

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) **公開特許公報(A)**

(11) 特許出願公開番号

特開2010-32690

(P2010-32690A)

(43) 公開日 平成22年2月12日(2010.2.12)

(51) Int.Cl.

G02F 1/035 (2006.01)

F I

G02F 1/035

テーマコード (参考)

2H079

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2008-193440 (P2008-193440)

(22) 出願日 平成20年7月28日 (2008. 7. 28)

(71) 出願人 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

(74) 代理人 100072604

弁理士 有我 軍一郎

(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

(72) 發明者 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

(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

[最終頁に続く](#)

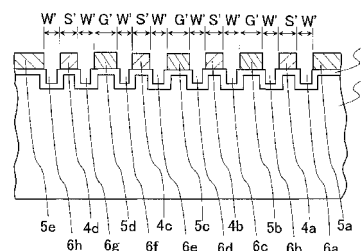
(54) 【発明の名称】 光変調器

(57) 【要約】

【課題】小型で、特性インピーダンス、電氣的クロストーク、さらには光変調帯域について大幅に改善された光変調器を提供する。

【解決手段】基板 1 と、該基板上に形成された光導波路と、該基板上に形成され電圧を印加するための中心電極 4 a ~ 4 d と接地電極 5 a ~ 5 e からなる進行波電極とを備え、光導波路は、電極に電圧を印加することにより屈折率が変化する領域である相互作用部に複数の相互作用光導波路を具備し、中心電極が複数からなるとともに、複数の中心電極に接続される入力側フィード部の電極が複数の中心電極と接地電極からなる光変調器において、入力側フィード部における相対向している中心電極と接地電極との間の基板の厚さを掘り下げて少なくすることによりリッジ構造をなしている。

【選択図】図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

基板と、該基板に形成された光導波路と、該基板上に形成され電圧を印加するための中心電極と接地電極からなる進行波電極とを備え、前記光導波路は、前記電極に電圧を印加することにより屈折率が変化する領域である相互作用部に複数の相互作用光導波路を具備し、前記中心電極が複数からなるとともに、複数の前記中心電極に接続される入力側フィード部の電極が複数の中心電極と接地電極からなる光変調器において、前記入力側フィード部における相対向している前記中心電極と前記接地電極との間の前記基板の厚さを掘り下げて少なくすることによりリッジ構造をなしていることを特徴とする光変調器。

【請求項 2】

10

前記入力側フィード部における全ての前記中心電極について、その近傍の前記基板の厚みが薄くなるようにエッチングされ、リッジ構造をなしてい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】

前記入力側フィード部における一部の前記中心電極について、その近傍の前記基板の厚みが薄くなるようにエッチングされ、リッジ構造をなしていることを特徴とする請求項 1 に記載の光変調器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

本発明は電気光学効果や熱光学効果を利用して、光導波路に入射した光を変調して光信号として出射する光変調器に関する。

【背景技術】

【0002】

代表的な光変調器として誘電体材料を用いた光変調器がある。近年、高速、大容量の光通信システムが実用化されているが、このような高速、大容量の光通信システムに組み込むための高性能な光変調器の開発が求められている。

【0003】

このような要望に応える光変調器として、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、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) がある。この LN 光変調器は、その優れたチャージング特性から 2.5 Gbit/s、10 Gbit/s の大容量光通信システムに適用されている。最近はさらに 40 Gbit/s の超大容量光通信システムにも適用が検討されている。

30

【0004】

以下、リチウムナイオベートの電気光学効果を利用した従来の LN 光変調器の特徴と問題点について考察する。

【0005】

(第 1 の従来技術)

40

近年、開発が進んでいる 40 Gbit/s の超大容量光通信システムには、DPSK や例えば特許文献 1 にその原理が開示されている DQPSK のような位相変調器型の LN 光変調器が適用されている。

【0006】

例えば特許文献 1 において開示されている DQPSK の信号を発生させる方法について、それを具現化する LN 光変調器の模式的な構造図を図 8 と図 9 に示す。ここで、説明をわかり易くするために、図 8 には光導波路のみを示している。このように、DQPSK 型 LN 光変調器の光導波路は 2 つの小さな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) とその 2 つの小さなマッハツェンダ干渉系を合成する 1 つの大きなマッハツェンダ干渉系により構成されている。

50

【0007】

図中、1はz - カットLN基板、2はSiO₂パッファ層、3は光導波路である。3a、3b、3c、3dは次の図9で述べる進行波電極を伝搬する高周波電気信号と光が相互作用する光導波路であり、この相互作用する領域Iを相互作用領域（あるいは、相互作用部）、この領域の光導波路3a、3b、3c、3dを相互作用光導波路と呼ぶ。

【0008】

図9には図8に示した光導波路3に加えて、相互作用光導波路3a、3b、3c、3dを伝搬する光と、相互作用領域Iにおいて相互作用する高周波電気信号Sa、Sb、Sc、Sdを伝搬させる進行波電極も示している。なお、説明を簡単にするために温度ドリフト抑圧のためのSi導電層は省略した。また、SiO₂パッファ層2の厚みは1μm前後が一般的である。

10

【0009】

LN光変調器に適用する進行波電極としては、特許文献2に開示されたCPW（共平面線路、あるいはCoplanar-waveguide）構造が一般的に広く使用されている。このCPW型の進行波電極の相互作用部には、中心電極の他に接地電極が必要であるが、説明をわかりやすくするために図9では4つの中心電極4a、4b、4c、4dのみを示し、接地電極を省略した（なお、接地電極については次の図10に詳しく示している）。また、7はπ/2シフト用電極の中心電極であり、同様に接地電極を省略した。

【0010】

高周波電気信号Sa、Sb、Sc、SdがLN光変調器に入力されると、これらの高周波電気信号は図9のIIとして示した入力側フィード部を経由して相互作用領域Iに達し、そこで光と相互作用する。

20

【0011】

さて、図9に示した従来のDQPSK型LN光変調器の問題点について考察する。LN光変調器のチップの長さは50mm程度と長いが、1枚のウェーハから多くのチップを得るために、その横幅（相互作用光導波路3a、3b、3c、3dの長さ方向に垂直で、かつz - カットLN基板1の表面に平行な方向の長さ）は2mmから5mm程度と短い。そのため、z - カットLN基板1の表面に平行な方向における入力側フィード部IIに割り当てることができるこの領域の幅も比較的狭くなってしまう。

【0012】

図10には図9における入力側フィード部IIの詳細な横断面構造（相互作用光導波路3a、3b、3c、3dの長さ方向に垂直で、かつz - カットLN基板1の表面に平行な方向の断面図）を示す。図からわかるように、この構造は平面型（あるいは、プレーナ型）のCPW電極構造である。

30

【0013】

図10では図9においては省略した接地電極も示している。ここで、中心電極4a、4b、4c、4dの幅をS、中心電極4a、4b、4c、4dと接地電極5a、5b、5c、5d、5e間のギャップをW、接地電極5b、5c、5dの幅をGとする。ギャップWと比較してこの接地電極の幅Gを広くすることにより、中心電極4a、4b、4c、4d間の（あるいは、高周波電気信号Sa、Sb、Sc、Sd間の）クロストークを抑圧できる。つまり、接地電極5b、5c、5dの幅GとギャップWの比は、高周波電気信号間の電氣的なクロストークに大きな影響を与える。なお、一般に、電氣的クロストークを充分に小さくするためには、接地電極の幅GをギャップWの4～5倍とすることが望ましい。

40

【0014】

図11には横軸に中心電極4a、4b、4c、4dと接地電極5a、5b、5c、5d、5e間のギャップWをとり、左側の縦軸にはCPW進行波電極の特性インピーダンスZを、右側の縦軸には接地電極5b、5c、5dの幅Gを示している。図からわかるように、進行波電極の特性インピーダンスZが不図示の外部回路の特性インピーダンスと一致する50ΩとなるギャップW₁では接地電極5b、5c、5dの幅Gが狭くなる。また、接地電極5b、5c、5dの幅Gを広くしようとすると、中心電極4a、4b、4c、4d

50

と接地電極 5 a、5 b、5 c、5 d、5 e 間のギャップ W が狭くなり（例えば、その時の W を W_2 とすると、 $W_2 < W_1$ となる）、進行波電極の特性インピーダンス Z が 50Ω よりも著しく低くなってしまふ。

【0015】

図 1 2 には横軸に中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d と接地電極 5 a、5 b、5 c、5 d、5 e 間のギャップ W をとり、縦軸に進行波電極から高周波電気信号 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d が不図示の外部電気回路に戻る電氣的パワー反射係数（あるいは、電氣的パワー反射率） S_{11} を示す。図 1 1 に述べたように、ギャップ W_1 の場合における進行波電極の特性インピーダンス Z は 50Ω であるから、電氣的パワー反射係数 S_{11} は極めて小さくなる。一方、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d と接地電極 5 a、5 b、5 c、5 d、5 e 間のギャップが W_2 と狭いと、進行波電極の特性インピーダンス Z は 50Ω よりもかなり低く（例えば、 30Ω 弱）なるので、図 1 2 に示すように電氣的パワー反射係数 S_{11} が -10 dB 程度、あるいはそれ以上と大きくなってしまい、高速光変調を行う LN 光変調器用の進行波電極として好ましくない。

【0016】

図 1 3 には横軸に中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d と接地電極 5 a、5 b、5 c、5 d、5 e 間のギャップ W をとり、左側の縦軸には CPW 進行波電極の中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d（あるいは、高周波電気信号 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d ）間の電氣的クロストークを示している。なお、図 1 1 と同様に右側の縦軸には接地電極 5 b、5 c、5 d の幅 G を示す。図 1 1 でも述べたように、進行波電極の特性インピーダンスが 50Ω となるギャップ W_1 では接地電極 5 b、5 c、5 d の幅 G が狭くなる。例えば、接地電極 5 b、5 c、5 d の幅 G が中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d の幅と同じ程度にまで狭くなると、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d 間の電氣的クロストークが -10 dB 程度、あるいはそれ以上と劣化し、進行波電極としては好ましくない。なお、図 1 1 に示した 50Ω よりも低い特性インピーダンスとなるギャップ W_2 では電氣的クロストークが -20 dB 以下と優れてはいるが、電氣的パワー反射係数 S_{11} が劣化するので、これもまた進行波電極として好ましくない。

【0017】

前述のように、入力側フィード部 II に割り当てることができる幅（相互作用光導波路 3 a、3 b、3 c、3 d の長さ方向に垂直で、かつ z -カット LN 基板 1 の表面に平行な方向に入力側フィード部 II を割り当てることができる幅）は限られている。そこで、以上において述べた中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d 間のクロストークをある程度抑え、かつ電氣的パワー反射係数 S_{11} の劣化を抑えようとする、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d の幅 S を狭くすることが考えられる。しかしながら、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d の幅 S を狭く（例えば、図 1 4 では S_1 と）すると、図 1 4 に示すように高周波電気信号 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d の伝搬損失 α が大きくなるので、図 1 5 に示すように LN 光変調器のパワー変調指数 $|m|^2$ が周波数（ f ）とともに著しく劣化してしまい（換言すると、 3 dB 光変調帯域が狭くなってしまい）、 40 Gbit/s 用の LN 光変調器としては極めて好ましくない。

【0018】

例えば、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d の幅 S を $5 \mu\text{m}$ とすると、中心電極 4 a、4 b、4 c、4 d 間の電氣的クロストークと電氣的パワー反射係数 S_{11} の両方を -20 dB 以下に抑えることができるが、このフィード部における高周波電気信号の伝搬損失が著しく増加するため、LN 光変調器としての 3 dB 帯域は 10 GHz 程度にまで劣化し、 40 Gbit/s の光伝送への適用は困難である。

【特許文献 1】特表 2004 - 516743 号公報

【特許文献 2】特許第 2126214 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

10

20

30

40

50

以上のように、 $L N$ 光変調器の進行波電極の入力側フィード部は平面型の $C P W$ 構造を有していた。そのため、入力側フィード部として適切な特性インピーダンス（もっとも好ましくは 50Ω ）を実現するためには、中心電極と接地電極の間のギャップ（図10における W ）を広くする必要があった。その結果、図10に示す接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G が狭くなり、進行波電極を伝搬する高周波電気信号間に電気的クロストークを生じていた。また、この電気的クロストークを抑圧するために、接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G を広くすると、中心電極と接地電極の間のギャップ（図10における W ）が狭くなる。その結果、進行波電極としての特性インピーダンス Z が著しく下がり、電気的パワー反射係数 S_{11} が劣化していた。さらに特性インピーダンスの低下と、高周波電気信号間における電気的クロストークの劣化の両方を抑えるために、進行波電極の特性インピーダンスを 50Ω に近く設定し、かつ中心電極と接地電極の間のギャップ（図10における W ）と比較して図10に示す接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G を広くするように設定すると、必然的にギャップ W が狭くなり、その結果進行波電極の中心電極の幅も狭くなった。そして、中心電極の幅が狭くなると高周波電気信号の伝搬損失が増大した。つまり、従来の平面型の $C P W$ 構造からなるフィード部において、特性インピーダンスの低下と、高周波電気信号間における電気的クロストークの劣化の両方を抑えるように設計すると、高周波電気信号の伝搬損失が大きくなり、 $L N$ 光変調器として高速での光変調が困難となっていた。

10

【0020】

本発明はこのような事情に鑑みてなされたものであり、小型で、高周波電気信号の電気的クロストークと電気的パワー反射率が低く、光変調帯域が広い光変調器を提供することを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0021】

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、基板と、該基板に形成された光導波路と、該基板上に形成され電圧を印加するための中心電極と接地電極からなる進行波電極とを備え、前記光導波路は、前記電極に電圧を印加することにより屈折率が変化する領域である相互作用部に複数の相互作用光導波路を具備し、前記中心電極が複数からなるとともに、複数の前記中心電極に接続される入力側フィード部の電極が複数の中心電極と接地電極からなる光変調器において、前記入力側フィード部における相対向している前記中心電極と前記接地電極との間の前記基板の厚さを掘り下げて少なくすることによりリッジ構造をなしていることを特徴とする。

30

【0022】

本発明の請求項2の光変調器は、前記入力側フィード部における全ての前記中心電極について、その近傍の前記基板の厚みが薄くなるようにエッチングされ、リッジ構造をなしていることを特徴とする。

【0023】

本発明の請求項3の光変調器は、前記入力側フィード部における一部の前記中心電極について、その近傍の前記基板の厚みが薄くなるようにエッチングされ、リッジ構造をなしていることを特徴とする。

【発明の効果】

40

【0024】

本発明では進行波電極の入力側フィード部における中心電極の近傍の z -カット $L N$ 基板をエッチングしたリッジ構造を導入する。リッジ構造は進行波電極の特性インピーダンスを高くする効果を有しているので中心電極と接地電極間のギャップ W を比較的狭くしても 50Ω に近い特性インピーダンスを得ることができる。そしてギャップ W を狭くできるので、接地電極の幅を広くすることが可能となり、高周波電気信号間における電気的なクロストークを低減することができる。さらには、中心電極と接地電極間のギャップ W を狭くできるということは入力側フィード部の中心電極の幅を広くできることをも意味している。そして入力側フィード部の中心電極の幅を広くすることにより、この領域における高周波電気信号の伝搬損失を小さくすることができるので、電気的パワー反射率と電気的な

50

クロストークを抑圧しつつ、著しく高速変調が可能な光変調器を実現することが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

以下、本発明の実施形態について説明するが、図8から図15に示した従来技術と同一の符号は同一機能部に対応しているため、ここでは同一の符号を持つ機能部の説明を省略する。

【0026】

(実施形態)

図1に本発明の光変調器に関する実施形態の一つについてその上面図を示す。なお、光変調方式としてDQPSKを例にとっているため、光導波路の構造は図8に示した従来技術と同じである。

【0027】

また、図10に対応して、図2には図1の入力側フィード部IIIの横断面図(相互作用光導波路3a、3b、3c、3dの長さ方向に垂直で、かつz-カットLN基板1の表面に平行な方向の断面図)を示す。なお、図2には図1では省略した接地電極も示している。また、説明を簡単にするために、温度ドリフト抑圧のためのSi導電層は省略した。

【0028】

図2を用いて本発明の原理を詳細に説明する。本発明の実施形態である図2と従来技術である図10とを比較すると直ちにわかるように、本発明では中心電極4a、4b、4c、4dと接地電極5a、5b、5c、5d、5eの間のz-カットLN基板1をエッチングした、いわゆるリッジ構造としている。

【0029】

つまり、図2において、6a、6b、6c、6d、6e、6f、6g、6hはエッチング溝部であり、ここにz-カットLN基板1よりも比誘電率が低い材料(比誘電率がz-カットLN基板1よりも低ければいかなる材料でもよいが、ここではもっとも効果が高い空気としている)を充填することにより、フィード部の特性インピーダンスZを高めている。なお、本発明においてはエッチング溝部6a、6b、6c、6d、6e、6f、6g、6hの深さが深いほど(換言すれば、リッジの高さが高いほど)、進行波電極としての特性インピーダンスが高くなり、発明の効果が著しく発揮される。

【0030】

ここで、中心電極4a、4b、4c、4dの幅を S' 、中心電極4a、4b、4c、4dと接地電極5a、5b、5c、5d、5e間のギャップを W' 、接地電極5b、5c、5dの幅を G' とする。ギャップ W' と比較してこの接地電極の幅 G' が広がると、中心電極4a、4b、4c、4d間の(あるいは、高周波電気信号Sa、Sb、Sc、Sd間の)電気的クロストークを抑圧できる。つまり、接地電極5b、5c、5dの幅 G' とギャップ W' の比は、高周波電気信号間の電気的なクロストークに大きな影響を与える。なお、一般に、電気的クロストークを十分に小さくするためには、接地電極の幅 G' をギャップ W の4~5倍とすることが望ましい。

【0031】

図3には横軸に中心電極4a、4b、4c、4dと接地電極5a、5b、5c、5d、5e間のギャップ W' をとり、左側の縦軸にはCPW進行波電極の特性インピーダンスZを、右側の縦軸には接地電極5b、5c、5dの幅 G' をとり、これらの関係を示している。なお、本発明の効果を説明するために図11に示した従来技術による特性インピーダンスを破線で示す。

【0032】

本発明では進行波電極の特性インピーダンスを高める効果を有するリッジ構造を採用している。従って、図3から明らかなように、中心電極と接地電極間のギャップに対して、本発明における進行波電極の特性インピーダンスZは従来技術のものよりも高くなる。

【0033】

10

20

30

40

50

つまり、進行波電極の特性インピーダンス Z が不図示の外部回路の特性インピーダンス 50Ω と一致するギャップ W_1' を例えば $30\sim 60\mu m$ 程度と大幅に小さくできるので、接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G' を広くすることが可能となるばかりでなく、そもそもギャップ W_1' が小さいので、電気信号間の電気的なクロストークを決定する接地電極の幅 G' とギャップ W_1' との比を従来技術と比較して著しく大きくすることが可能となる（例えば、従来技術では G/W の値が $1\sim 2$ 程度であっても本発明では G'/W' の値を 4 から 5 と大きくすることが可能となる）。

【0034】

図4には横軸に中心電極 $4a$ 、 $4b$ 、 $4c$ 、 $4d$ と接地電極 $5a$ 、 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ 、 $5e$ 間のギャップ W' をとり、縦軸に高周波電気信号 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d が進行波電極から不図示の外部電気回路に戻る電気的パワー反射係数 S_{11} を示す。図3に述べたように、本発明ではギャップ W_1' の値を小さくしても進行波電極の特性インピーダンス Z をほぼ 50Ω とすることができ、電気的パワー反射係数 S_{11} を $-20dB$ 以下と極めて小さくすることが可能となる。

【0035】

なお、図4には従来技術による電気的パワー反射係数 S_{11} を破線により示している。図12において説明したように、従来技術では高周波電気信号の電気的クロストークを充分抑圧すると、進行波電極の特性インピーダンス Z は例えば 30Ω 弱と 50Ω よりもかなり低くなり、電気的パワー反射係数 S_{11} が劣化した。このように、本発明を適用することにより、中心電極 $4a$ 、 $4b$ 、 $4c$ 、 $4d$ と接地電極 $5a$ 、 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ 、 $5e$ 間のギャップを小さくしても、進行波電極の特性インピーダンス Z を 50Ω とすることができ、電気的パワー反射係数 S_{11} を大幅に改善することが可能となる。

【0036】

図5には横軸に中心電極 $4a$ 、 $4b$ 、 $4c$ 、 $4d$ と接地電極 $5a$ 、 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ 、 $5e$ 間のギャップ W' をとり、左側の縦軸にはCPW進行波電極の中心電極 $4a$ 、 $4b$ 、 $4c$ 、 $4d$ 間の電気的クロストークを示している。なお、図3と同様に右側の縦軸には接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G' を示す。

【0037】

本発明では、入力側フィード部IIIの特性インピーダンスを不図示の外部回路と整合性の良いほぼ 50Ω としても、中心電極 $4a$ 、 $4b$ 、 $4c$ 、 $4d$ と接地電極 $5a$ 、 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ 、 $5e$ 間のギャップ W' を狭く設定できるばかりでなく、ギャップ W' が狭いので、接地電極 $5b$ 、 $5c$ 、 $5d$ の幅 G' を広く（例えば約 $200\sim 250\mu m$ など）することが可能となる。従って、接地電極の幅 G' とギャップ W' の比を $4\sim 5$ と大きくすることができ、高周波電気信号の電気的クロストークが $-20dB$ あるいはそれ以下となるように大幅に改善することが可能となる。

【0038】

さらには、中心電極と接地電極間のギャップ W' を狭くできるということは入力側フィード部IIIの中心電極の幅 S' を広くできることをも意味している。そして入力側フィード部の中心電極の幅 S' を広くすることにより、図6に示すようにこの領域における高周波電気信号の伝搬損失を小さくすることができる。例えば、入力側フィード部IIIの中心電極の幅 S' を $10\mu m\sim 50\mu m$ とすると、電気的パワー反射率と電気的なクロストークを抑圧しつつ、従来技術と比較して著しく改善された高速光変調を実現することが可能となる。中心電極の幅 S' を $30\mu m$ とした場合におけるLN光変調器のパワー変調指数 $|m|^2$ の周波数 (f) 依存性を図6に示す。図15において示した従来技術と比較して本実施形態の周波数依存性が大幅に改善されていることがわかる。

【0039】

（各実施形態）

以上においてDQPSK光変調器を例にとり説明したが、本発明は入力側フィード部に複数の中心電極を有するLN光変調器に有効であるので、DQPSKに限らず1つのマッハツェンダ光導波路からなるDPSK、あるいはDQPSKよりも多くのマッハツェンダ

10

20

30

40

50

光導波路を具備するその他の位相変調方式、さらには２電極型の強度変調器にも適用可能であることは言うまでもない。

【００４０】

また、進行波電極における入力側フィード部の全ての中心電極を挟んで z -カット LN 基板をエッチングし、リッジ加工するとしたが、一部の中心電極についてのみその近傍の z -カット LN 基板をリッジ加工しても良い。つまりリッジ型と平面型の電極構造を組み合わせても良い。なお、その場合には、フィード部の進行波電極を伝搬する高周波電気信号の等価屈折率が互いに異なるので、電気的クロストークを一層抑圧できる。なお、リッジの深さとしては $2.5 \sim 5 \mu m$ 程度でも効果があるが、例えば $10 \mu m$ 程度の深さにエッチングすると著しい効果がある。

10

【００４１】

以上の説明においては、進行波電極の入力側フィード部の特性インピーダンスが 50Ω である場合について説明したが、本発明の効果はこれに限るものではない。

【００４２】

つまり、進行波電極の入力側フィード部の少なくとも一部にリッジ構造を導入することにより、リッジ構造を有さない平面型構造と比べて特性インピーダンスが高くなっている限り、進行波電極の入力側フィード部の特性インピーダンスが 50Ω よりも低くても、高くても本発明としての効果を発揮できる。

【００４３】

例えば、進行波電極の入力側フィード部の特性インピーダンスを 50Ω よりもある程度低く設定する場合には、中心電極と接地電極の間のギャップを狭くできるので、接地電極の幅を広く設定することが可能となり、高周波電気信号間のクロストークを改善できる。また、逆に、進行波電極の入力側フィード部の特性インピーダンスを 50Ω よりも高く設定すると、入力側フィード部を伝搬する高周波電気信号の電流値が小さくなるので、ジュール熱による減衰を小さくすることができ、その結果高速光変調が可能となる。

20

【００４４】

さらに、進行波電極における入力側フィード部の複数の中心電極について異なる特性インピーダンスとすることもできる。つまり、特性インピーダンスが異なるということは、高周波電気信号の等価屈折率も異なるので、電磁界の結合理論から電気的クロストークを改善できる。

30

【００４５】

なお、入力側フィード部のバッファ層の厚みを高周波電気信号と光が相互作用する相互作用部のバッファ層の厚みよりも厚くすることにより、特性インピーダンスを一層高くできる。従って、この考え方を本発明と組み合わせることにより、本発明の効果をより高めることが可能となる。

【００４６】

また、 z -カット LN 基板について説明したが、 x -カット、 y -カット、あるいはそれらを混合したカットなどその他のカットの LN 基板でも良いし、半導体基板などその他の基板でも良い。またバッファ層としては SiO_2 として説明して来たが、 Al_2O_3 や SiN 、あるいは SiO_x 等、その他の材料でも良いことは言うまでもない。

40

【００４７】

電極構成としては構造が対称な CPW 電極を用いた構成について説明したが、構造が非対称な CPW 電極でも良いし、さらには非対称コプレーナストリップ($ACPS$)あるいは対称コプレーナストリップ(CPS)など、その他の構成でも良い。また、相互作用部における進行波電極構造としてはリッジ構造でも平面型構造でも良いことは言うまでもない。

【産業上の利用可能性】

【００４８】

以上のように、本発明により、特性インピーダンス、つまり電気的パワー反射率、及び電気的クロストーク、さらには高周波電気信号の伝搬損失、つまり光変調帯域について大

50

幅に改善された光変調器を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】本発明の実施形態に係わる光変調器を構成する進行波電極を含む上面図

【図2】図1における入力側フィード部の横断面図

【図3】本発明の原理を説明する図

【図4】本発明の原理を説明する図

【図5】本発明の原理を説明する図

【図6】本発明の原理を説明する図

【図7】本発明の原理を説明する図

10

【図8】従来技術によるDQPSK光変調器についての光導波路の構成を示す上面図

【図9】従来技術のDQPSK光変調器についての進行波電極を含む上面図

【図10】図9における入力側フィード部の横断面図

【図11】従来技術の問題点を説明する図

【図12】従来技術の問題点を説明する図

【図13】従来技術の問題点を説明する図

【図14】従来技術の問題点を説明する図

【図15】従来技術の問題点を説明する図

【符号の説明】

【0050】

20

1：z - カットLN基板（基板）

2、9：SiO₂ バッファ層

3、30：マッハツェンダ光導波路（光導波路）

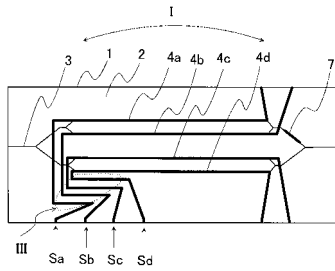
3a、3b、3c、3d：相互作用光導波路

4a、4b、4c、4d、7：中心電極

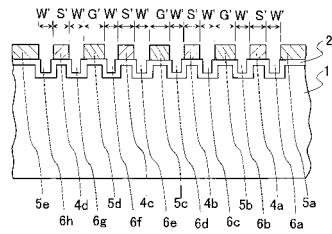
5a、5b、5c、5d、5e：接地電極

6a、6b、6c、6d、6e、6f、6g、6h：エッチング溝部

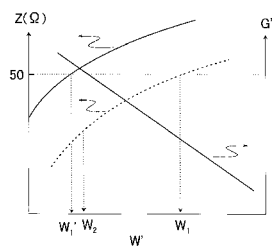
【図 1】



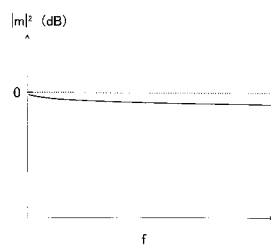
【図 2】



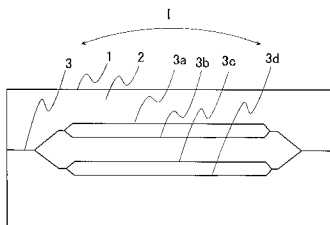
【図 3】



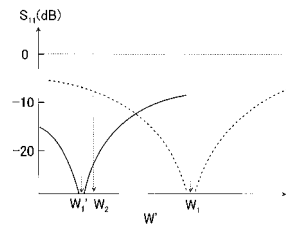
【図 7】



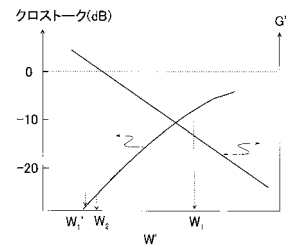
【図 8】



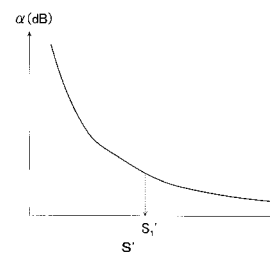
【図 4】



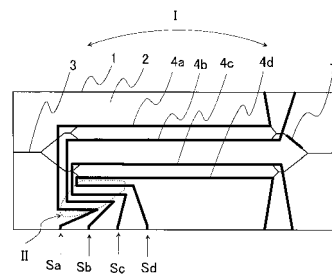
【図 5】



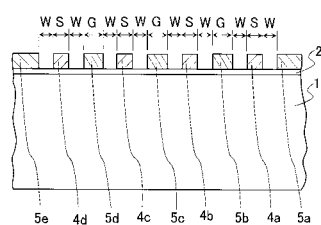
【図 6】



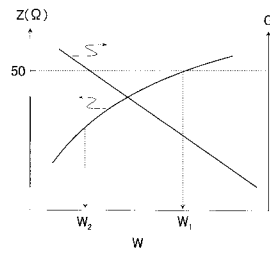
【図 9】



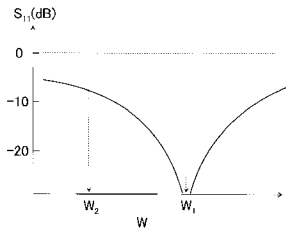
【図 10】



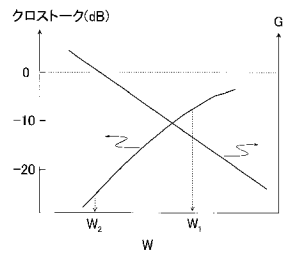
【図 1 1】



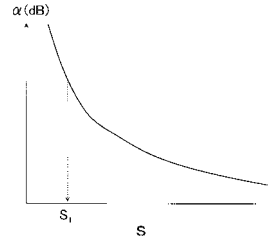
【図 1 2】



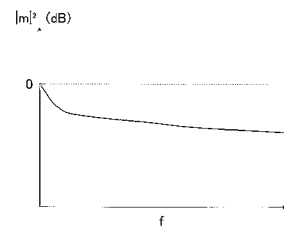
【図 1 3】



【図 1 4】



【図 1 5】



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
- Fターム(参考) 2H079 AA02 AA12 BA03 CA04 DA03 EA05 EB04 HA15