

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4149298号
(P4149298)

(45) 発行日 平成20年9月10日(2008.9.10)

(24) 登録日 平成20年7月4日(2008.7.4)

(51) Int.Cl. F1
G02F 1/03 (2006.01) G02F 1/03 502

請求項の数 4 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2003-88666 (P2003-88666)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社
(22) 出願日	平成15年3月27日 (2003.3.27)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2004-294883 (P2004-294883A)	(74) 代理人	100078330 弁理士 笹島 富二雄
(43) 公開日	平成16年10月21日 (2004.10.21)	(72) 発明者	秋山 祐一 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
審査請求日	平成17年8月19日 (2005.8.19)	(72) 発明者	大井 寛己 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		審査官	植田 高盛

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光変調器の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列に接続された第1変調部および第2変調部と、
該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを備え、

前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光変調器についての制御装置であって、

前記光変調器から出力される信号光を光電変換した電気スペクトルの所定の周波数成分の強度情報を検出する出力モニタ部と、

該出力モニタ部で検出される前記強度情報に基づいて前記光変調器の駆動信号間の位相ずれを判断し、該位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成されたことを特徴とする光変調器の制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載の光変調器の制御装置であって、

前記所定の周波数成分は、前記第 1 および第 2 変調部に与えられる各駆動信号間の位相ずれに従って強度が最も変化する特定の周波数成分であることを特徴とする光変調器の制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の光変調器の制御装置であって、

前記駆動部が、前記第 2 変調部の第 1 および第 2 電極に対して所定の位相差を有する駆動信号をそれぞれ与えるとき、

前記出力モニタ部は、前記光変調器から出力される信号光の周波数帯域全体に亘る前記電気スペクトルの強度を検出し、

前記制御部は、前記出力モニタ部で検出される強度に応じて前記第 2 変調部の第 1 および第 2 電極に与えられる各駆動信号間の位相ずれを判断し、前記強度が最大となるように前記第 2 変調部の第 1 および第 2 電極に与えられる各駆動信号のうちの少なくとも一方の位相を調整することを特徴とする光変調器の制御装置。

10

【請求項 4】

直列に接続された第 1 変調部および第 2 変調部と、

該第 1 および第 2 変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを備え、

前記第 2 変調部は、光導波路を第 1 分岐光導波路および第 2 分岐光導波路に分岐する部分と、前記第 1 および第 2 分岐光導波路を合成する部分とを有し、第 1 および第 2 分岐光導波路にそれぞれ設けられた第 1 電極および第 2 電極を利用して前記第 1 および第 2 分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

20

前記駆動部は、前記第 2 変調部がその光強度特性の 1 周期に対応して変調動作するように、前記第 1 および第 2 電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光変調器についての制御装置であって、

前記光変調器から出力される信号光を光電変換して電気パワーを検出する出力モニタ部と、

該出力モニタ部で検出される電気パワーに基づいて前記光変調器の駆動信号間の位相ずれを判断し、該位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成されたことを特徴とする光変調器の制御装置。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、光通信に用いる光変調器の制御技術に関し、特に、光変調器を駆動する複数の駆動信号間の位相ずれや光変調器の動作点ずれを補償するための制御技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

現在、光信号の伝送速度が 10 Gb/s 等である光伝送システムの実用化が開始されているが、近年の急激なネットワーク利用の増加によりさらなるネットワーク大容量化が求められ、超長距離化の要求も高まっている。

40

【0003】

伝送速度が 10 Gb/s 以上の光伝送システムでは、波長分散による波形への影響が大きくなり光スペクトルが広がってしまうためチャネル光を高密度に配置した WDM 伝送が困難になる。特に、40 Gb/s の光伝送システムなどにおいては、波長分散が伝送距離を制限する要因の 1 つになる。

【0004】

上記のような問題を解決するための 1 つの手段として、光伝送路の分散値を正確に測定して補償する分散補償技術が検討されている（例えば、特許文献 1 および特許文献 2 参照）。また、上記のような光伝送システムの実現には、分散耐力が少しでも大きい変調方式の開発も不可欠である。具体的には、光伝送システムの長距離化のために良好な光 S/N 比

50

を確保できる、すなわち、自己位相変調 (Self Phase Modulation: SPM) 効果に強く、光伝送路への光入力パワーの上限を高くできる変調方式が必要である。さらには、大容量化のために高密度の WDM 光伝送が可能な光スペクトルの狭い変調方式が必要である。

【0005】

近年、新規の変調方式としてキャリア抑圧 RZ (Carrier-Suppressed Return-to-Zero: 以下、CS-RZ とする) 変調方式などの研究が行われている (例えば、非特許文献 1 参照)。この CS-RZ 変調方式は、後述するように RZ (Return-to-Zero) 変調方式と比較して光スペクトル幅が 2/3 倍となるため波長分散トレランスが広く、WDM での高密度チャネル配置が可能という利点を持つ。また、自己位相変調効果による波形劣化が小さいので長距離化のための光 SN 比の確保が可能になる。

10

【0006】

図 25 は、40 Gb/s の CS-RZ 変調信号を生成するための基本構成を示す図である。

図 25 において、光源 100 は、連続光を発生する。この光源 100 から出力される連続光は、直列に接続された 2 つの LiNbO₃ 変調器 (以下、LN 変調器とする) 110, 120 に順に入力されて変調される。

【0007】

前段の LN 変調器 110 は、例えば、データ信号生成部 111 で生成されるビットレートが 40 Gb/s で NRZ 変調方式に対応したデータ信号が、図示しない信号電極に駆動信号として印加されることにより、光源 100 からの連続光をデータ信号に従って変調し、図 26 (a) に例示したような波形を有する 40 Gb/s の NRZ 信号光を後段の LN 変調器 120 に出力する。

20

【0008】

後段の LN 変調器 120 は、例えば、2 つの信号電極を有するマツハツェンダ (MZ) 型変調器等が用いられ、データ信号のビットレートの 1/2 倍の周波数を有するクロック信号に基づいて生成した第 1 駆動信号および第 2 駆動信号が各信号電極に印加されることにより、前段の LN 変調器 110 からの NRZ 信号光をさらに変調し、図 26 (b) に例示したような波形を有する 40 Gb/s の CS-RZ 信号光を出力する。ここでは、周波数が 20 GHz で正弦波等の波形を有するクロック信号がクロック信号生成部 121 で生成され、そのクロック信号が分岐器 124 で 2 分岐された後に、位相器 (phase shifter) 125 A, 125 B で位相差がほぼ 180° となるように調整され、さらに、増幅器 126 A, 126 B で各々の振幅が調整されて、LN 変調器 120 の各信号電極に印加される第 1 および第 2 駆動信号となる。

30

【0009】

また、データ信号およびクロック信号の位相については、クロック信号生成部 121 で生成されたクロック信号の一部が分岐器 122 で分岐されてデータ信号生成部 111 に伝えられることで同期がとられると共に、位相器 123 によってクロック信号の位相が調整されることで各信号間の位相差が制御されている。

【0010】

ここで、40 Gb/s の CS-RZ 信号光が生成される原理を、図 27 に示した LN 変調器の駆動電圧に対する光強度特性を用いて簡単に説明する。

40

一般に、駆動電圧に対する光強度特性が周期的に変化する光変調器を用いて NRZ 変調方式や RZ 変調方式に対応した信号光を生成する場合、上記光強度特性の隣り合う「山、谷」または「谷、山」に相当する駆動電圧 (以下、この駆動電圧を V とする) を光変調器に与えることで変調が行われる。なお、ここでの光強度特性の「山」とは発光の頂点のことであり、「谷」とは消光の頂点のことである。

【0011】

一方、CS-RZ 変調方式に対応した信号光を生成する場合には、図 25 に示した前段の LN 変調器 110 でデータ信号に従って変調された 40 Gb/s の NRZ 信号光が、後段の LN 変調器 120 でデータ信号のビットレートの 1/2 倍の周波数を有する 20 GHz

50

zのクロック信号に従ってさらに変調されることになり、この後段のLN変調器120については、図27の左側に示すように、駆動電圧に対する光強度特性の「山、谷、山」に相当する駆動電圧(以下、この駆動電圧を2Vとする)が与えられる。この光の変調は、クロック信号の-1, 0, 1の各レベルがそれぞれ光のオン、オフ、オンの各状態に対応させて行われ、生成されるCS-RZ信号光は図27の右上に示すような2値の光波形になる。このCS-RZ変調方式の信号光は、それぞれのビットの光位相が0またはπの値を持つことになるため、例えば図27の右下の光スペクトルの計算結果に示すように、光スペクトルのキャリア成分が抑圧されるようになる。

【0012】

上記のようにして生成されたCS-RZ変調方式の信号光は、例えば図28に示す光スペクトルおよび光波形の各実験結果にあるように、RZ変調方式の光波形と形状のほぼ等しい光波形が得られ、光スペクトル幅についてはRZ変調方式の場合よりも狭くなる。また、例えば図29に示す波長分散耐力に関する実験結果にあるように、パワーペナルティの値が1dB以下になるトータル波長分散の範囲が、RZ変調方式の場合に約40ps/nmであるのに対してCS-RZ変調方式の場合には約50ps/nmであり、CS-RZ変調方式の信号光は、RZ変調方式の信号光に比べて分散トレランスが拡大されることが分かる。

【0013】

【特許文献1】

特開平11-72761号公報

【特許文献2】

特開2002-077053号公報

【非特許文献1】

Y.Miyamoto et.al., "320Gbit/s (8x40Gbit/s)WDM transmission over 367-km zero-dispersion-flattened line with 120-km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero pulse format", OAA'99 PD, PdP4

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、CS-RZ変調方式に対応した信号光は、上記のような利点を持っているが、クロック信号に基づいて駆動される後段の光変調器に与える第1および第2駆動信号間の位相を精密に調整しなければならないと共に、前段の光変調器の駆動に用いられるデータ信号および上記クロック信号間の位相も精密に調整しなければならないという欠点がある。さらには、温度などの環境変化により位相ずれが発生する可能性があるため、システム運用中に各信号の位相変化を検出してフィードバック制御を行うことが必須になる。

【0015】

そこで、本出願人は、例えば図30に示すように、光変調器から出力される信号光の光スペクトルをモニタ部130によりモニタし、その光スペクトルのうちの特定の周波数成分の強度変化に基づいて、制御回路140により上記のような駆動信号間の位相ずれをフィードバック制御する方式を提案している(特願2002-087017号参照)。この先願発明によれば、出力光スペクトルの特定周波数成分の強度変化に注目することによって、駆動系の信号間の位相ずれを確実に検出することができ、最適な駆動条件が安定して得られるように駆動信号間の位相差を制御することが可能になる。

【0016】

しかし、このような先願発明による光変調器の制御方式については次のような課題がある。すなわち、上記の制御方式では、出力光スペクトルの特定周波数成分を狭帯域光フィルタ132を用いて抽出して強度変化をモニタすることになるが、このとき透過帯の帯域幅が十分に狭い光フィルタを使用して特定周波数成分の抽出が行われないと、強度変化のモニタ精度が低下してしまうという課題がある。一般的に、十分に狭い帯域幅を有する光フィルタの実現は容易ではないので、上記のようなモニタ精度の低下により、駆動信号間の位相差を安定してフィードバック制御することが難しくなってしまう可能性がある。ま

10

20

30

40

50

た、先願発明の制御方式については、光変調器の動作点変動に対応した制御までは実現されていないという課題もある。

【0017】

本発明は上記のような課題に着目してなされたもので、光変調器の駆動信号間の位相ずれを簡易な構成により確実に検出して補償することのできる制御方式を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するための本発明の制御装置が制御の対象とする光変調器は、直列に接続された第1変調部および第2変調部と、該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを備える。前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなる。また、前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である。

【0019】

このような光変調器に対して、本制御装置の1つの態様は、前記光変調器から出力される信号光を光電変換した電気スペクトルの所定の周波数成分の強度情報を検出する出力モニタ部と、該出力モニタ部で検出される前記強度情報に基づいて前記光変調器の駆動信号間の位相ずれを判断し、該位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成される。かかる構成では、光変調器からの出力光の電気スペクトルの強度情報を基に駆動信号間の位相ずれが判断され、その結果に基づいて駆動部が制御されて駆動信号の位相調整が行われる。これにより、光変調器に与えられる駆動信号間の位相ずれを簡略な構成の電気回路によって検出して補償することができるようになる。

【0020】

あるいは、本制御装置の他の態様では、前記光変調器から出力される信号光を光電変換して電気パワーを検出する出力モニタ部と、該出力モニタ部で検出される電気パワーに基づいて前記光変調器の駆動信号間の位相ずれを判断し、該位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成される。

【0021】

【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いて説明する。なお、全図を通して同一の符号は同一または相当部分を示すものとする。

【0022】

図1は、光変調器の制御装置の構成例を示すブロック図である。

図1において、本形態の制御装置が適用される光変調器は、例えば、光源1で発生する連続光を、直列に接続された第1および第2変調器としてのLN変調器10、20に順に入力して変調し、CS-RZ変調方式の信号光を出力するものである。この光変調器に対して本制御装置は、前段のLN変調器10に与えられる駆動信号および後段のLN変調器20に与えられる駆動信号の間の位相ずれを検出する位相ずれ検出部としての位相比較器30と、その位相比較器30で検出される位相ずれが小さくなるように位相器23を制御する制御部としての制御回路31とを備え、各駆動信号の相対的な位相を最適化する。以下、各構成要素について具体的に説明する。

【0023】

前段のLN変調器10は、リチウムナイオベート(LiNbO₃:LN)基板を用いて構成された一般的な光変調器である。この前段のLN変調器10は、例えば、データ信号生成部11で生成される、NRZ変調方式に対応したB(b/s)のビットレートを有するデータ信号(例えば、40Gb/sのデータ信号)DATAに従って駆動されることに

10

20

30

40

50

より、光源 1 からの連続光を変調して $B (b/s)$ の NRZ 信号光を後段の LN 変調器 20 に出力する。

【0024】

上記のデータ信号生成部 11 は、外部等から与えられる複数（ここでは n とする）のチャンネルに対応した $B/n (b/s)$ のビットレートを有するデータ信号に基づいて、NRZ 変調方式に対応した $B (b/s)$ のデータ信号 DATA を生成し、そのデータ信号 DATA を LN 変調器 10 に与えると同時に、ここでは、 $B (b/s)$ のデータ信号 DATA よりクロック成分を抽出して生成した $B/2 (Hz)$ の周波数を持つクロック信号 CLKd を位相比較器 30 に出力する。

【0025】

後段の LN 変調器 20 は、リチウムナイオベート基板を用いて構成された公知のマツエング型光変調器である。この LN 変調器 20 は、具体的には、光導波路を第 1 分岐光導波路および第 2 分岐光導波路に分岐する部分と、第 1 および第 2 分岐光導波路を合成する部分とを有し、第 1 および第 2 分岐光導波路にそれぞれ設けられた第 1 電極 20A および第 2 電極 20B を利用して、第 1 および第 2 分岐光導波路の屈折率を制御し、その屈折率差に応じて周期的な光強度特性が得られるようにしたものである。なお、ここでは前段および後段の変調器として LN 基板を用いる一例を示したが、基板材料は上記に限られるものではなく、電気光学効果を有する公知の材料からなる基板を用いて前段および後段の変調器を構成してもよい。

【0026】

上記 LN 変調器 20 の各電極 20A, 20B には、データ信号生成部 11 で生成されるデータ信号のビットレートの $1/2$ 倍に対応した周波数、すなわち、 $B/2 (Hz)$ の周波数を有するクロック信号（例えば、 $20 GHz$ のクロック信号）CLK1, CLK2 が駆動信号として与えられる。また、この $B/2 (Hz)$ の各クロック信号 CLK1, CLK2 は、LN 変調器 20 に与えられたときの各電極 20A, 20B 間の電位差が、LN 変調器 20 の周期的な光強度特性（図 27 参照）の 1 周期分に対応するように、各々の信号間の位相差が位相器 25 で調整され、かつ、各々の振幅が増幅器 26A, 26B で調整される。このような各クロック信号 CLK1, CLK2 に従って駆動される後段の LN 変調器 20 は、前段の LN 変調器 10 からの NRZ 信号光をさらに変調して、 $B (b/s)$ の CS-RZ 信号光を出力する。

【0027】

クロック信号生成部 21 は、例えば、正弦波等の波形を有する $B/2 (Hz)$ のクロック信号 CLK0 を生成する。この $B/2 (Hz)$ のクロック信号 CLK0 は、分岐器 22 で 2 分岐されてデータ信号生成部 11 および位相器 23 にそれぞれ送られる。分岐器 22 からデータ信号生成部 11 に送られる信号は、データ信号生成部 11 で生成される $B (b/s)$ のデータ信号 DATA の同期信号として用いられる。

【0028】

位相器 23 は、後述するように制御回路 31 から出力される制御信号 SFB に従って、分岐器 22 から送られてくるクロック信号 CLK0 の位相を調整する。この位相器 23 としては、例えば、可変長同軸管または電圧制御型デバイスなどを使用することが可能である。上記の位相器 23 で位相調整された $B/2 (Hz)$ のクロック信号 CLK0 は、分岐器 24 で 3 つのクロック信号 CLK1, CLK2 および CLK3 に分岐されて、位相器 25、増幅器 26B および位相比較器 30 にそれぞれ送られる。

【0029】

位相器 25 は、後段の LN 変調器 20 の各電極 20A, 20B にそれぞれ与えられる駆動信号間の位相差を制御するために、ここでは分岐器 24 から送られるクロック信号 CLK1 の位相を調整するものである。この位相器 25 としても、例えば、可変長同軸管または電圧制御型デバイスなどを使用することが可能である。上記の位相器 25 で位相調整されたクロック信号 CLK1 は、その振幅が増幅器 26A で所要のレベルに調整された後に LN 変調器 20 の第 1 電極 20A に与えられる。一方、分岐器 24 で分岐されたクロック

10

20

30

40

50

信号CLK2は、ここでは位相器を介さずに増幅器26Bに送られて、その振幅が所要のレベルに調整された後にLN変調器20の第2電極20Bに与えられる。

【0030】

なお、ここではクロック信号CLK1側にだけ位相器25を設けるようにしたが、クロック信号CLK2側についても分岐器24と増幅器26Bの間に位相器を設け、クロック信号CLK1、CLK2の双方に対して位相調整を行うようにしてもよい。

【0031】

位相比較器30は、データ信号生成部11から出力される $B/2$ (Hz)のクロック信号CLKdと、分岐器24により分岐された $B/2$ (Hz)のクロック信号CLK3との位相比較を行い、各クロック信号CLKd、CLK3間の位相ずれを検出して、その検出結果を示す信号を制御回路31に出力する。この位相比較器30は、分岐器24との間でクロック信号CLK3を伝搬する信号線路の物理長LCLK3が、分岐器24とLN変調器20の各電極20A、20Bとの間でクロック信号CLK1、CLK2を伝搬する各々の信号線路の物理長LCLK1、LCLK2にそれぞれ等しくなるように配置される(LCLK1=LCLK2=LCLK3)。このように各信号線路の物理長LCLK1~LCLK3を互いに等しく設定することにより、温度変動等によって各信号線路の物理長LCLK1~LCLK3が変化しても各々の変化量には殆ど差が生じなくなるため、モニタ用のクロック信号CLK3を用いてもデータ信号とクロック信号の位相比較を高い精度で行うことが可能になる。

10

【0032】

制御回路31は、位相比較器30からの出力信号に応じて、クロック信号CLKd、CLK3間の位相ずれが小さくなるように位相器23における位相調整量をフィードバック制御するための制御信号SFBを生成する。

20

【0033】

上記のような構成の制御装置が適用された光変調器では、光源1からの連続光が前段のLN変調器10に入力される。LN変調器10には、データ信号生成部11で生成された $B(b/s)$ のデータ信号DATAが駆動信号として与えられており、LN変調器10に入力された連続光は、データ信号DATAに従って変調されて $B(b/s)$ のNRZ信号光となり、前段のLN変調器10から出力されて後段のLN変調器20に送られる。

【0034】

後段のLN変調器20には、クロック信号生成部21で生成された $B/2$ (Hz)のクロック信号CLK0を位相器23で位相調整した後に分岐器24で分岐し、さらに、位相器25および増幅器26A、26Bで位相および振幅を調整したクロック信号CLK1、CLK2が、第1および第2電極20A、20Bに駆動信号としてそれぞれ与えられている。このとき、位相器23で行われるクロック信号CLK0に対する位相調整は、制御回路31から出力される制御信号SFBに従ってフィードバック制御される。

30

【0035】

このフィードバック制御は、具体的には、位相比較器30で検出される位相ずれ、すなわち、前段のLN変調器10を駆動する $B(b/s)$ のデータ信号DATAから抽出される $B/2$ (Hz)のクロック信号CLKdと、後段のLN変調器20を駆動する $B/2$ (Hz)のクロック信号CLK1、CLK2に等価なクロック信号CLK3との間の位相ずれが小さくなり最終的には略零になるように、位相器23における位相調整量の最適化を行って、データ信号DATAおよびクロック信号間CLK1、CLK2の位相ずれを自動的に補償する。

40

【0036】

上記のようなフィードバック制御により $B(b/s)$ のデータ信号DATAとの位相ずれが補償された $B/2$ (Hz)のクロック信号CLK1、CLK2は、さらに、後段のLN変調器20に与えられたときの各電極20A、20B間の電位差が、LN変調器20の周期的な光強度特性の1周期分に対応するように、位相器25で位相差が調整され、かつ、増幅器26A、26Bで各々の振幅が調整される。このように調整されたクロック信号

50

CLK1, CLK2が駆動信号として各電極に与えられたLN変調器20では、前段のLN変調器10からのNRZ信号光が $B/2$ (Hz)のクロック信号に従って変調され、データ信号DATAおよびクロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれによる波形劣化の抑えられた B (b/s)のCS-RZ信号光が外部に出力される。

【0037】

このような光変調器の具体的な運用形態としては、例えば、システム導入時において、各位相器23, 25の位相調整量がマニュアル操作等によって出力波形が最良となる値に設定され、そして、この状態で位相比較器30および制御回路31によるフィードバック制御が開始されることにより、システム稼動時に温度変動等で発生するデータ信号DATAおよびクロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれが確実に検出され、その位相ずれを自動的に補償することが可能になる。

10

【0038】

このように、本形態による光変調器の制御装置によれば、前段のLN変調器10を駆動する B (b/s)のデータ信号DATAから抽出した $B/2$ (Hz)のクロック信号CLKdと、後段のLN変調器20を駆動する $B/2$ (Hz)のクロック信号CLK1, CLK2と等価なクロック信号CLK3との間を位相ずれを検出し、その検出結果に基づいて位相器23をフィードバック制御するようにしたことで、上述した先願発明のように後段のLN変調器20から出力される信号光の光スペクトルをモニタすることなく、簡略な構成の電気回路のみによりデータ信号DATAおよびクロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれを確実に自動補償することが可能になる。

20

【0039】

なお、上記の形態では、前段のLN変調器10を B (b/s)のデータ信号により駆動し、後段のLN変調器20を $B/2$ (Hz)のクロック信号により駆動して、 B (b/s)のCS-RZ信号光を生成する光変調器について説明したが、これに限られるものではない。例えば図2に示すように、前段のLN変調器10を駆動するデータ信号DATAのビットレートに対応した B (Hz)の周波数を有するクロック信号CLK1'を後段のLN変調器20の一方の電極20Aに与え、他方の電極20Bは接地等することにより、 B (b/s)のRZ信号光を生成する変調器などについても、上記形態の場合と同様にして制御装置を適用することが可能である。この場合、データ信号生成部11は、 B (b/s)のデータ信号DATAから抽出した B (Hz)のクロック信号CLKd'を位相比較器30に出力し、位相比較器30では、そのクロック信号CLKd'と分岐器24で分岐されたクロック信号CLK2'との位相比較が行われるものとする。ここでも、分岐器24と後段のLN変調器20の電極20Aとの間でクロック信号CLK1'を伝搬する信号線路の物理長LCLK1'と、分岐器24と位相比較器30との間でクロック信号CLK2'を伝搬する信号線路の物理長LCLK2'とが等しくなるように設定する(LCLK1' = LCLK2')。また、位相比較器30の具体的な構成としては、例えばDフリップフロップを用いることができ、分岐器24からのクロック信号CLK2'およびデータ信号生成部11からのクロック信号CLKd'をDフリップフロップのデータ入力端子およびクロック入力端子にそれぞれ与え、Dフリップフロップからの出力信号を用いて制御回路31で制御信号SFBを生成する構成としてもよい。

30

40

【0040】

また、上記の形態では、前段のLN変調器をデータ信号により駆動し、後段のLN変調器をクロック信号により駆動する構成について説明したが、例えば図3に示すように、前段および後段の配置を入れ替えて前段のLN変調器をクロック信号により駆動し、後段のLN変調器をデータ信号により駆動する構成とすることも可能である。これについては以下で説明する実施形態においても同様である。

【0041】

次に、本発明にかかる光変調器の制御装置の第1実施形態について説明する。図4は、第1実施形態による光変調器の制御装置の構成を示すブロック図である。

【0042】

50

図4において、第1実施形態の制御装置は、上記形態の場合と同様にして、前段のLN変調器10をデータ信号DATAにより駆動し、後段のLN変調器20をクロック信号CLK1, CLK2により駆動してCS-RZ変調方式の信号光を出力する光変調器について適用される。本制御装置の構成が上記形態の場合と異なる点は、上記の形態における位相比較器30および制御回路31に代えて、後段のLN変調器20から出力される信号光の一部をモニタ光として分岐した後に光電変換して電気スペクトルを取得し、その電気スペクトルの特定の周波数成分の強度をモニタする出力モニタ部40と、その出力モニタ部40でモニタされる特定周波数成分の強度変化を基にデータ信号DATAとクロック信号CLK1, CLK2との間の位相ずれを判断して位相器23をフィードバック制御する制御回路50とを設けた点である。なお、上記以外の他の構成は上記形態の場合と同様であるため、ここでの説明を省略する。

10

【0043】

出力モニタ部40は、例えば、光カプラ41、受光回路42、電気フィルタ43および電気パワーセンサ44を有する。光カプラ41は、後段のLN変調器20から出力されるCS-RZ信号光の一部をモニタ光として分岐して受光回路42に送る。受光回路42は、光カプラ41で分岐されたモニタ光を光電変換して電気スペクトルを取得する回路である。電気フィルタ43は、受光回路42で取得された電気スペクトルから、データ信号およびクロック信号間の位相ずれに応じて強度が最も大きく変化する特定の周波数成分を抽出することが可能な電気バンドパスフィルタである。なお、上記特定の周波数成分については後述する。電気パワーセンサ44は、電気フィルタ43で抽出された電気信号の強度

20

【0044】

制御回路50は、電気パワーセンサ44で測定される特定周波数成分の強度が最大になるように、位相器23の位相調整量をフィードバック制御するための制御信号SFBを生成する。この制御回路50によるフィードバック制御は、次に述べるようなデータ信号DATAとクロック信号CLK1, CLK2との間の位相変化に対するCS-RZ信号光の電気スペクトルの変化特性に基づいて行われるものである。

【0045】

図5は、40Gb/sのデータ信号と20GHzのクロック信号の間の位相を変化させたときに生成されるCS-RZ信号光の電気スペクトルの一例を示す図である。また、図6は、図5の場合と同様にして位相を変化させたときに生成されるCS-RZ信号光の光波形の一例を示す図である。ここでは、データ信号とクロック信号の間の位相が最適化されているときの状態（各信号間の位相ずれによる遅延時間が0ps）を基準として、位相ずれを増大させて行って元の最適な位相状態（遅延時間が25ps）に戻るまで、クロック信号の位相を変化させている。

30

【0046】

まず、図6に示すように、データ信号およびクロック信号間の遅延時間にして僅か5ps（同軸ケーブル長に換算すると1mm）に相当する位相ずれであっても、CS-RZ信号光の光波形は大きく劣化してしまうことが分かる。このとき、図5に示すように、CS-RZ信号光の電気スペクトルは、データ信号とクロック信号の間の位相が最適点からずれると、データ信号のビットレートに対応した40GHzの周波数よりも低域側に離れた領域（図5の例では、約25GHzを中心とした数GHzに亘る周波数領域）についての強度が減少することが分かる。

40

【0047】

そこで、本実施形態では、上記のようなデータ信号とクロック信号の間の位相ずれに応じて強度が大きく変化する特定の周波数成分に注目し、その特定周波数成分の強度変化を基に位相ずれの発生状態を判断して、データ信号とクロック信号の間の位相差が最適化されるように位相器23のフィードバック制御を行うようにしている。

【0048】

具体的に、上記のような40Gb/sのCS-RZ信号光に対応した電気スペクトルが

50

受光回路42で得られる場合には、図7の破線部分に示すように、位相ずれに応じて強度が最大に変化する約25GHzの周波数に一致させて、電気フィルタ43の透過帯の中心周波数が設定される。この電気フィルタ43で抽出される特定周波数成分の強度は、図7からも明らかのように、データ信号とクロック信号の間の位相ずれが小さくなるほど増加するので、電気パワーセンサ44で測定される強度が最大になるように位相器23をフィードバック制御することで、データ信号とクロック信号の間の位相差を最適化することができるようになる。

【0049】

また、上記の電気フィルタ43については、透過帯の帯域幅がより狭く、かつ、透過帯の両端で透過率が急峻に変化する特性を持つようにすることで、データ信号とクロック信号の間の位相ずれをより高い精度で検出することが可能になる。このような狭帯域で切れのよいフィルタ特性を有する電気フィルタの実現は、上述した先願発明で用いられる光フィルタに比べて容易である。このため、データ信号およびクロック信号間の位相差の最適化をより安定して行うことができる。

【0050】

さらに、制御回路50において、電気パワーセンサ44で測定される強度に対しディザリング等の公知の処理を適用して最大値検出を行うことで、位相ずれの進行方向を検出することもできる。このように位相ずれの進行方向までを検出して位相器23のフィードバック制御を行うようにすれば、データ信号およびクロック信号間の位相差の最適化をより高速に行うことが可能になる。

【0051】

上記のように第1実施形態によれば、後段のLN変調器20からの出力光の電気スペクトルについての特定周波数成分の強度変化をモニタすることによって、データ信号とクロック信号の間の位相ずれを確実に検出してフィードバック制御を行うことができるようになるため、CS-RZ信号光を安定した駆動条件で生成することが可能になる。

【0052】

なお、上記の第1実施形態では、電気フィルタ43としてバンドパスフィルタを用いる場合を説明したが、本発明において出力光の電気スペクトルから特定周波数成分を抽出する電気フィルタは上記に限定されるものではなく、例えば、データ信号のビットレートに対応した周波数よりも低域側で、かつ、位相ずれに応じて強度が最大に変化する周波数よりも高域側にカットオフ周波数を有するローパスフィルタを用いることも可能である。ただし、位相ずれをより高い精度で検出するためにはバンドパスフィルタを用いることが望ましい。

【0053】

次に、本発明にかかる光変調器の制御装置の第2実施形態について説明する。前述した第1実施形態では、出力光の電気スペクトルを基にデータ信号とクロック信号の間の位相ずれを検出してフィードバック制御を行う場合を示した。第2実施形態では、出力光の電気スペクトルを基に後段のLN変調器20を駆動するクロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれを検出してフィードバック制御を行う制御装置について説明する。

【0054】

図8は、第2実施形態による光変調器の制御装置の構成を示すブロック図である。

図8において、本実施形態の構成が前述の図4に示した第1実施形態の場合の構成と異なる点は、第1実施形態で用いた出力モニタ部40から電気フィルタ43を省略した出力モニタ部40'を設けた点である。この出力モニタ部40'でのモニタ結果が制御回路50に送られて、制御回路50により位相器25A, 25Bがフィードバック制御されクロック信号CLK1, CLK2間の位相差が最適化される。なお、ここでは、後段のLN変調器20の各電極20A, 20Bに与えられるクロック信号CLK1, CLK2にそれぞれ対応させて、分岐器24と増幅器26Aの間に位相器25Aを配置すると共に、分岐器24と増幅器26Bの間に位相器25Bを配置して、クロック信号CLK1, CLK2の間の位相差を2つの位相器25A, 25Bにより調整する構成例を示したが、上述した形

10

20

30

40

50

態の場合と同様に、一方のクロック信号の位相を位相器で調整して、2つのクロック信号間の位相差を相対的に制御するように構成してもよい。

【0055】

出力モニタ部40'は、後段のLN変調器20から出力されるCS-RZ信号光の一部を光カプラ41でモニタ光として分岐し、そのモニタ光を受光回路42で光電変換して電気スペクトルを取得して、その電気スペクトルをここでは電気フィルタを通すことなく電気パワーセンサ44に直接送り、電気パワーセンサ44で、モニタ光の周波数帯域全体に亘る電気スペクトルの強度（以下、トータルパワーとする）を測定して、その測定結果を示す信号を制御回路50に出力する。

【0056】

制御回路50は、電気パワーセンサ44で測定されるトータルパワーが最大になるように、位相器25A、25Bの各位相調整量をフィードバック制御するための制御信号SFBを生成する。この制御回路50によるフィードバック制御は、次に述べるようなクロック信号CLK1とクロック信号CLK2との間の位相変化に対するCS-RZ信号光の電気スペクトルの変化特性に基づいて行われるものである。

【0057】

図9は、20GHzのクロック信号CLK1、CLK2の間の相対的な位相を変化させたときに生成されるCS-RZ信号光の電気スペクトルの一例を示す図である。また、図10は、図9の場合と同様にして位相を変化させたときに生成されるCS-RZ信号光の光波形の一例を示す図である。ここでは、クロック信号CLK1、CLK2間の位相が最適化されているときの状態（各信号間の位相ずれが0度）を基準とし、位相ずれを段階的に増大させて元の最適な位相状態（位相ずれが360度）に戻るまで、各クロック信号間の位相差を変化させている。

【0058】

クロック信号CLK1、CLK2間の位相ずれが増大すると、図10に示すように、出力光波形は大きく劣化し位相ずれが180度に達すると出力光が消滅してしまうことが分かる。このとき、図9に示すように、出力光の電気スペクトルは、クロック信号CLK1、CLK2間の位相ずれの増大に伴って、トータルパワーが減少して行くことが明らかである。

【0059】

そこで、本実施形態では、上記のようなクロック信号CLK1、CLK2間の位相ずれに応じて変化するトータルパワーの変化を基に位相ずれの発生状態を判断して、クロック信号CLK1、CLK2間の位相差が最適化されるように位相器25A、25Bのフィードバック制御を行うようにしている。

【0060】

具体的に、上記のような40Gb/sのCS-RZ信号光に対応した電気スペクトルが受光回路42で得られるような場合には、図11に抜粋した電気スペクトルの変化からも明らかのように、電気パワーセンサ44で測定されるトータルパワーは、クロック信号CLK1、CLK2間の位相ずれが小さくなるほど増加するので、そのトータルパワーが最大になるように各位相器25A、25Bをフィードバック制御することで、クロック信号CLK1、CLK2間の位相差を最適化することができるようになる。

【0061】

また、制御回路50において、電気パワーセンサ44で測定されるトータルパワーに対しディザリング等の公知の処理を適用して最大値検出を行うことで、位相ずれの進行方向を検出することもできる。このように位相ずれの進行方向までを検出して各位相器25A、25Bのフィードバック制御を行うようにすれば、クロック信号CLK1、CLK2間の位相差の最適化をより高速に行うことが可能になる。

【0062】

上記のように第2実施形態によれば、後段のLN変調器20からの出力光の電気スペクトルのトータルパワーをモニタすることによって、後段のLN変調器20を駆動する2つ

10

20

30

40

50

のクロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれを確実に検出してフィードバック制御を行うことができるようになるため、CS-RZ信号光を安定した駆動条件で生成することが可能になる。

【0063】

なお、前述した第1および第2実施形態でも、前段のLN変調器10をB(b/s)のデータ信号により駆動し、後段のLN変調器20をB/2(Hz)のクロック信号により駆動して、B(b/s)のCS-RZ信号光を生成する光変調器について説明したが、本発明はこれに限られるものではなく、上述の図2に例示した場合と同様にして、前段のLN変調器10を駆動するデータ信号のビットレートに対応したB(Hz)の周波数を有するクロック信号を後段のLN変調器20の一方の電極に与えることによりB(b/s)のRZ信号光を生成する変調器などについても適用することが可能である。

10

【0064】

次に、光変調器の制御装置の他の形態について説明する。本形態では、光変調器の動作点変動に対応した制御を実現することが可能な制御装置について説明する。

【0065】

まず、本形態において制御の対象となる光変調器の動作点変動について簡単に説明する。一般に、CS-RZ変調方式等に対応した信号光の生成には、マッハツェンダ型光変調器が用いられる。この光変調器は、送信光の波長変動が小さいという利点がある。しかしながら、基板に用いられている材質(例えば、リチウムナイオベート)の温度変化や経時変化により、電気-光変換特性の動作点が時間的に変動するという問題がある。

20

【0066】

この動作点変動を抑圧するために、従来、NRZ変調方式に対応した信号光の生成に関しては、例えば、低周波信号を重畳した駆動信号をマッハツェンダ型光変調器に与え、出力光に含まれる上記低周波信号成分を抽出して動作点変動を検知し、その検知結果を基に光変調器のDCバイアスをフィードバック制御する技術が知られている(詳しくは、特開平3-251815号公報等を参照のこと)。

【0067】

図12は、上記の公知技術を適用した制御装置の概略構成を示すブロック図である。また、図13は、図12の制御装置による動作点補償の原理を説明するための図である。

【0068】

図12の構成では、マッハツェンダ型光変調器210を駆動する駆動回路211に対して、発振器227で発生する低周波信号(周波数を $f_0 = 1\text{kHz}$ 等とする)を利得制御電圧として与えることにより図13の左下に示すように低周波信号に従って振幅変調されたNRZデータ信号が生成され、そのNRZデータ信号が変調器210の電極に印加されることにより光源201からの入力光が外部変調される。そして、変調器210から出力されるNRZ信号光の一部が光カプラ221でモニタ光として分岐された後に受光器(PD)222で電気信号に変換され、その電気信号に含まれる周波数 f_0 成分が増幅器223で選択的に増幅されて位相比較器224に送られる。位相比較器224では、増幅器223からの出力信号と発振器227からの低周波信号との位相比較が行われ、その結果を示す信号が不要成分を除去するローパスフィルタ225を介してバイアス供給回路226

30

40

【0069】

NRZ変調におけるマッハツェンダ型光変調器での最適動作点は、図13の左上における曲線aに示すように、振幅がVに設定された駆動信号の波形の高レベルおよび低レベルが、出力光の最大および最小電力を与える点である。この最適動作点で変調器210が駆動されると、図13の右上に示すように、変調器210から出力されるNRZ信号光には、周波数 f_0 成分が含まれないが、周波数 f_0 の2倍の成分が発生する。

【0070】

一方、図13の左上における曲線b, cに示すように、変調器210の動作点が最適点からずれると、そのずれた方向に応じて、高レベルまたは低レベルの包絡線に関して駆動

50

波形と出力光波形の間で位相が反転する。このときの出力光は、図 13 の右側中段および下段に示すように、高レベルおよび低レベルの包絡線が同位相で変調された波形となり、周波数 f_0 成分を含むようになる。この出力光に含まれる周波数 f_0 成分の位相は、動作点の変動方向が変化すると反転するため、駆動信号に重畳した低周波信号との位相比較を行うことにより、動作点の変動方向を検知することが可能になる。従って、位相比較器 224 での位相比較の結果に応じて変調器 210 に印加する DC バイアスをフィードバック制御することにより、変調器 210 を最適動作点で駆動することが可能になる。

【 0 0 7 1 】

上記のような NRZ 変調方式に対応した信号光の生成に関する動作点の補償技術を 2 段構成の変調器を用いた CS - RZ 変調方式の信号光の生成に適用した場合、データ信号により NRZ 変調を行う一方の変調器に対しては動作点の補償を有効に行うことができる。しかしながら、クロック信号により駆動される他方の変調器に対しては、NRZ 変調の場合の 2 倍の駆動振幅 $2V$ が用いられるため（図 27 参照）、動作点が最適点から変動した場合、低周波変調された駆動信号の高レベル側および低レベル側に対応した出力光波形の包絡線が逆位相になって打ち消し合うようになり、出力光から周波数 f_0 成分を検知することができない。このため、CS - RZ 変調方式や RZ 変調方式などのように、マッハツェンダ型光変調器の電気 - 光変換特性の 2 つの発光の頂点、または、2 つの消光の頂点の間で駆動する変調方式については、前述したような従来の動作点補償技術を適用することができない。

【 0 0 7 2 】

そこで、本形態では、例えば、 B (b/s) の CS - RZ 変調方式に対応した信号光を生成する光変調器について、クロック信号を用いて $2V$ の電圧振幅で駆動される変調器の動作点補償を実現した制御装置を説明する。

【 0 0 7 3 】

図 14 は、このような光変調器の制御装置の構成を示すブロック図である。

図 14 において、本形態の制御装置は、上述した各形態の場合と同様に、前段の LN 変調器 10 を B (b/s) のデータ信号 DATA により駆動し、後段の LN 変調器 20 を $B/2$ (Hz) のクロック信号 CLK1, CLK2 により駆動して CS - RZ 変調方式の信号光を出力する光変調器について適用される。本制御装置の構成が他の形態の場合と異なる点は、後段の LN 変調器 20 に対して動作点を調整するための DC バイアスを与えるバイアス供給回路 27 が設けられており、このバイアス供給回路 27 の動作が、出力モニタ部 60 および制御回路 70 によってフィードバック制御されることにより、後段の LN 変調器 20 の動作点補償が行われるようにした点である。

【 0 0 7 4 】

具体的に、出力モニタ部 60 は、例えば、光カプラ 61、受光回路 62、電気フィルタ 63 および電気パワーセンサ 64 を有する。光カプラ 61 は、後段の LN 変調器 20 から出力される CS - RZ 信号光の一部をモニタ光として分岐して受光回路 62 に送る。受光回路 62 は、光カプラ 61 で分岐されたモニタ光を光電変換して電気スペクトルを取得する回路である。電気フィルタ 63 は、受光回路 62 で取得された電気スペクトルから、 $B/2$ (Hz) を中心周波数とする周波数成分を抽出することが可能な狭帯域の電気バンドパスフィルタである。電気パワーセンサ 64 は、電気フィルタ 63 で抽出された電気信号の強度を測定し、その結果を制御回路 70 に出力する。

【 0 0 7 5 】

制御回路 70 は、電気パワーセンサ 64 で測定される $B/2$ (Hz) を中心周波数とする周波数成分の強度が最小になるように、バイアス供給回路 27 の動作設定をフィードバック制御するための制御信号 SFB を生成する。

【 0 0 7 6 】

なお、ここでは図示を省略したが、前段の LN 変調器 10 についての動作点ずれについては、前述した低周波信号を駆動信号に重畳して動作点補償を行う従来の補償方式が適用されるものとする。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 7 】

次に、本形態における後段の L N 変調器 2 0 についての動作点補償の原理を具体的に説明する。

図 1 5 は、2 V の電圧振幅で駆動される変調器に動作点ずれが発生したときの出力光の変化を説明するための図である。

【 0 0 7 8 】

例えば、2 0 G H z のクロック信号 C L K 1 , C L K 2 が後段の L N 変調器 2 0 の各電極 2 0 A , 2 0 B に与えられることにより、各電極 2 0 A , 2 0 B 間の電位差は、図 1 5 の左側に示すように、L N 変調器 2 0 の周期的な光強度特性の 1 周期に対応する 2 V の振幅で変化する。このとき、L N 変調器 2 0 の動作点が最適点からずれてしまうと、L N 変調器 2 0 から出力される 4 0 G b / s の C S - R Z 信号光の波形は、図 1 5 の右側上段に示すように、各ビット間のレベルに偏差が発生することが分かる。また、出力光の電気スペクトルについては、図 1 5 の右側中段に示すように、動作点が最適設定されている場合（例えば図 5 または図 9 参照）には見られなかった 2 0 G H z の周波数にピークが発生することが分かる。さらに、出力光の光スペクトルに関しては、図 1 5 の右側下段に示すように、動作点が最適設定されている場合（例えば図 2 7 の右下参照）には見られなかった中心光周波数に対応したキャリア成分が発生することが分かる。

10

【 0 0 7 9 】

上記のような動作点ずれ発生時の出力光の変化特性を考慮して、本形態では、電気スペクトルの 2 0 G H z を中心とした周波数成分、すなわち、L N 変調器 2 0 を駆動するクロック信号 C L K 1 , C L K 2 の周波数に対応した $B / 2$ (H z) を中心とした周波数成分の強度をモニタし、そのモニタ結果を基に L N 変調器 2 0 の動作点ずれの発生状態を判断して、動作点が最適化されるように D C バイアスのフィードバック制御を行うようにしている。

20

【 0 0 8 0 】

具体的に、上記の図 1 5 に例示した 4 0 G b / s の C S - R Z 信号光に対応した電気スペクトルが受光回路 6 2 で得られる場合には、図 1 6 の破線部分に示すように、クロック信号 C L K 1 , C L K 2 の周波数である 2 0 G H z に一致させて、電気フィルタ 6 3 の透過帯の中心周波数が設定される。この電気フィルタ 6 3 で抽出される周波数成分の強度は、図 1 6 から明らかなように、動作点が最適点に近づくほど減少するので、電気パワーセンサ 6 4 で測定される強度が最小になるようにバイアス供給回路 2 7 の動作設定をフィードバック制御することで、L N 変調器 2 0 の動作点を最適化することができるようになる。

30

【 0 0 8 1 】

また、制御回路 7 0 において、電気パワーセンサ 6 4 で測定される強度に対しディザリング等の公知の処理を適用して最小値検出を行うことで、動作点ずれの進行方向を検出することもできる。このように動作点ずれの進行方向までを検出して D C バイアスのフィードバック制御を行うようにすれば、L N 変調器 2 0 の動作点補償をより高速に行うことが可能になる。

【 0 0 8 2 】

上記のように、本形態によれば、 $B / 2$ (H z) のクロック信号 C L K 1 , C L K 2 で駆動される L N 変調器 2 0 について、出力光の電気スペクトルの $B / 2$ (H z) を中心とする周波数成分の強度変化をモニタすることにより、動作点ずれの発生状態を確実に検出して D C バイアスをフィードバック制御を行うことができるようになるため、従来の低周波信号を駆動信号に重畳して動作点補償を行う方式では困難であった、2 V の電圧振幅で駆動される変調器についての動作点補償を実現することが可能になる。これにより、C S - R Z 信号光を安定した駆動条件で生成することが可能になる。

40

【 0 0 8 3 】

次に、光変調器の制御装置のさらに他の形態について説明する。上記の形態では、図 1 5 に示した動作点ずれによる出力光の変化特性のうちの電気スペクトルの変化に注目して

50

動作点補償を行う場合について説明した。次に述べる形態では、上記出力光の変化特性のうちの光スペクトルの変化に注目して動作点補償を行う場合を説明する。

【 0 0 8 4 】

図 1 7 は、このような光変調器の制御装置の構成を示すブロック図である。

図 1 7 において、本形態の構成が前述の図 1 4 に示した形態の場合と異なる点は、出力モニタ部 6 0 および制御回路 7 0 に代えて、後段の L N 変調器 2 0 から出力される信号光の一部をモニタ光として分岐した後に中心光周波数成分を抽出してその光パワーをモニタする出力モニタ部 8 0 と、その出力モニタ部 8 0 でモニタされる中心光周波数成分の光パワーの変化を基に L N 変調器 2 0 の動作点ずれを判断してバイアス供給回路 2 7 をフィードバック制御する制御回路 9 0 とを設けた点である。なお、上記以外の他の構成は上記形態の場合と同様である。

10

【 0 0 8 5 】

出力モニタ部 8 0 は、例えば、光カプラ 8 1、狭帯域光フィルタ 8 2 および光パワーメータ 8 3 からなる。光カプラ 8 1 は、後段の L N 変調器 2 0 から出力される C S - R Z 信号光の一部をモニタ光として分岐して狭帯域光フィルタ 8 2 に送る。狭帯域光フィルタ 8 2 は、透過帯の帯域幅が十分に狭いフィルタ特性を有し、光カプラ 8 1 で分岐されたモニタ光から中心光周波数成分のみを抽出する。光パワーメータ 8 3 は、狭帯域光フィルタ 8 2 で抽出されたモニタ光のパワーを測定し、その結果を制御回路 9 0 に出力する。

【 0 0 8 6 】

制御回路 9 0 は、光パワーメータ 8 3 で測定されるモニタ光パワーが最小になるように、バイアス供給回路 2 7 の動作設定をフィードバック制御する。このフィードバック制御は、前述の図 1 5 に示したような動作点ずれにより出力光スペクトルに発生する中心光周波数に対応したキャリア成分の変化に基づいて行われる。この中心光周波数のキャリア成分は、L N 変調器 2 0 の各電極 2 0 A , 2 0 B に与えられる 2 系統のクロック信号 C L K 1 , C L K 2 の対称性が崩れてキャリア抑圧がなされなくなることにより発生する。

20

【 0 0 8 7 】

具体的に、上記の図 1 5 の右側下段に例示した光スペクトルを持つ 4 0 G b / s の C S - R Z 信号光の一部が光カプラ 8 1 でモニタ光として分岐される場合には、図 1 8 の破線部分に示すように、C S - R Z 信号光の光スペクトルの中心光周波数 f_c に一致させて狭帯域光フィルタ 8 2 の透過帯の中心周波数が設定される。この狭帯域光フィルタ 8 2 で抽出される光周波数成分の光パワーは、図 1 8 から明らかなように、動作点が最適点に近づくほど小さくなるので、光パワーメータ 8 3 で測定される光パワーが最小になるようにバイアス供給回路 2 7 の動作設定をフィードバック制御することで、L N 変調器 2 0 の動作点を最適化することができるようになる。

30

【 0 0 8 8 】

また、制御回路 9 0 において、光パワーメータ 8 3 で測定される光パワーに対しディザリング等の公知の処理を適用して最小値検出を行うことで、動作点ずれの進行方向を検出することもできる。このように動作点ずれの進行方向までを検出して D C バイアスのフィードバック制御を行うようにすれば、L N 変調器 2 0 の動作点補償をより高速に行うことが可能になる。

40

【 0 0 8 9 】

上記のように、本形態によれば、 $B / 2$ (H z) のクロック信号 C L K 1 , C L K 2 で駆動される L N 変調器 2 0 について、出力光スペクトルの中心光周波数に発生するキャリア成分の光パワーの変化をモニタすることによっても、動作点ずれの発生状態を確実に検出して D C バイアスをフィードバック制御を行うことができるようになるため、2 V の電圧振幅で駆動される変調器についての動作点補償を実現でき、C S - R Z 信号光を安定した駆動条件で生成することが可能になる。

【 0 0 9 0 】

なお、上記の形態では、狭帯域光フィルタ 8 2 で抽出された中心光周波数成分の光パワーを光パワーメータ 8 3 で測定する構成例を示したが、例えば図 1 9 に示すように、光パ

50

ワーマータ 83 に代えて受光素子 84 および電気パワーセンサ 85 を設けて、中心光周波数成分の光パワーを測定することも可能である。

【0091】

また、上述の各形態では、前段および後段の LN 変調器 10, 20 として個別の構成要素を直列に接続する一例を示したが、例えば、同一の基板上に前段および後段の LN 変調器 10, 20 を連続して形成するようにしてもよい。

【0092】

さらに、上述した各形態については、各々の構成を適宜に組み合わせて、前段の LN 変調器 10 を駆動するデータ信号と後段の LN 変調器 20 を駆動するクロック信号の間の位相ずれの補償、後段の LN 変調器 20 を駆動する 2 系統のクロック信号間の位相ずれの補償、および、後段の LN 変調器 20 の動作点補償のうちの 2 つ以上の補償を同時に実行することも可能である。以下では、上記の組み合わせに関する具体的な実施例を列挙しておく。

10

【0093】

図 20 は、図 1、図 8 および図 14 に示す形態の各構成を組み合わせた光変調器の制御装置の実施例を示すブロック図である。この実施例の構成では、位相比較器 30 および制御回路 31 による位相器 23 のフィードバック制御によって実現されるデータ信号とクロック信号の間の位相ずれの補償と、出力モニタ部 40' および制御回路 50 による位相器 25 のフィードバック制御によって実現されるクロック信号 CLK1, CLK2 間の位相ずれの補償と、出力モニタ部 60 および制御回路 70 による出力光の電気スペクトルに基づいたバイアス供給回路 27 のフィードバック制御によって実現される後段の LN 変調器 20 の動作点補償とが、同時に実行されるようになる。

20

【0094】

また、上記の図 20 に示した実施例の構成については、例えば図 21 に示すように、出力モニタ部 40' の光カプラ 41、受光回路 42 および電気パワーセンサ 44 と、出力モニタ部 60 の光カプラ 61、受光回路 62 および電気パワーセンサ 64 とをそれぞれ共通化し、制御回路 50, 70 の双方の機能を備えた制御用 CPU91 を設けることで構成の簡略化を図ることも可能である。

【0095】

図 22 は、図 1、図 8 および図 17 に示す形態の各構成を組み合わせた光変調器の制御装置の実施例を示すブロック図である。この実施例の構成では、位相比較器 30 および制御回路 31 による位相器 23 のフィードバック制御によって実現されるデータ信号とクロック信号の間の位相ずれの補償と、出力モニタ部 40' および制御回路 50 による位相器 25 のフィードバック制御によって実現されるクロック信号 CLK1, CLK2 間の位相ずれの補償と、出力モニタ部 80 および制御回路 90 による出力光の光スペクトルに基づいたバイアス供給回路 27 のフィードバック制御によって実現される後段の LN 変調器 20 の動作点補償とが、同時に実行されるようになる。

30

【0096】

図 23 は、図 4、図 8 および図 14 に示す形態の各構成を組み合わせた光変調器の制御装置の実施例を示すブロック図である。この組み合わせでは、出力光の電気スペクトルに基づいて各々の補償が行われるようになるため、それぞれの補償に対応した出力モニタ部の光カプラ、受光回路および電気パワーセンサをそれぞれ共通化し、電気パワーセンサでの測定結果に基づいて制御用 CPU92 が位相器 23, 25 およびバイアス供給回路 27 をそれぞれフィードバック制御するようにして構成の簡略化を図ることが可能である。

40

【0097】

図 24 は、図 4、図 8 および図 17 に示す形態の各構成を組み合わせた光変調器の制御装置の実施例を示すブロック図である。この実施例の構成では、光カプラ、受光回路および電気パワーセンサを共通化した出力モニタ部により出力光の電気スペクトルの変化がモニタされ、そのモニタ結果に基づいて制御用 CPU93 が位相器 23, 25 をそれぞれフィードバック制御することで、データ信号およびクロック信号間の位相ずれ、並びに、ク

50

ロック信号CLK1, CLK2間の位相ずれが補償される。また、これと同時に、出力モニタ部80および制御回路90による出力光の光スペクトルに基づいたバイアス供給回路27のフィードバック制御によって後段のLN変調器20の動作点補償が行われる。

【0098】

なお、上記の図20～図24に示した各構成は、上述した各形態の組み合わせについての好ましい具体例を示したものであって、これらと同様にして上記以外の他の組み合わせにより光変調器の制御装置を構成することも勿論可能である。

【0099】

以上、本明細書で開示した主な発明について以下にまとめる。

【0100】

(付記1) 直列に接続された第1変調部および第2変調部と、
該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを
備え、

前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光
変調器についての制御装置であって、

前記第1および第2変調部に与えられる各駆動信号の位相を比較して位相ずれを検出する位相ずれ検出部と、

該位相ずれ検出部で検出される位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成されたことを特徴とする光変調器の制御装置。

【0101】

(付記2) 付記1に記載の光変調器の制御装置であって、

前記光変調器は、所定のビットレートを有するデータ信号が前記駆動部から前記第1変調部に与えられ、前記データ信号のビットレートの1/2倍に対応した周波数を有するクロック信号が前記駆動部から前記第2変調部の第1および第2電極に与えられるとき、

前記位相ずれ検出部は、前記データ信号から抽出される前記ビットレートの1/2倍に対応した周波数を有するクロック信号の位相と、前記第2変調部の第1および第2電極に与えられる各クロック信号に等価なクロック信号の位相とを比較して位相ずれを検出し、

前記制御部は、前記位相ずれ検出部で検出される位相ずれが小さくなるように、前記第1および第2変調部に与えられるデータ信号およびクロック信号のうちの少なくとも一方の位相を調整することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0102】

(付記3) 付記1に記載の光変調器の制御装置であって、

前記光変調器は、所定のビットレートを有するデータ信号が前記駆動部から前記第1変調部に与えられ、前記データ信号のビットレートに対応した周波数を有するクロック信号が前記駆動部から前記第2変調部の一方の電極に与えられるとき、

前記位相ずれ検出部は、前記データ信号から抽出される前記ビットレートに対応した周波数を有するクロック信号の位相と、前記第2変調部の一方の電極に与えられるクロック信号に等価なクロック信号の位相とを比較して位相ずれを検出し、

前記制御部は、前記位相ずれ検出部で検出される位相ずれが小さくなるように、前記第1および第2変調部に与えられるデータ信号およびクロック信号のうちの少なくとも一方の位相を調整することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0103】

(付記4) 直列に接続された第1変調部および第2変調部と、

該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを

10

20

30

40

50

備え、

前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光変調器についての制御装置であって、

前記光変調器から出力される信号光を光電変換した電気スペクトルの所定の周波数成分の強度情報を検出する出力モニタ部と、

該出力モニタ部で検出される前記強度情報に基づいて、前記光変調器の駆動信号間の位相ずれを判断し、該位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御する制御部とを備えて構成されたことを特徴とする光変調器の制御装置。

【0104】

(付記5) 付記4に記載の光変調器の制御装置であって、

前記出力モニタ部は、前記電気スペクトルから特定の周波数成分を抽出して当該強度を検出し、

前記制御部は、前記第1および第2変調部に与えられる各駆動信号間の位相ずれに従って強度が最も変化する特定の周波数成分の強度に応じて前記第1および第2変調部に与えられる各駆動信号間の位相ずれを判断し、前記強度が最大となるように前記第1および第2変調部に与えられる各駆動信号のうちの少なくとも一方の位相を調整することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0105】

(付記6) 付記4に記載の光変調器の制御装置であって、

前記駆動部が、前記第2変調部の第1および第2電極に対して所定の位相差を有する駆動信号をそれぞれ与えるとき、

前記出力モニタ部は、前記光変調器から出力される信号光の周波数帯域全体に亘る前記電気スペクトルの強度を検出し、

前記制御部は、前記出力モニタ部で検出される強度に応じて前記第2変調部の第1および第2電極に与えられる各駆動信号間の位相ずれを判断し、前記強度が最大となるように前記第2変調部の第1および第2電極に与えられる各駆動信号のうちの少なくとも一方の位相を調整することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0106】

(付記7) 付記4に記載の光変調器の制御装置であって、

前記光変調器は、所定のビットレートを有するデータ信号が前記駆動部から前記第1変調部に与えられ、前記データ信号のビットレートの1/2倍に対応した周波数を有するクロック信号が前記駆動部から前記第2変調部の第1および第2電極に与えられることにより、キャリア抑圧RZ変調方式の信号光を生成することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0107】

(付記8) 付記4に記載の光変調器の制御装置であって、

前記光変調器は、所定のビットレートを有するデータ信号が前記駆動部から前記第1変調部に与えられ、前記データ信号のビットレートに対応した周波数を有するクロック信号が前記駆動部から前記第2変調部の一方の電極に与えられることにより、RZ変調方式の信号光を生成することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0108】

(付記9) 光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の

10

20

30

40

50

屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成の変調部と、
 該変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与える駆動部と、
 前記変調部にDCバイアスを供給して動作点を調整するバイアス供給部とを備えた光変調器についての制御装置であって、
 前記光変調部から出力される信号光の変化を検出する出力モニタ部と、
 該出力モニタ部の検出結果に基づいて前記変調部の動作点ずれを判断し、該動作点ずれが小さくなるように前記バイアス供給部を制御する制御部とを備えて構成されたことを特徴とする光変調器の制御装置。

【0109】

10

(付記10) 付記9に記載の光変調器の制御装置であって、
 前記出力モニタ部は、前記光変調部から出力される信号光を光電変換して電気スペクトルを取得し、前記変調部に与えられる駆動信号の周波数に一致する周波数成分を前記電気スペクトルから抽出して当該強度を検出し、
 前記制御部は、前記出力モニタ部で検出される強度に応じて前記変調部の動作点ずれを判断することを特徴とする光変調器の制御装置。

【0110】

(付記11) 付記9に記載の光変調器の制御装置であって、
 前記出力モニタ部は、前記光変調部から出力される信号光の光スペクトルを取得し、前記信号光の中心光周波数に一致する光周波数成分を前記光スペクトルから抽出して当該光パワーを検出し、
 前記制御部は、前記出力モニタ部で検出される光パワーに応じて前記変調部の動作点ずれを判断することを特徴とする光変調器の制御装置。

20

【0111】

(付記12) 直列に接続された第1変調部および第2変調部と、
 該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを備え、
 前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

30

前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光変調器についての制御方法であって、

前記第1および第2変調部に与えられる各駆動信号の位相を比較して位相ずれを検出し、
 該検出した位相ずれが小さくなるように前記駆動部を制御することを特徴とする光変調器の制御方法。

【0112】

40

(付記13) 直列に接続された第1変調部および第2変調部と、
 該第1および第2変調部に対して位相の同期した駆動信号をそれぞれ与える駆動部とを備え、
 前記第2変調部は、光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る構成からなり、

前記駆動部は、前記第2変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与えることが可能である、光

50

変調器についての制御方法であって、

前記光変調器から出力される信号光を光電変換して電気スペクトルを取得し、

該取得した電気スペクトルの強度に関する情報を検出し、

該検出した強度情報に基づいて前記駆動部を制御することを特徴とする光変調器の制御方法。

【0113】

(付記14) 光導波路を第1分岐光導波路および第2分岐光導波路に分岐する部分と、前記第1および第2分岐光導波路を合成する部分とを有し、第1および第2分岐光導波路にそれぞれ設けられた第1電極および第2電極を利用して前記第1および第2分岐光導波路の屈折率を制御し、当該屈折率差に応じた周期的な光強度特性を得る変調部と、

10

該変調部がその光強度特性の1周期に対応して変調動作するように、前記第1および第2電極の少なくとも一方に駆動信号を与える駆動部と、

前記変調部にDCバイアスを供給して動作点を調整するバイアス供給部とを備えた光変調器についての制御方法であって、

前記光変調部から出力される信号光の変化を検出し、

該検出結果に基づいて前記変調部の動作点ずれを判断し、

該判断した動作点ずれが小さくなるように前記バイアス供給部を制御することを特徴とする光変調器の制御方法。

【0114】

【発明の効果】

20

以上説明したように、本発明にかかる光変調器の制御方式によれば、光変調器からの出力光の電気スペクトルの強度情報を基に駆動信号間の位相ずれを判断し、その位相ずれが小さくなるように光変調器の駆動部を制御して駆動信号の位相調整を行うようにすることで、これまでのように狭帯域光フィルタを用いることなく簡略な構成の電気回路によって駆動信号間の位相ずれを確実に検出してその補償を行うことが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】光変調器の制御装置の一形態の構成を示すブロック図である。

【図2】上記の形態に関連した他の構成例を示すブロック図である。

【図3】上記の形態に関連した別の構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1実施形態の構成を示すブロック図である。

30

【図5】データ信号とクロック信号の間の位相を変化させたときに生成される出力光の電気スペクトルの一例を示す図である。

【図6】データ信号とクロック信号の間の位相を変化させたときに生成される出力光の光波形の一例を示す図である。

【図7】上記の第1実施形態における位相ずれの検出動作を説明するための図である。

【図8】本発明の第2実施形態の構成を示すブロック図である。

【図9】2系統のクロック信号間の位相を変化させたときに生成される出力光の電気スペクトルの一例を示す図である。

【図10】2系統のクロック信号間の位相を変化させたときに生成される出力光の光波形の一例を示す図である。

40

【図11】上記の第2実施形態における位相ずれの検出動作を説明するための図である。

【図12】公知の動作点補償方式を適用した制御装置の概略構成を示すブロック図である。

【図13】図12の制御装置による動作点安定化の原理を説明するための図である。

【図14】光変調器の制御装置の他の形態の構成を示すブロック図である。

【図15】電圧振幅2Vで駆動される変調器に動作点ずれが発生したときの出力光の変化を説明するための図である。

【図16】図14の形態における動作点ずれの検出動作を説明するための図である。

【図17】光変調器の制御装置の別の形態の構成を示すブロック図である。

【図18】図17の形態における動作点ずれの検出動作を説明するための図である。

50

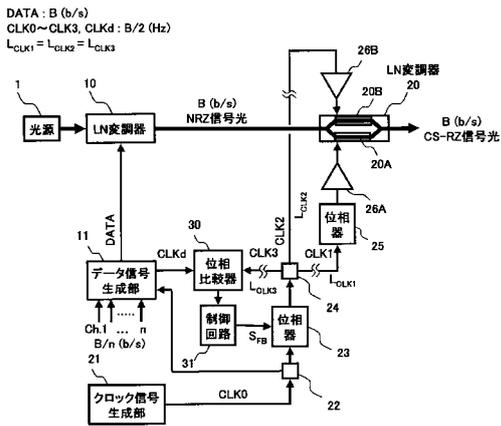
- 【図 19】図 17の形態に関連した他の構成例を示すブロック図である。
 【図 20】上記の形態の各構成を組み合わせた実施例を示すブロック図である。
 【図 21】図 20の実施例に関連した応用例を示すブロック図である。
 【図 22】上記の形態の各構成を組み合わせた他の実施例を示すブロック図である。
 【図 23】上記の形態の各構成を組み合わせた別の実施例を示すブロック図である。
 【図 24】上記の形態の各構成を組み合わせたさらに他の実施例を示すブロック図である。

- 【図 25】従来の CS - RZ 変調用光変調器の基本構成を示す図である。
 【図 26】図 25 の基本構成において生成される信号光の波形例を示す図である。
 【図 27】CS - RZ 信号光が生成される原理を説明するための図である。 10
 【図 28】CS - RZ 信号光についての光スペクトルおよび光波形の特徴を説明するための実験結果を示す図である。
 【図 29】CS - RZ 信号光についての波長分散耐力に関する特徴を説明するための実験結果を示す図である。
 【図 30】先願発明による光変調器の制御装置を示す構成図である。

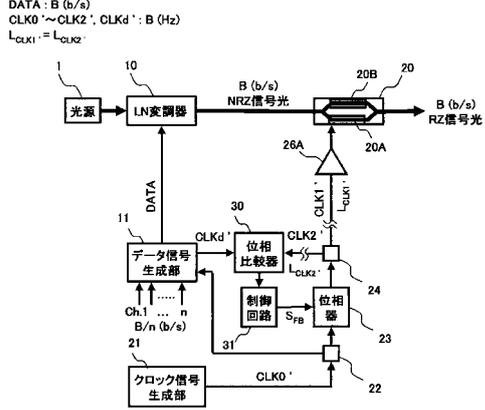
【符号の説明】

- 10, 20 LN 変調器
 11 データ信号生成部
 20A, 20B 信号電極
 21 クロック信号生成部 20
 22, 24 分岐器
 23, 25, 25A, 25B 位相器
 26A, 26B 増幅器
 27 バイアス供給回路
 30 位相比較器
 31, 50, 70, 90 制御回路
 40, 40', 60, 80 出力モニタ部
 41, 61, 81 光カプラ
 42, 62 受光回路
 43, 63 電気フィルタ 30
 44, 64 電気パワーセンサ
 82 狭帯域光フィルタ
 83 光パワーメータ
 91 ~ 93 制御用 CPU

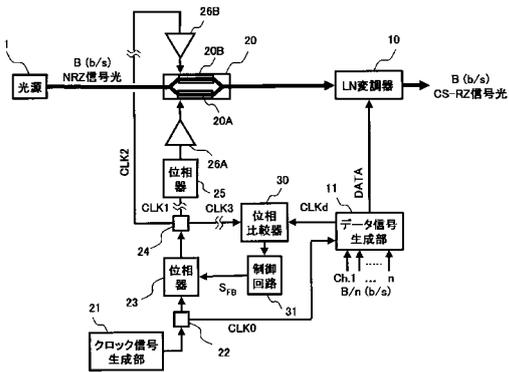
【図1】



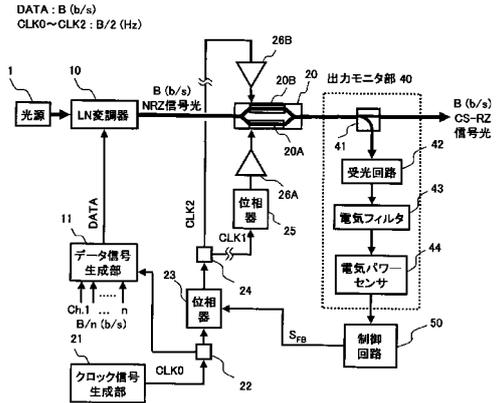
【図2】



【図3】

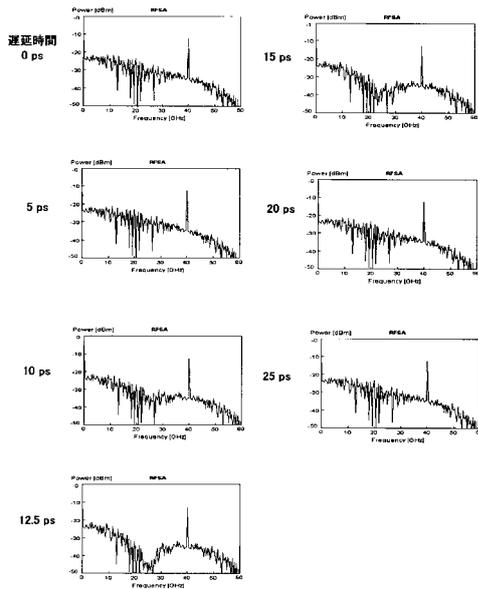


【図4】



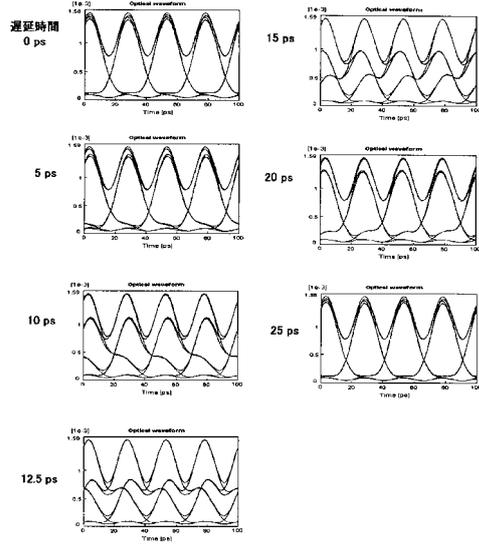
【図5】

データ信号およびクロック信号間の位相ずれによるCS-RZ信号光の電気スペクトルの変化



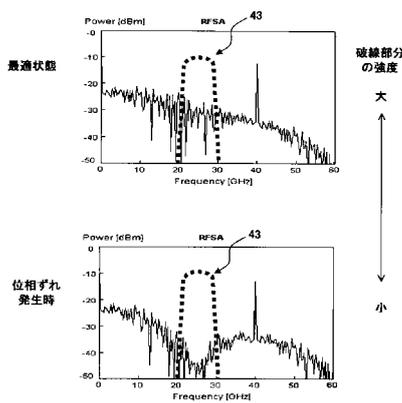
【図6】

データ信号およびクロック信号間の位相ずれによるCS-RZ信号光の光波形の変化

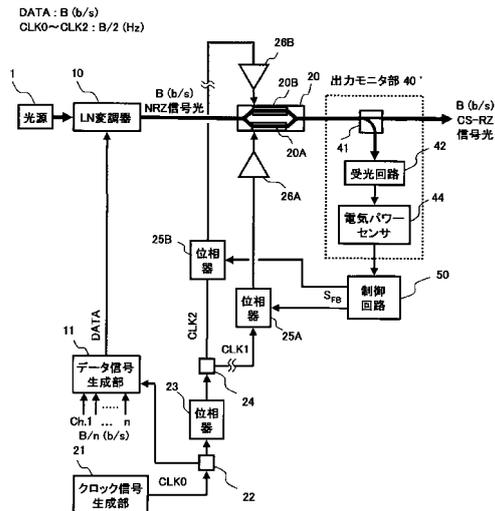


【図7】

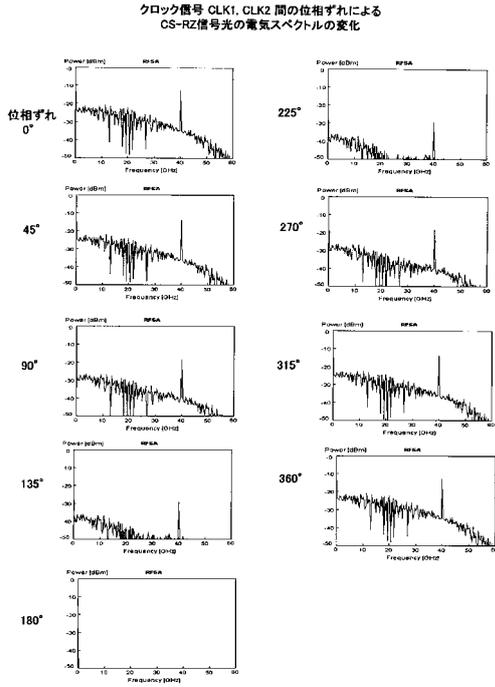
電気スペクトル



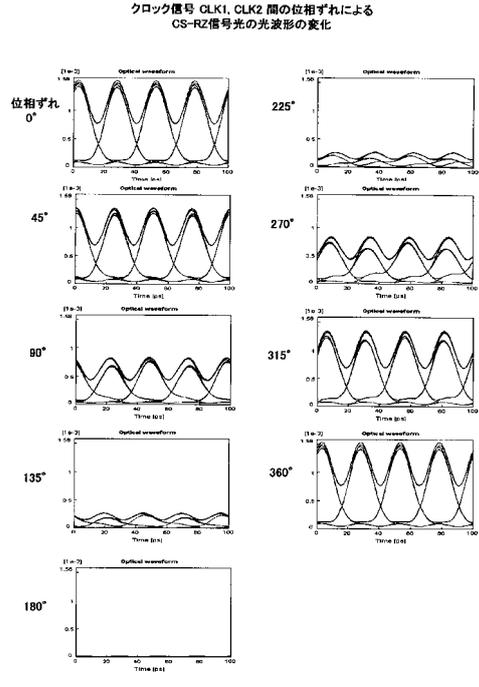
【図8】



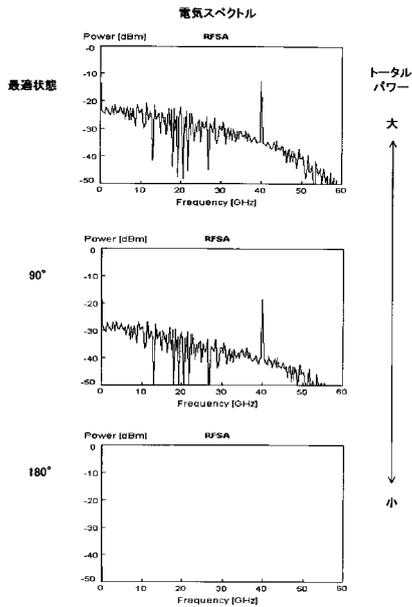
【図9】



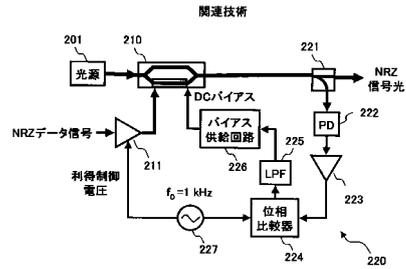
【図10】



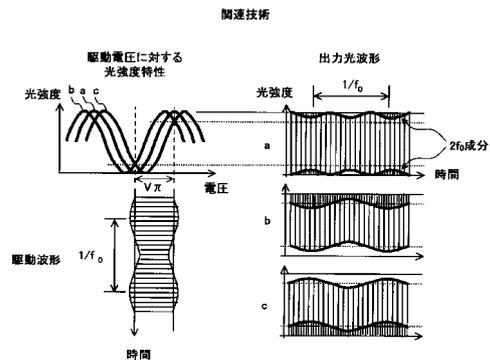
【図11】



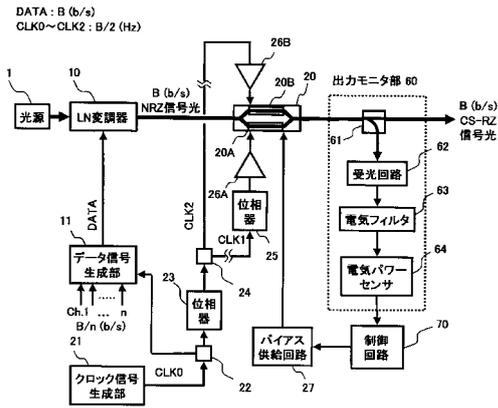
【図12】



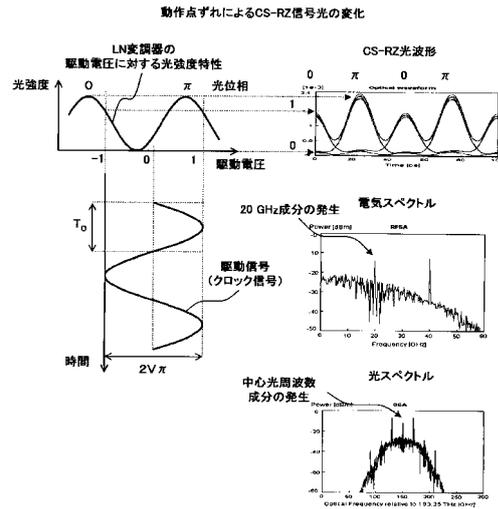
【図13】



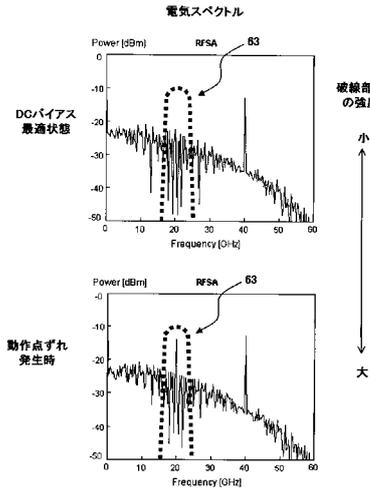
【図14】



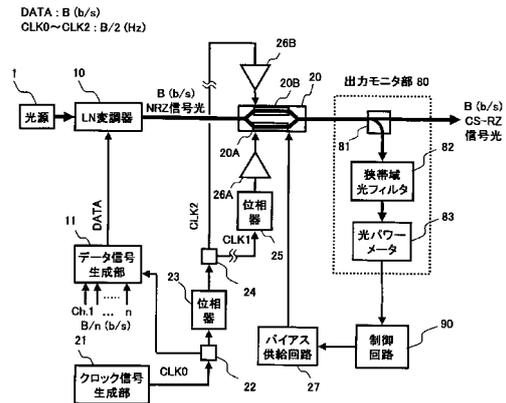
【図15】



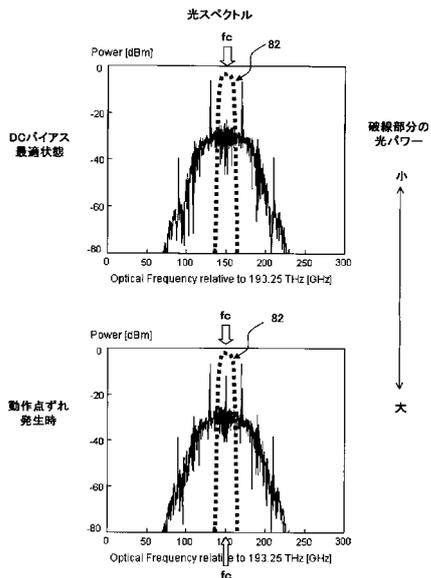
【図16】



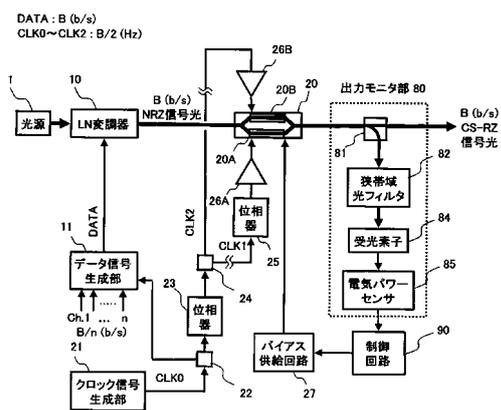
【図17】



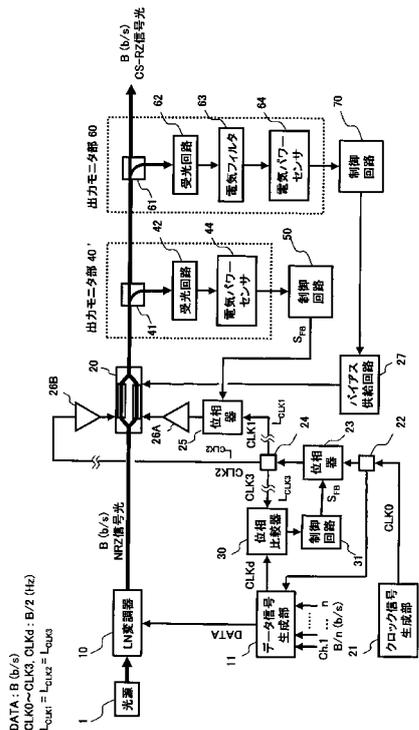
【図18】



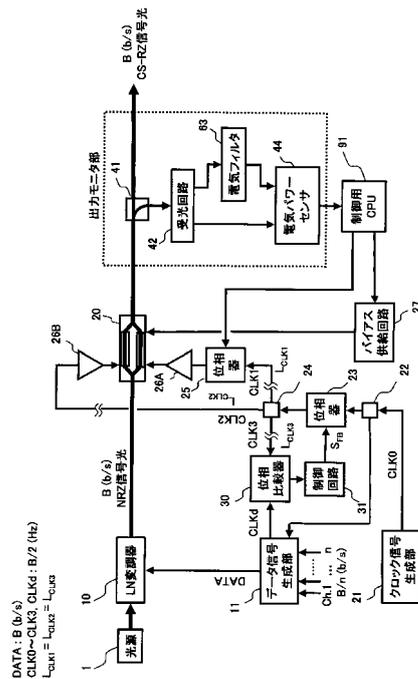
【図19】



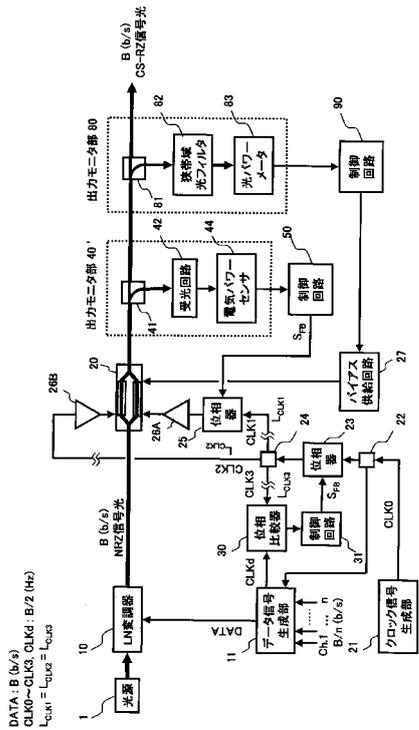
【図20】



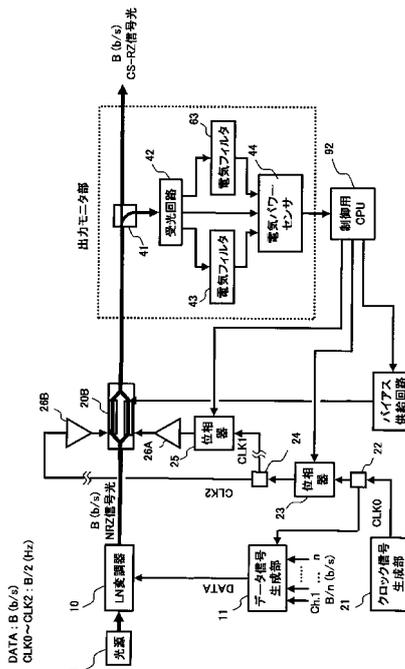
【図21】



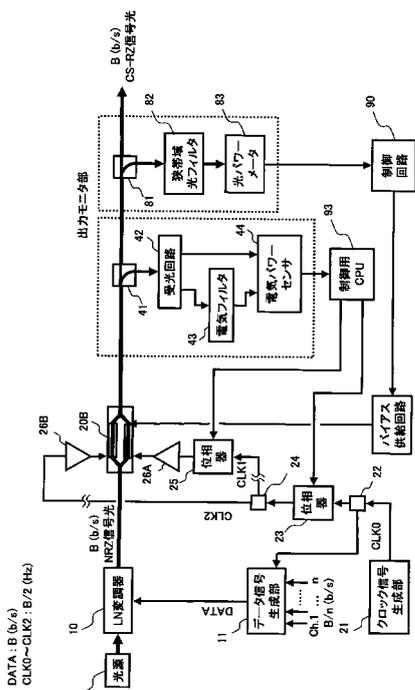
【図22】



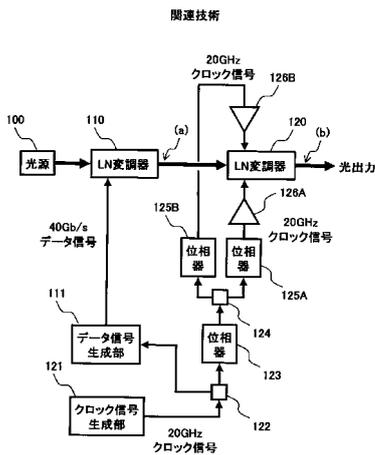
【図23】



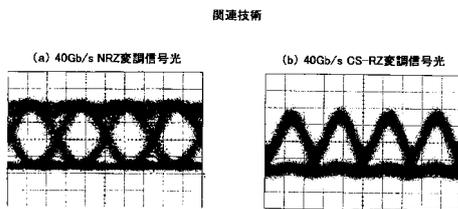
【図24】



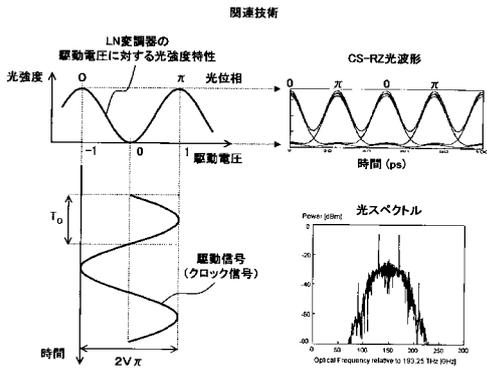
【図25】



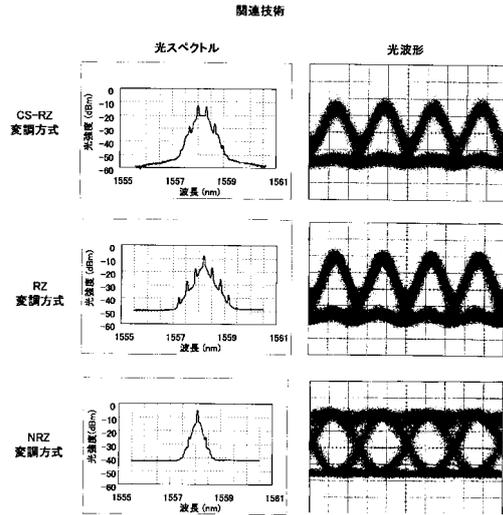
【図26】



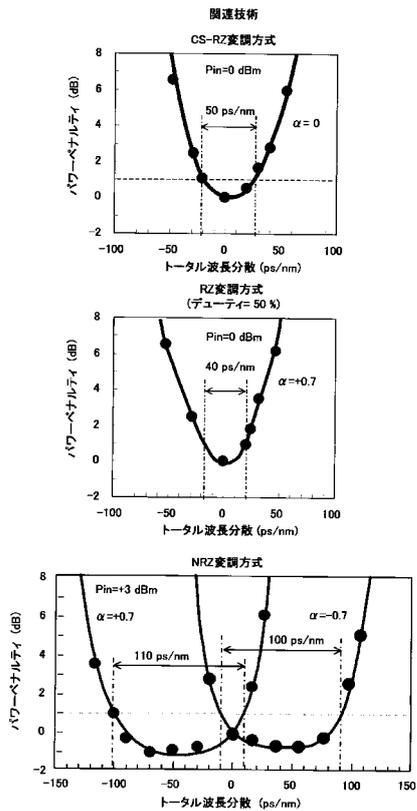
【図 27】



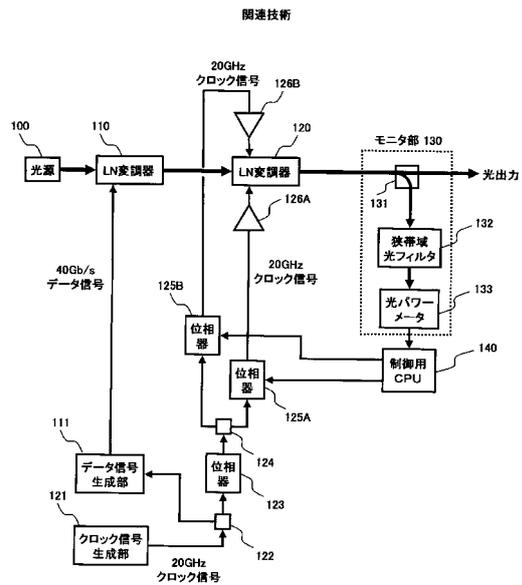
【図 28】



【図 29】



【図 30】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2002 - 164850 (JP, A)
特開2002 - 353896 (JP, A)
特開2003 - 279912 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G02F 1/00-1/125