

弱導波光ファイバ形モード変換器の2次元数値解析

その他（別言語等） のタイトル	2-D Numerical Analysis of a Weakly Guiding Fiber-Type Mode Converter
著者	林 涛, 江口 真史, 今井 正明
雑誌名	室蘭工業大学紀要
巻	47
ページ	65-72
発行年	1997-11-28
URL	http://hdl.handle.net/10258/188

弱導波光ファイバ形モード変換器の2次元数値解析

林 涛*¹, 江口 真史*², 今井 正明*¹

2-D Numerical Analysis of a Weakly Guiding Fiber-Type Mode Converter

Tao LIN, Masashi EGUCHI and Masaaki IMAI

(原稿受付日 平成9年5月9日 論文受理日 平成9年8月20日)

Abstract

A mode converter in which selective coupling between the LP_{01} mode of a single-mode fiber and the LP_{11} mode of a two-mode fiber takes place has application as a modal filter for the construction of in-line all-fiber optical components. In this paper, a simple analysis using effective index method that approximates a round optical fiber into a 2-D structure of a 3-layers and 5-layers slab waveguide within the constraint of equal cross-section is presented. Numerical results based on FFT beam propagation method (FFT-BPM) and coupled mode theory (CMT) are shown and discussed for validity of this efficient method. We propose an efficient and simple method of analyzing guided optic devices in good accuracy and in short time with combination of FFT beam propagation method (FFT-BPM) and coupled mode theory (CMT).

Key word : Mode Converter, Effective Index Method, Coupled Mode Theory, Beam Propagation Method, Phase Matching

1.はじめに

光ファイバ通信, 光ファイバセンサ, 集積型光導波エレクトロニクスなどの分野が急速に発展するに伴い, 全光ファイバ形デバイスに関する関心が高まってきた。そこでは様々な機能をもつ光ファイバデバイスが研究されている⁽¹⁾。最近, モード変換の特性を利用して, 分散補償器⁽²⁾, 周波数シフタ⁽³⁾⁽⁴⁾, 狭帯域フィルタ⁽⁵⁾, モードフィルタ⁽⁶⁾などの光通信・光センシングで要求される機能を実現する多くの光デバイスが報告されている。これまでに提案されているモード変換器には, マイクロベンディング型⁽⁷⁾, グレーティング型⁽⁸⁾, テーパー型⁽⁹⁾, カブラ型⁽¹⁰⁾, 軸ずれ型⁽¹¹⁾, コア変形型⁽¹²⁾, 複屈折型⁽¹³⁾な

どがある。

これらの光ファイバモード変換器を設計するには, モード変換特性を正確に把握することが重要である。そのため数値的な特性解析法の導入が検討されている。本研究では, 単一モード光ファイバとデュアルモード光ファイバを組み合わせた非対称弱導波方向性結合器型モード変換器の数値解析を行う。2次元スラブ近似に基づいたビーム伝搬法(BPM)とモード結合理論(CMT)により数値解析して, その有効性を計算精度及び処理時間から検討した。

2.光ファイバモード変換器の原理

本研究の対象とするモード変換器は, 弱導波単一モード光ファイバとデュアルモード光ファイバを組み合わせた方向性結合器型のものである。デュアルモード光ファイバは, 基本モードと第1高次モードが伝搬するように設計された光ファイバである。その構造を図1に示す。図中の n_1 , n_2 , n_3 はそれぞれ単一モード光ファイバのコアの屈折率, デュアルモード光ファイバのコアの屈折率, 2つの光ファ

*1 室蘭工業大学工学部電気電子工学科, 室蘭市

*2 室蘭工業大学工学部附属情報メディア教育センター, 室蘭市

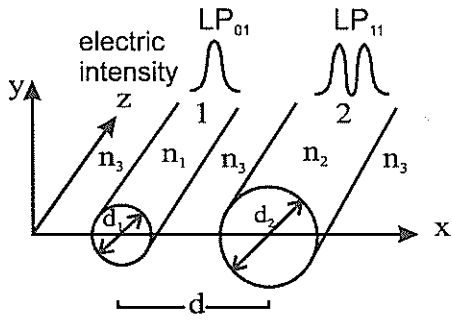


図 1. モード変換器の構造

ファイバのクラッドの屈折率を表わしている。

光ファイバ中を伝搬する各モードは固有の伝搬定数をもっている。通常、これらの伝搬速度が異なるため、各モード間には結合は生じない。いま、2つのモードの伝搬定数をそれぞれ β_1 , β_2 と仮定する。伝搬定数差は

$$\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1 \quad (1)$$

と表わされる。 $\Delta\beta \neq 0$ の場合には、ある距離伝搬すると、2つのモードの位相差がちょうど 2π だけ変化しビートが生じる。この距離は光ファイバのビート長と呼ばれる。しかし、何らかの方法で周波数シフトを導入すると、2つのモードの間で位相整合をとることができる。このとき2つのモード間に強い結合が起きる。例えば、光ファイバに沿って音波を伝搬させると⁽³⁾⁽⁴⁾、このビート長と同じ周期の屈折率の揺らぎが生じ、これを介在にしてモード間に結合が生じる⁽⁵⁾⁽⁶⁾。この場合に、(1)式は

$$\Delta\beta = \Delta k + \beta_2 - \beta_1 \quad (2)$$

となり、位相整合条件 $\Delta\beta \equiv 0$ が満たされる。ここで、 Δk は伝搬する音波の波数を表わし、周期的な屈折率揺らぎにより位相整合がとれる例である。[1.はじめに]中に挙げたモード変換器はすべて位相整合条件を満たすことによって実現している^(7~11)。

図 1 に示す非対称モード変換器では、適切な屈

表 1 光ファイバモード変換器のパラメータ

光の波長	$\lambda = 1.55(\mu\text{m})$
コア 1, 2 の屈折率	$n_1 = n_2 = 1.45$
クラッドの屈折率	$n_3 = 1.4460797$
導波路 1 のコア径	$d_1 = 8.9(\mu\text{m})$
導波路 2 のコア径	$d_2 = 17.463(\mu\text{m})$
コア中心間の距離	$d = 20(\mu\text{m})$
計算領域	$L = 100(\mu\text{m})$

折率分布をもつ単一モード光ファイバとデュアルモード光ファイバが隣接している。単一モード光ファイバの基本モード LP_{01} とデュアルモード光ファイバの第 1 高次モード LP_{11} との間で位相整合が起こると、モードの変換が生じる。表 1 にファイバ 1 の基本モードとファイバ 2 の第 1 高次モードの伝搬定数がほぼ等しくなる構造パラメータの一例を示す。この場合には両者のモード間で位相整合条件が満たされる。

次節では、最初に等価屈折率法を用いて 3 次元弱導波路光ファイバモード変換器を 2 次元の 3 層および 5 層スラブ導波路に近似する。次に、FFT ビーム伝搬法とモード結合理論を用いて、この近似した 2 次元のモード変換器の特性解析を行う。

3. 等価屈折率法によるスラブモデル

図 2(a) に示すような円形光ファイバを図 2(b) に示すような円形光ファイバと同一のコア断面積を持つ方形導波路に近似する。図 1 のモード変換器に用いられる光ファイバは弱導波光ファイバなので、このような近似は実用上はそれほど問題のない解を得ることができる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。従って、数値計算モデル化として、ファイバ 1 は単一モード導波路、ファイバ 2 はデュアルモード導波路と仮定し、それぞれの円柱形ファイバを矩形の境界面をもちかつ同じ断面積をもつ導波路に変換する⁽¹⁵⁾。一般に、比屈折率差 $\Delta = (n_{\text{core}} - n_{\text{clad}}) / n_{\text{core}} \ll 1$ が成り立つ弱導波路矩形導波路に沿う波はほぼ平面波に近く、電磁界の軸方向成分も小さい。それゆえ、矩形誘電体線路における導波モードは、一般に電界の主成分が x 方向であるか y 方向であるかによって、 E^x モードと E^y モードとに区別できる。それらのモードの伝搬特性は、

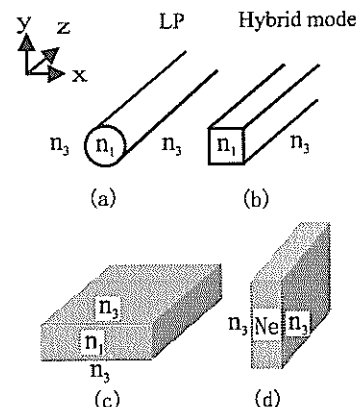


図 2 円形光ファイバの 2 次元スラブ導波路近似

マクスウェルの方程式から導出されるベクトル波動方程式を解いて、すなわち、ベクトル波解析を行うことによって求められる⁽¹⁶⁾。

ところで、これらの E^x , E^y モードは、 $H_x=0$ となる TM^x モードと $E_x=0$ となる TE^x モードとが結合したハイブリッドモードと考えることができる。一般に、 E^x モードでは TM^x モードが優勢であり、 E^y モードでは TE^x モードが優勢である。このため、 E^x , E^y モードをそれぞれ TM^x , TE^x モードで近似した、いわゆるスカラー波近似モデルを採用することができる。

本研究の数値解析では、 y 偏波入射光、つまり E^y モード入射を考える。さらに以下のような手順でモデル化を進める。弱導波路であるため、 x 方向については $n_1 \doteq n_3$ が成立つ。したがって、導波路 1, 2 をそれぞれ、図 2(c) のような x 方向に一様な 2 次元スラブ導波路で近似する。矩形導波路を伝搬する E^y モードは先の考察より TM^y モードで近似して、 y 方向の境界条件を満足するように TM^y モードの実効屈折率を求める。各導波路の実効屈折率はそれぞれ $N_e=1.448734$ と $N'_e=1.448046$ となる。次に、実効屈折率 N_e と N'_e を矩形導波路 1, 2 のコア屈折率とする。さらに、 y 方向については $N_e \doteq n_3$ と $N'_e \doteq n_3$ が成立つから、コア屈折率 N_e と N'_e である矩形導波路 1, 2 を図 2(d) のような y 方向に一様なスラブ導波路に近似することができる。このように矩形導波路を伝搬する E^y モードは TE^x モードで近似でき、 TE^x モードに対する実効屈折率を x 方向の境界条件を満足するように求める。最終的に図 3 のような 5 層スラブ導波路になり、 E^y モードは TE^x モードで近似する。各境界において電界分布が連続となる境界条件より、この 5 層スラブ導波路の TE^x

正規モードを次のように導出することができる⁽¹⁷⁾。

$$E_y = \begin{cases} \kappa \exp(\alpha d) \{ 2\sigma\kappa' \cos(2b\kappa') \\ + (\sigma^2 - \kappa'^2) \sin(2b\kappa') \} \exp(\alpha x) & (x \leq -d/2 - 2a) \\ \exp(\sigma(\frac{d}{2} - a)) \{ 2\sigma\kappa' \cos(2b\kappa') \\ + (\sigma^2 - \kappa'^2) \sin(2b\kappa') \} \\ \times \{ \sigma \sin(\kappa(\frac{d}{2} + a + x)) \\ + \kappa \cos(\kappa(\frac{d}{2} + a + x)) \} & (-d/2 - 2a \leq x \leq -d/2) \\ \frac{1}{2\sigma} \{ 2\sigma\kappa' \cos(2b\kappa') \\ + (\sigma^2 - \kappa'^2) \sin(2b\kappa') \} \\ \times \{ \exp(-\alpha x) (\sigma^2 + \kappa^2) \sin(2a\kappa) \\ + \exp(\sigma(x + d - 2a)) \\ \times (2\sigma\kappa \cos(2a\kappa) \\ + (\sigma^2 - \kappa^2) \sin(2a\kappa)) \} & (-d/2 \leq x \leq d/2) \\ \exp(\sigma(b - \frac{d}{2})) (\sigma^2 + \kappa^2) \sin(2a\kappa) \\ \times \{ \kappa' \cos(\kappa'(\frac{d}{2} + b - x)) \\ + \sigma \sin(\kappa'(\frac{d}{2} + b - x)) \} & (d/2 \leq x \leq d/2 + 2b) \\ \kappa' \exp(2\sigma b) (\sigma^2 + \kappa^2) \\ \times \sin(2a\kappa) \exp(-\alpha x) & (x \geq d/2 + 2b) \end{cases} \quad (3)$$

式(3)の電界分布を用いて固有値方程式は次のように導出した⁽¹⁷⁾。

$$\exp(2\alpha d) = \frac{(\sigma^2 + \kappa^2) \tan(2\kappa a)}{\{ 2\sigma\kappa + (\sigma^2 - \kappa^2) \tan(2a\kappa) \}} \times \frac{(\sigma^2 + \kappa'^2) \tan(2\kappa' b) \exp(2\sigma(a + b))}{\{ 2\sigma\kappa' + (\sigma^2 - \kappa'^2) \tan(2b\kappa') \}} \quad (4)$$

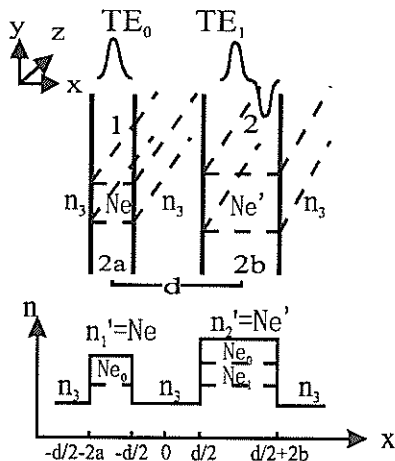


図3 2次元モード変換器と屈折率分布

表 2. 5 層スラブ導波路の正規モードに対する実効屈折率

	正規モード ψ_e	正規モード ψ_o
5 層スラブ 導波路	1.447710	1.447580

ここで, a, b はそれぞれ 2 つの導波路のコア半径, d は 2 つの導波路のコア間隔である. κ, κ', σ はそれぞれコアおよびクラッド中の横方向波数である. 式 (3), (4) によって求めた結合系の TE^x 正規モードは偶, 奇モード ψ_e, ψ_o となる. それぞれの実効屈折率を表 2 に示す. この段階では, ファイバ 1 に対応する 3 層スラブ導波路は単一モード導波路になっており, その実効屈折率は $N_{e0} = 1.447673$ となる. 一方, ファイバ 2 に対応する 3 層スラブ導波路はデュアルモード導波路になっている. その基本モード, 第 1 高次モードの実効屈折率はそれぞれ $N_{e0} = 1.449002, N_{e1} = 1.447623$ となる (表 3). 表 3 より, 導波路 1 の基本モードと導波路 2 の第 1 高次モードがほぼ位相整合していることが確認された. また, 表 2 に示す偶, 奇モード間に伝搬定数差があるためにビートが生じる. この結果, 光波のパワーが導波路 1, 2 の間で周期的に往復移行する.

表 3. 各導波路の TE モードに対する実効屈折率

	基本モード	第 1 高次モード
導波路 1	1.447673	なし
導波路 2	1.449002	1.447623

光ファイバモード変換器のファイバ 1 の基本モード LP_{01} に対する実行屈折率は $N_{e0} = 1.4476108$ で, ファイバ 2 の第 1 高次モードに対する実効屈折率は $N_{e1} = 1.4476117$ となる. 一方, 3 次元方形導波路モード変換器の基本モードに対する実行屈折率は $N_{e0} = 1.4475406$ で, 導波路 2 の第 1 高次モードに対する実効屈折率は $N_{e1} = 1.4475568$ となる. さらに近似したスラブ導波路モード変換器の基本モード TE_{01} に対する実行屈折率は $N_{e0} = 1.4476729$ で, 導波路 2 の第 1 高次モード TE_{11} に対する実効屈折率は $N_{e1} = 1.4476229$ となる. それぞれの導波路において基本モードと第 1 高次モードの実効屈折率は有効桁 5 桁まで完全に一致する. 相対誤差をみると, 3 次元方形導波路モード変換器の円形光ファイバモード変換器に対する場合を考える. 基本モードにおいては $(N_{e0} - N_{e0}) / N_{e0} = 4.8500605 \times 10^{-5}$ となり, 第 1 高次モードにおいては $(N_{e1} - N_{e1}) / N_{e1} = 3.7896903 \times 10^{-5}$ である. スラブ導波路モード

変換器の場合は円形光ファイバモード変換器に対する相対誤差を求めると, 基本モードにおいては $(N_{e0} - N_{e0}) / N_{e0} = 4.2898271 \times 10^{-5}$, 第 1 高次モードにおいては $(N_{e1} - N_{e1}) / N_{e1} = 7.7368814 \times 10^{-6}$ となる. いずれも 10^{-5} 以下の誤差範囲に納まり, モデル化の精度が高いことが実証された. また以上の誤差評価からスラブ導波路で近似する方法は矩形導波路に近似するよりも精度がよいことが分かった. 4 節では, FFT-BPM を用いて, この 5 層スラブ導波路中の導波路 1 の基本モード TE_{01} から導波路 2 の第 1 高次モード TE_{11} への変換の様子を調べる. また, 5 節では 3 層及び 5 層スラブ導波路に対して, CMT によりモード結合効率, 結合長などの特性を調べる.

4. ビーム伝搬法 (FFT-BPM)

BPM は光の波長に比べて変化の緩い屈折率分布を持つ導波路中の光伝搬を調べるのに有効な数値解析法である. FFT-BPM においては, 光の伝搬距離の微小区間 Δz を考え, その前後の波動場を関係づける計算を繰り返し行っていく. その微小区間 Δz ごとに伝搬と直角な方向への電磁界成分に対してフーリエ変換とその逆変換が行われる.

波動の 2 次元平面 (x, z) 中での振る舞いは, 電磁界の 1 成分 $X(x, z)$ についてのスカラ型ヘルムホルツ (Helmholtz) 方程式

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)X + k_0^2 N^2(x, z)X = 0 \tag{5}$$

で記述できる. z 方向に伝搬する平面波について, BPM 基本方程式は式 (5) から ⁽¹⁸⁾,

$$\begin{aligned} &W(x, z + \Delta z) \\ &= \exp\left[-j\frac{\Delta z}{2} \times \frac{\nabla_x^2}{(\nabla_x^2 + k_0^2 N_0^2)^{1/2} + k_0 N_0}\right] \\ &\times \exp[-j\Delta z \chi(x, z)] \tag{6} \\ &\times \exp\left[-j\frac{\Delta z}{2} \times \frac{\nabla_x^2}{(\nabla_x^2 + k_0^2 N_0^2)^{1/2} + k_0 N_0}\right] \\ &\times W(x, z) + o(\Delta z^3) \end{aligned}$$

となる. 導出の過程で, 複素振幅 $X(x, z)$ は $X(x, z) = W(x, z) \exp(-jk_0 N_0 z)$ と置いた. 実効屈折率分布 $N(x, z)$ を基準値 N_0 とその値からの変化分 δN に分けて, $N(x, z) = N_0 + \delta N(x, z)$ と考える. また, $\chi(x,$

$z) = k_0 \delta N(x, z)$, $\nabla_t^2 = \frac{\partial}{\partial x^2}$, k_0 は真空中の波数である。(6)式の第1, 3項目は, 波が屈折率 N_0 の均質媒質中を伝搬する効果を表し, 第2項目は導波路構造の影響, あるいは, 屈折率の非一様性を取り入れるが分散のない媒質中を Δz の距離伝搬することに対応している. この計算では, FFT を使って数値解析する. 初期波形 $W(x, z)$ を与えれば, 上の式により, 微小伝搬距離 Δz だけ伝搬した波形 $W(x, z + \Delta z)$ を求めることができる. 図4は, BPM によって得られた基本モードから第1高次モードへの変換の様子である. 図中の点線はコアとクラッドの境界を示している. 導波路1に入射した基本モードは, z 軸に沿って伝搬するとともに導波路2の第1高次モードに結合することがわかる.

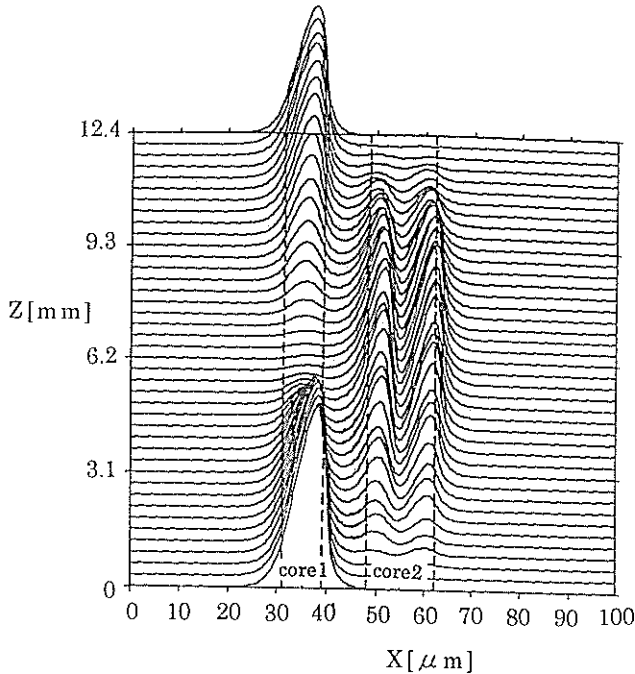


図4 基本モードから第1高次モードへの変換の様子

5. モード結合理論(CMT)

互いに接近した光導波路間では, おおのこの導波路のモードは互いに結合する. このような導波路系の光波伝搬を解析するには, 次の2つの方法がある⁽¹⁹⁾.

- (i) マクスウェルの方程式にもどって結合を含めて正規モードを解く方法.
- (ii) 互いに独立な導波路として, その正規モードの和で記述する方法.

(i) の方法は厳密な解が得られるが, 結合によって解けないか, また, 解くのが非常に困難な場合が多い. これに対して, (ii) の方法は近似解ではあるが, 見通しがよく, 簡単で現象の本質を定性的に明確に把握できる. このように無結合導波路系の正規モードで結合導波路中の光波の振る舞いを記述するのがモード結合理論である.

無結合系の2つの導波路の振幅を, それぞれ $A_1(z)$, $A_2(z)$ と仮定する. 波動方程式から, z 軸に沿うモード結合方程式は⁽²⁰⁾

$$\frac{dA_1(z)}{dz} = -j\kappa_a A_2(z) \exp(-j2\delta z) + j\alpha_a A_1(z) \quad (7)$$

$$\frac{dA_2(z)}{dz} = -j\kappa_b A_1(z) \exp(-j2\delta z) + j\alpha_b A_2(z) \quad (8)$$

と導出される. ただし,

$$\kappa_a = \frac{\kappa_{12} - c_{12}\chi_2}{1 - |c_{12}|^2} \quad (9)$$

$$\kappa_b = \frac{\kappa_{21} - c_{12}\chi_1}{1 - |c_{12}|^2} \quad (10)$$

$$\alpha_a = \frac{\kappa_{21}c_{12} - \chi_1}{1 - |c_{12}|^2} \quad (11)$$

$$\alpha_b = \frac{\kappa_{12}c_{12} - \chi_2}{1 - |c_{12}|^2} \quad (12)$$

$$\delta = \frac{\beta_2 - \beta_1}{2} \quad (13)$$

である. β_1 , β_2 はそれぞれ2つのモードの伝搬定数である. ここで, $(p, q) = (1, 2)$ あるいは $(2, 1)$ である. κ_{pq} は方向性結合係数, χ_p は自己結合係数, c_{pq} は突き合わせ結合係数である⁽²⁰⁾. 式(7), (8)から, 3層スラブ導波路近似の場合において, TE^x の基本モードから第1高次モードへの光波パワーの最大移行率は次式となる.

$$F_{12} = \frac{1}{1 + \frac{\delta^2}{\kappa_a \kappa_b}} \quad (14)$$

ここで, $\delta' = \delta + (\alpha_a - \alpha_b)/2$ である. この最大移行率が得られる距離, すなわち, 結合長 L は

$$L = \frac{\pi}{2\sqrt{\kappa_a \kappa_b + \delta'^2}} \quad (15)$$

である．一方，より正確な解析法として，(i)の方法による5層スラブ導波路を考える．5層のスラブ導波路中を伝搬する TE^x 正規モードを ψ_e, ψ_o とおくと，式(4)により正規モード ψ_e, ψ_o の伝搬定数 β_e, β_o が得られる．最終的に，正規モード ψ_e, ψ_o の結合長 L_c は

$$L_c = \frac{\pi}{\beta_e - \beta_o} \quad (16)$$

と表わされる．この L_c は導波路 1, 2 中の基本モード TE_{01} と第1高次モード TE_{11} との結合長である．式(16)による計算結果との比較によって，FFTビーム伝搬法とモード結合理論による計算結果の妥当性を確認する．

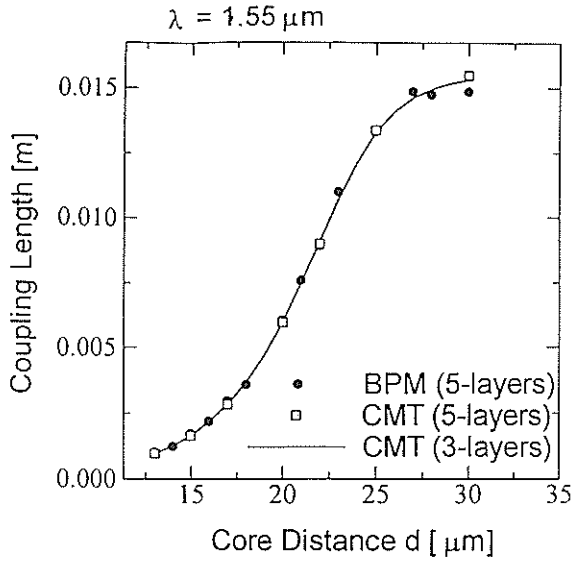


図5 結合長のコア間隔依存性

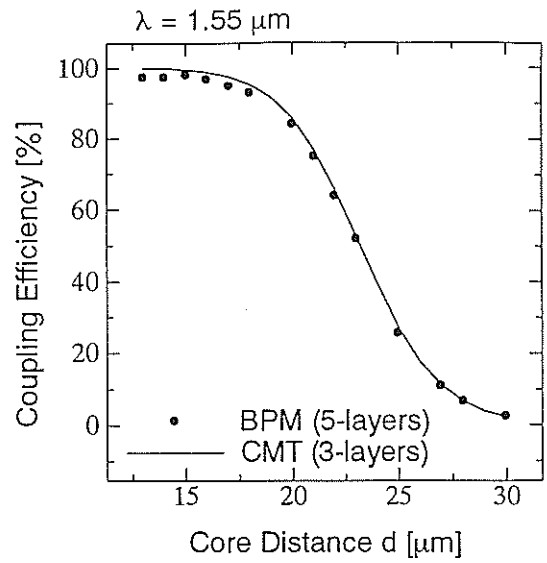


図6 結合効率のコア間隔依存性

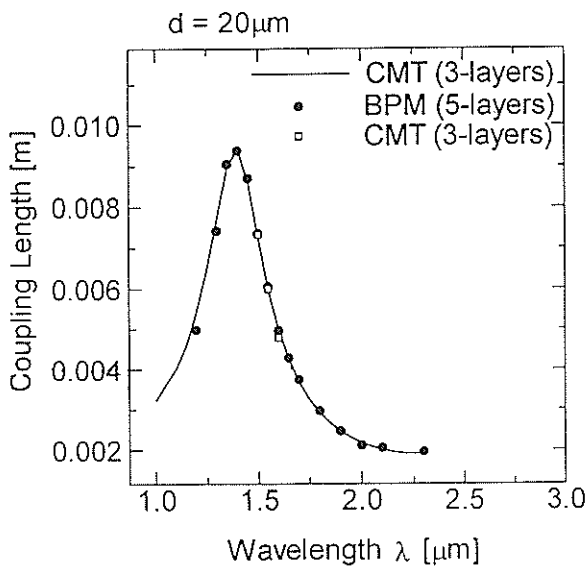


図7 結合長の入射波長依存性

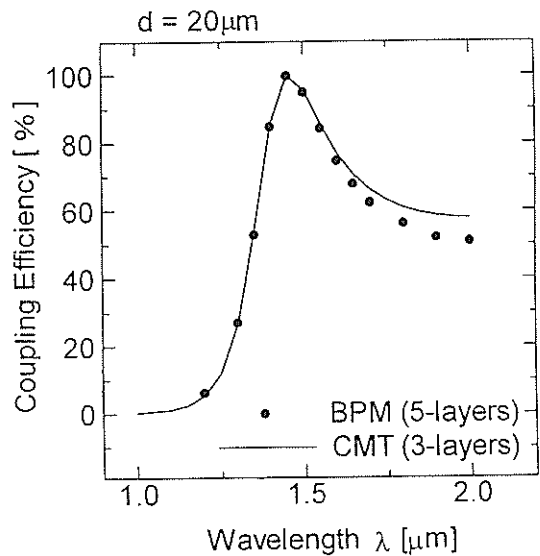


図8 結合効率の入射波長依存性

6. 解析結果

図5から図8は、表1のパラメータを持つモード変換器についてこれまで述べた方法で解析した結果である。図5には、入射波の波長を $1.55\mu\text{m}$ とした場合のモード変換器の結合長のコア中心間隔の依存性を示す。コア間隔が大きくなると結合長が長くなる。図6には、結合効率のコア中心間隔の依存性を示す⁽²¹⁾。コア間隔が大きくなると、結合効率が減少する。図7には、単一モード光ファイバとデュアルモード光ファイバのコア中心間隔 $d=20\mu\text{m}$ の場合に対する結合長の入射波長の依存性を示す。入射波長 λ が $1.50\mu\text{m}$ 付近で、結合長が最大となることが分かる。結合効率の入射波長依存性を図8に示す。入射波長 λ が $1.50\mu\text{m}$ 付近で、結合効率が高くなることが分かる。図5から図8までの図中の黒丸(●)は、5層スラブ導波路近似に対するFFT-BPMによる計算結果を示す。実線は3層のスラブ導波路近似を用いたモード結合理論による計算結果である。四角(□)は5層スラブ導波路近似による正規モード ψ_e, ψ_o から得られた厳密な計算結果である。各計算結果がよく一致していることがわかる。ただし、図6において $d < 20\mu\text{m}$ の場合にBPM(●)による結果がCMT(—)による理論の結果よりも若干小さめである。コア中心の間隔が小さくなると、変換された第1高次モードの中心は導波路2の中心から導波路1寄りに遷移する。導波路1にしみ込むエバネッセント場はより大きくなり、BPMにより得た波形から計算した導波路1から導波路2への結合効率が小さくなる。図8においても入射光の波長が大きくなる場合にBPM(●)による結果がCMT(—)による理論結果よりも若干小さい。その理由は入射光の波長がカットオフ波長に近づく時に導波モードは放射モードに変換される。それゆえ、放射モードはクラッドに広がるように電磁界が分布するのでBPMによる計算の精度が悪くなると考えられる。

7. むすび

単一モード光ファイバとデュアルモード光ファイバを組み合わせた非対称な弱導波方向性結合器型モード変換器を数値解析した。等価屈折率法を用いて3次元円形断面導波路構造を2次元スラブ導波路で近似する簡便なモデル化を示し、円形断面をも

つ理想モード変換器の計算結果と比較することによりモデル化の精度評価を行った。さらに、ビーム伝搬法およびモード結合理論を用いてモードの変換の様子や結合効率、結合長などの特性を調べた。5層スラブ導波路における正規モードの伝搬についてはモード結合長の厳密解が導けるので、5層スラブ導波路におけるBPMの計算結果と3層スラブ導波路におけるCMTの計算結果とを比較した。その結果、両者はよく一致することが示され、弱導波光ファイバ型モード変換器の設計において本手法が有効であることが確認できた。また、モード結合長以外の特性についても、5層スラブ導波路近似と3層スラブ導波路近似は同程度の計算結果を与えることが分かった。したがって、実用上は取り扱いの簡単な3層スラブ導波路近似を採用するのが計算時間の面から有利と考えられる。

今後は、3次元ビーム伝搬法とモード結合理論を用いて、実際の光ファイバ中を伝搬する基本モード LP_{01} と第1高次モード LP_{11} の間のモード変換についてシミュレーションを行い、且つ2次元の計算結果と比較する。さらに、このような方向性結合器型モード変換器を作製し、高性能光ファイバ形デバイスの開発を行う予定である。

文献

- (1) 今井正明, "光部品—能動型光ファイバ部品を中心に"—, 電子情報通信学会, 第1回光ファイバ応用技術研究会, OFT93-4, 1993.
- (2) 江口, 大川, 辻, 小柴, 今井, "デュアルモード光ファイバを用いた分散補償", 信学技報, OCS95-14, 1995.
- (3) W. P. Risk, R. C. Youngquist, G. S. Kino, and H. J. Shaw, "Acousto-optic frequency shifting in birefringent fiber," Opt. Lett., vol. 9, No. 7, pp. 309-311, 1984.
- (4) B. Y. Kim, J. N. Blake, H. E. Engan, H. J. Shaw, "All-fiber acousto-optic frequency shifter," Opt. Lett., vol. 11, No. 6, pp. 389-391, 1986.
- (5) D. Ostling and H. E. Engan, "Narrow-band acousto-optic tunable filtering in a two-mode fiber," Opt. Lett., vol. 20, No. 11, pp. 1247-1249, 1995.
- (6) W. V. Sorin, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, "Highly selective evanescent modal filter for

- two-mode optical fiber," Opt. Lett., vol.11, No.9, pp.581-583, 1986.
- (7) J. N. Blake, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, "Two-mode fiber modal coupler," Opt. Lett., vol.11, No.3, pp.177-179, 1986.
- (8) C-X Shi and Takanori Okoshi, "Mode conversion based on the periodic coupling by a reflective fiber grating," Opt. Lett., Vol.17, No23, pp.1655-1657, 1992.
- (9) T. A. Birks, S. G. Farwell, P. St. J. Russell, and C. N. Pannell, "Low Power Acousto-Optic Device Based on a tapered Single-Mode Fiber," IEEE Photonics Technology Letters, Vol.6, pp.725-727, 1994.
- (10) 福知清, 保立和夫, "ファイバカブラ型光周波数シフターカブラ正規モード間結合理論に基づく解析", 信学技報, OQE91-1, pp.1-6, 1991.
- (11) R. C. Youngquist, J. L. Brooks, and H. J. Shaw, "Two-mode fiber modal coupler," Opt. Lett., vol.9, No.5, pp.177-179, 1984.
- (12) C. D. Poole, H. M. Presby and J. P. Meester, "Two-mode fiber spatial-mode converter using periodic core deformation," Electron. Lett., Vol.30, No.17, pp.1437-1438, 1994.
- (13) A. Kumar and R. K. Varshney, "Propagation characteristics of highly elliptical core optical waveguides : a perturbation approach," Opt. Quantum. Electron., No.16, pp.349-354, 1984.
- (14) M. Eguchi and M. Koshiba, "Accurate finite-element analysis of dual-mode highly elliptical-core fibers," J. Lightwave Technol., No.12, pp.607-613, 1994.
- (15) 小柴正則, "光導波路の解析法", 応用物理, 第61巻, 第1号, pp.22-29, 1992.
- (16) 小柴正則, "光導波路の有限要素法解析", 光学, 第22巻, 第10号, pp.590-595, 1993.
- (17) 林涛, 江口真史, 今井正明, "弱導波光ファイバ型モード変換器の2次元数値解析", 1996年電子情報通信学会総合大会 講演論文集, C-189, pp.189.
- (18) 山下栄吉監修, "電磁波問題の基礎解析法", コロナ社, 東京, 1987.
- (19) 西原浩, 春名正光, 栖原敏明, "光集積回路", オーム社, 東京, 1985.
- (20) 岡本勝就, "光導波路の基礎", コロナ社, 東京, 1992.
- (21) 林涛, 今井正明, "異種光導波路方向性結合器を利用するモード変換器の数値解析", 1997年電子情報通信学会総合大会 講演論文集, SC-1-7, pp.465-466.