

平成 29 年度 修士論文

低コスト偏波多重光送信器に向けた
1.3 μm 波長帯 InP 集積偏波素子の設計と試作

Design and fabrication of InP-integrated polarization components
at 1.3- μm wavelength for low-cost polarization-multiplexed
optical transmitters

2018 年 2 月 1 日 提出

指導教員 種村 拓夫 准教授

東京大学大学院 工学系研究科 電気系工学専攻

37-166467 菅 一輝

目次

第 1 章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 光通信における偏波の利用	3
1.3 偏波制御素子の小型化に向けた研究	4
1.3.1 偏波変換器	5
1.3.2 偏波ビームコンバイナ／スプリッタ	7
1.4 本研究の目的	8
1.5 本論文の構成	9
第 2 章 原理	10
2.1 マクスウェル方程式・波動方程式	10
2.2 偏波	11
2.2.1 偏波とストークスパラメータ	11
2.2.2 ミューラー行列を用いた偏光材料の表現	14
2.3 多層スラブ導波路	15
2.4 ハーフリッジ型偏波変換器	17
2.5 MMI カプラ	19
2.6 偏波ビームコンバイナ	21
第 3 章 素子の設計	23
3.1 素子に用いる基板の層構造の決定	23
3.2 偏波変換部の設計	25
3.3 偏波ビームコンバイナ部の設計	27
3.3.1 アーム部の設計	27
3.3.2 MMI カプラ部の設計	29
第 4 章 偏波変換部の試作	31
4.1 結晶成長による InP 基板の作製	31
4.2 偏波変換部の試作プロセス	32
4.3 試作結果	35
第 5 章 素子の評価	38

5.1 評価手法.....	38
5.2 測定結果.....	39
第 6 章 結論	41
6.1 本研究のまとめ	41
6.2 今後の課題	41
参考文献	42
本研究に関する発表	46
付録.....	47
A：偏波ビームコンバイナの試作プロセス.....	47
謝辞.....	49

第 1 章 序論

1.1 研究の背景

インターネットの普及など情報化社会の進展によるデータトラフィックの急速な増加に対応するため、光通信の大容量化が進められている。この大容量化を支えてきたのは、レーザやフィルタなど光学部品の性能向上に加えて、波長分割多重（WDM：Wavelength Division Multiplexing）の実用化であり、次世代の 400GbE 通信を実現する波長分割多重を利用した光送受信器も報告されている[2]。近年はさらなる大容量化を目指して偏波分割多重（PDM：Polarization Division Multiplexing）が着目され、波長分割多重との併用が行われている。今後、空間分割多重（SDM：Spatial Division Multiplexing）技術の研究により、光通信のさらなる大容量化が進められていくだろう[1]。

光通信においては、C バンド（ $1.55\mu\text{m}$ 帯）や O バンド（ $1.3\mu\text{m}$ 帯）などの波長帯の光が利用されている。C バンドは光ファイバ中の損失が最小となるため遠距離通信に適している一方、O バンドは波長分散が 0 となるため近距離通信に適している。Fig. 1.3 に、各半導体のバンドギャップと格子定数を示す[3]。InGaAsP はちょうど C バンドや O バンドの波長帯に対応するバンドギャップを含むため、InP/InGaAsP 系の材料を用いた半導体レーザは光通信の光源として有効である。

近年ではデータセンターや近距離通信におけるデータトラフィックの増加が特に顕著となっており、大容量コヒーレント光送受信器の小型化や低コスト化、省電力化がますます求められている。その中で、半導体レーザや変調器、合分波器などの素子をモノリシックに集積した InP 系光集積回路（PIC：Photonic Integrated Circuit）への関心が高まっている[4,5]。光集積回路は「光のムーア則」に従って集積度が高まっており[6]、InP 系ファウンドリーサービスも登場しはじめる[7]など、InP 系光集積回路の発展は続いている。

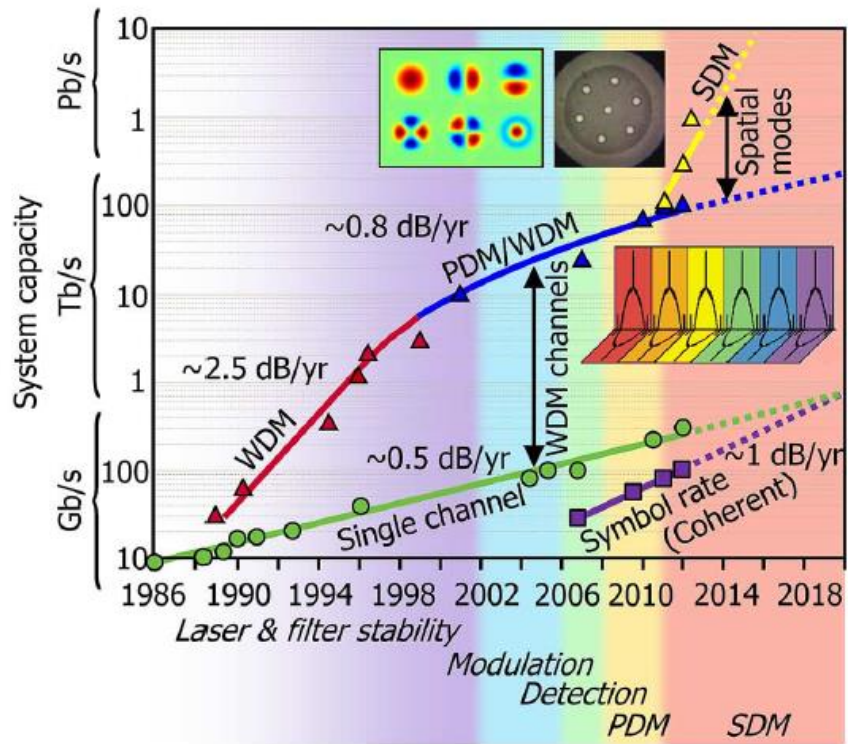


Fig. 1.1 Growth of optical network capacity [1]

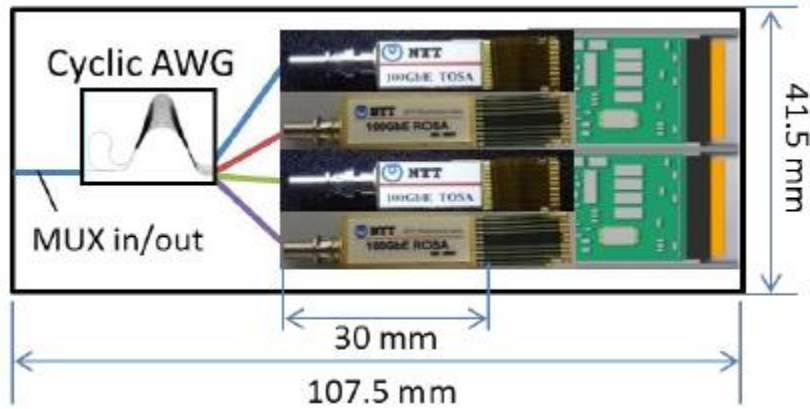


Fig. 1.2 400G bidirectional transceiver [2]

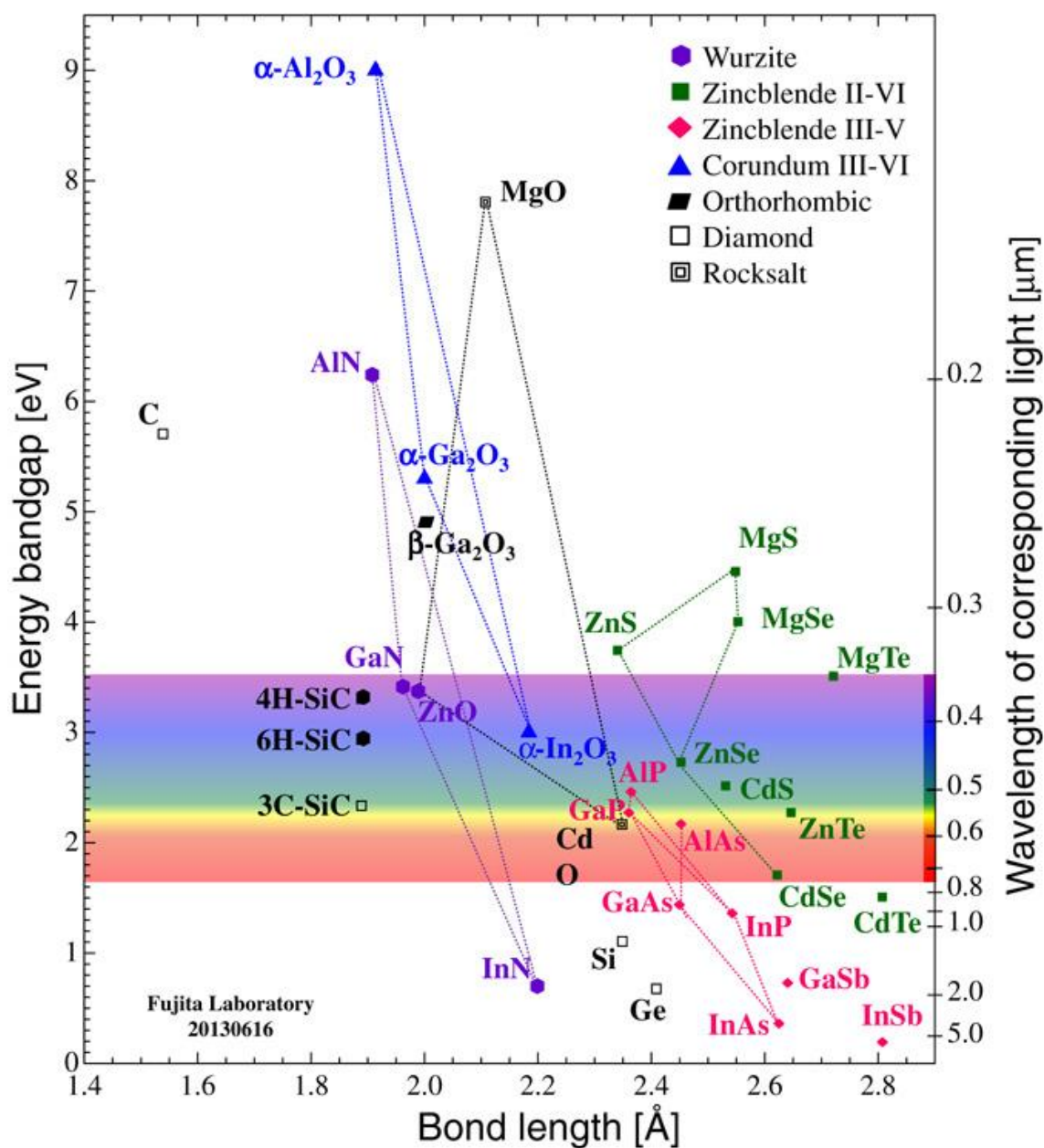


Fig. 1.3 Bandgap and bond length of semiconductors [3]

1.2 光通信における偏波の利用

光通信の大容量化に向けて、偏波を利用した変調技術・多重技術の研究が進められている。Fig. 1.4 は各変調方式について、スペクトル効率と感度ペナルティを示したグラフである[8]。このグラフでは上に行くほどスペクトルの利用効率が高く、左に行くほど必要なパワーが小さいことを表す。したがって、左上に行くほど効率の良い変調方式であると言える。DP-QPSK, PS-QPSK, 6P-QPSK といった偏波を利用した変調・多重方

式が左上に位置しており、偏波の利用は光通信において重要であると考えられる。

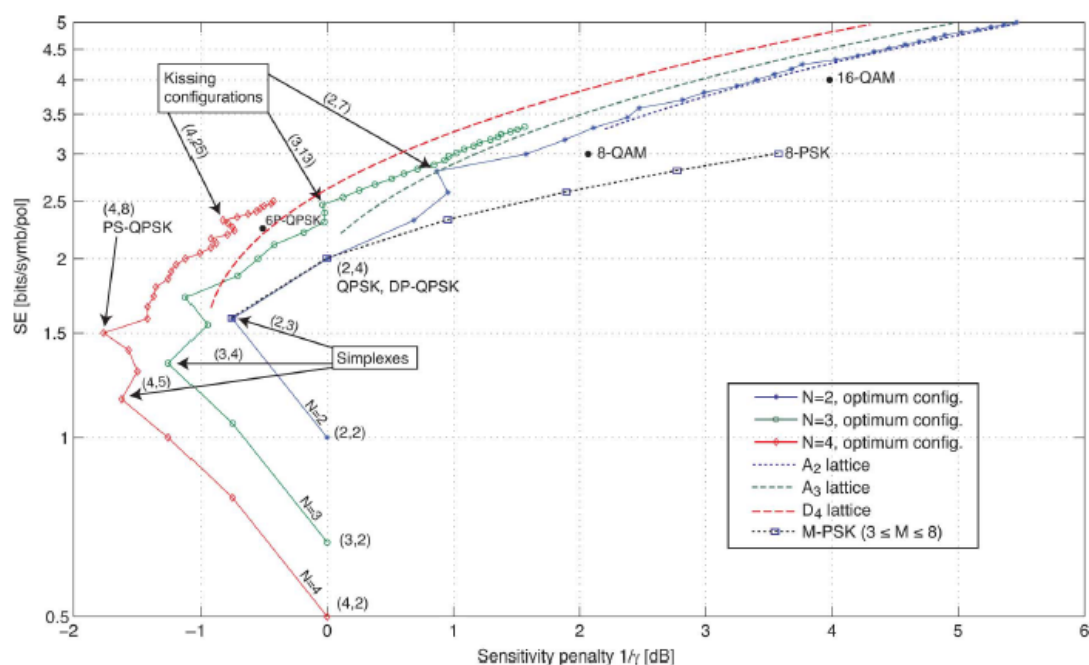
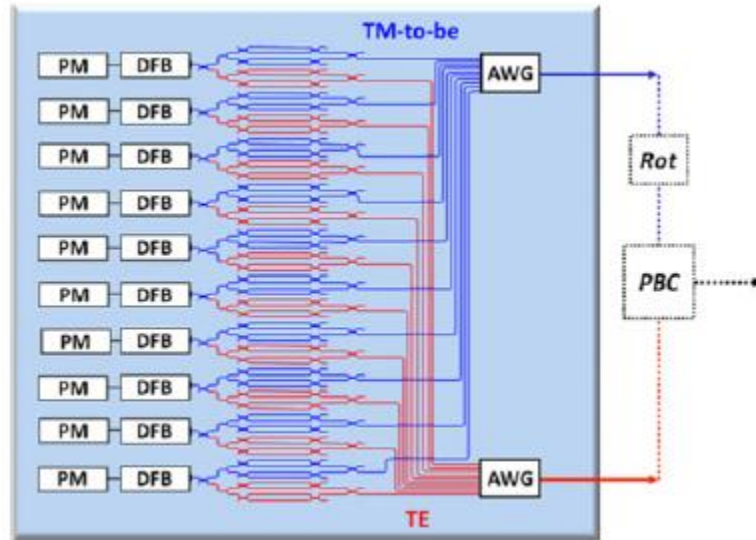


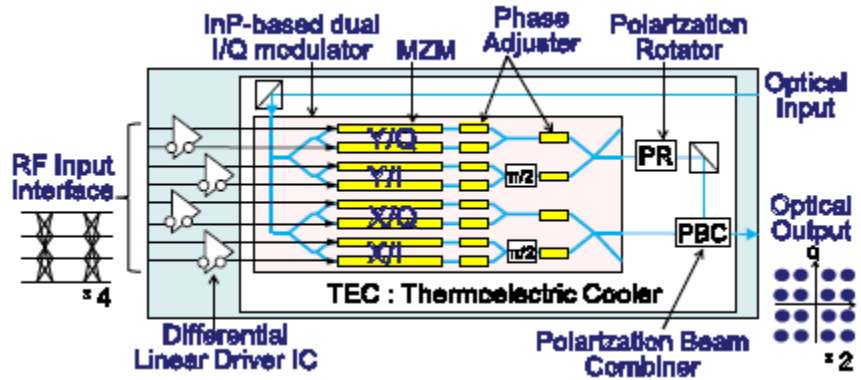
Fig. 1.4 Spectral efficiency and sensitivity penalty for modulation formats [8]

1.3 偏波制御素子の小型化に向けた研究

前節に述べたように、大容量な光送信器の実現に向けては偏波が重要な技術である。Fig. 1.5 に、偏波多重を用いた従来の光送信器を示す。偏波多重においては、偏波を変換する偏波変換器（PC：Polarization Converter または PR：Polarization Rotator）と偏波を多重化する偏波ビームコンバイナ（PBC：Polarization Beam Combiner）の 2 つが重要な素子である。従来、偏波変換器と偏波ビームコンバイナはチップ外の光学部品の形で用いられてきた。しかし、小型で低コストな偏波多重光送受信器の実現のためには、偏波制御素子を光学部品として用いるのではなく、チップ内に集積することが求められる。本節では、偏波制御素子の集積化に向けて行われてきた研究について述べる。



(a) 500Gb/s PM-QPSK transmitter [9]

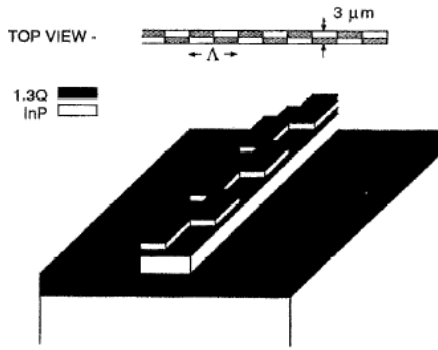


(b) 224Gb/s DP-16QAM modulator [10]

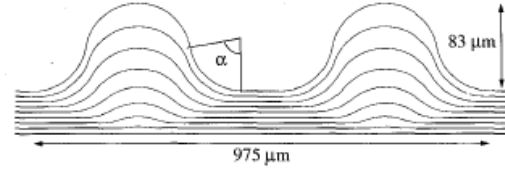
Fig. 1.5 Polarization-multiplexing optical transmitter

1.3.1 偏波変換器

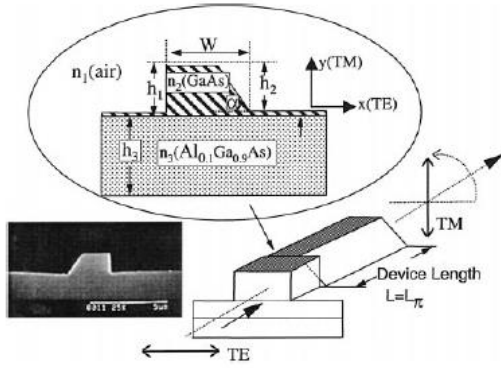
偏波変換器をチップ内に集積することを目指した、光導波路型の偏波変換器が報告されている。Fig. 1.6 に示すように様々な形状の光導波路を用いた偏波変換器が提案されているものの[11-20]、複雑な構造によりいずれも他の素子との集積が難しいという課題が残されていた。そこで、本研究室では、InP 系レーザとの集積に適したハーフリッジ型光導波路を利用した偏波変換器を提案し、研究を進めてきた。ハーフリッジ型偏波変換器はリッジ導波路に近い断面構造を持ち、位置合わせが不要なセルフアラインプロセスで作製できるという特徴を持つ。ハーフリッジ型偏波変換器は $1.55\mu\text{m}$ 帯において有効性が実証されているが[21-23]、 $1.3\mu\text{m}$ 帯についてはまだ検証が行われていなかった。



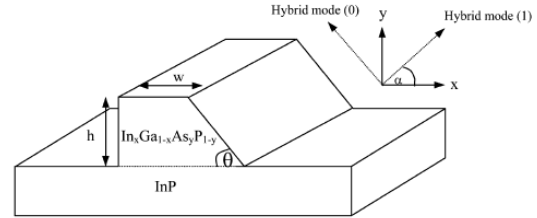
(a) Periodic asymmetric rib waveguide [11]



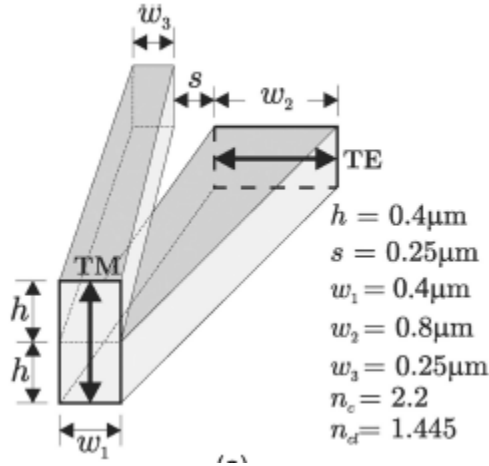
(b) Bending waveguide [12]



(c) Asymmetric waveguide [13]



(d) Asymmetric waveguide [14]



(e) Mode evolution structure [15]

Fig. 1.6 Conventional Polarization Converters

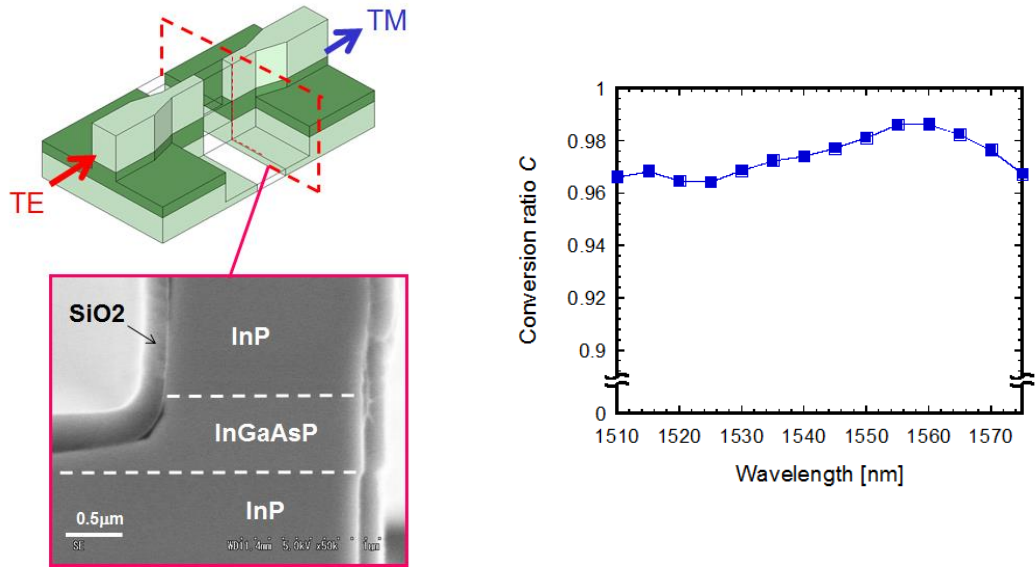


Fig. 1.7 Half-ridge Polarization Converter [21-23]

1.3.2 偏波ビームコンバイナ／スプリッタ

偏波を多重化する偏波ビームコンバイナに対し、偏波を分ける素子を偏波ビームスプリッタ（PBS: Polarization Beam Splitter）と呼ぶ。偏波ビームコンバイナと偏波ビームスプリッタはパッシブ素子の場合、入出力を逆にすると同じ素子で実現することができる。偏波ビームコンバイナ／スプリッタをチップ内に集積することを旨とした、光導波路型の偏波ビームコンバイナ／スプリッタが報告されている[24-29]。非対称マッハツェンダー干渉計型構造を採用したものが典型的で、Fig.1.8 に示す導波路上に金属層を形成した構造や、Fig.1.9 に示すヒーターを使い温度調整を行う素子、位相シフタを挿入した素子などが提案されている。また、偏波ビームコンバイナ／スプリッタを受光器と集積した素子[30]や変調器と集積した素子[31]も報告されている。

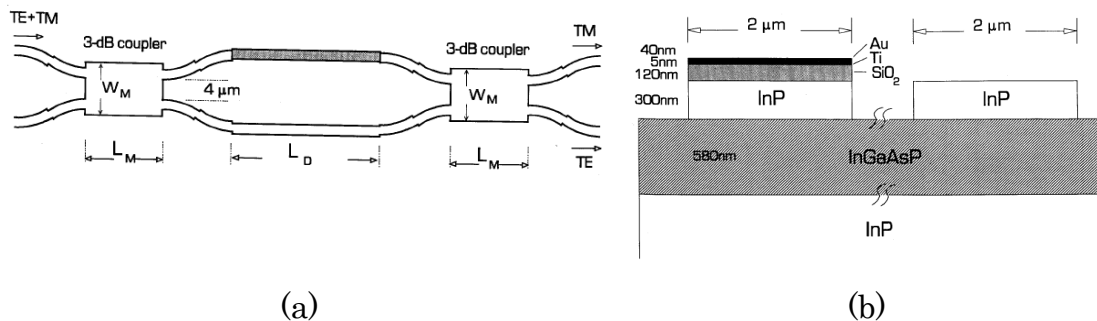


Fig. 1.8 (a) Schematic layout and (b) cross section of Polarization Beam Splitter [24]

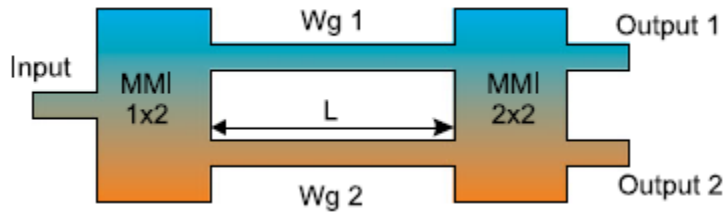


Fig. 1.9 Polarization Beam Splitter with thermal tuning [25]

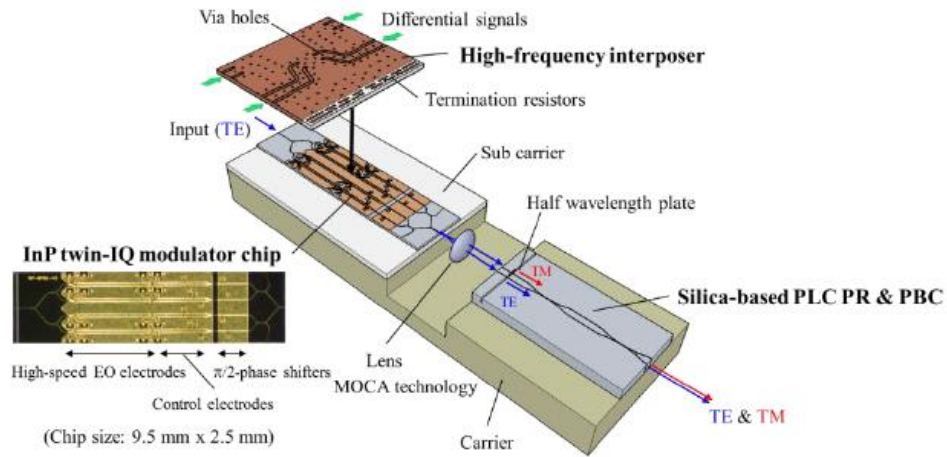


Fig. 1.10 DP-QPSK modulator [31]

1.4 本研究の目的

本研究は、データセンターや近距離通信におけるデータトラフィックの急速な増加に伴って需要が高まっている $1.3\mu\text{m}$ 帯低コスト偏波多重光送信器の実現を目指したものである。本研究では、当研究室で $1.55\mu\text{m}$ 帯用に研究が進められている偏波変換器を新たに $1.3\mu\text{m}$ 帯に適用し、また偏波ビームコンバイナ／スプリッタの構造を新たに提案することにより、偏波変換器および偏波ビームコンバイナを組み合わせた偏波多重回路の新規構成を提案・設計する。さらに、偏波変換部の試作および評価を行い、その有効性を検証する。

1.5 本論文の構成

本章では、光通信のトラフィックの増加、光通信における偏波の利用や光送受信器の小型化に向けた研究動向といった研究の背景を紹介し、本研究の目的を述べた。第 2 章では、偏波多重回路を設計・試作する上で用いる原理を述べる。第 3 章では、本研究で提案する偏波多重回路の構成および各部の設計について述べる。第 4 章で偏波変換部の試作について述べ、第 5 章で偏波変換部の評価について述べた後、最後に第 6 章で本研究のまとめと今後の課題を述べる。

第2章 原理

2.1 マクスウェル方程式・波動方程式

電磁波は、電界 \mathbf{E} 、磁界 \mathbf{H} 、電束密度 \mathbf{D} 、磁束密度 \mathbf{B} を用いた、次のマクスウェル方程式に従う。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

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

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.4)$$

ここで、 \mathbf{J} は電流密度、 ρ は電荷密度である。

等方的な媒質において、電界 \mathbf{E} 、磁界 \mathbf{H} 、電束密度 \mathbf{D} 、磁束密度 \mathbf{B} の間には

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.6)$$

の関係がある。ここで、 ϵ は誘電率、 μ は透磁率である。これらの関係を用いるとマクスウェル方程式は

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.10)$$

と書き換えることができる。

(2.7)式の両辺に $\nabla \times$ を作用させると、

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \mathbf{H}) \quad (2.11)$$

となる。ここで、

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (2.12)$$

の公式を用いると、

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \mathbf{H}) \quad (2.13)$$

となる。媒質中に電荷がない場合 ($\rho = 0$, $\mathbf{J} = \mathbf{0}$)、(2.8)式、(2.10)式はそれぞれ

$$\nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.14)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.15)$$

となり、(2.13)式に代入すると

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.16)$$

となる。磁界 \mathbf{H} についても同様に

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (2.17)$$

が成り立つ。(2.16)式、(2.17)式は波動方程式と呼ばれる。

2.2 偏波

2.2.1 偏波とストークスパラメータ

z 方向に伝搬する電磁波について、 x 軸、 y 軸方向の電界成分はそれぞれ波動方程式の解として

$$E_x(z, t) = E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \quad (2.18)$$

$$E_y(z, t) = E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \quad (2.19)$$

の形に表すことができる。ここで、 ω は角周波数、 k は波数の大きさ、 E_{0x}, E_{0y} は各電界成分の最大振幅、 δ_x, δ_y は任意の位相である。(2.18)式、(2.19)式から $\omega t - kz$ を消去すると、

$$\frac{E_x(z, t)^2}{E_{0x}^2} + \frac{E_y(z, t)^2}{E_{0y}^2} - \frac{2E_x(z, t)E_y(z, t)}{E_{0x}E_{0y}} \cos \delta = \sin^2 \delta \quad (2.20)$$

という偏光を表す楕円の式が得られる。

(2.20)式に示すように、一般に偏光は楕円の形をとるが、振幅と位相次第では縮退した偏波状態と呼ばれる特徴的な偏波状態が存在する。直線偏光 LHP/LVP、 $\pm 45^\circ$ の直線偏光 (L+45P) / (L-45P)、および右回り／左回り円偏光 RCP/LCP である。ただし、円偏光の向きは、光が観測者に向かって伝搬する際の回転方向を意味する。特に、LHP は TE モード (transverse electric mode)、LVP は TM モード (transverse magnetic mode) と呼ばれることも多い。

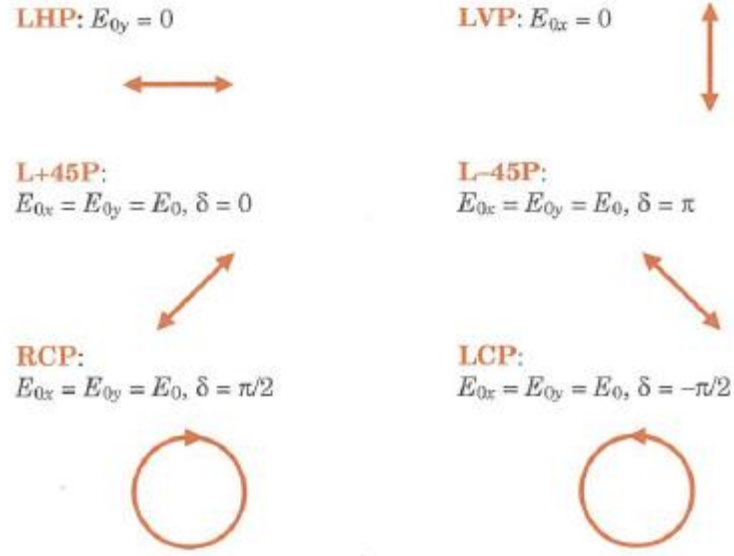


Fig. 2.1 Degenerate polarization states [32]

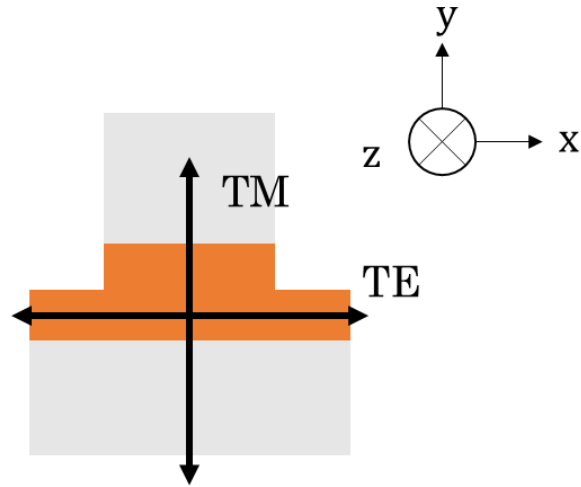


Fig. 2.2 TE and TM mode in waveguide

ここで、

$$S_0 = E_{0x}^2 + E_{0y}^2 \quad (2.21a)$$

$$S_1 = E_{0x}^2 - E_{0y}^2 \quad (2.21b)$$

$$S_2 = 2E_{0x}E_{0y}\cos\delta \quad (2.21c)$$

$$S_3 = 2E_{0x}E_{0y}\sin\delta \quad (2.21d)$$

と定義する。ただし、 $\delta = \delta_y - \delta_x$ である。この 4 つの値 S_0, S_1, S_2, S_3 をストークスパラメータと呼ぶ。

ストークスパラメータは

$$S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \leq S_0^2 \quad (2.22)$$

の関係を満たし、完全偏光のとき等号が成立する。ここで、偏光度 (DOP : Degree of Polarization) を

$$\text{DOP} = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0} \quad (2.23)$$

と定義すると、DOP は $0 \leq \text{DOP} \leq 1$ の範囲の値をとる。DOP = 1 のとき完全偏光、 $0 < \text{DOP} < 1$ のとき部分偏光、DOP = 0 のとき無偏光である。

完全偏光について $S_0 = 1$ と正規化すると、3 つのストークスパラメータ (S_1, S_2, S_3) は $S_1 S_2 S_3$ 空間上の半径 1 の球面上の点として表すことができる。この球はポアンカレ球 (Poincaré sphere) と呼ばれ、偏波状態を視覚的に表現するために利用されている。

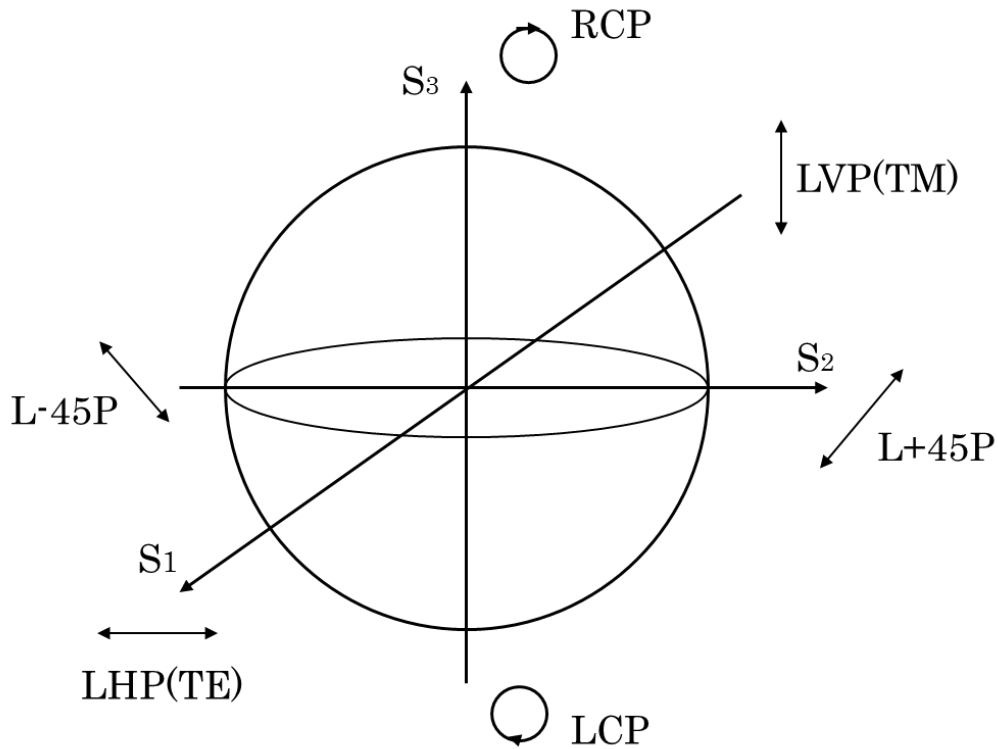


Fig. 2.3 Poincaré sphere

2.2.2 ミューラー行列を用いた偏光材料の表現

ストークスパラメータをベクトルで書いた

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

をストークスベクトルと呼ぶ。

ある偏光材料にストークスベクトル \mathbf{S} の光が入射し、ストークスベクトル \mathbf{S}' の光が出射される場合を考える。このとき、 4×4 の行列 \mathbf{M} を用いて

$$\mathbf{S}' = \mathbf{M} \mathbf{S} \quad (2.25)$$

の関係が成り立つとする。行列 \mathbf{M} は偏光材料の性質を表し、ミューラー行列と呼ばれる。

速軸成分に $+\frac{\phi}{2}$ 、遅軸成分に $-\frac{\phi}{2}$ の位相シフトを持つ波長板のミューラー行列は

$$M_{WP}(\phi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & 0 & \sin\phi & \cos\phi \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

と表される。特に、1/4 波長板 ($\phi = \frac{\pi}{2}$) と 1/2 波長板 ($\phi = \pi$) のミューラー行列はそれぞれ

$$M_{QWP} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

$$M_{HWP} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

である。

また、波長板を θ 回転させたときのミューラー行列は

$$\begin{aligned} & M_{WP}(\theta, \phi) \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos^2 2\theta + \cos\phi \sin^2 2\theta & (1 - \cos\phi) \sin 2\theta \cos 2\theta & \sin\phi \sin 2\theta \\ 0 & (1 - \cos\phi) \sin 2\theta \cos 2\theta & \sin^2 2\theta + \cos\phi \cos^2 2\theta & -\sin\phi \cos 2\theta \\ 0 & -\sin\phi \sin 2\theta & \sin\phi \cos 2\theta & \cos\phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.29)$$

と表される。特に、1/4 波長板 ($\phi = \frac{\pi}{2}$) と 1/2 波長板 ($\phi = \pi$) を θ 回転させたときのミューラー行列はそれぞれ

$$M_{QWP}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos^2 2\theta & \sin 2\theta \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ 0 & \sin 2\theta \cos 2\theta & \sin^2 2\theta & -\cos 2\theta \\ 0 & -\sin 2\theta & \cos 2\theta & 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

$$M_{HWP}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 4\theta & \sin 4\theta & 0 \\ 0 & \sin 4\theta & -\cos 4\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

である。

2.3 多層スラブ導波路

Fig. 2.4 に示す多層スラブ導波路において、 z 方向に光が伝搬する場合を考える。媒質が x 方向に一様であるとする、TE モードについて

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + (k^2 - \beta^2)E_x = 0 \quad (2.32a)$$

$$H_y = \frac{\beta}{\omega\mu_0} E_x \quad (2.32b)$$

$$H_z = -\frac{j}{\omega\mu_0} \cdot \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.32c)$$

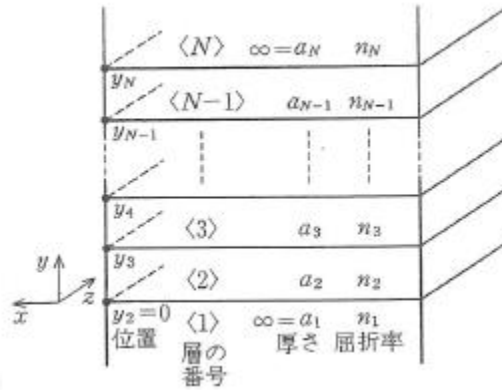


Fig. 2.4 Multi-layer slab waveguide [33]

TM モードについて

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} + (k^2 - \beta^2)H_x = 0 \quad (2.33a)$$

$$E_y = -\frac{\beta}{\omega\epsilon_0 n^2} H_x \quad (2.33b)$$

$$E_z = \frac{j}{\omega\epsilon_0 n^2} \cdot \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.33c)$$

という関係式が成り立つ。

Fig. 2.4 に示すように、導波路の全層数を N 、第 i 層目の屈折率、厚さをそれぞれ n_i, a_i とおく。また、 $i-1$ 層目と i 層目の境界面の位置を y_i とし、 $y_2 = 0$ と定める。このとき、 i 層目における電界分布 E_{xi} および磁界分布 H_{xi} は

$$\begin{Bmatrix} E_{xi} \\ H_{yi} \end{Bmatrix} = A_i \exp[-jk_{yi}(y - y_i)] + B_i \exp[jk_{yi}(y - y_i)] \quad (2.34)$$

の形に表される。ただし、

$$k_{yi} = \begin{cases} \sqrt{k_i^2 - \beta^2} & (\beta < k_i) \\ j\sqrt{\beta^2 - k_i^2} & (\beta > k_i) \end{cases} \quad (2.35a)$$

$$k_i = k_0 n_i \quad (2.35b)$$

である。1 層目と N 層目では、 $y = \pm\infty$ で電界、磁界が収束する条件から $\beta > k_1, k_N$ を満たすので、

$$B_1 = A_N = 0 \quad (2.36)$$

となる。

ここで、 $i-1$ 層目と i 層目の境界面 $y = y_i$ における電磁界の境界条件から、

$$E_{xi} = E_{xi-1}, \quad H_{zi} = H_{zi-1} \quad (\text{TE}) \quad (2.37a)$$

$$H_{xi} = H_{xi-1}, \quad E_{zi} = E_{zi-1} \quad (\text{TM}) \quad (2.37b)$$

が成り立ち、 $y = y_2, y_3, \dots, y_{N-1}$ における境界条件から、 A_i, B_i について

$$\begin{bmatrix} A_i \\ B_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{i1} & C_{i2} \\ C_{i3} & C_{i4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{i-1} \\ B_{i-1} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

が得られる。ただし、

$$C_{i1} = \frac{k_{yi} + k_{yi-1}m_i^2}{2k_{yi}} \exp(-jk_{yi-1}a_{i-1}) \quad (2.39a)$$

$$C_{i2} = \frac{k_{yi} - k_{yi-1}m_i^2}{2k_{yi}} \exp(jk_{yi-1}a_{i-1}) \quad (2.39b)$$

$$C_{i3} = \frac{k_{yi} - k_{yi-1}m_i^2}{2k_{yi}} \exp(-jk_{yi-1}a_{i-1}) \quad (2.39c)$$

$$C_{i4} = \frac{k_{yi} + k_{yi-1}m_i^2}{2k_{yi}} \exp(jk_{yi-1}a_{i-1}) \quad (2.39d)$$

$$m_i = \begin{cases} 1 & (TE) \\ \frac{n_i}{n_{i-1}} & (TM) \end{cases} \quad (2.39e)$$

である。また、 $y = y_N$ における境界条件から

$$\begin{bmatrix} B_N \\ B_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N1} & C_{N2} \\ C_{N3} & C_{N4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{N-1} \\ B_{N-1} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} B_{N1} \\ B_{N2} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

が得られる。ただし、

$$C_{N1} = \exp(-jk_{yN-1}a_{N-1}) \quad (2.41a)$$

$$C_{N2} = \exp(jk_{yN-1}a_{N-1}) \quad (2.41b)$$

$$C_{N3} = -\frac{k_{yN-1}m_N^2}{k_{yN}} \exp(-jk_{yN-1}a_{N-1}) \quad (2.41c)$$

$$C_{N4} = \frac{k_{yN-1}m_N^2}{k_{yN}} \exp(jk_{yN-1}a_{N-1}) \quad (2.41d)$$

$$m_N = \begin{cases} 1 & (TE) \\ \frac{n_N}{n_{N-1}} & (TM) \end{cases} \quad (2.41e)$$

である。

式(2.36),(2.38)を用いると、式(2.40)の B_{N1}, B_{N2} は A_1 のみで表すことができるので、この関係式を

$$\begin{bmatrix} B_{N1} \\ B_{N2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(\beta) \\ C_2(\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_1 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

と表すことにする。

$B_{N1} = B_{N2}$ なので、式(2.34)が成り立つためには

$$C_1(\beta) - C_2(\beta) = 0 \quad (2.43)$$

を満たす必要があり、この式から β を求めることができる。

2.4 ハーフリッジ型偏波変換器

本節では、当研究室で提案しているハーフリッジ型偏波変換器の原理について述べる。ハーフリッジ型とは、片側がリッジ型、片側がハイメサ型の構造を持つ導波路のことであり、Fig. 2.5 に示す形の断面構造を持つ。ハーフリッジ型偏波変換器では非対称な構造により固有モードが傾き、各固有モードの有効屈折率が異なるので偏波状態が変化する。固有モードを 45° 傾けると、 45° 傾いた波長版として機能し、半ビート長で TE モードを TM モードに変換することができる。

偏波変換器では、導波路幅 W と残留コア厚 d によって固有モードの傾きが決まるため、この2つのパラメータが設計上重要である。このモードの傾きを定量的に表すパラメータとして、 R (Rotation Parameter)を

$$R = \frac{\iint |H_x|^2 dx dy}{\iint |H_y|^2 dx dy} \quad (2.44)$$

と定義する。このとき、 R と固有モードの傾き θ の間には、

$$\begin{aligned} R &\approx \frac{|H_x|^2}{|H_y|^2} = \cot^2 \theta \\ \Leftrightarrow \theta &\approx \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{R}} \end{aligned} \quad (2.45)$$

の関係がある。

(2.29)式より、偏波変換器に TE 光を入力したときの出力偏波状態は

$$M_{WP}(\theta, \phi) \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos^2 2\theta + \cos \phi \sin^2 2\theta \\ (1 - \cos \theta) \sin 2\theta \cos 2\theta \\ -\sin \phi \cos 2\theta \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

となり、出力偏波の S_1 成分は

$$S_1 = \cos^2 2\theta + \cos \phi \sin^2 2\theta \quad (2.47)$$

である。ここで、半ビート長を

$$L_\pi = \frac{\lambda}{2(n_2 - n_1)} \quad (2.48)$$

とおくと、長さ L_{pc} の偏波変換器において

$$\phi = \pi \frac{L_{pc}}{L_\pi} \quad (2.49)$$

が成り立つ。(2.47)式より、出力偏波の S_1 成分は $\phi = \pi$ すなわち $L_{pc} = L_\pi$ のとき最小となり、このとき偏波変換効率が最大となる。その最大変換効率 C_{max} は

$$C_{max} = \sin^2 2\theta \approx \sin^2 \left(2 \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{R}} \right) \approx \frac{4R}{(1+R)^2} \quad (2.50)$$

となる。また、(2.47)式より、長さ L_{pc} の偏波変換器における変換効率 C は

$$C = C_{max} \cdot \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos \left(\pi \frac{L_{pc}}{L_\pi} \right) \right\} \quad (2.51)$$

となる。

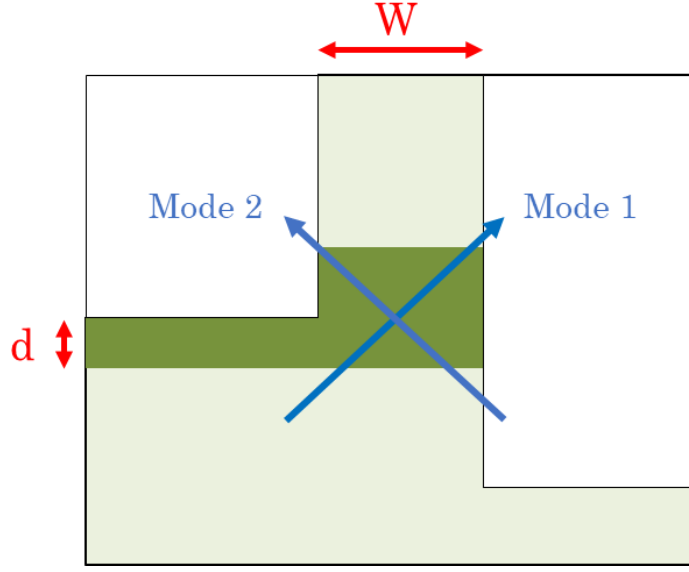


Fig. 2.5 Cross section of half-ridge Polarization Converter

2.5 MMI カプラ

本節では、MMI カプラ (Multi-Mode Interference Coupler) の原理について述べる。MMI カプラは複数本の細い導波路に 1 本の太い導波路を接続した形の素子である。太い導波路内では多数のモードが干渉し合い、ある特定の位置で結像するという特性がある。MMI カプラの長さを結合距離にすることで、導波路を伝搬する光を分離あるいは結合させることができる。

導波路リッジ部分の等価屈折率を n_r 、クラッド部分の等価屈折率を n_c とおく。導波路の幅は W_M であり、横方向に m 個のモード ($v = 0, 1, \dots, m-1$) が存在できるとする。

x 方向の波数を k_{xv} 、 z 方向の伝搬定数を β_v とすると、

$$k_{xv}^2 + \beta_v^2 = k_0^2 n_r^2 \quad (2.52)$$

が成り立つ。ここで、

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}, k_{xv} = \frac{(v+1)\pi}{W_{ev}} \quad (2.53)$$

である。 W_{ev} は導波路からの光の染み出しやグース・ヘンシェンシフトを考慮した等価的な導波路幅であり、光が強く閉じ込められている場合には、

$$W_{ev} \approx W_{e0} = W_M + \left(\frac{\lambda_0}{\pi}\right) \left(\frac{n_c}{n_r}\right)^{2\sigma} (n_r^2 - n_c^2)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.54)$$

と近似できる。ただし、TE モードの場合 $\sigma = 0$ 、TM モードの場合 $\sigma = 1$ である。

$k_{xv}^2 \ll k_0^2 n_r^2$ の条件の下で二項展開すると、伝搬定数 β_v は

$$\beta_v \approx k_0 n_r - \frac{(\nu + 1)^2 \pi \lambda_0}{4 n_r W_{ev}^2} \quad (2.55)$$

と表せる。

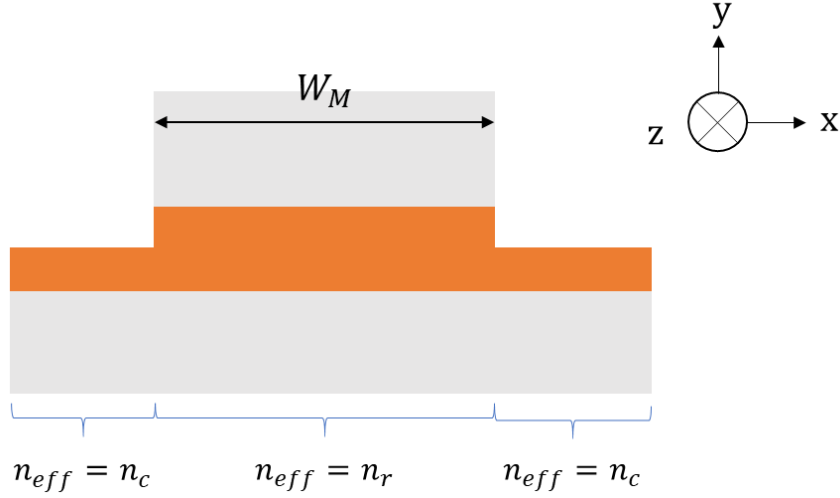


Fig. 2.6 Cross section of MMI coupler

ここで、

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} \approx \frac{4 n_r W_{ev}^2}{3 \lambda_0} \quad (2.56)$$

と定義する。また、入力電界が $\Psi(x, 0)$ 、各モードの電界が $\psi_\nu(x)$ のとき、重なり積分を用いた係数 c_ν を

$$c_\nu = \frac{\int \Psi(x, 0) \psi_\nu(x) dx}{\sqrt{\int \psi_\nu^2(x) dx}} \quad (2.57)$$

と定義する。このとき、MMI 長 L における電界分布は

$$\Psi(x, L) = \sum_{\nu=0}^{m-1} c_\nu \psi_\nu(x) \exp \left[j \frac{\nu(\nu + 2)\pi}{3L_\pi} L \right] \quad (2.58)$$

となる。特に、MMI 長

$$L = \frac{p}{2} (3L_\pi) \quad p = 1, 3, 5, \dots \quad (2.59)$$

における電界分布は

$$\Psi\left(x, \frac{p}{2}3L_\pi\right) = \frac{1 + (-j)^p}{2}\Psi(x, 0) + \frac{1 - (-j)^p}{2}\Psi(-x, 0) \quad (2.60)$$

となることが分かる。したがって、 $L = \frac{1}{2}(3L_\pi), \frac{3}{2}(3L_\pi), \frac{5}{2}(3L_\pi), \dots$ において、強度が $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 、基底モードに対して $\pm\frac{\pi}{4}$ の位相差を持つ 2 つの像が結像されることが分かる。この結果を用いることにより、 2×2 MMI カプラの寸法を決定することができる。

一般に、 $1 \times N$ MMI カプラは

$$L = \frac{3L_\pi}{4N} \quad (2.61)$$

$N \times N$ MMI カプラは

$$L = \frac{3L_\pi}{N} \quad (2.62)$$

の長さで結像する。ただし、この結合距離は TE モードと TM モードでわずかに異なるため、MMI 終端位置のパワー分布に TE/TM モードで差が生じることに注意が必要である。MMI カプラの結像位置・条件をまとめたものを Table. 2.1 に示す[35,36]。

Table. 2.1 Image distance in MMI coupler

the number of ports (input \times output)	$N \times N$	$2 \times N$	$1 \times N$
shortest image distance	$\frac{3L_\pi}{N}$	$\frac{L_\pi}{N}$	$\frac{3L_\pi}{4N}$
Requirements	none	$c_v = 0$ for $v = 2, 5, 8, \dots$	$c_v = 0$ for $v = 1, 3, 5, \dots$
Input locations	any	$x = \pm \frac{W_{ev}}{6}$	$x = 0$

2.6 偏波ビームコンバイナ

本研究で提案する偏波ビームコンバイナの模式図を Fig. 2.7 に示す。2 つの 2×2 MMI カプラが 2 本の導波路アームで接続された非対称マッハツェンダー干渉計の形をしている。

2×2 MMI カプラでは、逆側のポートに進む光は同じ側のポートに進む光に比べて $\frac{\pi}{2}$ の相対位相が生じる。したがって、2 本のアーム間において生じる位相差が TE 光で $2m\pi$ 、TM

光で $(2n+1)\pi$ となる時、すなわち TE/TM 各モードにおける 2 本のアーム間の有効屈折率差 $\Delta n_{TE}, \Delta n_{TM}$ が

$$\frac{\Delta n_{TE} L}{\lambda} = m \quad (2.63)$$

$$\frac{\Delta n_{TM} L}{\lambda} = n + \frac{1}{2} \quad (2.64)$$

(m, n は整数、 λ は波長) を同時に満たすとき、Fig. 2.7 に示すように TE 光と TM 光が同じ出力ポートで強め合い、偏波を多重化することができる。

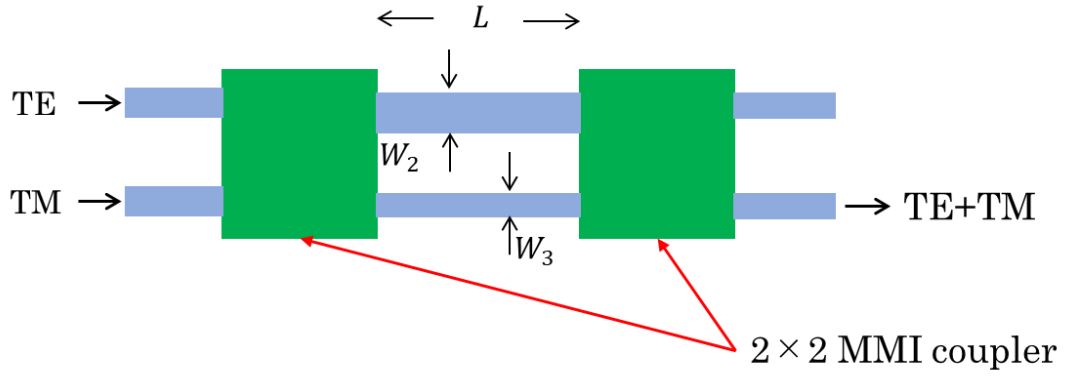


Fig. 2.7 Schematic layout of Polarization Beam Combiner

また、逆に

$$\frac{\Delta n_{TE} L}{\lambda} = m + \frac{1}{2} \quad (2.65)$$

$$\frac{\Delta n_{TM} L}{\lambda} = n \quad (2.66)$$

を同時に満たすとき、Fig. 2.7 とは逆側の出力ポートで TE 光と TM 光が強め合い、偏波を多重化することができる。

第3章 素子の設計

本研究で提案する偏波多重回路の構成を Fig.3.1 に示す。ハーフリッジ型偏波変換器、およびリッジ型とハイメサ型を併用した偏波ビームコンバイナをコンパクトに集積している。リッジ型、ハイメサ型、ハーフリッジ型という似た断面構造を持つ導波路の組み合わせで実現できるため、素子が比較的容易に作製できると考えられる。

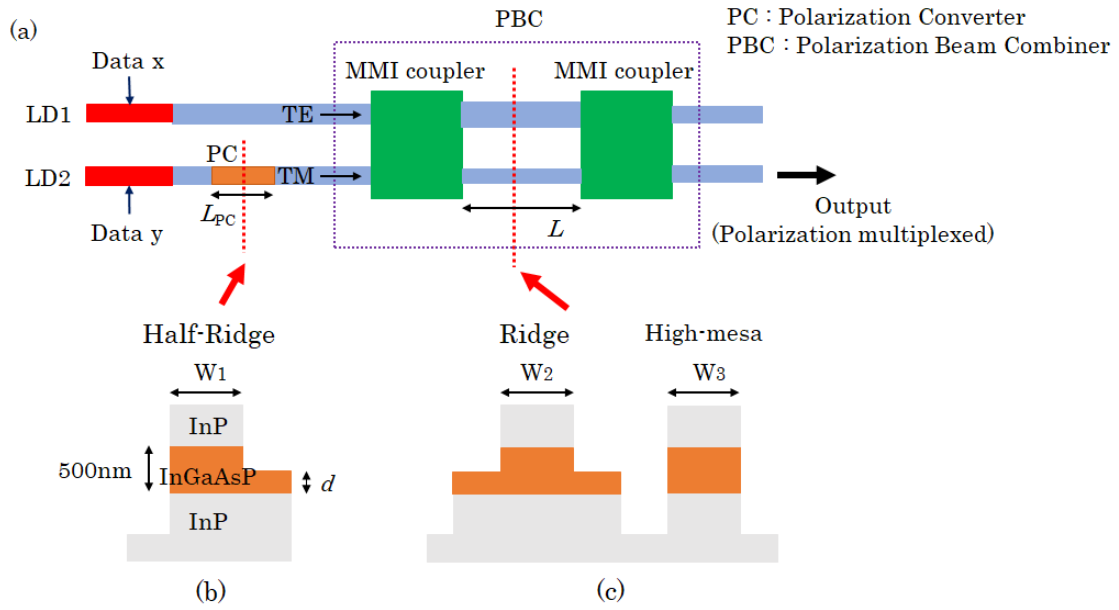


Fig. 3.1 (a) Schematic layout of polarization-multiplexing circuit, cross section of (b) PC and (c) PBC

3.1 素子に用いる基板の層構造の決定

1.3 μm 帯偏波多重回路の設計の準備として、用いる基板の層構造を決定した。導波路で光を吸収させず伝搬させるためには、コア層に用いる InGaAsP のバンドギャップが光のエネルギーより大きくなければならない。また、InGaAsP は InP と格子整合する必要がある。本研究では、1.3 μm 帯の光を導波する組成として Q1.15 InGaAsP を用いることとし、(Q1.15 はバンドギャップが 1.15 μm の光に相当し、InP と格子整合していることを表す。) Fig. 3.2 に示す層構造を採用した。

$\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ における、 y の値とバンドギャップとの関係を Fig. 3.3 に示す。さらに、 $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ が InP と格子整合するための条件として、

$$y = \frac{2.2020x}{1 + 0.0659x} \quad (3.1)$$

の関係を満たす必要がある[37]。以上の条件から、Q1.15 InGaAsP の組成は

$$x = 0.18, y = 0.4 \quad (3.2)$$

すなわち $\text{In}_{0.82}\text{Ga}_{0.18}\text{As}_{0.4}\text{P}_{0.6}$ と決定した。

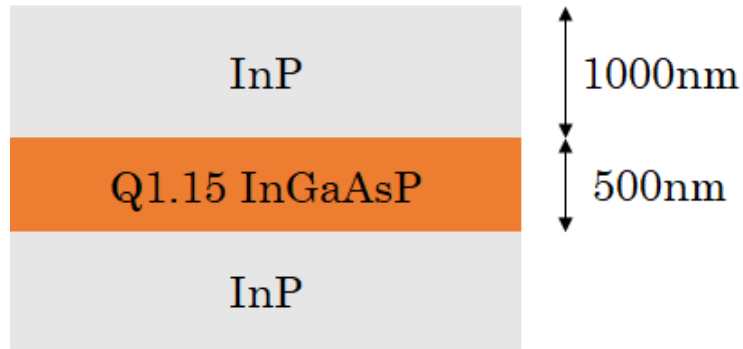


Fig. 3.2 Layer structure of substrate

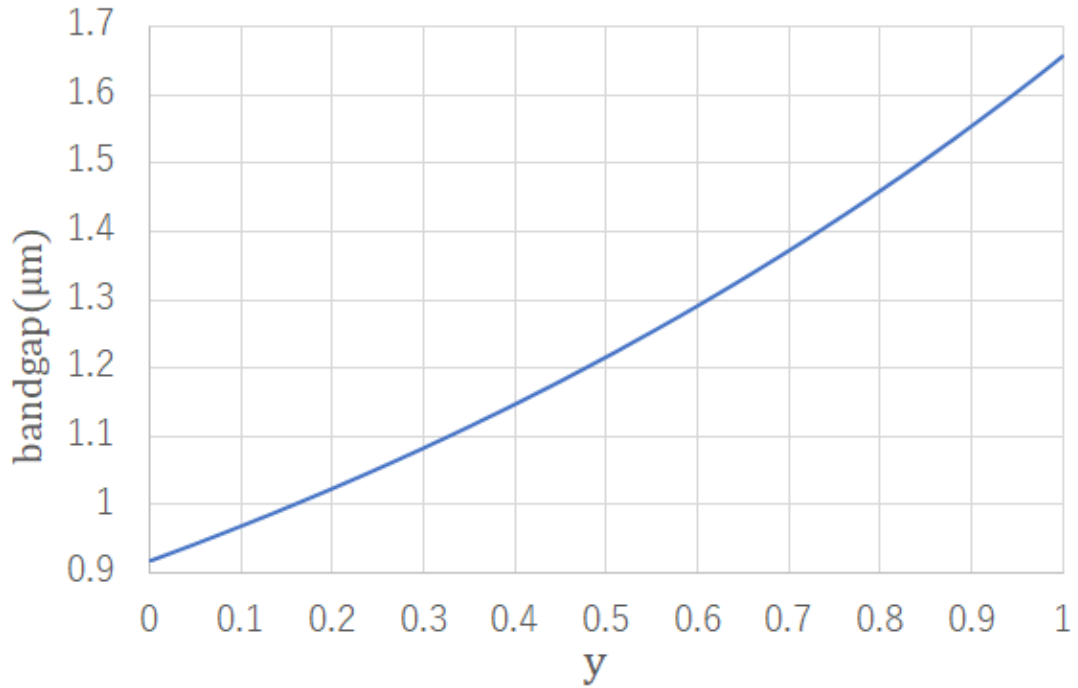


Fig. 3.3 Relations between bandgap and y

3.2 偏波変換部の設計

2.4 節で述べた原理をもとに、偏波変換器の設計を行った。Fig. 3.4 に示すハーブリッジ型導波路に対して、 R を有限要素法を用いて計算した結果を Fig. 3.5 に示す。また、 R を用いて計算した最大変換効率を Fig. 3.6 に示す。

偏波変換器を実現するためには $R = 1$ となるように導波路幅 W_1 、残留コア厚 d を定めるとよい。今回、幅広い W_1 に対して 1 に近い R が得られる $d = 340\text{nm}$ を採用することとした。 $W_1 = 0.95\mu\text{m}$ 、 $d = 340\text{nm}$ のとき $R = 1$ となり、半ビート長 $271\mu\text{m}$ の長さで偏波変換が可能である。このときのモードの様子は Fig. 3.7 のようになり、磁界 H を示す矢印が基板面に対して 45° 傾いていることが確認できる。

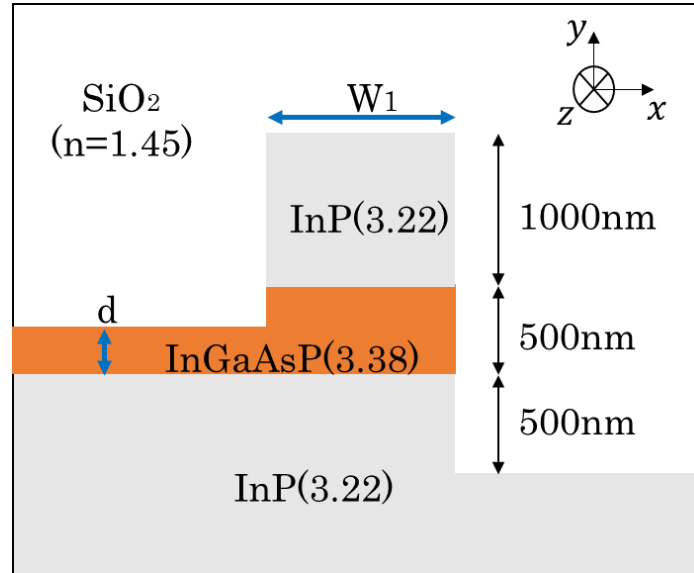


Fig. 3.4 Cross section of half-ridge waveguide

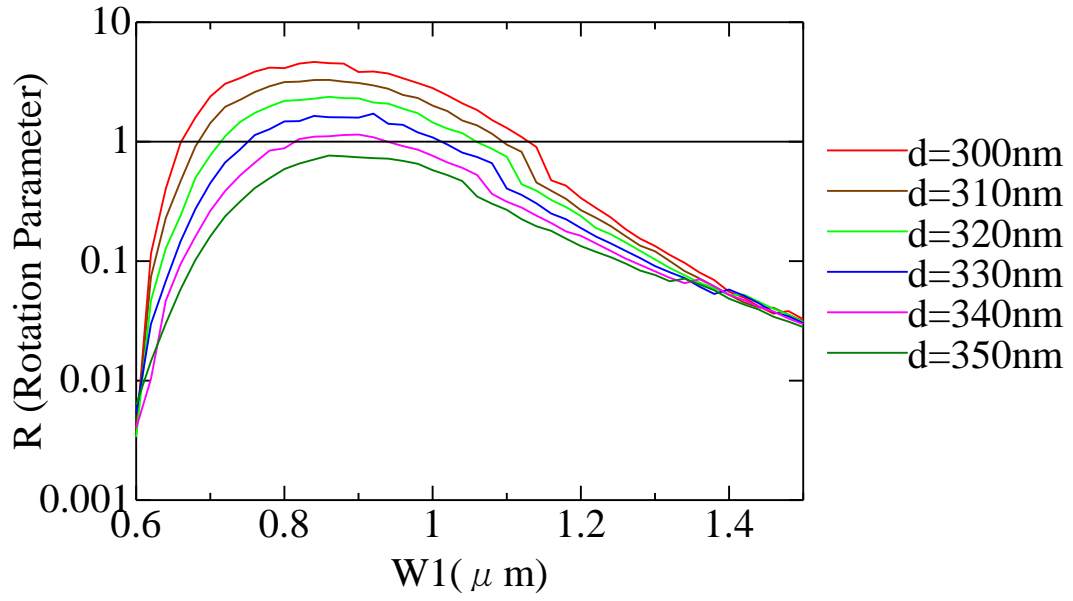


Fig. 3.5 R (Rotation Parameter) of half-ridge structure

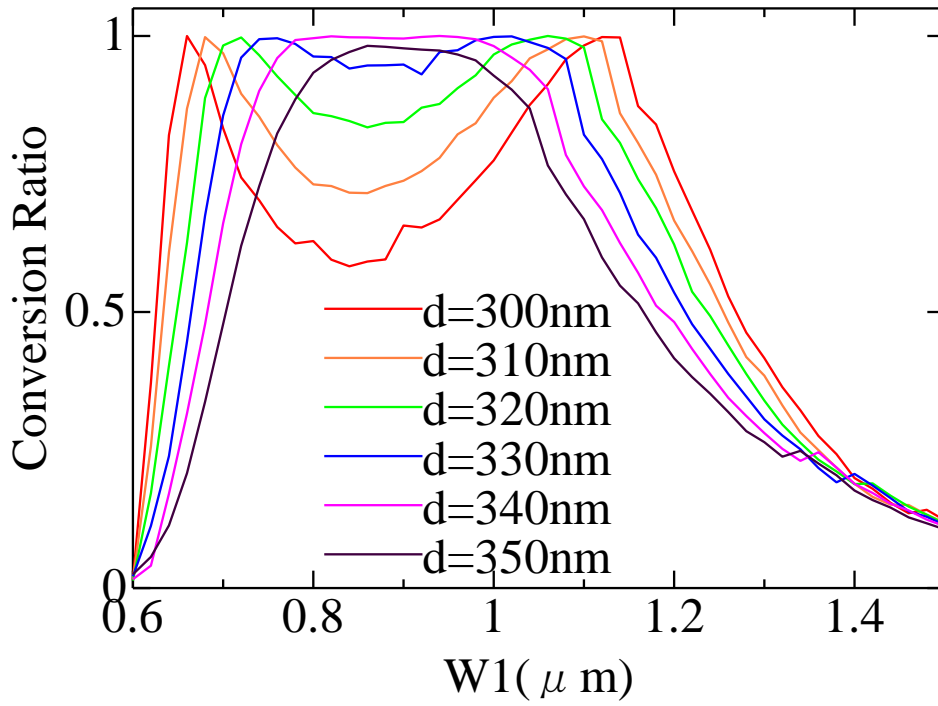


Fig. 3.6 Maximum conversion ratio of half-ridge waveguide

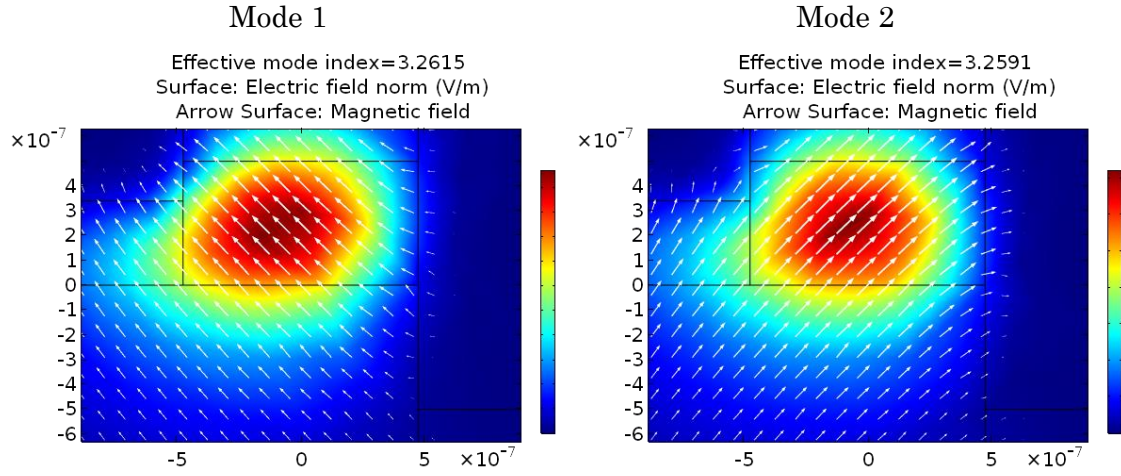


Fig. 3.7 Mode analysis of half-ridge structure

3.3 偏波ビームコンバイナ部の設計

3.3.1 アーム部の設計

2.6 節で述べた原理をもとに、偏波ビームコンバイナのアーム部の設計を行った。

Fig.3.8 に示す断面構造を持つリッジ型およびハイメサ型導波路に対し、導波路の有効屈折率 ($\lambda = 1.3\mu\text{m}$) を有限要素法を用いて計算した結果を Fig. 3.9 に示す。

計算した有効屈折率をもとに、リッジ導波路幅 W_2 、ハイメサ導波路幅 W_3 、アーム長 L の値を求める。例えば、ハイメサ導波路幅を $W_3 = 1.40\mu\text{m}$ とすると、TE,TM ともに有効屈折率が $n = 3.277$ となる。ここで、リッジ導波路幅を $W_2 = 1.09\mu\text{m}$ と選ぶことで $\Delta n_{\text{TE}} = 0$ とすることができる。このとき、 $\Delta n_{\text{TM}} = 3 \times 10^{-3}$ となり、アーム長 $L = 216.7\mu\text{m}$ で干渉条件が満たされ、偏波多重が可能となる。上記の設計における導波路におけるモード解析の結果を Fig. 3.10 に示す。

2 本のアームに同じ形の導波路を用いて設計を行った場合、 W_2, W_3, L の値を求める際に考えなければならないパラメータが多く、また式(2.63)、(2.64)において必ずしも $m = 0, n = 0$ または $m = 0, n = -1$ とすることができないため、複雑な計算が必要であった。しかし、2 種類の導波路を併用し、 $\Delta n_{\text{TE}} = 0$ または $\Delta n_{\text{TM}} = 0$ を満たすように導波路幅を選ぶという手法を用いることにより、設計に必要な計算が簡単になり、 $m = 0, n = 0$ または $m = 0, n = -1$ を満たす W_2, W_3, L の値を容易に見つけることができる。

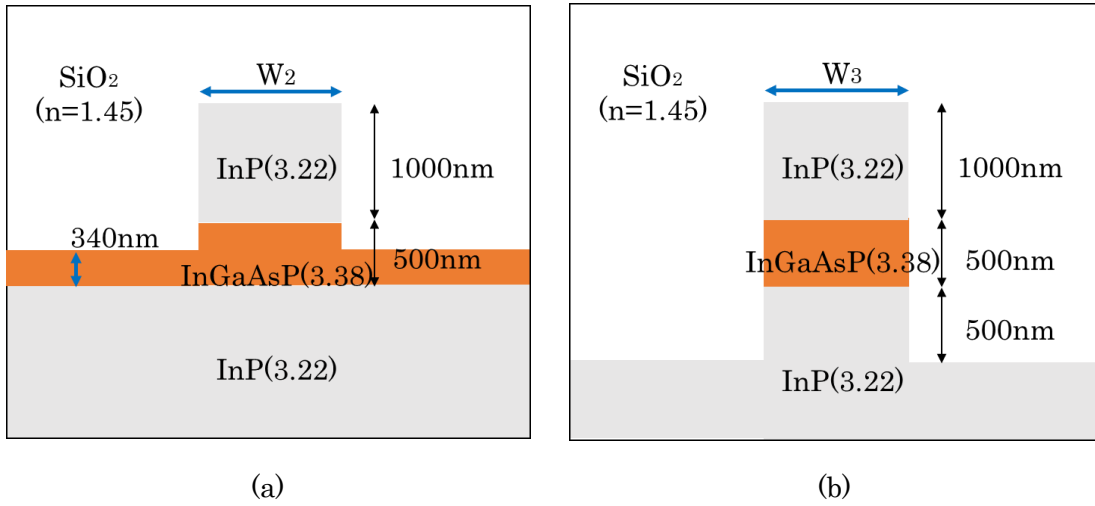


Fig. 3.8 Cross section of (a) ridge and (b) high-mesa waveguide

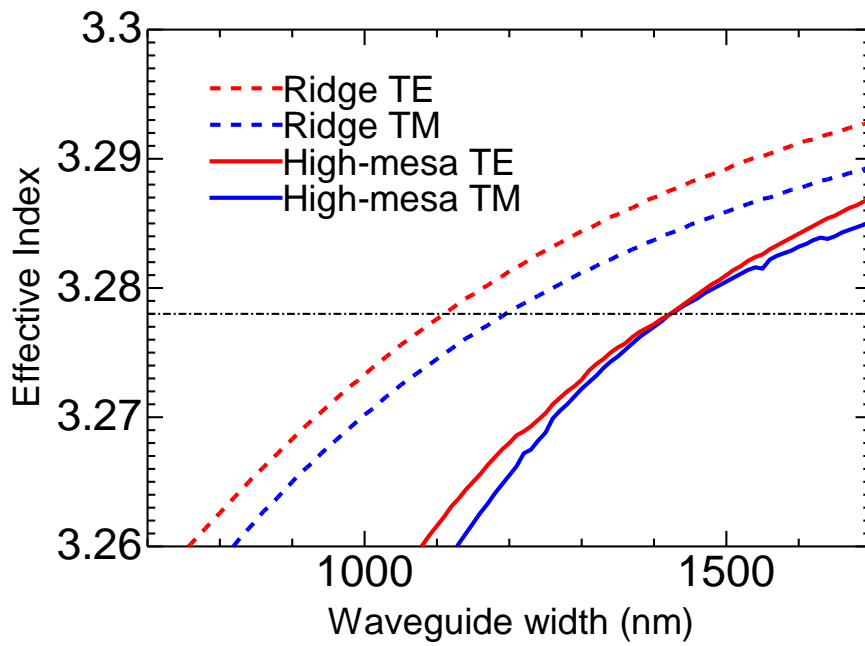


Fig. 3.9 Effective index of ridge and high-mesa waveguide

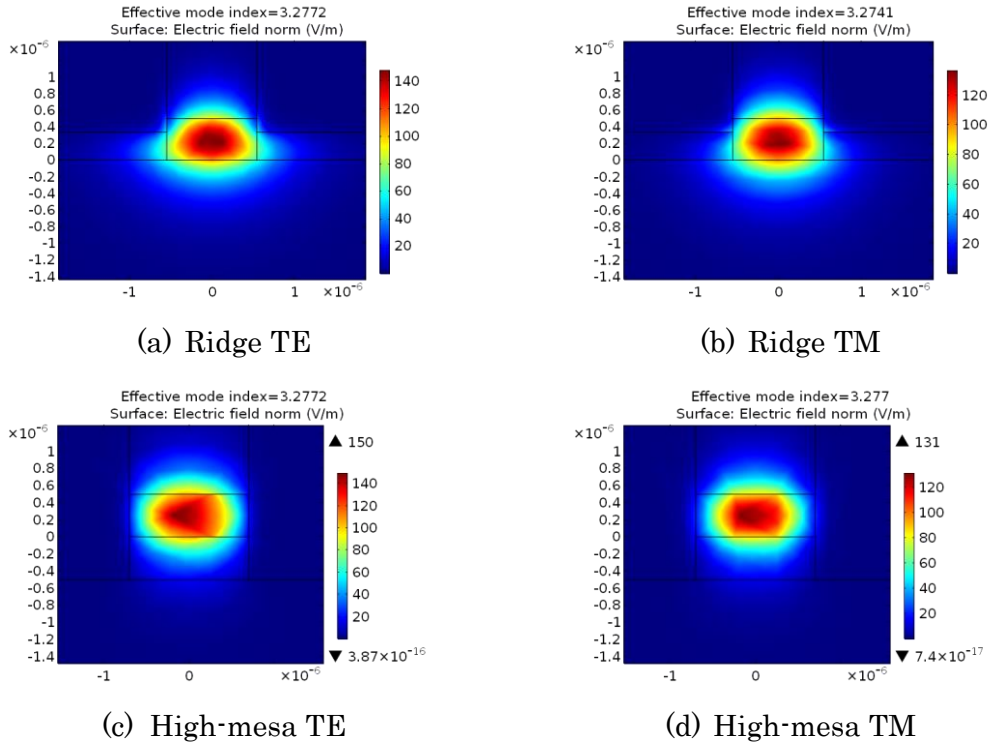


Fig. 3.10 Mode analysis of arm waveguide

3.3.2 MMI カプラ部の設計

2.5 節で述べた原理をもとに、偏波ビームコンバイナの MMI カプラ部の設計を行った。

MMI カプラ部は Fig. 3.8(a)に示すリッジ型導波路となっており、コア部分およびクラッド部分の等価屈折率は Table. 3.1 に示す通りである。MMI カプラは幅が狭いほど長さも短くなり小型化できるが、2 本のアームを伝搬する光が結合しない程度の幅を確保する必要がある。MMI 幅を $W_M = 12 \mu\text{m}$ としたとき、MMI 長さ $L_{MMI} = 267 \mu\text{m}$ で 2×2 MMI カプラが実現できる。設計した MMI カプラについて、2 次元ビーム伝搬法 (BPM: Beam Propagation Method) で確認した結果を Fig. 3.11 に示す。上記の設計から、偏波ビームコンバイナ部は $12 \mu\text{m} \times 805 \mu\text{m}$ の大きさとなった。

Table. 3.1 Equivalent refractive index of ridge waveguide

	Core	Clad
TE	3.3087	3.2384
TM	3.3047	3.2236

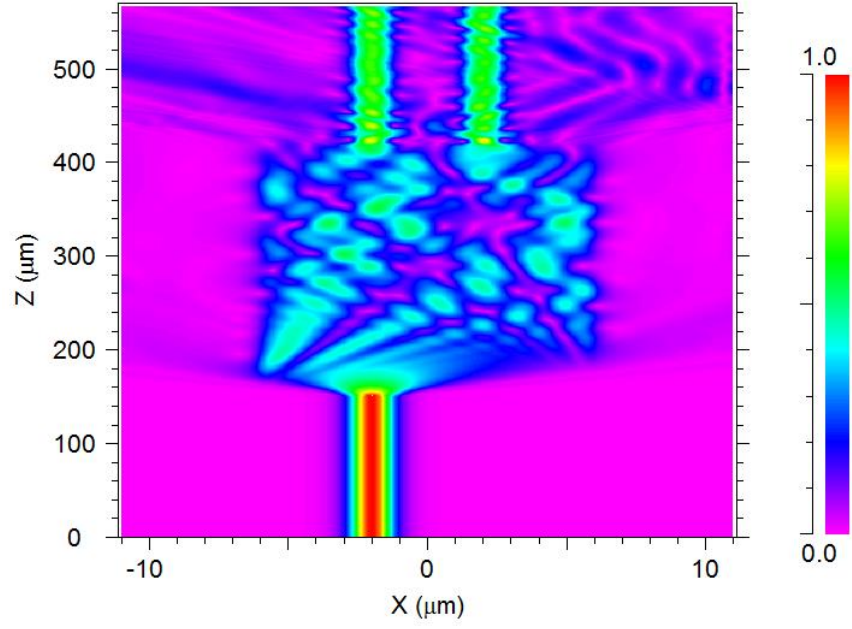


Fig. 3.11 BPM simulation result of MMI coupler (TE mode)

第 4 章 偏波変換部の試作

4.1 結晶成長による InP 基板の作製

偏波変換部を試作する準備として、Fig. 3.2 に示すように InP 基板上に Q1.15 InGaAsP 層および InP 層を結晶成長により作製した。作製した基板の PL 測定結果を Fig. 4.1、XRD 測定結果を Fig. 4.2 に示す。PL 測定結果から InGaAsP は 1144nm のバンドギャップを持つことが分かり、XRD 測定結果から 500ppm 程度 InP より小さい格子を持つ、ほぼ格子整合した InGaAsP を成長することができたことが分かる。

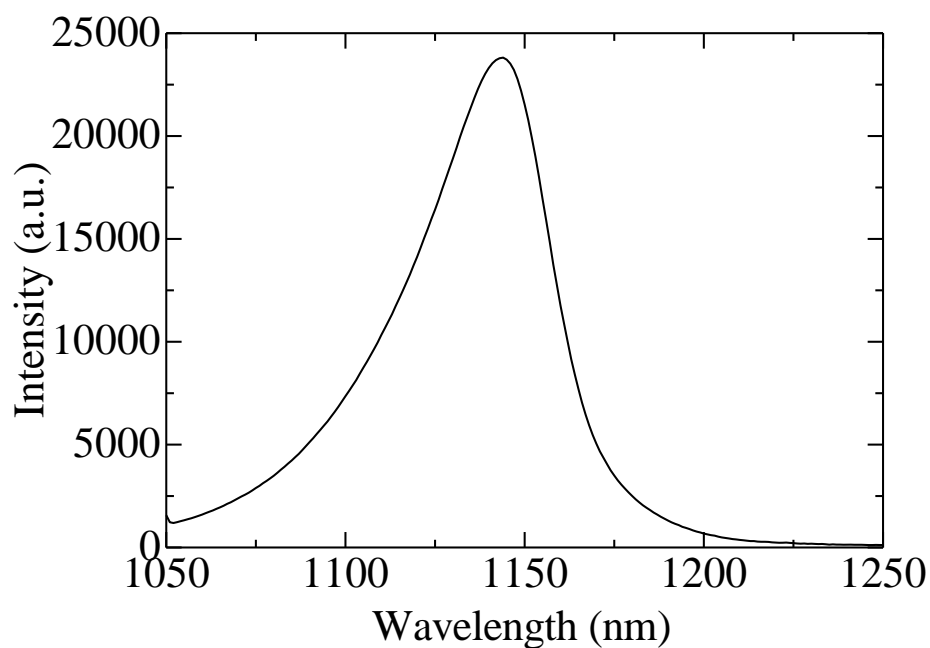


Fig. 4.1 PL measurement

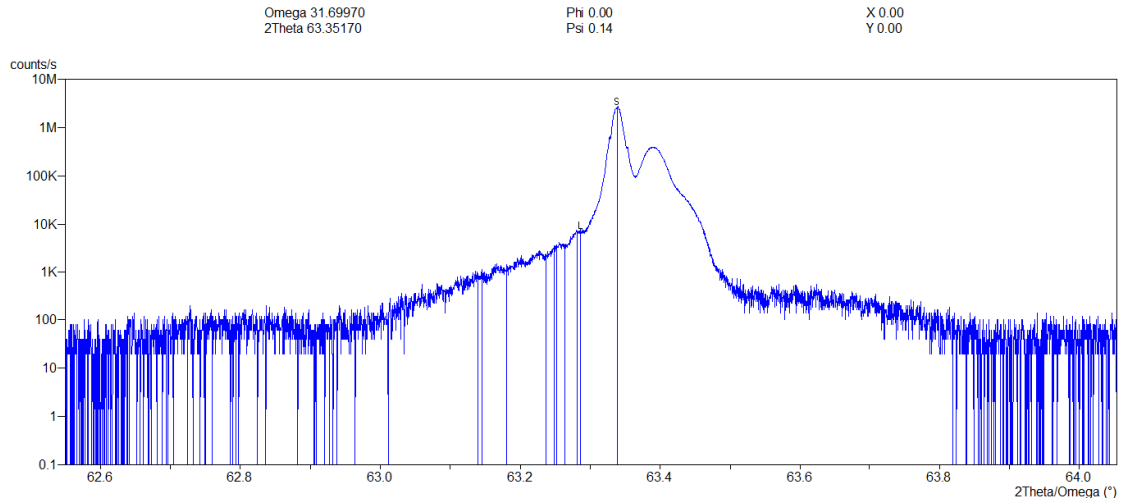


Fig. 4.2 XRD measurement

4.2 偏波変換部の試作プロセス

前節で作製した InP 基板を加工し、ハーフリッジ型偏波変換器を試作した。今回の試作では、ハーフリッジ導波路幅が 0.7,0.8,0.9,1.0,1.1,1.2 μm の 6 種類、ハーフリッジ導波路長さが 300,400,500,600,700,800,900,1000 μm の 8 種類の導波路を含むチップを作製した。測定用サンプルはハーフリッジ導波路の途中とリッジ導波路の途中の位置でそれぞれ劈開し、複数の長さを持つ偏波変換器が得られるようにした。

偏波変換器の試作のために行ったプロセスの流れを Fig. 4.3 に示す。

(1) PECVD

PECVD により SiO₂ を 300nm 蒸着した。この SiO₂ 層は InP/InGaAsP をエッチングする際のマスクとなる。

(2) EB Lithography

OAP を 4000rpm/60s でスピコートし、120℃で 2 分間ベークした。次に、EB レジスト ZEP520A を 4000rpm/60s でスピコートし、180℃で 3 分間ベークした。その後、電子線描画装置を用いて導波路パターンを描画し、ZED-N50 によって 2 分間現像した。

(3) Cr deposition

EB 蒸着により Cr を 30nm 蒸着した。この Cr 層は SiO₂ をエッチングする際のマスクとなる。

(4) Lift-off

50℃～60℃の ZDMAC を用いてリフトオフを行い、導波路パターン部分にのみ Cr が残るようにした。

(5) SiO₂ etching

CHF₃/Ar を用いて、SiO₂ のエッチングを行った。(3)で蒸着した Cr がマスクとなり、導波路部分のみ SiO₂ が残る。

(6) InP/InGaAsP etching

H₂/CH₄ を用いて、InP 層 1000nm および InGaAsP 層 160nm をエッチングした。InP/InGaAsP のエッチングは時間で制御するため、正確な厚さをエッチングするのは難しい。本プロセスの中で行われる O₂ クリーニングにより、導波路部分に残っていた Cr 層もエッチングされる。

(7) SiO₂ deposition

EB 蒸着により基板面に対して 30° の方向から SiO₂ を 350nm 蒸着した。

(8) Photolithography

OAP を 4000rpm/60s でスピコートし、120℃で 2 分間ベークした。次に、フォトレジスト AZ5214E を 3000rpm/60s でスピコートし、90℃で 1 分間ベークした。フォトマスクを通して 79mJ/cm² で 4 秒間露光を行った後、120℃で 2 分間ベークした。さらに、全面に 184 mJ/cm² で 9 秒間露光を行い、TMAH によって現像した。

(9) SiO₂ deposition

EB 蒸着により基板面に対して 60° の方向 ((7)とは逆向き) から SiO₂ を 250nm 蒸着した。

(10) Lift-off

アセトンを用いて 5 分程度リフトオフを行った。(7)で導波路の影となり SiO₂ が蒸着されていなかった部分のみ InGaAsP 層が露出する。

(11) InP/InGaAsP etching

H₂/CH₄ を用いて、InGaAsP 層の残りと InP 層 500nm をエッチングした。

(12) SiO₂ removal and SiO₂ deposition

BHF を用いて SiO₂ を一度取り除き、その後 EB 蒸着により SiO₂ を真上および±45° の方向から 50nm ずつ蒸着した。

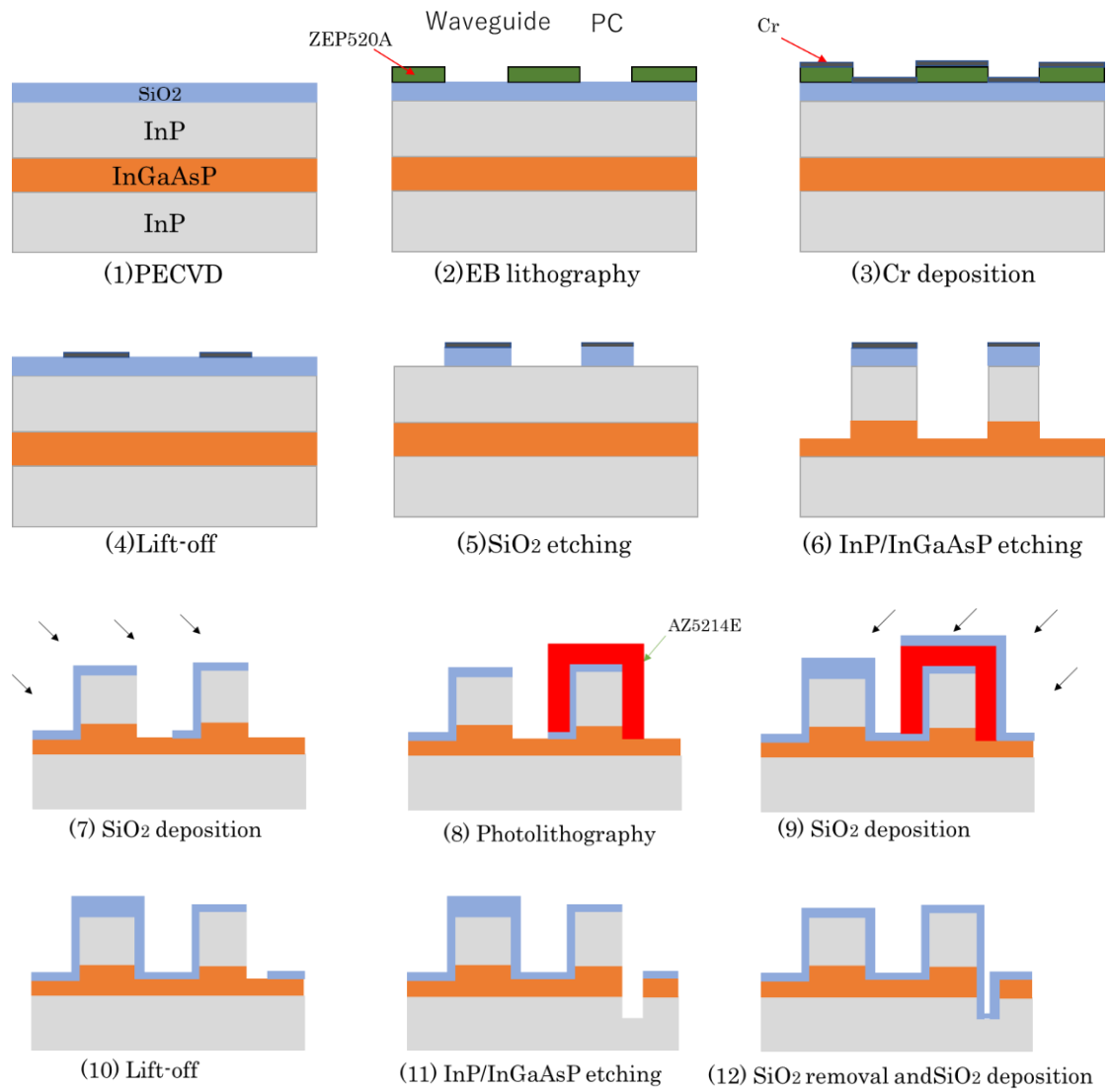


Fig. 4.3 Process flow of Polarization Converter

4.3 試作結果

完成した素子のリッジ型導波路とハーフリッジ型導波路の接続部分の SEM 画像を Fig. 4.4 に示す。また、素子の断面の SEM 画像を Fig. 4.5 に示す。残留コア厚の設計値 340nm に対し、試作した素子では 360nm であり、InGaAsP 層のエッチングが不足していたことが分かった。また、試作した素子では、電子線描画に用いたレイアウトに比べて 200nm 程度導波路幅が広がっていた。Fig. 4.6 に導波路幅の設計値と SEM で計測した実際の値を示す。

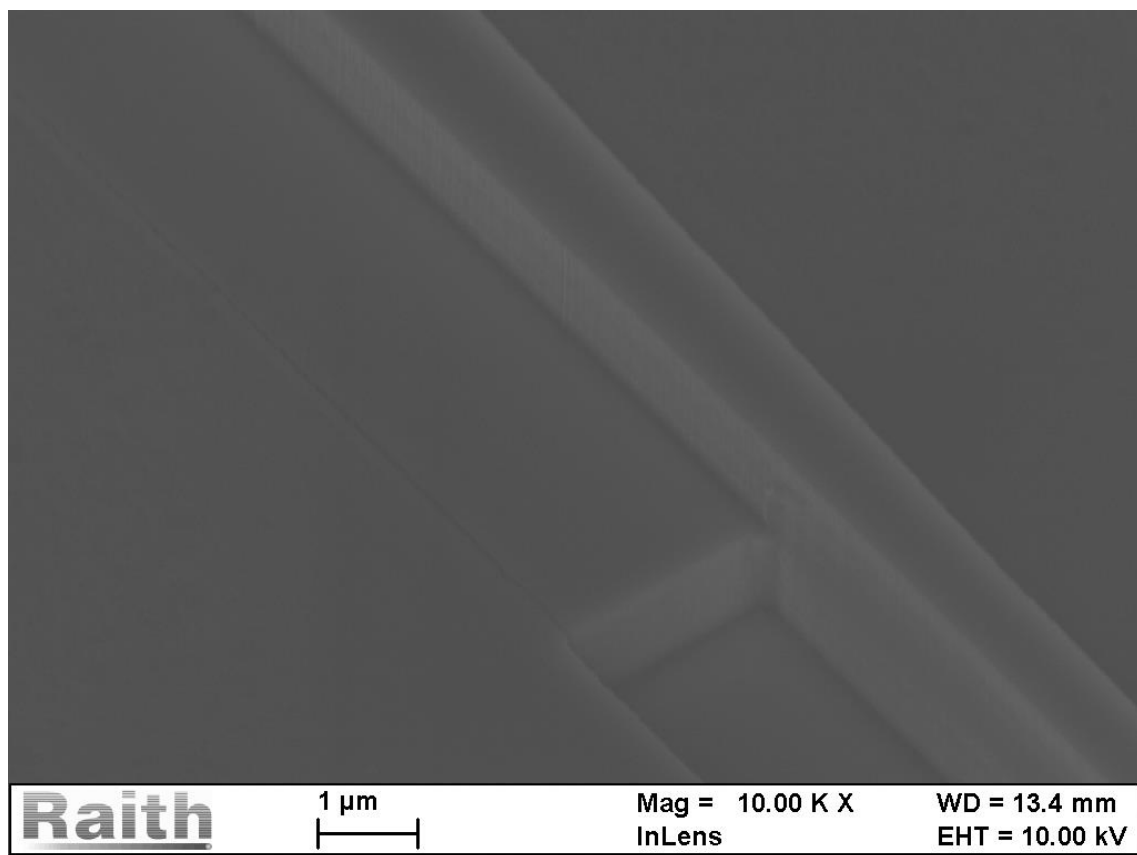
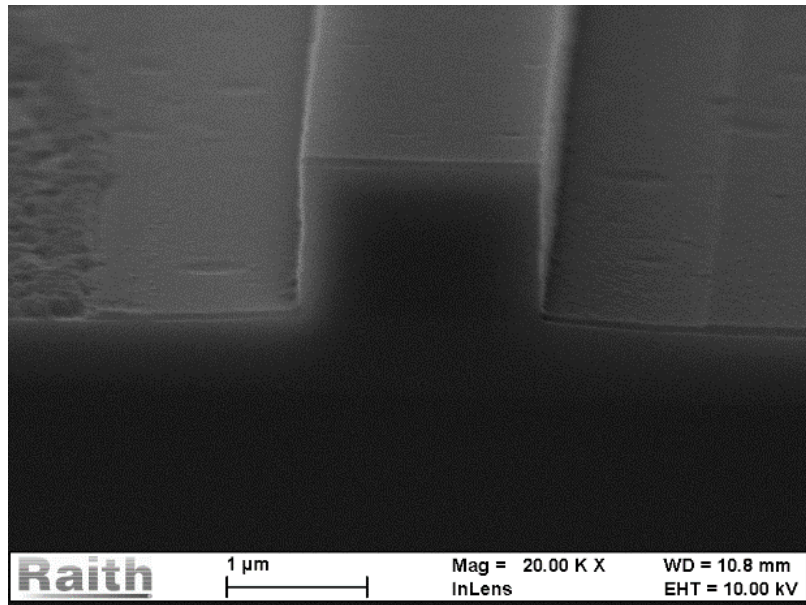
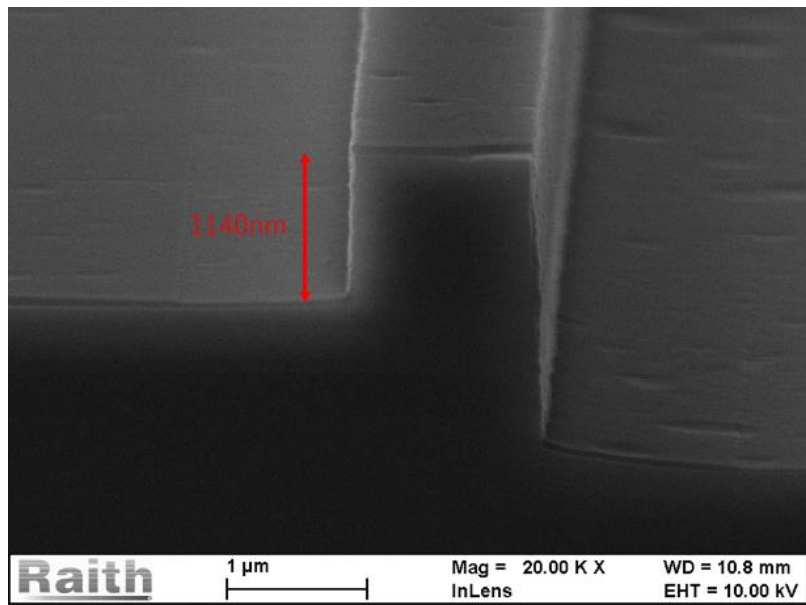


Fig. 4.4 SEM image of fabricated device



(a)



(b)

Fig. 4.5 Cross section of (a) ridge waveguide and (b) high-mesa waveguide

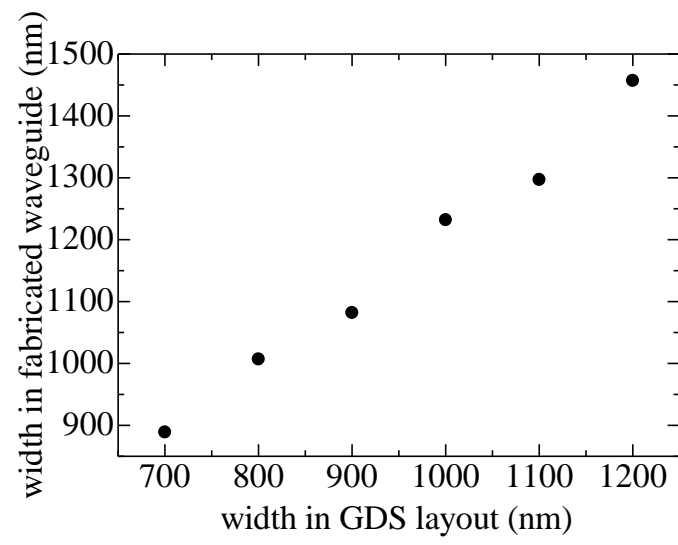


Fig. 4.6 Waveguide width of fabricated Polarization Converter

第5章 素子の評価

5.1 評価手法

偏波変換部の測定に用いた測定系の模式図を Fig. 5.1 に示す。光源には O バンドを含む波長可変レーザを使用し、波長 1310nm のレーザ光を出力した。

測定を行うための準備として、まず、1 つ目の偏波コントローラを用いて、偏光子を通った光の強度が最大になるようにした。次に、素子に TE 光が入射するように、1/2 波長板、1/4 波長板および 2 つ目の偏波コントローラを用いて調整した。今回、リッジ型導波路を光が伝搬する際、固有モードが入力されていると波長を数 10nm 変化させても出力偏波状態が変わらないことを利用して入力偏波状態の調整を行った。その後、リッジ型導波路に光を導波させたときに、出力の偏光計において $S_1 = 1$ となるように 3 つ目の偏波コントローラを調節した。これにより、素子と偏光計間の光ファイバでの偏波の変化が打ち消され、素子の出力偏波と偏光計の入力偏波が同じになる。

また、試作した素子は片側の端面がリッジ導波路、もう片側がハーフリッジ型導波路となるような位置で劈開した。ただし、一部の素子については劈開位置のずれにより、両側端面がリッジ導波路で中にハーフリッジ型導波路を含む構造になった。

上記の準備を終えた後、試作した偏波変換器に TE 光を入力し、偏光計を用いて出力の偏波状態を測定した。

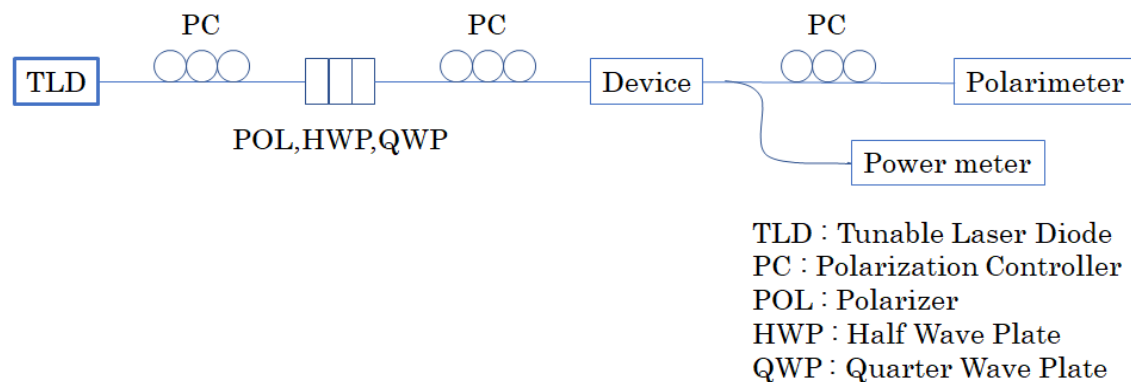


Fig. 5.1 Measurement setup

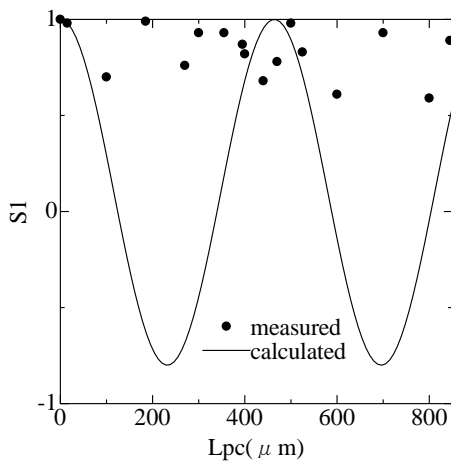
5.2 測定結果

今回の測定では、素子に TE 光を入力したときの出力の偏波状態を測定した。その結果を Fig. 5.2 に示す。グラフ上の点は測定した S_1 の値を表している。また、実線は試作した偏波変換器の導波路幅および残留コア厚の計測値から理論上の偏波変換効率を再計算し、 S_1 の変化を求めたものである。

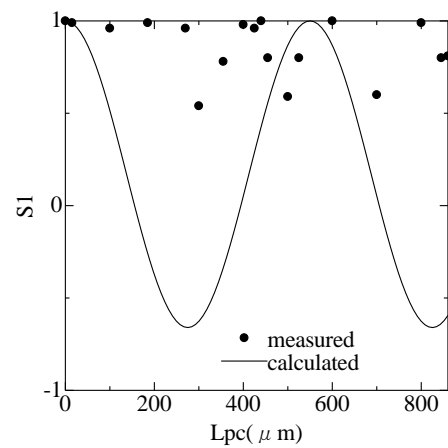
今回試作した偏波変換器では、いくつかの点で理論と一致しているものの、外れた点も多く存在している。この結果について考察する。

今回試作した偏波変換器では、得られた最小の S_1 は $S_1 = 0.54$ ($W_1 = 0.8\mu\text{m}$ 、 $L_{pc} = 300\mu\text{m}$) であり、最大偏波変換効率は 0.23 であった。十分な偏波変換効率を得ることができなかった主な理由として、エッチング不足により残留コア厚が設計より大きくなったことが挙げられる。したがって、残留コア厚および導波路幅を設計通り作ることができれば、偏波変換効率の高いハーフリッジ型偏波変換器が実現できると考えられる。

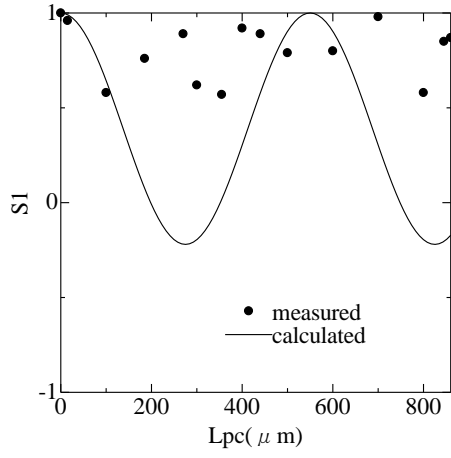
また、測定結果では、小さい振幅で S_1 の値が振動している様子が見られる。小さい振幅しか得られなかった原因として、ハーフリッジ導波路部以外の部分を光が導波していることにより、偏波回転が生じない光の成分が測定値に含まれている可能性が考えられる。今回、導波路に当てたファイバの位置が数 μm ずれると出力偏波状態が大きく変化していた。非対称なハーフリッジ構造にファイバを当てて光を入出力しているため、ファイバの位置がコアの中心からずれるとファイバと導波路の間でうまく結合しなくなっている可能性がある。



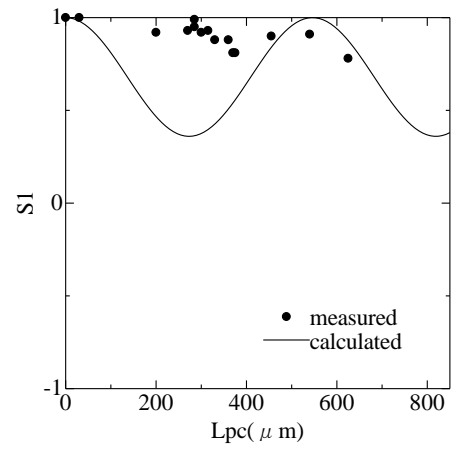
(a) $W_1 = 0.7\mu\text{m}$



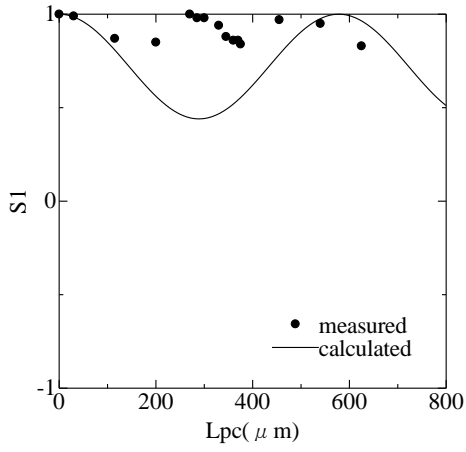
(b) $W_1 = 0.8\mu\text{m}$



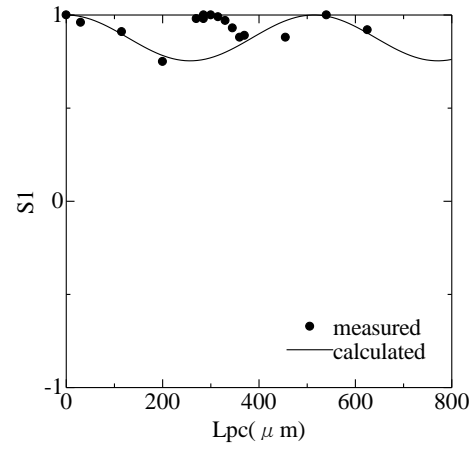
(c) $W_1 = 0.9\mu\text{m}$



(d) $W_1 = 1.0\mu\text{m}$



(e) $W_1 = 1.1\mu\text{m}$



(f) $W_1 = 1.2\mu\text{m}$

Fig. 5.2 Measured S_1 parameters

第 6 章 結論

6.1 本研究のまとめ

本研究は、近年のデータセンターや近距離通信におけるデータトラフィックの急速な増加に伴って需要が高まっている低コスト偏波多重光送信器の実現を目指して行われた。今回、近距離通信に適した $1.3\mu\text{m}$ 帯において偏波変換器と偏波ビームコンバイナをコンパクトに集積した偏波多重回路を新たに提案・設計し、偏波変換部の試作・評価を行った。

当研究室では、InP 系レーザと集積が容易なハーブリッジ型偏波変換器を提案し、 $1.55\mu\text{m}$ 帯向けに研究を進めていた。今回、ハーブリッジ型偏波変換器を新たに $1.3\mu\text{m}$ 帯に適用するために、設計および試作を行った。今回の設計では、偏波変換部の長さは $271\mu\text{m}$ であった。試作した偏波変換器は残留コア厚が設計より大きく、十分な偏波変換効率を得ることができなかったが、残留コア厚を設計通りに作製することができれば、高い偏波変換効率が実現できると考えられる。

また、非対称マッハツェンダー干渉計型の偏波ビームコンバイナについて、各アームにリッジ型とハイメサ型を使い分ける構造を提案し、設計を行った。今回の設計では、偏波ビームコンバイナ部が $12\mu\text{m} \times 805\mu\text{m}$ のサイズで実現できることが分かった。複屈折が大きなリッジ型導波路と複屈折が小さなハイメサ型導波路の組み合わせにより、偏波ビームコンバイナの柔軟な設計が可能となった。

6.2 今後の課題

本研究で試作した偏波変換器は残留コア厚が設計より大きくなっていたため、十分な偏波変換効率を得られなかったと考えられる。今後、残留コア厚を設計通りに試作し、より大きな偏波変換効率を得られるか検証する必要がある。

本研究では偏波ビームコンバイナの提案・設計を行ったが、試作には至らなかった。今後、偏波ビームコンバイナの試作・評価を行い、提案・設計した構造で偏波の多重ができることを検証する必要がある。

さらに、偏波変換器と偏波ビームコンバイナを集積し、 $1.3\mu\text{m}$ 帯低コスト偏波多重光送信器に向けた偏波多重回路の実現を目指していく。

参考文献

- [1] Peter J. Winzer, “High-Spectral-Efficiency Optical Modulation Formats”, *Journal of Lightwave Technology*, 30(24)3824, 2012.
- [2] Y. Doi, T. Ohyama, T. Yoshimatsu, T. Ohno, Y. Nakanishi, S. Soma, H. Yamazaki, M. Oguma, T. Hashimoto, and H. Sanjoh, “Integrated Photonic Devices and Applications for 100GbE-and-Beyond Datacom,” *IEEE TRANS. ELECTRON*, 2016.
- [3] S. Fujita, “Wide-bandgap semiconductor materials: For their full bloom,” *Japanese Journal of Applied Physics*, 54, 030101, 2015.
- [4] L. A. Coldren, S. C. Nicholes, L. Johansson, S. Ristic, R. S. Guzzon, E. J. Norberg, and U. Krishnamachari, “High Performance InP-Based Photonic ICs—A Tutorial,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, 29(4)554, 2011.
- [5] W. Forysiak , “Progress in InP-based Photonic Components and Sub-systems for Digital Coherent Systems at 100Gbit/s and beyond,” *ECOC*, Mo.3.C.2, 2013.
- [6] M. Smit, J. van der Tol, and M. Hill, “Moore’s law in photonics,” *Laser Photonics Rev.*, 6(1)1, 2012.
- [7] M. Smit, X. Leijtens, H. Ambrosius, E. Bente, J. van der Tol, B. Smalbrugge, T. de Vries, E.-J. Geluk, J. Bolk, R. van Veldhoven, L. Augustin, P. Thijs, D. D’Agostino, H. Rabbani, K. Lawniczuk, S. Stopinski, S. Tahvili, A. Corradi, E. Kleijn, D. Dzibrou, M. Felicetti, E. Bitincka, V. Moskalenko, J. Zhao, R. Santos, G. Gilardi, W. Yao, K. Williams, P. Stabile, P. Kuindersma, J. Pello, S. Bhat, Y. Jiao, D. Heiss, G. Roelkens, M. Wale, P. Firth, F. Soares, N. Grote, M. Schell, H. Debregeas, M. Achouche, J.-L. Gentner, A. Bakker, T. Korthorst, D. Gallagher, A. Dabbs, A. Melloni, F. Morichetti, D. Melati, A. Wonfor, R. Pentty, R. Broeke, B. Musk, and D. Robbins, “An introduction to InP-based generic integration technology,” *Semicond. Sci. Technol.*, 29(8)083001, 2014.
- [8] Erik Agrell and Magnus Karlsson, “Power-Efficient Modulation Formats in Coherent Transmission System” *Journal of Lightwave Technology*, 27(22)5115, 2009.

- [9] F. A. Kish, et al., "Current Status of Large-Scale InP Photonic Integrated Circuit," *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 17(6)1470, 2011.
- [10] T. Tatsumi, et al., "A Compact Low-Power 224-Gb/s DP-16QAM Modulator Module with InP-based Modulator and Linear Driver ICs," *OFC*, Tu3H5, 2014.
- [11] Y. Shani, R. Alferness, T. Koch, U. Koren, M. Oron, B. I. Miller, and M. G. Young, "Polarization rotation in asymmetric periodic loaded rib waveguides," *Appl. Phys. Lett.*, 59(11)1278, 1991.
- [12] C. van Dam, L. H. Spiekman, F. P. G. M. van Ham, F. H. Groen, J. J. G. M. van der Tol, I. Moerman, W. W. Pascher, M. Hamacher, H. Heidrich, C. M. Weinert, and M. K. Smit, "Novel Compact Polarization Converters Based on Ultra Short Bends," *IEEE Photonics Technology Letters*, 8(10)1346, 1996.
- [13] J. Z. Huang, R. Scarmozzino, G. Nagy, M. J. Steel, and R. M. Osgood, "Realization of a Compact and Single-Mode Optical Passive Polarization Converter," *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(3)317, 2000.
- [14] Hatem El-Refaei, David Yevick, "Slanted-Rib Waveguide InGaAsP-InP Polarization Converters," *Journal of Lightwave Technology*, 22(5)1352, 2004.
- [15] M. R. Watts and H. A. Haus, "Integrated mode-evolution-based polarization rotators," *Optics Letters*, 30(2)138, 2005.
- [16] L. M. Augustin, J. J. G. M. van der Tol, E. J. Geluk, and M. K. Smit, "Short Polarization Converter Optimized for Active-Passive Integration in InGaAsP-InP," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 19(20)1673, 2007.
- [17] B. M. Holmes and D. C. Hutchings, "Realization of Novel Low-Loss Monolithically Integrated Passive Waveguide Mode Converters," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 18(1)43, 2006.
- [18] V. P. Tzolov, M. Fontaine, "A passive polarization converter free of longitudinally-periodic structure," *Optics Communications*, 127, pp.7-13, 1996.
- [19] D. O. Dzibrou, J. J. G. M. van der Tol, and M. K. Smit, "Tolerant polarization converter for InGaAsP-InP photonic integrated circuits," *OPTICS LETTERS*, 38(18)3482, 2013.

- [20] M. V Kotlyar, L. Bolla, M. Midrio, L. O’Faolain and T. F Krauss, “Compact polarization converter in InP-based material,” *OPTICS EXPRESS*, 13(13)5040, 2005.
- [21] M. Zaitzu, “Polarization Control inside Photonic Integrated Circuits Using InP Half-Ridge Polarization Converters,” Ph.D. Dissertation, the University of Tokyo, 2013.
- [22] M. Zaitzu, T. Tanemura, A. Higo, and Y. Nakano, “Experimental demonstration of self-aligned InP/InGaAsP polarization converter for polarization multiplexed photonic integrated circuits,” *Optics Express*, 21(6)6910, 2013.
- [23] 種村拓夫, 中野義昭, “InP モノリシック集積偏波制御回路,” *電子情報通信学会論文誌 C*, J99-C(8)373, 2016.
- [24] L. B. Soldano, A. H. de Vreede, M. K. Smit, B. H. Verbeek, E. G. Metaal and F. H. Groen, “Mach-Zehnder Interferometer Polarization Splitter in InGaAsP/InP,” *IEEE Photonics Technology Letters*, 6(3)402, 1994.
- [25] D. Pérez-Galacho, R. Zhang, A. Ortega-Moñux, R. Halir, C. Alonso-Ramos, P. Runge, K. Janiak, G. Zhou, H.-G. Bach, A. G. Steffan, and I. Molina-Fernández, “Integrated Polarization Beam Splitter for 100/400 GE Polarization Multiplexed Coherent Optical Communications,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, 32(3)361, 2014.
- [26] Y. Hashizume, R. Kasahara, T. Saida, Y. Inoue and M. Okano, “Integrated polarisation beam splitter using waveguide birefringence dependence on waveguide core width,” *ELECTRONICS LETTERS*, 37(25)1517, 2001.
- [27] Y. Jiao, D. Dai, Y. Shi, and S. He, “Shortened Polarization Beam Splitters With Two Cascaded Multimode Interference Sections,” *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 21(20)1538, 2009.
- [28] K. Watanabe, Y. Nasu, Y. Ohiso, and R. Iga, “Easy adjustment structure and method for realizing InP based polarization beam splitter via Pockels effect dependence on crystal orientation,” *Japanese Journal of Applied Physics*, 55, 08RB04, 2016.
- [29] N. ABADÍA, X. DAI, Q. LU, W.-H. GUO, D. PATEL, D. V. PLANT, AND J. F. DONEGAN, “Highly fabrication tolerant InP based polarization beam splitter based on p-i-n structure,” *OPTICS EXPRESS*, 25(9)10070, 2017.

- [30] C. R. Doerr, L. Zhang, P. J. Winzer, N. Weimann, V. Houtsma, T.-C. Hu, N. J. Sauer, L. L. Buhl, D. T. Neilson, S. Chandrasekhar, and Y. K. Chen, “Monolithic InP Dual-Polarization and Dual-Quadrature Coherent Receiver,” IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, 23(11)694, 2011.
- [31] E. Yamada, S. Kanazawa, A. Ohki, K. Watanabe, Y. Nasu, N. Kikuchi, Y. Shibata, R. Iga, and H. Ishii, “112-Gb/s InP DP-QPSK Modulator Integrated with a Silica-PLC Polarization Multiplexing Circuit,” OFC/NFOEC Postdeadline Papers, PDP5A.9, 2012.
- [32] E. Collett, “フィールドガイド 偏光”, オプトロニクス社, 2008.
- [33] 池上徹彦, 土屋治彦, 三上修, “半導体フォトニクス工学”, コロナ社, 1995.
- [34] 川端祐斗, “InP モノリシック集積偏波アナライザの設計と試作”, 修士論文, 東京大学, 2016.
- [35] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, “Optical Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging: Principles and Applications,” Journal of Lightwave Technology, 13(4)615, 1995.
- [36] 山内潤治 監修, 薮哲郎 著, 「光導波路解析入門」, 森北出版, 2007.
- [37] F. Fiedler and A. Schlachetzki, “OPTICAL PARAMETERS OF InP-BASED WAVEGUIDES,” Solid-State Electronics, 30(1)73, 1987.

本研究に関する発表

1. 菅一輝, 種村拓夫, 中野義昭, 「1.3 μm 帯 InP 偏波制御素子の設計」, エイトラムダフォーラム 2016 第 3 回, 2016 年 10 月 20 日.
2. 菅一輝, 中野義昭, 種村拓夫, 「1.3 μm 帯光送信器に向けた InP 集積偏波多重回路の設計」, 第 65 回応用物理学会春季学術講演会, 2018 年 3 月. (発表予定)

付録

A : 偏波ビームコンバイナの試作プロセス

第3章で設計を行った偏波ビームコンバイナは試作まで至らなかったが、試作プロセスについて検討を行ったのでここで述べる。

提案する偏波ビームコンバイナの試作プロセスの流れを Fig. A.1 に示す。(1)~(6)は4.2節で述べたハーフリッジ型偏波変換器の作製手順と同じである。(7)以降の手順について以下に述べる。

(7) Photolithography

フォトレジスト AZ5214E をスピコートし、露光を行う。その後、TMAH で現像を行う。

(8) SiO₂ deposition

EB 蒸着により真上から SiO₂ を蒸着する。

(9) Lift-off

アセトンを用いてリフトオフを行い、ハイメサ導波路の両端を露出させる。

(10) InP/InGaAsP etching

(9)で露出した部分について、H₂/CH₄ を用いて InGaAsP 層の残りと InP 層 500nm をエッチングする。

(11) SiO₂ removal and SiO₂ deposition

BHF を用いて SiO₂ を一度取り除き、その後 EB 蒸着により SiO₂ を真上および±45° の方向から 50nm ずつ蒸着する。

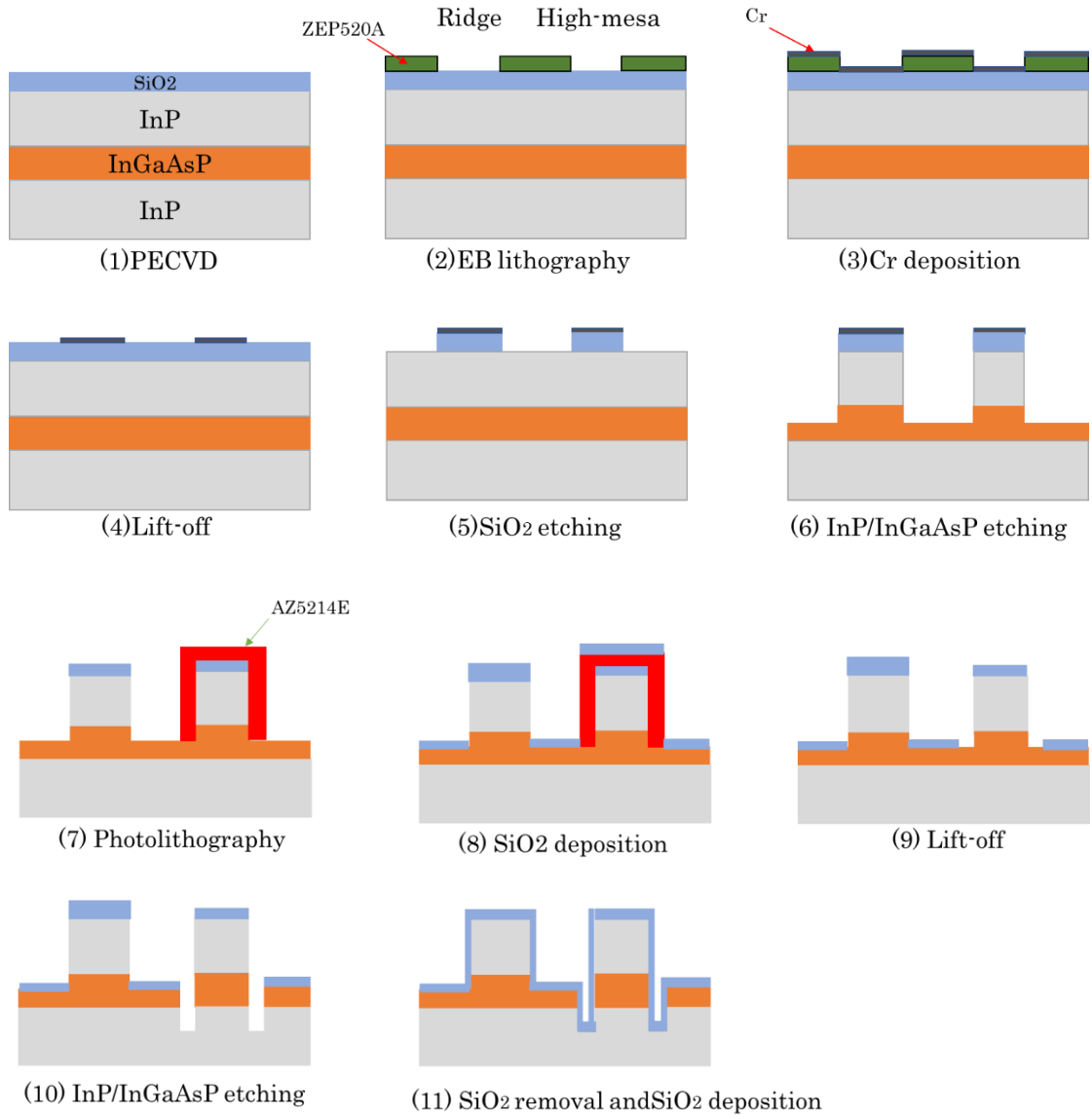


Fig. A.1 Process flow of Polarization Beam Combiner

謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々からご支援・ご協力を頂きました。この場をお借りして感謝申し上げます。

指導教員である種村拓夫准教授には、本研究のあらゆる面で、学部時代を含めた3年間、未熟な私に熱心にご指導頂きました。研究に限らず、就職活動など様々な相談に1対1で乗って頂く機会も設けて頂き、心から感謝いたします。種村准教授のおかげで、本研究を修士論文として形にすることができました。

中野義昭教授には、本研究を行うための充実した設備と環境を整えて頂きました。研究室ミーティングで頂いた質問は核心を突いたものであり、アドバイスは研究を進める上で非常にためになりました。

学術支援職員の加藤豪作氏には、研究設備の管理やメンテナンスを一手に引き受けて頂き、研究に集中できる環境を整えて頂きました。

修士2年の小林竜馬氏には、結晶成長をはじめとしたプロセスについて全面的にご指導頂き、同じ偏波変換器を研究テーマで扱うメンバーとして数多くのアドバイスを頂きました。本研究は同氏なしには成し得なかったものであり、深く感謝いたします。

博士3年のXiao Yi氏には、電子線描画装置の使用法をはじめ、プロセスに関して様々な相談に乗って頂きました。博士2年の福田将治氏には、プロセスに関してアドバイスを頂いたほか、研究室生活において様々な面で助けて頂きました。特任研究員のGhosh Samir氏には、本研究の測定系についてアドバイスを頂きました。

これらの方々に留まらず、中野・杉山・種村研究室のメンバーの皆様には大変お世話になりました。私が修士課程の2年間に知見を深め、貴重な経験を積み、楽しい研究室生活を送ることができたのは皆様のおかげによるものです。改めて感謝申し上げます。

最後に、私の研究生生活を応援し、支えて頂いた家族に深く感謝し、謝辞に代えさせていただきます。

2018年2月1日

菅 一輝