(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2010-243767
(P2010-243767A)
(43)公開日　平成22年10月28日(2010.10.28)

(51)Int.Cl.			F I			テーマコード（参考）
G02F	1/03	(2006.01)	G02F	1/03	502	2H079
H04B	10/04	(2006.01)	H04B	9/00	L	5K102
H04B	10/06	(2006.01)				
H04B	10/142	(2006.01)				
H04B	10/152	(2006.01)				

審査請求 未請求　請求項の数 10　ＯＬ　（全 24 頁）

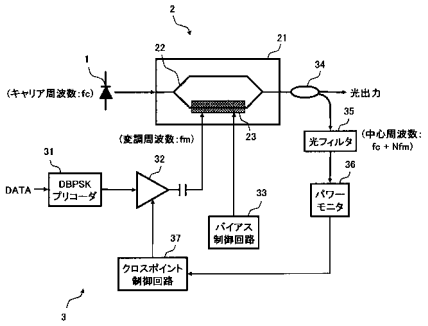
(21)出願番号　特願2009-92087(P2009-92087)
(22)出願日　平成21年4月6日(2009.4.6)

(71)出願人　000005223
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中４丁目１番１号
(74)代理人　100078330
弁理士　笹島　富二雄
(72)発明者　山下　真司
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
(72)発明者　橋本　直樹
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

最終頁に続く

(54)【発明の名称】光変調器の駆動方法および駆動装置、並びに、それを用いた光送信器

(57)【要約】　（修正有）
【課題】位相変調方式の光変調器について、駆動信号のデューティ比等の最適化を可能にし、高速な位相変調を高い精度で安定して行うことのできる駆動技術を提供する。
【解決手段】本駆動装置３は、位相変調方式の光変調器２に駆動信号を供給すると共に、光変調器２の出力光の一部を分岐し、該分岐光についてキャリア周波数から変調周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出してそのパワーを検出し、該パワーが最小値に近づくように上記駆動信号のデューティ比またはクロスポイントレベルをフィードバック制御する。
【選択図】図１



【特許請求の範囲】
【請求項１】
位相変調方式に対応した光変調器を駆動するための駆動装置であって、
入力データに従った周波数を有する駆動信号を前記光変調器に供給する駆動部と、
前記光変調器から出力される位相変調光の一部を分岐する出力光分岐部と、
前記出力光分岐部で分岐された光について、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出する光抽出部と、
前記光抽出部で抽出された光成分のパワーを検出するパワー検出部と、
前記パワー検出部で検出されるパワーに基づいて前記駆動部を制御する制御部と、
を備えたことを特徴とする駆動装置。
【請求項２】
請求項１に記載の駆動装置であって、
前記制御部は、前記パワー検出部で検出されるパワーが最小値に近づくように、前記駆動部におけるデューティ比またはクロスポイントレベルの設定を制御することを特徴とする駆動装置。
【請求項３】
請求項１または２に記載の駆動装置であって、
前記抽出部は、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた位置に透過帯域の中心周波数を有する光フィルタを含むことを特徴とする駆動装置。
【請求項４】
請求項３に記載の駆動装置であって、
前記光フィルタは、前記キャリア光の周波数の変動量に応じた透過帯域幅を有することを特徴とする駆動装置。
【請求項５】
請求項２～４のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
前記駆動部が前記入力データに同期したクロック信号を前記光変調器に供給するとき、
前記抽出部は、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記クロック信号の周波数の偶数倍離れた位置に透過帯域の中心周波数を有する光フィルタを含むことを特徴とする駆動装置。
【請求項６】
請求項１または２に記載の駆動装置であって、
前記光変調器に入力されるキャリア光の一部を分岐する入力光分岐部を備え、
前記抽出部は、前記入力光分岐部で分岐された光と前記出力光分岐部で分岐された光とを合波することで、前記駆動信号の周波数に対応したビート成分を含んだ光を出力し
前記パワー検出部は、前記抽出部の出力光を用いて前記ビート成分のパワーを検出することを特徴とする駆動装置。
【請求項７】
請求項１～６のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
前記光変調器にバイアス電圧を供給すると共に、前記光変調器から出力される位相変調光の状態を基に前記バイアス電圧を調整して前記光変調器の動作点を制御するバイアス制御部を備えたことを特徴とする駆動装置。
【請求項８】
請求項１～７のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
前記駆動信号の出力振幅を制御する駆動振幅制御部を備えたことを特徴とする駆動装置。
【請求項９】
請求項１～８のいずれか１つに記載の駆動装置と、
キャリア光を発生する光源と、
前記光源から出力されるキャリア光を、前記駆動装置から供給される駆動信号に従って

位相変調する光変調器と、
を備えたことを特徴とする光送信器。
【請求項１０】
位相変調方式に対応した光変調器を駆動するための駆動方法であって、
入力データに従った周波数を有する駆動信号を前記光変調器に供給する過程と、
前記光変調器から出力される位相変調光の一部を分岐する過程と、
該分岐した光について、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出する過程と、
該抽出した光成分のパワーを検出する過程と、
該検出したパワーが最小値に近づくように、前記駆動信号のデューティ比またはクロスポイントレベルを制御する過程と、
を含むことを特徴とする駆動方法。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、光通信システムに利用される位相変調方式に対応した光変調器の駆動方法および駆動装置、並びに、それを用いた光送信器に関する。
【背景技術】
【０００２】
近年、光通信システムにおける信号光の伝送速度は、例えば１０Ｇｂ／ｓ（ギガビット毎秒）から４０Ｇｂ／ｓへと高速化が進んでいる。このような光伝送の高速化に伴い、信号光の変調方式は、強度変調から位相変調へと移行している。強度変調方式に対する位相変調方式のメリットは、差動受信の適用により受信振幅が倍になり受信感度が３ｄＢ改善することや、信号光強度が一定であるため強度変化に伴う雑音の影響が小さく、ファイバ伝送中の非線形効果に対する耐性が高いことなどが挙げられる。
【０００３】
４０Ｇｂ／ｓ等の位相変調方式に対応した光変調器では、高速かつ大振幅の駆動信号を生成する駆動回路を実現するために、分布定数型増幅器を適用した回路構成が一般的である。このような駆動回路では、電源電圧や温度等の変動により発生する、駆動信号のデューティ比および出力振幅の変化を考慮する必要がある。なお、駆動信号のデューティ比は、当該信号のアイパターン波形におけるクロスポイントレベルとして取り扱われる場合もあるので、この場合はクロスポイントレベルの変化を考慮することになる。
【０００４】
光変調器の駆動とその制御に関する従来技術としては、入力データに対応した駆動信号に対して低周波信号を重畳し、光変調器から出力される信号光（変調光）に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、光変調器の動作点を調整する直流のバイアス電圧を制御する技術が知られている（例えば、特許文献１参照）。
【０００５】
また、キャリア抑圧ＲＺ（Carrier Suppressed Return to Zero：ＣＳ－ＲＺ)変調方式等に対応した光送信回路について、光変調器からの出力光の光スペクトルを測定し、キャリアスペクトル成分のパワー密度が最小になるようにバイアス電圧を制御する技術が提案されている（例えば、特許文献２参照）。この制御技術は、最適バイアス点においてキャリアスペクトル成分が抑圧され、バイアス点がずれるとキャリアスペクトル成分が出現するというＣＳ－ＲＺ変調方式の特性に着目して、光変調器のバイアス点を最適化している。
【先行技術文献】
【特許文献】
【０００６】
【特許文献１】特許第２６４２４９９号公報
【特許文献２】特開２００３－２３４７０３号公報

【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【０００７】
しかし、上記のような従来技術による光変調器の駆動とその制御では、前述した位相変調方式における駆動信号のデューティ比（またはクロスポイントレベル）および出力振幅の変化を制御することができないという問題点がある。すなわち、従来の制御は、光変調器の動作点を調整する直流のバイアス電圧を制御対象としたものであり、高ビットレートの入力データに従う駆動信号のデューティ比（またはクロスポイントレベル）および出力振幅までを制御してはいない。また、ＣＳ－ＲＺ等の強度変調方式と位相変調方式とでは、電源電圧や温度等の変動による光スペクトルの変化特性が異なるため、キャリアスペクトル成分をモニタするのみでは、位相変調方式における前記変動に対応した駆動信号の制御を行うことが困難である。つまり、分布定数型増幅器を用いた駆動回路により位相変調方式の光変調器を駆動する場合について、直流のバイアス電圧だけでなく、入力データに従って高速に変化する駆動信号のデューティ比（またはクロスポイントレベル）および出力振幅を最適化することのできる制御技術の実現が課題となる。
【０００８】
なお、位相変調方式における駆動信号の出力振幅の制御に関しては、後で詳しく説明するように、駆動信号に低周波信号を重畳する従来技術を応用することにより対処することが可能である。しかしながら、この応用により駆動信号のデューティ比（またはクロスポイントレベル）を最適化することは困難であり、位相変調方式に適した新たな制御手法を確立することが必要である。
【０００９】
本発明は上記の点に着目してなされたもので、位相変調方式の光変調器について、入力データに従う駆動信号のデューティ比（またはクロスポイントレベル）等の最適化を可能にし、光変調器を高速かつ高精度で安定して駆動することのできる駆動方法および駆動装置、並びに、それを用いた光送信器を提供すること目的とする。
【課題を解決するための手段】
【００１０】
上記の目的を達成するため、本発明はその一態様として位相変調方式に対応した光変調器を駆動するための駆動装置を提供する。この駆動装置は、入力データに従った周波数を有する駆動信号を前記光変調器に供給する駆動部と、前記光変調器から出力される位相変調光の一部を分岐する出力光分岐部と、前記出力光分岐部で分岐された光について、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出する光抽出部と、前記光抽出部で抽出された光成分のパワーを検出するパワー検出部と、前記パワー検出部で検出されるパワーに基づいて前記駆動部を制御する制御部と、を備える。上記駆動装置の制御部は、前記パワー検出部で検出されるパワーが最小値に近づくように、前記駆動部におけるデューティ比またはクロスポイントレベルの設定を制御するよう構成するのがよい。
【発明の効果】
【００１１】
上記のような駆動装置では、位相変調方式の光変調器を駆動する駆動信号が駆動部から光変調器に供給され、該光変調器から出力される位相変調光の一部が光分岐部で分岐される。該分岐光は、抽出部においてキャリア周波数から駆動信号の周波数（変調周波数）の整数倍離れた一部の光成分が抽出され、該光成分のパワーがパワー検出部で検出される。そして、パワー検出部の検出結果に基づいて制御部により駆動部が制御されることにより、駆動部から光変調器に供給される駆動信号が最適状態となる。この制御部による駆動部の制御は、パワー検出部で検出されるパワーが最小値に近づくようにするのが好ましく、これにより駆動信号のデューティ比またはクロスポイントレベルを最適化することができるようになり、光変調器を高速かつ高精度で安定して駆動することが可能になる。
【図面の簡単な説明】

【００１２】
【図１】本発明の第１実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
【図２】第１実施形態でのクロスポイントレベルの最適化の原理を説明する図である。
【図３】第１実施形態におけるモニタ光パワーとクロスポイントレベルの関係を示す図である。
【図４】第１実施形態におけるＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性をシミュレーションした結果を示す図である。
【図５】図４におけるクロスポイントレベルとＱペナルティの関係を示す図である。
【図６】本発明の第２実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
【図７】第２実施形態でのクロスポイントレベルの最適化を説明する図である。
【図８】第２実施形態でのクロスポイントレベルの最適化を説明する他の図である。
【図９】本発明の第３実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
【図１０】第３実施形態でのデューティ比の最適化を説明する図である。
【図１１】第３実施形態におけるモニタ光パワーとデューティ比の関係を示す図である。
【図１２】第３実施形態におけるＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性をシミュレーションした結果を示す図である。
【図１３】図１２におけるデューティ比とＱ値の関係を示す図である。
【図１４】本発明の第４実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
【図１５】第４実施形態でのバイアス電圧、出力振幅の最適化を説明する図である。
【図１６】第４実施形態でのバイアス電圧、出力振幅の最適化を説明する他の図である。
【図１７】第４実施形態でのバイアス電圧、出力振幅の最適化を説明する別の図である。
【図１８】図１５～図１７の各状態における低周波信号成分の周波数を纏めた図である。
【図１９】第４実施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】第４実施形態に関連した別の構成例を示すブロック図である。
【図２１】本発明の第５実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
【発明を実施するための形態】
【００１３】
以下、本発明の実施の形態について添付図面を参照しながら詳細に説明する。
図１は、本発明の第１実施形態による光送信器の構成を示すブロック図である。
図１において、本実施形態の光送信器は、例えば、光源１、光変調器２および駆動装置３を備えている。
【００１４】
光源１は、キャリア光（連続光）を発生して光変調器２に出力する。この光源１から光変調器２に出力されるキャリア光の周波数（以下、「キャリア周波数」と呼ぶ）をここではｆｃと表記する。上記光源１は、キャリア周波数ｆｃが固定のものであっても可変のものであってもよい。
【００１５】
光変調器２は、例えば、ニオブ酸リチウム（$LiNbO_3$：ＬＮ）等の電気光学効果を有する結晶基板２１、該基板２１に形成されたマッハツェンダ（Mach-Zehnder：ＭＺ）型光導波路２２および信号電極２３を備える。ＭＺ型光導波路２２は、光源１からのキャリア光が入力導波路の一端に入力され、該キャリア光を入力導波路の他端に位置するＹ分岐で二つに分岐して一対の分岐アームにそれぞれ送り、各分岐アームを伝搬した光を出力側のＹ分岐で一つに合波し、該合波光を出力導波路から出力する。信号電極２３は、ＭＺ型光導波路２２の一方の分岐アームに沿って設けられており、駆動装置３から出力される光変調器２を駆動するための信号が印加される。この駆動装置３からの出力信号は、４０Ｇｂ／ｓ等の高ビットレートを有する駆動信号と、光変調器２の動作点を調整するための直流のバイアス電圧とを含んでいる。
【００１６】
駆動装置３は、例えば、ＤＢＰＳＫプリコーダ３１、ドライバアンプ３２、バイアス制御回路３３、光分岐器３４、光フィルタ３５、パワーモニタ３６およびクロスポイント制

御回路３７を備える。
ＤＢＰＳＫプリコーダ３１は、外部から与えられる入力データＤＡＴＡに従って、現在の信号と１ビット前の信号との論理演算を行い、その演算結果を示す信号をドライバアンプ３２に出力する。
【００１７】
ドライバアンプ３２は、ＤＢＰＳＫプリコーダ３１の出力信号に応じて、光変調器２を駆動するための駆動信号を生成する。このドライバアンプ３２は、分布定数型増幅器を含み、高速かつ大振幅の駆動信号を生成可能な回路構成となっている。また、ドライバアンプ３２は、クロスポイント制御端子を具備しており、該クロスポイント制御端子に印加される制御電圧に応じて、駆動信号のクロスポイントレベルを調整することが可能である。この駆動信号の出力振幅は、光変調器２の周期的な駆動電圧対光強度特性の山、谷、山の区間を用いる２Ｖπの電圧に設定されている。ここではクロスポイントレベルの最適化の説明を分かり易くするために、出力振幅は変動せず２Ｖπで固定とする。出力振幅の変動への対処については後述する他の実施形態で詳しく説明する。
【００１８】
上記ドライバアンプ３２から出力される駆動信号が、直流成分をカットするコンデンサを介して光変調器２の信号電極２３に印加されることにより、１ビット前の信号に対する現在の信号の変化の有無を光の位相の変化の有無として表した２値の差動位相偏移変調（Differential Binary Phase Shift Keying：ＤＢＰＳＫ）信号光が、光変調器２で生成される。なお、上記ドライバアンプ３２から出力される駆動信号の周波数（変調周波数）をここではｆｍと表記する。
【００１９】
バイアス制御回路３３は、所要のバイアス電圧を発生して光変調器２の信号電極２３に印加する。このバイアス電圧は、２Ｖπの振幅で変化する駆動信号の中心電圧が光変調器２の駆動電圧対光強度特性の谷の部分に一致するように、光変調器２の動作点を調整する。上記バイアス制御回路３３は、ここでは具体的な構成の図示を省略しているが、前述したような公知の制御技術を用いて、温度変動等による動作点ドリフトが補償されるようにバイアス電圧を最適化する機能を備えるのが好ましい。
【００２０】
光分岐器３４は、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光の一部をモニタ光として分岐し、該モニタ光を光フィルタ３５に出力する。この光分岐器３４の分岐比は、後述するパワーモニタ３６における光パワーの検出感度に応じて適宜に設定することが可能である。
【００２１】
光フィルタ３５は、光分岐器３４からのモニタ光に含まれる、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた一部のスペクトル成分を抽出可能な透過帯域を有している。この光フィルタ３５は、透過帯域の中心周波数がｆｃ＋Ｎｆｍ（ただし、Ｎは０を除く整数の一つとする）となるように設計されているのが好ましい。例えば、Ｎ＝１の場合、キャリア周波数ｆｃよりも高周波側に変調周波数ｆｍだけ離れたスペクトル成分が抽出され、Ｎ＝－１の場合、キャリア周波数ｆｃよりも低周波側に変調周波数ｆｍだけ離れたスペクトル成分が抽出されることになる。この光フィルタ３５の透過帯域幅に関しては、光源１の出力周波数の変動量を考慮して設計するのが望ましい。
【００２２】
パワーモニタ３６は、光フィルタ３５の透過光を図示しない受光素子等で電気信号に変換し、該電気信号を用いて光フィルタ３５の透過光のパワーを検出して、その結果をクロスポイント制御回路３７に伝える。
【００２３】
クロスポイント制御回路３７は、パワーモニタ３６で検出される周波数ｆｃ＋Ｎｆｍのスペクトル成分のパワーに基づいて、ドライバアンプ３２から出力される駆動信号のクロスポイントレベルを最適化する。クロスポイントレベルは、駆動信号のアイパターン波形

における立ち上がりと立ち下りがクロスする信号レベルのことである。このクロスポイントレベルの最適化は、次に説明する原理に従って、パワーモニタ３６でのモニタ値が最小値に近づくように、ドライバアンプ３２に具備されたクロスポイント制御端子に印加する制御電圧をフィードバック制御することにより実現される。なお、クロスポイントレベルをデューティ比として取り扱う場合には、クロスポイントレベルの最適化をデューティ比の最適化と置き換えて考えればよい。

【００２４】

図２は、上記クロスポイントレベルの最適化の原理を説明するための図である。図２の上段は、光変調器２の信号電極２３に印加される駆動信号の波形をクロスポイントレベルに応じて例示している。また、図２の中段および下段は、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光について、上段の各駆動信号に対応した出力波形および光スペクトルをそれぞれ示している。なお、下段の光スペクトルは、キャリア周波数ｆｃを基準（中心）にして横軸の周波数を設定している。クロスポイントレベルの表記は、ここでは駆動信号の振幅に対する割合（％）を用いており、クロスポイントが駆動信号のローレベルとハイレベルの間のちょうど中央に位置する状態を５０％（図２の左側）とし、クロスポイントがハイレベル側にずれた状態の例として６７％（図２の中央）および８３％（図２の右側）を挙げている。

【００２５】

図２より、駆動信号のクロスポイントレベルが５０％の最適状態にある場合には、ＤＢＰＳＫ信号光のスペクトルにおいて、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた位置にピークが立たないことが分かる。これは、クロスポイントレベルが５０％の最適状態では、ＤＢＰＳＫ信号光の位相０およびπに対応した光成分が互いに打ち消し合うためである。一方、駆動信号のクロスポイントレベルが最適状態からずれた場合には、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた位置にピークが発生し、最適状態からのずれ量の増加と伴にピークパワーが増大することが分かる。これはＤＢＰＳＫ信号光の位相０およびπに対応した光成分のバランスが崩れるためである。なお、位相変調方式の場合、強度変調方式の場合とは異なり、位相変調光のキャリア周波数ｆｃのスペクトル成分のパワーに変化は生じない。

【００２６】

したがって、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光について、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた一部のスペクトル成分を抽出してそのパワーをモニタし、該モニタ値が最小値に近づくように、ドライバアンプ３２におけるクロスポイントレベルの設定電圧をフィードバック制御することにより、光変調器２を駆動する駆動信号のクロスポイントレベルを最適化することができる。

【００２７】

図３は、光変調器２の出力光における周波数ｆｃ＋Ｎｆｍのスペクトル成分のパワーと、駆動信号のクロスポイントレベルとの関係をシミュレーションした結果の一例である。このシミュレーションでは、光フィルタ３５の透過帯域について、１次ガウシアン形状かつ３ｄＢ帯域幅が１０ＧＨｚという条件を設定し、光源１から出力されるキャリア光の波長変動として０～±３０ｐｍの範囲を想定している。このような光フィルタ３５および光源１の条件は、共に標準品として入手可能なスペックに対応するものである。

【００２８】

図３より明らかなように、標準的な光源１における出力波長（周波数）の変動程度であれば、既存の光フィルタ３５の透過帯域幅を適切に設定しておくことで、前述したような原理に従うドライバアンプ３２のフィードバック制御により駆動信号のクロスポイントレベルを最適状態に保持できることが分かる。

【００２９】

上記のような駆動装置３が適用された光送信器では、光源１から出力されるキャリア光が光変調器２のＭＺ型光導波路２２の一端より入力される。光変調器２では、駆動装置３より出力される駆動信号およびバイアス電圧が信号電極２３に印加され、当該電界による

電気光学効果によってＭＺ型光導波路２２の屈折率が変化することで、該ＭＺ型光導波路２２を伝搬するキャリア光がＤＢＰＳＫ変調方式で変調される。

【００３０】

光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光は、その一部が光分岐器３４でモニタ光として分岐されて光フィルタ３５に与えられる。光フィルタ３５では、モニタ光よりキャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた一部のスペクトル成分が抽出され、それがパワーモニタ３６に出力される。パワーモニタ３６では、光フィルタ３５の透過光のパワーが検出され、その結果を示す電気信号がクロスポイント制御回路３７に伝えられる。

【００３１】

クロスポイント制御回路３７では、前述した原理に従って、パワーモニタ３６で検出される周波数ｆｃ＋Ｎｆｍのスペクトル成分のパワーが最小値に近づくように、ドライバアンプ３２のクロスポイント制御電圧のフィードバック制御が行われる。これにより、電源電圧や温度等に変動が生じても、ドライバアンプ３２から光変調器２に供給される駆動信号のクロスポイントレベルが５０％の最適状態に保持されるようになる。よって、光変調器２におけるキャリア光の位相変調を安定して行うことが可能になる。

【００３２】

図４および図５は、上記光送信器から出力されるＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性をシミュレーションした結果の一例である。図４の上段は、駆動信号のクロスポイントレベルが５０％の最適状態とされている場合の、光変調器２の駆動信号波形および光出力波形（ＤＢＰＳＫ信号光の送信波形）と、該ＤＢＰＳＫ信号光の受信波形とを示している。これに対して図４の下段は、駆動信号のクロスポイントレベルが７５％、つまり、最適状態から２５％ずれた場合の上記各波形を示している。また、図５は、駆動信号のクロスポイントレベルに対する受信端でのＱペナルティの関係を示している。

【００３３】

図４および図５のシミュレーション結果より、駆動信号のクロスポイントレベルを最適状態に制御することによって、ＤＢＰＳＫ信号光の受信波形の劣化を効果的に抑えることができるのが分かる。この例では、クロスポイントレベルの２５％の変動を補償することにより、Ｑペナルティで約３ｄＢの伝送特性改善が可能になっている。つまり、駆動信号のクロスポイントレベルの変動に対して優れた耐性をもつ光送信器を構成することによって、ＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性を向上させることが可能になる。

【００３４】

次に、本発明による光送信器の第２実施形態について説明する。

上記第１実施形態では、ＤＢＰＳＫ変調方式に対応した光送信器の一例を説明したが、その他の位相変調方式に対応した光送信器についても、ＤＢＰＳＫの場合と同様の原理に従って、駆動信号のクロスポイントレベルを最適化することが可能である。そこで、第２実施形態では、例えば４値の光差動位相偏移変調（Differential Quadrature Phase Shift Keying：ＤＱＰＳＫ）方式に対応した光送信器について説明する。

【００３５】

図６は、第２実施形態の光送信器の構成を示すブロック図である。

図６において、本実施形態の光送信器は、上記第１実施形態の場合と同様の光源１と、ＤＱＰＳＫ変調方式に対応した光変調器２’および駆動装置３’とを備える。

【００３６】

光変調器２’は、ＬＮ等の電気光学効果を有する基板２１、該基板２１に形成されたＭＺ型光導波路２２，２２Ａ，２２Ｂおよび信号電極２３Ａ，２３Ｂを備える。ＭＺ型光導波路２２は、その一対の分岐アーム上に、さらに２つのＭＺ型光導波路２２Ａ，２２Ｂが設けられている。ここでは、ＭＺ型光導波路２２を「親マッハツェンダ」と呼び、ＭＺ型光導波路２２Ａ，２２Ｂを「子マッハツェンダ」と呼ぶことにする。

【００３７】

親マッハツェンダ２２は、光源１からのキャリア光を２つに分岐し、各分岐アーム上の子マッハツェンダ２２Ａ，２２Ｂにそれぞれ与える。子マッハツェンダ２２Ａ，２２Ｂは

、各々の分岐アームの一方に沿って信号電極２３Ａ，２３Ｂが配置されている。各信号電極２３Ａ，２３Ｂには、駆動装置３からの出力信号（駆動信号およびバイアス電圧）がそれぞれ印加され、該信号により生じる電界によって各分岐アームの屈折率が変化して、各々の導波光が位相変調される。

【００３８】

２つの子マッハツェンダ２２Ａ，２２Ｂのうちの一方（ここでは、子マッハツェンダ２２Ｂ）から出力される位相変調光は、位相シフト部２４に与えられる。位相シフト部２４は、子マッハツェンダ２２Ｂからの出力光の位相をπ／２シフトさせる。位相シフト部２４から出力される位相変調光（Ｑ成分）は、親マッハツェンダ２２により、他方の子マッハツェンダ２２Ａから出力される位相変調光（Ｉ成分）と合波される。これにより位相がπ／４，３π／４，５π／４および７π／４の４値で変化するＤＱＰＳＫ信号光が生成される。

【００３９】

駆動装置３’は、例えば、ＤＱＰＳＫプリコーダ３１’、ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂ、バイアス制御回路３３Ａ，３３Ｂ、光分岐器３４、光フィルタ３５、パワーモニタ３６およびクロスポイント制御回路３７Ａ，３７Ｂを備える。

【００４０】

ＤＱＰＳＫプリコーダ３１’は、外部から与えられる異なる入力データＤＡＴＡに従って、現在の信号と１ビット前の信号との論理演算をそれぞれ行い、各々の演算結果を示す信号を各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂに出力する。このＤＱＰＳＫプリコーダ３１’から出力される各信号のビットレートに対して、光変調器２’から出力されるＤＱＰＳＫ信号光のビットレートは２倍になる。このため、例えば４０Ｇｂ／ｓのＤＱＰＳＫ信号光を送信するためには、２０Ｇｂ／ｓの信号がＤＱＰＳＫプリコーダ３１’から各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂに出力される。

【００４１】

各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂは、ＤＱＰＳＫプリコーダ３１’の出力信号に応じて、子マッハツェンダ２２Ａ，２２Ｂを駆動するための駆動信号を生成する。各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂの回路構成は、第１実施形態で用いたドライバアンプ３２と同様である。各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂで生成された駆動信号は、それぞれ、直流成分をカットするコンデンサを介して光変調器２’の各信号電極２３Ａ，２３Ｂに印加される。各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂから出力される駆動信号の周波数をここではｆｍと表記することにする。この場合、光変調器２’全体での変調周波数は２ｆｍとなる。

【００４２】

各バイアス制御回路３３Ａ，３３Ｂは、所要のバイアス電圧を発生して光変調器２’の信号電極２３Ａ，２３Ｂにそれぞれ印加する。各バイアス制御回路３３Ａ，３３Ｂの構成は、第１実施形態で用いたバイアス制御回路３３と同様である。

【００４３】

光分岐器３４は、光変調器２’から出力されるＤＱＰＳＫ信号光の一部をモニタ光として分岐し、該モニタ光を光フィルタ３５に出力する。この光分岐器３４の分岐比は、第１実施形態の場合と同様に、パワーモニタ３６における光パワーの検出感度に応じて適宜に設定することが可能である。

光フィルタ３５も、第１実施形態の場合と同様に、透過帯域の中心周波数がｆｃ＋Ｎｆｍ（ただし、Ｎは０を除く整数の一つとする）となるように設計されている。

【００４４】

パワーモニタ３６も、第１実施形態の場合と同様に構成されており、光フィルタ３５の透過光パワーの検出結果を各クロスポイント制御回路３７Ａ，３７Ｂにそれぞれ伝える。

各クロスポイント制御回路３７Ａ，Ｂは、パワーモニタ３６でのモニタ値が最小値に近づくように、各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂに具備されたクロスポイント制御端子に印加する制御電圧をフィードバック制御することにより、各々に対応した駆動信号のクロスポイントレベルを５０％の最適状態にする。

【００４５】
図７および図８は、ＤＱＰＳＫ変調方式におけるクロスポイントレベルの最適化を説明する図である。図７は、ドライバアンプ３２Ａから出力されるＩ成分側の駆動信号のクロスポイントレベルと、ドライバアンプ３２Ｂから出力されるＱ成分側の駆動信号のクロスポイントレベルとが、同じ割合で変動した場合である。一方、図８は、Ｉ成分側およびＱ成分側の各駆動信号のクロスポイントレベルが異なる割合で変動した場合である。
【００４６】
図７および図８より、Ｉ成分側およびＱ成分側の各駆動信号のクロスポイントレベルが５０％の最適状態にある場合には、ＤＱＰＳＫ信号光のスペクトルにおいて、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた周波数にピークが立たないことが分かる。一方、Ｉ成分側およびＱ成分側の各駆動信号の一方若しくは双方のクロスポイントレベルが最適状態からずれた場合には、当該ずれ量の増大と伴に、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた周波数のスペクトル成分のピークパワーが大きくなることが分かる。つまり、ＤＱＰＳＫ変調方式についても、前述した第１実施形態の場合と同様の原理に従って、Ｉ成分側およびＱ成分側の各駆動信号のクロスポイントレベルを最適化することが可能である。
【００４７】
光変調器２’の出力光より光フィルタ３５で抽出するスペクトル成分の周波数は、例えば、光変調器２’から出力されるＤＱＰＳＫ信号光の周波数が各駆動信号の周波数ｆｍの２倍となることに対応させて、周波数ｆｃ＋２ｆｍ（またはｆｃ－２ｆｍ）に設定してもよい。ただし、光フィルタ３５で抽出するスペクトル成分の周波数は上記に限定されるものではなく、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍離れた周波数のいずれかであればよい。
【００４８】
そして、光フィルタ３５の透過光パワーをパワーモニタ３６で検出し、該モニタ値が最小値に近づくように、各クロスポイント制御回路３７Ａ，３７Ｂが各ドライバアンプ３２Ａ，３２Ｂのクロスポイント設定電圧をそれぞれフィードバック制御する。これにより、光変調器２’を駆動するＩ成分側およびＱ成分側の各駆動信号のクロスポイントレベルを５０％の最適状態に維持することができる。
【００４９】
次に、本発明による光送信器の第３実施形態について説明する。ここでは、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ変調方式に対応した光送信器について説明する。
図９は、第３実施形態の光送信器の構成を示すブロック図である。
図９において、本実施形態の光送信器は、前述した第１実施形態の場合と同様の光源１および光変調器２と、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光をＲＺパルス化する光変調器２”と、各光変調器２，２”を駆動する駆動装置３”とを備える。
【００５０】
光変調器２”は、前段の光変調器２と基本的に同じ構成であり、ＬＮ等の電気光学効果を有する結晶基板２１、該基板２１に形成されたＭＺ型光導波路２２および信号電極２３を備える。この光変調器２”は、入力データＤＡＴＡに同期したクロック信号ＣＬＫに従って駆動され、入力光（ＤＢＰＳＫ信号光）を強度変調してＲＺパルス化する。
【００５１】
駆動装置３”は、ＤＢＰＳＫプリコーダ３１、ドライバアンプ３２，３２”、バイアス制御回路３３，３３”、光分岐器３４、光フィルタ３５”、パワーモニタ３６、クロスポイント制御回路３７およびデューティ制御回路３８を備える。なお、ＤＢＰＳＫプリコーダ３１、ドライバアンプ３２、バイアス制御回路３３、光分岐器３４、パワーモニタ３６およびクロスポイント制御回路３７は、前述した第１実施形態の場合と同じであるので、ここでの説明を省略する。
【００５２】
ドライバアンプ３２”は、入力データＤＡＴＡに同期した周波数ｆｍのクロック信号Ｃ

ＬＫが入力され、該クロック信号ＣＬＫに応じて光変調器２”を駆動するための駆動信号を生成する。このドライバアンプ３２”は、デューティ制御端子を具備しており、該デューティ制御端子に印加される制御電圧に応じて、駆動信号のデューティ比を調整することが可能である。この駆動信号の出力振幅は、光変調器２”の周期的な駆動電圧対光強度特性の山と谷の区間を用いるＶπの電圧に設定されている。駆動信号の周波数は、クロック周波数と同じｆｍである。

【００５３】

バイアス制御回路３３”は、所要のバイアス電圧を発生して光変調器２”の信号電極２３に印加する。このバイアス電圧は、Ｖπの振幅で変化する駆動信号の中心電圧が光変調器２”の駆動電圧対光強度特性の山と谷の中間に一致するように、光変調器２の動作点を調整する。上記バイアス制御回路３３”は、ここでは具体的な構成の図示を省略しているが、前述したような公知の制御技術を用いて、温度変動等による動作点ドリフトが補償されるようにバイアス電圧を最適化する機能を備えるのが好ましい。

【００５４】

光フィルタ３５”は、光分岐器３４からのモニタ光に含まれる、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの偶数倍離れた一部のスペクトル成分を抽出可能な透過帯域を有している。この光フィルタ３５”は、透過帯域の中心周波数がｆｃ＋２Ｎｆｍ（ただし、Ｎは０を除く整数の一つとする）となるように設計されているのが好ましい。上記光フィルタ３５”の透過帯域幅に関しては、第１実施形態の場合と同様に、光源１の出力周波数の変動量を考慮して設計するのが好ましい。

【００５５】

デューティ制御回路３８は、パワーモニタ３６で検出される周波数ｆｃ＋２Ｎｆｍのスペクトル成分のパワーに基づいて、ドライバアンプ３２”から出力される駆動信号のデューティ比を最適化する。このデューティ比の最適化は、パワーモニタ３６でのモニタ値が最小値に近づくように、ドライバアンプ３２”に具備されたデューティ制御端子に印加する制御電圧をフィードバック制御することにより実現される。

【００５６】

図１０は、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ変調方式における光変調器２”側の駆動信号のデューティ比の最適化を説明する図である。図１０の上段は、光変調器２”側の駆動信号の波形をデューティ比に応じて例示している。また、図１０の中段および下段は、光変調器２”から出力されるＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光について、上段の各駆動信号に対応した出力波形および光スペクトルをそれぞれ示している。デューティ比は、駆動信号の１周期においてハイレベル側が占める割合（％）で表記し、図１０の中央に示す５０％が最適状態、図１０の左右に示した２０％および８０％がデューティ比のずれた状態を表している。

【００５７】

図１０より、光変調器２”側の駆動信号のデューティ比が５０％の最適状態にある場合には、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光のスペクトルにおいて、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの偶数倍離れた位置に谷間が生じることが分かる。一方、駆動信号のデューティ比が最適状態からずれると、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの偶数倍離れた位置のパワーが増加することが分かる。したがって、光変調器２”から出力されるＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光について、キャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの偶数倍離れた一部のスペクトル成分を抽出してそのパワーをモニタし、該モニタ値が最小値に近づくように、ドライバアンプ３２”におけるデューティ比の設定電圧をフィードバック制御することにより、光変調器２”を駆動する駆動信号のデューティ比を最適化することができる。

【００５８】

図１１は、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光における周波数ｆｃ＋２Ｎｆｍのスペクトル成分のパワーと、光変調器２”の駆動信号のデューティ比との関係をシミュレーションした結果の一例である。このシミュレーションでは、光フィルタ３５”の透過帯域について、１次ガウシアン形状かつ３ｄＢ帯域幅が１０ＧＨｚ～３０ＧＨｚという条件を設定している。図１１より、光フィルタ３５”の透過帯域幅を適切に設定しておけば、上記のようなドラ

イバアンプ３２”のフィードバック制御により駆動信号のデューティ比を最適状態に保持できることが分かる。

【００５９】

なお、前段のＤＢＰＳＫ信号光を生成する光変調器２の駆動および制御については、パワーモニタ３６でのモニタ値が、デューティ制御回路３８だけでなくクロスポイント制御回路３７にも伝えられ、前述した第１実施形態の場合と同様にして、上記モニタ値が最小値に近づくように、ドライバアンプ３２におけるクロスポイントレベルの設定電圧がフィードバック制御される。このクロスポイント制御回路３７によるドライバアンプ３２のフィードバック制御と、デューティ制御回路３８によるドライバアンプ３２”のフィードバック制御とは、所要の制御シーケンスに従って各々の制御を切り替えて行うのが好ましい。

【００６０】

図１２および図１３は、本実施形態の光送信器から出力されるＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性をシミュレーションした結果の一例である。図１２の上段は、光変調器２”の駆動信号の波形をデューティ比に応じて示している。図１２の中段は、光送信器から出力されるＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光のスペクトルを、上段の各駆動信号に対応させて示している。図１２の下段は、中段の各ＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光に対応した受信波形を示している。また、図１３は、光変調器２”の駆動信号のデューティ比に対する受信端でのＱ値の関係を示している。

【００６１】

図１２および図１３のシミュレーション結果より、光変調器２”の駆動信号のデューティ比を最適状態に制御することによって、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光の受信波形の劣化を効果的に抑えることができるのが分かる。この例では、デューティ比の４０％の変動を補償することにより、Ｑ値で約３ｄＢの伝送特性改善が可能になっている。つまり、各光変調器２，２”の駆動信号のクロスポイントレベルやデューティ比の変動に対して優れた耐性をもつ光送信器を構成することによって、ＲＺ－ＤＢＰＳＫ信号光の伝送特性を向上させることが可能になる。

【００６２】

なお、上述した第１～第３実施形態では、キャリア光の位相変調方式として、ＤＢＰＳＫ変調方式、ＤＱＰＳＫ変調方式およびＲＺ－ＤＢＰＳＫ変調方式にそれぞれ対応した構成例を説明したが、本発明の適用可能な位相変調方式は上記の例に限定されない。例えば、８値のＤＰＳＫ変調方式や、差動タイプではない多値のＰＳＫ変調方式、これらの位相変調と強度変調を組み合わせた方式、或いは、多値の直交振幅変調（Quadrature amplitude modulation：ＱＡＭ）方式などにも本発明は有効である。

【００６３】

次に、本発明による光送信器の第４実施形態について説明する。

第４実施形態では、例えば、上述した第１実施形態について、駆動信号のクロスポイントレベルの最適化と共に、バイアス電圧の最適化および駆動信号の出力振幅の最適化も同時に行うようにした応用例を説明する。

【００６４】

図１４は、第４実施形態の光送信器の構成を示すブロック図である。

本実施形態の光送信器は、バイアス電圧の最適化を行うための構成として、発振回路４１、受光回路４２、バンドパスフィルタ（ＢＰＦ）４３および信号処理回路４４を追加している。また、駆動信号の出力振幅の最適化を行うための構成として、振幅制御回路４５、発振回路４６、バンドパスフィルタ（ＢＰＦ）４７および信号処理回路４８を追加している。なお、受光回路４２は、駆動信号の出力振幅の最適化でも共用する。

【００６５】

具体的に、発振回路４１は、変調周波数ｆｍよりも十分に低い周波数ｆｏの低周波信号を発生してバイアス制御回路３３に出力する。バイアス制御回路３３は、発振回路４１からの低周波信号を重畳したバイアス電圧を光変調器２の信号電極２３に与える。これによ

り、光変調器２を駆動する信号（ドライバアンプ３２からの駆動信号とバイアス制御回路３３からのバイアス電圧とを足し合わせた信号）のハイレベルおよびローレベルに対して、周波数ｆｏの低周波信号が同位相で重畳されることになる。また、発振回路４６は、変調周波数ｆｍよりも十分に低く、かつ、上記発振回路４１の周波数ｆｏとは異なる周波数ｆｏ’の低周波信号を発生して振幅制御回路４５に出力する。振幅制御回路４５は、ドライバアンプ３２で生成される駆動信号のハイレベルおよびローレベルに対して、発振回路４６からの低周波信号を逆位相で重畳する振幅制御信号を生成する。これにより、光変調器２で生成されるＤＢＰＳＫ信号光には、ｆｏの低周波信号成分と、ｆｏ’の低周波信号成分とが含まれ得るようになる。

【００６６】

受光回路４２は、光変調器２のＭＺ型光導波路２２の出力部分から外部に漏れ出る光を受光して電気信号に変換し、該電気信号を各ＢＰＦ４３，４７にそれぞれ出力する。なお、ここでは、ＭＺ型光導波路２２の漏れ光を利用してＤＢＰＳＫ信号光の一部をモニタする一例を示したが、光変調器２の出力端に接続する光路上に光分岐器を挿入し、該光分岐器の分岐光を受光して光電変換するようにしてもよい。

【００６７】

ＢＰＦ４３は、受光回路４２からの出力信号に含まれるｆｏの低周波信号成分を抽出して信号処理回路４４に出力する。信号処理回路４４は、ＢＰＦ４３からの出力信号を処理することにより、ｆｏの低周波信号成分の位相および振幅情報を取得し、その情報をバイアス制御回路３３に伝える。バイアス制御回路３３は、信号処理回路４４からの情報を用いて、ＤＢＰＳＫ信号光に含まれるｆｏの低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、バイアス電圧のレベルをフィードバック制御する。これにより、光変調器２の動作点が最適化されるようになる。

【００６８】

また、ＢＰＦ４７は、受光回路４２からの出力信号に含まれるｆｏ’の低周波信号成分を抽出して信号処理回路４８に出力する。信号処理回路４８は、ＢＰＦ４７からの出力信号を処理することにより、ｆｏ’の低周波信号成分の位相および振幅情報を取得し、その情報を振幅制御回路４５に伝える。振幅制御回路４５は、信号処理回路４８からの情報を用いて、ＤＢＰＳＫ信号光に含まれるｆｏ’の低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、ドライバアンプ３２で生成される駆動信号の出力振幅をフィードバック制御するための振幅制御信号を生成し、それをドライバアンプ３２に出力する。これにより、クロスポイントレベルだけでなく出力振幅も最適化された駆動信号がドライバアンプ３２から光変調器２の信号電極２３に出力されるようになる。

【００６９】

ここで、バイアス電圧の最適化および駆動信号の出力振幅の最適化の原理について図１５～図１７を参照しながら説明する。以下の説明では、バイアス電圧をＶｂとし、駆動信号の出力振幅をＶｄｒｖとする。図１５は、駆動信号の出力振幅Ｖｄｒｖが、光変調器２の周期的な駆動電圧対光強度特性における山、谷、山の区間の２Ｖπに一致した状態で、バイアス電圧Ｖｂを変化させた場合を示している。また、図１６は、駆動信号の出力振幅Ｖｄｒｖが２Ｖπよりも小さい状態で、バイアス電圧Ｖｂを変化させた場合を示している。さらに、図１７は、駆動信号の出力振幅Ｖｄｒｖが２Ｖπよりも大きい状態で、バイアス電圧Ｖｂを変化させた場合を示している。

【００７０】

各図の左下は、駆動信号の波形を示しており、駆動信号のハイレベルおよびローレベルに対しては、バイアス電圧の最適化に用いる周波数ｆｏの低周波信号（太実線）が同位相で重畳されると共に、出力振幅の最適化に用いる周波数ｆｏ’の低周波信号（細実線および細破線）が逆位相で重畳される。各図の左上は、光変調器２の周期的な駆動電圧対光強度特性と駆動信号と相対的な関係、つまり、バイアス電圧Ｖｂが最適状態にあるか否かを表しており、太線（ａ）はバイアス電圧Ｖｂが最適状態にある場合、細線（ｂ）（ｃ）はバイアス電圧Ｖｂが最適状態からずれている場合に対応している。バイアス電圧Ｖｂの最

適状態からのずれ量をΔＶｂで表すと、（ａ）はΔＶｂ＝０、（ｂ）はΔＶｂ＞０、（ｃ）はΔＶｂ＜０となる。各図の右側は、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光の上記（ａ）～（ｃ）の各状態に対応した正相モニタ波形を示している。

【００７１】

まず、図１５に示す駆動信号の出力振幅が最適状態にある場合（Ｖｄｒｖ＝２Ｖπ）を考える。この場合、バイアス電圧Ｖｂが最適状態になっていると（ΔＶｂ＝０）、右側上段（ａ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数＋２ｆｏの低周波信号成分と、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数＋２ｆｏ’の低周波信号成分とが出現する。一方、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも大きくなると（ΔＶｂ＞０）、右側中段（ｂ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数－ｆｏの低周波信号成分のみが出現し、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく成分は互いに打ち消し合うので出現しない。また、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも小さくなると（ΔＶｂ＜０）、右側下段（ｃ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数＋ｆｏの低周波信号成分のみが出現し、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく成分は互いに打ち消し合うので出現しない。

【００７２】

次に、図１６に示す駆動信号の出力振幅が最適状態よりも小さい場合（Ｖｄｒｖ＜２Ｖπ）を考える。この場合、バイアス電圧Ｖｂが最適状態になっていると（ΔＶｂ＝０）、右側上段（ａ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数＋ｆｏ’の低周波信号成分のみが出現し、周波数ｆｏの低周波信号に基づく成分は互いに打ち消し合うので出現しない。一方、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも大きくなると（ΔＶｂ＞０）、右側中段（ｂ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数－ｆｏ，＋２ｆｏの低周波信号成分と、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数＋ｆｏ’，＋２ｆｏ’の低周波信号成分とが出現する。また、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも小さくなると（ΔＶｂ＜０）、右側下段（ｃ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数＋ｆｏ，＋２ｆｏの低周波信号成分と、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数＋ｆｏ’，＋２ｆｏ’の低周波信号成分とが出現する。

【００７３】

次に、図１７に示す駆動信号の出力振幅が最適状態よりも大きい場合（Ｖｄｒｖ＞２Ｖπ）を考える。この場合、バイアス電圧Ｖｂが最適状態になっていると（ΔＶｂ＝０）、右側上段（ａ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数－ｆｏ’の低周波信号成分のみが出現し、周波数ｆｏの低周波信号に基づく成分は互いに打ち消し合うので出現しない。一方、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも大きくなると（ΔＶｂ＞０）、右側中段（ｂ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数－ｆｏ，＋２ｆｏの低周波信号成分と、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数－ｆｏ’，＋２ｆｏ’の低周波信号成分とが出現する。また、バイアス電圧Ｖｂが最適状態よりも小さくなると（ΔＶｂ＜０）、右側下段（ｃ）に示すように、光変調器２の光出力の正相モニタ波形には、周波数ｆｏの低周波信号に基づく周波数＋ｆｏ，＋２ｆｏの低周波信号成分と、周波数ｆｏ’の低周波信号に基づく周波数－ｆｏ’，＋２ｆｏ’の低周波信号成分とが出現する。

【００７４】

図１８は、上記の各状態に対応させて、光変調器２の光出力の正相モニタ波形に出現する低周波信号成分の周波数を纏めたものである。図１８中央の太線で囲んだ部分が、バイアス電圧および駆動信号の出力振幅の双方が最適状態となる場合に該当しており、周波数＋２ｆｏ，＋２ｆｏ’の低周波信号成分が出現する、言い換えると、周波数ｆｏ，ｆｏ’の低周波信号成分は出現しないことが分かる。したがって、光変調器２から出力されるＤ

ＢＰＳＫ信号光に含まれる周波数ｆｏ，ｆｏ’の低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、バイアス電圧および駆動信号の出力振幅のフィードバック制御を行うことにより、光変調器２の駆動状態を最適点に追い込むことが可能になる。具体的には、バイアス制御回路３３が、信号処理回路４４からの情報を用いて、ＤＢＰＳＫ信号光に含まれるｆｏの低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、バイアス電圧のレベルをフィードバック制御すると共に、振幅制御回路４５が、信号処理回路４８からの情報を用いて、ＤＢＰＳＫ信号光に含まれるｆｏ’の低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、ドライバアンプ３２で生成される駆動信号の出力振幅をフィードバック制御すればよい。

【００７５】

上記のように第４実施形態の光送信器によれば、上述した第１実施形態の場合と同様に駆動信号のクロスポイントレベルを最適化できると共に、バイアス電圧および駆動信号の出力振幅も同時に最適化できるため、光変調器２における位相変調を高い精度で安定して行うことが可能になる。

【００７６】

なお、上記第４実施形態では、第１実施形態の構成について、バイアス電圧および駆動信号の出力振幅の最適化が適用される場合を示したが、他の第２、第３実施形態についても同様にしてバイアス電圧および駆動信号の出力振幅の最適化を行うことが可能である。

【００７７】

また、上記第４実施形態では、駆動信号のクロスポイントレベルの最適化と共に、バイアス電圧の最適化および駆動信号の出力振幅の最適化の双方を同時に行うようにしたが、光送信器の使用条件等に応じて、バイアス電圧の最適化および駆動信号の出力振幅の最適化のいずれか一方を行うことも勿論可能である。図１９に、駆動信号のクロスポイントレベルの最適化と共に、バイアス電圧の最適化を行う場合の構成例を示し、図２０に、駆動信号のクロスポイントレベルの最適化と共に、駆動信号の出力振幅の最適化を行う場合の構成例を示しておく。

【００７８】

次に、本発明による光送信器の第５実施形態について説明する。

上述した第１～第４実施形態では、光変調器の出力光より分岐したモニタ光を光フィルタに与えてキャリア周波数ｆｃから変調周波数ｆｍの整数倍若しくは偶数倍離れた一部のスペクトル成分を抽出し、そのスペクトル成分のパワーを基に駆動信号のクロスポイントレベル若しくはデューティ比を最適化するようにした。第５実施形態では、上記光フィルタに代わる手段として、光源の出力光と光変調器の出力光とを合波することにより変調周波数ｆｍのビート成分を発生させるようにし、該変調周波数ｆｍのビート成分を基にクロスポイントレベルの最適化を行うようにした変形例を説明する。

【００７９】

図２１は、第５実施形態の光送信器の構成を示すブロック図である。

図２１において、本実施形態の光送信器は、例えば、上述した第１実施形態の場合と同様の光源１および光変調器２と、上記変調周波数ｆｍのビート成分に対応した駆動装置５とを備える。

【００８０】

駆動装置５は、ＤＢＰＳＫプリコーダ５１、ドライバアンプ５２、バイアス制御回路５３、光分岐器５４，５５、光合波器５６、ビート検出部５７およびクロスポイント制御回路５８を備える。なお、ＤＢＰＳＫプリコーダ５１、ドライバアンプ５２およびバイアス制御回路５３は、上述した第１実施形態のＤＢＰＳＫプリコーダ３１、ドライバアンプ３２およびバイアス制御回路３３と同様であるのでここでの説明を省略する。

【００８１】

光分岐器５４は、光源１および光変調器２の入力端の間に挿入され、光源１から出力されるキャリア光の一部を分岐し、該分岐光を光合波器５６に出力する。光分岐器５５は、光変調器２から出力されるＤＢＰＳＫ信号光の一部を分岐し、該分岐光を光合波器５６に出力する。

【００８２】
光合波器５６は、各光分岐器５４，５５からの出力光を一つに合波することにより、変調周波数ｆｍのビート成分を含んだ光を生成してビート検出部５７に出力する。
ビート検出部５７は、光合波器５６の出力光を受光素子等により電気信号に変換し、該電気信号より変調周波数ｆｍのビート成分のパワーを検出し、その結果をクロスポイント制御回路５８に伝える。
【００８３】
クロスポイント制御回路５８は、ビート検出部５７での検出結果に基づいて、変調周波数ｆｍのビート成分のパワーが最小値に近づくように、ドライバアンプ３２に具備されたクロスポイント制御端子に印加する制御電圧をフィードバック制御することで、駆動信号のクロスポイントレベルを最適化する。このクロスポイントレベルの最適化は、上述の第１実施形態で説明した場合と基本的に同様な原理に従って行われる。すなわち、駆動信号のクロスポイントレベルが最適状態からずれると、そのすれ量の増加と伴に変調周波数ｆｍのビート成分が増大することに着目して、クロスポイントレベルの最適化が行われる。
【００８４】
上記のような構成においては、光源１および光変調器２の各出力光を合波して変調周波数ｆｍビート成分を発生させることにより、光源１の周波数（波長）変動の影響を除去することができる。上述した第１実施形態の構成では、光源１の周波数（波長）変動が大きくなると、光フィルタ３５の透過帯域幅を広くする必要があるため、クロスポイントレベルの制御精度の低下を招く可能性がある。したがって、本実施形態の構成は、周波数（波長）変動の比較的大きな光源１を使用するような場合に特に有効である。
【００８５】
なお、上記第５実施形態では、第１実施形態と同様のＤＢＰＳＫ変調方式に対応した構成について、変調周波数ｆｍのビート成分を利用してクロスポイントレベルを最適化する一例を示したが、他の第２～第４実施形態についても変調周波数ｆｍのビート成分を利用した構成を同様にして適用することが可能である。
【００８６】
以上の各実施形態に関して、さらに以下の付記を開示する。
（付記１）　位相変調方式に対応した光変調器を駆動するための駆動装置であって、
入力データに従った周波数を有する駆動信号を前記光変調器に供給する駆動部と、
前記光変調器から出力される位相変調光の一部を分岐する出力光分岐部と、
前記出力光分岐部で分岐された光について、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出する光抽出部と、
前記光抽出部で抽出された光成分のパワーを検出するパワー検出部と、
前記パワー検出部で検出されるパワーに基づいて前記駆動部を制御する制御部と、
を備えたことを特徴とする駆動装置。
【００８７】
（付記２）　付記１に記載の駆動装置であって、
前記制御部は、前記パワー検出部で検出されるパワーが最小値に近づくように、前記駆動部におけるデューティ比またはクロスポイントレベルの設定を制御することを特徴とする駆動装置。
【００８８】
（付記３）　付記１または２に記載の駆動装置であって、
前記抽出部は、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた位置に透過帯域の中心周波数を有する光フィルタを含むことを特徴とする駆動装置。
【００８９】
（付記４）　付記３に記載の駆動装置であって、
前記光フィルタは、前記キャリア光の周波数の変動量に応じた透過帯域幅を有することを特徴とする駆動装置。

【００９０】
（付記５）　付記２～４のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
　前記駆動部が前記入力データに同期したクロック信号を前記光変調器に供給するとき、
　前記抽出部は、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記クロック信号の周波数の偶数倍離れた位置に透過帯域の中心周波数を有する光フィルタを含むことを特徴とする駆動装置。
【００９１】
（付記６）　付記１または２に記載の駆動装置であって、
　前記光変調器に入力されるキャリア光の一部を分岐する入力光分岐部を備え、
　前記抽出部は、前記入力光分岐部で分岐された光と前記出力光分岐部で分岐された光とを合波することで、前記駆動信号の周波数に対応したビート成分を含んだ光を出力し
　前記パワー検出部は、前記抽出部の出力光を用いて前記ビート成分のパワーを検出することを特徴とする駆動装置。
【００９２】
（付記７）　付記１～６のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
　前記光変調器にバイアス電圧を供給すると共に、前記光変調器から出力される位相変調光の状態を基に前記バイアス電圧を調整して前記光変調器の動作点を制御するバイアス制御部を備えたことを特徴とする駆動装置。
【００９３】
（付記８）　付記７に記載の駆動装置であって、
　前記バイアス制御部は、
　前記駆動信号の周波数よりも低い周波数を有する低周波信号を発生する発振回路と、
　前記発振回路から出力される低周波信号を重畳したバイアス電圧を前記光変調器に供給し、該光変調器を駆動する信号のハイレベルおよびローレベルに対して前記低周波信号を同位相で重畳するバイアス制御回路と、
　前記光変調器から出力される位相変調光の一部を受光して電気信号に変換する受光回路と、
　前記受光回路の出力信号より前記低周波信号の周波数に対応した低周波信号成分を抽出するバンドパスフィルタと、
　前記バンドパスフィルタの出力信号を用いて、前記低周波信号成分の位相および振幅情報を取得する信号処理回路と、を備え、
　前記バイアス制御回路は、前記信号処理回路からの情報を用いて、前記低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、前記バイアス電圧のレベルを制御することを特徴とする駆動装置。
【００９４】
（付記９）　付記１～８のいずれか１つに記載の駆動装置であって、
　前記駆動信号の出力振幅を制御する駆動振幅制御部を備えたことを特徴とする駆動装置。
【００９５】
（付記１０）　付記９に記載の駆動装置であって、
　前記駆動振幅制御部は、
　前記駆動信号の周波数よりも低い周波数を有する低周波信号を発生する発振回路と、
　前記発振回路から出力される低周波信号を前記駆動信号のハイレベルおよびローレベルに対して逆位相で重畳する振幅制御回路と、
　前記光変調器から出力される位相変調光の一部を受光して電気信号に変換する受光回路と、
　前記受光回路の出力信号より前記低周波信号の周波数に対応した低周波信号成分を抽出するバンドパスフィルタと、
　前記バンドパスフィルタの出力信号を用いて、前記低周波信号成分の位相および振幅情報を取得する信号処理回路と、を備え、

前記振幅制御回路は、前記信号処理回路からの情報を用いて、前記低周波信号成分のパワーが最小値に近づくように、前記駆動部における振幅設定電圧を制御することを特徴とする駆動装置。

【００９６】

（付記１１）　付記１～１０のいずれか１つに記載の駆動装置であって、

前記駆動部は、多値の差動位相偏移変調方式に対応した駆動信号を前記光変調器に供給することを特徴とする駆動装置。

【００９７】

（付記１２）　付記１～１０のいずれか１つに記載の駆動装置であって、

前記駆動部は、多値の位相偏移変調方式に対応した駆動信号を前記光変調器に供給することを特徴とする駆動装置。

【００９８】

（付記１３）　付記１～１０のいずれか１つに記載の駆動装置であって、

前記駆動部は、多値の直交振幅変調方式に対応した駆動信号を前記光変調器に供給することを特徴とする駆動装置。

【００９９】

（付記１４）　付記１～１３のいずれか１つに記載の駆動装置と、

キャリア光を発生する光源と、

前記光源から出力されるキャリア光を、前記駆動装置から供給される駆動信号に従って位相変調する光変調器と、

を備えたことを特徴とする光送信器。

【０１００】

（付記１５）　位相変調方式に対応した光変調器を駆動するための駆動方法であって、

入力データに従った周波数を有する駆動信号を前記光変調器に供給する過程と、

前記光変調器から出力される位相変調光の一部を分岐する過程と、

該分岐した光について、前記光変調器に入力されるキャリア光の周波数から前記駆動信号の周波数の整数倍離れた一部の光成分を抽出する過程と、

該抽出した光成分のパワーを検出する過程と、

該検出したパワーが最小値に近づくように、前記駆動信号のデューティ比またはクロスポイントレベルを制御する過程と、

を含むことを特徴とする駆動方法。

【符号の説明】

【０１０１】

１…光源

２，２’，２”…光変調器

３，５…駆動装置

２１…基板

２２，２２Ａ，２２Ｂ…ＭＺ型光導波路

２３，２３Ａ，２３Ｂ…信号電極

２４…位相シフト部

３１，５１…ＤＢＰＳＫプリコーダ

３１’…ＤＱＰＳＫプリコーダ

３２，３２Ａ，３２Ｂ，３２”，５２…ドライバアンプ

３３，３３Ａ，３３Ｂ，３３”，５３…バイアス制御回路

３４，５４，５５…光分岐器

３５…光フィルタ

３６…パワーモニタ

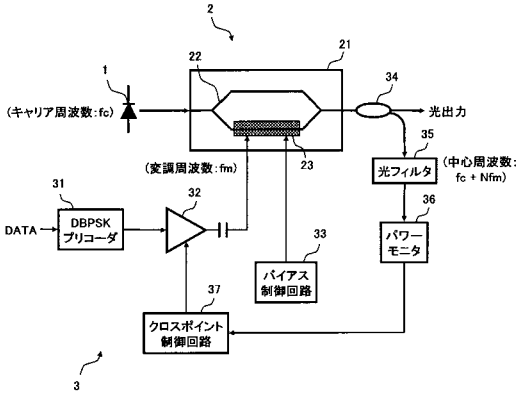
３７，３７Ａ，３７Ｂ，５８…クロスポイント制御回路

３８…デューティ制御回路

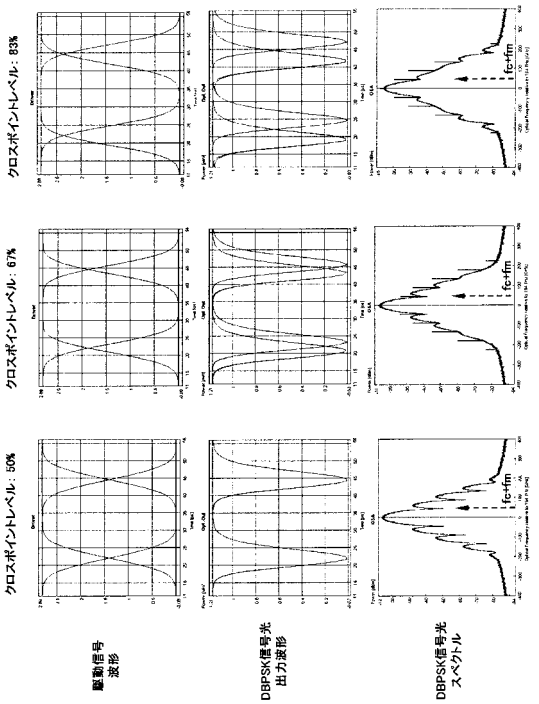
４１，４６…発振回路

４２…受光回路
４３，４７…バンドパスフィルタ（ＢＰＦ）
４４，４８…信号処理回路
４５…振幅制御回路
５６…光合波器
５７…ビート検出部

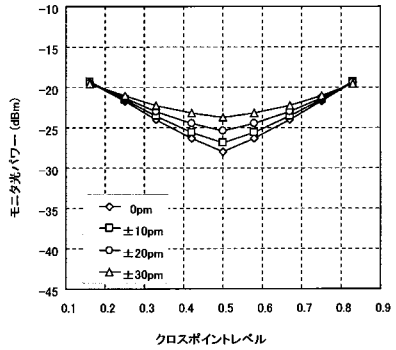
【図１】



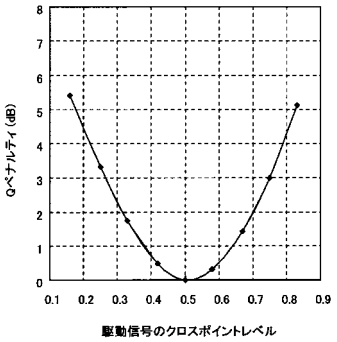
【図２】



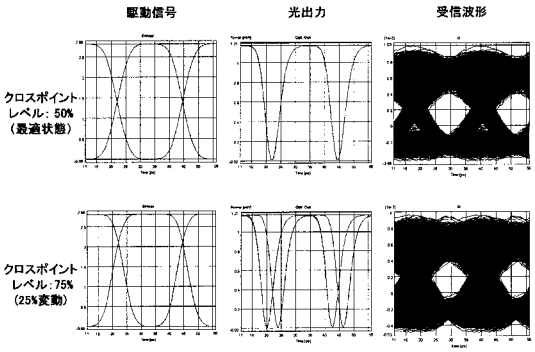
【図３】



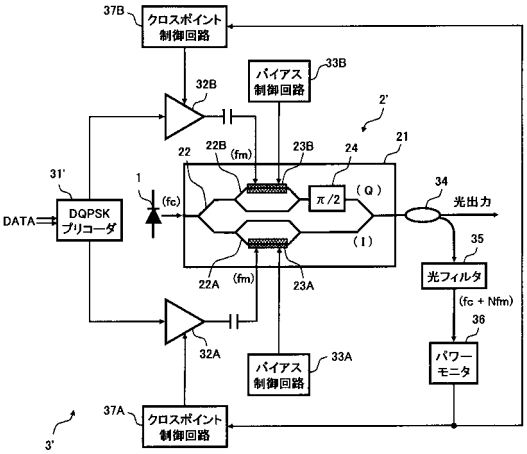
【図５】



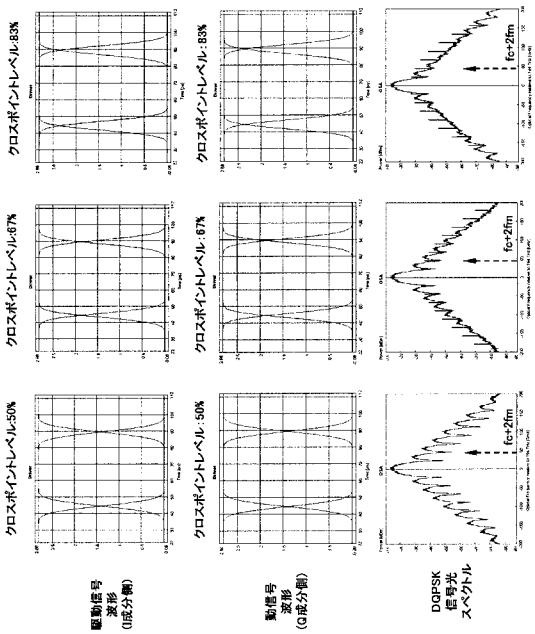
【図４】



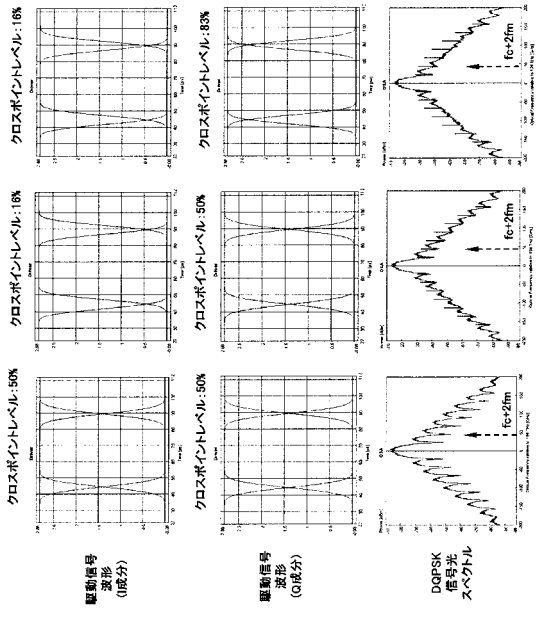
【図６】



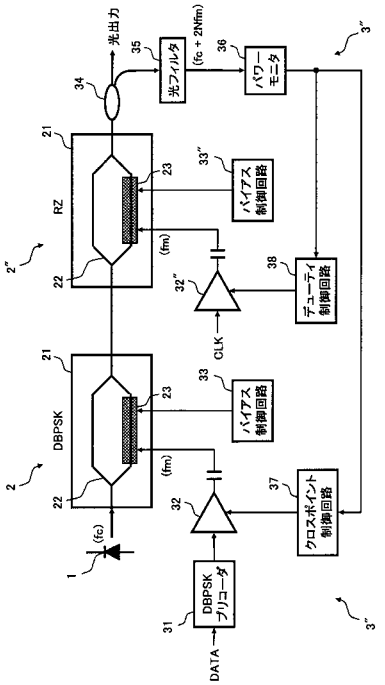
【図７】



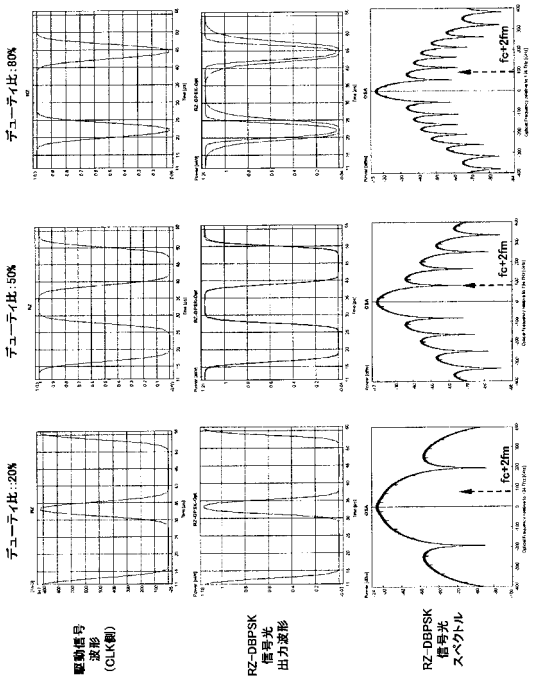
【図８】



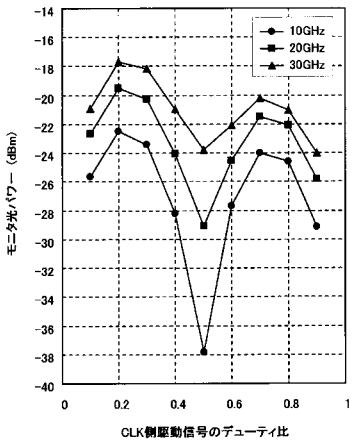
【図９】



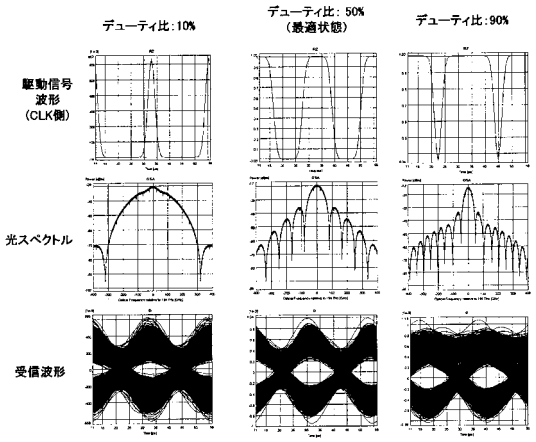
【図１０】



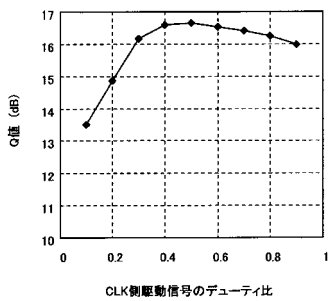
【図１１】



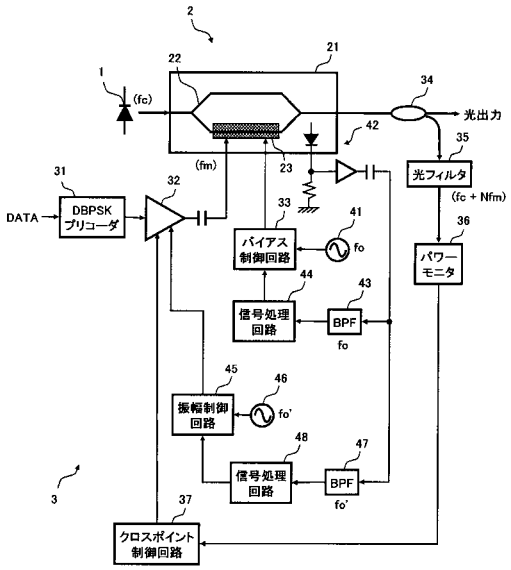
【図１２】



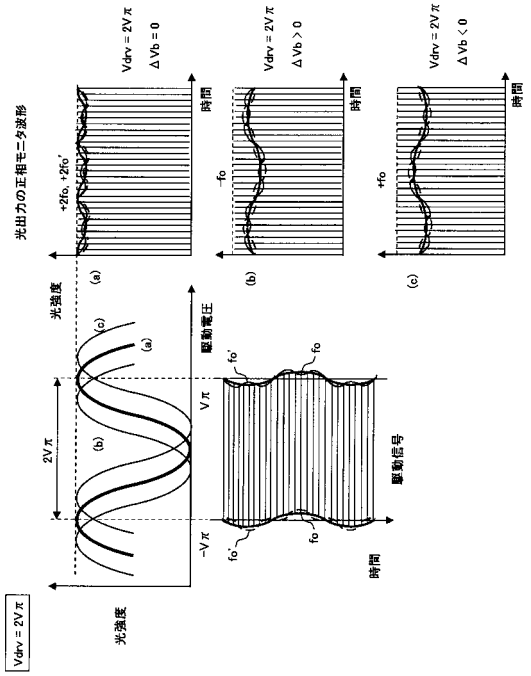
【図１３】



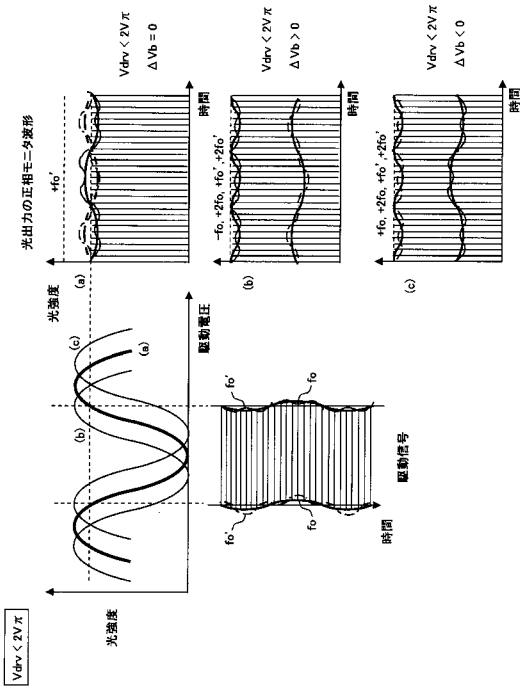
【図１４】



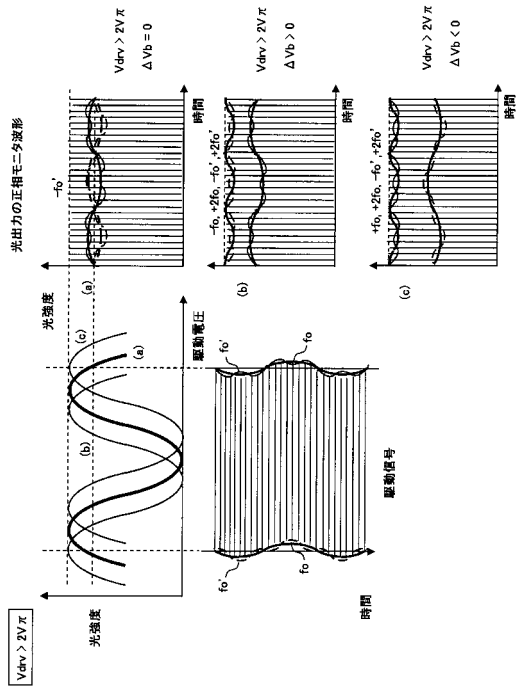
【図１５】



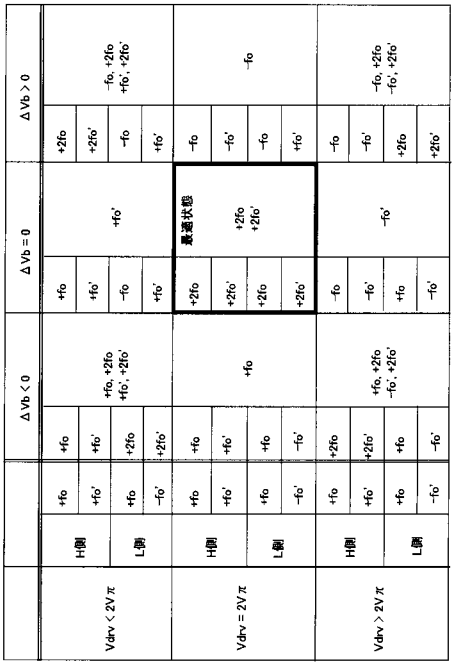
【図１６】



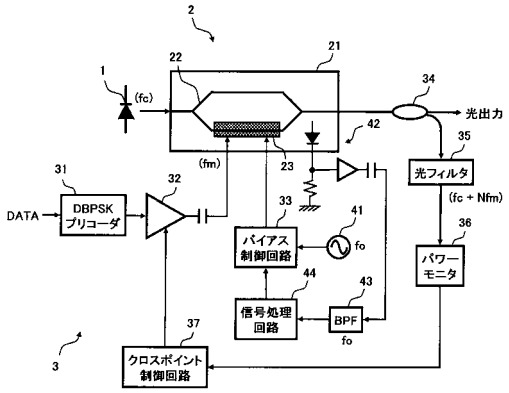
【図１７】



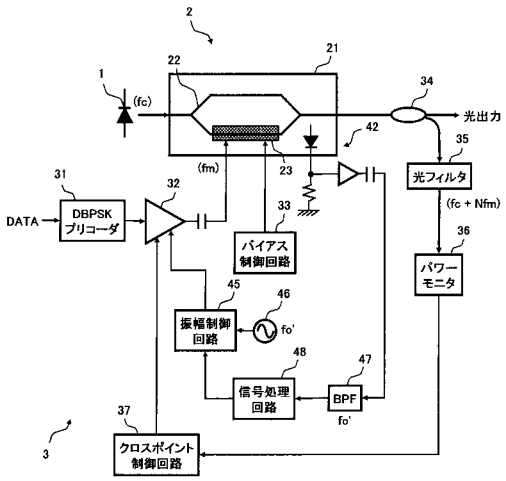
【図１８】



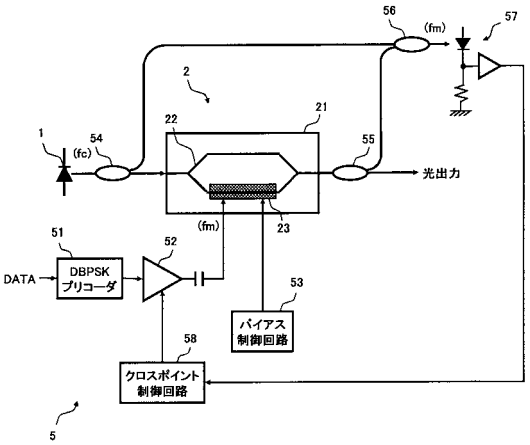
【図１９】



【図２０】



【図２１】



フロントページの続き

Ｆターム(参考) 2H079 AA02 AA12 BA01 BA03 CA04 DA03 EA05 EB04 FA01 FA02
FA03 FA04 GA01 GA03 KA18 KA19
5K102 AA51 AH02 AH27 MB04 MH02 MH13 MH22 PH02