

非対称導波路型偏波変換器の効率的な特性評価法

山内 潤治^{†a)}

Efficient Techniques for Evaluating the Characteristics of Waveguide Polarization Converters with Asymmetric Cross-sections

Junji YAMAUCHI^{†a)}

あらまし 導波路型偏波変換器の解析, 特性評価には, FDTD 法がよく用いられるが, デバイス長の増加とともに計算時間, メモリ量が増加し, 効率的な設計には無理がある, 本論文では, 非対称導波路の固有モード解析で得られた情報から, 消光比, 挿入損の波長特性を簡便に評価する. FDTD 法との比較から, 本手法の計算値が合理的な範囲にあり, 効率的な設計に有効であることを明らかにする. 埋込形空気コアノ導波路での検討の後に, スロット導波路における偏波変換器に言及する. Si 細線導波路と縦続された形状で, 偏波変換と導波路変換が同時に達成できることを明らかにする.

キーワード 偏波変換器, ビーム伝搬法, FDTD 法, 重なり積分, 埋込形空気コアノ導波路, スロット導波路

1. ま え が き

偏波変換器の応用範囲は広く, 小型化や広帯域化に力点が置かれつつ種々の形状が検討されてきた. 導波路型の動作原理には大きく分けて三つある: (1) 断面構造の非対称性によって生じる複屈折性を利用 [1], [2], (2) 導波路のスーパーモード結合を利用 [3], (3) テーパー構造によって徐々に生じるモード変換を利用 [4].

最初に検討された導波路型の変換器は構造複屈折性を利用したものであり, 装荷部を非対称に周期的に設けるものであった [1]. その後, 非対称部が単一であっても, 偏波変換動作が期待できることが明らかになり [2], 作製の簡便さから研究が活発になっている [5]~[10]. この種の変換器は, 非対称性によって生じる, 伝搬定数の異なる直交モードの励振を利用している.

筆者らは, 光導波路の数値解析法を開発する過程で, スーパーモード利用型 [11], 周期装荷型を検討した後 [12], 単一の非対称部を利用する形式の検討を開始した [13]. そして極めて短軸長で変換器として動作する三角形導波路 [14] を提案した. 加えて, スー

パーモード, テーパー構造の利用の検討を続行しながら [15], [16], L 字導波路型 [17], [18] の広帯域化法を検討し, 埋込形空気コアノ導波路 (EACW) [19] やスロット導波路 [20] のようなナノ構造においても偏波変換器を考案してきた [21], [22].

偏波変換器の特性評価には, 固有モード解析と伝搬解析とが使用されるのが一般的である. 伝搬解析にしばしば用いられる手法に有限差分時間領域 (FDTD) 法 [23] がある. FDTD 法は汎用性が高く, 便利であるが, 変換器の構造が大きくなるにつれて, 必要なメモリ量, 計算時間が無視できないようになる. とりわけ, 厳密さを要しない初期設計の段階では, より効率の良い手法の利用が望まれる.

本論文では, 導波路構造に非対称性を導入した偏波変換器を取り上げ, Yee 格子に基づいた虚軸ビーム伝搬法 (YM-BPM) [24] により, 固有モード特性を算出し, それに基づき, 偏波消光比, 挿入損の波長特性を評価する手法を取り入れる [25]. 光軸回転角の評価には, ポインティングベクトルに基づく手法とフルベクトル型の重なり積分とを併用する手法を用い, 従来手法に比べ精度の高いことを明らかにする.

具体例としては, まず EACW を利用した偏波変換器をとりあげ, 提案手法と厳密に FDTD 法で解いた結果とを比較し, 合理的な範囲での一致を確認する.

[†] 法政大学理工学部電気電子工学科, 小金井市

Faculty of Science and Engineering, Hosei University, Koganei-shi, 184-8584 Japan

a) E-mail: j.yma@hosei.ac.jp

更に、本論文では、高屈折率の誘電体で挟まれた間隙に主たる波を導くスロット導波路での偏波変換器に言及する。これまで、この種の偏波変換器に関しては、テーパ形状を用いるものが報告されている [26], [27]. また、隣接する Si 細線導波路との変換も兼ね備えるものとして、結合導波路系で生じるスーパーモードを利用する構造が検討されている [28], [29]. 本論文では、テーパ形状やスーパーモードを用いることなく、両導波路が縦続された状態で、偏波変換と導波路変換が同時に達成できることを見出し、諸特性を明らかにする。

2. 導波路型偏波変換器の例

伝搬定数が異なる直交する二つのモードを等振幅で励振することで、導波路型の変換器が構成できる。したがって、偏波変換部の断面は何らかの非対称性を有しなければならない。90° の位相差では円偏波が、180° では 90° 回転した直線偏波が得られる。短軸長の変換器を構築するためには、伝搬定数の差を大きくしなければならない。このため非対称性を大きくする必要はあるが、あまり非対称性が大きいと、接続部でモード界不整合が大きくなり、放射損が無視できなくなる。加えて、反射損も生じる恐れがある。すなわち、短軸長化と低損失化とはトレードオフの関係にある。

以上の原理であるので、種々の導波路で、構造の一部を欠損させるなどすることで偏波変換器を構成できる。断面構造の一例を図 1 に示す。図 1(a) は、最初に提案された傾斜リブ型 [2]. (b)~(f) は Si 細線導波路を想定して提案されたもので、(b) は偏芯二重コア型 [7], (c) は三角形型 [10], [14], (d) は L 字型 [6], [18], (e) は L 字型の挿入損を低減したダブルカット型 [18], (f) はトレンチ型 [9] である。最近はよりナノ構造への光の閉じ込めにも関心が高まっており、EACW [22], スロット導波路 [21] などにおいても欠損部を (g), (h) のように設ける方法がある。本論文では、このような導波路型の偏波変換器の特性を効率良く評価する方法を議論する。特に (g), (h) の構造に関しては、4. 以降で具体的に述べる。

3. 基本特性評価

固有モードの解析には、様々な手法を利用できるが、ここでは FDTD 法と相性のよい虚軸 YM-BPM [24] を使用する。解析に用いる空間の刻み幅を $\Delta x = \Delta y = 5 \text{ nm}$, $\Delta \tau = 1 \text{ nm}$ に選ぶ (虚軸法では、伝搬軸を実軸 (z) から虚軸 ($j\tau$) に置換する). 解

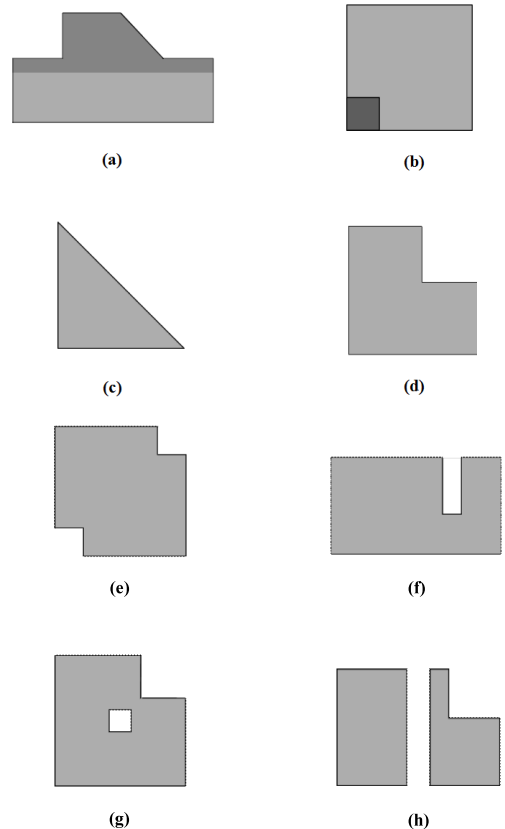


図 1 種々の導波路型偏波変換器の断面構造 (灰色は高屈折率領域). (a) 傾斜リブ型, (b) 偏芯二重コア型, (c) 三角形型, (d) L 字型, (e) ダブルカット型, (f) トレンチ型, (g) 空気コアナノ型, (h) スロット型

Fig. 1 Cross-sectional views of various waveguide polarization converters (Gray colors denote high-index regions): (a) sloped rib, (b) off-axis double core, (c) triangular type, (d) L-shaped type, (e) doubly-cut type, (f) trench type, (g) air-core type, (h) slot type.

析領域端には、透過境界条件 [30] を変形し [14], 適用する。本論文の偏波変換器では、基本固有モードの E_{11}^x モードから E_{11}^y モードへの変換を意図するが、これらを TE, TM モードと簡単に表記する。

偏波変換器の特性を規定する指標には、偏波変換長、偏波消光比、入出力導波路との接続部で生じるモード界不整合損及び反射損があげられる。総合的な損失は挿入損として評価される。以下に順に説明する。

変換部では、伝搬定数の異なる二つのモードがほぼ等振幅に励振される。そこで、180° の位相差を生じさせ、90° の偏波回転を得る長さは、次式より算出される。

$$L_c = \pi/(\beta_1 - \beta_2) \quad (1)$$

ここで、 β_1 、 β_2 はそれぞれ 1st モードと 2nd モードの伝搬定数である。すなわち、伝搬定数差が大きいほど短軸長の変換器を構成できる。そのためには、構造の非対称性を大きくする必要がある。

形状の異なる導波路接続で生じるモード界不整合により、接続された導波路への励振効率は悪化する。励振効率は、次式の重なり積分から評価できる [31]。

$$\eta = \sqrt{\eta_a \eta_b} \quad (2)$$

ここで

$$\eta_a = \frac{|\iint \mathbf{E}_{in} \times \mathbf{H}_{cv} \cdot \mathbf{n}_z dS|^2}{\text{Re} \{ \iint \mathbf{E}_{in} \times \mathbf{H}_{in}^* \cdot \mathbf{n}_z dS \} \text{Re} \{ \iint \mathbf{E}_{cv} \times \mathbf{H}_{cv}^* \cdot \mathbf{n}_z dS \}},$$

$$\eta_b = \frac{|\iint \mathbf{E}_{cv} \times \mathbf{H}_{in} \cdot \mathbf{n}_z dS|^2}{\text{Re} \{ \iint \mathbf{E}_{in} \times \mathbf{H}_{in}^* \cdot \mathbf{n}_z dS \} \text{Re} \{ \iint \mathbf{E}_{cv} \times \mathbf{H}_{cv}^* \cdot \mathbf{n}_z dS \}},$$

\mathbf{E}_{in} 、 \mathbf{H}_{in} と \mathbf{E}_{cv} 、 \mathbf{H}_{cv} は、それぞれ入力（あるいは出力）導波路と変換部の固有モード界であり、 \mathbf{n}_z は伝搬方向の単位法線ベクトル、* は共役複素数を表す。積分は接続面内の十分な範囲で行う。変換部では、二つのモードが生成されるので、それぞれのモードに対して重なり積分値 (η_1 、 η_2) を計算する。総合的な励振効率を評価するためには、求めた値を加算する。例えば、入力端での励振効率は、 $\eta_{in} = \eta_1 + \eta_2$ 。式 (2) はフルベクトル型ではあるが、伝搬方向のエバネッセント波の影響が加味されていない点で近似的である。

導波路と変換器との接続部では、反射が生じる。ファブリペロー型の共振が変換部で生じるのを避ける意味でも、極力反射を抑えた設計が望まれる。反射損は、近似的には、フレネル係数で見積もられる。この場合、接続面で生じる透過率は、

$$T = 4\beta_{in}\beta_{av}/(\beta_{in} + \beta_{av})^2 \quad (3)$$

ここで、 β_{av} は二つの直交モードの平均伝搬定数、 β_{in} は入力（あるいは出力）導波路の伝搬定数である。

偏波変換効率 (η_{pc}) の評価には次の近似式が知られており、これまでよく用いられている [5]。

$$\eta_{pc} = \sin^2 2\theta \sin^2 \left(\frac{\pi z_g}{2L_c} \right) \quad (4)$$

ここで、 z_g は実際のデバイス長、 θ は変換部で生じる

光軸回転角である。最初の \sin 関数は、光軸の回転角が変換率に及ぼす効果を表しており、二つめの \sin 関数は、位相誤差に伴う変換率悪化の程度を表している。

式 (4) で必要となる光軸回転角 θ の算出には、変換導波路の電界若しくは磁界のいずれかの固有モード界のみを用いる手法がしばしば利用されている [2]、[5]。例えば、磁界を用いると

$$\tan \theta = \frac{\iint n^2(x, y) H_x^2(x, y) dx dy}{\iint n^2(x, y) H_y^2(x, y) dx dy} \quad (5)$$

しかしながら、後述するように、式 (4) と式 (5) はともに、モデルによっては誤差が大きくなり、必ずしも正しい値を与えない。そこで、本論文では、より精度の高い評価法を提案する。

まず、光軸回転角は、次式のように、ポインティングベクトルに基づいて評価する。

$$\tan \theta = \frac{\iint \text{Re}(-E_y(x, y) H_x^*(x, y)) dx dy}{\iint \text{Re}(E_x(x, y) H_y^*(x, y)) dx dy} \quad (6)$$

励起される固有モードは直交しているはずである。しかしながら、実際に二つのモード (1st, 2nd) で光軸回転角を計算すると、 90° から若干の誤差が生じる。そこで、二つのモードで算出される光軸回転角の直交度を、精度評価の指針に用いることができる。一般にこの誤差は光軸回転角が 45° から離れるにつれて大きくなる。計算によると式 (5) で 5% の誤差を生じる場合にも、式 (6) を用いれば 1% に抑えられ、精度の向上を見出せる。本論文では更に精度を改善するために、式 (6) で二つのモードで得られた角度を平均することで回転角を評価する。

η_{pc} の評価には、式 (4) を改良した次式を用いる。

$$\eta_{pc} = \sin^2(\theta + \theta') \sin^2 \left(\frac{\pi z_g}{2L_c} \right) \quad (7)$$

ここで、

$$\tan \theta' = \sqrt{\eta_1/\eta_2} \quad (8)$$

式 (4) と式 (7) との差は、次のように説明される。 x 軸方向に単位量をもつ TE モードが励振されたとする。式 (4) では、励振波が平面波であるとみなし、回転した光軸方向で生成される 1st モードと 2nd モードの励振振幅を $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ と仮定している。しかしながら、実際には、励振波は固有モード界であり、かつ回転した光軸上でも固有モード界が励振される。したがって、その励振振幅は重なり積分から決定されるべ

きである．そこで，式 (8) を導入し，回転角に反映させている．

一般に，入出力導波路の断面形状は 4. で扱う EACW のような正方形に限らない．そのため，偏波面の異なる入力側と出力側で算出する θ' には若干の差異が生じる．そこで，入出力でそれぞれ算出される角度の平均値で θ' を定める．5. で述べる変換器の検討では，この平均化手法を用いる．

η_{pc} から消光比 (ER) は

$$ER = -10 \log[(1 - \eta_{pc})/\eta_{pc}] \quad (9)$$

で算出することができる．

以上の議論に基づき，変換器の総合的な挿入損 L_{ins} を見積もることを考える．変換部と導波路との接続面が入力と出力の 2 か所あること， η_{pc} は偏波変換損として現れることを考慮すると，挿入損は，

$$L_{ins} = -10 \log(\eta_{in}\eta_{out}T_{in}T_{out}\eta_{pc}) \quad (10)$$

となる．

ただし，式 (10) は，以下の点で近似的である．まず，励振効率を計算した式 (2) では，前述したようにエバネッセント波が無視されている．また，入力部で生じた放射波の一部は，出力部へ再結合し，いわゆるコヒーレント結合 [32] の生じる可能性があるが，この影響は無視されている．更に，透過率の式 (3) は，平面波を仮定したものである．加えて，反射が生じた際，2 か所の接続部で生じる多重反射の影響も加味されていない．

しかしながら，放射波はクラッドへ広がるため，出力導波路へ再結合するパワーは少なく，コヒーレント結合の影響は十分小さい．更に，後述するように接続面で生じる反射波は小さく，実質上ほとんど無視できる．

他方，FDTD 法では消光比と挿入損を，実際の伝搬界に基づいて評価する．消光比は

$$ER = 10 \log \frac{P_{TM}}{P_{TE}} \quad (11)$$

ここで， P_{TM} と P_{TE} は，それぞれ出力導波路で観察された TE, TM モード成分のパワーである．挿入損は

$$L_{ins} = -10 \log \frac{P_{TM}}{P_{in}} \quad (12)$$

ここで P_{in} は入射されたパワーであり，入力導波路の TE 波基本固有モードとしている．

次章では，FDTD 法で諸特性を算出した場合との比較から，式 (9) と式 (10) の有用性が高いことを明らかにしていく．FDTD 解析における領域端には，Higdon 形吸収境界条件を適用する [33]．

4. 埋込形空気コアナノ導波路 (EACW)

文献 [17], [18], [21], [22] で議論したように，Si 細線導波路や EACW において欠損部を設けた変換器では，デバイス長を最適値よりも少し長くすることで，消光比特性が双峰性となる．この場合，二つのピーク間の波長帯で消光比の悪化が生じるが，消光比の悪化を許容値に抑えることにより，広帯域動作が可能となる．ここでは，EACW を例にとり，消光比特性と挿入損の波長特性を，本論文で示した手法 (式 (9) と式 (10)) と，従来通り，FDTD 法により厳密に求めた場合との比較を行う．なお，FDTD 法では，変換部に入出力導波路が接続された状態で解析を行い，入射界には入力導波路の固有モードを用いる．

変換部の入出力に通常の導波路を追加した全体の構造図を図 2 に示す．構造値を以下のように設定する．空気コアの幅を $w_{co} = 0.05 \mu\text{m}$ ，形式的にチューブ構造となる高屈折率部の幅を $w_t = 0.32 \mu\text{m}$ とし，偏波変換部では高屈折率部の一部を直角に欠損させる．欠損させずに残す部分の幅を γ とする．ここでは $\gamma/w_t = 0.7$

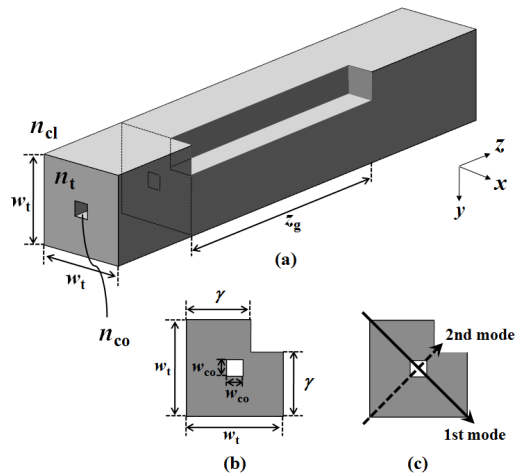


図 2 EACW を用いた偏波変換器．(a) 透視図，(b) 偏波変換部の断面図，(c) 変換部で生じる二つのモードの光軸

Fig. 2 Polarization converter using EACWs: (a) perspective view, (b) cross-sectional view of the converter, (c) optical axes of the two modes generated in the converter.

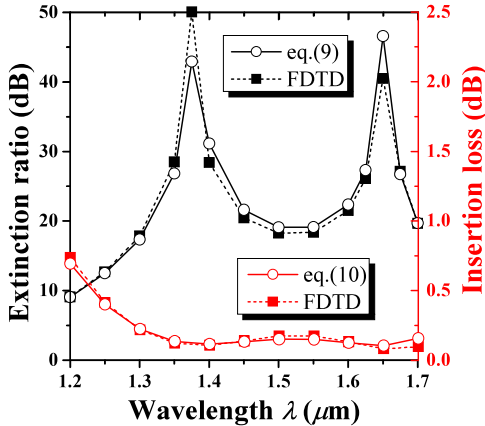


図3 消光比と挿入損の波長特性

Fig. 3 Extinction ratio and insertion loss as a function of wavelength.

と固定している。また、偏波変換部の長さを z_g と定義する。高屈折率部及びクラッドの屈折率を設計中心波長 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ でそれぞれ、 $n_t = 3.476$ (Si), $n_{cl} = 1.444$ (SiO_2) とし、Sellmeier の分散式を用いて変化させる。

図3の黒線で消光比の波長特性を示す。固有モード解析から得られる最適な偏波変換長は $L_c = 6.26 \mu\text{m}$ であるが、デバイス長を $z_g = 6.7 \mu\text{m}$ として、 L_c に比べわずかに長く選んでいる。その結果、消光比のピーク値は2か所現れ、波長特性は双峰性となる。結果として $1.3 \mu\text{m}$ から $1.7 \mu\text{m}$ の広帯域にわたり、15 dB 以上の消光比特性が得られる。図3では、式(9)の結果とFDTD法による結果を併記しており、両者のよく一致していることが見出せる。なお、EACWでは、構造上から1stモードと2ndモードの励振振幅はよく揃っており、式(8)で決定される θ' はほぼ 45° である。そのため、式(4)で偏波変換効率を算出してもほとんど同じ結果を与えるので、式(7)を用いた結果のみを示している。

図3はまた、赤線で挿入損特性を示している。式(10)による評価がFDTD法から得られる値と再びよく一致しているのがわかる。換言すると、接続部で生じるエバネッセント波、多重反射、コヒーレント結合の影響を無視したことが妥当であったことを意味している。注目すべき点は両者の計算時間に大きな差があることである。例えば、単一CPUのワークステーションを使用した場合、特定の波長の特性を計算するのに約1日要する計算が、30分程度にまで短縮でき

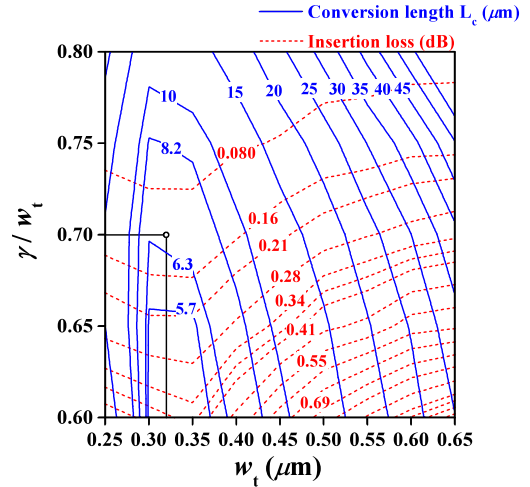


図4 偏波変換長と挿入損

Fig. 4 Conversion length and insertion loss as a joint function of w_t and γ/w_t .

る。このことから、固有モード界のみで行う本論文の手法は効率良く偏波変換器の特性を見積もることができる、といえる。

図4に設計中心波長 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ における、導波路幅と欠損量に対する、偏波変換長と挿入損を示す。図4は文献[22]の図4に相当するが、文献[22]では、挿入損の評価をモード界不整合損のみで評価していたのに対して、本図では偏波変換損まで考慮した式(10)で評価している。ただし、デバイス長を最適値としているため、偏波変換損の影響は極めて小さい。その結果、両者の結果はほとんど同じになっている。変換長の短軸化と低損失化はトレードオフの関係にあり、欠損部が大きいほど変換長は短くなるが、挿入損は大きくなる。図4には図3において取り上げたモデルの位置をマークしてある。なお、ここで注意すべきことは、図3では図4と異なり、広帯域化のためにデバイス長を最適長からわずかに長く選んでいる点である。このため、 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ での図3のデータは図4とはやや異なる。

5. スロット導波路

本章では、図1(h)に示した断面構造を有するスロット導波路における偏波変換器について述べる。実用的には、 SiO_2 基板にSiで構成された高屈折率部を設け、クラッドを空気とすべきであるが、本論文では、動作の確認を主眼として、低屈折率部は全て SiO_2 で構成

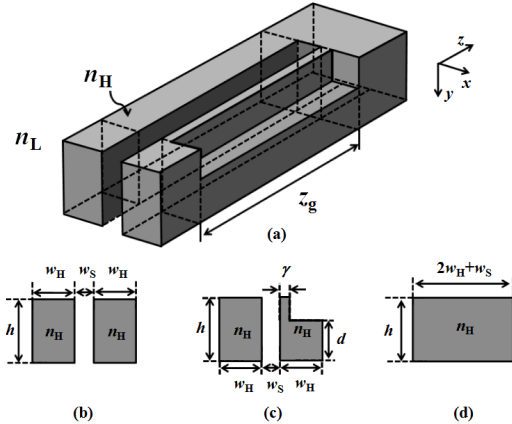


図5 偏波変換器を用いたスロット導波路とSi細線導波路の接続。(a)透視図、(b)スロット導波路、(c)変換部、(d)Si細線導波路

Fig. 5 Connection between slot and Si-wire waveguides using a polarization converter: (a) perspective view, (b) slot waveguide, (c) converter, (d) Si-wire waveguide.

されている場合を検討する。なお、入射導波路はTEモード動作とする。出力導波路もスロット導波路とすることはもちろん可能であるが[21]、本論文では、むしろ出力導波路をSi細線導波路として、偏波変換と同時に導波路変換も行うことを意図する。図5に全体図を示す。スロット導波路とSi細線導波路が縦に接続された構造となっており、従来提案されてきた、両導波路を平行においてスーパーモード結合を利用する場合に比べ[29]、コンパクトにできる利点がある。

構造パラメータを以下のように選ぶ。 $n_H = 3.476$, $n_L = 1.444$, $h = 0.24 \mu\text{m}$, $w_H = 0.16 \mu\text{m}$, $w_s = 0.06 \mu\text{m}$, $d = 0.16 \mu\text{m}$, $\gamma/w_H = 0.25$ 。固有モードの解析には4.と同様にYM-BPMを用いる。この構造では波長 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ で、偏波変換長は $z_g = 15.9 \mu\text{m}$ と算出される。

図6に波長 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ での伝搬界分布を示す。(a), (b)は $x-z$ 断面の界分布であり、それぞれTE, TMモードの主成分である E_x , E_y 成分を示している。ただし、(a)では導波路の中央にあたる $y = 0 \mu\text{m}$ で、他方(b)では、偏波変換された界が最大となるクラッドとの境界 ($y = 0.12 \mu\text{m}$) での界を示している。(c)では、点線で示す伝搬距離でそれぞれ観察される $x-y$ 断面での代表的な界を示しており、一番下の図は入力したTE基本モードに相当する。図より、入力したTEモードがTMモードへ短い伝搬長で偏波変換して

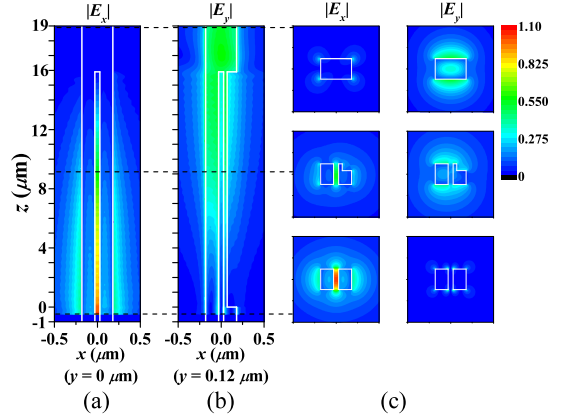


図6 伝搬界分布。(a) $x-z$ 面での $|E_x|$ 分布、(b) $x-z$ 面での $|E_y|$ 分布、(c) $x-y$ 面での $|E_x|$ と $|E_y|$ 分布

Fig. 6 Propagating fields: (a) $|E_x|$ distribution in the $x-z$ plane, (b) $|E_y|$ distribution in the $x-z$ plane, (c) $|E_x|$ and $|E_y|$ distributions in the $x-y$ plane.

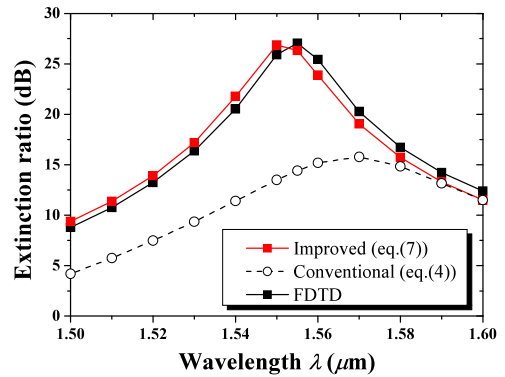


図7 消光比の波長特性

Fig. 7 Extinction ratio as a function of wavelength.

いることがわかる。スロット導波路では、界の主たる部分がスロット部に局在しているため、入力部での反射は非常に小さい。この場合のリターンロス は 40 dB 以上である。他方、出力部では入力部よりやや大きい反射が生じ、リターンロス は 30 dB と算出される。

次に、消光比と挿入損の波長特性を検討する。4.で扱ったEACWでは、デバイス長を最適な変換長よりもわずかに長くすることで広帯域特性が得られた。しかしながら、予備的な計算によると、スロット導波路では、伝搬定数の変化がEACWとは異なり、双峰特性を得ることができない。そこで、デバイス長を最適な変換長に等しく選んだ場合 ($z_g = L_c$) に言及する。

図7と図8に消光比と挿入損の波長特性の結果をそれぞれ示す。予想されるように、消光比は設計波長

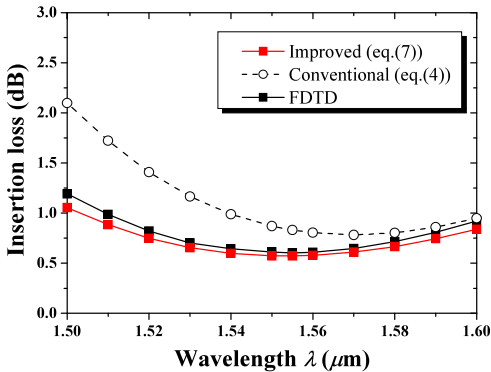


図 8 挿入損の波長特性

Fig. 8 Insertion loss as a function of wavelength.

$\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ で最大となる単峰性の特性を呈し、最大値は 27 dB である。15 dB 以上の消光比は、 $1.53 \mu\text{m}$ から $1.59 \mu\text{m}$ の帯域で得られている。また、挿入損は、上記の帯域で 1 dB 以内に収まっている。4. と同様に、式 (7) を用いて式 (9) と式 (10) で算出した結果は、FDTD 法による結果の傾向をよく捉えており、効率の良い設計が可能となっている。比較のため、従来手法である式 (4) を用いたデータも表示しているが、消光比、挿入損ともに誤差の大きいことが分かる。

6. むすび

導波路型偏波変換器の特性を見積もるために、固有モード解析で得られる界のみで消光比、挿入損を算出する手法を検討した。光軸回転角の評価には、ポイントベクトルに基づく手法とフルベクトル型の重なり積分とを併用する手法を提案した。挿入損の評価には、導波路接続部で生じるモード界不整合損に加えて偏波変換損を考慮した。埋込形空気コアナノ導波路を例にとり、FDTD 法で実際に伝搬解析を行った結果と比較し、合理的な範囲で一致することを確認した。FDTD 法では、膨大な計算時間とメモリ量を要するのに対し、効率的に諸特性を評価できることを実証した。

スロット導波路を用いた変換器に関しては、Si 細線導波路と単に縦続する構造で、偏波変換と同時に導波路変換も可能であることを明らかにした。このとき、変換長は $15.9 \mu\text{m}$ となり、15 dB 以上の消光比は波長 $\lambda = 1.53 \mu\text{m}$ から $1.59 \mu\text{m}$ の帯域で得られた。また、挿入損はこの帯域で 1 dB 以内に抑えられることも明らかにした。

導波路構造値の変化に対するトレランスの向上につ

いての検討は今後の課題としたい。

謝辞 偏波変換導入による効率的な挿入損評価の基礎検討は、平成 24 年度博士前期課程修了生、橋本貴君によるもので感謝します。日頃ご指導いただく中野久松教授、ご討論いただいた柴山純准教授、博士後期課程修了生若林佑博士、データ整理に尽力された大学院生の杉山僚君に感謝します。

文 献

- [1] 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.*, vol.59, no.11, pp.1278–1280, Sept. 1991.
- [2] V.P. Tzolov and M. Fontaine, "A passive polarization converter free of longitudinally-periodic structure," *Opt. Commun.*, vol.127, pp.7–13, 1996.
- [3] K. Mertens, B. Scholl, and H.J. Schmitt, "New highly efficient polarization converters based on hybrid supermodes," *J. Lightwave Technol.*, vol.13, no.10, pp.2087–2092, Oct. 1995.
- [4] M.R. Watts and H.A. Haus, "Integrated mode-evolution-based polarization rotators," *Opt. Lett.*, vol.30, no.2, pp.138–140, Jan. 2005.
- [5] H. Deng, D.O. Yevick, C. Brooks, and P.E. Jessop, "Design rules for slanted-angle polarization rotators," *J. Lightwave Technol.*, vol.23, no.1, pp.432–445, Jan. 2005.
- [6] Z. Wang and D. Dai, "Ultrasmall Si-nanowire-based polarization rotator," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol.25, no.5, pp.747–753, May 2008.
- [7] H. Fukuda, K. Yamada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, H. Shinojima, and S. Itabashi, "Polarization rotator based on silicon wire waveguides," *Opt. Exp.*, vol.16, no.4, pp.2628–2635, 2008.
- [8] T. Amemiya, T. Tanemura, and Y. Nakano, "Non-reciprocal polarization converter consisting of asymmetric waveguide with magneto-optic cladding: Theory and simulation," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.45, no.7, pp.769–776, 2009.
- [9] S.-H. Kim, R. Takei, Y. Shoji, and T. Mizumoto, "Single-trench waveguide TE-TM mode converter," *Opt. Exp.*, vol.17, no.14, pp.11267–11273, 2009.
- [10] J. Pello, J.V.D. Tol, S. Keyvaninia, R.V. Veldhoven, H. Ambrosius, G. Roelkens, and M. Smit, "High-efficiency ultrasmall polarization converter in InP membrane," *Opt. Lett.*, vol.37, no.17, pp.3711–3713, Sept. 2012.
- [11] J. Yamauchi, N. Agari, and H. Nakano, "Polarization conversion properties in periodically loaded and supermode-based waveguides," *Int. Workshop on Contemporary Photon. Technol.*, Tokyo, pp.81–82, Jan. 2000.
- [12] T. Ando, T. Murata, H. Nakayama, J. Yamauchi, and H. Nakano, "Analysis and measurement of polar-

- ization conversion in a periodically loaded dielectric waveguide,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.14, no.9, pp.1288–1290, Sept. 2002.
- [13] J. Yamauchi, I. Ohba, T. Ando, and H. Nakano, “FDTD analysis of a polarization conversion waveguide with a single sloped sidewall,” *Integ. Photon. Res.*, Washington DC, pp.198–200, June 2003.
- [14] J. Yamauchi, M. Yamanoue, and H. Nakano, “A short polarization converter using a triangular waveguide,” *J. Lightwave Technol.*, vol.26, no.12, pp.1708–1714, June 2008.
- [15] J. Yamauchi, N. Shibuya, and H. Nakano, “Polarization coupling between strongly guiding waveguides stacked laterally,” *J. Lightwave Technol.*, vol.27, no.13, pp.2433–2438, July 2009.
- [16] Y. Nito, T. Oda, S. Takase, J. Yamauchi, and H. Nakano, “A beam-propagation method using both electric and magnetic fields,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.23, no.7, pp.429–431, April 2011.
- [17] Y. Wakabayashi, M. Nakamura, J. Yamauchi, and H. Nakano, “A short polarization converter using an L-shaped Si wire waveguide,” *Integ. Photon. Research Silicon Nanophoton.*, IWH2, Monterey, CA, July 2010.
- [18] Y. Wakabayashi, T. Hashimoto, J. Yamauchi, and H. Nakano, “Short waveguide polarization converter operating over a wide wavelength range,” *J. Lightwave Technol.*, vol.31, no.10, pp.1544–1550, May 2013.
- [19] S.T. Lim, C.E. Png, and A.J. Danner, “Embedded air core optical nano-waveguides,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol.27, no.10, pp.1937–1941, Oct. 2010.
- [20] V.R. Almeida, Q. Xu, C.A. Barrios, and M. Lipson, “Guiding and confining light in void nanostructure,” *Opt. Lett.*, vol.29, no.11, pp.1209–1211, June 2004.
- [21] J. Yamauchi, T. Hashimoto, Y. Wakabayashi, and H. Nakano, “Polarization converters using optical nano-waveguides,” *Integ. Photon. Research Silicon Nanophoton.*, IM3B.6, Colorado Springs, CO, June 2012.
- [22] 山内潤治, 橋本 貴, 若林 佑, 中野久松, “埋込形空気コアノ導波路を用いた短軸長偏波変換器,” *信学論 (C)*, vol.J96-C, no.9, pp.231–237, Sept. 2013.
- [23] A. Taflov and S.C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Norwood, MA, 2005.
- [24] S.M. Lee, “Finite-difference vectorial-beam-propagation method using Yee’s discretization scheme for modal fields,” *J. Opt. Soc. Am. A*, vol.13, no.7, pp.1369–1377, July 1996.
- [25] 山内潤治, 杉山 僚, 中野久松, “スロット導波路型偏波変換器の効率的な特性評価法,” 2013 信学ソ大 (エレクトロニクス), C-3-60, Sept. 2013.
- [26] N.N. Feng, R. Sun, J. Michel, and L.C. Kimerling, “Low-loss compact-size slotted waveguide polarization rotator and transformer,” *Opt. Lett.*, vol.32, no.15, pp.2131–2133, Aug. 2007.
- [27] Y. Fei, L. Zhang, T. Cao, Y. Cao, and S. Chen, “High efficiency broadband polarization converter based on tapered slot waveguide,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol.25, no.9, pp.879–881, May 2013.
- [28] B. Wohlfeil, L. Zimmermann, and K. Petermann, “Asymmetric codirectional coupler between regular nanowaveguide and slot-waveguide for polarization conversion,” *Integ. Photon. Res.*, Silicon, Nanophoton., ITu2B.5, June 2012.
- [29] Y. Fei, L. Zhang, T. Cao, Y. Cao, and S. Chen, “Ultra-compact polarization splitter-rotator based on an asymmetric directional coupler,” *Appl. Opt.*, vol.51, no.34, pp.8257–8261, 2012.
- [30] G.R. Hadley, “Transparent boundary condition for beam propagation,” *Opt. Lett.*, vol.16, no.9, pp.624–626, May 1991.
- [31] C. Vassallo, “On a rigorous calculation of the efficiency for coupling light power into optical waveguides,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.QE-13, no.4, pp.165–173, April 1977.
- [32] L.M. Johnson, “Theoretical analysis of coherently coupled optical waveguide bends,” *Appl. Opt.*, vol.23, no.17, pp.2988–2990, Sept. 1984.
- [33] R.L. Higdon, “Absorbing boundary conditions for difference approximations to the multi-dimensional wave equation,” *Math. Comput.*, vol.47, no.176, pp.437–459, Oct. 1986.

(平成 25 年 10 月 1 日受付, 26 年 4 月 14 日公開)



山内 潤治 (正員)

昭 51 法政大・工・電気卒。昭 57 同大大学院博士課程了。昭 59 都立高専講師。昭 63 法大講師。現在、同大教授。線状アンテナ、表面波アンテナ、円偏波導波器、円偏波散乱体、光導波路、偏波変換・分離デバイスなどの研究に従事。1989 英国電気学会アンテナ伝搬国際会議最優秀論文賞共同受賞。著書“Propagating Beam Analysis of Optical Waveguides” (Research Studies Press, England)。工博。IEEE Fellow, 米国光学会会員。