

方向性結合器の Green-関数を用いた電力移行特性の解析と パラメータの最適設計

上ヶ市 実央[†] 岸岡 清[‡]

Analysis and parameter optimum design on the power transfer
characteristics in the optical directional couplers
using the Green-function

Mio KAMIGAICHI[†] and Kiyoshi KISHIOKA[‡]

Abstract: This paper describes an analyzing method in the optical directional couplers with perturbed structure parameters, in which the Green-function is utilized in solving the coupled mode equations for the purpose of easily understanding physical meanings of the power transfer characteristics in the perturbed structures. Parameter designs in the couplers composed of the nonlinear waveguides are effectively performed using the advantages of the Green-function, and designed characteristics of an optical switch, power filter and power limiter are demonstrated.

1 まえがき

光通信システム技術の発展とその用途の拡大に伴い、システムに用いられる高性能な光デバイスの開発と、信頼性の確保が益々重要となっている。このような技術的なニーズに対して、導波路を伝搬する光波の性質を巧みに利用した高機能な平面導波路形光デバイスは、低コストで、集積度が高く、信頼性の高さから最も有効な光デバイスであるとされている。

方向性結合器 (Directional Coupler) は、光導波路で構成される光集積回路素子の基本構成要素の一つとして、種々の構造が提案され、その製作方法を含めて盛んに研究されている [1]。導波路間で起こるパワー移行は、屈折率、導波路幅等の構造パラメータに与える摂動量を制御することによって、所望の特性が実現されている。

結合器の特性の解析方法として、BPM(Beam Propagation Method) のような計算機を用いる数値計算法 [2] と、結合理論を用いる解析的な手法 [3],[4] が広く用いられている。BPM は、結合器内を伝搬する光の界分布の様子を可視化するのに有効であると同時に、構造パラメータに対する適用範囲も広い。計算精度も高く、パラメータの摂動を含む煩雑な構造への適用可能であるが、特性の各パラメータ依存性の把握が難しく、多大な計算時間を要する難点がある。一方、結合理論による解析は、摂動が特性に与える物理的な意味の把握が容易であることに加え、計算コストは BPM より遥かに優位である。

[†]大阪電気通信大学 学術研究員

[‡]大阪電気通信大学 工学部・電子機械工学科

本論文では、構造パラメータに摂動を含んだチャンネル導波路で構成される2導波路方向性結合器が理論的に取り扱われている。パラメータの摂動量と特性との関係の把握を容易にする目的で、導波路のモード振幅の間に成立する結合方程式の解のGreen-関数 [5] を用いた定式化が行われている。さらに、Green-関数による表現を活かして、非線形結合器のパラメータの設計例も示されている。

結合方程式をGreen-関数を用いて解法することによって、摂動を持った結合系の解が解析的に簡潔に表現され、導波路間で生じる光のパワー移行特性のパラメータ依存性の把握が容易となっている。加えて、非線形光学効果 (Kerr-効果) による屈折率の摂動と、導波路幅等の幾何学的な摂動を区別することなく、統一的に取り扱うことが可能である点も大きな特長となっている。

2 方向性結合器の動作

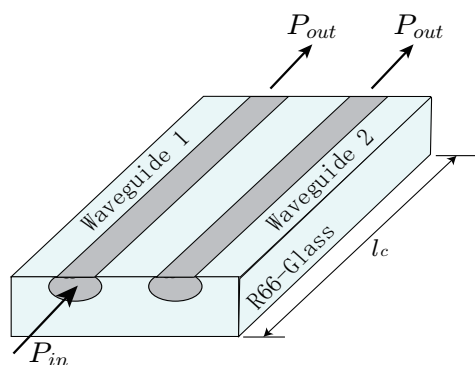


図1：チャンネル導波路

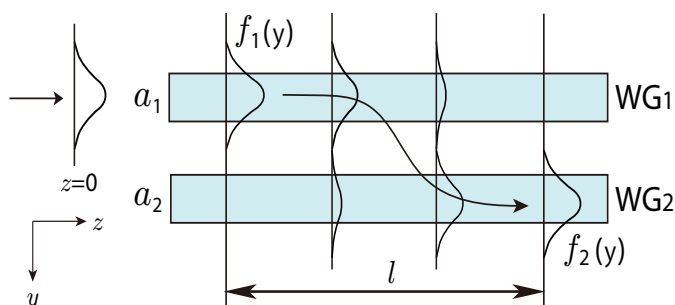


図2：結合器内のパワー移行

本論文で取り扱われる方向性結合器が図1に示されている。ガラス基板中にイオン拡散によって作られたチャンネル導波路で構成される2導波路方向性結合器のパワー移行特性が取り扱われる [6]。

図2には、2導波路間で起きるパワー移行の様子が模式的に描かれている。片方の導波路から入射した光が伝搬するにつれてもう片方の導波路へと移行する。結合器の断面 (y 方向) の界分布 $F(y, z)$ を、導波路が単独で存在していた場合のそれぞれの導波路のモードの界分布 $f_1(y)$ 、 $f_2(y)$ の和として、

$$F(y, z) = a_1(z)f_1(y) + a_2(z)f_2(y) \quad (1)$$

のように近似的に表す。それぞれの導波路の界は、お互いの影響を受けて伝搬方向 (z 方向) に沿って変化するが、その変化は $a_1(z)$ 、 $a_2(z)$ によって表されている。各導波路のモードの界分布が伝送電力で規格されていれば、規格化された界分布は、 $\int |f_i|^2 dy = 1$, ($i = 1, 2$) を満たすので、各導波路の伝送電力 P_i , ($i = 1, 2$) は、

$$P_i = |a_i|^2 \int_{\text{各導波路断面}} |f|^2 dy = |a_i|^2, \quad (i = 1, 2) \quad (2)$$

のようにモード振幅 a_i の絶対値の 2 乗で表される。

モード振幅 a_i は、 $F(y)$ を Maxwell の方程式に代入して得られる z に関する連立微分方程式を満たし、それを解くことによって、各導波路の光パワーの z 依存性を知ることができる。

2.1 摂動がある結合器

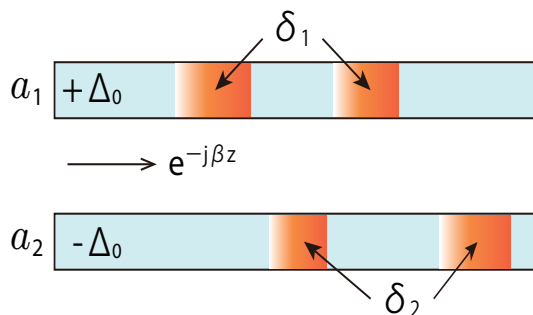


図 3：摂動を含む結合器

図 3 に示されるような 2 導波路間に位相不整合 (伝搬定数の差) を与えた結合器を考える。伝搬定数差が生じる要因としては導波路幅の差異、屈折率の変化等が想定される。図 3 には、一様な伝搬定数差 Δ_0 と伝搬軸に沿って変化する伝搬定数差 $\delta_1(z)$ 、 $\delta_2(z)$ の両方が存在する結合器が描かれている。

図 3 のように、導波路間に位相不整合があると、導波路間のパワー移行が妨げられ、完全なパワー移行が起こらなくなる。位相不整合量の伝搬軸に沿った分布を調整することにより、波長フィルタ、パワーデバイダ、分波器等の機能素子に、所望の特性を持たせることができる。

第 4 節で示される計算例では、非線形光学効果 (Kerr-効果) によって光強度に比例して導波路の屈折率が変化し、それによってモードの伝搬定数が変化し、伝搬定数差を生じる場合のパワー移行特性も示されている。

2.1.1 伝送パワーに対する実効屈折率の変化

ここでは、非線形結合器の特性の解析・設計に必要な導波路の伝送パワーに対するモードの実効屈折率の変化が計算される [7]。光学非線形 (Kerr-効果) 材料として、半導体ドープガラス (HOYA 製/R-66 Sharp-cutoff Filter Glass) が想定され、その中に K-イオンの熱拡散によって作られる非線形チャンネル導波路の伝送電力 P に対するモードの実効屈折率 N_{eff} の変化率が求められる [8],[9],[10]。

表 1：計算に用いたパラメータ

表面屈折率変化	Δn	1.868×10^{-3}	
基板の屈折率	n_s	1.5457	
導波路幅	W	9	$[\mu \text{ m}]$
K ⁺ の拡散時間	t	30	$[\text{min}]$
拡散係数	D_k	0.28	$[\mu \text{ m}^2/\text{min}]$
拡散深さ	$Depth$	5.797	$[\mu \text{ m}]$
非線形屈折率	n_2	8.6×10^{-15}	$[\text{m}^2/\text{W}]$
光の波長	λ	0.66	$[\mu \text{ m}]$
導波路間隔 (結合器)	d	3.5	$[\mu \text{ m}]$
境界-境界間隔			

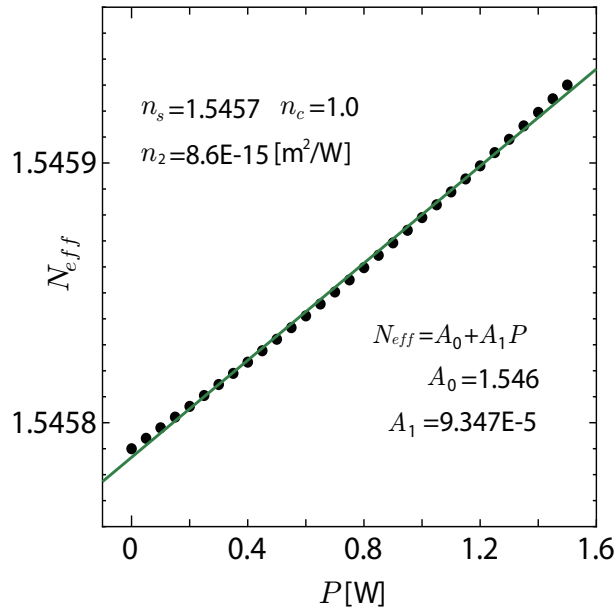


図 4：伝送電力に対するモードの実効屈折率の変化
線形領域の実効屈折率 $N_{eff} = 1.54579$

図 4 に差分法によって求められた非線形チャネル導波路を伝搬する基本モードの実効屈折率の伝送電力 P に対する変化がプロットされている。実効屈折率の変化量 ΔN_{eff} は伝送電力 P に対して、ほぼ比例関係にあり、 $\Delta N_{eff} = N_2 P$ が成立している。比例定数 N_2 の値は、図 4 にプロットされた直線の傾き A_1 として得ることができ、 $9.347 \times 10^{-5} [1/\text{W}]$ となる。得られた N_2 の値より、伝送パワー P が与えられた時の伝搬定数の摂動量 δ はモード振幅を用いて、

$$\delta = \Delta N_{eff} \cdot k_0 = k_0 N_2 \cdot P = k_0 N_2 \cdot |a|^2 \quad (3)$$

の様に得られる。ここで、 k_0 は光の真空中での波数である。

計算に使われた半導体ドープガラス (R-66) のバルクでの非線形屈折率 n_2 の値は、 $8.6 \times 10^{-15} [\text{m}^2/\text{W}]$ である [8]。その他の拡散導波路の構造パラメータは表 1 に示されている。

非線形チャネル導波路の伝搬モードの実効屈折率は以下に示す計算手順によって得ることができる：Kerr-効果を考慮に入れた導波路断面内の屈折率分布を $n(x, y)$ と表し、モードの実効屈折率を N_{eff} と表すと、モードの電界 E は、

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) E + k_0^2 [n^2(x, y) - N_{eff}^2] E = 0 \quad (4)$$

の Helmholtz 方程式を満たす。Kerr-効果を考慮に入れた屈折率分布 $n(x, y)$ は、伝送光パワーが小さく Kerr-効果による屈折率変化が無視できる線形領域の屈折率分布 $\bar{n}(x, y)$ [9],[10] と Kerr-効果による変動分 $\Delta n(x, y)$ の和として、

$$n(x, y) = \bar{n}(x, y) + \Delta n(x, y), \quad \Delta n(x, y) = \frac{1}{2} n_2 |E(x, y)|^2 \frac{n(x, y)}{Z_0} \quad (5)$$

で与えられる。ここで、 Z_0 は真空中の波動インピーダンスを表している。 E を x 及び y について差分化し、式 (4) を差分法で数値的に解法することによって、モードの界分布 (E の分布) と屈折率分布 $n(x, y)$ を得ることができる。差分法による解法の E の反復過程に於いて、実効屈折率法 [7] によって、反復の各ステップ毎にチャネル導波路の実効屈折率 N_{eff} を計算し、その値の収束を以て反復を終了させた。 $E(x, y)$ は伝送パワーに比例した任意性があるので、反復の度にその直前で得られた $E(x, y)$ と $n(x, y)$ によって導波路断面内の伝送パワー P を計算し、その値が導波路への入力パワー P_{in} に等しくなるように、 E に $\sqrt{P_{in}}/\sqrt{P}$ を乗じながら反復が繰り返された。

2.1.2 非線形結合器のパラメータの伝送パワーに対する変化

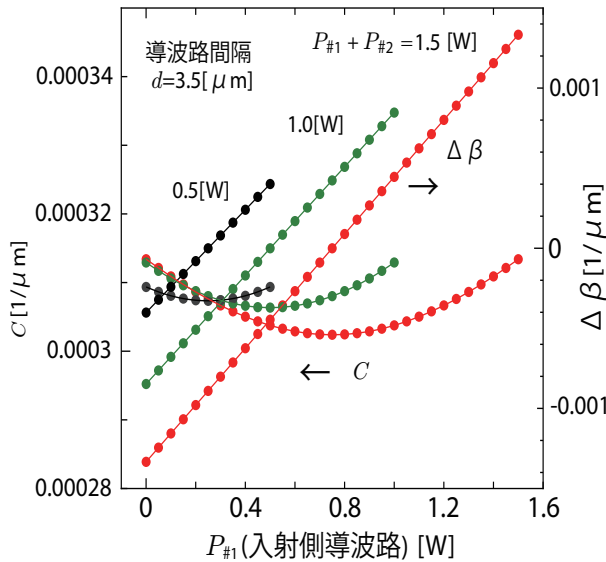


図5： $P_{in}(= P_{\#1} + P_{\#2})$ に対する結合係数 c と位相不整合量 $\Delta\beta$ の変化

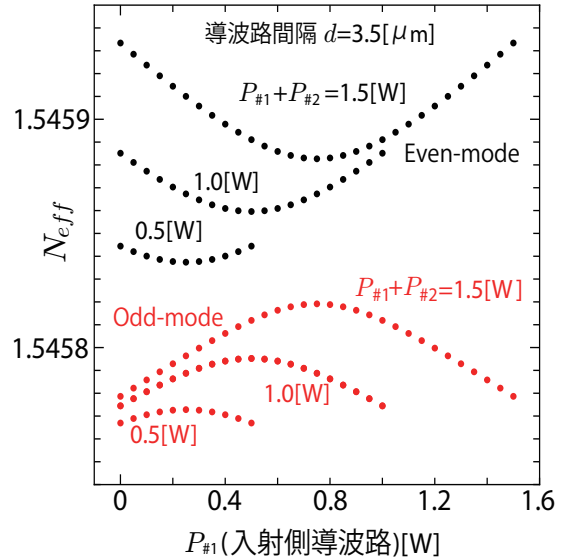


図6： $P_{in}(= P_{\#1} + P_{\#2})$ に対する偶対称と奇対称モードの実効屈折率の変化

図5には、非線形結合器への入力パワー P_{in} をパラメータにして、入力側の導波路のパワー $P_{\#1}$ (もう一方の導波路のパワー: $P_{\#2}$) に対する結合係数 c と位相不整合量 $\Delta\beta$ の変化が示されている。非線形導波路では、導波路の伝送パワーに応じてモードの実効屈折率が変化するため、導波路間の電力移行量に応じた位相不整合量が発生する。同時に、導波路の屈折率の変化に伴い導波路への界の集中の度合いも変化し、それに伴って、結合係数も変化する。

$\Delta\beta$ は、各導波路に伝送電力 $P_{\#1}$ 、 $P_{\#2}$ を与えて、差分法によって各導波路のモードの実効屈折率を計算して、それより、各導波路のモードの伝搬定数 β_1 と β_2 を求め、その差より計算されている。

一方、 c は、各導波路の伝搬定数 β_1 、 β_2 に加えて、2導波路からなる結合器を伝搬する偶対称モードと奇対称モードの伝搬定数 β_e と β_o を差分法で求め、それらより、

$$c = \frac{1}{2} \sqrt{(\beta_e - \beta_o)^2 - (\beta_1 - \beta_2)^2} \quad (6)$$

によって計算されている。計算には表1に示されている構造パラメータの値が使用された。

図6には、結合した導波路の基本モードである偶対称モードと、第一次モードである奇対称モードの実効屈折率 N_{effe} と N_{effo} の計算結果が、図5と同様、結合器への入射パワー P_{in} をパラメータにして、一方の導波路の伝送パワー P に対する変化が示されている。偶対称モードと奇対称モードの伝搬定数は、 $\beta_e = k_0 N_{effe}$ 、 $\beta_o = k_0 N_{effo}$ によって計算されている。

図5に示した計算結果から、 $\Delta\beta$ の変化 (右縦軸) に比べて c の変化 (左縦軸) は十分に小さい事が判る。従って、6節でのシミュレーションや設計では、入射パワーに対する c の変化を無視し、線形領域の値として取り扱われる。

3 一様なパラメータを持つ結合方程式の解

ここでは、一様な構造パラメータと一様な位相不整合量 Δ_0 を持つ結合器 ”非摂動系” の結合方程式の解が求められる。

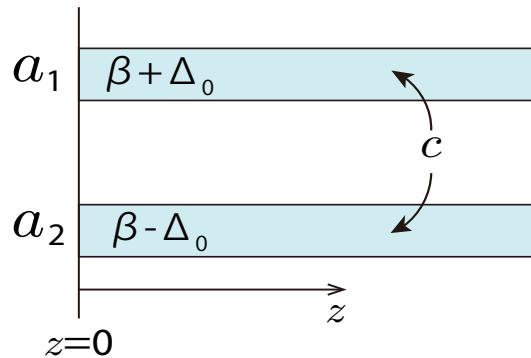


図7: 一様なパラメータを持つ結合器

図7に示すように、一様な位相不整合量 $\pm\Delta_0$ を持つ結合器に於いて、各導波路の界の z 方向の変化を与えるモード振幅を速い変化と遅い変化の積で表し、 $a_i(z) \cdot e^{-j\beta z}$ とすると、遅い変化を表す $a_i(z)$, ($i = 1, 2$) についての結合方程式は、

$$\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial z} = -j \begin{pmatrix} +\Delta_0 & c \\ c & -\Delta_0 \end{pmatrix} \mathbf{a} \equiv -j\hat{C}\mathbf{a} \quad (7)$$

で与えられる。ここで、 β は導波路が独立してある時のモードの伝搬定数である。

非摂動系の結合方程式の解は、

$$\mathbf{a}(z) = \hat{F}\mathbf{a}(0) \quad (8)$$

で与えられる。ここで、 \hat{F} はモード振幅の伝送行列と呼ばれるモード振幅の伝搬を表す行列で、

$$\hat{F} = \hat{T} \begin{pmatrix} e^{-jqz} & 0 \\ 0 & e^{jqz} \end{pmatrix} \hat{T}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos qz - j \left(\frac{\Delta_0}{q} \right) \sin qz & -j \left(\frac{c}{q} \right) \sin qz \\ -j \left(\frac{c}{q} \right) \sin qz & \cos qz + j \left(\frac{\Delta_0}{q} \right) \sin qz \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\hat{T} = \begin{pmatrix} c & c \\ q - \Delta_0 & -(q + \Delta_0) \end{pmatrix}, \quad q = \sqrt{c^2 + \Delta_0^2} \quad (10)$$

と表される。

4 摂動系の結合方程式の Green-関数による解

4.1 結合方程式の Green-関数による表現

ここでは、パラメータに摂動を含む結合方程式の Green-関数による解法が示される。図3に示すような、一様な位相不整合量 $\pm\Delta_0$ に加えて、 z の関数として与えられる位相不整合量 $\delta_i(z)$, ($i = 1, 2$) を持った結合器を考える。この結合器に対する結合方程式は、

$$\frac{\partial \mathbf{a}(z)}{\partial z} + j \begin{pmatrix} \delta_1(z) + \Delta_0 & c \\ c & \delta_2(z) - \Delta_0 \end{pmatrix} \mathbf{a}(z) = 0 \quad (11)$$

で与えられる。右辺が摂動項になるように変形をすると、

$$\frac{\partial \mathbf{a}(z)}{\partial z} + j \begin{pmatrix} \Delta_0 & c \\ c & -\Delta_0 \end{pmatrix} \mathbf{a}(z) = -j \begin{pmatrix} \delta_1(z) & 0 \\ 0 & \delta_2(z) \end{pmatrix} \mathbf{a}(z) \quad (12)$$

となる。この方程式の右辺を波源(強制項)と見なし、それを δ -関数に置き換えた方程式

$$\frac{\partial \hat{G}_0}{\partial z} + j \begin{pmatrix} \Delta_0 & c \\ c & -\Delta_0 \end{pmatrix} \hat{G}_0 = -\delta(z - \xi) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

を考える。この方程式を満たす Green-関数 (Diadic Green-関数) と呼ばれる解を用いると、摂動項を含む結合方程式の解を求めることができる。

その解は Green-関数 \hat{G}_0 を用いると、

$$\mathbf{a}(z) = \bar{\mathbf{a}}(z) + j \int_0^z \hat{G}_0(z; \xi) \begin{pmatrix} \delta_1(\xi) & 0 \\ 0 & \delta_2(\xi) \end{pmatrix} \mathbf{a}(\xi) d\xi \quad (14)$$

と表すことができる。ここで、 $\bar{\mathbf{a}}(z)$ は摂動が無い結合器のモード振幅を表し、式(9)の伝送行列 \hat{F} によって

$$\bar{\mathbf{a}}(z) = \hat{F} \mathbf{a}(0) \quad (15)$$

と与えられる。式(14)が摂動項を含む結合方程式の解であることは、式(11)又は(12)に直接代入して、容易に確かめることができる。

4.2 Diadic-Green 関数の導出

式(13)の両辺をフーリエ変換して整理すると、

$$\begin{aligned} \hat{\hat{G}}_0 &= j \begin{bmatrix} \Delta_0 + \alpha & c \\ c & \alpha - \Delta_0 \end{bmatrix}^{-1} e^{-j\alpha\xi} \\ &= \frac{j}{\alpha^2 - q^2} \begin{bmatrix} \alpha - \Delta_0 & -c \\ -c & \Delta_0 + \alpha \end{bmatrix} e^{-j\alpha\xi} \end{aligned} \quad (16)$$

となる。ここで、 $\hat{\hat{G}}_0$ のように G のフーリエ変換を \tilde{G} で表した。

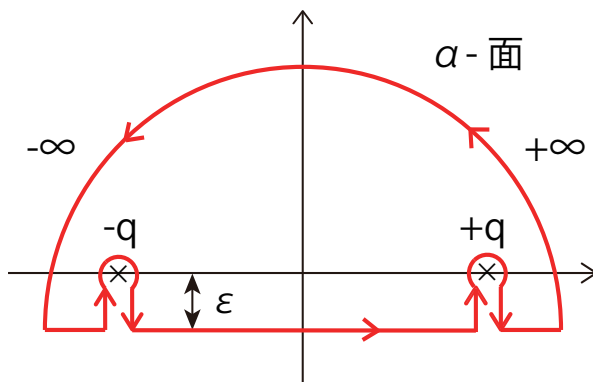


図 8 : 複素積分路

\hat{G}_0 は、式 (16) を各成分ごとに逆フーリエ変換することによって求められる。逆フーリエ変換に必要な複素積分の積分路を図 8 に示す。実軸上に $\pm q$ の極が存在しているため、積分領域内に極が含まれるように積分路が設定されている。また、積分の収束を考慮して、 $I_m(\alpha) > 0$ の条件が満たされるよう積分路が選ばれ、複素積分は 2 つの極の留数の和として得ることができる。

以上の計算結果を纏めると \hat{G}_0 は、

$$\hat{G}_0(z; \xi) = \begin{pmatrix} -\cos q(z - \xi) + j \left(\frac{\Delta_0}{q} \right) \sin q(z - \xi) & j \left(\frac{c}{q} \right) \sin q(z - \xi) \\ j \left(\frac{c}{q} \right) \sin q(z - \xi) & -\cos q(z - \xi) - j \left(\frac{\Delta_0}{q} \right) \sin q(z - \xi) \end{pmatrix} \quad (17)$$

と求められる。

5 特性の解析例

ここでは、前節までに得られた摂動項を含む結合方程式の解を用いた数値計算結果を示し、Green-関数を用いた解の表現式の有用性が示される。

式 (14) を見ると、摂動項を与える Green-関数を積分項に求めるべきモード振幅 \mathbf{a} が含まれている。すなわち、Green-関数を用いた解の表現式は、積分方程式になっている。積分方程式の解法のために必要な積分項の近似計算として；

(i) 積分に含まれる \mathbf{a} を非摂動解 $\bar{\mathbf{a}}$ で近似する方法

(ii) 積分に含まれている \mathbf{a} に (i) によって得られた近似解を使い、積分を繰り返す反復法

(iii) 積分範囲を小区間に分け、求積法を用いる逐次近似法

等が考えられる。以下の計算では、線形結合器に於いては (ii) が、より精度が求められる非線形結合器には (iii) が用いられる。

5.1 線形結合器

図 9 には、線形材料で構成された結合器 (線形結合器) に反復法を適用して得られたパワー移行特性の計算例が示される。図 (a) には、不整合量の摂動項 δ_1 と δ_2 の z に沿った位置が描かれている。また、図 (b) には、 δ_1 と δ_2 の z に沿った step-形状の分布が示されている。step の長さ l_s は、 $l_s = l/(2i)$ に従って決められている。ここで、 i は z に沿った区間番号を表している。

図 (c) と (d) には、 δ の振幅が異なる計算例が示されている。(c) には振幅が $0.125 \times c$ の結果が、また、(d) には $0.5 \times c$ の場合が描かれている。何れの場合も、反復回数を変えて計算された結果が同時に描かれており、黒線が反復無しの結果、赤線が 1 回だけの反復を行った結果である。反復を繰り返しても、結果に大きな差異は現れなかった。反復による計算精度の改善を示すために、両導波路の伝送電力の和 $P_{total} = |a_1|^2 + |a_2|^2$ の値もプロットされている。計算結果を見ると、摂動量の振幅が小さい構造 (図 (c)) に於いては、反復

によって計算精度が確保されることが判る。これに対して、摂動量の振幅が大きくなると(図(d))、反復回数を増やしても、十分な精度が得られないことが判る。

なお、この計算例では、 z 方向に対して一様な位相不整合 Δ_0 の値は、それぞれ、図(c)では $\Delta_0 = 0.125 \times c$ 、図(d)では $\Delta_0 = 0.5 \times c$ に設定されている。

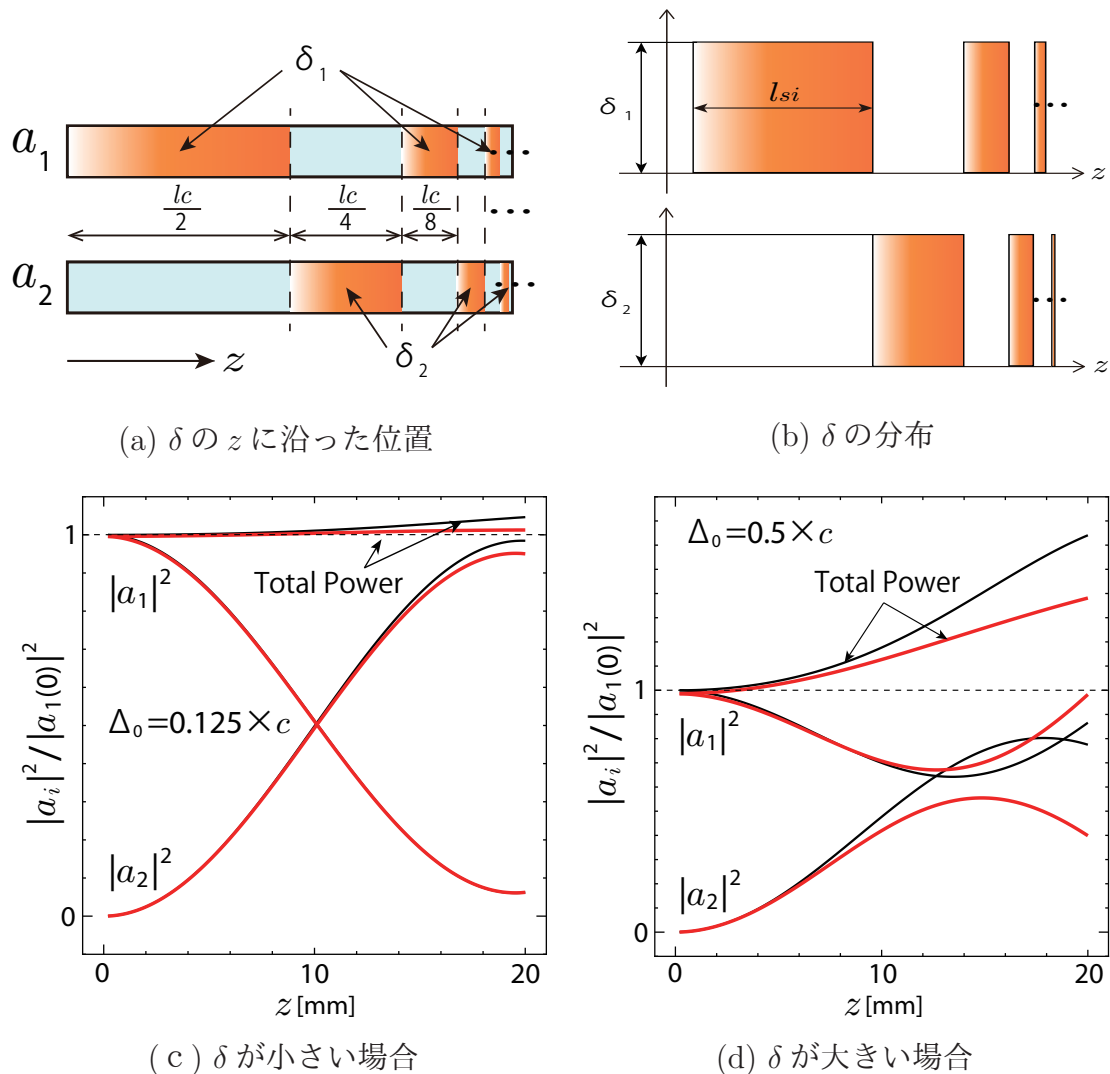


図9：線形結合器のパワー移行特性の計算例

5.2 非線形結合器

図10には、非線形結合器の解析の困難さが概念的に描かれている。非線形結合器は屈折率が光強度に依存して変化するため、導波路の断面内の光強度が判らなければ、伝搬定数 β を決めることができない。反対に導波路断面の光強度は、位相不整合量に支配されるパワー移行量に依存する。このように、屈折率の変化を通して、位相不整合量とパワー移行量はお互いに関係し合っているため、線形結合のように、各パラメータを独立に決めることができない。

つまり、特性を決めるパラメータが互いに絡み合う再帰的な関係にあることが、非線形結合器の解析を困難なものにしているが、Green-関数を用いると比較的簡単に特性を得ることができる。

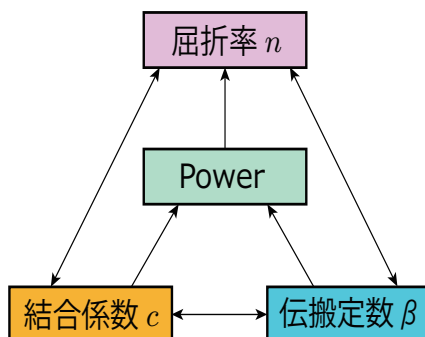


図 10：非線形結合器のパラメータの再帰的な関係

図 11 に、両導波路とも非線形性を持つ結合器のパワー移行特性の計算例が示されている。入射パワー P_{in} を $0.1 \sim 0.5$ [W] の範囲で変えて計算されている。結合器の長さ l_c は、 5 [mm] に設定されている。この長さは、結合器が線形動作する場合、即ち、 P_{in} が十分小さく、導波路の非線形性を無視できる状態での結合長に等しい。何れの場合も、光は導波路 1 から入力されていると想定され、 $\Delta_0 = 0$ に設定されている。

また、Green-関数による解の表示に現れる積分方程式の解法には、逐次近似法が用いられている。

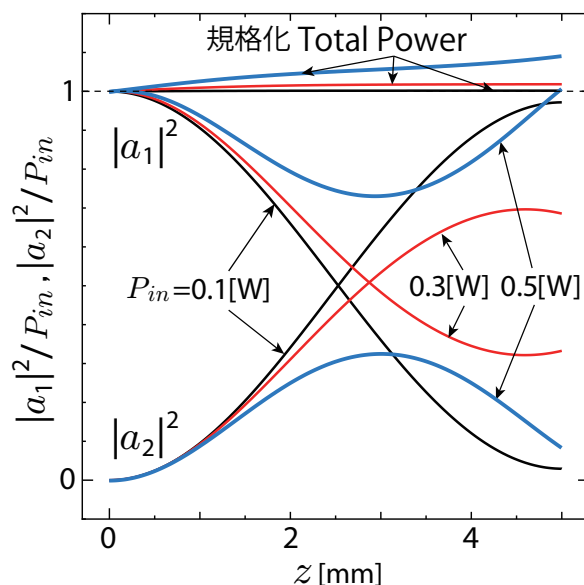


図 11：逐次近似法を用いた解析結果

入射パワーが小さい領域では、両導波路の P_{in} で規格化されたパワーの合計値 (Total-Power) の値が、 z の全計算領域で 1 に保たれており、精度の良い結果が得られることが判る。

P_{in} の増加に伴って位相不整合量 $\delta(z)$ が増加するため、出力端では完全なパワー移行が起きないことが判る。さらに、積分方程式の解法の近似に伴う誤差のために、規格化されたパワーの合計値が 1 に保たれず、精度が悪化していることも判る。

6 非線形結合器のパラメータ設計

ここでは、結合器を伝搬軸に沿って 10 個の小区間に分け、所望のパワー分岐比を得るために必要な各小区間の位相不整合量 δ_{i1} 、 δ_{i2} 、($i = 1, 10$) と、一様な不整合量 Δ_0 の合計 21 個の値の設計を行っている。

非線形結合器を構成する非線形導波路では、各点での伝送パワー $|a_i(z)|^2$ に比例して実効屈折率が変化し、それによって、位相不整合量も変化することになる。従って、各 z の位置でのモード振幅を与える式 (14) に含まれる $\delta_1(z)$ と $\delta_2(z)$ は、伝送パワーが十分に小さい線形領域での値 $\delta_{i\nu}$ 、($i = 1, 10$; $\nu = 1, 2$) と、非線形性に起因する値 $N_2|a(z)|^2$ の和として、導波路 1 及び 2 に於いて、

$$\delta_1(z) = \delta_{i1} + N_2|a_1(z)|^2, \quad \delta_2(z) = \delta_{i2} + N_2|a_2(z)|^2 \quad (i = 1, 10)$$

と表される。ここで、設計されるのは、線形領域の位相不整合量である δ_{i1} と δ_{i2} と Δ_0 の値である。

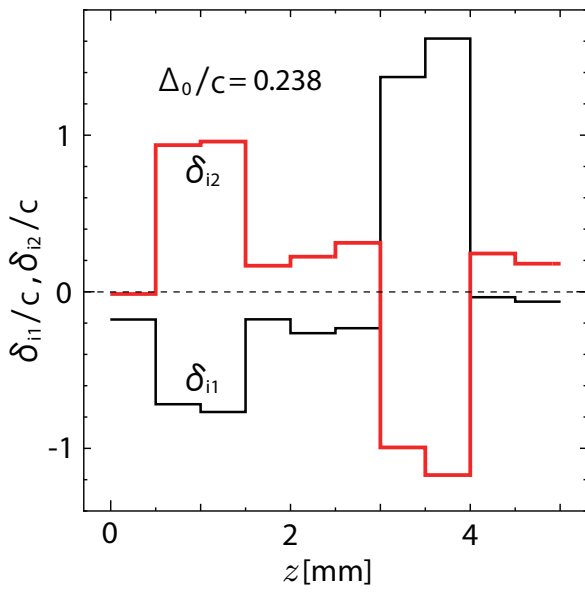
最適な位相不整合量の値は、Newton 法 [11] を用いて、所望の分岐比と計算で得られる値との差の 2 乗が最小 (極小) となるように決定される。

以下に示される設計では、線形領域での結合長 l を与え、それより結合係数を $c = \pi/2l$ によって与えている。また、結合器の長さ l_c も各例でそれぞれ予め与えている。

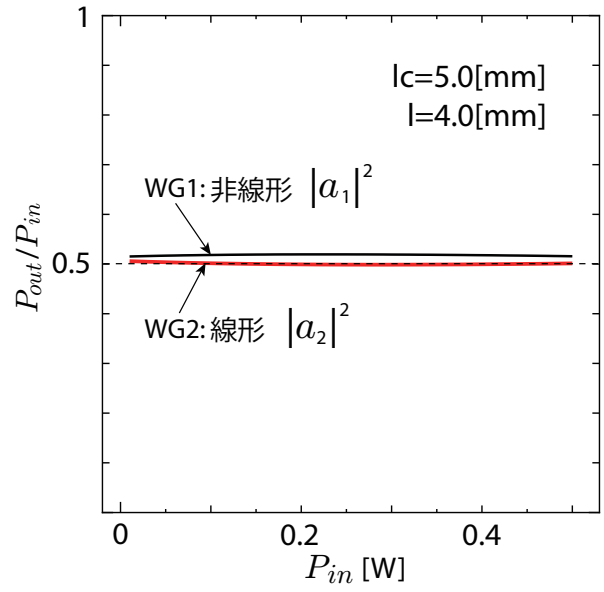
設計例は ; (1)3dB-パワーデバイダ、(2) 光スイッチ、(3) パワーフィルタ、及び (4) パワーリミッタの 4 つである。全ての設計例に於いて、光は導波路 1 にのみに入射されると想定されている。また、導波路の非線形性については、設計例 (1) では、片方のみが非線形の場合と、両方が非線形の場合が示される。一方、設計例 (2)~(4) では、片方のみが非線形と想定されている。

6.1 3dB-パワーデバイダ

図 12、13 に 3dB-パワーデバイダの設計例が示されている。図 12 は、導波路 1 (入力側) のみが非線形導波路の場合である。図 13 は、両方が非線形の場合である。何れの例に於いても、(a) には、設計された位相不整合量 $\delta_{i1, i2}$ の伝搬軸に沿った分布が示され、(b) には分岐比の入射光パワー依存性が示されている。図 12、13 の結果とも、入射光パワー P_{in} の広範囲な変化に対して、出力パワーの等分配が実現されている。これらの設計例では、 $l = 4.0[\text{mm}]$ 、 $l_c = 5.0[\text{mm}]$ に設定されている。位相不整合量 δ_{i1} 、 δ_{i2} 、及び Δ_0 の値は、結合係数の値で規格化されて示されている。

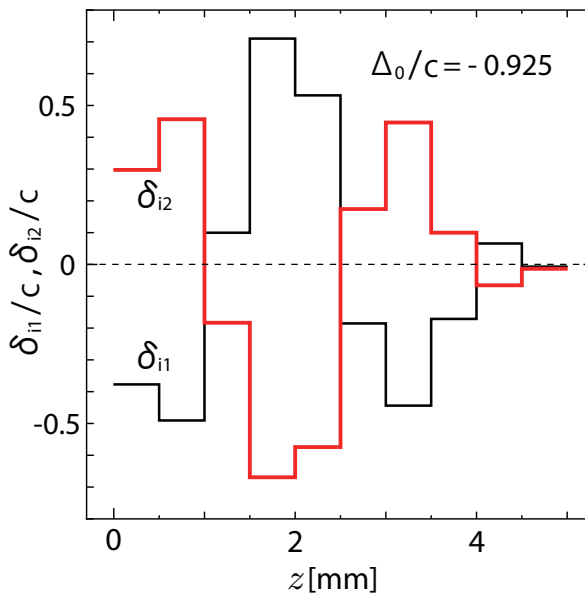


(a) δ の設計値

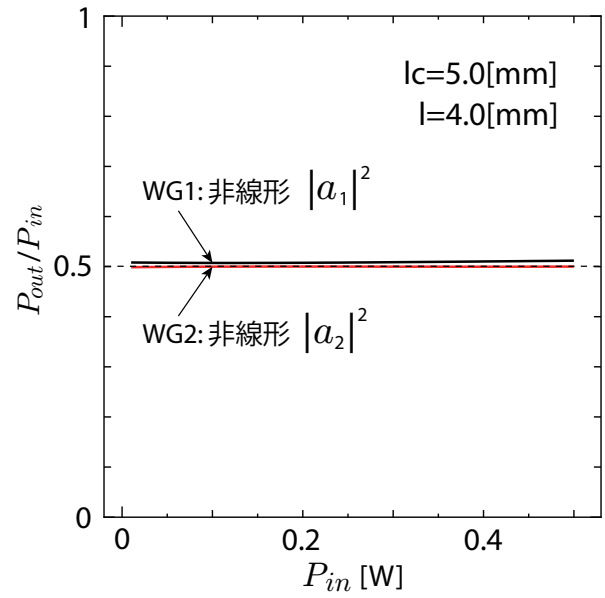


(b) 分岐比の入射光強度依存性

図 12 : 3dB-パワーデバイダの設計例 (導波路 1 が非線形の場合)



(a) δ の設計値



(b) 分岐比の入射光強度依存性

図 13 : 3dB-パワーデバイダの設計例 (両導波路が非線形の場合)

6.2 光スイッチ

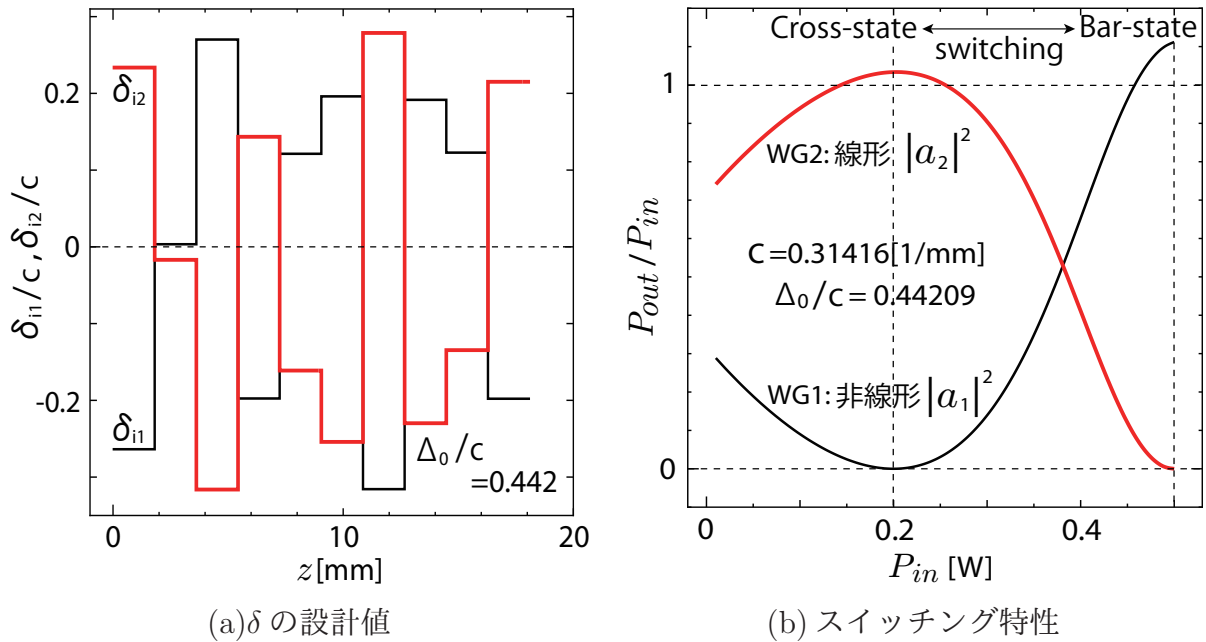


図 14 : 光スイッチの設計例

結合器長 $l_c = 18.1[\text{mm}]$ 、結合長 $l = 5.0[\text{mm}]$

図 14 に光スイッチの設計例が示されている。分岐比の設定値は; Cross-state @ $P_{in}=0.2[\text{W}]$ 、Bar-state @ $P_{in}=0.5[\text{W}]$ である。 $l = 5.0[\text{mm}]$ 、 $l_c = 18.1[\text{mm}]$ に設定されている。設計された結合器の特性から判るように、パラメータを適切に設定することで、“光による光のスイッチ”が可能であることが期待される。

6.3 パワーフィルタ

ここで言うパワーフィルタとは、入射パワーの値によって出力光強度に所望の変化を与える動作を言う。ここで示す例では、Cross-port の規格化出力 P_{out}/P_{in} が入力パワー P_{in} に対して、与えられた Gauss-分布に従って変化する様に設計される。

例では、Cross-port の規格化出力 P_{out}/P_{in} が

$$P_{out}/P_{in} = P_{max} \exp \left[- \left(\frac{P_{in} - P_0}{w} \right)^2 \right]$$

で与えられる P_{in} に対する依存性を持つように位相不整合量が設計される。ここで、 P_0 は Gauss-分布が極大となる P_{in} の値である。 $2w$ は分布の半値幅を与えるパラメータである。

図 15 に示された例では、 $l = 4.5[\text{mm}]$ 、 $l_c = 15[\text{mm}]$ 、 $P_0 = 0.25[\text{W}]$ 、 $w = 0.12[\text{W}]$ にそれぞれ設定されている。設定値として、Gauss-分布上にある 7 つの点 (丸印) を与え、Newton 法によって最適パラメータの値が探索された。設計された δ_{i1} と δ_{i2} の分布が図 (a) に、それを用いて計算されたフィルタ特性が図 (b) にそれぞれ描かれている。

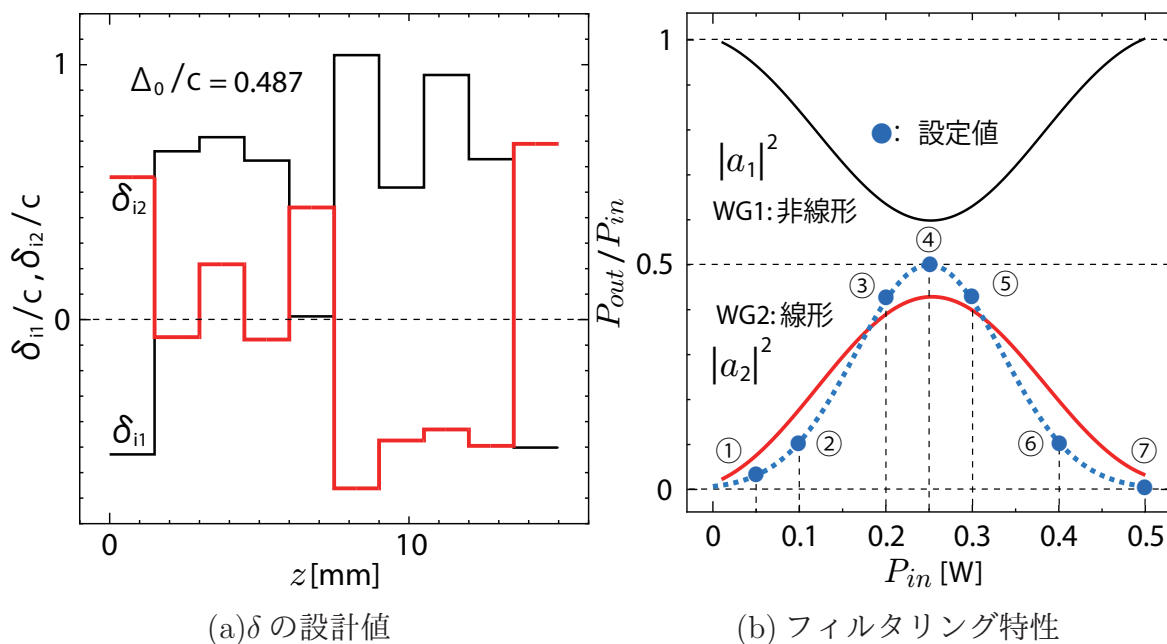


図 15：パワーフィルタの設計例 (導波路 1 が非線形の場合)

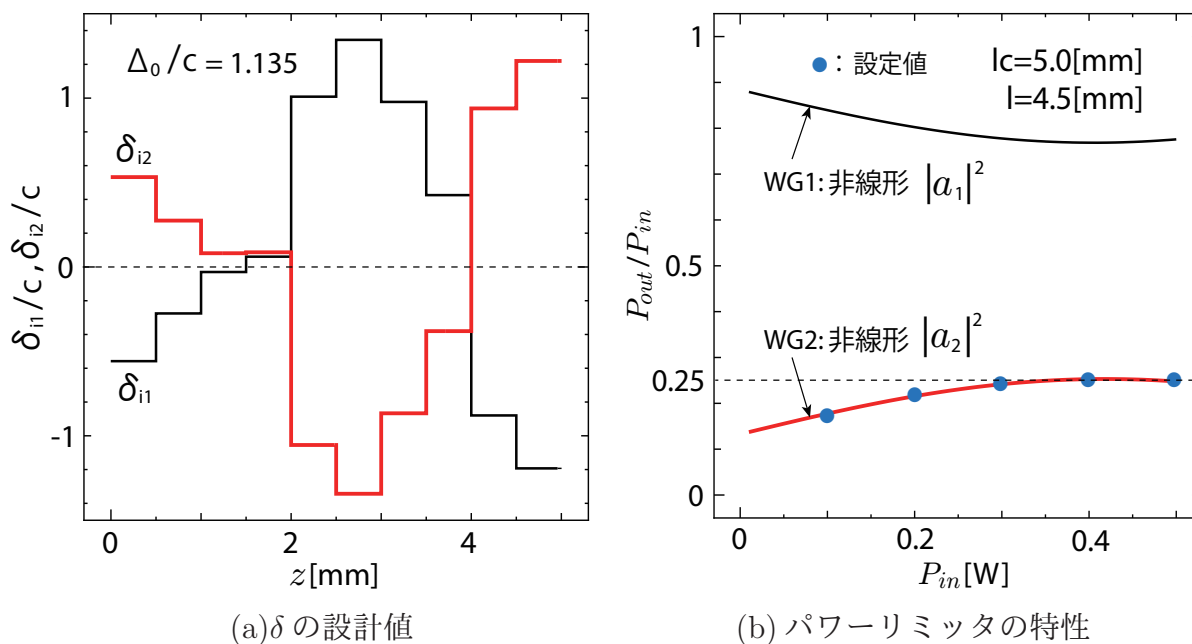
6.4 パワーリミッタ

ここでは、パワーリミッタの設計例が示される。Cross-port の規格化出力 P_{out}/P_{in} が

$$P_{out}/P_{in} = P_{max} [1 - \exp(-\alpha P_{in})], \quad \alpha = -\frac{\ln 0.1}{P_0}$$

に従って変化する結合器が設計される。ここで、 P_{max} は P_{out}/P_{in} の上限値 (Limited-Value)、 P_0 は $P_{out}/P_{in} = 0.9 \times P_{max}$ となる P_{in} の値である。

図 16 には、 $P_{max} = 0.25$ 、 $P_0 = 0.2$ [W] と与えて、目標関数によって 5 つの目標値を与えて設計された特性が示されている。図 (a) には δ_{i1} と δ_{i2} の分布が、図 (b) には分岐比の P_{in} 依存性が示されている。図中の丸印は目標値である。設計されたパラメータによって、結合器はリミッタとしての動作をしていることが判る。 $l = 4.5$ [mm]、 $l_c = 5.0$ [mm] に設定されている。



(a) δ の設計値
 (b) パワーリミッタの特性
 図 16 : パワーリミッタの設計例 (両導波路が非線形の場合)

7 まとめ

本報告では、物理的意味の把握を目的に、方向性結合器の結合方程式の解の Green-関数による定式化を行った。導出された解の表示式には、構造パラメータが物理的な意味が理解し易い形で含まれており、特性の理解に有用であると同時に、パラメータの最適設計にも有効であることを示した。

参考文献

- [1] 山口、岸岡 ; “リッジ導波路非線形方向性結合器”, 平成 25 年度電気関係学会関西連合大会、G8-2(2013).
- [2] 大野、山口、岸岡 ; “非線形リッジ導波路方向性結合器のパワー移行特性”, 平成 25 年度電気関係学会関西連合大会、G8-11(2013).
- [3] 森山、岸岡 ; “非線形方向性結合器の反復法による解析とその特性”, 大阪電気通信大学紀要 (自然科学編)、第 43 号、pp.13-26 (2008).
- [4] K.Yasumoto, H.Maeda and N.Maekawa; “Couple-Mode analysis of an Asymmetric Nonlinear Coupling Medium”, IEEE,J.Quantum Electron.,Vol.27,No.3,pp.708-795 (1991).
- [5] 篠崎、若林、木村 ; “現代工学のための偏微分方程式とグリーン関数”, 現代工学社 (1987).

- [6] 沢、岸岡、里村、下代 ;” 光工学概論 ”、朝倉書店、pp.142-144 (1995).
- [7] G.B.Hocker and W.K.Burns; ”Mode dispersion in diffused channel waveguides by the effective index method”, Appl. Opt., Vol.16, pp.113-118 (1977).
- [8] 西脇、岸岡 ;” 半導体ドーパガラス非線形光導波路に関する研究 ”、大阪電気通信大学修士学位論文 (1998).
- [9] K.Kishioka; ”Determination of the diffusion-parameter values in K-ion exchange waveguides made by diluted KNO_3 in soda-lime glass”, IEICE Japan, Trans. Electron. Vol.E78-C, No.10, pp.1409-1418 (1995).
- [10] 立川、岸岡 ;” 希釈 AgNO_3 で作られる拡散導波路のパラメータ推定と屈折率分布の計算 ”、大阪電気通信大学研究論集 (自然科学編)、第 37 号、pp.31-44 (2002,May) .
- [11] 富士通サブルーチンパック SSLII(Scientific Subroutine Library II) マニュアル、ニュートン法、 pp.466-469.

