

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5259173号
(P5259173)

(45) 発行日 平成25年8月7日(2013.8.7)

(24) 登録日 平成25年5月2日(2013.5.2)

(51) Int.Cl. F I
G O 2 F 1/035 (2006.01) G O 2 F 1/035

請求項の数 13 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2007-329036 (P2007-329036)	(73) 特許権者	000000572 アンリツ株式会社 神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号
(22) 出願日	平成19年12月20日(2007.12.20)	(74) 代理人	100072604 弁理士 有我 軍一郎
(65) 公開番号	特開2009-116290 (P2009-116290A)	(72) 発明者	河野 健治 神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アン リツ株式会社内
(43) 公開日	平成21年5月28日(2009.5.28)	(72) 発明者	名波 雅也 神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アン リツ株式会社内
審査請求日	平成21年9月7日(2009.9.7)	(72) 発明者	佐藤 勇治 神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アン リツ株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2007-268114 (P2007-268114)		
(32) 優先日	平成19年10月15日(2007.10.15)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		
前置審査			

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光変調器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電気光学効果を有する基板と、該基板に形成された光を導波するための光導波路と、前記基板の一方の面側に形成され、前記光の位相を変調する高周波電気信号を印加するための中心導体及び接地導体からなる進行波電極とを有し、前記進行波電極が、前記高周波電気信号を印加することにより前記光の位相が変調される領域である相互作用部と、コネクタの芯線が接続され、当該コネクタを介して外部回路から前記相互作用部に前記高周波電気信号を印加するための入力用フィードスルー部と、前記相互作用部を通過して伝搬してくる前記高周波電気信号を出力するための出力用フィードスルー部とを具備し、動作ビットレートの約20%から約30%の間の周波数範囲における少なくとも一点の周波数で、
パワー反射率の包絡線が - 10 dB から - 15 dB の間にある光変調器であって、

10

前記動作ビットレートの約40%から約70%の間の周波数範囲内に前記パワー反射率の包絡線の一次微分が零で二次微分が正となる極小点を持ち、該極小点におけるパワー反射率が - 15 dB 以下となるように、少なくとも一部が前記コネクタもしくは前記外部回路の特性インピーダンスよりも低い特性インピーダンスを有するインピーダンス変換部にして、前記コネクタの芯線が接続された前記入力用フィードスルー部もその一部を成す当該インピーダンス変換部を備え、

前記インピーダンス変換部の少なくとも一部が、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスとの相乗平均、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部に電氣的に接続されるべきコネクタの特

20

性インピーダンスとの相乗平均、もしくは前記相互作用部の特性インピーダンスと前記外部回路の特性インピーダンスとの相乗平均と異なる特性インピーダンスを有し、

前記コネクタの芯線が接続された前記入力用フィードスルー部の実効的な特性インピーダンスは、前記コネクタの芯線が接続されていない場合における前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスよりも小さいことを特徴とする光変調器。

【請求項 2】

約 2 GHz から 3.7 GHz の間の周波数範囲内における少なくとも 1 点における前記パワー反射率が -10 dB から -15 dB の間にあり、約 4 GHz から 9 GHz の周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 3】

約 5 GHz から 8 GHz の間の周波数範囲内における少なくとも 1 点における前記パワー反射率が -10 dB から -15 dB の間にあり、約 10 GHz から 18 GHz の周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 4】

約 9 GHz から 13 GHz の間の周波数範囲内における少なくとも 1 点における前記パワー反射率が -10 dB から -15 dB の間にあり、約 17 GHz から 30 GHz の周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 5】

約 11 GHz から 16 GHz の間の周波数範囲内における少なくとも 1 点における前記パワー反射率が -10 dB から -15 dB の間にあり、約 22 GHz から 38 GHz の周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 6】

約 22 GHz から 33 GHz の間の周波数範囲内における少なくとも 1 点における前記パワー反射率が -10 dB から -15 dB の間にあり、約 44 GHz から 77 GHz の周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 7】

前記外部回路から前記入力用フィードスルー部に印加された前記高周波電気信号が残留反射を生じつつ、かつ前記インピーダンス変換部が無い場合と比較して電氣的反射が小さくなって、前記相互作用部に伝搬することを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか一つに記載の光変調器。

【請求項 8】

前記出力用フィードスルー部の特性インピーダンスが前記相互作用部の特性インピーダンスとほぼ同じであることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 のいずれか一つに記載の光変調器。

【請求項 9】

前記インピーダンス変換部が前記進行波電極の一部に形成されていることを特徴とする請求項 1 から請求項 8 のいずれか一つに記載の光変調器。

【請求項 10】

前記インピーダンス変換部が、前記相互作用部と前記入力用フィードスルー部の間の前記進行波電極であることを特徴とする請求項 1 から請求項 9 のいずれか一つに記載の光変調器。

【請求項 11】

前記コネクタの芯線を接続した前記入力用フィードスルー部が、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスとの相乗平均、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部に電氣的に接続されるべきコネクタの特性インピーダンスとの相乗平均、もしくは前記相互作用部の特性インピーダンスと前記外部回路の特性インピーダンスとの相乗平均と異なる特性インピーダンスを有することを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【請求項 12】

前記基板がリチウムナイオベートであることを特徴とする請求項 1 から請求項 11 のい

10

20

30

40

50

ずれか一つに記載の光変調器。

【請求項 13】

前記基板が半導体であることを特徴とする請求項 1 から請求項 11 のいずれか一つに記載の光変調器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は駆動電圧が低く、かつ高速で変調が可能な光変調器の分野に属する。

【背景技術】

【0002】

リチウムナイオベート (LiNbO_3) のように電界を印加することにより屈折率が変化する、いわゆる電気光学効果を有する基板 (以下、リチウムナイオベート基板を LN 基板と略す) に光導波路と進行波電極を形成した進行波電極型リチウムナイオベート光変調器 (以下、LN 光変調器と略す) は、その優れたチャージング特性から 2.5 Gbit/s、10 Gbit/s の大容量光伝送システムに適用されている。最近はさらに 40 Gbit/s の超大容量光伝送システムにも適用が検討されており、キーデバイスとして期待されている。

【0003】

[第1の従来技術]

この LN 光変調器には z - カット基板を使用するタイプと x - カット基板 (あるいは y - カット基板) を使用するタイプがある。ここでは、第 1 の従来技術として x - カット LN 基板とコプレーナウェーブガイド (CPW) 進行波電極を使用した x - カット基板 LN 光変調器をとり上げ、その斜視図を図 10 に示す。図 11 は図 10 の A - A' における断面図である。なお、以下の議論は z - カット基板でも同様に成り立つ。

【0004】

図中、1 は x - カット LN 基板、2 は $1.3 \mu\text{m}$ 、あるいは $1.55 \mu\text{m}$ など光通信において使用する波長領域では透明な 200nm から $1 \mu\text{m}$ 程度の厚みの SiO_2 バッファ層、3 は x - カット LN 基板 1 に Ti を蒸着後、 1050°C で約 10 時間熱拡散して形成した光導波路であり、光は光入射用端面 30 から光導波路 3 に入射させる。なお、この光導波路 3 はマッハツェンダ干渉系 (あるいは、マッハツェンダ光導波路) を構成しており、3a、3b は電気信号と光が相互作用する部位 (相互作用部と言う) における光導波路 (あるいは、相互作用光導波路)、つまりマッハツェンダ光導波路の 2 本のアームである。CPW 進行波電極 4 は中心導体 4a、接地導体 4b、4c からなっている。また、図 11 において S は中心導体 4a の幅で $6 \mu\text{m}$ から $20 \mu\text{m}$ 程度であり、一般には $10 \mu\text{m}$ 前後が使用されている。一方、W は中心導体 4a と接地導体 4b、4c の間のギャップ (あるいは CPW のギャップ) である。

【0005】

この第 1 の従来技術では、中心導体 4a と接地導体 4b、4c 間にバイアス電圧 (通常は DC バイアス電圧) と高周波電気信号 (マイクロ波、あるいは RF 電気信号とも言う) を重畳して印加する。また、 SiO_2 バッファ層 2 は高周波電気信号の等価屈折率 n_m (あるいは、マイクロ波等価屈折率 n_m) を相互作用光導波路 3a、3b を伝搬する光の実効屈折率 n_e に近づけることにより、光変調帯域を拡大するという重要な働きをしている。

【0006】

次に、このように構成される LN 光変調器の動作について説明する。この LN 光変調器を動作させるには、中心導体 4a と接地導体 4b、4c 間に DC バイアス電圧と高周波電気信号とを印加する必要がある。

【0007】

図 12 に示す電圧 - 光出力特性はある状態での LN 光変調器の電圧 - 光出力特性であり、 V_b はその際の DC バイアス電圧である。この図 12 に示すように、通常、DC バイア

10

20

30

40

50

ス電圧 V_b は光出力特性の山と底の midpoint に設定される。

【0008】

図13には半波長電圧 V と相互作用部の長さ L との積 $V \cdot L$ と CPW のギャップ W との関係を示す。なお、CPW のギャップ W としては、現状 $20 \mu\text{m} \sim 30 \mu\text{m}$ 程度が使用されている。CPW のギャップ W を狭くすると、相互作用光導波路 3a、3b を伝搬する光と相互作用する高周波電界強度が大きくなる。従って、この図に示すように、CPW のギャップ W を狭くすると、この積 $V \cdot L$ は小さくなる。そして、この積 $V \cdot L$ が低いほど駆動電圧が低い LN 光変調器を実現できる。 10 Gbps 以上の速度で LN 光変調器を駆動する際の駆動電圧は $5 \sim 6 \text{ V}$ 程度が実用上の限界であり、さらに少しでも駆動電圧が低いことが望まれる。よって駆動電圧の観点からは、CPW のギャップ W は狭いことが望ましい。

10

【0009】

図14には高周波電気信号のマイクロ波の等価屈折率 n_m と CPW のギャップ W との関係を示す。図には相互作用光導波路 3a、3b を伝搬する光の等価屈折率 n_o ($n_o = 2.2$) も示している。

【0010】

CPW のギャップ W が狭くなると中心導体 4a と接地導体 4b、4c の間に生成された高周波電気信号は比誘電率が 4 程度と低い SiO_2 バッファ層 2 を多く感じるので、マイクロ波等価屈折率 n_m を低減することができる(なお、 x -カット LN 基板 1 の比誘電率は 3.5 程度である)。

20

【0011】

一般に、マイクロ波等価屈折率 n_m は光の等価屈折率 n_o よりも大きく、LN 光変調器を高速・広帯域で動作する際の大きな制限要因となっている。そのため LN 光変調器を 10 Gbps 以上の高速で駆動するには、マイクロ波等価屈折率 n_m を光の等価屈折率 n_o に近づけることが不可欠となる。この観点からも CPW のギャップ W は狭いことが望ましい。

【0012】

以上のように、駆動電圧を低減するとともにマイクロ波等価屈折率 n_m を光の等価屈折率 n_o に近づけるといふ観点からは CPW のギャップ W は狭いことが望ましいことがわかったが、第1の従来技術において CPW のギャップ W を $15 \mu\text{m}$ 以下に狭くした際に生じる問題点について以下に記す。

30

【0013】

図15は中心導体 4a と接地導体 4b、4c からなる CPW 進行波電極 4 の特性インピーダンス Z (以下の図17における Z_3 に対応) について CPW ギャップ W を変数として示す。CPW ギャップ W を狭くすると、特性インピーダンス Z が 30Ω あるいはそれ以下と著しく低くなり、ほぼ 50Ω 系の外部信号源との間にインピーダンス不整合を生じてしまう。つまり、高周波電気信号のパワー反射率(いわゆる S_{11}) が劣化するという問題が生じる。

【0014】

次に、このことについてさらに詳しく考察する。図10に示した x -カット基板 LN 光変調器を構成する中心導体 4a と接地導体 4b、4c からなる CPW 進行波電極 4 の上面図を図16に示す。

40

【0015】

ここで、I は不図示の外部信号源からの高周波電気信号を CPW 進行波電極 4 に印加するための不図示のコネクタの芯線(あるいは金リボンや金ワイヤー)を接続する入力用フィードスルー部、II は入力用フィードスルー部 I と相互作用部 III との接続部(あるいは入力側接続部)、III は電気信号と光が相互作用する相互作用部、IV は出力用フィードスルー部 V と相互作用部 III との接続部(あるいは出力側接続部)である。出力用フィードスルー部 V は不図示のコネクタの芯線(あるいは金リボンや金ワイヤー)もしくは終端抵抗に接続される。

50

【 0 0 1 6 】

なお、入力用フィードスルー部 I の中心導体において高周波電気信号を給電する部位を給電部とし、また、出力用フィードスルーの中心導体において高周波電気信号を取り出す部位を出力部と呼ぶ。

【 0 0 1 7 】

図 1 7 には図 1 0 に示した x - カット基板 L N 光変調器の等価回路を示す。ここで、5 と 6 は外部回路に対応し、5 は電気的ドライバなどの外部信号源、6 は外部信号源の特性インピーダンス R_g (あるいは、負荷抵抗、出力インピーダンス、インピーダンスと呼ばれる) を表す。また、7 ~ 1 1 は入力用フィードスルー部 I から出力用フィードスルー部 V までの等価的な線路に各々対応する。具体的には、7 は入力用フィードスルー部 I、8 は入力側接続部 I I、9 は相互作用部 I I I、1 0 は出力側接続部 I V、1 1 は出力用フィードスルー部 V の線路を各々表す。また、1 2 は終端抵抗である。

10

【 0 0 1 8 】

さらに、 $Z_1 \sim Z_5$ は入力用フィードスルー部 I から出力用フィードスルー部 V までの特性インピーダンスであり、具体的には、 Z_1 は入力用フィードスルー部 I (あるいは線路 7)、 Z_2 は入力側接続部 I I (あるいは線路 8)、 Z_3 は相互作用部 I I I (あるいは線路 9)、 Z_4 は出力側接続部 I V (あるいは線路 1 0)、 Z_5 は出力用フィードスルー部 V (あるいは線路 1 1) の特性インピーダンスに対応している。また、 Z_L は終端抵抗 1 2 の抵抗値である。

【 0 0 1 9 】

次に、図 1 0 から図 1 7 に示した第 1 の従来技術の x - カット基板 L N 光変調器について、インピーダンス不整合と変調帯域の観点からの問題点について考察する。

20

【 0 0 2 0 】

図 1 7 において、 Z_{in} は外部信号源 5 と R_g である負荷抵抗 6 (あるいは、出力インピーダンス、特性インピーダンス、あるいはインピーダンスをとする) から x - カット基板 L N 光変調器を見た入力インピーダンスとなる。つまり、 Z_{in} は入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 、入力側接続部 I I の特性インピーダンス Z_2 、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 、出力側接続部 I V の特性インピーダンス Z_4 、出力用フィードスルー部 V の特性インピーダンス Z_5 、及び終端抵抗 1 2 の抵抗値 Z_L を、各部の長さ各部を伝搬する電気信号の等価屈折率を考慮した伝送線路の縦続接続の考え方で合成した特性インピーダンスと言える。図中の 1 3 は外部信号源 5 や負荷抵抗 6 と入力用フィードスルー部 I との境界を表す。

30

【 0 0 2 1 】

駆動電圧を下げ、マイクロ波等価屈折率 n_m を光の等価屈折率 n_o に近づけるために C P W ギャップ W を $15 \mu m$ 以下と狭くした場合を考察する。この場合、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 は 3 0 あるいはそれ以下と低くなる。

【 0 0 2 2 】

さて、第 1 の従来技術では、その他の線路 7、8、1 0、1 1 の特性インピーダンス、つまり入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 、入力側接続部 I I の特性インピーダンス Z_2 、出力側接続部 I V の特性インピーダンス Z_4 、出力用フィードスルー部 V の特性インピーダンス Z_5 、及び終端抵抗 1 2 の抵抗値 Z_L は全て相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 と等しくしていた (つまり、 $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = Z_L$)。

40

【 0 0 2 3 】

その結果、外部信号源 5 の負荷抵抗 6 から x - カット基板 L N 光変調器を見た入力インピーダンス Z_{in} の実部 $Re(Z_{in})$ は図 1 8 の実線で示すようにほとんど周波数 f に依存せず、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 と一致し、3 0 もしくはそれ以下と低かった。

【 0 0 2 4 】

それに伴い、光の変調指数 (パワー変調指数) $|m|^2$ は入力インピーダンス Z_{in} と

50

外部信号源 5 の負荷抵抗 6 の特性インピーダンス R_g (あるいは負荷抵抗、出力インピーダンス、あるいはインピーダンス) とのインピーダンス不整合のために、図 19 に示すように、周波数 f とともに急速に劣化し 3 dB 光変調帯域として 10 GHz を確保することが極めて困難であった。

【0025】

なお、 $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = Z_L$ と仮定すると、 Z_{in} (この場合には、 $Z_{in} = Z_3$) が 30 になると高周波電気信号のパワー反射率 (S_{11}) は図 20 に示すように約 -12 dB と高く (悪く) になってしまう。ここで、高周波電気信号のパワー反射率 (S_{11}) は次の式で与えられる。

$$S_{11} = \left| (R_g - Z_{in}) / (R_g + Z_{in}) \right|^2 \quad (1)$$

10

また、反射された高周波電気信号は外部信号源 5 へ戻り、外部信号源 5 から出力される電気信号に重畳されるので、変調された光パルスのジッタ 2 ps を越えてしまう。このように光パルスのジッタが増加すると実際の光伝送において誤り率が高く (悪く) なるので、光パルスのジッタとしては 2 ps 以下と小さくすることが望ましい。

【0026】

[第2の従来技術]

第1の従来技術における外部信号源 5 の特性インピーダンス R_g と相互作用部 III の特性インピーダンス Z_3 とのインピーダンス不整合を改善するための技術として、以下において特許文献 1 に提案された第2の従来技術について説明する。ここで、図 10 から図 20 に示した第1の従来技術と同一番号は同一機能部に対応しているため、ここでは同一番号を持つ機能部の説明を省略する。

20

【0027】

図 21 に第2の従来技術に使用する CPW 進行波電極 4 の上面図を示す。第2の従来技術においても第1の従来技術と同様に、I は入力用フィードスルー部、II は入力側接続部、III は相互作用部、IV は出力側接続部、及び V は出力用フィードスルー部である。出力用フィードスルー部 V は不図示のコネクタ芯線 (あるいは金リボンや金ワイヤー) もしくは終端抵抗に接続されるのも同じである。これらの第1の従来技術と同じ構成に加えて、図 21 に示す第2の従来技術には長さ L_6 のインピーダンス変換部 VI が付加されている。

【0028】

30

図 21 の相互作用部 III の B - B' における x - カット基板 LN 光変調器としての断面図を図 22 に示す。図 11 に示した第1の従来技術と同様に、図 22 に示す第2の従来技術でも CPW のギャップ W を 15 μm 程度以下と極めて狭く設定した場合を想定する。CPW のギャップ W をこのように狭くすると、前述のように駆動電圧を低減できるとともに高周波電気信号のマイクロ波等価屈折率 n_m を相互作用光導波路 3a、3b を伝搬する光の等価屈折率 n_0 に近づけることができるという利点はあるものの、相互作用部 III の特性インピーダンス Z_3 は 30 かそれ以下となる。

【0029】

またインピーダンス変換部 VI の C - C' における x - カット基板 LN 光変調器としての断面図を図 23 に示す。インピーダンス変換部 VI における CPW のギャップ W' は 50 μm 程度と相互作用部 III における CPW のギャップ W よりも広く設定される。

40

【0030】

図 24 には第2の従来技術の等価回路を示す。図 17 に示した第1の従来技術と同じく、 Z_1 は入力用フィードスルー部 I (あるいは線路 7)、 Z_2 は入力側接続部 II (あるいは線路 8)、 Z_3 は相互作用部 III (あるいは線路 9)、 Z_4 は出力側接続部 IV (あるいは線路 10)、 Z_5 は出力用フィードスルー部 V (あるいは線路 11) の特性インピーダンスであるが、第2の従来技術には特性インピーダンス Z_6 のインピーダンス変換部 VI (あるいは線路 14) が付加されている。

【0031】

図 24 中の 13 は外部信号源 5 の負荷抵抗 6 (出力インピーダンス、特性インピーダン

50

ス、あるいはインピーダンスを R_g とする) と入力用フィードスルー部 I との境界を表す。図 24 において Z_{in}' は外部信号源 5 と外部信号源 5 の負荷抵抗 6 から第 2 の従来技術の x - カット基板 LN 光変調器を見た入力インピーダンスである。

【 0 0 3 2 】

つまり、 Z_{in}' は入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 、インピーダンス変換部 V I の特性インピーダンス Z_6 、入力側接続部 I I の特性インピーダンス Z_2 、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 、出力側接続部 I V の特性インピーダンス Z_4 、出力用フィードスルー部 V の特性インピーダンス Z_5 、及び終端抵抗 1 2 の抵抗値 Z_L を伝送線路の縦続接続の考え方で合成した特性インピーダンスと言える。

【 0 0 3 3 】

前述のように、第 2 の従来技術においては CPW ギャップ W を $15 \mu\text{m}$ 以下と狭くしたので、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 は 30 あるいはそれ以下と低くなっている。

【 0 0 3 4 】

次に、インピーダンス変換部 V I の作用について考察する。簡単のために、入力側接続部 I I の特性インピーダンス Z_2 、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 、出力側接続部 I V の特性インピーダンス Z_4 、出力用フィードスルー部 V の特性インピーダンス Z_5 、及び終端抵抗 1 2 の Z_L について、 $Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = Z_L$ が成り立っているとす。但し、入力側接続部 I I と出力側接続部 I V はそれらの長さが短いので、特性インピーダンス Z_2 、 Z_4 が合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' に与える影響は小さい。

【 0 0 3 5 】

この場合の等価回路を図 25 に示す。ここで、 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 、 Z_5 、 Z_L を合成して形成した合成部 I I I ' を表す伝送線路 1 5 の特性インピーダンスを Z_3' とした。また、図 21 に記した特性インピーダンスが Z_6 であるインピーダンス変換部 V I の長さを図 25 にも L_6 として示している。

【 0 0 3 6 】

ここで、入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 を外部信号源 5 の負荷抵抗 6 の特性インピーダンス R_g と同じ 50 とする。

【 0 0 3 7 】

伝送線路の縦続接続の理論からよく知られているように、インピーダンス変換部 V I の特性インピーダンス Z_6 と長さ L_6 を

$$Z_6 = (Z_1 \cdot Z_3')^{1/2} \quad (2)$$

$$L_6 = \quad / 4 \quad (3)$$

と設定した場合には入力用フィードスルー部 I (Z_1) と合成部 I I I ' (Z_3') との間にインピーダンス整合が成り立ち、電氣的反射は無くなる。 Z_1 と Z_3' の相乗平均で表された Z_6 を整合インピーダンスと呼ぶ。なお、議論を簡単にするために、出力側接続部 I V と出力用フィードスルー部 V を無視することがある。この場合には、(2) 式において合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' の代わりに相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 で置き換えれば良い。

【 0 0 3 8 】

なお、 は外部信号源 5 からの高周波電氣信号がインピーダンス変換部 V I の LN 基板を伝搬する際の波長であり、LN 基板を伝搬する電磁波の波長という意味で管内波長と呼ばれる。具体的には、高周波電氣信号の真空中での波長を λ_0 とし、高周波電氣信号が LN 基板を伝搬する際の等価屈折率を n_m' とすると は

$$= \lambda_0 / n_m' \quad (4)$$

として与えられる。

【 0 0 3 9 】

次に、 $Z_1 = R_g = 50$ 、 $Z_3' = 30$ とした場合の電氣的パワー反射率 S_{11} の周波数 f に対する依存性について計算した例を図 26 に示す。ここで、インピーダンス変

10

20

30

40

50

換部 V I の特性インピーダンス Z_6 は 38.7 となる。また、インピーダンス変換部 V I の長さ L_6 はその等価屈折率 n_m' を 2.5 として 6 mm となる。なお、相互作用部 I I I とインピーダンス変換部 V I における各々の中心導体の幅 S と S' は同じとした。

【0040】

図 26 からわかるように、(2)式と(3)式を満足するようにインピーダンス変換部 V I を設計すると、 5 GHz 、 10 GHz 、 15 GHz 、 20 GHz などの特定の周波数において、 S_{11} を -50 dB 以下とでき、電氣的なパワー反射をほぼ完全になくすることができる(なお、実際の実験において、ケーブルの接続部などからの電氣的な接続などにより S_{11} は負の無限大になることはないが、この第2の従来技術では(2)式と(3)式の条件を満たすものとする)。

10

【0041】

以上述べたように、この第2の従来技術では(2)式と(3)式を満たす特定の周波数(ここでは、 5 GHz 、 10 GHz 、 15 GHz 、 20 GHz など)においては、高周波電氣信号の電氣的な反射をほぼ完全になくすることができるが、通常、パワー反射率 S_{11} としては -50 dB 、あるいはそれ以下といった極めて小さな値は必要ではない。

【0042】

なお、一般にパワー反射率 S_{11} としては -12 dB から -15 dB 程度あれば良いといわれているが、光伝送における光パルスのジッタを(例えば 2 ps 以下に)低減するには、 $-15\text{ dB} \sim -20\text{ dB}$ 程度までにパワー反射率 S_{11} を抑圧する必要がある(換言すると、パワー反射率 S_{11} を -15 dB 程度以下にすれば、光パルスのジッタとして充分小さな値を実現できる)。

20

【0043】

逆に、図 26 から明らかなように、 7.5 GHz 、 12.5 GHz 、 17.5 GHz においては、電氣的パワー反射率 S_{11} はその包絡線(図 26 中の破線)である -12 dB のレベルまで劣化してしまい、第1の従来技術が持つレベルの悪い反射特性となってしまう、ジッタの観点からも不利となる。

【特許文献1】特開 2005-37547号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0044】

30

以上のように、入力側や出力側のフィードスルー部や相互作用部などの CPW 進行波電極を構成する各部が全て同じ特性インピーダンスであった第1の従来技術に係る光変調器では、駆動電圧を低減するとともに、マイクロ波等価屈折率を光の等価屈折率に近づけるために、バッファ層を薄くしたり、CPW 進行波電極のギャップを狭くすると、外部回路とのインピーダンス不整合が生じ、その結果、電氣的パワー反射率の周波数特性が悪くなるとともに、変調周波数に対して光変調帯域が急速に劣化するという問題があった。また、反射された高周波電氣信号は外部信号源へ戻るので、最終的に変調された光パルスのジッタを増加させるという深刻な問題もあった。つまり、駆動電圧を低減すると、必然的に特性インピーダンスが低下するので、それに伴い電氣的パワー反射率が悪化し、光パルスのジッタが増加する。その結果、これまでは駆動電圧を下げることで光パルスのジッタを抑圧することの両立は困難であった。そして先に述べた(2)式と(3)式を満たすインピーダンス変換部を設ける第2の従来技術では、特定の周波数において、電氣的な反射をほぼ無視できるほどに、電氣的パワー反射率を極めて小さくできるものの、他の周波数においては第1の従来技術のレベルにまで電氣的な反射特性が劣化するので、光変調帯域と特に光パルスのジッタの観点から極めて不利であった。

40

【課題を解決するための手段】

【0045】

上記課題を解決するために、本発明の請求項1の光変調器は、電氣光学効果を有する基板と、該基板に形成された光を導波するための光導波路と、前記基板の一方の面側に形成され、前記光の位相を変調する高周波電氣信号を印加するための中心導体及び接地導体が

50

らなる進行波電極とを有し、前記進行波電極が、前記高周波電気信号を印加することにより前記光の位相が変調される領域である相互作用部と、コネクタの芯線が接続され、当該コネクタを介して外部回路から前記相互作用部に前記高周波電気信号を印加するための入力用フィードスルー部と、前記相互作用部を通過して伝搬してくる前記高周波電気信号を出力するための出力用フィードスルー部とを具備し、動作ビットレートの約20%から約30%の間の周波数範囲における少なくとも一点の周波数で、パワー反射率の包絡線が-10dBから-15dBの間にある光変調器であって、前記動作ビットレートの約40%から約70%の間の周波数範囲内に前記パワー反射率の包絡線の一次微分が零で二次微分が正となる極小点を持ち、該極小点におけるパワー反射率が-15dB以下となるように、少なくとも一部が前記コネクタもしくは前記外部回路の特性インピーダンスよりも低い特性インピーダンスを有するインピーダンス変換部にして、前記コネクタの芯線が接続された前記入力用フィードスルー部もその一部を成す当該インピーダンス変換部を備え、前記インピーダンス変換部の少なくとも一部が、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスとの相乗平均、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部に電氣的に接続されるべきコネクタの特性インピーダンスとの相乗平均、もしくは前記相互作用部の特性インピーダンスと前記外部回路の特性インピーダンスとの相乗平均と異なる特性インピーダンスを有し、前記コネクタの芯線が接続された前記入力用フィードスルー部の実効的な特性インピーダンスは、前記コネクタの芯線が接続されていない場合における前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスよりも小さいことを特徴とする。

10

20

【0046】

本発明の請求項2の光変調器は、約2GHzから3.7GHzの間の周波数範囲内における少なくとも1点における前記パワー反射率が-10dBから-15dBの間にあり、約4GHzから9GHzの周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする。

【0047】

本発明の請求項3の光変調器は、約5GHzから8GHzの間の周波数範囲内における少なくとも1点における前記パワー反射率が-10dBから-15dBの間にあり、約10GHzから18GHzの周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする。

【0048】

本発明の請求項4の光変調器は、約9GHzから13GHzの間の周波数範囲内における少なくとも1点における前記パワー反射率が-10dBから-15dBの間にあり、約17GHzから30GHzの周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする。

30

【0049】

本発明の請求項5の光変調器は、約11GHzから16GHzの間の周波数範囲内における少なくとも1点における前記パワー反射率が-10dBから-15dBの間にあり、約22GHzから38GHzの周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする。

【0050】

本発明の請求項6の光変調器は、約22GHzから33GHzの間の周波数範囲内における少なくとも1点における前記パワー反射率が-10dBから-15dBの間にあり、約44GHzから77GHzの周波数範囲内に前記極小点を具備することを特徴とする。

40

【0051】

本発明の請求項7の光変調器は、前記外部回路から前記入力用フィードスルー部に印加された前記高周波電気信号が残留反射を生じつつ、かつ前記インピーダンス変換部が無い場合と比較して電氣的反射が小さくなって、前記相互作用部に伝搬することを特徴とする。

【0055】

本発明の請求項8の光変調器は、前記出力用フィードスルー部の特性インピーダンスが前記相互作用部の特性インピーダンスとほぼ同じであることを特徴とする。

【0056】

本発明の請求項9の光変調器は、前記インピーダンス変換部が前記進行波電極の一部に

50

形成されていることを特徴とする。

【0057】

本発明の請求項10の光変調器は、前記インピーダンス変換部が、前記相互作用部と前記入力用フィードスルー部の間の前記進行波電極であることを特徴とする。

【0058】

本発明の請求項11の光変調器は、前記コネクタの芯線を接続した前記入力用フィードスルー部が、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部の特性インピーダンスとの相乗平均、前記相互作用部の特性インピーダンスと前記入力用フィードスルー部に電氣的に接続されるべきコネクタの特性インピーダンスとの相乗平均、もしくは前記相互作用部の特性インピーダンスと前記外部回路の特性インピーダンスとの相乗平均と異なる特性インピーダンスを有することを特徴とする。

10

【0059】

本発明の請求項12の光変調器は、前記基板がリチウムナイオベートであることを特徴とする。

【0060】

本発明の請求項13の光変調器は、前記基板が半導体であることを特徴とする。

【発明の効果】

【0061】

本発明では、動作ビットレートの約20%から約30%の間の周波数範囲における少なくとも一点の周波数で、パワー反射率の包絡線が-10dBから-15dBの間にあるように光変調器の構造を設定することにより駆動電圧を低減した光変調器において、少なくとも一部が外部回路もしくはコネクタの特性インピーダンスよりも低く、かつ少なくとも一部が相互作用部の特性インピーダンスよりも高いインピーダンス変換部を備えさせる。換言すると、意図的にインピーダンス整合の条件を壊し、残留反射を生じさせている。つまり、本発明ではインピーダンス変換部の特性インピーダンスに前述の相乗平均の値を用いていない。また動作ビットレートの約40%から約70%の間の周波数範囲内にパワー反射率の包絡線が-15dB以下の谷(あるいは、パワー反射率の包絡線の一次微分が零で二次微分が正となる極小点)を有するように構造を決定するので、ある特定の、もしくは周期的に特定の周波数においてのみ著しく電氣的反射が改善されるわけではなく、必要な周波数帯域において外部回路に戻る電氣的な反射が小さくなる。従って、駆動電圧を低減したまま、光変調帯域を広くできる。本発明を適用することにより、駆動電圧が低く、かつ光パルスのジッタが小さいという従来実現が困難であった相反する特性を実現できるという優れた効果がある。そして、本発明は基本周波数がビットレートの半分である(例えば変調のビットレートが11.3 Gbit/sの場合には基本周波数がビットレートの半分の5.65 GHzとなる)NRZ型の光パルスを利用する伝送方式に適用する光変調器に特に効果的である。また本発明はx-カットLN基板のみでなく、z-カットLN基板などその他の基板にも適用可能であるという利点もある。

20

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0062】

以下、本発明の実施形態について説明するが、図10から図26に示した従来技術と同一番号は同一機能部に対応しているため、ここでは同一番号を持つ機能部の説明を省略する。

40

【0063】

[第1の実施形態]

図1に本発明の実施形態に使用する中心導体4a、接地導体4b、4cからなるCPW進行波電極4の上面図を示す。この第1の実施形態においても第1の従来技術や第2の従来技術と同様に、Iは入力用フィードスルー部であり、不図示のコネクタの芯線に接続される。またこの不図示のコネクタの芯線は外部回路である不図示のドライバに接続される。IIIは相互作用部、IVは出力側接続部、及びVは出力用フィードスルー部である。出力用フィードスルー部Vが不図示のコネクタの芯線(あるいは金リボンや金ワイヤー)

50

もしくは終端抵抗に接続されるのも同じである。V I I はインピーダンス変換部である。ここで、図 2 に図 1 の等価回路を示す。なお、図 2 には示していないが、図 1 の相互作用部 I I I の特性インピーダンスを Z_3 とする。図 2 において Z_{in}' は外部信号源 5 と外部信号源 5 の負荷抵抗 6 から本実施形態の x - カット基板 L N 光変調器を見た入力インピーダンスである。

【 0 0 6 4 】

本実施形態においても駆動電圧を低減するために、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 (あるいは、第 2 の従来技術と同様に合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3') を 3 0 程度に低減している。そして、本発明の目的はこの低駆動電圧性と、電氣的反射特性の改善、即ち外部信号源へ戻る電氣的反射波を抑圧することによる光パルスのジッタの改善に重きを置いている。

10

【 0 0 6 5 】

この本発明の第 1 の実施形態は第 2 の従来技術と同様に線路 1 6 からなり、特性インピーダンス Z_7 を有するインピーダンス変換部 V I I を有している。ここで、注意すべきことは、第 2 の従来技術ではインピーダンス変換部 V I の特性インピーダンス Z_6 は入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 との相乗平均であり、またインピーダンス変換部 V I の長さ L_6 は高周波電気信号のビットレートに対する管内波長を λ として $\lambda/4$ と設定しているが、この本実施形態ではそうっていない。

【 0 0 6 6 】

つまり、インピーダンス変換領域 V I I の特性インピーダンス Z_7 は入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 との相乗平均でもないし、入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と、相互作用部 I I I と出力用フィードスルー部 V などとの合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' との相乗平均でもない。またインピーダンス変換部 V I I の長さ L_7 が高周波電気信号のビットレートの管内波長を λ として $\lambda/4$ である必要はない。

20

【 0 0 6 7 】

これらのことは、入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 V I I をまとめてインピーダンス変換部と考えた場合も同じである。その場合の等価回路を図 3 に示す。ここで、V I I ' は入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 V I I の合成部である。ここで、合成部 V I I ' の特性インピーダンスを Z_8 とすると、特性インピーダンス Z_8 は、コネクタの特性インピーダンス (あるいは外部信号源 5 の特性インピーダンス R_g) と相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 との相乗平均でもないし、コネクタの特性インピーダンス (あるいは外部信号源 5 の特性インピーダンス R_g) と合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' との相乗平均でもない。勿論、この場合でもインピーダンス変換部 V I I の長さ L_7 はおろか、入力用フィードスルー部 I の長さ L_1 とインピーダンス変換部 V I I の長さ L_7 の和が高周波電気信号のビットレートの周波数 (例えば、高周波電気信号のビットレートが 1 0 G b i t / s の場合には 1 0 G H z) における管内波長を λ として $\lambda/4$ である必要はない。

30

【 0 0 6 8 】

ここで、さらに詳しく考察する。まず、上において述べたように本発明ではインピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 は、第 2 の従来技術と異なり、入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 との相乗平均でもないし、また入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と、相互作用部 I I I と出力用フィードスルー部 V などとの合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' との相乗平均でもない。

40

【 0 0 6 9 】

それどころか、上において述べたように、本発明では入力用フィードスルー部 I もインピーダンス変換部の一部として機能させることもできるので、入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 をインピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 に等

50

しくしておいても良い。

【0070】

というのは、実際には入力用フィードスルー部Iには不図示のコネクタの芯線（以下、省略するが、金リボンや金ワイヤーなどが接続されることもある）が接続されており、この不図示のコネクタの芯線はその直径が100～300μmと大きな（あるいは厚い）導体であるので、これを接続することにより入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンスを大きく低下させる効果がある。

【0071】

従って、入力用フィードスルー部Iの実効的な特性インピーダンス Z_1 （正確には、コネクタの芯線の導体によるインピーダンス低下の影響を受けた入力用フィードスルー部Iの実効的な特性インピーダンスであり、コネクタの芯線を考慮しない場合の Z_1 よりも低いので Z_1 と区別するために Z_1' とすべきではあるが、ここでは簡単のために Z_1 と記載する）はインピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 よりも低くなる。

10

【0072】

その結果、例えば、インピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 と入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 を、不図示のコネクタの特性インピーダンス（あるいは外部信号源の特性インピーダンス R_g ）と相互作用部IIIの特性インピーダンス Z_3 との相乗平均、もしくは不図示のコネクタの特性インピーダンス（あるいは外部信号源の特性インピーダンス R_g ）と、相互作用部IIIと出力用フィードスルー部Vなどとの合成部III'の特性インピーダンス Z_3' との相乗平均としても、不図示のコネクタの芯線などを接続した入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 （以下、省略するが、前述のように接続したコネクタの芯線のために、低くなった実効的な特性インピーダンスを指す）はこれらの相乗平均の値よりもかなり低くなっている。

20

【0073】

そのため、インピーダンス変換の機能を有する部位全体（つまり、入力用フィードスルー部Iとインピーダンス変換部VIIの合成部VII'）について考えると、合成部VII'の特性インピーダンス Z_8 は上記の相乗平均の値にはなっておらず、より低い値となっている。換言すると、入力用フィードスルー部Iは、インピーダンス変換の機能を有する部位全体VII'（あるいは合成部VII'）の特性インピーダンス Z_8 を前述の相乗平均からずらす効果を持ち、残留反射を生じつつ広い周波数帯域におけるインピーダンス変換を実現するインピーダンス変換を実現する。

30

【0074】

つまり、コネクタの芯線を接続することにより、故意に入力用フィードスルーの特性インピーダンスを小さくし、インピーダンス変換の機能を有する部位全体VII'（入力用フィードスルー部Iとインピーダンス変換部VIIの合成部VII'）の特性インピーダンスが上述の相乗平均にならないようにすることにより、残留反射を生じさせ、結果的にインピーダンス変換の機能を実現できる周波数を広帯域化している。

【0075】

さらには、入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 をコネクタ（あるいは、外部信号源の特性インピーダンス R_g ）と同じほぼ50とし、インピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 を、入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 と相互作用部IIIの特性インピーダンス Z_3 （もしくは相互作用部IIIと出力用フィードスルー部Vなどとの合成部III'の特性インピーダンス Z_3' ）との相乗平均とした場合について考える。

40

【0076】

これまで説明したように、不図示のコネクタの芯線を接続した入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 は実際には著しく低下する。従って、インピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 は、相互作用部IIIの特性インピーダンス Z_3 （もしくは相互作用部IIIと出力用フィードスルー部Vなどとの合成部III'の特性インピーダンス Z_3' ）と、接続されたコネクタの芯線のために実際にはかなり低くなった入力

50

用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 との相乗平均と等しくはならず、この相乗平均より高くなる。

【0077】

このようにして、最終的にインピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 を、コネクタの芯線を接続した入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 と相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 (もしくは相互作用部 I I I と出力用フィードスルー部 V などとの合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3') との相乗平均からずらした結果、残留反射が生じ、結果的にインピーダンス変換機能の周波数を広帯域化することができる。つまり、入力用フィードスルー部 I はインピーダンス変換の周波数を広帯域化するためのインピーダンス変換部の一部として動作することになる。

10

【0078】

本発明では入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 V I I とを区別して呼んではいないが、これまで説明したように入力用フィードスルー部 I もインピーダンス変換機能を有しており、入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 V I I の部位全体として、インピーダンス変換部を構成している。そして、この部位全体として前述の相乗平均が成り立たないように設定している。

【0079】

つまり、コネクタの芯線を接続していない状態での入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 がインピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 に等しい場合でも、あるいは等しくない場合でも、インピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 を最初から上記の相乗平均からずらしても良いし、コネクタの芯線を接続することにより入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 を低くした結果、インピーダンス変換部 V I I の特性インピーダンス Z_7 が上記の相乗平均からずれても良い。さらに、コネクタの芯線を接続することにより、入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 V I I の全体からなるインピーダンス変換機能を有する部位全体の特性インピーダンスを上記の相乗平均からずらしても良いことは言うまでもない。本発明ではこのようにして、インピーダンス変換の機能を有する部位の特性インピーダンスを上記の相乗平均からずらすことにより、残留反射を生じつつ、インピーダンス変換機能の周波数の広帯域化を図っている。そして、これらの考え方は本発明の全ての実施形態に当てはまる。

20

【0080】

また、本発明においてはインピーダンス変換部 V I I の長さ L_7 は高周波電気信号のビットレートにおける管内波長 (例えば、高周波電気信号のビットレートが 10 Gbit/s であれば 10 GHz における管内波長) を λ として第 2 の従来技術のように $\lambda/4$ とする必要はない。つまり、本発明では入力用フィードスルー部 I もインピーダンス変換部の一部であるから、あえてインピーダンス変換部の長さをあげるとするとインピーダンス変換部 V I I と入力用フィードスルー部 I の電氣的な長さの和となる。

30

【0081】

但し、そもそも前述の相乗平均の考え方をういていないので、インピーダンス変換部 V I I と入力用フィードスルー部 I の電氣的な長さの和を高周波電気信号のビットレートの管内波長を λ として $\lambda/4$ とする必要もない。なお、この電氣的な長さの和はこの $\lambda/4$ よりも長い方が好ましいようである。

40

【0082】

さて、本実施形態においては駆動電圧を低減するために、相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 (あるいは、出力用フィードスルー部 V は相互作用部 I I I とほぼ同じ特性インピーダンスを有するとし、出力用フィードスルー部 V と相互作用部 I I I との合成部 I I I ' の特性インピーダンス Z_3' は相互作用部 I I I の特性インピーダンス Z_3 と同じとする) を 30 程度に低減している。この場合のパワー反射率 S_{11} (厳密にはパワー反射率 S_{11} の包絡線) を図 4 に示す。図からわかるように、11.3 Gbit/s のビットレートの 20% から 30% の周波数帯内の 3 GHz 付近において -12 dB 程度の残留反射を持つパワー反射率 S_{11} の特性となっている。このように、本発明の光変調

50

器では、ビットレートの20%から30%にあたる周波数帯内の少なくとも1点において、パワー反射率 S_{11} は-10dBから-15dBの間にある。そして、ビットレートの周波数の40%から70%にあたる周波数帯域内にパワー反射率が-15dB以下の極小値がある。

【0083】

なお、出力用フィードスルー部Vと相互作用部IIIとをほぼ同じ特性インピーダンスとするために、図1からわかるように出力用フィードスルー部Vにおける中心導体を非線形テーパ形状とし、また中心導体と接地導体の間に設けたギャップの形状も非線形とした。そして、このような出力用フィードスルー部Vの非線形形状は本発明の全ての実施形態について適用可能である。但し、非線形形状が好適であるという意味であり、本発明の効果を発揮できる最重要事項というわけではない。

10

【0084】

本実施形態では、(2)式や(3)式が成り立っていないので、図26に示した第2の従来技術のような特定の周波数において電氣的なパワー反射率 S_{11} が極めて良くなることはない。しかしながら、11.3Gbit/sの伝送速度について図4に示すように、11.3Gbit/sのパルスの基本周波数である5.6GHzの領域において電氣的なパワー反射率 S_{11} が-15dB以下であり、かつある程度の幅の周波数帯域において十分なパワー反射率特性 S_{11} となっている(なお、厳密には、図4の S_{11} はパワー反射率の包絡線であり、ここではそれをパワー反射率と呼んでいる)。この時、パワー反射率 S_{11} の包絡線が谷となる(つまり、パワー反射率 S_{11} の包絡線の一次微分がゼロで、二次微分が正となる極小値を与える)周波数Fcが重要となる。

20

【0085】

図5には11.3Gbit/sの伝送速度の場合について、図4におけるパワー反射率 S_{11} の極小点(あるいはパワー反射率 S_{11} の包絡線の谷)Fcを変数にした場合の光パルスが有するジッタを示している。図からわかるように、パワー反射率 S_{11} の極小点Fcが伝送速度(11.3Gbit/s)の40%から70%の間の周波数帯にあり、そのパワー反射率 S_{11} の絶対値が-15dB以下であれば、ジッタは伝送時のエラーがほとんど増加しない2ps以下の値となっている。また、図6には光変調指数の周波数依存性を示している。図からわかるように、本発明を適用することにより、光変調帯域も改善できた。

30

【0086】

このように、駆動電圧を低く保ったまま(この結果、約2GHzから約3GHzの周波数の領域において、パワー反射率 S_{11} が-10dBから-15dBの間と悪くなってしまうが、NRZ型の変調形式の場合にはこの領域における周波数スペクトルは小さい)、光パルスのジッタを低減できる、あるいは光変調帯域を広くできるなど、光変調器としての高性能化を図ることが可能となる。なお、このビットレートの20%から30%、あるいはビットレートの40%から70%という値は10Gbit/sや11.3Gbit/s以外のその他の各種ビットレート、例えば12.5Gbit/s、25Gbit/s、43Gbit/s、50Gbit/s、100Gbit/sでも成り立つ。

【0087】

なお、20%から30%という値は、ビットレートが10Gbit/sから12.5Gbit/sの場合は約2GHzから3.7GHzに、ビットレートが25Gbit/sの場合は約5GHzから8GHzに、ビットレートが43Gbit/sの場合は約9GHzから13GHzに、ビットレートが54Gbit/sの場合は約11GHzから16GHzに、ビットレートが110Gbit/sの場合は約22GHzから33GHzに対応する。

40

【0088】

そして、40%から70%という値は、ビットレートが10Gbit/sから12.5Gbit/sの場合は約4GHzから9GHzに、ビットレートが25Gbit/sの場合は約10GHzから18GHzに、ビットレートが43Gbit/sの場合は約17G

50

Hzから30GHzに、ビットレートが54Gbit/sの場合は約22GHzから38GHzに、ビットレートが110Gbit/sの場合は約44GHzから77GHzに対応する。

【0089】

なお、本発明ではパワー反射率 S_{11} の極小点 F_c が伝送速度（例えば10Gbit/sや11.3Gbit/sなど）の40%から70%の間に存在することが重要であるが、これは第1の従来技術はおろか第2の従来技術の考え方でも実現できない。

【0090】

つまり、これを実現するには、コネクタの芯線を接続することによる入力フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 の低下を考慮することが好適である。インピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 のみならず、入力用フィードスルー部Iもインピーダンス変換部と考えると、入力用フィードスルー部Iとインピーダンス変換部VIIとの合成部VII'の特性インピーダンス Z_8 を、外部信号源5の特性インピーダンス R_g （あるいは、負荷抵抗、出力インピーダンス、インピーダンスと呼ばれ、一般に、不図示のコネクタの特性インピーダンスと等しいことが望ましい）と、相互作用部IIIの特性インピーダンス Z_3 や、不図示の相互作用部IIIと不図示の出力フィードスルー部などの合成部III'の特性インピーダンス Z_3' との相乗平均と異ならしめることが効果的である。

【0091】

また、本発明ではインピーダンス変換部VII（ここで、入力用フィードスルー部Iもインピーダンス変換部としても良い）は一段構成としたが、本発明ではパワー反射率 S_{11} の極小点 F_c が伝送速度（例えば10Gbit/sや11.3Gbit/sなど）の40%から70%の間に存在し、その極小値 F_c におけるパワー反射率 S_{11} が-15dB以下となるように設定することが重要であり、これにより変調帯域を改善するとともに特に光パルスのジッタを低減することが特徴であるので、一段構成でなくても2段、あるいは3段以上の多段構成でも良いことは言うまでもない。

【0092】

なお、コネクタの特性インピーダンスは一般に50Ωであり、相互作用部IIIの特性インピーダンス Z_3 や合成部III'の特性インピーダンス Z_3' は30Ωであるので、これらの相乗平均は38.7Ωとなる。残留反射を生じつつ、インピーダンス変換機能を発揮できる周波数を広帯域化するという本発明の効果を発揮するためには、インピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 の値をこの相乗平均の値と異ならしめると効果的である。そこで、入力用フィードスルー部Iとインピーダンス変換部VIIは44Ω（なお、33Ωなどでも良い）とした。

【0093】

但し、入力用フィードスルー部Iには不図示のコネクタの芯線が固定されており、この不図示のコネクタの芯線は直径が100~300μm程度の大きな（あるいは厚い）導体で構成されている。そのため、不図示のコネクタの芯線を考慮した入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンスは29Ω（なお、インピーダンス変換部VIIが33Ωの時は、不図示のコネクタの芯線を考慮した入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンスは25Ωに設定した）とますます前述の相乗平均の値と大きく異なっている。

【0094】

ここで、入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 とインピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 とを前述の相乗平均である38.7Ωとした場合について考察する。入力用フィードスルー部Iには不図示のコネクタの芯線が接続されているために、その実効的な特性インピーダンス Z_1 はインピーダンス変換部VIIの特性インピーダンス Z_7 （38.7Ω）よりも実際には大幅に（10%前後も）低くなる。その結果、入力用フィードスルー部Iの特性インピーダンス Z_1 （正確には、入力用フィードスルー部Iのコネクタの芯線のために低くなった実効的な特性インピーダンス Z_1 とも言える）とインピーダンス変換部VIIからなるインピーダンス変換の部位全体VII'として

の特性インピーダンス Z_8 は先の相乗平均(38.7)よりも低い値となる。そして、さらにはこの低くなった実効的な特性インピーダンス Z_1 は相互作用部 III の特性インピーダンス Z_3 (あるいは、合成部の特性インピーダンス Z_3' で、ここでは約30)よりも低い場合がある。

【0095】

このように、入力用フィードスルー部 I とインピーダンス変換部 VII からなるインピーダンス変換の部位全体 VII' としての特性インピーダンス Z_8 を前述の相乗平均からずらすことにより、残留反射を生じつつ、インピーダンス変換機能を発揮できる周波数を広帯域化するという本発明の効果を発揮することが可能となる。

なお、光パルスのジッタを2ps以下とするには、インピーダンス変換部 VII の特性インピーダンス Z_7 や入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 を前述の相乗平均から2(好適には3)以上離れた方が良い。また、入力用フィードスルー部 I の特性インピーダンス Z_1 についてはコネクタの芯線を接続することにより、結果的にその値を小さくすることが有効である。そしてこれらのことは本発明の全ての実施形態について言える。

【0096】

そして、不図示のコネクタと相互作用部 III の間に部分的に相互作用部 III の特性インピーダンス(あるいは、相互作用部 III を含む合成部の特性インピーダンス Z_3')の値よりも低い部分があっても良いし、逆に好都合であると言える。なぜなら、本発明における重要な点はパワー反射率 S_{11} の包絡線の極小点 F_c がビットレート(例えば10Gbit/sや11.3Gbit/s、25Gbit/s、50Gbit/s、100Gbit/sなど)の周波数(例えば10GHzや11.3GHz、25GHz、50GHz、100GHzなど)の40%から70%の間に存在し、かつその極小点 F_c におけるパワー反射率 S_{11} が-15dB以下となるように、設定することであり、この考え方は第2の従来技術には開示されておらず、また第2の従来技術の考え方では決して実現できない。つまり、(2)式や(3)式が成り立たない条件でしか実現できないからである。

【0097】

さらに、本発明ではインピーダンス変換部の特性インピーダンスに前述の相乗平均の値を用いないので、残留反射を完全に抑圧しようとする第2の従来技術の考え方と全く異なり、意図的に広い周波数領域において残留反射を生じさせつつ、かつ必要なレベルにまでその残留反射の値を抑圧するとも言える。

【0098】

[第2の実施形態]

図7に本発明の第2の実施形態に使用するCPW進行波電極4の上面図を示す。本実施形態において、 IX は第1インピーダンス変換部、 X は第2インピーダンス変換部、 XI は第3インピーダンス変換部である。ここで、第1インピーダンス変換部 IX 、第2インピーダンス変換部 X 、第3インピーダンス変換部 XI の特性インピーダンスの全てが前述の相乗平均と異なっても良いし、例えば第2インピーダンス変換部 X の特性インピーダンスを前述の相乗平均とし、第1インピーダンス変換部 IX の特性インピーダンスをその相乗平均よりも高く、第3インピーダンス変換部 XI の特性インピーダンスをその相乗平均よりも低くしても良い。また、この組み合わせに関わらず、第1インピーダンス変換部 IX 、第2インピーダンス変換部 X 、第3インピーダンス変換部 XI の特性インピーダンスについて各種組み合わせても良いし、どれか二つが相乗平均となっても良い。なお、本実施形態と含め、本発明では、不図示のコネクタ芯線を入力用フィードスルー部 I に接続することにより、この部分の特性インピーダンスが大幅に低下することを利用するのも前述の相乗平均からずらすという観点から有効である。

【0099】

[第3の実施形態]

図8に本発明の第3の実施形態に使用するCPW進行波電極4の上面図を示す。本実施

10

20

30

40

50

形態において、X I Iは第1インピーダンス変換部、X I I Iは第2インピーダンス変換部である。本実施形態の場合には、インピーダンス変換部X I I、X I I Iを相互作用部I I Iに対して一旦逆方向に折り返して形成することにより、相互作用部I I Iの長さを充分長く確保している。なお、この考え方は本発明の第2の実施形態を含め、その他の実施形態にも適用可能である。

【0100】

[第4の実施形態]

図9に本発明の第4の実施形態に使用する中心導体4a、接地導体4b、4cからなるCPW進行波電極4の上面図を示す。本実施形態において、X I Vは第1インピーダンス変換部、X Vは第2インピーダンス変換部である。本実施形態では図8に示した第3の実施形態と同様に、第1インピーダンス変換部X I Vと第2インピーダンス変換部X Vを相互作用部I I Iに対して一旦逆方向に折り返して形成しているが、相互作用部の始点から光入射用端面までの基板の長手方向における距離を、高周波電気信号の給電部から光入射用端面までの前記基板の長手方向における距離よりも短くすることにより、図8に示した第3の実施形態よりも相互作用部I I Iの長さを長く確保している。ここで、光導波路3については、本発明と第1の従来技術と同じなので、光入射用端面については第1の従来技術として紹介した図10に30として記している。さらに、相互作用部I I Iの終点から出力用フィードスルー部Vも折り返しても良く、このことは本発明の全ての実施形態について言える。この第4の実施形態に記した相互作用長を長くする考え方は、インピーダンス変換部が2段の場合に限らず、1段、3段あるいはそれ以上であっても良く、本発明の全ての実施形態に適用可能である。そして、本実施形態においても不図示のコネクタ芯線を入力用フィードスルー部Iに接続することにより、この部分の特性インピーダンスが大幅に低下することを利用するのが前述の相乗平均からずらすという観点から有効である。

【0101】

[各実施形態について]

なお、以上においては、進行波電極としてはCPW電極を例にとり説明したが、非対称コプレーナストリップ(ACPS)や対称コプレーナストリップ(CPS)などの各種進行波電極、あるいは集中定数型の電極でも良いことは言うまでもない。また、光導波路としてはマハツェンダ型光導波路の他に、方向性結合器や直線など、その他の光導波路でも良いことは言うまでもない。LN光変調器としてリッジ構造でも良いことは言うまでもない。

【0102】

また、以上においてコネクタとは一般に使用される同軸タイプのみならず、パッケージ筐体に設けられた平たいマイクロストリップタイプなど、外部回路からパッケージ内の光変調器に高周波電気信号を供給するあらゆるタイプの電氣的接続を指している。

【0103】

なお、以上において説明した本発明の実施形態では、インピーダンス変換部の少なくとも一部が相互作用光導波路にほぼ平行な構造として説明したが、ほぼ平行であること自体はインピーダンス変換とは無関係である。従って、インピーダンス変換部の少なくとも一部が相互作用光導波路に斜めあるいは垂直に配置されていても良いことは言うまでもない。

【0104】

以上の本発明の実施形態で説明したインピーダンス変換部の特性インピーダンスの値については、本明細書で述べた数値はあくまで例であり、その他の値でも良いことは言うまでもない。

【0105】

以上の実施形態においては、x-カット、y-カットもしくはz-カットの面方位、即ち、基板表面(カット面)に対して垂直な方向に結晶のx軸、y軸もしくはz軸を持つ基板でも良いし、以上に述べた各実施形態での面方位を主たる面方位とし、これらに他の面

10

20

30

40

50

方位が副たる面方位として混在しても良いし、LN基板のみでなく、リチウムタンタレートなどその他の基板でも良いことは言うまでもない。

【0106】

以上の説明においては、インピーダンス変換部はLN光変調器のフィードスルー部と相互作用部の間、即ちLN光変調器のチップ上に形成されていたが、インピーダンス変換部を、アルミナ基板やLN基板など別体の基板に形成してそれとLN光変調器を接続しても同じ効果を得ることができる。

【0107】

さらには半導体基板上に形成する進行波電極型の電界吸収光変調器など進行波電極を使用する各種の光デバイスに本発明は使用可能である。

10

【産業上の利用可能性】

【0108】

以上のように、本発明に係る光変調器は、RF変調性能について大幅に改善することができるという効果を有し、高速で駆動電圧が低い光変調器として有用である。

【図面の簡単な説明】

【0109】

【図1】本発明の第1の実施形態における進行波電極についての上面図

【図2】本発明の第1の実施形態に係る光変調器の等価回路図

【図3】本発明の第1の実施形態に係る光変調器の等価回路図

【図4】本発明の第1の実施形態の特性を説明する図

20

【図5】本発明の第1の実施形態の特性を説明する図

【図6】本発明の第1の実施形態の特性を説明する図

【図7】本発明の第2の実施形態における進行波電極についての上面図

【図8】本発明の第3の実施形態における進行波電極についての上面図

【図9】本発明の第4の実施形態における進行波電極についての上面図

【図10】第1の従来技術に係る光変調器の斜視図

【図11】図10のA-A'線における断面図

【図12】第1の従来技術に係る光変調器の動作を説明する図

【図13】第1の従来技術に係る光変調器の $V \cdot L$ と W の関係を説明する図

【図14】第1の従来技術に係る光変調器の n_m と W の関係を説明する図

30

【図15】第1の従来技術に係る光変調器の Z と W の関係を説明する図

【図16】第1の従来技術の進行波電極についての上面図

【図17】第1の従来技術に係る光変調器の等価回路図

【図18】第1の従来技術に係る光変調器の Z_{in} と f の関係を説明する図

【図19】第1の従来技術に係る光変調器の $|m|^2$ と f の関係を説明する図

【図20】第1の従来技術に係る光変調器の S_{11} と f の関係を説明する図

【図21】第2の従来技術に係る進行波電極についての上面図

【図22】図21のB-B'線における断面図

【図23】図21のC-C'線における断面図

【図24】第2の従来技術に係る光変調器の等価回路図

40

【図25】第2の従来技術に係る光変調器の等価回路図

【図26】第2の従来技術に係る光変調器の S_{11} と f の関係を説明する図

【符号の説明】

【0110】

1 : x - カットLN基板 (基板、LN基板)

2 : SiO_2 バッファ層 (バッファ層)

3 : 光導波路

3 a、3 b : 相互作用部の光導波路 (光導波路)

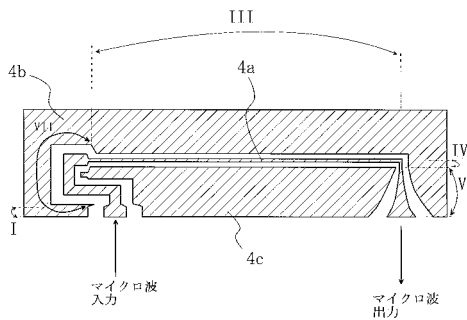
4 : 進行波電極

4 a : 中心導体

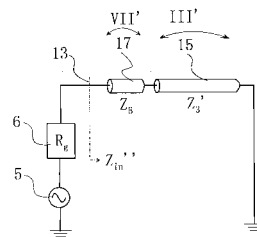
50

- 4 b、4 c : 接地導体
- 5 : 外部信号源
- 6 : 負荷抵抗
- 7 : 入力用フィードスルー部 I を表す線路
- 8 : 入力側接続部 I I を表す線路
- 9 : 相互作用部 I I I を表す線路
- 10 : 出力側接続部 I V を表す線路
- 11 : 出力用フィードスルー部 V を表す線路
- 12 : 終端抵抗
- 13 : 外部信号源及び負荷抵抗と入力用フィードスルー部 I との境界
- 14 : インピーダンス変換部 V I を表す線路
- 15 : 相互作用部 I I I を含んで合成した線路
- 16 : インピーダンス変換部 V I I を表す線路
- 17 : 入力用フィードスルー部 I と入力インピーダンス変換部 V I I を合成したインピーダンス変換部を表す線路
- 30 : 光入射用端面

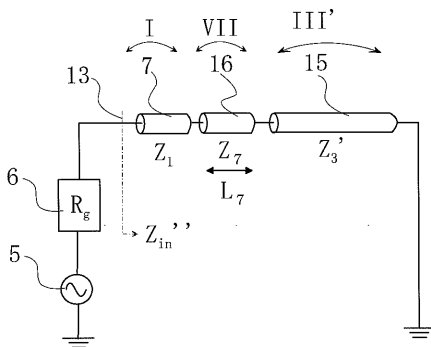
【図1】



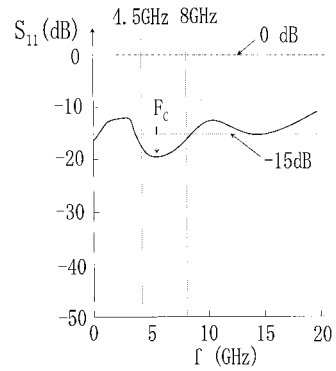
【図3】



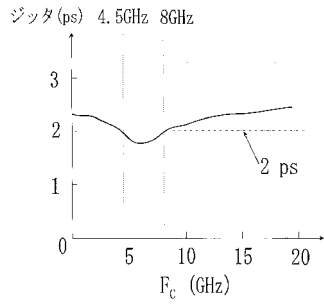
【図2】



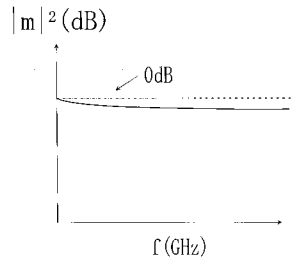
【図4】



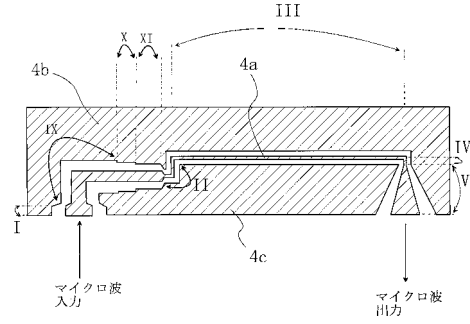
【図5】



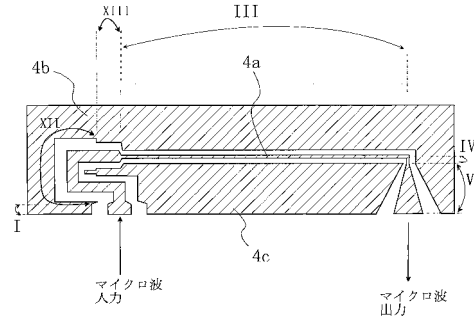
【図6】



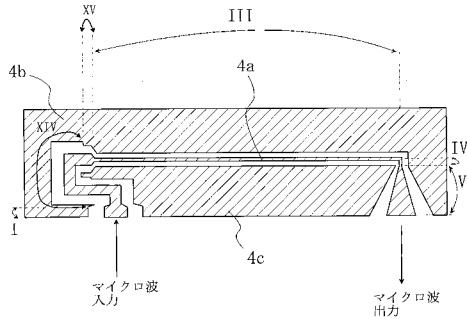
【図7】



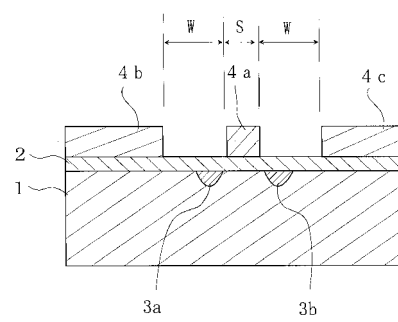
【図8】



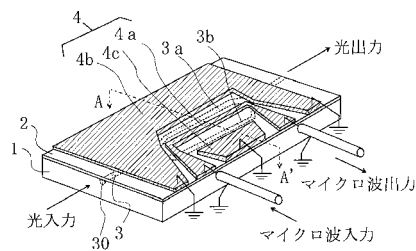
【図9】



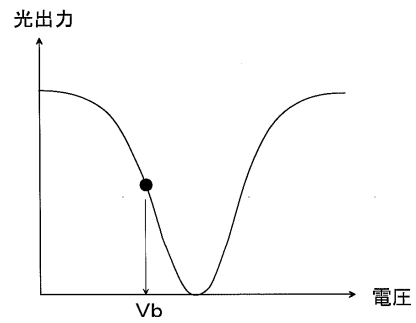
【図11】



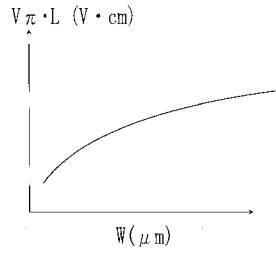
【図10】



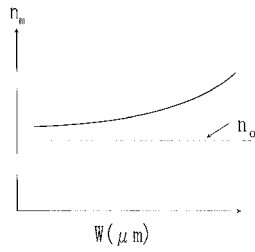
【図12】



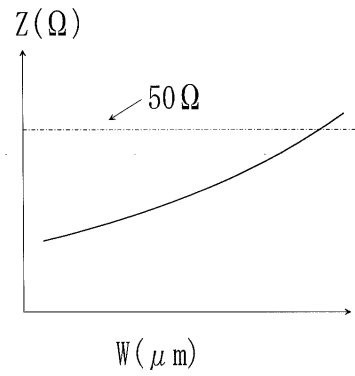
【図 13】



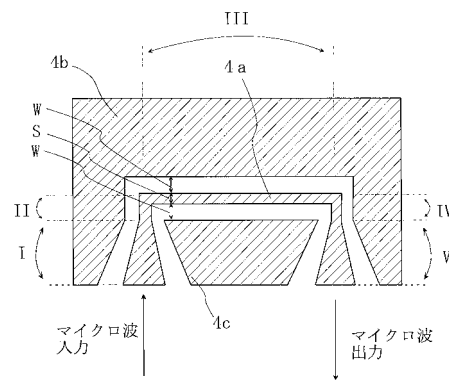
【図 14】



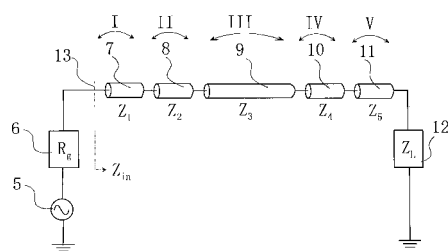
【図 15】



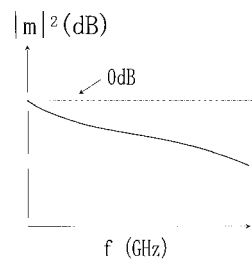
【図 16】



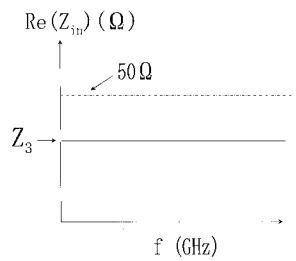
【図 17】



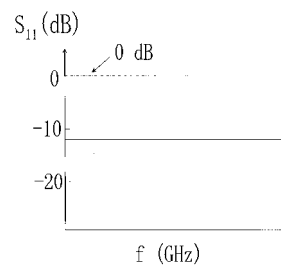
【図 19】



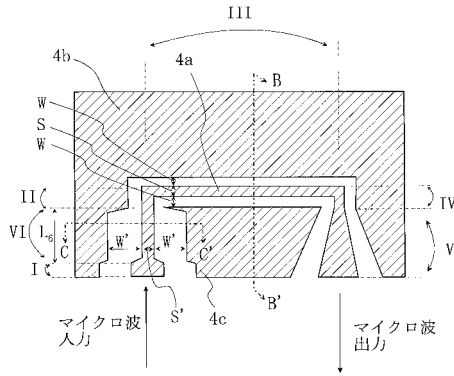
【図 18】



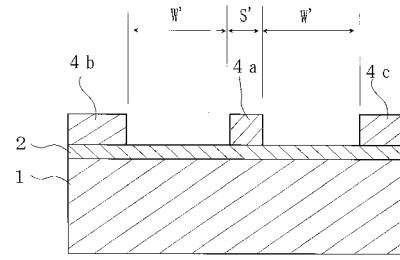
【図 20】



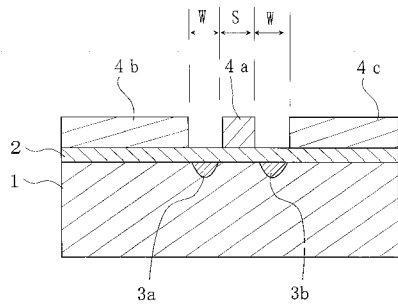
【図 2 1】



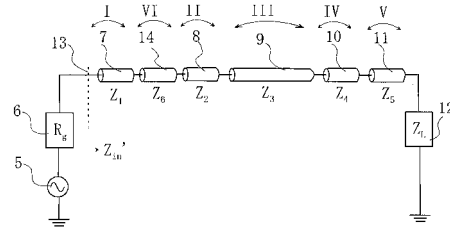
【図 2 3】



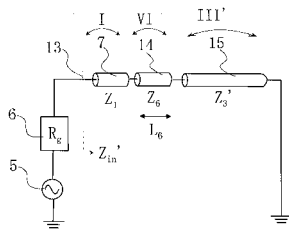
【図 2 2】



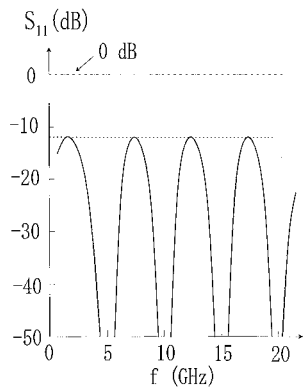
【図 2 4】



【図 2 5】



【図 2 6】



フロントページの続き

- (72)発明者 内田 靖二
神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アンリツ株式会社内
- (72)発明者 五十嵐 信弘
神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アンリツ株式会社内
- (72)発明者 中平 徹
神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アンリツ株式会社内
- (72)発明者 川面 英司
神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アンリツ株式会社内
- (72)発明者 松本 聡
神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号 アンリツ株式会社内

審査官 吉田 英一

- (56)参考文献 特開2005-37547(JP,A)
特開2004-163859(JP,A)
W. K. Burns, M. M. Howerton, R. P. Moeller, R. Krahenbuhl, R. W. McElhanon, and A. S. Greenblatt, Low Drive Voltage, Broad-Band LiNbO3 Modulators With and Without Etched Ridges, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 1999年12月, Vol. 17, No. 12, p. 2551 - 2555

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G02F 1/035