

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5135067号  
(P5135067)

(45) 発行日 平成25年1月30日(2013.1.30)

(24) 登録日 平成24年11月16日(2012.11.16)

(51) Int. Cl. F 1  
G 0 2 B 6 / 1 2 ( 2 0 0 6 . 0 1 ) G O 2 B 6 / 1 2 C

請求項の数 4 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2008-149920 (P2008-149920)	(73) 特許権者	000005186 株式会社フジクラ
(22) 出願日	平成20年6月6日(2008.6.6)		東京都江東区木場1丁目5番1号
(65) 公開番号	特開2009-294548 (P2009-294548A)	(74) 代理人	100064908 弁理士 志賀 正武
(43) 公開日	平成21年12月17日(2009.12.17)	(74) 代理人	100108578 弁理士 高橋 詔男
審査請求日	平成22年11月25日(2010.11.25)	(74) 代理人	100089037 弁理士 渡邊 隆
		(72) 発明者	官 寧 千葉県佐倉市六崎1440番地 株式会社 フジクラ 佐倉事業所内
		(72) 発明者	小川 憲介 千葉県佐倉市六崎1440番地 株式会社 フジクラ 佐倉事業所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光デバイスの設計方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

クラッドに埋め込められたコアの物理的寸法を変えることによりコアの等価屈折率が光伝搬方向に不均一に変化する光導波路で構成される光デバイスの設計方法であって、

得ようとする光デバイスが示す反射スペクトルデータに基づいて導波路の物理的寸法を設計し、前記物理的寸法の分布を求める第1の寸法導出工程と、

導波路の作製精度に基づいて光伝搬方向の平均化区間幅を求め、前記物理的寸法の分布を前記区間幅ごとに平均化する平均化工程と、

を有し、

前記第1の寸法導出工程では、前記反射スペクトルデータからポテンシャル関数を数値的に導く逆散乱問題としてZakharov-Shabat方程式を解くことによって、前記反射スペクトルデータを実現するためのポテンシャル関数を求める設計法によって前記物理的寸法の分布を求め、

前記平均化区間幅は、デバイスで使用する中心波長において信号が導波路中で伝搬する1波長の長さの0.2~0.4倍、もしくは(0.1+0.5j~0.4+0.5j)倍(ただし、jは1以上の整数)の範囲内にすることを特徴とする光デバイスの設計方法。

【請求項2】

前記設計方法によって設計された光導波路は、前記光伝搬方向の区間幅の範囲内で前記コアの物理的寸法が一樣となることを特徴とする請求項1に記載の光デバイスの設計方法

。

## 【請求項3】

前記コアの物理的寸法がコアの幅であり、前記光導波路は、コアの幅が光伝搬方向に不均一に分布する平面光導波路であることを特徴とする請求項1または2に記載の光デバイスの設計方法。

## 【請求項4】

前記Zakharov-Shabat方程式は、前記光導波路の前方および後方に伝搬する電力波振幅なる変数を導入した波動方程式から帰着され、導波路の等価屈折率の対数の微分から導かれるポテンシャル関数を有するZakharov-Shabat方程式であることを特徴とする請求項1～3のいずれかに記載の光デバイスの設計方法。

## 【発明の詳細な説明】

10

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、光ファイバの波長分散を補償する波長分散補償器に利用可能な光デバイスの設計方法に関するものである。このデバイスは光ファイバ通信網に使用することができる。

## 【背景技術】

## 【0002】

光通信において、高密度波長多重(DWDM: Dense Wavelength-Division Multiplexing)伝送の広帯域化・高速化が急速に進められている。高速伝送を行うためには、これらの伝送線路として、伝送帯域で波長分散ができるだけ小さく、かつ、非線形効果を抑制するために波長分散が零にはならない光ファイバを用いることが望ましい。

20

また、既に広範囲に敷設されている光ファイバの多くは、分散が大きい波長領域で使われている。例えば、波長1.3 $\mu\text{m}$ 付近で零分散を有する標準シングルモードファイバ(S-SMF: Standard Single-Mode Fiber)は、エルビウム添加光ファイバ増幅器が実用化されたことにより、波長1.53~1.63 $\mu\text{m}$ 帯で使われる。また、零分散が1.55 $\mu\text{m}$ 付近にシフトさせた分散シフトファイバ(DSF: Dispersion Shifted Fiber)は、Cバンドだけでなく、SバンドやLバンドで使われることがある。そのほか、1.55 $\mu\text{m}$ で零分散にならない各種ノンゼロ分散シフトファイバ(NZ-DSF: Non-Zero Dispersion Shifted Fiber)がある。これらのファイバをDWDMで使用する場合、広い波長範囲にわたる残留分散の補償技術が重要である。

30

## 【0003】

分散補償には様々な技術が用いられている。分散補償ファイバ(DCF: Dispersion Compensation Fiber)が最も実用化された技術である(例えば、特許文献1, 2参照)。DCFは、所望の分散補償量が得られるようにファイバの屈折率分布を制御することで実現される。しかし、DCFは通常、補償の対象となるファイバと同程度の長さが必要であり、これをモジュール化した場合、大きなスペースが必要になるだけでなく、伝搬損失も無視できない。また、DCFには正確な屈折率分布の制御が必要であり、作製は難しい面があるだけでなく、広帯域で要求される分散補償量を満たすことが困難になることも多い。

40

## 【0004】

ファイバブラッググレーティング(FBG: Fiber Bragg Grating)もよく分散補償に用いられる技術の一つである(例えば、特許文献3参照)。FBGは、ファイバにUV光を照射することにより、ファイバコアの屈折率を変化させ、屈折率が異なることによるグレーティングを形成させることで分散補償を行う。これにより小型デバイスが実現可能となる。しかし、屈折率変化の制御が難しく、さらにファイバの屈折率の変化に限度があるため、実現できる分散補償特性に限界がある。また、デバイスの小型化と大量生産にも限界がある。

## 【0005】

50

分散補償を行う領域をチャンネルごとに分けて、各々のチャンネル内で分散補償を行うチャープしたFBGを一箇所に重ね合わせる構造も提案されている（例えば、特許文献4参照）。これを用いることにより、必要となるファイバの長さが短くなる。しかし、この提案は単に複数のFBGを重ね合わせるように設計されているため、各チャンネルの構造が接近し、各々のチャンネル特性に影響を及ぼすため、実現できる特性に限界がある。また、FBGを重ね合わせるために要求される屈折率の変化はUV照射で得られないため、実現できない構造も生じる。

【0006】

光平面回路（PLC：Planar Lightwave Circuit）は、平面に構築される光回路を用いて、分散補償を行うことができる。ラティス型PLCはその一例である（例えば、非特許文献1参照）。しかし、ラティス型PLCは、結合共振器をカスケード接続して分散を制御しており、デジタルIIR（Infinite Impulse Response）フィルターの原理に基づいているため、実現する分散量が限られている。

10

【0007】

アレイ導波路格子（AWG：Arrayed Waveguide Grating）で波長多重信号光を分波し、チャンネルごとに光路差を付け、遅延時間を調整した後にコリメートレンズで再び合波する仕組みも考えられている（例えば、特許文献5参照）。しかし、構造が複雑で作製が難しいだけでなく、必要とするスペースが大きい。

【0008】

VIPA（Virtually Imaged Phased Array）型分散補償器は、薄板の両面に反射膜をコーティングした波長分散素子（VIPA板）、及び反射ミラーにより構成された分散補償デバイスである（例えば、特許文献6参照）。このデバイスは3次元の構造で分散を調整しており、構造的に複雑であり、製造上極めて高い精度が要求される。

20

【特許文献1】特許第3857211号公報

【特許文献2】特許第3819264号公報

【特許文献3】特開2004-325549号公報

【特許文献4】国際公開第03/010586号

【特許文献5】特許第3852409号公報

30

【特許文献6】特開2005-275101号公報

【非特許文献1】K. Takiguchiら、“Dispersion Slope Equalizer for Dispersion Shifted Fiber Using a Lattice-Form Programmable Optical Filter on a Planar Lightwave Circuit”、Journal of Lightwave Technology、1998年、第16巻、第9号、p. 1647 - 1656

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

40

前述した従来技術における問題点は、次の通りである。

（1）DCFは、長尺ファイバの使用で必要なスペースが大きく、小型化が困難である。また実現できる分散補償特性に限界がある。

（2）FBGおよびFBGを重ね合わせたデバイスは、実現できる特性に限界がある。

（3）ラティス型PLCは、実現可能な分散補償量が小さい。

（4）AWGを使用したPLCは、構造が複雑であり、製造が難しく、コストが高くなってしまふ。また、要求スペースが大きく、デバイスの小型化が困難である。

（5）VIPAは、構造が複雑であり、製造が難しく、コストが高くなってしまふ。

【0010】

最近本発明者らは、非均一幅をもつ平面導波路（NPWG：Non-uniform

50

Planar Wave Guide)を用いた分散補償デバイス(特願2007-331004等の本出願人による未公開出願)を提案している。この分散補償デバイスは、光導波路を不均一にすることにより、反射スペクトルを制御し、分散補償を行う。このデバイスは平面的な構造をしており、製造プロセスで容易に大量に作ることができる。しかし、NPWGの導波路の進行方向に沿って変化する幅が極大または極小となるピーク間の距離は、従来、使用波長の1/10程度となる場合がある。このような微細構造を実現するには、極めて高い作製精度が要求される。例えば、Lバンド用のデバイスでは、中心波長が1590nmであり、屈折率が2.3程度の材料で導波路を構成した場合、約70nmの作製精度が要求され、現在のプロセスでは達成できない。

#### 【0011】

本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、コアの物理的寸法を変えることによりコアの等価屈折率が光伝搬方向に不均一に変化する光導波路で構成される光デバイスの作製精度を緩和することが可能な光デバイスの設計方法を提供することを課題とする。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0012】

前記課題を解決するため、本発明は、クラッドに埋め込められたコアの物理的寸法を変えることによりコアの等価屈折率が光伝搬方向に不均一に変化する光導波路で構成される光デバイスの設計方法であって、得ようとする光デバイスが示す反射スペクトルデータに基づいて導波路の物理的寸法を設計し、前記物理的寸法の分布を求める第1の寸法導出工程と、導波路の作製精度に基づいて光伝搬方向の平均化区間幅を求め、前記物理的寸法の分布を前記区間幅ごとに平均化する平均化工程とを有し、前記第1の寸法導出工程では、前記反射スペクトルデータからポテンシャル関数を数値的に導く逆散乱問題としてZakharov-Shabat方程式を解くことによって、前記反射スペクトルデータを実現するためのポテンシャル関数を求める設計法によって前記物理的寸法の分布を求め、前記平均化区間幅は、デバイスで使用する中心波長において信号が導波路中で伝搬する1波長の長さの0.2~0.4倍、もしくは(0.1+0.5j~0.4+0.5j)倍(ただし、jは1以上の整数)の範囲内にすることを特徴とする光デバイスの設計方法を提供する。

前記設計方法によって設計された光導波路は、前記光伝搬方向の区間幅の範囲内で前記コアの物理的寸法が一様となる。

#### 【0014】

前記コアの物理的寸法がコアの幅であり、前記光導波路は、コアの幅が光伝搬方向に不均一に分布する平面光導波路であることが好ましい。

#### 【0016】

前記Zakharov-Shabat方程式は、前記光導波路の前方および後方に伝搬する電力波振幅なる変数を導入した波動方程式から帰着され、導波路の等価屈折率の対数の微分から導かれるポテンシャル関数を有するZakharov-Shabat方程式であることが好ましい。

#### 【発明の効果】

#### 【0017】

本発明の光デバイスの設計方法によれば、NPWGの作製精度の要求が緩和され、導波路のコアの物理的寸法の変化が小さくなり、製造プロセスを容易にすることができる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0018】

以下、図面を参照して本発明のNPWGデバイスの設計方法の実施形態を説明する。

本発明は、クラッドに埋め込められたコアの物理的寸法を変えることによりコアの等価屈折率が光伝搬方向に不均一に変化する光導波路で構成される光デバイスを設計する際に、作製精度の限界を考慮し、設計する最小寸法を緩和するものである。特に、コアの等価屈折率がコア幅の変化による場合、すなわち、非均一幅をもつ平面導波路(NPWG: Non-uniform Planar Wave Guide)を用いたデバイス(以下、

10

20

30

40

50

「NPWGデバイス」ともいう。)の場合が好適である。すなわち、導波路の幅が、導波路の進行方向に所定の距離の間で一定となるようにすることにより、デバイス作製に要求される精度を緩和した。

【0019】

設計の手順は次のようになっている。まず通常の手法でデバイスを設計する。そこで得られた幅分布に平均化工程を実行し、平均化した部分は均一幅とする。

【0020】

<光導波路の構造>

図1は、本形態例のNPWGを用いた分散補償デバイスの主な構成要素である光導波路の一実施形態を示す概略斜視図である。本実施形態のデバイスが備える光導波路は、コアの等価屈折率を光伝搬方向にわたって不均一に変化させる手段として、コアの幅 $w$ を長手方向( $z$ )にわたって変化させた非均一幅をもつ平面導波路(NPWG)である。図1中、符号10はNPWG、11はコア、12はクラッドである。

10

【0021】

本実施形態のNPWG10は、クラッド12中に形成されたコア11を有する構造である。コア11は一定の(固定した)高さ $h_3$ を有するが、その幅 $w$ は長手方向( $z$ 方向)にわたって不均一に変化させ、導波路の伝搬モードの局所等価屈折率を変化させている。これによって反射型の波長分散補償機能を持たせることができる。導波路のコアの幅分布 $w(z)$ は、所望の反射特性に対して逆散乱問題を解くことで、決定することができる。

【0022】

このNPWG10の動作原理は、FBGのグレーティングと一見類似しているところであるが、等価屈折率の変化に関し、FBGではUV光照射等でコア媒質の屈折率を変化させるのに対して、本実施形態のNPWG10では、コア11の幅を長手方向に沿って変化させることで等価屈折率を変化させている。このように、等価屈折率の変化に関して両者は全く相違している。

20

コア11の幅を長手方向に沿って変化させることで得られる等価屈折率の変動率は、FBGの場合に比べて大きい上、細かく正確な制御が容易である。また、デバイスの構造は平面的となっているため、製造プロセスで容易に大量に作るすることができる。

【0023】

コア11およびクラッド12を構成する材料としては、誘電体や半導体など特に限定されない。具体的には、石英系材料、樹脂系材料、シリコン系材料等が挙げられる。導波路に石英系材料を用いる場合には、例えば、クラッドに純石英を用い、コアとして屈折率を上げるためにゲルマニウムを添加した石英系材料を用いればよい。また、樹脂系材料の使用も可能である。また、シリコン系材料を用いた場合、例えば、電極を付けて電圧印加制御を行えば、可変デバイスが実現可能である。また、デバイスに温度制御を行えば、材料の熱膨張により導波路長が長くなるので、所望の波長分散補償を行う波長を長波長側にシフトさせることができる。その特性を利用すれば、熱の制御による可変デバイスが可能になる(前川他、特開2001-330741号公報(特願2000-147960)参照)。コア11とクラッド12に異なる種類の材料(例えば一方が石英系で他方が樹脂系など)を用いても良い。また、上クラッドと下クラッドとで異なる材料を用いても良い。

30

40

【0024】

これまで提案されたNPWG分散補償器の中には、補償対象の波長領域を複数のチャンネルに分けて、各々のチャンネル内で分散補償を行う方式を用いるものがある。この方式を用いることにより、必要な導波路の長さが短くなり、デバイスが小さくなるだけでなく、導波路の損失を小さくすることができる。

【0025】

<デバイスの設計方法>

NPWGデバイスの設計には、所望の反射スペクトルから必要な幅分布を得る逆散乱問題の手法を用いる。この方法を用いることにより、FBGを重ね合わせる方法(特許文献4)で起きるチャンネル間の干渉が、設計方法内に考慮されているため、起きないという

50

利点がある。また、ここで用いる設計で得られる導波路は、特許文献4のものと異なる構造になる。

【0026】

次に、逆散乱問題の手法によるNPWGデバイスの設計方法について説明する。

まず、導波路に伝搬する電磁界を次のように定式化する(J. E. Sipe, L. Poladian, and C. Martijn de Sterke, "Propagation through nonuniform grating structures", J. Opt. Soc. Am. A, 1994年、第11巻、第4号、p. 1307-1320参照)。

【0027】

電磁界の時間変動を $\exp(-i\omega t)$ と仮定すると、Maxwell方程式により、下記式(1)、(2)のようになる。

【0028】

【数1】

$$\frac{dE(z)}{dz} = i\omega\mu_0 H(z) \quad \dots (1)$$

【0029】

【数2】

$$\frac{dH(z)}{dz} = i\omega\varepsilon_0 n^2(z)E(z) \quad \dots (2)$$

【0030】

ただし、E、Hはそれぞれ電界と磁界の複素振幅を表し、nは導波路の屈折率を表す。ここで、下記式(3)、(4)で定義される、zの前方に伝搬する電力波振幅 $A_+(z)$ およびzの後方に伝搬する電力波振幅 $A_-(z)$ を導入する。

【0031】

【数3】

$$A_+(z) = \frac{1}{2} \left[ \frac{n(z)}{n_0} \right]^{1/2} \left[ E(z) + Z_0 \frac{H(z)}{n(z)} \right] \quad \dots (3)$$

【0032】

【数4】

$$A_-(z) = \frac{1}{2} \left[ \frac{n(z)}{n_0} \right]^{1/2} \left[ E(z) - Z_0 \frac{H(z)}{n(z)} \right] \quad \dots (4)$$

【0033】

ただし、 $Z_0 = (\mu_0 / \varepsilon_0)$ は真空中のインピーダンスを表し、 $n_0$ は参照屈折率を表す。これらの変数は次式(5)、(6)を満たす。

【0034】

10

20

30

40

50

【数 5】

$$\frac{dA_+(z)}{dz} = +i\frac{\omega}{c}n(z)A_+(z) + \frac{1}{2}\left(\frac{d\{\ln[n(z)]\}}{dz}\right)A_-(z) \quad \dots (5)$$

【0035】

【数 6】

10

$$\frac{dA_-(z)}{dz} = -i\frac{\omega}{c}n(z)A_-(z) + \frac{1}{2}\left(\frac{d\{\ln[n(z)]\}}{dz}\right)A_+(z) \quad \dots (6)$$

【0036】

ただし、 $c$  は真空中の光速を表す。

これらの式(5)、(6)は、式(7)で表される変数変換により、Zakharov-Shabat方程式に帰着される。

【0037】

20

【数 7】

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{\omega_0}{2\pi c} \int_0^z n(s) ds \\ v_1 &= A_-, \quad v_2 = A_+ \\ k &= \frac{2\pi\omega}{\omega_0} \\ u(x) &= -\frac{1}{2} \left( \frac{d\{\ln[n(x)]\}}{dx} \right) \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

30

【0038】

ただし、 $\omega_0$  は参照角周波数を表す。

上記変数変換によって得られるZakharov-Shabat方程式は、次式(8)、(9)で表される。

【0039】

40

【数 8】

$$\frac{dv_1(x, k)}{dx} + ikv_1(x, k) = -u(x)v_2(x, k) \quad \dots (8)$$

【0040】

【数 9】

$$\frac{dv_2(x, k)}{dx} - ikv_2(x, k) = -u(x)v_1(x, k) \quad \dots (9)$$

【0041】

Zakharov - Shabat 方程式は、逆散乱問題として解くことができる。これにはまず、反射係数のスペクトルデータを下記式(10)で定義する。

【0042】

10

【数 10】

$$r(k) = \lim_{x \rightarrow -\infty} \left[ \frac{v_1(x, k)}{v_2(x, k)} \right] \exp(2ikx) \quad \dots (10)$$

【0043】

すると、式(10)で定義される反射係数のスペクトルデータからポテンシャル関数  $u(x)$  を数値的に導くことができる (P. V. Frangos and D. L. Jaggard, "A Numerical Solution to the Zakharov - Shabat Inverse Scattering Problem", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991年、第39巻、第1号、p. 74 - 79 参照)。これを上記問題に当てはめると、所望の反射スペクトルを実現するためのポテンシャルを求めることができる。

20

ここで、反射スペクトルとは、波長に対する群遅延量と反射率から得られる複素反射データをいう。さらに、不均一とは、物理寸法が導波路の進行方向の場所とともに変化していることをいう。

波長分散補償を目的として NPWG を設計する場合、この反射スペクトルは、ある限られた波長帯域において、所定の長さの光ファイバの波長分散を補償するように設定される。この場合に必要な反射特性は適宜設定できる。例えば、中心波長  $\lambda_c$  が 1280 nm、 $\lambda_c$  1320 nm または 1490 nm、 $\lambda_c$  1613 nm で、動作帯域 BW が 0.1 nm、BW 60 nm の 1 または複数のチャンネルからなる波長帯域において、光導波路の分散  $D$  が -3000 ps/nm、 $D$  3000 ps/nm、分散に対する分散スロープの比 RDS が  $-0.1 \text{ nm}^{-1}$ 、RDS  $0.1 \text{ nm}^{-1}$  とする例が挙げられる。

30

【0044】

ポテンシャル  $u(x)$  が得られれば、局所等価屈折率は次の式(11)のように求められる。

【0045】

【数 11】

$$n(x) = n(0) \exp \left[ -2 \int_0^x u(s) ds \right] \quad \dots (11)$$

40

【0046】

ただし、 $n(0)$  は、 $x = 0$  における  $n(x)$  の値である。

さらに、実際作製しようとする導波路におけるコアの厚み、コアの屈折率、およびクラッドの屈折率から求められる、コアの幅に対する等価屈折率との関係から、変数  $x$  に対するコア幅  $w(x)$  を求めることができる。

【0047】

50



本発明において、得られた幅分布は図2のように平均化手法で修正する。すなわち、図中の  $x$  に対するオリジナル幅分布を次の式(12)に示すように一定の長さ  $\Delta x$  の範囲内で平均化し、その区間の幅をその平均の一定値と置き換える。

【0048】

【数12】

$$w_a(x) = \frac{1}{\Delta x} \int_x^{x+\Delta x} w(s) ds \quad \dots (12)$$

10

【0049】

ただし、 $w_a(x)$  は  $x$  から  $x + \Delta x$  までの区間における平均化した幅分布を表す。 $w_a(x)$  は、 $x$  から  $x + \Delta x$  までの区間内では一定値をとる。

この  $\Delta x$  は、実現できる作製精度に応じて決められる。すなわち、式(7)の第1式により、 $\Delta x$  は、光伝搬方向の区間幅  $\Delta z$  を用いて、次の式(13)のように表される。

【0050】

【数13】

$$\Delta x = \frac{\omega_0}{2\pi c} n_a(z) \Delta z = \frac{n_a(z)}{n_0} \cdot \frac{\Delta z}{\lambda_0} \quad \dots (13)$$

20

【0051】

ただし、 $n_a(z)$  は下記式(14)で定義される  $z$  から  $z + \Delta z$  までの区間における平均屈折率を表す。

【0052】

【数14】

$$n_a(z) = \frac{1}{\Delta z} \int_z^{z+\Delta z} n(s) ds \quad \dots (14)$$

30

【0053】

また、 $\lambda_0$  は下記式(15)で定義される中心波長における管内波長を表す。

【0054】

【数15】

$$\lambda_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} \cdot \frac{c}{n_0} \quad \dots (15)$$

40

【0055】

したがって、平均化に用いる区間幅  $\Delta x$  は、導波路の光伝搬方向の幅変化の間隔  $\Delta z$  が実現できる作製精度に基づいて決めることができる。なお、 $n_a(z) / n_0$  は、後述する実施例(特に、平均化した規格化等価屈折率分布のグラフを参照)で示されるように、ほぼ1とみなすことができるから、 $\Delta z$  を一定とすれば、 $\Delta x$  もほぼ一定とみなすことができる。

【0056】

$\Delta z$  は、デバイスで使用する中心波長において信号が導波路中で伝搬する1波長の長さ(管内波長)  $\lambda_0$  の0.2~0.4倍、もしくは  $(0.1 + 0.5j) \sim (0.4 + 0.5j)$

50

倍（ただし、 $j$  は 1 以上の整数）の範囲内にすることが好ましい。例えば、 $0.2 \sim 0.4$ 、 $0.6 \sim 0.9$ 、 $1.1 \sim 1.4$  などである。

また、式 (13) より  $x = z / \lambda$  と近似した場合、 $x$  は、 $0.2 \sim 0.4$ 、もしくは  $0.1 + 0.5j \sim 0.4 + 0.5j$ （ただし、 $j$  は 1 以上の整数）の範囲内にすることが好ましい。例えば、 $0.2 \sim 0.4$ 、 $0.6 \sim 0.9$ 、 $1.1 \sim 1.4$  などである。

#### 【0057】

##### <分散補償デバイス>

被補償ファイバの使用波長と帯域および使用長さを考慮し、ファイバの分散と逆になるようにスペクトルデータを作成し、上記設計手法を用いて逆問題を解き、平均化を行うことで、NPWG10を設計することができる。その設計に基づいてNPWG10を作製すれば、小型で高性能の分散補償デバイスが実現される。

10

#### 【0058】

前記実施形態では、クラッド12中に、高さ（厚さ） $h_3$  が一定で幅が長手方向にわたって不均一に変化するコア11が埋設された構造のNPWG10を例示したが、本発明に用いる光導波路は本例示にのみ限定されず、種々の変更が可能である。

例えば、コア11の幅分布は、図1に示すように、コアの幅が、中心軸から幅方向両側が対称となるように光伝搬方向にわたって不均一に分布している構造の他、中心軸から幅方向両側が非対称となるように光伝搬方向にわたって不均一に分布している構造であってもよい。ここで、非対称な幅分布とは、コアの幅方向片側が中心軸と平行で（すなわち不均一な変化をせず）その反対側が不均一に変化している場合でもよく、あるいは、コアの幅方向両側がそれぞれ異なる不均一な変化をしている場合でもよい。

20

また、コア11は、図1に示すように、その中心軸がNPWG10の長手方向（ $z$ ）に沿って直線状に設ける構造の他、蛇行状（meander）にコアを設ける構造としてもよい。このように蛇行状にコアを設け、光伝搬方向が基板上で交互に折り返した構造とすることで、NPWG10をより小型化することが可能となる。

#### 【0059】

図3は、本形態例による分散補償デバイスの使用形態の一例を示す構成図である。分散補償デバイス20は、前述したNPWG10と、その始端13側に接続されたサーキュレータ15とを備えて構成され、またNPWG10の先端14には無反射終端16が設けられている。サーキュレータ15には、入力側（input）に図示していない被補償光ファイバが接続され、出力側（output）にも下流側の光ファイバが接続され、光伝送路内で使用される。分散補償デバイス20に用いられるNPWG10は反射型デバイスであり、被補償光ファイバからサーキュレータ15の入力側に入力された光信号は、NPWG10に入って反射され、その反射波がサーキュレータ15を介して出力されるようになっている。

30

反射波の出力は、サーキュレータ15に限らず、方向性結合などを介することによっても実現することができる。また、NPWG10の先端14に別部材の無反射終端16を付ける代わりに、NPWG10の先端14を無反射処理するのも良い。

#### 【0060】

この分散補償デバイス20のNPWG10は、前述したように、被補償光ファイバの波長分散を補償できるような反射率特性を有しているので、被補償光ファイバから出力された光信号がNPWG10で反射される際に、その光信号の波長分散が補正されて出力される。そして、分散補償デバイス20から出力された光信号は、サーキュレータ15の出力側に接続された下流側の光ファイバに入力され、このファイバ内を伝搬する。

40

#### 【0061】

本発明の分散補償デバイス20の主要構成要素であるNPWG10は、例えば、次の(a)～(d)のように製造される。

(a) まず、NPWG10の下クラッド層を設ける。

(b) 次に、前記下クラッド層上に、下クラッド層よりも屈折率の大きいコア層を設け

50

る。

(c) 次いで、前記コア層に、コアの等価屈折率が光伝搬方向にわたって不均一に変化するよう設計された所定のコア形状を残し、それ以外の部分を除去する加工を施してコア11を形成する。

(d) 次いで、前記コア11を覆うクラッド12を設け、NPWG10を製造する。

#### 【0062】

このNPWG10を用いた分散補償デバイス20は、前述した通りNPWG10を製造した後、該NPWG10の先端14に無反射終端16を付けるか無反射処理を施して終端し、始端13にサーキュレータ15や方向性結合器を接続することで製造することができる。

10

#### 【0063】

NPWG10のコア11を形成する際、コア11の等価屈折率が光伝搬方向にわたって不均一に変化するよう設計された所定のコア形状を持ったマスクを用いたフォトリソグラフィ法によってコア11を形成することが好ましい。このフォトリソグラフィ法に用いる材料や手順は、半導体製造分野等で周知のフォトリソグラフィ法に用いる材料や手順を用いて実施することができる。また、クラッド層やコア層の成膜方法は、一般の光導波路の製造において用いられている周知の成膜技術を用いて実施することができる。

#### 【実施例】

#### 【0064】

(実施例1)

波長領域 $[1570.01\text{ nm}, 1612.22\text{ nm}]$ (ただし、 $[a, b]$ は $a \sim b$ の閉区間を表す。以下同じ。)において、分散量 $D = -236\text{ ps/nm}$ 、分散に対する分散スロープの比 $RDS = 0.018\text{ nm}^{-1}$ となる波長分散を実現するように分散補償器を設計した。ただし、波長領域を周波数 $f$ が $(188.45 + 0.1n\text{ THz} - f, 188.45 + 0.1n\text{ THz})$ を満たす50チャンネルに分けており、それぞれのチャンネル内で分散補償を行っている。ここに $n$ は $-25 \sim 24$ を満たす整数を表す。なお、これらのチャンネルはITUグリッド間隔を満たす。

20

#### 【0065】

この分散補償器は、長さが80kmのLバンドの分散シフトファイバ(DSF: Dispersion Shifted Fiber)(伝送損失は $0.02\text{ dB/km}$ 、波長 $1590\text{ nm}$ における分散は $2.95\text{ ps/nm/km}$ 、分散スロープの比は $0.018\text{ nm}^{-1}$ とした)の残留分散を補償することができる。

30

#### 【0066】

図4は、幅分布の平均化を考慮していないときのポテンシャルを表す。図中の横軸は中心波長 $1590.83\text{ nm}$ で規格された場所を表す。このポテンシャルを用いると、図5に示す群遅延と図6に示す反射率が得られる。両図には設計に用いたスペクトルデータ(designed)と得られたスペクトルデータ(realized)が示されている。

#### 【0067】

導波路は、高さが $h_3 = 6\text{ }\mu\text{m}$ 、比屈折率の差 $\Delta n = 0.6\%$ となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込まれた導波路構造を用いた場合、図5と図6を実現する導波路の幅分布は図7に示す。そのときの導波路の等価屈折率の分布は図8に示す。

40

#### 【0068】

コアとクラッドの材料は石英系だけでなく、シリコン、ポリマー等ほかの材料を用いることもできる。屈折率の高い材料を用いれば、デバイスをさらに小さくし、伝送損失を下げることができる。

#### 【0069】

図8の一部を拡大したものは図9に示す。ただし、縦軸は中心屈折率(中心波長における参照屈折率 $n_0$ )で規格化されている。この分布は作製プロセスで実現できる最小寸法の制限により実現できない。

そこで、図10のように最小間隔を $\Delta z = 0.2\text{ }\mu\text{m}$ として元の分布を平均化した。こ

50

こに、 $\lambda_0$  は波長  $1590.83 \text{ nm}$  の信号が導波路を通過するときの管内波長を表す。

【0070】

$z = 0.2 \lambda_0$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図11のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなることわかる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

【0071】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図12に示す。

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図13と図14になる。両図には、設計に用いたデータ (designed)、平均化する前のデータ (original) および平均化後のデータ (averaged) が示されている。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

10

【0072】

分散補償器の効果を確かめるために、図15に示す  $40 \text{ G/s}$  の NRZ の信号の伝搬特性を調べた。この信号を波長  $1590.41 \text{ nm}$  から  $1591.26 \text{ nm}$  となるチャンネルを使って、 $80 \text{ km}$  の前記 DSF を通ったときのアイパターンは図16に示す。オリジナルの分散補償器を用いた場合のアイパターンは図17に示す。

【0073】

また、 $z = 0.2 \lambda_0$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図18に示す。図17に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果が維持できていること

20

がわかる。

【0074】

(実施例2)

実施例1におけるオリジナル設計において、図19のように最小間隔を  $z = 0.3 \lambda_0$  として元の分布を平均化したこと以外は実施例1と同様にして、Lバンド用の分散補償器を設計した。

$z = 0.3 \lambda_0$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図20のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなることわかる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

【0075】

30

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図21に示す。

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図22と図23になる。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

また、 $z = 0.3 \lambda_0$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図24に示す。図17に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果が維持できていること

がわかる。

【0076】

(実施例3)

実施例1におけるオリジナル設計において、図25のように最小間隔を  $z = 0.4 \lambda_0$  として元の分布を平均化したこと以外は実施例1と同様にして、Lバンド用の分散補償器を設計した。

40

$z = 0.4 \lambda_0$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図26のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなることわかる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

【0077】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図27に示す。

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図28と図29になる。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

50

また、 $z = 0.4$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図 3 0 に示す。図 1 7 に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果が維持できていることがわかる。

【 0 0 7 8 】

( 実施例 4 )

実施例 1 におけるオリジナル設計において、図 3 1 のように最小間隔を  $z = 0.6$  として元の分布を平均化したこと以外は実施例 1 と同様にして、L バンド用の分散補償器を設計した。

$z = 0.6$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図 3 2 のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

10

【 0 0 7 9 】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図 3 3 に示す。

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図 3 4 と図 3 5 になる。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

また、 $z = 0.6$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図 3 6 に示す。図 1 7 に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果は維持できていることがわかる。

【 0 0 8 0 】

20

( 実施例 5 )

実施例 1 におけるオリジナル設計において、図 3 7 のように最小間隔を  $z = 0.9$  として元の分布を平均化したこと以外は実施例 1 と同様にして、L バンド用の分散補償器を設計した。

$z = 0.9$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図 3 8 のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

【 0 0 8 1 】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図 3 9 に示す。

30

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図 4 0 と図 4 1 になる。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

また、 $z = 0.9$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図 4 2 に示す。図 1 7 に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果は維持できていることがわかる。

【 0 0 8 2 】

( 比較例 1 )

実施例 1 におけるオリジナル設計において、図 4 3 のように最小間隔を  $z = 0.5$  として元の分布を平均化したこと以外は実施例 1 と同様にして、L バンド用の分散補償器を設計した。この場合、平均化した等価屈折率分布はほぼ一定となり、変動がほぼなくなる。その原因は  $z = 0.5$  がちょうど元の屈折率分布の周期に当り、平均化がその変動を相殺してしまったところにある。

40

$z = 0.5$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図 4 4 のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が非常に小さくなってしまふことがわかる。

【 0 0 8 3 】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図 4 5 に示す。その場合、ポテンシャルの変動が小さすぎることを反映して導波路幅の変動はほとんどない。

また、そのときの反射率は図 4 6 になる。図示のように、反射率が非常に小さくなり、

50

分散補償器として動作しない。

この現象は  $z$  が  $0.5 \lambda_0$  の整数倍になるときに起きる。

【0084】

(実施例6)

波長領域 [1530.33 nm, 1570.42 nm] において、分散量  $D = -170$  ps/nm、分散に対する分散スロープの比  $RDS = 0.0034 \text{ nm}^{-1}$  となる波長分散を実現するように分散補償器を設計した。ただし、波長領域を周波数  $f$  が ( $193.4 + 0.1 \text{ n THz} \leq f \leq 193.5 + 0.1 \text{ n THz}$ ) を満たす50チャンネルに分けており、それぞれのチャンネル内で分散補償を行っている。ここに  $n$  は  $-25 \leq n \leq 24$  を満たす整数を表す。なお、これらのチャンネルはITUグリッド間隔を満たす。

10

【0085】

この分散補償器は、長さが100 kmのCバンドの標準シングルモードファイバ (S-SMF: Standard Single-Mode Fiber) (伝送損失は0.02 dB/km、波長1550 nmにおける分散は17 ps/nm/km、分散スロープの比は  $0.0034 \text{ nm}^{-1}$  とした) の残留分散を補償することができる。

【0086】

図47は、幅分布の平均化を考慮していないときのポテンシャルを表す。図中の横軸は中心波長1550.12 nmで規格された場所を表す。このポテンシャルを用いると、図48に示す群遅延と図49に示す反射率が得られる。両図には設計に用いたスペクトルデータ (designed) と得られたスペクトルデータ (realized) が示されている。

20

【0087】

導波路は、高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合、図48と図49を実現する導波路の幅分布は図50に示す。そのときの導波路の等価屈折率の分布は図51に示す。

【0088】

図51の一部を拡大したものは図52に示す。ただし、縦軸は中心屈折率 (中心波長における参照屈折率  $n_0$ ) で規格化されている。この分布は作製プロセスで実現できる最小寸法の制限により実現できない。

そこで、図53のように最小間隔を  $z = 0.3 \lambda_0$  として元の分布を平均化した。ここに、 $\lambda_0$  は波長1550.12 nmの信号が導波路を通過するときの管内波長を表す。

30

【0089】

$z = 0.3 \lambda_0$  として元の分布を平均化した場合のポテンシャルは図54のようになる。図示のように、平均化することにより、ポテンシャルの振幅が小さくなるのがわかる。これにより導波路の幅変化が小さくなり、導波路はより作り易くなる。

【0090】

高さが  $h_3 = 6 \mu\text{m}$ 、比屈折率の差  $\Delta n = 0.6\%$  となるコアが、石英からなるクラッドに埋め込められた導波路構造を用いた場合の導波路の幅分布は図55に示す。

また、そのときの群遅延および反射率は、それぞれ図56と図57になる。図示のように、平均化しても群遅延の形状が保存されるが、反射率のみが低下している。

40

【0091】

分散補償器の効果を確かめるために、図58に示す10 G/sのNRZの信号の伝搬特性を調べた。この信号を波長が1533.47 nmと1534.25 nmとなるチャンネルを使って、100 kmの前記S-SMFを通ったときのアイパターンは図59に示す。オリジナルの分散補償器を用いた場合のアイパターンは図60に示す。

【0092】

また、 $z = 0.3 \lambda_0$  で平均化した分散補償器を用いた場合のアイパターンは図61に示す。図60に比べると、振幅が小さくなるが、分散補償の効果が維持できていることがわかる。

【図面の簡単な説明】

50

## 【 0 0 9 3 】

【図 1】非均一平面光導波路 ( N P W G ) の構造の一例を示す概略斜視図である。

【図 2】幅分布の修正のための平均化手法を説明するグラフである。

【図 3】分散補償デバイスの一実施形態を示す構成図である。

【図 4】実施例 1 のオリジナルポテンシャル分布を示すグラフである。

【図 5】実施例 1 のオリジナル群遅延特性を示すグラフである。

【図 6】実施例 1 のオリジナル反射率特性を示すグラフである。

【図 7】実施例 1 のオリジナル導波路の幅分布を示すグラフである。

【図 8】実施例 1 のオリジナル等価屈折率の分布を示すグラフである。

【図 9】図 8 の一部拡大を示すグラフである。

10

【図 10】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した規格化等価屈折率分布 (一部) を示すグラフである。

【図 11】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した場合のポテンシャル分布 (一部) を示すグラフである。

【図 12】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図 13】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した場合の群遅延特性 (一部) を示すグラフである。

【図 14】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した場合の反射率特性 (一部) を示すグラフである。

20

【図 15】40 G / s の NRZ 初期パルスのアイパターンを示すグラフである。

【図 16】80 km の DSF を通過した後の 40 G / s パルスのアイパターンを示すグラフである。

【図 17】オリジナル補償器を通過した後の 40 G / s パルスのアイパターンを示すグラフである。

【図 18】実施例 1 の  $z = 0.2$  で平均化した補償器を通過した後の 40 G / s パルスのアイパターンを示すグラフである。

【図 19】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した規格化等価屈折率分布 (一部) を示すグラフである。

【図 20】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した場合のポテンシャル分布 (一部) を示すグラフである。

30

【図 21】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図 22】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した場合の群遅延特性 (一部) を示すグラフである。

【図 23】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した場合の反射率特性 (一部) を示すグラフである。

【図 24】実施例 2 の  $z = 0.3$  で平均化した補償器を通過した後の 40 G / s パルスのアイパターンを示すグラフである。

【図 25】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した規格化等価屈折率分布 (一部) を示すグラフである。

40

【図 26】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した場合のポテンシャル分布 (一部) を示すグラフである。

【図 27】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図 28】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した場合の群遅延特性 (一部) を示すグラフである。

【図 29】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した場合の反射率特性 (一部) を示すグラフである。

【図 30】実施例 3 の  $z = 0.4$  で平均化した補償器を通過した後の 40 G / s パ

50

ルスのアイパターンを示すグラフである。

【図3 1】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した規格化等価屈折率分布（一部）を示すグラフである。

【図3 2】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した場合のポテンシャル分布（一部）を示すグラフである。

【図3 3】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図3 4】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した場合の群遅延特性（一部）を示すグラフである。

【図3 5】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した場合の反射率特性（一部）を示すグラフである。 10

【図3 6】実施例4の  $z = 0.6$  で平均化した補償器を通過した後の40 G/sパルスのアイパターンを示すグラフである。

【図3 7】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した規格化等価屈折率分布（一部）を示すグラフである。

【図3 8】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した場合のポテンシャル分布（一部）を示すグラフである。

【図3 9】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図4 0】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した場合の群遅延特性（一部）を示すグラフである。 20

【図4 1】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した場合の反射率特性（一部）を示すグラフである。

【図4 2】実施例5の  $z = 0.9$  で平均化した補償器を通過した後の40 G/sパルスのアイパターンを示すグラフである。

【図4 3】比較例1の  $z = 0.5$  で平均化した規格化等価屈折率分布（一部）を示すグラフである。

【図4 4】比較例1の  $z = 0.5$  で平均化した場合のポテンシャル分布（一部）を示すグラフである。

【図4 5】比較例1の  $z = 0.5$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。 30

【図4 6】比較例1の  $z = 0.5$  で平均化した場合の反射率特性（一部）を示すグラフである。

【図4 7】実施例6のオリジナルポテンシャル分布を示すグラフである。

【図4 8】実施例6のオリジナル群遅延特性を示すグラフである。

【図4 9】実施例6のオリジナル反射率特性を示すグラフである。

【図5 0】実施例6のオリジナル導波路の幅分布を示すグラフである。

【図5 1】実施例6のオリジナル等価屈折率の分布を示すグラフである。

【図5 2】図5 1の一部拡大を示すグラフである。

【図5 3】実施例6の  $z = 0.3$  で平均化した規格化等価屈折率分布（一部）を示すグラフである。 40

【図5 4】実施例6の  $z = 0.3$  で平均化した場合のポテンシャル分布（一部）を示すグラフである。

【図5 5】実施例6の  $z = 0.3$  で平均化した場合の導波路の幅分布を示すグラフである。

【図5 6】実施例6の  $z = 0.3$  で平均化した場合の群遅延特性（一部）を示すグラフである。

【図5 7】実施例6の  $z = 0.3$  で平均化した場合の反射率特性（一部）を示すグラフである。

【図5 8】10 G/sのNRZ初期パルスのアイパターンを示すグラフである。 50



【図59】100kmのS-SMFを通過した後の10G/sパルスのアイパターンを示すグラフである。

【図60】オリジナル補償器を通過した後の10G/sパルスのアイパターンを示すグラフである。

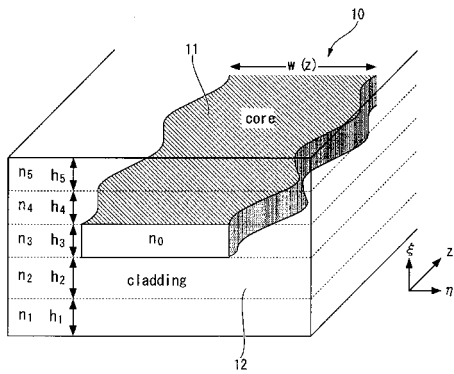
【図61】実施例6の  $z = 0.3 \lambda_0$  で平均化した補償器を通過した後の10G/sパルスのアイパターンを示すグラフである。

【符号の説明】

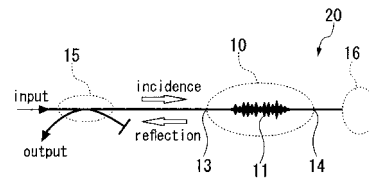
【0094】

10...NPWG(非均一平面導波路)、11...コア、12...クラッド、13...始端、14...先端、15...サーキュレータ、16...無反射終端、20...分散補償デバイス。

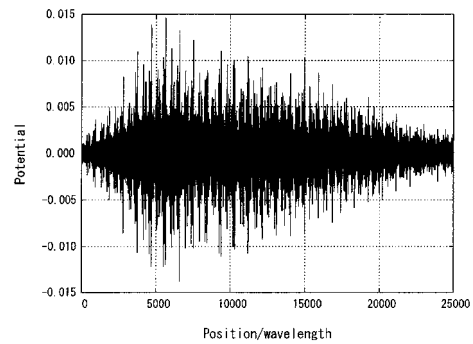
【図1】



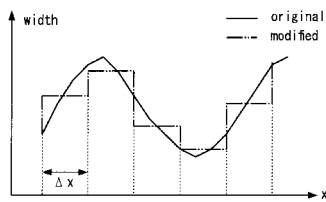
【図3】



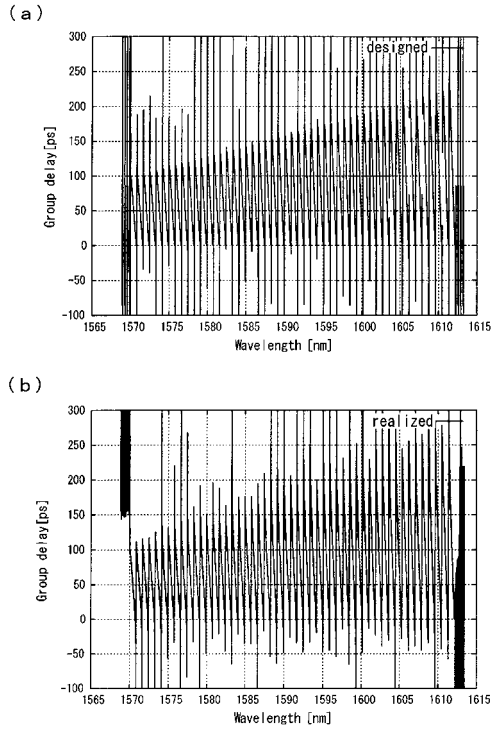
【図4】



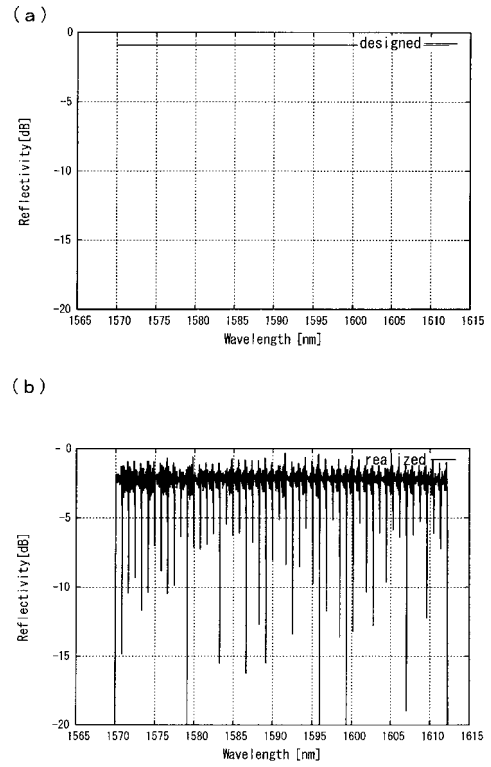
【図2】



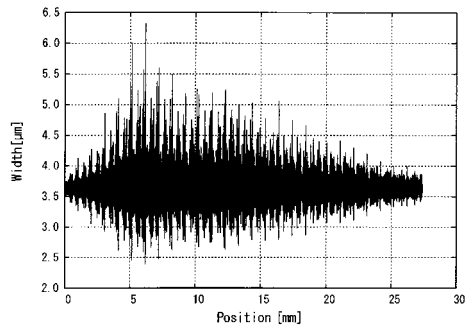
【 5 】



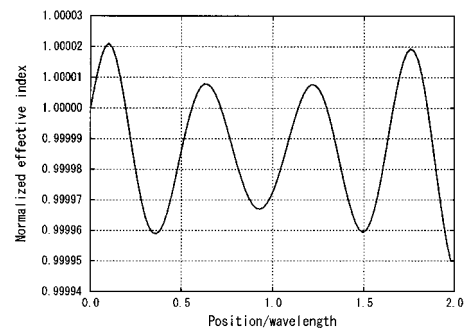
【 6 】



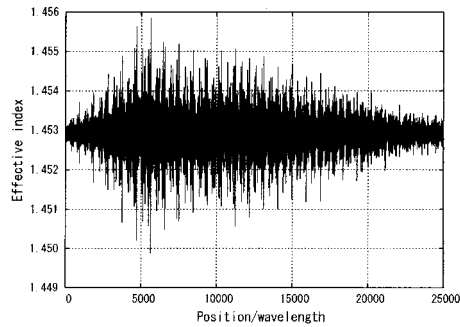
【 7 】



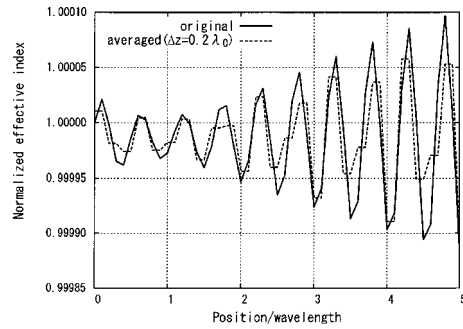
【 9 】



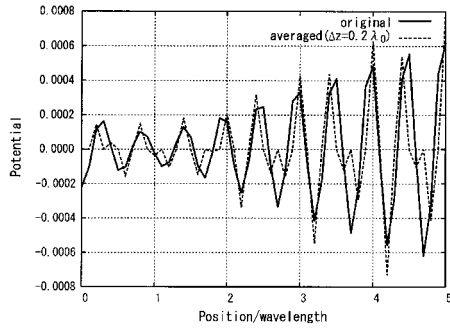
【 8 】



【 10 】

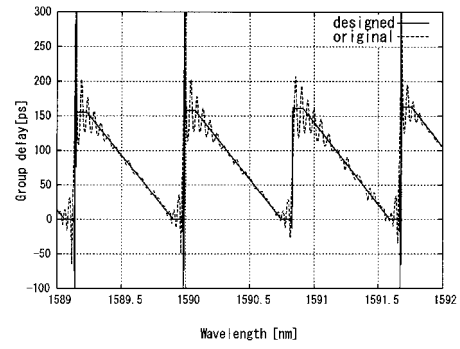


【 1 1 】

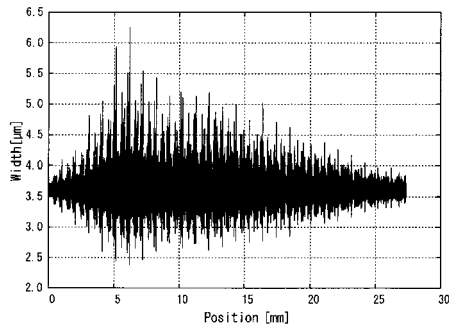


【 1 3 】

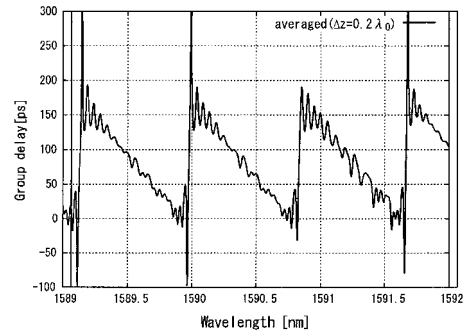
(a)



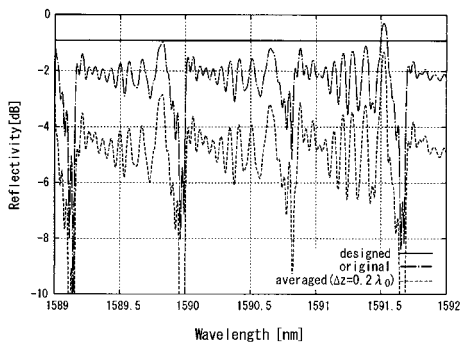
【 1 2 】



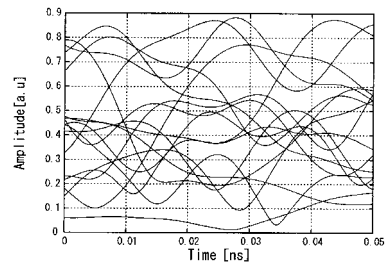
(b)



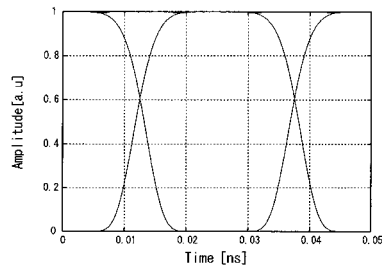
【 1 4 】



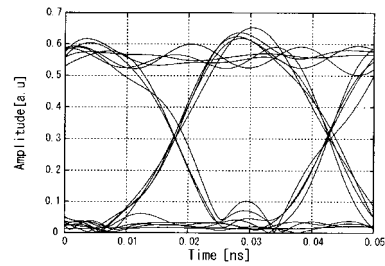
【 1 6 】



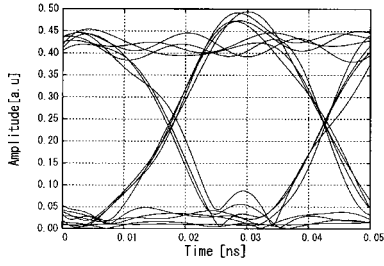
【 1 5 】



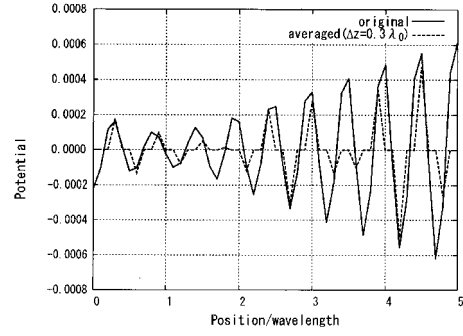
【 1 7 】



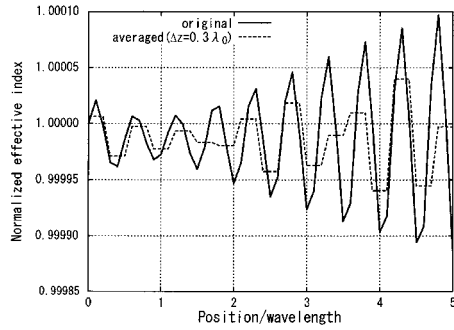
【 図 18 】



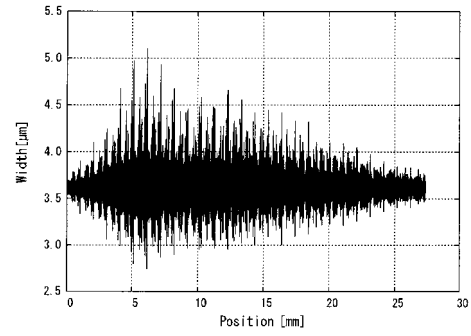
【 図 20 】



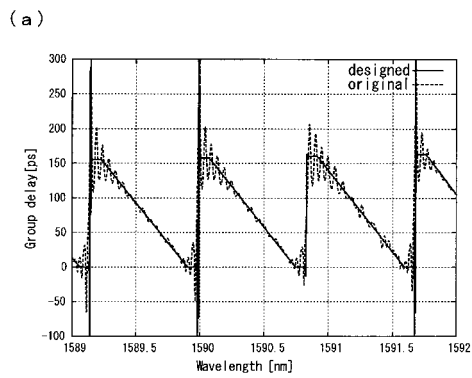
【 図 19 】



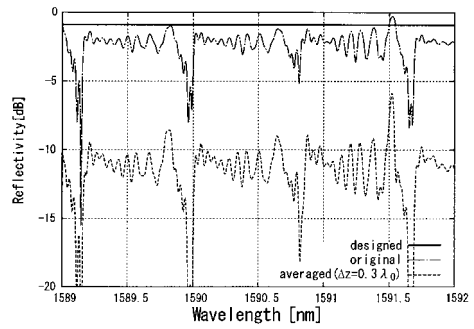
【 図 21 】



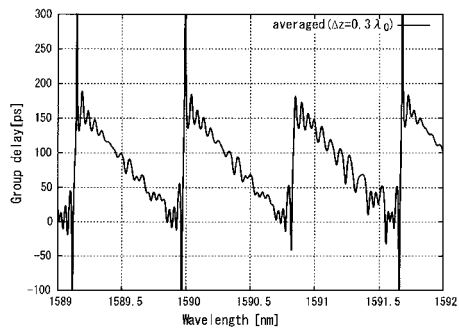
【 図 22 】



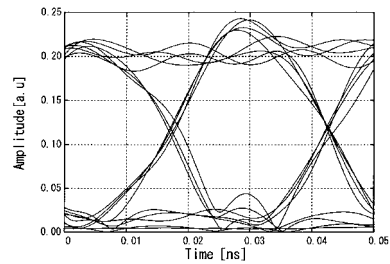
【 図 23 】



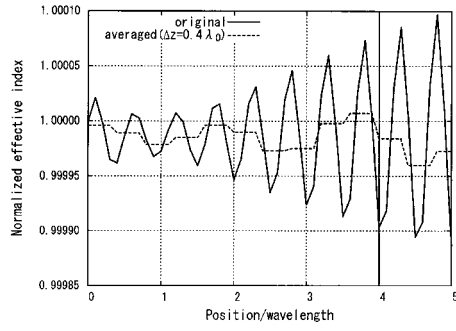
(b)



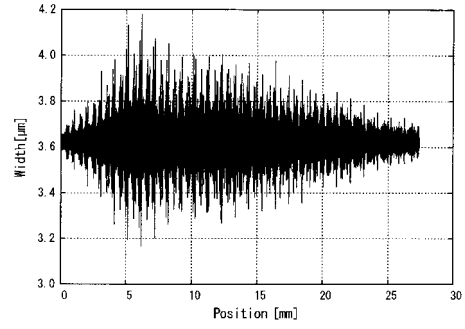
【 図 24 】



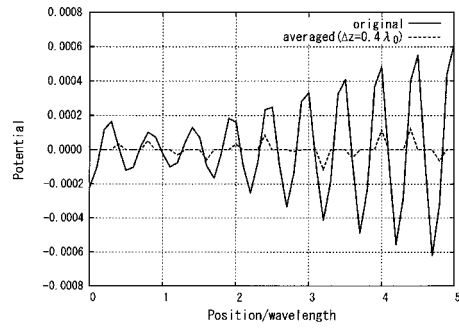
【 25 】



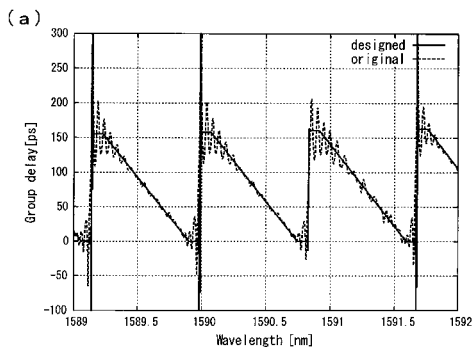
【 27 】



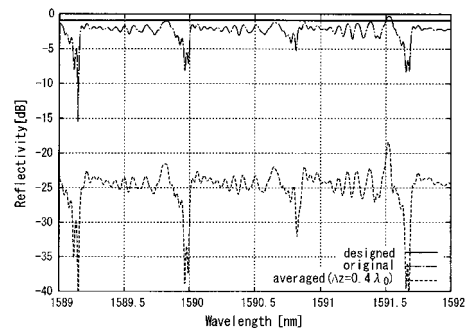
【 26 】



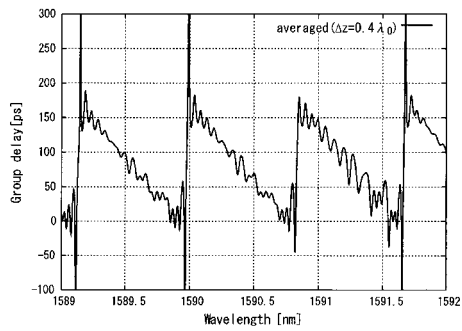
【 28 】



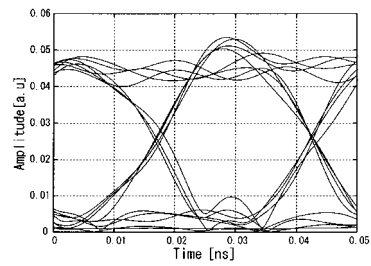
【 29 】



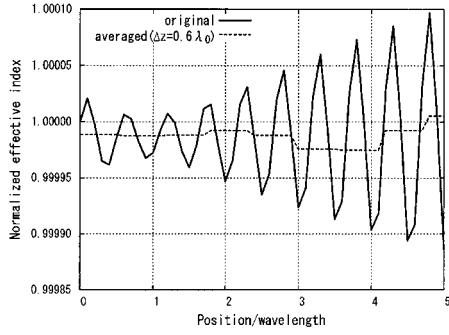
(b)



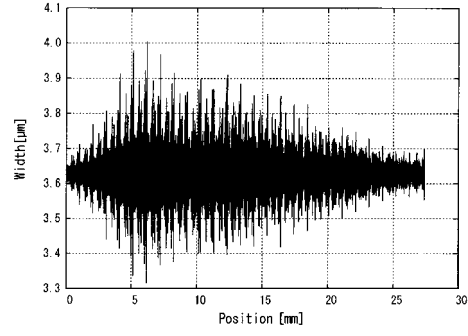
【 30 】



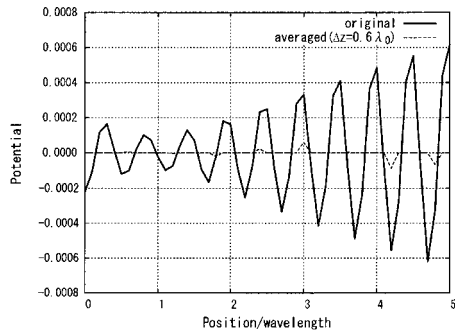
【 3 1 】



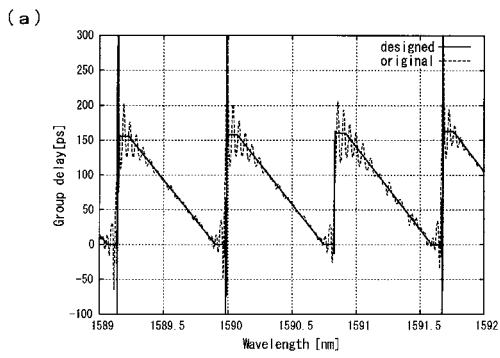
【 3 3 】



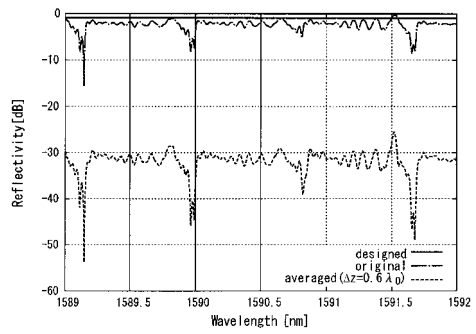
【 3 2 】



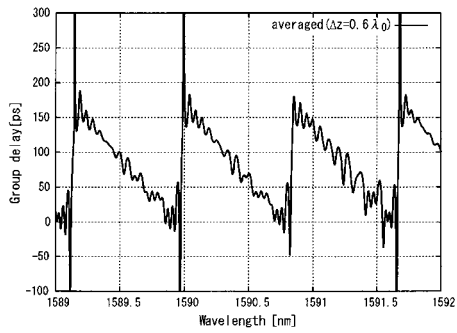
【 3 4 】



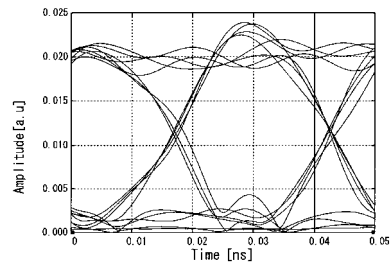
【 3 5 】



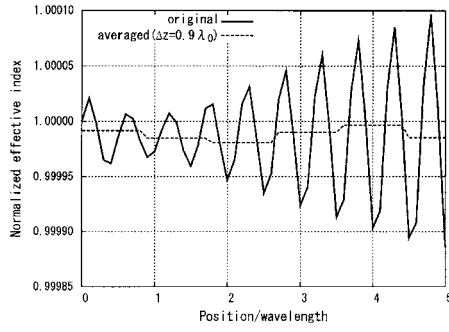
(b)



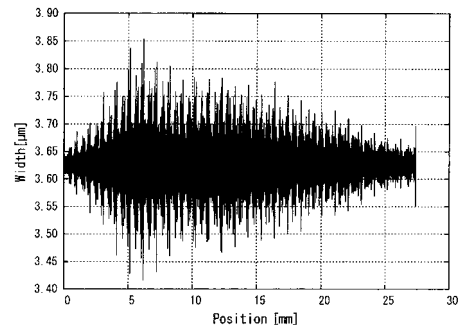
【 3 6 】



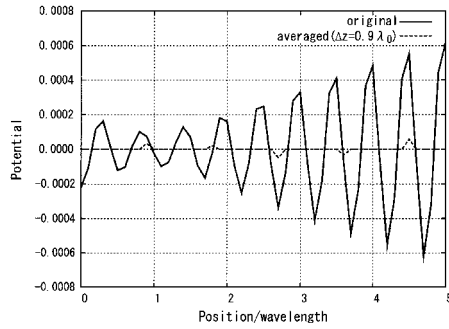
【 3 7 】



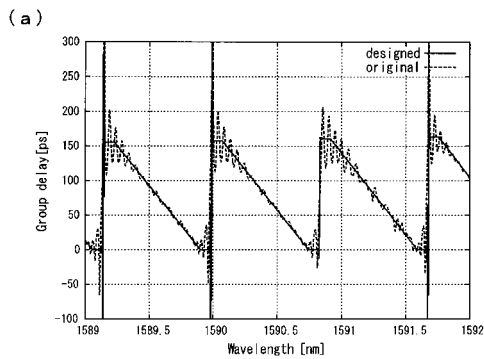
【 3 9 】



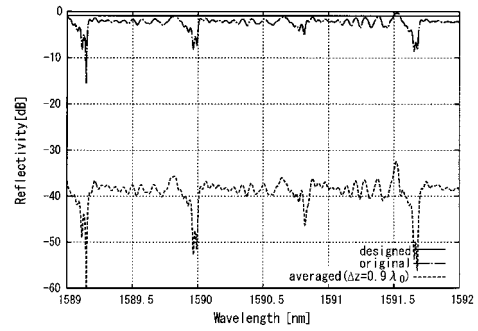
【 3 8 】



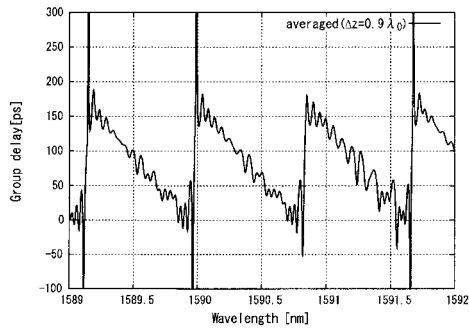
【 4 0 】



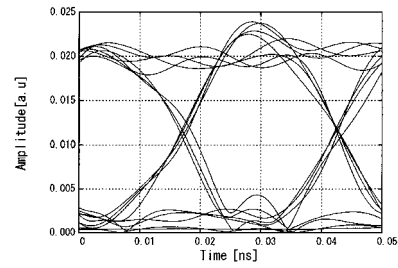
【 4 1 】



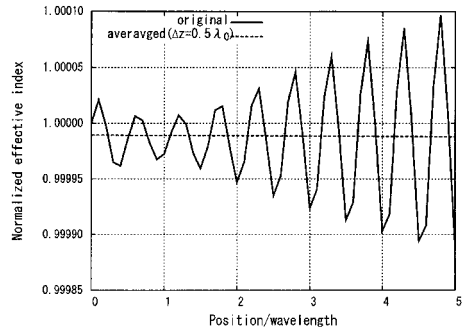
(b)



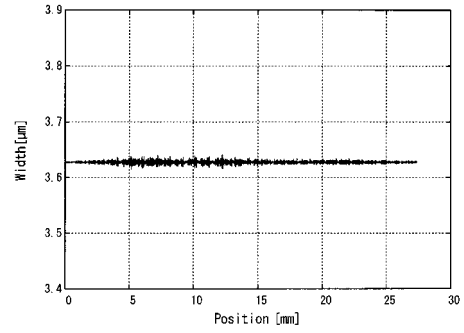
【 4 2 】



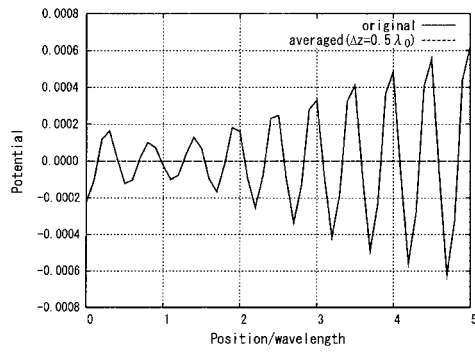
【 4 3 】



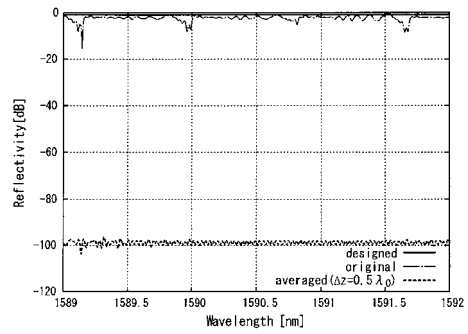
【 4 5 】



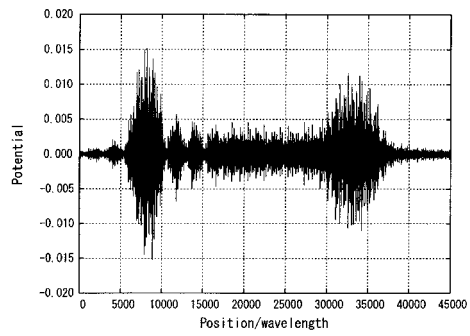
【 4 4 】



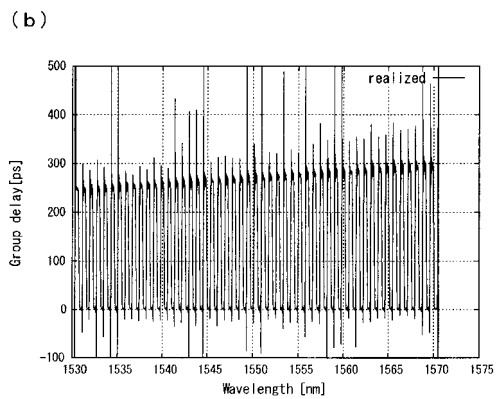
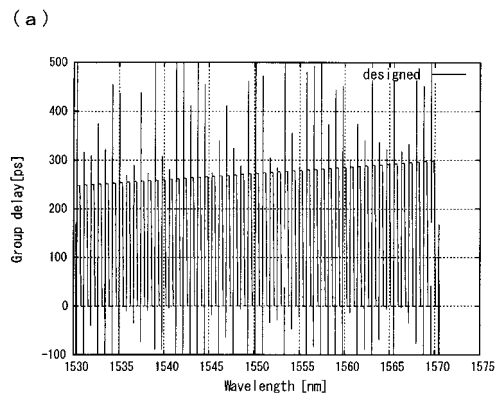
【 4 6 】



【 4 7 】

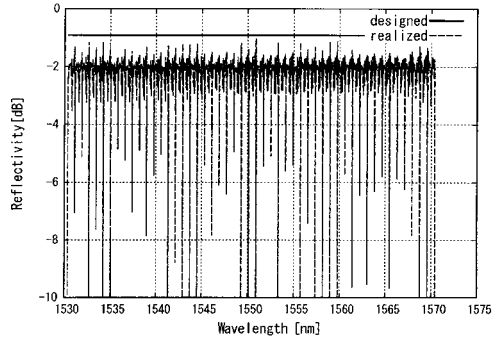


【 4 8 】

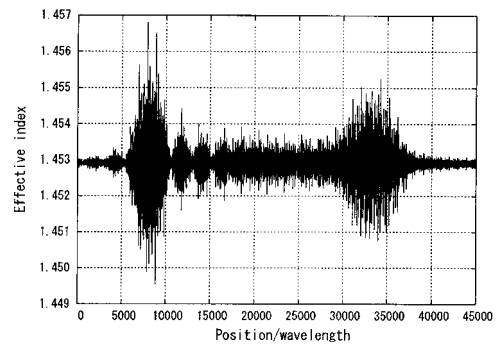




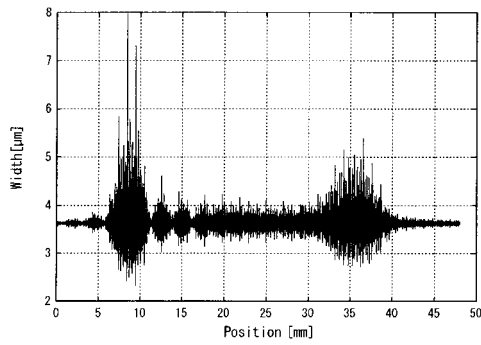
【 4 9 】



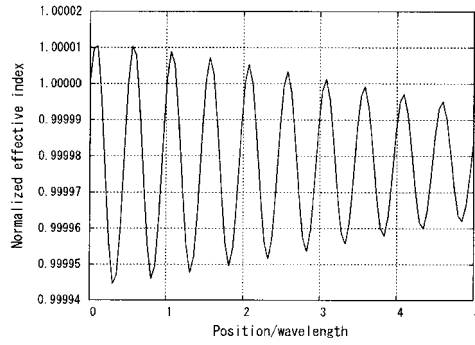
【 5 1 】



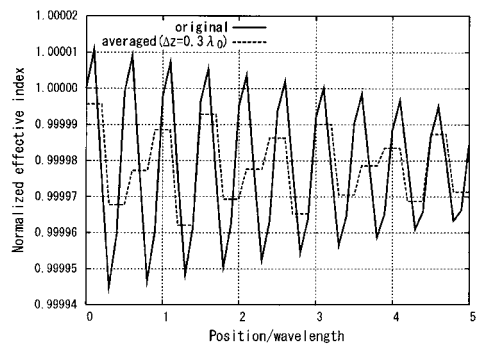
【 5 0 】



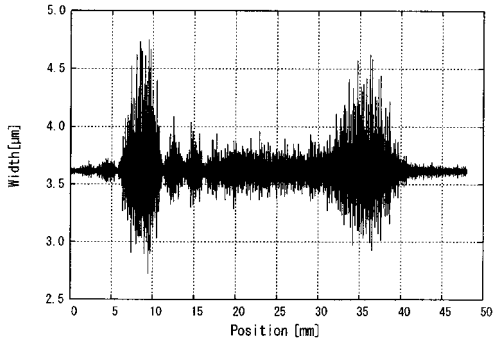
【 5 2 】



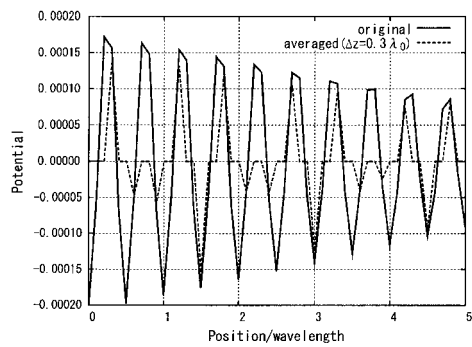
【 5 3 】



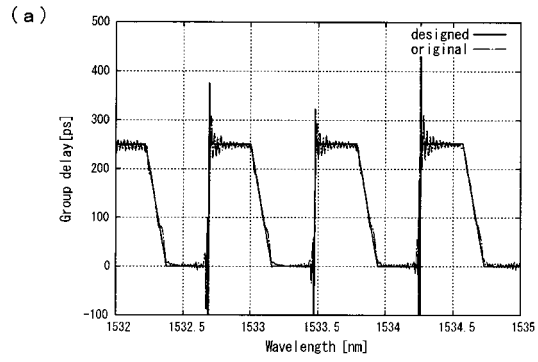
【 5 5 】



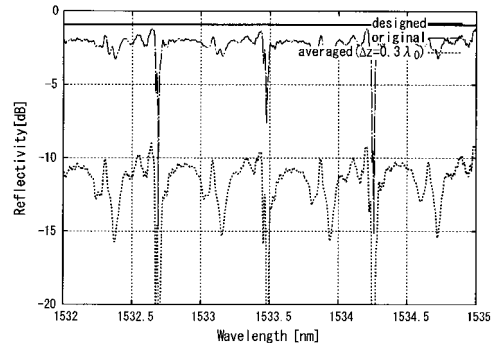
【 5 4 】



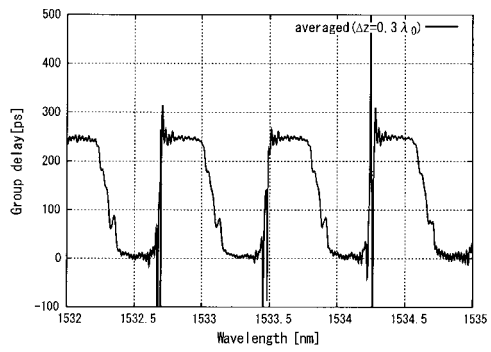
【 5 6 】



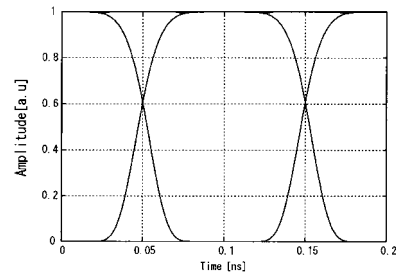
【 5 7 】



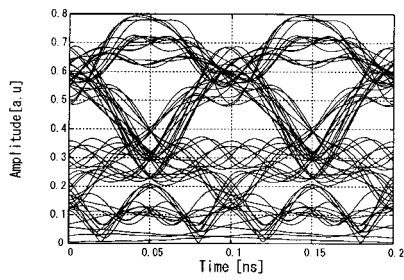
(b)



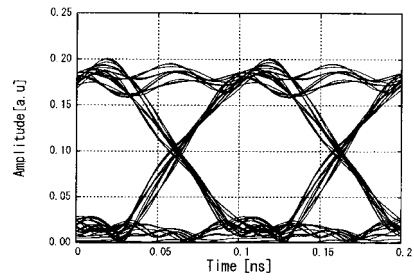
【 5 8 】



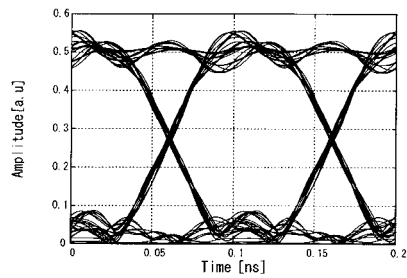
【 5 9 】



【 6 1 】



【 6 0 】



---

フロントページの続き

審査官 吉田 英一

- (56)参考文献 特開2004-077665(JP,A)  
特開2005-202405(JP,A)  
Ghie-Hugh Song and Sang-Yung Shin, Design of corrugated waveguide filters by the Gel'fand-Levitan-Marchenko inverse-scattering method, Journal of the Optical Society of America A, 1985年11月, Vol. 2, No. 11, pp. 1905 - 1915  
Koichi Takiguchi, Satoki Kawanishi, Hidehiko Takara, Akira Himeno, and Kuninori Hattori, Dispersion Slope Equalizer for Dispersion Shifted Fiber Using a Lattice-Form Programmable Optical Filter, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 1998年9月, Vol. 16, No. 9, pp. 1647 - 1656  
J. E. Sipe, L. Poladian, and C. Martijn de Sterke, Propagation through nonuniform grating structures, Journal of the Optical Society of America A, 1994年4月, Vol. 11, No. 4, pp. 1307 - 1320  
Panayiotis V. Frangos, and Dwight L. Jaggard, A Numerical Solution to the Zakharov-Shabat Inverse Scattering Problem, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 1991年1月, Vol. 39, No. 1, pp. 74 - 79

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G02B 6/122  
JSTPlus(JDreamII)  
JST7580(JDreamII)