延線下部長 ΔL を伸ばすことは物理的に同じ役割を果たす。図 7.16 に、3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = +10$ nm 構造での ΔL に対する透過率の変化と ΔK に対する透過率の変化を示す。ここで、 ΔK は遅延線下部の加熱量を示す。この図より、温度上限とした 90 K の加熱は遅延線下部長 ΔL を 0.42 μm 伸ばすこととおおよそ等価であることが分かる。図 7.17 に、 $\Delta w_e = +10, \pm 0, -10$ nm の三つの構造での ΔL に対する最悪透過率 T の変化の様子を示す。 ΔL は調整可能範囲内に全ての Δw_e の場合で良い最悪透過率を含むように設計される必要があるが、 $\Delta L = 1.86\mu m$ はその条件を満たしていないことが分かる。 $\Delta L = 2.76\mu m$ と設計した場合、この条件は満たされる。 $\Delta L = 2.76$ μm 以上の領域で最良の最悪透過率 T は、 $\Delta w_e = +10$ nm では $\Delta L = 2.76$ μm に、 $\Delta w_e = \pm 0$ nm では $\Delta L = 2.86$ μm に、

$\Delta w_e = -10$ nm では $\Delta L = 2.82$ μm にあるため、推定調整可能範囲 $\Delta L = 2.76 \sim 3.18$ μm に収まっています。そのため、 $\Delta L = 2.76$ μm として $\text{TE}_0\text{-TE}_2$ モード MUX を再設計しました。

図 7.18 に、3STADC を利用した $\text{TE}_0\text{-TE}_2$ モード MUX の $\Delta w_e = +10$ nm 構造での透過率の変化をと $\text{TE}_0\text{-TE}_2$ モード MUX で $\Delta w_e = +10$ nm, $\Delta L = 2.76$ μm とした場合のスペクトルを示す。3STADC を採用することで、最悪透過率は $\text{TE}_0\text{-TE}_2$ モード MUX で 0.838 から 0.920 へ向上しており、3STADC の導入により、最悪透過率 T の向上が可能であることを理論的に示している。

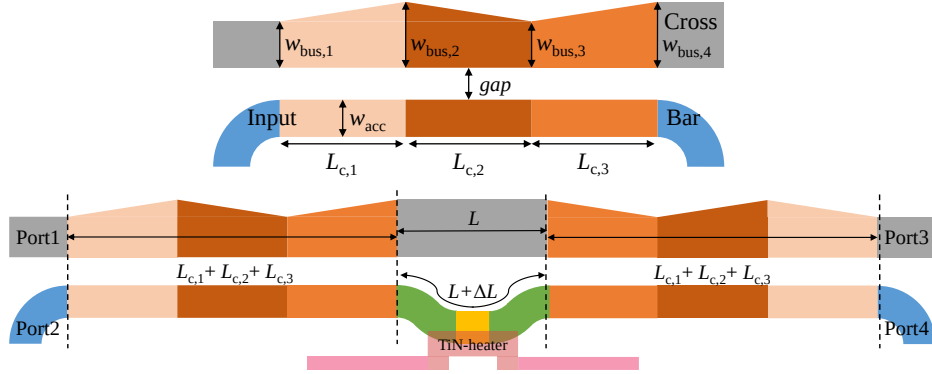


図 7.12 本研究で提案した三分割テーパ ADC (three-section tapered: 3STADC) と 3STADC に基づくモード MUX の構造図

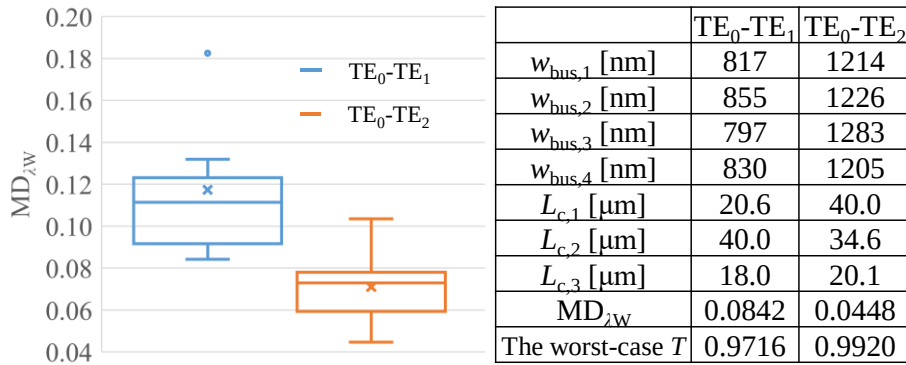


図 7.13 GWO を利用し 100 回の構造設計を行った $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ 3STADC と $\text{TE}_0\text{-TE}_2$ 3STADC の箱ひげ図と 100 回の試行の中で最高性能となる構造パラメータ

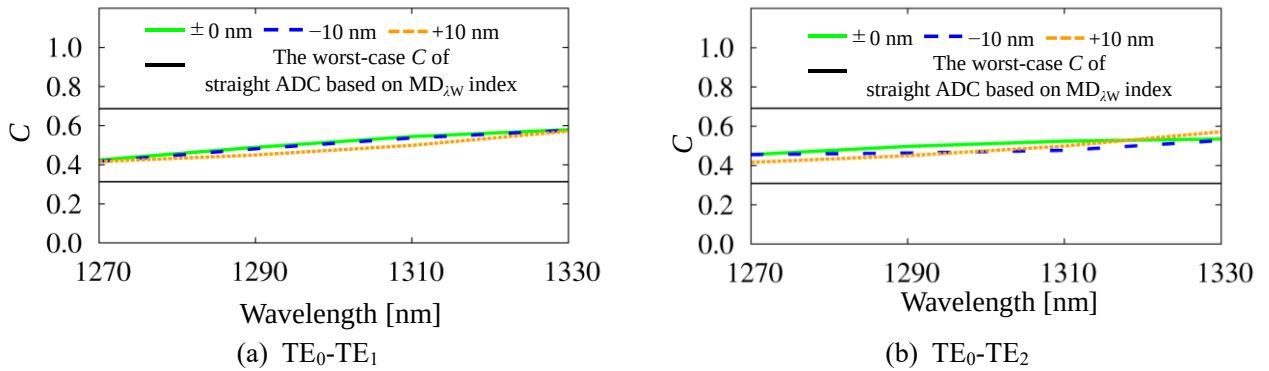
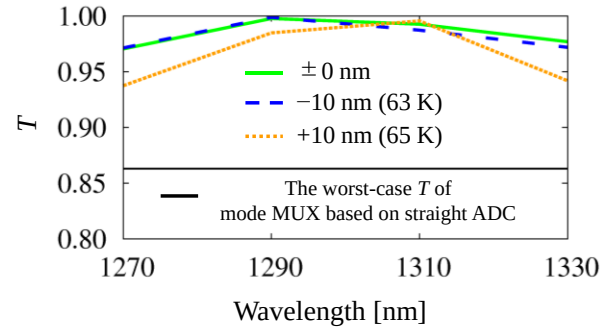
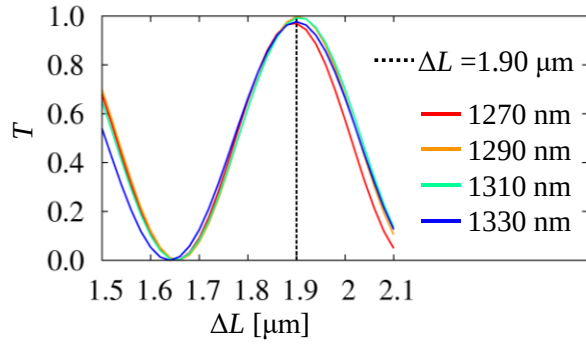
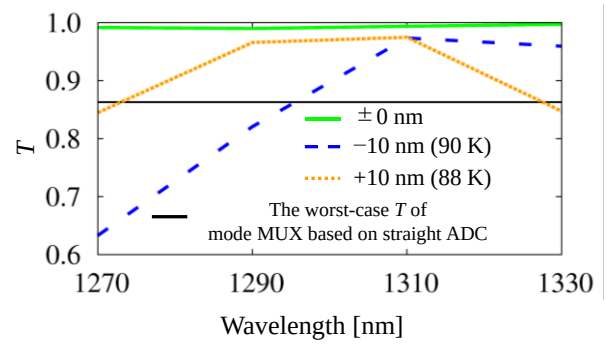
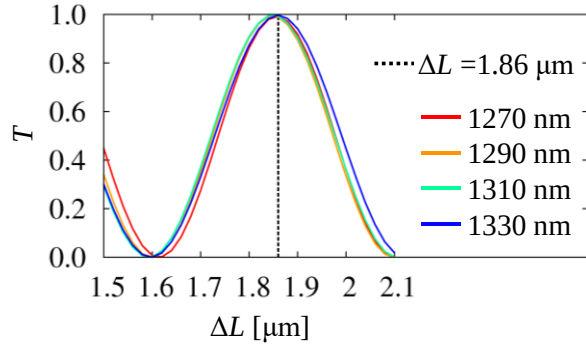


図 7.14 各 3STADC において最小の $\text{MD}_{\lambda W}$ 指標となる構造でのスペクトルを示す



(a) 3STADC を利用した TE_0 - TE_1 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化

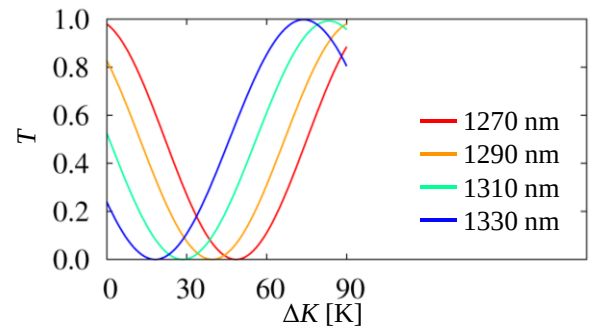
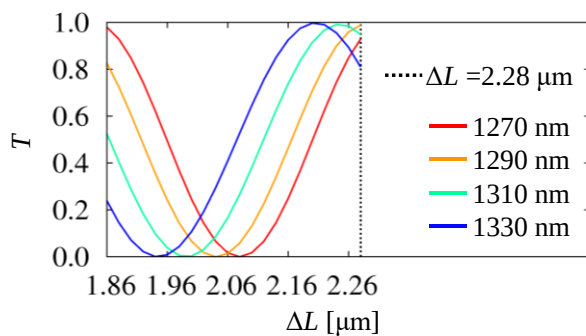
(b) TE_0 - TE_1 モード MUX で $\Delta L = 1.90 \mu m$ とした場合のスペクトル



(c) 3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化

(d) TE_0 - TE_2 モード MUX で $\Delta L = 1.86 \mu m$ とした場合のスペクトル

図 7.15 (a) 3STADC を利用した TE_0 - TE_1 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化, (b) TE_0 - TE_1 モード MUX で $\Delta L = 1.90 \mu m$ とした場合のスペクトル, (c) 3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = \pm 0$ nm 構造での透過率の変化, (d) TE_0 - TE_2 モード MUX で $\Delta L = 1.86 \mu m$ とした場合のスペクトル



(a) ΔL に対する透過率の変化

(b) ΔK に対する透過率の変化

図 7.16 (a) 3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = +10$ nm 構造での ΔL に対する透過率の変化と (b) ΔK に対する透過率の変化

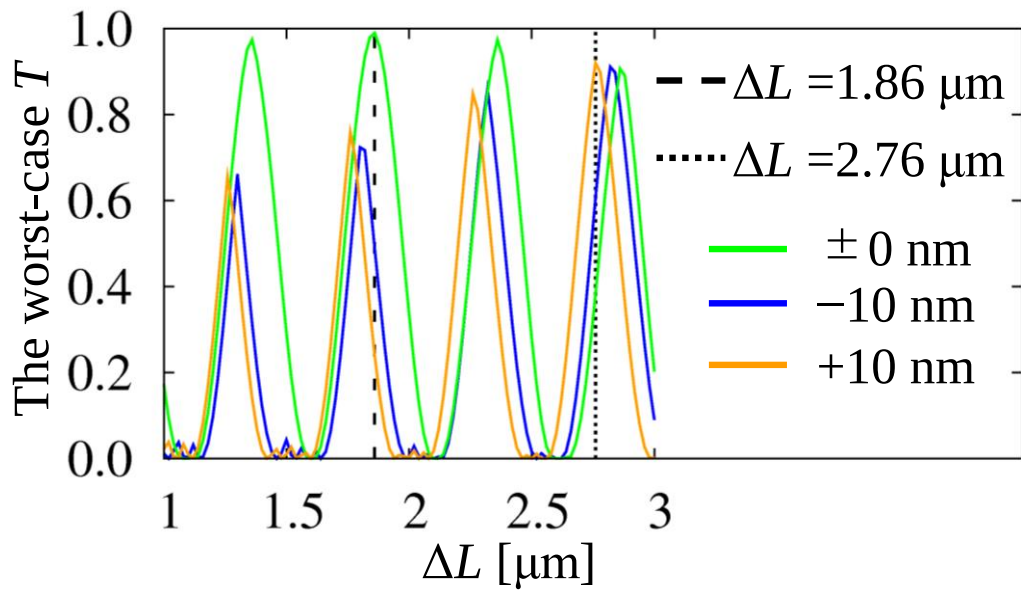
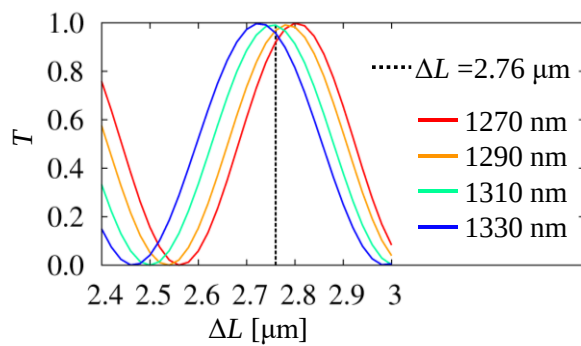
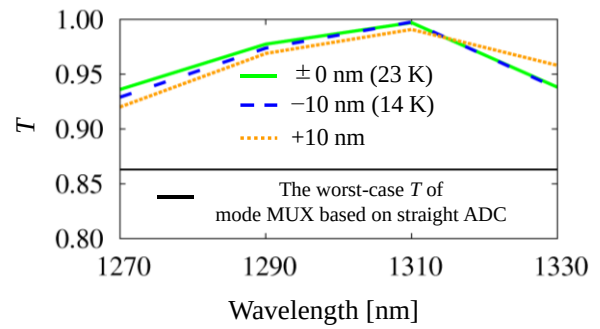


図 7.17 $\Delta w_e = +10, \pm 0, -10$ nm の三つの構造での ΔL に対する最悪透過率 T の変化の様子



(a) ΔL に対する透過率の変化



(b) ΔK に対する透過率の変化

図 7.18 (a) 3STADC を利用した TE_0 - TE_2 モード MUX の $\Delta w_e = +10$ nm 構造での透過率の変化と (b) TE_0 - TE_2 モード MUX で $\Delta w_e = +10$ nm, $\Delta L = 2.76$ μm とした場合のスペクトル

7.5 まとめ

位相不整合 ADC に基づく小型チューナブル O バンド TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モード MUX の理論的, 実験的検証を行った. 本検証は WINC 構造を利用した O バンドモード MUX の実験的検証としては初めての検証となっている. 本研究では, 位相不整合状態となるように設計した ADC を利用することで, WINC 型モード MUX の波長依存性を抑え, 製造誤差耐性を高められることを実験的に示した. モード MUX の実験結果と理論値は非常によく一致しており, 本研究で提案したモード MUX 設計理論の実験的検証を完了した. 試作した TE_0 - TE_2 モード MUX は 1280 ~ 1320 nm の波長範囲で -0.71 dB 以上の高い透過率を持っており, 実験的検証の完了した O バンド TE_0 - TE_2 モード MUX としては最高の性能となっている. これらに加え, WINC 型モード MUX の更なる特性改善のために 3STADC を提案した. 3STADC を利用することで TE_0 - TE_1 モード MUX では -0.28 dB 以上, TE_0 - TE_2 モード MUX では -0.36 dB 以上の透過率が実現可能であることを理論的に示した.

第8章 非対称 WINC 設計理論に基づく結合器三段縦続接続モード合波器

8.1 まえがき

増加し続ける通信需要に対応するために、光通信の大容量化が求められている。特に、クラウドサービスや動画配信サービス、またビッグデータ利用への需要の増加に伴い、データセンター間・内の通信容量拡大は必須である。データセンター間・内では、光イーサネットと呼ばれる規格化された通信システムを利用し通信網を構築してきた。光イーサネットではこれまで、波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) を利用したシングルモード伝送が主に利用されてきた。粗い波長間隔で多重する Coarse WDM (CWDM) は、安価に導入が可能な通信方式であるため、データセンター間・内の通信網構築に利用される通信方式の一つである。これまで、データセンター間・内向けの通信方式として、シングルモード伝送での波長分散が小さな O バンドで CWDM を採用し、最大 8 波長を利用する 800Gbps[9-15]までの通信容量が報告されている。しかし、これ以上の波長数の拡大は損失の増加や、多重素子数の増加の原因となり困難であり、他の多重技術を利用した通信容量の拡大が必要である。

偏波分割多重 (Polarization Division Multiplexing: PDM) やモード分割多重 (Mode Division Multiplexing: MDM) の様な空間分割多重 (Space Division Multiplexing: SDM) は利用波長数を変えることなく通信容量の拡大が可能であることから注目を集めている。PDM 伝送では、各波長で x 偏波と y 偏波の二つの偏波を利用することで、二倍の通信容量拡大が可能であり、MDM 伝送では導波路中に存在する複数のモードを利用することで、モード数倍の通信容量の拡大が可能である。PDM 伝送の実現には二つの偏波を励振するための偏波変換器 (Polarization Converter: PC) が、MDM 伝送の実現には高次モードを励振するためのモード合波器 (Multiplexer: MUX) が必要である。また、光イーサネットで利用される光トランシーバは各 MSA[11-13]によってサイズが規格化されており、全てのデバイスを光トランシーバ内に設置する必要があるため、各デバイスは可能な限り小型であることが望ましい。

既存の CMOS プロセスを利用し製造可能なシリコンフォトニクスデバイスは、コア材料に利用するシリコンとクラッド材料に利用するシリカの比屈折率差が大きいため、比屈折率差の小さな石英系材料を利用する光学素子と比べて大幅な小型化が可能である。これまでシリコンフォトニクスに基づいた PC [95-97]、モード MUX [21-26]が報告されており、シリコンフォトニクスデバイスを利用した、PDM、MDM 伝送システムの実現可能性が高くなっている。

非対称方向性結合器 (Asymmetric Directional Coupler: ADC) 型モード MUX[21,22]は、その設計容易さのためから、広く使われるモード MUX である。また、ADC 型モード MUX を利用しする PC[96]も報告されており、今後の PDM、MDM 伝送システム実現には不可欠な光学素子である。ADC 型モード MUX は設計が容易であるものの、波長依存性が強く製造誤差耐性が低いため、歩留まりの低下と製造コスト増大の要因となりうる。CWDM はその波長間隔の広さから、光源の冷却装置が必要なく、波長合波素子の製造要件も厳しくないことから、安価に導入できるというメリットを持つため、歩留まりの高いモード MUX の導入が必要である。

単純な直線 ADC を二段接続した波長無依存カプラ (Wavelength INsensitive Coupler: WINC) は、波長依存性と製造誤差耐性を改善するための有力な方策である。以前この WINC 構成を利用し、C バンドで

動作するチューナブルモードデバイダ[89]を報告しており、WINC 構成を用いることで広帯域特性と製造誤差耐性の両立が可能であることを実験的に示した。

本研究では、今後の大容量光イーサネット実現に不可欠な、小さな波長依存性と強い製造誤差耐性を備えたモード MUX を実現するため、異なる ADC を 2 段、同一 ADC を 3 段接続した新たなモード MUX 設計理論を提案した。同一 ADC を 3 段接続するモード MUX の設計理論に基づいて設計することで、単純な直線 ADC を利用した場合においても -0.25 dB 以上の透過率を持つ TE_0 - TE_1 モード合波器が実現可能であることを示した。

8.2 非対称 WINC の設計理論

本研究では、前段と後段にそれぞれ別の ADC を採用した WINC 構造を非対称 WINC (Asymmetric WINC: AWINC) と命名した。図 8.1 に、AWINC の構造図を示す。AWINC の設計パラメータは、導波路厚さ h 、アクセス導波路幅 w_{acc} 、アクセス・バス導波路間幅 gap 、遅延線上部導波路長 L 、遅延線下部導波路長 $L + \Delta L$ 、バス導波路幅 $w_{bus,i}$ 、結合長 $L_{c,i}$ ($i = 1, 2$) である。下添え字 i は 1 段目、2 段目の ADC 部に関するパラメータであることを示す。製造後に屈折率調整を行うために遅延線下部にはヒータを設置している。本研究では、フォトリソグラフィでの製造を前提とし、 $h = 220$ nm, $w_{acc} = 400$ nm, $gap = 200$ nm と固定している。また、全ての曲げ導波路の曲げ半径は 5 μ m としている。

この構造において、目的とする機能は Port2 から TE_0 モードを入射し、任意のモードとして Port3 から 100 % 出射される機能である。この構造における伝達行列式は次式(8.2.1)によって表される。

$$\begin{bmatrix} A_4 \\ A_3 \end{bmatrix} = T_2 T_{arm} T_1 \begin{bmatrix} A_2 \\ A_1 \end{bmatrix} \quad (8.2.1(a))$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (8.2.1(b))$$

$$T_{arm} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_{acc}(L+\Delta L)} & 0 \\ 0 & e^{-j\int_0^L \beta_{bus}(z)dz} \end{bmatrix} \quad (8.2.1(c))$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \quad (8.2.1(d))$$

ここで、 T_1 , T_2 はそれぞれ 1 段目、2 段目の結合器の伝達行列式であり、 T_{arm} は二つの ADC の間に設置された遅延線領域の伝達行列式である。 β_{bus} , β_{acc} はそれぞれ、バス導波路中を伝搬する任意モード、アクセス導波路中を伝搬する TE_0 モードの伝搬定数を示す。Port2 から光を入射する場合を想定し、 $A_2 = 1$, $A_1 = 0$ を代入すると Port3 から出力する光の複素振幅 A_3 が次の式(8.2.2)として得られる。

$$A_3 = e^{-j\beta_{acc}(L+\Delta L)} a_{11} b_{21} + e^{-j\int_0^L \beta_{bus}(z)dz} a_{21} \cdot b_{22} \quad (8.2.2(a))$$

$$a_{11} = \sqrt{1 - F_1 \sin^2(\theta_1)} \exp(-j(\delta_1 L_1 - \varphi_1)) \quad (8.2.2(b))$$

$$a_{21} = -j\sqrt{F_1} \sin(\theta_1) \exp(j\delta_1 L_1) \quad (8.2.2(c))$$

$$b_{21} = -j\sqrt{F_2} \sin(\theta_2) \exp(j\delta_2 L_2) \quad (8.2.2(d))$$

$$b_{22} = \sqrt{1 - F_2 \sin^2(\theta_2)} \exp(j(\delta_2 L_2 - \varphi_2)) \quad (8.2.2(e))$$

$$\varphi_i = \arctan \left(\frac{\sqrt{1-F_i} \sin(\theta_i)}{\cos(\theta_i)} \right) \quad (8.2.2(g))$$

$$F_i = \left(\frac{\kappa_i}{q_i} \right)^2 \quad (8.2.2(g))$$

$$\theta_i = q_i L_{c,i} \quad (8.2.2(h))$$

$$\kappa_i = \sqrt{q_i^2 - \delta_i^2} \quad (8.2.2(i))$$

$$q_i = \left(\frac{\beta_{e,i} - \beta_{o,i}}{2} \right) \quad (8.2.2(j))$$

$$\delta_i = \left(\frac{\beta_{bus,i} - \beta_{acc,i}}{2} \right) \quad (8.2.2(k))$$

ここで、 β_e , β_o は ADC 結合部での偶奇モードの伝搬定数を示す。下添え字 i は 1 段目, 2 段目の ADC に関する量であることを示す。これを整理すると次の式(8.2.3)を得る。

$$|A_3|^2 = \frac{F_1 \sin^2(\theta_1) + F_2 \sin^2(\theta_2) - 2F_1 \sin^2(\theta_1) F_2 \sin^2(\theta_2)}{+2\sqrt{F_1} \sin(\theta_1) \sqrt{F_2} \sin(\theta_2) \sqrt{1-F_1 \sin^2(\theta_1)} \sqrt{1-F_2 \sin^2(\theta_2)} \cos(\Theta)} \quad (8.2.3(a))$$

$$\Theta = \beta_{acc}(L + \Delta L) - \int_0^L \beta_{bus}(z) dz + 2\delta_1 L_1 - (\varphi_1 + \varphi_2) \quad (8.2.3(b))$$

式(8.2.3)に 1 段目の ADC と 2 段目の ADC の結合率の和が 1 であることを示す式(8.2.4)を代入することで、式(8.2.5)を得る。

$$F_1 \sin^2(\theta_1) + F_2 \sin^2(\theta_2) = 1 \quad (8.2.4)$$

$$|A_3|^2 = 1 - 4F_1 \sin^2(\theta_1) (1 - F_1 \sin^2(\theta_1)) \sin^2\left(\frac{\Theta}{2}\right) \quad (8.2.5)$$

ここで、1 段目と 2 段目の ADC の結合率の非対称性を表すパラメータとして次式(8.2.6)で定義される ΔC を導入すると、式(8.2.5)は式(8.2.7)の形に変形される。

$$\Delta C \equiv F_1 \sin^2(\theta_1) - 0.5 \Rightarrow F_1 \sin^2(\theta_1) = \Delta C + 0.5 \quad (8.2.6)$$

$$T = |A_3|^2 = 1.0 - (1.0 - 4\Delta C^2) \sin^2\left(\frac{\Theta}{2}\right) \quad (8.2.7)$$

式(8.2.7)は 1 段目の ADC と 2 段目の ADC の結合率の和が 1 であれば、どのような ADC を利用しても 100 % 合波可能な結合器が実現可能であることを示している。適切な結合器のペアの評価のため次式(8.2.8)を定義した

$$\text{FOM} = \sum_{\Delta w_e} \sum_{\lambda} |F_1 \sin^2(\theta_1) + F_2 \sin^2(\theta_2) - 1.0| \quad (8.2.8)$$

ここで、 Δw_e は製造誤差に関する量を、 λ は波長に関する量であることを示し、 $\Delta w_e = -10, \pm 0, +10$ nm, $\lambda = 1270, 1290, 1310, 1330$ nm のとしている。上式に基づき ADC のペアを探索したところ、 $(w_{bus,1}, L_{c,1}) = (824 \text{ nm}, 54.5 \text{ } \mu\text{m})$, $(w_{bus,2}, L_{c,2}) = (816 \text{ nm}, 92.0 \text{ } \mu\text{m})$ のペアが最適であった。図 8.2 に、二つの ADC のスペクトルとその和を示す。 $\Delta w_e = 0$ nm では透過率の和がおおよそ 1 となっているが、 $\Delta w_e = -10$ nm では、1 を超えている領域があり、 $\Delta w_e = +10$ nm では波長範囲全域で 0.7 前後にとどまっている。図 8.3 に、設計した二つの ADC を利用し構成した AWINC のスペクトルを示す。ここで、ヒータによる調整を考慮し、 $L = 60 \text{ } \mu\text{m}$, $\Delta L = 2.68 \text{ } \mu\text{m}$ とした。解析時のシリコンの熱光学係数は $1.86 \times 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ [3

9]としている．製造誤差が発生していない場合は非常に良い透過特性であるが，製造誤差発生時には特性が劣化してしまう．これは，製造誤差発生時には，1 段目の ADC と 2 段目の ADC の結合率の和が 1 になっておらず，AWINC の設計理論での理想的な ADC の組み合わせとなっていないためである．

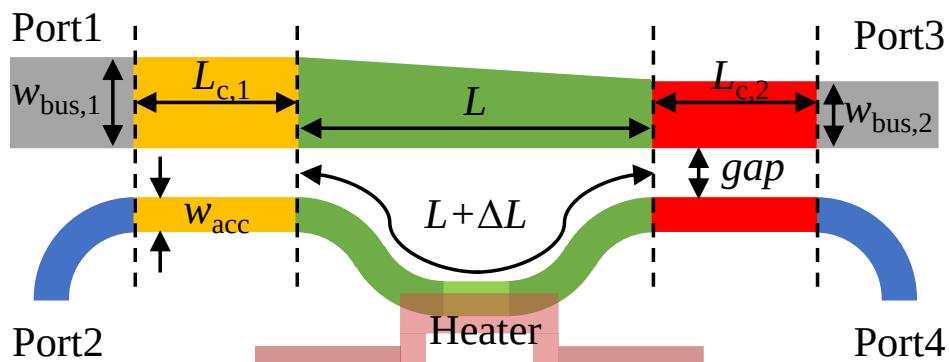


図 8.1 AWINC の構造図

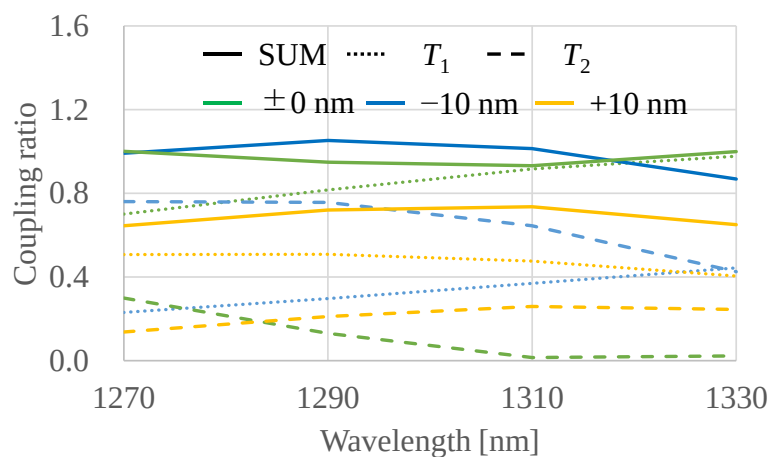


図 8.2 二つの ADC のスペクトルとその和

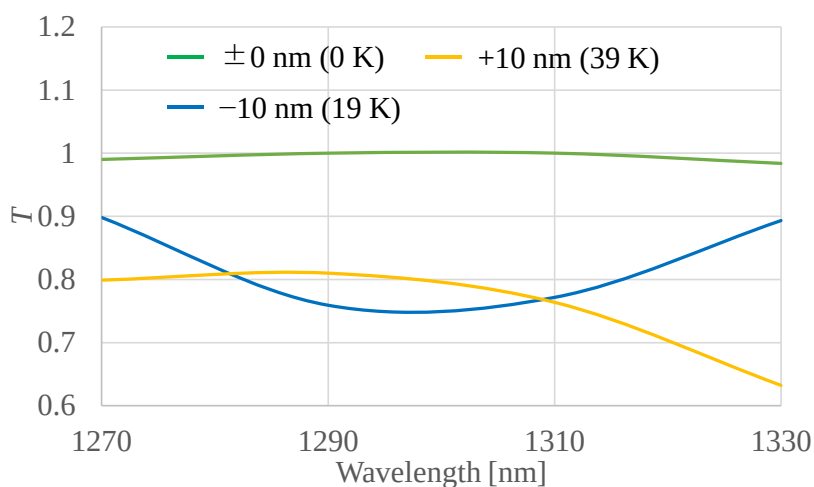


図 8.3 二つの ADC を利用し構成した AWINC のスペクトル

8.3 非対称 WINC 設計理論に基づく結合器三段縦続接続構造

8.3.1 設計理論

単純に二つの直線 ADC を接続した場合，製造誤差発生時に AWINC 構成の理想的な状態を維持できないため，製造誤差耐性の高いモード合波器の実現は困難であった．そこで，図 8.4 に示す同一 ADC を三段接続したモード MUX 構造を提案した．以降この構造を三段縦続接続波長無依存カプラ (3-stage Cascaded WINC: 3CWINC) と呼ぶ．3CWINC 構成では，前段二つの ADC で構成される領域を WINC とみなし，WINC のチューニング特性を利用することで，後段の ADC の理想的なベアを実現する構造になっている．つまり，前段 2 つの ADC と後段 1 つの ADC で AWINC 構成を実現する構成である．3CWINC 型モード MUX の設計パラメータは，導波路厚さ h ，アクセス導波路幅 w_{acc} ，バス導波路幅 w_{bus} ，アクセス・バス導波路間幅 gap ，結合長 L_c ，遅延線上部導波路長 L_i と遅延線下部導波路長 $L_i + \Delta L_i$ である．ここで下添え字 i は 1 段目，2 段目の遅延線領域に関わる量であることを示す．製造後に屈折率調整を行うために各遅延線下部にはヒータを設置している．この構造においても， $h = 220$ nm, $w_{acc} = 400$ nm, $gap = 200$ nm, 曲げ導波路の曲げ半径 5 μm と固定している．ある C を持つ ADC によって構成される WINC の最大透過率 T_{max} は次式(8.3.1)のように表される[89]．

$$T_{max} = 1 - 4(0.5 - C)^2 \quad (8.3.1)$$

3CWINC 構成では T_{max} と C の和が 1 となれば良いため，設計条件式が次式(8.3.2)として得られる．

$$\begin{aligned} T_{max} + C &\geq 1.0 \\ \Rightarrow 1 - 4(0.5 - C)^2 + C &\geq 1.0 \\ \Rightarrow (4C - 1)(C - 1) &\leq 0 \\ \Rightarrow 0.25 \leq C &\leq 1.0 \end{aligned} \quad (8.3.2)$$

上式(8.3.2)は，3CWINC を構成する ADC の C が 0.25 (25 %)を超えていればどのような ADC を利用しても 100 %合波可能であることを意味している．図 8.5 に，バス導波路幅 $w_{bus} = 824$ nm, アクセス導波路幅 $w_{acc} = 400$ nm, 導波路間幅 $gap = 200$ nm とした ADC の， L_c に対する C の変化を示す．波長 1300 nm においてバス導波路中の TE_1 モードとアクセス導波路中の TE_0 モードの伝搬定数が等しくなるようにバス導波路を決定した．図中の黒破線は，3CWINC 構成で 100 %合波するモード MUX を構成するために必要な最低透過率 $C = 0.25$ を示している．この図より， L_c が 29 μm を超えていれば TE_0 - TE_1 モード MUX のための ADC として適した構造である．図 8.6 に 3 つの ADC のスペクトルを示す． $L_c = 29.0$ μm は全ての波長で $C \geq 0.25$ となる最小の結合長， $L_c = 35.5$ μm は中心波長で等分岐する結合長であり， $L_c = 71.0$ μm は中心波長で 100 %合波する結合長である．図 8.6 に示す通り，これら 3 つの ADC の C は全て 0.25 を超えており，全ての波長で理想的な位相状態となる構造パラメータがあれば，全ての波長で 100 %合波する TE_0 - TE_1 モード MUX の設計が可能である． $L_c = 29, 35.5, 71.0$ μm の 3 つの ADC を利用し TE_0 - TE_1 モード MUX を設計した． TE_0 - TE_1 モード MUX 設計にあたり， 15 $\mu\text{m} \leq L_i \leq 25$ μm の範囲， 1.0 $\mu\text{m} \leq \Delta L_i \leq 3.0$ μm の範囲で全ての構造解析を行い最適化した．図 8.7 に 3 つの ADC を利用し設計した TE_0 - TE_1 モード MUX のスペクトルを示す．また表 8.1 に各構造のパラメータを示す． $L_c = 29.0$ μm では，91.3 %以上， $L_c = 35.5$ μm では，95.1 %以上， $L_c = 71.0$ μm では 99.5 %以上の透過率が実現できている．100 %のモード合波が実現できていないのは，全ての波長で同時に理想的な位相条件を満たすバ

ラメータが存在しないためである。

パラメータ決定に利用した CMT 解析は、曲げによる実効屈折率の変化を考慮していないため、三次元有限要素法 (3 Dimensional Vector Finite Element Method: 3DVFEM) [36]を利用し、 $L_c = 29.0 \mu\text{m}$ 構造の解析とパラメータ調整を行った。調整後各パラメータは $L_c = 28.0 \mu\text{m}$, $L_1 = 25.0 \mu\text{m}$, $\Delta L_1 = 1.13 \mu\text{m}$, $L_2 = 25.0 \mu\text{m}$, $\Delta L_2 = 1.40 \mu\text{m}$ とした。図 8.8 に、調整パラメータを 3DVFEM で計算した場合のスペクトルと CMT 解析スペクトルを示す。おおよそ傾向は一致している。調整パラメータでの最悪透過率は 90.0 %であり、3CWINC 構造を利用することでモード MUX が構成可能であることの理論的実証が完了した。

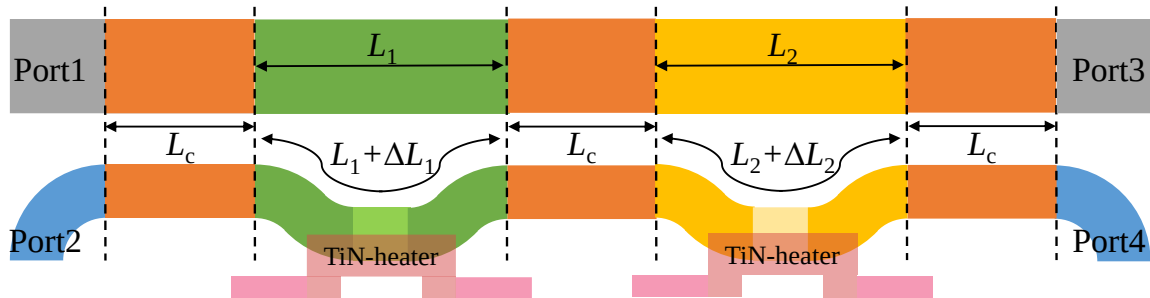


図 8.4 同一 ADC を三段接続したモード MUX 構造図

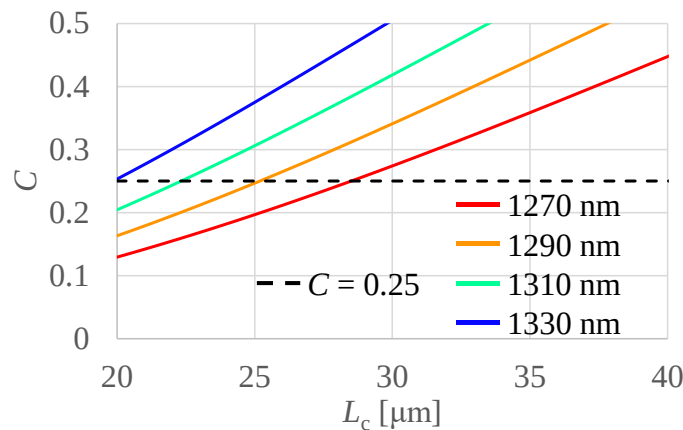


図 8.5 バス導波路幅 $w_{\text{bus}} = 824 \text{ nm}$ 、アクセス導波路幅 $w_{\text{acc}} = 400 \text{ nm}$ 、導波路間幅 $\text{gap} = 200 \text{ nm}$ とした ADC の、結合長 L_c に対する結合率 C の変化

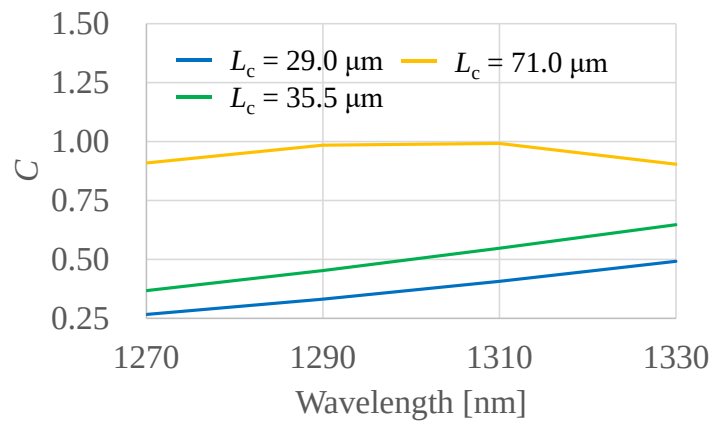


図 8.6 3つの ADC のスペクトル

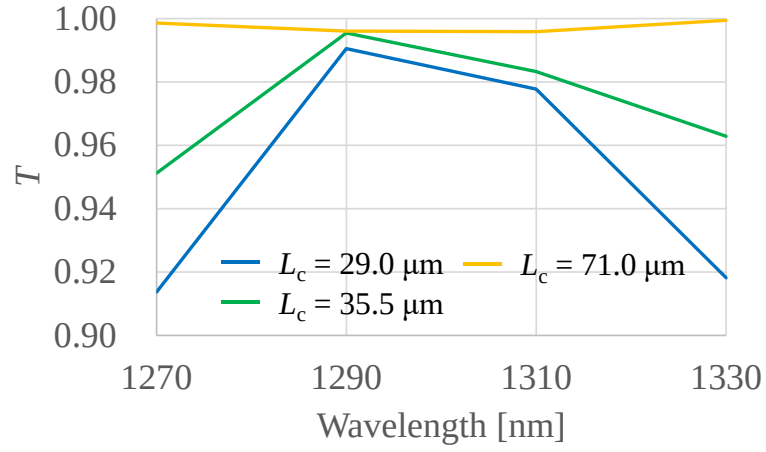


図 8.7 3 つの ADC を利用し設計した $\text{TE}_0\text{-TE}_1$ モード MUX のスペクトル

表 8.1 各構造のパラメータ

L_c [μm]	L_1 [μm]	ΔL_1 [μm]	L_2 [μm]	ΔL_2 [μm]
29.0	25.0	1.11	25.0	1.42
35.5	25.0	1.14	21.0	1.39
71.0	25.0	1.43	25.0	1.25

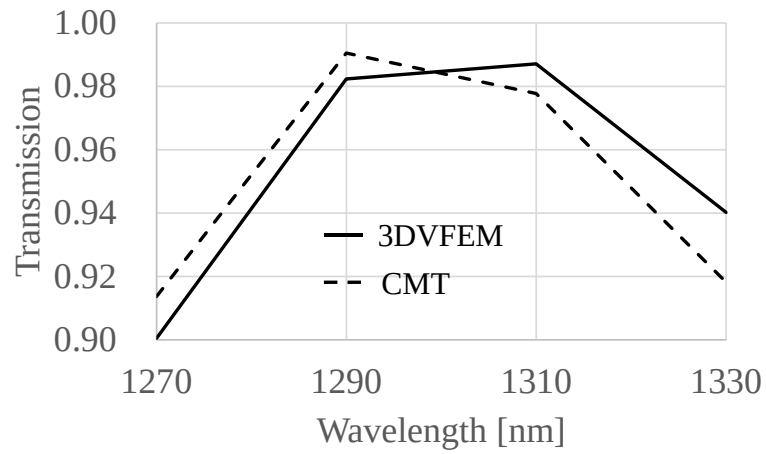


図 8.8 調整パラメータを 3DVFEM で計算した場合のスペクトルと CMT 解析スペクトル

8.3.2 製造誤差耐性

製造誤差耐性のある TE_0 - TE_1 モード MUX を構成するためには、全ての $\Delta w_e = -10, \pm 0, +10$ nm において C が 0.25 を超えるような ADC を設計する必要がある。そこで、全ての $\Delta w_e = -10, \pm 0, +10$ nm において C が 0.25 を超え、なおかつ最も波長依存性の小さな ADC を設計した。最適化の結果、 $w_{bus} = 819$ nm, $L_c = 31.2$ μ m のパラメータに決定した。図 8.9 に $w_{bus} = 819$ nm, $L_c = 31.2$ μ m のパラメータを持つ ADC のスペクトルを示す。±10 nm の製造誤差発生時にも 0.25 以上の C を備えている。この ADC を利用し TE_0 - TE_1 モード MUX を設計した。 TE_0 - TE_1 モード MUX の設計には CMT 解析を用いた総当たりによって構造決定した。最適化範囲は、 $50 \mu\text{m} \leq L_i \leq 80 \mu\text{m}$, $1.0 \mu\text{m} \leq \Delta L_i \leq 3.0 \mu\text{m}$, $0 \text{ K} \leq \Delta T_i \leq 90 \text{ K}$ に設定した。 ΔT_i は i ($i = 1, 2$) 段目のヒータでの熱印加量を示しており、以前の報告[89]から印加温度上限は 90 K としている。最適化の結果、 $L_1 = 55 \mu\text{m}$, $L_2 = 80 \mu\text{m}$, $\Delta L_1 = 1.4 \mu\text{m}$, $\Delta L_2 = 1.0 \mu\text{m}$ の全長約 240 μm の構造に決定した。図 8.10 に、最適設計した 3CWINC 型 TE_0 - TE_1 モード MUX のスペクトルを示す。3CWINC 構成を利用することで、製造誤差発生時にも -0.25 dB(0.944)以上の高い透過率を維持している。

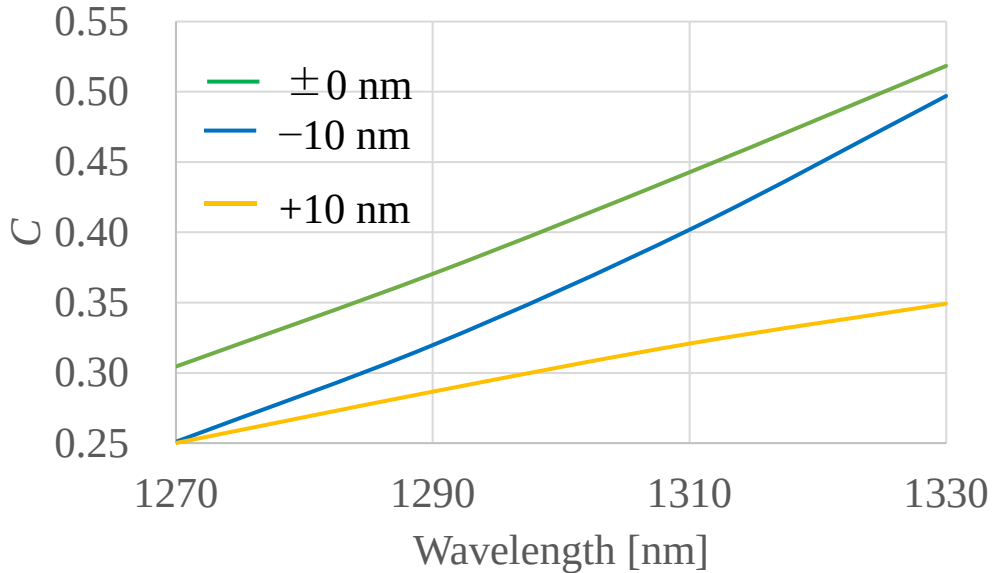


図 8.9 $w_{bus} = 819$ nm, $L_c = 31.2$ μ m のパラメータを持つ ADC のスペクトル

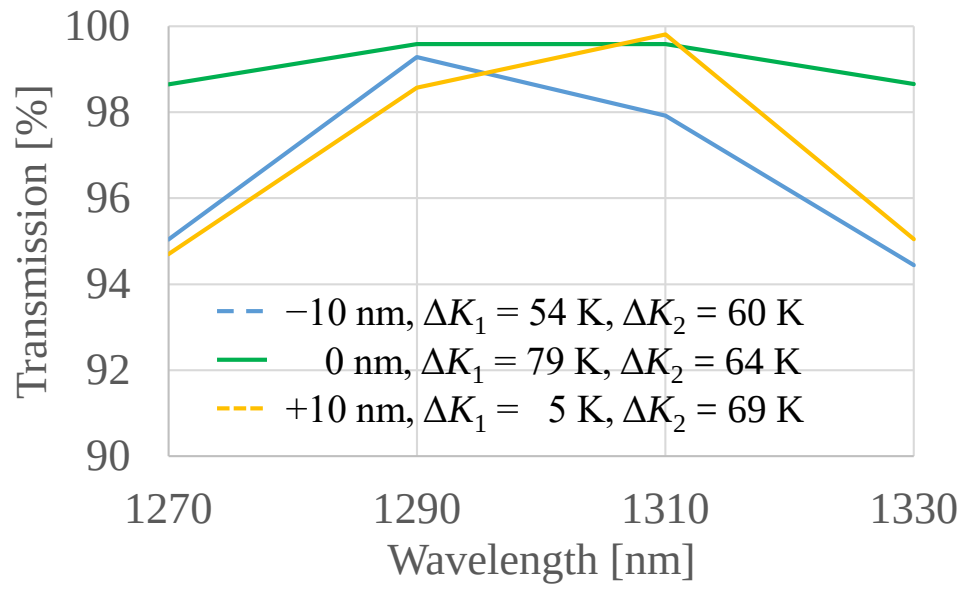


図 8.10 最適設計した 3CWINC 型 TE_0 - TE_1 モード MUX でのスペクトル

8.4 まとめ

小さな波長依存性と強い製造誤差耐性を備えたモード MUX を実現するために、新たなモード合波器構造である AWINC および 3CWINC を提案した。AWINC 型モード MUX では適当な直線 ADC の組み合わせが存在しないため高性能なモード MUX の実現は不可能であるが、AWINC を拡張した 3CWINC 型を利用することで、 ± 10 nm の製造誤差が発生した場合においても、 -0.25 dB (0.944) 以上の高い透過率を維持するモード MUX が実現可能であることを理論的に示した。

第9章 総括

長距離マルチモード伝送向けのパワー均一化デバイスとしてモザイク状素子に基づく超小型 3 モード交換器の理論的検証と波長無依存カプラ型モードパワー制御デバイスの理論的・実験的検証を行った。併せて、モザイク状素子の効率設計のための新手法の開発を行った。

短距離マルチモード光イーサネット向けの製造誤差耐性の高い波長・モード制御デバイスとして CWDM4 向け 4 波長合波器の高トレランス設計方法の提案，試作，測定実験を行い，実験的実証を行った。加えて波長無依存カプラ型 O バンドモード合波器の設計理論の提案と試作，測定実験を通し実験的実証を行った。また，波長無依存カプラ型モード合波器の設計理論を発展させた新たなモード合波器設計理論の提案とその理論的検証を行った。

第 4 章では，モザイク状素子設計のために，直接二分探索法とハイイロオオカミ最適化を組み合わせた新たなハイブリッド手法の開発を行った。最適化序盤にハイイロオオカミ最適化を利用し，微細構造の調整が必要な最適化終盤に直接二分探索法を利用する本提案手法は，従来の直接二分探索法よりも高性能な素子構造を高い確率で設計可能であることを理論的に示した。また，開発したハイブリッド手法を利用し超小型の 3 モード交換器の設計を行った。

第 5 章では，熱光学効果を利用した波長無依存カプラ型超小型チューナブル TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モードデバイダの設計及び TE_0 - TE_1 モードデバイダの試作と実験的検証を行った。本研究では，波長無依存カプラ構造と熱光学効果を利用することで，製造後にも広帯域特性を保ったまま透過率の調整が可能な構成を新たに提案した。波長無依存カプラの設計理論に基づき TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モードデバイダを設計し， TE_0 - TE_1 モードデバイダの試作と加熱による透過率調整特性の実験的検証を行った。本検証は，熱光学効果を利用した波長無依存カプラの透過率調整の実験的検証としては初めてのものとなっている。提案構成を用いることで，パワーの分岐比を広い範囲で調整可能であることを実験的に示した。

第 6 章では， $2 \times 2/2 \times 1$ 構成マッハツェンダー型 2 波長合波器と偏波分離回転器に基づく O バンド C WDM4 用 4 波長合波器の設計と実験的検証を行った。 $2 \times 2/2 \times 1$ 構成マッハツェンダー型 2 波長合波器と偏波分離回転器それぞれに，異なる形で製造誤差耐性を与え，20 nm の導波路幅製造誤差が発生した場合においても CWDM4 用 4 波長合波器として機能することを示した。

第 7 章では，位相不整合非対称方向性結合器に基づく小型チューナブル O バンド TE_0 - TE_1 / TE_0 - TE_2 モード合波器の理論的また実験的検証を行った。本検証は波長無依存カプラ構造を利用した O バンド TE_0 - TE_2 モード MUX の実験的検証としては初めての検証となっている。本研究では，位相不整合状態となるように設計した非対称方向性結合器を利用することで，波長無依存カプラ型モード合波器の波長依存性と製造誤差耐性を高められることを実験的に示した。モード合波器の実験結果と理論値は非常によく一致しており，本研究で提案したモード合波器設計理論の実験的検証を完了した。試作した TE_0 - TE_2 モード MUX は 1280 ~ 1320 nm の波長範囲で -0.71 dB 以上の高い透過率を持っており，実験的検証の完了した O バンド TE_0 - TE_2 モード合波器としては最高の性能となっている。また，更なる高性能化を目指し三分割テーパ非対称方向性結合器を新たに提案した。提案構成を用いることで， TE_0 - TE_1 モード合波器では -0.28 dB 以上， TE_0 - TE_2 モード合波器では -0.36 dB 以上と非常に高い透過率を製造誤差発生時にも維持可能であることを示した。

第 8 章では，2 つの異なる非対称方向性結合器を接続した非対称波長無依存カプラ構造と，それを発展させた 3 段縦続接続波長無依存カプラ構造の提案とその理論的検証を行った。3 段縦続接続波長無依

存カプラ構造を利用することで単純な直線非対称方向性結合器を採用した場合でも、波長依存性の低減と製造誤差耐性を飛躍的に強化可能であることを理論的に示した。提案構成を利用することで、 -0.25 dB 以上の透過率を製造誤差発生時にも維持可能な O バンド TE_0 - TE_1 モード MUX が設計できることを理論的に示した。

謝辞

本論文をまとめるに際し、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、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、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、日々の議論で知見を深める機会を作ってくれた村椿君、落合君をはじめとする情報通信フォトリクス研究室の皆様に心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 国立研究開発法人科学技術振興機構低炭素社会戦略センター, 「情報化社会の進展がエネルギー消費に与える影響(Vol.1) -IT 機器の消費電力の現状と将来予測-」 <https://www.jst.go.jp/lcs/pdf/fy2018-pp-15.pdf> (参照 2023/10/22).
- [2] 国立研究開発法人科学技術振興機構低炭素社会戦略センター, 「情報化社会の進展がエネルギー消費に与える影響(Vol.5) -ネットワーク関連消費エネルギー低減の技術課題とその解決手段-」 <https://www.jst.go.jp/lcs/pdf/fy2022-pp-05.pdf> (参照 2023/10/22).
- [3] 経済産業省資源エネルギー庁「電力調査統計表 2021 年度結果概要」 https://www.enecho.meti.go.jp/statistics/electric_power/ep002/pdf/2021/0-2021.pdf (参照 2023/10/22).
- [4] M. Nowell and D. Ofelt, “Thoughts on the Beyond 400 GbE Study Group,” https://www.ieee802.org/3/B400G/public/21_0118/nowell_b400g_01_210118.pdf (参照 2023/10/22).
- [5] L. Wang, J. Ai, L. Zhu, A. Wang, S. Fu, C. Du, Q. Mo, and J. Wang, “MDM transmission of CAP-16 signals over 1.1-km anti-bending trench-assisted elliptical-core few-mode fiber in passive optical networks,” *Opt. Express* **25**(19), 22991-23002 (2017).
- [6] S. Beppu, D. Soma, S. Sumita, Y. Wakayama, H. Takahashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “402.7-Tb/s MD M-WDM transmission over weakly coupled 10-node fiber using rate-adaptive PS-16QAM signals,” *J. Lightwave Technol.* **38**(10), 2835-2841 (2020).
- [7] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, M. Yoshida, K. Kasai, M. Nakazawa, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16-Peta-B/s dense SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fiber across the C+L band,” *J. Lightwave Technol.* **36**(6), 1362-1368 (2018).
- [8] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. Winzer, A. Gnauck, C. Bolle, R. Essiambre, D. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle, “6×56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6×6 MIMO equalization,” *Opt. Express*, **19**(17), 16697-16707 (2011).
- [9] S. Randel, R. Ryf, A. Gnauck, M. Mestre, C. Schmidt, R. Essiambre, P. Winzer, R. Delbue, P. Pupalakis, A. Sureka, Y. Sun, X. Jiang, and R. Lingle, “Mode-multiplexed 6×20-GBd QPSK transmission over 1200-km DGD-compensated few-mode fiber,” *Opt. Fiber Commun. Conf., PDP5C.5*, (2012).
- [10] IEEE SA (2023), <https://standards.ieee.org> (参照 2023/10/22).
- [11] CWDM4 MSA (2014), <https://cwdmr-msa.org> (参照 2023/10/22).
- [12] OSFP (2021), <https://osfpmsa.org> (参照 2023/10/22).
- [13] SNIA SFF Specifications (2023), <https://www.snia.org/technology-communities/sff/specifications> (参照 2023/10/22).
- [14] E. Timurdogan, Z. Su, R. J. Shiue, M. J. Byrd, C. V. Poulton, K. Jabon, C. DeRose, B. R. Moss, E. S. Hosseini, I. Duzevik, M. Whitson, R. P. Millman, Jr., D. A. Atlas and M. R. Watts, “400G silicon photonics integrated circuit transceiver chipsets for CPO, OBO, and pluggable modules,” *Opt. Fiber Commun. Conf., T3H.2* (2020).
- [15] S. T. Le, Y. Matsui, A. Verma, M. Kwakernaak and T. Sudo, “400 Gb/s CWDM-4 PAM-4 uncooled (22°C to 70°C) directly modulation transmission over 20 km,” *European Conference on Optical Communication*, 1-4 (2021).
- [16] J. Sharma, H. Li, Z. Xuan, R. Kumar, C. M. Hsu, M. Sakib, P. Liao, H. Rong, J. Jaussi, and G. Balamurugan, “Silicon photonic micro-ring modulator-based 4 x 112 Gb/s O-band WDM transmitter with ring photocurrent-based thermal control in 28nm CMOS,” *Symposium on VLSI Circuits*, JFS3-4 (2021).
- [17] H. Zhang, M. Li, Y. Zhang, D. Zhang, Q. Liao, J. He, S. Hu, B. Zhang, L. Wang, X. Xiao, N. Qi, and S. Yu, “800 Gbit/s transmission over 1 km single-mode fiber using a four-channel silicon photonic transmitter,” *Photon. Res.* **8**(11), 1776-1782 (2020).
- [18] H. Li, L. Luo, Q. Chen, J. Yu, R. Huang, J. He, Y. Tang, A. Zheng, Z. Zhong, C. Lei, H. Liu, X. Li, L. Huang, Q. Lu, M. Lu, and W. Guo, “800G DR8 transceiver based on thin-film lithium niobate photonic integrated circuits,” *European Conference on Optical Communication*, Th2F.4 (2022).
- [19] Y. Wang, K. Al-hemyari, O. I. Dosunmu, S. Fatholoulumi, P. Doussiere, K. Nguyen, S. Burmeister, D. Patel, A. Liu, P. Wen, C. Wang, S. Priyadarshi, and J. Zhou, “A 224 Gb/s per channel PAM4 DR4-Tx optical sub-system based on Si micro-ring modulator with hybrid integrated laser and SOA,” *IEEE Silicon Photonics Conference*, PD4 (2023).
- [20] S. Shube, “400G CWDM8 data center optics,” CWDM8 MSA (2018), <https://www.opencompute.org/files/400G-CWDM8-optics-for-data-centers-OCF-tech-session-final.pdf>. (参照 2023/10/22)
- [21] Y. Ding, J. Xu, F. Da Ros, B. Huang, H. Ou, and C. Peucheret, “On-chip two-mode division multiplexing using tapered directional coupler-based mode multiplexer and demultiplexer,” *Opt. Express* **21**(8), 10376-10382 (2013).
- [22] D. Dai, “Silicon mode-(de) multiplexer for a hybrid multiplexing system to achieve ultrahigh capacity photonic networks-on-chip with a single-wavelength-carrier light,” *Asia Communications and Photonics Conference*, Ath3B.3 (2012).
- [23] 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. Light. Technol.*, **30**(15), 2421-2426 (2012).
- [24] Z. Wang, C. Yao, Y. Zhang, and Y. Su, “Compact silicon three-mode multiplexer by refractive-index manipulation on a multi-mode interferometer,” *Opt. Express* **29**(9), 13899-13907 (2021).
- [25] D. Guo and T. Chu, “Silicon mode (de)multiplexers with parameters optimized using shortcuts to adiabaticity,” *Opt. Express* **25**(8), 9160-9170 (2017).

- [26] D. Dai, C. Li, S. Wang, H. Wu, Y. Shi, Z. Wu, S. Gao, T. Dai, H. Yu, and H. K. Tsang, "10-channel mode (de)multiplexer with dual polarizations," *Laser Photonics Rev.*, **12**(1) 1700109 (2017).
- [27] D. Dai and M. Mao, "Mode converter based on an inverse taper for multimode silicon nanophotonic integrated circuits," *Opt. Express* **23**(22), 28376-28388 (2015).
- [28] Y. Lai, Y. Yu, S. Fu, J. Xu, P. Shum, and X. Zhang, "Efficient spot size converter for higher-order mode fiber-chip coupling," *Opt. Lett.* **42**(18), 3702-3705 (2017).
- [29] X. Cao, K. Li, Y. Wan, and J. Wang, "Efficient mode coupling between a few-mode fiber and multi-mode photonic chip with low crosstalk," *Opt. Express* **30**(13), 22637-22648 (2022).
- [30] Y. Tong, W. Zhou, X. Wu and H. K. Tsang, "Efficient mode multiplexer for few-mode fibers using integrated silicon-on-insulator waveguide grating coupler," *IEEE J Quantum Electron.*, **56**(1), 1-7 (2020).
- [31] W. Shen, J. Du, J. Xiong, L. Ma, and Z. He, "Silicon-integrated dual-mode fiber-to-chip edge coupler for 2×100 Gbps/lambd MDM optical interconnection," *Opt. Express* **28**(22), 33254-33262 (2020).
- [32] M. Koshiba, "Optical waveguide theory by the finite element method," *IEICE Trans. Electron.*, **E97.C**(7), 625-635 (2014).
- [33] M. Koshiba and Y. Tsuji, "Curvilinear hybrid edge/nodal elements with triangular shape for guided-wave problems," *J. Light. Technol.*, **18**(5), 737-743 (2000).
- [34] J.-P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *J. Comput. Phys.*, **114**(2), 185-200 (1994).
- [35] D. M. Kingsland, J. F. Lee, and R. Lee, "A comparison of anisotropic PML to Berenger's PML and its application to the finite-element method for EM scattering," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **45**(1), 40-50, (1997).
- [36] M. Koshiba, *Optical Waveguide Theory by the Finite Element Method*. Tokyo, Japan: KTK Scientific, 1992.
- [37] Y. Ishizaka, Y. Kawaguchi, K. Saitoh, and M. Koshiba, "Three-dimensional finite-element solutions for crossing slot-waveguides with finite coreheight," *J. Light. Technol.*, **30**(21), 3394-3400 (2012).
- [38] T. Itoh, G. Pelosi, and P. P. Silvester, Eds., *Finite Element Software for Microwave Engineering*. New York: Wiley, 1996.
- [39] S. Ohta, T. Fujisawa, S. Makino, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, K. Nakajima, and K. Saitoh, "Si-based Mach-Zehnder wavelength/mode multi/demultiplexer for a WDM/MDM transmission system," *Opt. Express*, **26**(12), 15211-15220 (2018).
- [40] H. Xu and Y. Shi, "Flat-top CWDM (de)multiplexer based on MZI with bent directional couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **30**(2), 169-172 (2018).
- [41] H. Xie, Y. Liu, S. Wang, Y. Wang, Y. Yao, Q. Song, J. Du, Z. He, and K. Xu, "Highly compact and efficient four-mode multiplexer based on pixelated waveguides," *IEEE Photonics Technol. Lett.* **32**(3), 166-169 (2020).
- [42] W. Chang, L. Lu, X. Ren, L. Lu, M. Cheng, D. Liu, and M. Zhang, "An ultracompact multimode waveguide crossing based on subwavelength asymmetric Y-junction," *IEEE Photonics J.* **10**(4), 1-8 (2018).
- [43] W. Chang, Y. Ao, L. Lu, S. Fu, L. Deng, M. Cheng, L. Xia, D. Liu, and M. Zhang, "Inverse design and demonstration of ultracompact silicon polarization rotator," *Opt. Fiber Commun. Conf.*, W3B.2 (2019).
- [44] 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. Express* **26**(18), 24135-24144 (2018).
- [45] 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. Photonics* **9**(6), 378-382 (2015).
- [46] K. Xu, L. Liu, X. Wen, W. Sun, N. Zhang, N. Yi, S. Sun, S. Xiao, and Q. Song, "Integrated photonic power divider with arbitrary power ratios," *Opt. Lett.* **42**(4), 855-858 (2017).
- [47] H. Xie, Y. Liu, Y. Wang, Y. Wang, Y. Yao, Q. Song, J. Du, Z. He, and K. Xu, "An ultra-compact 3-dB power splitter for three modes based on pixelated meta-structure," *IEEE Photonics Technol. Lett.* **32**(6), 341-344 (2020).
- [48] T. Fujisawa and K. Saitoh, "Bayesian direct-binary-search algorithm for the efficient design of mosaic-based power splitters," *OSA Contin.* **4**(4), 1258-1270 (2021).
- [49] M. H. Tahersima, K. Kojima, T. Koike-Akino, D. Jha, B. Wang, C. Lin, and K. Parsons, "Deep neural network inverse design of integrated photonic power splitters," *Sci Rep.* **9**, 1368 (2019).
- [50] J. C. C. Mak, C. Sideris, J. Jeong, A. Hajimiri, and J. K. S. Poon, "Binary particle swarm optimized 2×2 power splitters in a standard foundry silicon photonic platform," *Opt. Lett.* **41**(16), 3868-3871 (2016).
- [51] L. Lu, D. Liu, F. Zhou, D. Li, M. Cheng, L. Deng, S. Fu, J. Xia, and M. Zhang, "Inverse-designed single-step-etched colorless 3 dB couplers based on RIE-lag-insensitive PhC-like subwavelength structures," *Opt. Lett.* **41**(21), 5051-5054 (2016).
- [52] Y. Liu, K. Xu, S. Wang, W. Shen, H. Xie, Y. Wang, S. Xiao, Y. Yao, J. Du, Z. He, and Q. Song, "Arbitrarily routed mode-division multiplexed photonic circuits for dense integration," *Nat Commun.* **10**, 3263 (2019).
- [53] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, and A. Lewis, "Grey wolf optimizer," *Adv. Eng. Softw.* **69**, 46-61 (2014).
- [54] E. Emary, H. M. Zawbaa, and A. E. Hassanien, "Binary grey wolf optimization approaches for feature selection," *Neurocomputing* **172**, 371-381 (2016).
- [55] N. Sugawara, T. Fujisawa, K. Nakamura, Y. Sawada, T. Mori, T. Sakamoto, R. Imada, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, "Modal amplitude and phase estimation of multimode near field patterns based on artificial neural network with the help of grey-wolf-optimizer," *Opt. Fiber Technol.* **67**, 102720 (2021).
- [56] Z. Zhang, X. Hu, and J. Wang, "On-chip optical mode exchange using tapered directional coupler," *Sci. Rep.* **5**, 16072 (2015).
- [57] X. Han, Z. Zhang, J. Yang, H. Xiao, G. Ren, Y. Jiang, T. Zhao, T. G. Nguyen, A. Mitchell, J. Yang, and Y. Tian, "On-chip switchable and reconfigurable optical mode exchange device using cascaded three-waveguide-coupling switches," *Opt. Express* **28**(7), 9552-9562 (2020).
- [58] L. D. Tam Ho, D. Quang Duong, D. C. Truong, Q. Nguyen Quang Nhu, and H. N. Tan, "Design and optimization of

- f optical mode exchange based on cascaded multimode interferences,” *IEEE Seventh International Conference on Communications and Electronics*, 247–251 (2018).
- [59] Y. Tsuji and M. Koshiba, “Finite element method using port truncation by perfectly matched layer boundary conditions for optical waveguide discontinuity problems,” *J. Light. Technol.* **20**(3), 463–468 (2002).
 - [60] T. Fujisawa and M. Koshiba, “A frequency-domain finite element method for modeling of nonlinear optical waveguide discontinuities,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* **16**(1), 129–131 (2004).
 - [61] 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.* **5**(3069), 1–7 (2014).
 - [62] S. Wang and D. Dai, “Silicon-based reconfigurable optical add-drop multiplexer for hybrid MDM-WDM systems,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, Tu2C.1, (2017).
 - [63] Y. Yamashita, T. Fujisawa, S. Makino, N. Hanzasa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, F.Y. Yamamoto, K. Nakajima, and K. Saitoh, “Design and fabrication of broadband PLC-based two-mode multi/demultiplexer using a wavefront matching method,” *J. Light. Technol.* **35**(11), 2252–2258 (2017).
 - [64] Y. Zhao, C. Qiu, A. Wu, Y. Li, L. Tao, Z. Sheng, W. Li, X. Wang, and F. Gan, “Compact multimode waveguide based temperature-insensitive Mach-Zehnder interferometer,” *Opt. Express* **27**(15), 20373–20382 (2019).
 - [65] W. Jin and K. S. Chiang, “Mode converters based on cascaded long-period waveguide gratings,” *Opt. Lett.* **41**(13), 3130 (2016).
 - [66] 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. Light. Technol.* **36**(17), 3652–3659 (2018).
 - [67] Y. Sawada, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “First experimental demonstration of wavefront-matching-method-designed silicon mode converters,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, W3B.4 (2019).
 - [68] T. Fujisawa, E. Taguchi, T. Sakamoto, T. Matsui, Y. Yamashita, K. Tsujikawa, K. Nakajima, and K. Saitoh, “One chip, PLC three-mode exchanger based on symmetric and asymmetric directional couplers with integrated mode rotator,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, W1B.2 (2017).
 - [69] X. Wu, K. Xu, D. Dai and H. K. Tsang, “Mode division multiplexing switch for on-chip optical interconnects,” *Opto Electronics and Communications Conference held jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching*, ThE2-4 (2016).
 - [70] Y. Xiong, R. Priti, and O. Liboiron-Ladouceur, “High-speed two-mode switch for mode-division multiplexing optical networks,” *Optica* **4**(9), 1098–1102 (2017).
 - [71] R. B. Priti and O. Liboiron-Ladouceur, “Reconfigurable and scalable multimode silicon photonics switch for energy-efficient mode-division-multiplexing systems,” *J. Light. Technol.* **37**(15), 3851–3860 (2019).
 - [72] M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, N. Hanzawa, and F. Yamamoto, “L-band 2-LP mode EDF A with low modal dependent gain,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, Tu3C.3 (2015).
 - [73] M. Nakajima, K. Suzuki, K. Yamaguchi, H. Ono, H. Kawahara, M. Fukutoku, T. Mizuno, Y. Miyamoto, and T. Hashimoto, “SDM-compatible dynamic gain equalizer using spatial and planar optical circuit,” *Opt. Fiber Commun.*, Tu2C.3 (2017).
 - [74] E. Ip, “gain equalization for few-mode fiber amplifiers beyond two propagating mode groups,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* **24**(21), 1933–1936 (2012).
 - [75] Q. Huang, K. S. Chiang and W. Jin, “Thermo-optically controlled vertical waveguide directional couplers for mode-selective switching,” *IEEE Photonics Journal*, **10**(6), 1–14 (2018).
 - [76] M. Kudo, T. Fujisawa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, K. Nakajima, and K. Saitoh, “A broadband mode divider with arbitrary branching ratio based on wavelength-insensitive coupler,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, Th2A.4 (2019).
 - [77] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “A tunable mode divider based on wavelength insensitive coupler using thermo-optic effect for gain-equalization in MDM network,” *Opt. Fiber Commun. Conf.*, Th2A.6 (2020).
 - [78] G. Cocorullo and I. Rendina, “Thermo-optical modulation at 1.5 μ m in silicon etalon,” *Electron. Lett.* **28**(1), 83–85 (1992).
 - [79] 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. Express*. **19**(22), 22208–22218 (2011).
 - [80] T. Nakajima, T. Fukamachi, M. Akashi, A. Nakamura, Y. Sakuma, S. Hayakawa, R. Washino, M. Mukaikubo, K. Okamoto, K. Motoda, K. Naoe, K. Nakahara, S. Tanaka, and K. Uomi, “25.8 Gbps error free transmission over 10 km at wavelengths from 1271 to 1331nm by uncooled (25 to 85°C) directly modulated DFB lasers for 100G-CWDM4,” *Opt. Fiber Commun. Conf.* Th1G.6 (2015).
 - [81] H. Yu, J. Doylend, W. Lin, K. Nguyen, W. Liu, D. Gold, A. Dahal, C. Jan, R. Herrick, G. A. Ghiurcan, S. R. Hollingsworth, R. T. Romero, M. E. Favaro, L. Qiu, D. Zhu, and Y. Akulova, “100Gbps CWDM4 silicon photonics transmitter for 5G applications,” *Opt. Fiber Commun. Conf.* W3E.4 (2019).
 - [82] L. Lu, Y. Shi, and X. Chen, “Four channel DFB Laser array based on the reconstruction-equivalent-chirp technique for 1.3 μ m CWDM systems,” *Opt. Fiber Commun. Conf.* JTh2A.29 (2013).
 - [83] K. Tsuruoka, R. Kobayashi, Y. Ohsawa, T. Tsukuda, and T. Kato, “Four-channel 10-Gb/s operation of AlGaInAs-MQW-BH-DFB-LD array for 1.3- μ m CWDM systems,” *IEEE J Sel Top Quantum Electron* **11**(5), 1169–1173 (2005).
 - [84] M. Yamada, T. Anan, H. Hatakeyama, K. Tokutome, N. Suzuki, M. Nido, M. Tsuji, K. Nishi, and T. Nakamura, “1.3- μ m GaInAs VCSELs for 40-Gb/s CWDM systems,” *Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting TuAA3* (2005).
 - [85] H. Xu, L. Liu, and Y. Shi, “Polarization-insensitive four-channel coarse wavelength-division (de)multiplexer based on Mach-Zehnder interferometers with bent directional couplers and polarization rotators,” *Opt. Lett.* **43**, 1483–1486 (2018).
 - [86] Fujisawa, J. Takano, Y. Sawada and K. Saitoh, “Low-loss and small $2 \times 4\lambda$ multiplexers based on 2×2 and 2×1

- Mach-Zehnder interferometers with on-chip polarization multiplexing for 400GbE,” *J. Light. Technol.* **39**(1), 193-300 (2021).
- [87] T. Fujisawa, J. Takano, Y. Sawada, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “A novel Si four-wavelength multiplexer for 100/400GbE using higher-order mode composed of (a)symmetric directional couplers and TE_1 - TM_0 mode converter,” *Opt. Express* **27**(25), 36286-36296 (2019).
 - [88] W. Chang, L. Lu, X. Ren, D. Li, Z. Pan, M. Cheng, D. Liu, and M. Zhang, “Ultra-compact mode (de) multiplexer based on subwavelength asymmetric Y-junction,” *Opt. Express* **26**(7), 8162-8170 (2018). (ここまで6章)
 - [89] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “Tunable broadband mode power dividers based on a wavelength-insensitive coupler using the thermo-optic effect for flexible modal power adjustment in a mode-division multiplexing network,” *J. Opt. Soc. Am. B*, **38**(3), 946-952 (2021).
 - [90] M. G. Saber, N. Abadía, and D V. Plant, “CMOS compatible all-silicon TM pass polarizer based on highly doped silicon waveguide,” *Opt. Express* **26**(16), 20878-20887 (2018).
 - [91] CONERSTONE Design Rules Process Design Kit SOI STANDARD COMPONENTS LIBRARY (2023), <https://www.conerstone.sotonfab.co.uk/design-rules/> (参照 2023/10/22).
 - [92] K. Li, X. Cao, Y. Wan, G. Wu, and J. Wang, “Fundamental analyses of fabrication-tolerant high-performance silicon mode (de)multiplexer,” *Opt. Express* **30**(13), 22649-22660 (2022).
 - [93] H. Shu, B. Shen, Q. Deng, M. Jin, X. Wang and Z. Zhou, “A design guideline for mode (de) multiplexer based on integrated tapered asymmetric directional coupler,” *IEEE Photonics Journal*, **11**(5), 1-12 (2019).
 - [94] W. D. Sacher, T. Barwicz, B. J. F. T., and J. K. S. Poon, “Polarization rotator-splitters in standard active silicon photonics platforms,” *Opt. Express* **22**(4), 3777-3786 (2014).
 - [95] L. Liu, Y. Ding, K. Yvind, and J. Hvam, “Silicon-on-insulator polarization splitting and rotating device for polarization diversity circuits,” *Opt. Express* **19**(13), 12646-12651 (2011).
 - [96] Y. Ding, L. Liu, C. Peucheret, and H. Ou, “Fabrication tolerant polarization splitter and rotator based on a tapered directional coupler,” *Opt. Express* **20**(18), 20021-20027 (2012).

本学位論文に関する研究業績

査読付学会誌等

- [1] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “Tunable broadband mode power dividers based on a wavelength-insensitive coupler using the thermo-optic effect for flexible modal power adjustment in a mode-division multiplexing network” *Journal of the Optical Society of America B* **38**(3), 946-952 (2021).
- [2] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, “High-tolerance CWDM4 wavelength multiplexer based on $2 \times 2/2 \times 1$ MZ filters with polarization multiplexing,” *IEICE Electronics Express* **18**(8), 20210110(2021).
- [3] K. Nakamura, T. Fujisawa, and K. Saitoh, “Hybrid algorithm based on the grey wolf optimizer and direct binary search for the efficient design of a mosaic-based device,” *Journal of the Optical Society of America B* **39**(5), 1329-1337 (2022).
- [4] K. Nakamura, T. Sato, and K. Saitoh, “A silicon mode multiplexer based on the three-stage cascaded wavelength insensitive coupler for MDM-WDM transmission system,” in press, *IEICE Electronics Express* (2024).

査読付国際会議プロシーディングス

- [5] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Nakajima, and K. Saitoh, “A tunable mode divider based on wavelength insensitive coupler using thermo-optic effect for gain-equalization in MDM network,” *Opt. Fiber Communication Conference, Th2A.6* (2020).

国内会議講演予稿集

- [6] 中村航大, 藤澤剛, 坂本泰志, 松井隆, 中島和秀, 齊藤晋聖, 「熱光学効果を利用した WINC 型チューナブルモードディバイダ」, 2020 年電子情報通信学会総合大会, C-3/4-9, 広島大学, Mar. 17-20 (2020).
- [7] 中村航大, 藤澤剛, 齊藤晋聖, 「高性能モザイク状素子のためのハイブリッド最適化手法」, 2020 年電子情報通信学会ソサエティ大会, C-3/4-8, オンライン開催, Sep. 15-18 (2020).
- [8] 中村航大, 藤澤剛, 澤田裕甫, 佐藤孝憲, 齊藤晋聖, 「モザイク状素子を利用した超小型 O バンド 4 波長合波器」, 2021 年電子情報通信学会総合大会, C-3/4-23, オンライン開催, Mar. 9-12 (2021).
- [9] K. Nakamura, T. Fujisawa, T. Sato, and K. Saitoh, 「CWDM4 wavelength multiplexer based on high-tolerance ADC with polarization multiplexing」, *Photonics Device Workshop 2021*, A-8, オンライン開催, Nov. 4-5 (2021).
- [10] 中村航大, 藤澤剛, 佐藤孝憲, 齊藤晋聖, 「波長無依存カプラ型 O バンド 2 モード合波器」, 2022 年電子情報通信学会総合大会, C-3/4-16, オンライン開催, Mar. 15-18 (2022).
- [11] 中村航大, 藤澤剛, 佐藤孝憲, 齊藤晋聖, 「三段縦続接続無依存カプラ型高トレランスモード合波器」, 2023 年電子情報通信学会総合大会, C-3/4-35, 芝浦工業大学, Mar. 7-10 (2023).