

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4100489号
(P4100489)

(45) 発行日 平成20年6月11日(2008.6.11)

(24) 登録日 平成20年3月28日(2008.3.28)

(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 F

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2001-351248 (P2001-351248)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成13年11月16日(2001.11.16)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2003-149474 (P2003-149474A)		東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(43) 公開日	平成15年5月21日(2003.5.21)	(74) 代理人	100120673
審査請求日	平成16年1月19日(2004.1.19)		弁理士 松元 洋
		(74) 代理人	100078499
			弁理士 光石 俊郎
		(74) 代理人	100102945
			弁理士 田中 康幸
		(72) 発明者	神徳 正樹
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日 本電信電話株式会社
		(72) 発明者	高橋 浩
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日 本電信電話株式会社

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アレイ導波路型波長合分波器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

基板上に配置された入力用導波路と、出力用導波路と、各導波路の長さが所定の光路長差で順次長くなるように構成した導波路アレイと、前記入力用導波路及び導波路アレイを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記出力用導波路及び導波路アレイを接続する第2の扇形スラブ導波路とを有するアレイ導波路型波長合分波器において、前記第1の扇形スラブ導波路と入力用導波路との間に、この第1の扇形スラブ導波路の入力端面でフィールド分布のピーク位置が周波数に対して連続的かつ周期的に変化するフィールド分布変調素子を配置するとともに当該アレイ導波路型波長合分波器の周波数チャンネル間隔とフィールド分布変調素子の繰り返し周波数周期とを一致させ、フィールド分布変調素子は、入力用導波路、非対称分岐回路、相互に長さが異なる2本の遅延線、基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子で構成したことを特徴とするアレイ導波路型波長合分波器。

【請求項2】

基板上に配置された入力用導波路と、出力用導波路と、各導波路の長さが所定の光路長差で順次長くなるように構成した導波路アレイと、前記入力用導波路及び導波路アレイを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記出力用導波路及び導波路アレイを接続する第2の扇形スラブ導波路とを有するアレイ導波路型波長合分波器において、前記第1の扇形スラブ導波路と入力用導波路との間に、この第1の扇形スラブ導波路の入力端面でフィールド分布のピーク位置が周波数に対して連続的かつ周期的に変化するフィールド分布変調素

子を配置するとともに当該アレイ導波路型波長合分波器の周波数チャンネル間隔とフィールド分布変調素子の繰り返し周波数周期とを一致させ、フィールド分布変調素子は、入力用導波路、基本モードと高次モードの変換と分波機能を併せ持つマルチモード干渉分波器、長さが等しい2本の遅延線および該2本の遅延線とは長さが異なる1本の遅延線、基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子からなり、入力用導波路とマルチモード干渉分波器の中心がオフセットを有していることを特徴とするアレイ導波路型波長合分波器。

【請求項3】

〔請求項1〕又は〔請求項2〕に記載するアレイ導波路型波長合分波器において、フィールド分布変調素子の遅延線に位相調整部を付加したことを特徴とするアレイ導波路型波長合分波器。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、光通信あるいは光情報処理で用いられる導波路型光素子（光導波回路）、特に平面基板上に形成された、平坦なスペクトルを有するアレイ導波路型波長合分波器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、シリコン基板あるいは石英基板上に形成した石英系ガラス光導波路によって構成されたプレーナ光波回路（PLC：Planer Lightwave Circuit）の研究開発が盛んに行われている。そこでは、アレイ導波路型波長合分波器（AWG）やマツハツェンダ干渉計のように、多光束あるいは2光束の光干渉を用いて光波長合分波器を実現している。

20

【0003】

前記アレイ導波路型波長合分波器では、並列配置された互いに光路長が $n \times L$ ずつ異なる数十～数百本のアレイ状の導波路（導波路アレイ）を伝搬する複数の光の干渉により、波長合分波機能を実現している。ここで、 n は導波路の実効屈折率、 L は隣接した各導波路間の長さの差であり、具体的には $10 \sim 100 \mu\text{m}$ 程度の値である。詳しくは、H. Takahashi et al., "Arrayed-Waveguide Grating for Wavelength Division Multi/Demultiplexer with Nanometre Resolution", *Electron. Lett.*, Vol. 26, No. 2, pp. 87-88, 1990に記載されている。

30

【0004】

アレイ導波路型波長合分波器は、近年のWDMシステムでは必要不可欠の要素となっており、さらにWDMシステムの進展に伴い、低損失で平坦なスペクトルのアレイ導波路型波長合分波器が要求されるようになってきている。アレイ導波路型波長合分波器の損失の要因としては、1 光ファイバとアレイ導波路型波長合分波器との接続部の損失、2 導波路の伝播損失、3 アレイ導波路部分の損失、4 透過特性の平坦化による過剰損失からなっている。近年の技術開発の成果により、前者の3つの損失（1乃至3）は急速に低減され、非常に低損失のアレイ導波路型波長合分波器が実現されるようになってきている。このため、4の透過特性の平坦化による過剰損失が残された課題となっていた。

40

【0005】

図7(a)は従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器を示す構造図、同図(b)はそのA部分を拡大して示す拡大図である。両図中、1は入力用導波路、2は出力用導波路、3は導波路アレイ、4は第1の扇形スラブ導波路及び5は第2の扇形スラブ導波路である。ここで、当該アレイ導波路型波長合分波器のスペクトルの平坦化は、入力用導波路1と第1の扇形スラブ導波路4との境界近傍において入力用導波路1がパラボラ形状6をな

50

していることで実現されている。詳しくは、K. Okamoto et al., "Flat Spectral Response Arrayed-Waveguide Grating Multiplexer with Parabolic Waveguide Horns", Electron. Lett., Vol. 32, No. 18, pp. 1661-1662, 1996、または特願平8-110950号に記載されている。

【0006】

図8は上記アレイ導波路型波長合分波器のスペクトル(同図では、周波数間隔100GHz)を示すものである。なお、ここでは比較のためにファイバと素子の接続部の損失、導波路の伝播損失、アレイ導波路部分の損失を除いた平坦化による過剰損失のみを示している。

10

【0007】

前述のように、平坦化手法は、平坦化と挿入損失増加がトレードオフの関係にあり、通常2~3dBの過剰損失が生じる。従来のAWGにおいてスペクトルが平坦化されるのは、パラボラ形状の入力用導波路1の出射端における光の強度分布がほぼ方形状であり、それが第1の扇形スラブ導波路4、導波路アレイ3、第2の扇形スラブ導波路5を伝搬後、出力用導波路2の入射端に同じ方形状の光強度分布を形成するためである。すなわち、出力用導波路2に入力された方形状の光は、波長により集光位置が変化していくが、入射する光の分布が方形状である為、多少波長が変化しても、出力用導波路2に結合する光の強度は変化せず、結果として平坦なスペクトルが得られる。しかしながら、入射する光の分布は出力用導波路2の基本モードと異なるため、原理的に過剰損失を有する。なお、蛇足であるが、特定の波長において入射する光の分布を出力用導波路2の基本モードと一致させた場合であっても、前述のように波長により集光位置が変化していくため、平坦な波長特性は得られない。

20

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

本発明では、前述の従来のスペクトルの平坦化を行ったAWGの問題点すなわち、スペクトルの平坦化により、2~3dBの過剰損失を生じるという問題点の解決をはかる。すなわち、本発明の目的は、第1に過剰損失を生じることなく、平坦なスペクトルを実現し得るアレイ導波路型波長合分波器を提供することにある。第2に、周波数特性が可変なアレイ導波路型波長合分波器を提供することにある。

30

【0009】

【課題を解決するための手段】

本発明は、従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器の第2の扇形スラブ導波路5(図7参照。)での集光位置が、波長に対して一定の割合で移動していくという点に着目して、これを補正もしくは増幅するように、入力用導波路1の端面でのフィールド分布ピーク位置が周波数に対して連続的かつ周期的に変化する素子(以下、フィールド分布変調素子と略する)を配置したものである。すなわち、従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器では、第2の扇形スラブ導波路2での集光位置が周波数に対し、図9(a)、(b)に示すように、線形的に移動するのに対して、本発明においては、図9(c)、(d)に示すように、特定の周波数範囲において集光位置の変動量を抑制し、このことにより平坦かつ低損失の波長特性を得るようにしたものである。具体的には次の各点を構成上の特徴とする。

40

【0011】

1) 基板上に配置された入力用導波路と、出力用導波路と、各導波路の長さが所定の光路長差で順次長くなるように構成した導波路アレイと、前記入力用導波路及び導波路アレイを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記出力用導波路及び導波路アレイを接続する第2の扇形スラブ導波路とを有するアレイ導波路型波長合分波器において、前記第1の扇形スラブ導波路と入力用導波路との間に、この第1の扇形スラブ導波路の入力端面でフィールド分布のピーク位置が周波数に対して連続的かつ周期的に変化するフィールド分布変調素子を配置するとともに当該アレイ導波路型波長合分波器の周波数チャンネル間隔とフ

50

ィールド分布変調素子の繰り返し周波数周期とを一致させ、ィールド分布変調素子は、入力用導波路、非対称分岐回路、相互に長さが異なる2本の遅延線、基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子で構成したこと。

【0012】

2) 基板上に配置された入力用導波路と、出力用導波路と、各導波路の長さが所定の光路長差で順次長くなるように構成した導波路アレイと、前記入力用導波路及び導波路アレイを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記出力用導波路及び導波路アレイを接続する第2の扇形スラブ導波路とを有するアレイ導波路型波長合分波器において、前記第1の扇形スラブ導波路と入力用導波路との間に、この第1の扇形スラブ導波路の入力端面でィールド分布のピーク位置が周波数に対して連続的かつ周期的に変化するィールド分布変調素子を配置するとともに当該アレイ導波路型波長合分波器の周波数チャンネル間隔とィールド分布変調素子の繰り返し周波数周期とを一致させ、ィールド分布変調素子は、入力用導波路、基本モードと高次モードの変換と分波機能を併せ持つマルチモード干渉分波器、長さが等しい2本の遅延線および該2本の遅延線とは長さが異なる1本の遅延線、基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子からなり、入力用導波路とマルチモード干渉分波器の中心がオフセットを有していること。

10

【0014】

3) 上記1)又は2)に記載するアレイ導波路型波長合分波器において、ィールド分布変調素子の遅延線に位相調整部を付加したこと。

【0015】

20

【発明の実施の形態】

以下本発明の実施の形態を図面に基づき詳細に説明する。なお、以下の説明は入力光を複数の出力光に分岐する光分波器として説明するが、光合波器の場合には、入出力が逆になるだけで、構成自体は全く同様である。すなわち、光合波器と光分波器とは、本願発明に係るアレイ導波路型波長合分波器の使用法の違いに過ぎない。

【0016】

図1は本発明の実施の形態に係るアレイ導波路型波長合分波器を示す構成図である。同図中、11は入力用導波路、12は出力用導波路、13は導波路アレイ、14は第1の扇形スラブ導波路、15は第2の扇形スラブ導波路、16はィールド分布変調素子である。従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器との相違点は、第1の扇形スラブ導波路14の入力端に、アレイ導波路格子の第2の扇形スラブ導波路15における集光位置の波長に対する変化を補正する為に、入力用導波路11の端面に隣接させてィールド分布変調素子16を配置した点にある。

30

【0017】

ここで、ィールド分布変調素子16は、次のような構成で実現できる。

【0018】

ィールド分布変調素子16の第1の構成を図2に示す。同図中、21は入力用導波路、22は非対称分岐回路、23は遅延線、24は基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子である。また、25は、必須の構成要素ではないが、出力用導波路である。26は出力用導波路25の基本モードのィールド分布、27は出力用導波路25の高次モードのィールド分布、28は遅延線23である導波路の位相調整用のヒータである。すなわち、第1のィールド分布変調素子16は、これら入力用導波路21、非対称分岐回路22、遅延線23、モード変換結合素子24、出力用導波路25及びヒータ28で構成される。なお、非対称分岐回路22とは、光の分岐比が対称(1:1)とならない、非対称な分岐比を有する分岐回路のことであり、方向性結合器やY分岐回路、マルチモード干渉合分波器等で構成することができる。

40

【0019】

ィールド分布変調素子16の第2の構成を図3に示す。同図中、31は入力用導波路、32はマルチモード干渉合分波器、33は遅延線、34は基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子である。また、35は、必須の構成要素ではな

50

いが、出力用導波路である。36は出力用導波路35の基本モードのフィールド分布、37は出力用導波路35の高次モードのフィールド分布、38は遅延線33である導波路の位相調整用のヒータ、39は入力用導波路31とマルチモード干渉分波器32の中心軸のオフセットを示している。すなわち、第2のフィールド分布変調素子16は、これら入力用導波路31、非対称分岐回路32、遅延線33、モード変換結合素子34、出力用導波路35及びヒータ38で構成される。

【0020】

ここで、基本モードと高次モードの変換と合波機能を併せ持つモード変換結合素子24、34の一例としては、J. Leuthold, J. Eckner, E. Gamper, P. A. Besse, H. Melchior, "Multimode Interference coupler for the conversion and combining of Zero and First order modes", et. al. J. L. T, vol. 16, No. 7, 1998, pp. 1228 - 1239に記載されている。

10

【0021】

上記遅延線23、33の中央部分に半波長板を挿入することは、製造上生じる偏波依存性を解消できるため、より効果的である。また、遅延線23、33の一部にリング共振器、エタロンフィルタ、マッハツェンダ干渉系、グレーティングなどの波長フィルタを挿入することにより、素子全体としての波長特性をより良好な形状に改善できる場合がある。

【0022】

図4はフィールド分布変調素子16に光を入射した場合に出力される光の形状が周波数(波長)に対して変化する様子を示したものであり、同図(a)は導波路内の位置に対する光強度分布を示す特性図、同図(b)は縦軸に入力光波長をとって光強度分布の形状の変化を等高線表示したものである。両図に示すように、出力光は周波数に対して周期的かつ連続的に振動することが分かる。

20

【0023】

なお、本発明の構成は、本発明者等の発明に係る特開平11-109147、若しくは岡本等による特願平10-90530等におけるマッハツェンダ干渉計を組み合わせた素子の構成に比較的似ているが、従来のマッハツェンダ干渉計では、フィールド分布のピーク位置が固定した二つの位置にあり、その強度のみが連続的に変化しており、ピーク位置を連続的には変化できないため、透過特性の完全な平坦化が得られないという点で大きく異なっている。

30

【0024】

次に、実際に作製したアレイ導波路型波長合分波器の特性を示す。本形態に係るアレイ導波路型波長合分波器の場合、図5に示すように、過剰損失は0.5dB程度であり、従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器が2~3dB程度の過剰損失を有していたのに対して、大幅に過剰損失を低減することができた。

【0025】

さらに、本形態に係るアレイ導波路型波長合分波器における特性が、図2及び図3に示すフィールド分布変調素子16の位相調整部を制御、例えば一例としてヒータ28、38の温度を制御することにより、可変のスペクトル特性が得られることを示す。図6はヒータ28、38による遅延線(導波路)の温度を制御を行った場合の特性を示す特性図である。同図を参照すれば、ヒータ28、38による遅延線(導波路)の温度制御により、(a)に示すような透過帯域が細いスペクトルから、(b)に示すような平坦で透過帯域が広いスペクトルに特性を変化させ得ることが分かる。このような可変のスペクトル特性は、従来のアレイ導波路格子では得られない特性である。

40

【0026】

なお、上記実施の形態では、位相調整部を構成する方法の一例として、ヒータを利用する方法を示したが、導波路に位相変化を生じる他の構成方法であっても構わない。すなわち、位相調整部に対向電極を配置し、電圧の印加による電界屈折率変化を利用する方法、磁

50

界の印加、機械的な構造により部分的に歪を加えることにより位相調整を行う方法、光やマイクロ波を部分的に照射する方法等、様々な方法が考えられる。

【 0 0 2 7 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、従来のアレイ導波路格子と比較して、平坦なスペクトルを低損失で実現することが可能となり、WDM通信システム設計の損失に対する許容度を増すことができる。また、簡単な構成で、全てのポートの特性を均一にすることができる。さらに、請求項 1 及び 2 に記載したように、波長合分波器（アレイ導波路格子）のチャンネル間隔とフィールド分布変調素子の周期を一致させることにより、簡単に全てのポートの特性を均一化することができ、請求項 3 に記載したように、位相調整部を追加することにより、波長合分波器の透過特性を簡易な方法で変化させることができるという効果も奏する。

10

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態に係るアレイ導波路型波長合分波器を示す構成図である。

【図 2】本発明のアレイ導波路型波長合分波器におけるフィールド分布変調素子の第 1 の具体例を示す構成図である。

【図 3】本発明のアレイ導波路型波長合分波器におけるフィールド分布変調素子の第 2 の具体例を示す構成図である。

【図 4】本発明のアレイ導波路型波長合分波器におけるフィールド分布変調素子の出力の周波数特性を示す特性図である。

20

【図 5】図 1 に示す本発明のアレイ導波路型波長合分波器における透過特性を示す特性図である。

【図 6】本発明のアレイ導波路型波長合分波器におけるフィールド分布変調素子のヒータによる遅延線の温度制御を行った場合の特性を示す特性図である。

【図 7】従来技術に係る透過特性平坦型のアレイ導波路型波長合分波器の一例を示す構成図である。

【図 8】図 7 に示す従来技術に係るアレイ導波路型波長合分波器の透過特性を示す特性図である。

【図 9】本発明の動作原理を説明するための図で、(a)、(b) は従来技術に係る特性図で、(c) は (a) に対応し、且つ (d) は (b) に対応する本発明に係る特性図である。

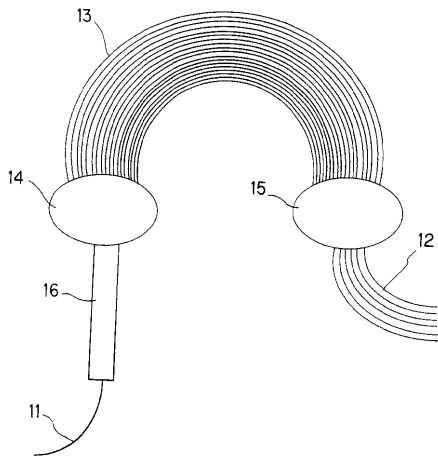
30

【符号の説明】

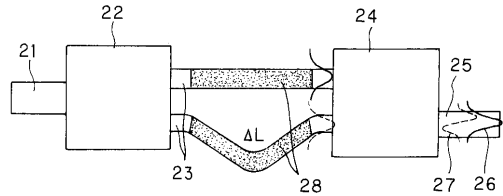
- | | |
|-----|----------------|
| 1 1 | 入力用導波路 |
| 1 2 | 出力用導波路 |
| 1 3 | 導波路アレイ |
| 1 4 | 第 1 の扇形スラブ導波路 |
| 1 5 | 第 2 の扇形スラブ導波路 |
| 1 6 | フィールド分布変調素子 |
| 2 1 | 入力用導波路 |
| 2 2 | 非対称分岐回路 |
| 2 3 | 遅延線 |
| 2 4 | モード変換結合素子 |
| 2 8 | ヒータ（導波路の位相調整部） |
| 3 1 | 入力用導波路 |
| 3 2 | マルチモード干渉合分波器 |
| 3 3 | 遅延線 |
| 3 4 | モード変換結合素子 |
| 3 8 | ヒータ（導波路の位相調整部） |

40

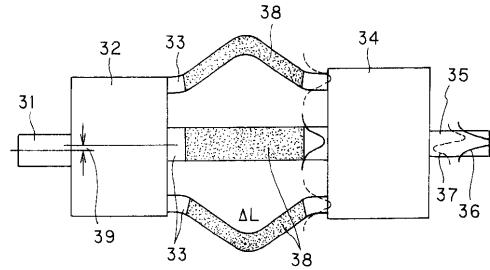
【図1】



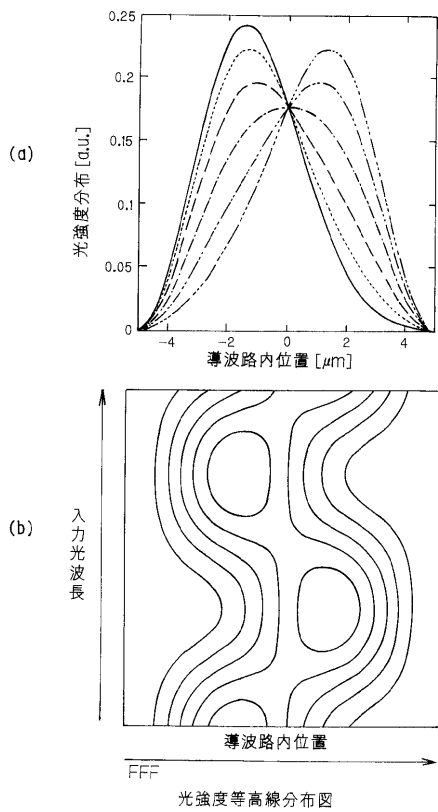
【図2】



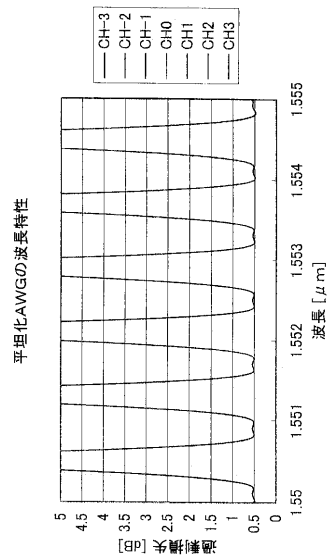
【図3】



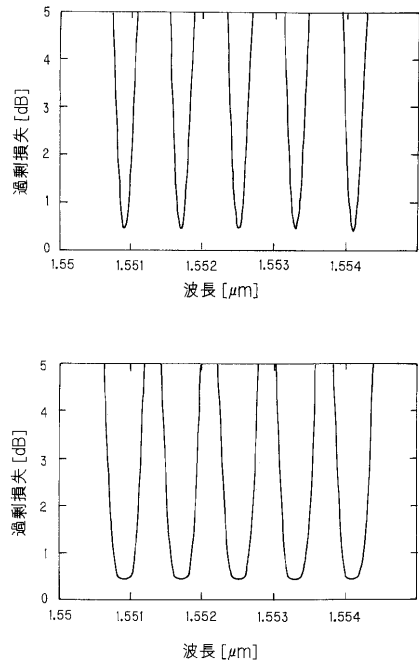
【図4】



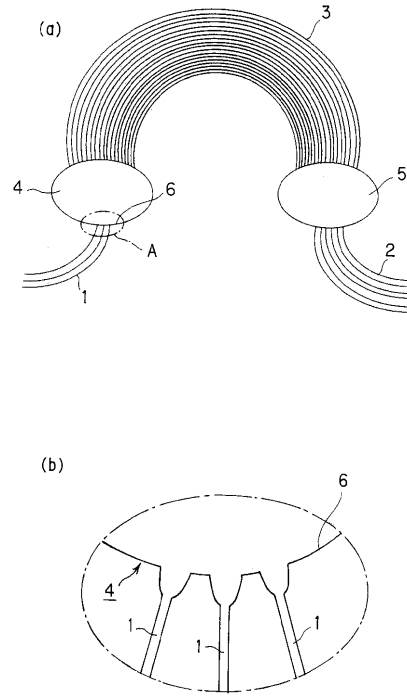
【図5】



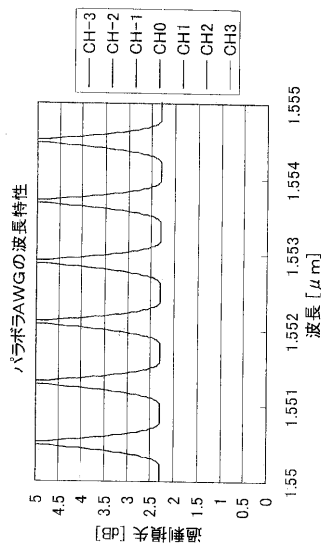
【図6】



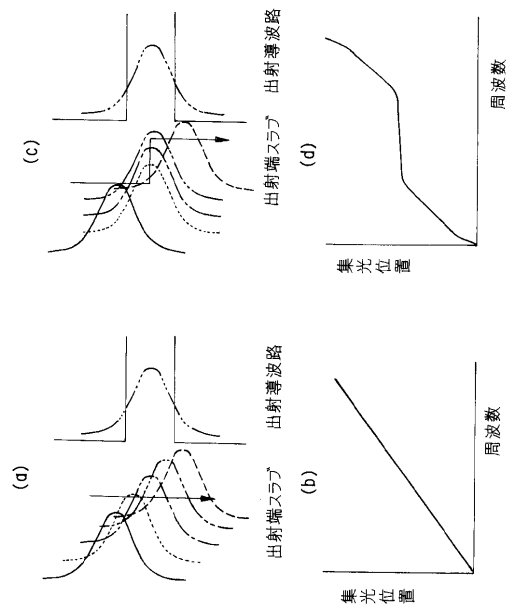
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

- (72)発明者 鬼頭 勤
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社
- (72)発明者 日比野 善典
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社

審査官 井口 猶二

- (56)参考文献 特開2001-166162(JP,A)
特開2000-249852(JP,A)
特開2002-341158(JP,A)
特開2000-221344(JP,A)
特開平09-297228(JP,A)
特開平10-003012(JP,A)
神徳正樹, 高橋浩, 鬼頭勤, 井上靖之, 井藤幹隆, 日比野善典, 高次モードを利用したAWGの透過特性の平坦化法, 電子情報通信学会大会講演論文集, 日本, 2002年, Vol.2002, エレクトロニクス1, Page.198
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G02B 6/00 - 6/54
JST7580(JDream2)
JSTPlus(JDream2)