

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4646048号
(P4646048)

(45) 発行日 平成23年3月9日(2011.3.9)

(24) 登録日 平成22年12月17日(2010.12.17)

(51) Int.Cl. F I
GO2F 1/035 (2006.01) GO2F 1/035
HO4B 10/04 (2006.01) HO4B 9/00 L
HO4B 10/06 (2006.01)
HO4B 10/142 (2006.01)
HO4B 10/152 (2006.01)

請求項の数 11 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2001-57788 (P2001-57788)
 (22) 出願日 平成13年3月2日(2001.3.2)
 (65) 公開番号 特開2002-258228 (P2002-258228A)
 (43) 公開日 平成14年9月11日(2002.9.11)
 審査請求日 平成19年9月12日(2007.9.12)

(73) 特許権者 000004237
 日本電気株式会社
 東京都港区芝五丁目7番1号
 (73) 特許権者 000183266
 住友大阪セメント株式会社
 東京都千代田区六番町6番地28
 (73) 特許権者 301022471
 独立行政法人情報通信研究機構
 東京都小金井市貫井北町4-2-1
 (74) 代理人 100077838
 弁理士 池田 憲保
 (72) 発明者 小野 隆志
 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 単一側波帯信号光の生成方法および単一側波帯信号光の生成回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力搬送波光を第1の搬送波光と第2の搬送波光とに2分岐し、前記第1の搬送波光を第1の光位相変調器を用いデータ信号に応じてチャープレスで0 - 光位相変調して第1の位相変調光を生成し、前記データ信号がNRZ信号の場合には前記データ信号を0.5ビット遅延させ、前記データ信号がRZ信号の場合には前記データ信号を0.25ビット遅延させることにより、遅延データ信号を生成し、前記第2の搬送波光を第2の光位相変調器を用い前記遅延データ信号に応じてチャープレスで0 - 光位相変調して第2の位相変調光を生成し、前記第1の位相変調光と前記第2の位相変調光とをそれぞれの搬送波の位相差が90度となるように合波して単一側波帯信号光を生成することを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項2】

請求項1に記載の単一側波帯信号光の生成方法において、前記第1の光位相変調器および前記第2の光位相変調器それぞれがチャープレスのマッハツエング干渉計型光変調器で構成されることを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項3】

請求項1に記載の単一側波帯信号光の生成方法において、前記第1の光位相変調器および前記第2の光位相変調器それぞれが両アームの電極を駆動するプッシュプル駆動マッハツエング干渉計型光変調器で構成されており、前記第1の光位相変調器を前記データ信号とこのデータ信号の反転信号とでプッシュプル駆動して前記第1の搬送波光をチャープレ

スで 0 - 光位相変調し、前記第 2 の光位相変調器を前記遅延データ信号とこの遅延データ信号の反転信号でプッシュプル駆動して前記第 2 の搬送波光をチャープレスで 0 - 光位相変調することを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の単一側波帯信号光の生成方法において生成された前記単一側波帯信号光を光フィルタに通した後、受光器で直接検波し、前記受光器の出力信号から残留強度変調成分の大きさを検出し、前記残留強度変調成分の大きさが最小となるように前記光フィルタの中心周波数を制御することを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の単一側波帯信号光の生成方法において生成された前記単一側波帯信号光を光フィルタに通した後、受光器で直接検波し、前記受光器の出力信号から残留強度変調成分の大きさを検出し、前記残留強度変調成分の大きさが最小となるように前記入力搬送波光の発振周波数を制御することを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項 6】

請求項 1 に記載の単一側波帯信号光の生成方法において生成される前記単一側波帯信号光の搬送波周波数と等しい周波数の搬送波光を前記単一側波帯信号光と足し合わせて送出することを特徴とする単一側波帯信号光の生成方法。

【請求項 7】

第 1 のマッハツエンダ干渉計の両アームそれぞれに第 2 および第 3 のマッハツエンダ干渉計を集積した構造を有し、入力搬送波光を前記第 2 および第 3 のマッハツエンダ干渉計に分岐入力して生成された、前記第 2 および第 3 のマッハツエンダ干渉計それぞれの出力信号を合成した単一側波帯信号光を出力する単一側波帯光変調器を有する単一側波帯信号光の生成回路において、前記第 2 のマッハツエンダ干渉計をプッシュプル駆動するデータ信号が NRZ 信号の場合に前記第 3 のマッハツエンダ干渉計をプッシュプル駆動する遅延データ信号を、前記データ信号を 0.5 ビット遅延させる遅延器により生成し、前記第 2 のマッハツエンダ干渉計をプッシュプル駆動するデータ信号が RZ 信号の場合に前記第 3 のマッハツエンダ干渉計をプッシュプル駆動する遅延データ信号を、前記データ信号を 0.25 ビット遅延させる遅延器により生成することを特徴とする単一側波帯信号光の生成回路。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の単一側波帯信号光の生成回路において、前記単一側波帯光変調器から入力する単一側波帯信号光を通過させ帯域制限する光フィルタと、当該光フィルタの出力を分岐する光分波器と、一方の分岐された信号光を直接検波して送出する受光器と、当該受光器から受ける信号光に残留する強度変調成分の大きさを検出して出力する残留強度変調成分検出器と、検出される残留強度変調成分の大きさが最小となるように前記入力搬送波光の周波数を制御する制御器とを更に備えることを特徴とする単一側波帯信号光の生成回路。

【請求項 9】

請求項 7 に記載の単一側波帯信号光の生成回路において、前記単一側波帯光変調器から入力する単一側波帯信号光を通過させ帯域制限する光フィルタと、当該光フィルタの出力を分岐する光分波器と、一方の分岐された信号光を直接検波して送出する受光器と、当該受光器から受ける信号光に残留する強度変調成分の大きさを検出して出力する残留強度変調成分検出器と、検出される残留強度変調成分の大きさが最小となるように前記光フィルタの中心周波数を制御する制御器とを更に備えることを特徴とする単一側波帯信号光の生成回路。

【請求項 10】

請求項 9 に記載の単一側波帯信号光の生成回路において、前記光フィルタは、非対称マッハツエンダ干渉計で構成され、一方のアームの電極に電界をかけることにより、前記中心周波数を制御する光フィルタ部であり、前記制御器は、検出される残留強度変調成分の大きさが最小となるように前記光フィルタ部の前記電極の電界を制御して前記中心周波数

10

20

30

40

50

を制御することを特徴とする単一側波帯信号光の生成回路。

【請求項 11】

請求項 8 に記載の単一側波帯信号光の生成回路において、位相制御用の電極を有する導光路である局部発振光路を更に備え、前記入力搬送波光を前記局部発振光路にも分岐入力し、該局部発振光路は、分岐入力された搬送波光に前記電極から位相制御用バイアスを供給して光位相を調整して、光位相を調整された搬送波光を前記光フィルタから送出される信号光に合波して送出することを特徴とする単一側波帯信号光の生成回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、単一側波帯 (SSB) 光変調方式を用いて光ファイバ通信に用いられる単一側波帯信号光を生成する方法およびその回路に関し、特に 90 度ハイブリッド回路の使用を回避できる単一側波帯信号光の生成方法およびその回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

光ファイバ通信システムの伝送容量を増加するためには、ビットレートの高速化と共に波長多重 (WDM) 技術の適用が有効である。現在では、一波長あたりビットレート 10 Gb/s の信号光を、周波数間隔 50 GHz (1.55 μm の波長帯で波長間隔 0.4 nm に相当) で波長多重して伝送する WDM 光伝送システムが実用化されている。さらなる高密度多重を考えた場合、光スペクトル幅の狭い単一側波帯 (SSB) 変調方式を用いた光送信器の使用が有効である。SSB 変調方式自体は、無線通信の分野で広く使われている技術であり、これを光通信に適用したときの光送信器の構成は無線通信の場合との類似点が多い。また、最近の光変調器には、バイアス調整により 90 度までの移相ができること

【0003】

従来の、この種の単一側波帯信号光の生成方法またはその回路には、例えば、特開昭 61-13231 号公報で開示された光信号増幅器および光伝送システムが挙げられる。この増幅器の集積化光装置としては、例えば図 9 に示されるような SSB 変調器 110 がある。この SSB 変調器 110 は、ニオブ酸リチウム (LiNbO₃) 基板上に光導波路でマッハツエンダ干渉計を形成し、導波路上の電極 111 ~ 113 に適切な電界を印可することによって SSB 信号光を発生させている。

【0004】

図示されるように、半導体レーザ 110 から出射される連続 (CW) 光は、搬送波として二つに分岐し、一方を、電極 111 に 90 度位相用バイアスを印加して搬送波である光の位相を 90 度 (/ 2) シフトさせたのちに中間周波数 (IF) 帯のマイクロ波信号を電極 112 に印加して位相変調する。他方の搬送波は 90 度ハイブリッド回路である 90 度移相器 114 を介して位相が 90 度シフトされた上記マイクロ波信号が電極 113 に印加することにより位相変調される。このように位相変調されたそれぞれの信号光を合波させることにより出力となる SSB 信号光を得ることができる。

【0005】

また別の従来例として、2000 年 3 月の第 25 回光ファイバ通信会議 (OFC 2000 の学会) で下津ほかにより発表された図 10 に示されるようなニオブ酸リチウム基板に形成された SSB 変調器 210 がある。この SSB 変調器 210 は、サイドバンド発生部 211 とサイドバンド抑制部 212 とにより構成されている。サイドバンド発生部 211 は、マッハツエンダ干渉計 213 の両アームそれぞれにマッハツエンダ干渉計 214, 215 を集積して形成されている。

【0006】

一方のマッハツエンダ干渉計 214 は、10 GHz の単一周波数信号およびこの反転信号により駆動される。他方のマッハツエンダ干渉計 215 は、10 GHz の単一周波数信号と 90 度の位相差を有する信号とこの反転信号により駆動される。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 7 】

すなわち、マッハツエンダ干渉計 2 1 3 は、両アームの 2 つのマッハツエンダ干渉計 2 1 4 , 2 1 5 を、上述したような適切な位相差を持たせた 1 0 G H z の単一周波数信号で駆動し S S B 信号光を発生させている。このような両アームの 2 つのマッハツエンダ干渉計をそれぞれプッシュプル変調することによって、不要なチャープなしに 0 - の位相変調を行っている。

【 0 0 0 8 】

また、両アームにおける信号光の搬送波の位相差を 9 0 度にするために、それぞれのポートに印可するバイアスを調整することによって位相差を発生させている。すなわち、上記図 9 を参照して説明したような、9 0 度位相に対する専用の電極を設けなくても、位相差を発生させることができる。

10

【 0 0 0 9 】

また、図示されていないが、例えば特開平 1 1 - 2 4 9 0 9 4 号公報に開示された導波路型光変調器および光変調方法がある。これは、上記図 1 0 を参照して説明した S S B 変調器と同様の手法で周波数 0 の搬送波を S S B 変調し、この S S B 信号光と異なる周波数 1 の信号光を合波して送信する方法である。この方法では、周波数 0 の搬送波を 2 つの搬送波 (周波数 1 と 2) に変換し、その一方の周波数の信号光 (1) を混ぜ合わせることによって打ち消し合いさせることにより、ひとつの搬送波 (2) だけを残存させている。

【 0 0 1 0 】

20

【 発明が解決しようとする課題 】

上述した従来の単一側波帯信号光の生成方法またはその回路では、次のような問題点がある。

【 0 0 1 1 】

第 1 の問題点は、マイクロ波に対して、光通信で一般に使われている広帯域ベースバンド信号を使って S S B 信号光を発生させることができないことである。

【 0 0 1 2 】

その理由は、マイクロ波の 9 0 度位相シフトのために使われる 9 0 度ハイブリッド回路に対し直流 (D C) 付近の低周波から高周波まで、広帯域にわたって動作するものがないからである。

30

【 0 0 1 3 】

また、第 2 の問題点は、チャープレスの光位相変調器の実現が困難であることと、実現できたとしても高密度多重化の妨げになるということである。

【 0 0 1 4 】

その理由は、マッハツエンダ干渉計の正弦波状の電圧 - 光出力特性に起因する非線形性のために、余分な高周波成分が S S B 信号光に残留するからである。

【 0 0 1 5 】

これを、図 1 1 , 1 2 および図 1 3 を併せ参照して、次に説明する。

【 0 0 1 6 】

図 1 1 に示されここで用いられる S S B 変調器 3 1 0 は、マッハツエンダ干渉計 3 1 1 の両アームそれぞれにマッハツエンダ干渉計 3 1 2 , 3 1 3 を集積した上記図 1 0 のサイドバンド発生部と同様なタイプで、一方のマッハツエンダ干渉計 3 1 3 には直列に 9 0 度移相器 3 1 4 が接続され、合成して S S B 信号光を出力している。ここでデータを取るため S S B 変調器 3 1 0 を駆動するデータ信号にはビットレート 1 0 G b / s の N R Z (N o n R e t u r n t o Z e r o) データ信号を用いる。

40

【 0 0 1 7 】

従って、一方のマッハツエンダ干渉計 3 1 2 は、1 0 G b / s のデータ信号およびこの反転信号により駆動され、信号光 s a を出力する。他方のマッハツエンダ干渉計 3 1 3 は 1 0 G b / s のデータ信号と 9 0 度の位相差を有する信号とこの反転信号により駆動され、この出力が 9 0 度移相器 3 1 4 を介して信号光 s b となる。これらの信号光 s a および信

50

号光 s_b が合波され SSB 信号光 s_c となる。

【0018】

次に、図12を参照してフェイザー表示で示す信号光 s_a , s_b , s_c それぞれの状態について説明する。フェイザー表示は、各時刻の光の振幅と位相をベクトルで表し、振幅を原点からの距離、位相を X 軸からの回転角度で表示したものである。変調信号光の場合は、図示されるように、ベクトルの位置が時間と共に移動するため、変調信号光の動きや経路を直感的に理解するのに役立つ。

【0019】

半波長電圧 (V) と等しい振幅のデータ信号と反転データ信号で、一方のマッハツエンダ干渉計 312 をプッシュプル駆動する。このときデータ信号のマーク (1) とスペース (0) の両方ともマッハツエンダ干渉計 312 の出力特性のピークに合わせることににより、図示されるように「0 - 」の位相変調信号光を得ることができる。同様に、90度移相シフト遅延データ信号と90度移相シフト遅延反転データ信号で、他方のマッハツエンダ干渉計 313 をプッシュプル駆動し、位相変調信号光を得る。この2つの位相変調信号光を、90度の光位相差となるように足し合わせることににより、SSB 信号光 s_c を得ることができる。フェイザー表示より、マーク (1) とスペース (0) の間を遷移する際に、原点に戻ることなく位相回転によって移っていることがわかる。これら特徴は SSB 信号光特有のものである。

【0020】

図13には、この SSB 信号光 s_c の光スペクトルおよびホモダイン検波受信波形それぞれを示す。

【0021】

この光スペクトルより、搬送波成分および搬送波周波数に対して低周波数成分が抑圧されていることがわかる。また、この SSB 信号光に、搬送波と等しい周波数の搬送波光を足し合わせた後、受光器で受信することによって、光ホモダイン検波によりデータ信号を復調することができる。この搬送波光を受信器において発生させて SSB 信号光と合波し、受信した場合、この構成は光ホモダイン受信器と呼ばれる。また、搬送波光を送信器において SSB 信号光と合波し、送信することもできる。この場合、受信器には一般に広く使われている直接検波受信器を使用することができる。しかし、この場合もホモダイン検波受信が行われていることに注意が必要である。また、光ホモダイン検波のために足し

【0022】

このようにして SSB 信号光を発生させることができるが、ここで示す方法では、光スペクトルにまだ不要な成分が残っている。また、フェイザー表示において、トレースが円を描いておらず原点からの距離が変化していることから、残留強度変調成分が存在することがわかる。

【0023】

本発明の課題は、このような問題点を解決し、90度ハイブリッド回路を用いずに比較的簡単な構成で、狭帯域性に優れた SSB 信号光を発生させることのでき、更に、余分な高周波成分を大幅に除くことができる単一側波帯信号光の生成方法を提供することである。

【0024】

【課題を解決するための手段】

本発明による単一側波帯信号光の生成方法は、搬送波光を第1の搬送波光と第2の搬送波光とに2分岐し、一方で前記第1の搬送波光を第1の光位相変調器を用い所要のデータ信号に対してチャープレスで0 - 光位相変調して第1の位相変調光を生成し、他方で、入力する前記データ信号のビット周期に対し $/2$ に相当する遅延を有するビット遅延データ信号を生成し、前記第2の搬送波光を第2の光位相変調器を用い前記ビット遅延データ信号に対してチャープレスで0 - 光位相変調して第2の位相変調光を生成し、前記第1の位相変調光と前記第2の位相変調光とをそれぞれの搬送波の位相差が90度となるように合波して単一側波帯信号光を生成することを特徴としている。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 5 】

従って、この方法においては、NRZデータ信号に対するビット遅延データ信号に0.5ビットの遅延データ信号、またRZデータ信号には0.25ビットの遅延データ信号それぞれが用いられる。

【 0 0 2 6 】

すなわち、本発明では90度ハイブリッド回路の代わりに固定の遅延器を用いる。具体的には、駆動信号がNRZ(Non return to zero)信号の場合は「0.5」ビット遅延器を、RZ(Return to zero)信号の場合は「0.25」ビット遅延器をそれぞれ用いる。固定の遅延器を用いた場合、遅延量を とすると「1/4」の周波数成分に対してのみ90度(/ 2)シフトとなり、他の周波数成分に対しては90度シフトからずれる。また、このような簡便な手法で発生させたSSB信号光の光スペクトルの狭帯域化を図ることができる。

10

【 0 0 2 7 】

また、上述した第1の光位相変調器および第2の光位相変調器それぞれはチャープレスのマッハツエンダ干渉計型光変調器で構成されることが好ましい。更に上述した第1の光位相変調器および前記第2の光位相変調器それぞれは、両アームの電極を駆動するプッシュプル駆動マッハツエンダ干渉計型光変調器で構成されており、前記第1の光位相変調器を前記データ信号とこのデータ信号の反転データ信号とでプッシュプル駆動して所要の信号に対してチャープレスで0 - 光位相変調し、前記第2の光位相変調器を前記ビット遅延データ信号とこのビット遅延データ信号のビット遅延反転データ信号でプッシュプル駆動して所要の信号に対してチャープレスで0 - 光位相変調することが望ましい。

20

【 0 0 2 8 】

また、本発明による単一側波帯信号光の生成方法は、搬送波光を所要のデータ信号に対してチャープレスで0 - 光位相変調して生成された単一側波帯信号光を光フィルタに通したのちに受光器で直接検波し、前記受光器の出力信号から残留強度変調成分の大きさを検出し、前記残留強度変調成分の大きさが常に最小となるようになるように前記光フィルタの中心周波数を制御することを特徴とする。また、光フィルタに通したのちに受光器で直接検波し、前記受光器の出力信号から残留強度変調成分の大きさを検出し、前記残留強度変調成分の大きさが常に最小となるようになるように前記搬送波光の発振周波数を制御することもできる。

30

【 0 0 2 9 】

このように、SSB信号光を光フィルタに通すことは、不要な残留強度変調成分を抑圧することができる。残留強度変調成分が最小となるように、光フィルタの中心周波数または搬送波周波数を制御することによって、後述するように、より理想的なSSB信号光を得ることができる。

【 0 0 3 0 】

また、上述した手段により生成される単一側波帯信号光の搬送波周波数と等しい周波数の搬送波光を前記単一側波帯信号光と足し合わせて送出することもできる。

【 0 0 3 1 】

上述した本発明による生成方法を具体化した生成回路としては、第1のマッハツエンダ干渉計の両アームそれぞれに第2および第3のマッハツエンダ干渉計を集積した構造を有し、入力する搬送波光を分岐して生成された、前記第2および第3のマッハツエンダ干渉計それぞれの出力信号を合成した単一側波帯信号光を出力する単一側波帯光変調器を有する単一側波帯信号光の生成回路において、前記第2のマッハツエンダ干渉計に入力するデータ信号がNRZ信号の場合に前記第3のマッハツエンダ干渉計に入力するデータ信号を0.5ビット遅延させる遅延器を備え、前記第2のマッハツエンダ干渉計に入力するデータ信号がRZ信号の場合に前記第3のマッハツエンダ干渉計に入力するデータ信号を0.25ビット遅延させる遅延器を備えることを特徴としている。

40

【 0 0 3 2 】

また、生成回路は、光フィルタ、受光器、残留強度変調成分検出器、および制御器を更に

50

備えて、出力される信号光の残留強度変調成分の大きさが常に最小になるよう制御している。

【0033】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0034】

図1は本発明の実施の一形態を示すブロック図である。図1に示された単一側波帯信号光の生成回路は、10Gb/sのSSB光変調器10を有する送信器に2値のNRZ(Non Return to Zero)データ信号を適用したものである。波長1.55μmの半導体レーザ20から出力する搬送波光aを、SSB光変調器10で変調しSSB信号光bを得る。ここで、SSB光変調器10は、上記図10での従来例で用いられているニオブ酸リチウム基板上にマッハツエンダ干渉計11に駆動用のマッハツエンダ干渉計12, 13を2重に集積したものを備えている。

10

【0035】

図1において、送信器は、更に、光フィルタ21、識別器22、相補出力増幅器23, 25、および0.5ビット遅延器24、並びに光分波器31、受光器32、残留強度変調成分検出器33、および制御器34を備えている。

【0036】

SSB光変調器10は、マッハツエンダ干渉計11の両アームそれぞれにマッハツエンダ干渉計12, 13を集積した上記図10のサイドバンド発生部と同一の構造を有し、半導体レーザ20が出力する搬送波光aを分岐して生成されたマッハツエンダ干渉計12, 13それぞれの出力信号を合成したSSB信号光bを出力している。

20

【0037】

すなわち、データ信号s1と反転データ信号s2とが一方のマッハツエンダ干渉計12をプッシュプル駆動し、データ信号s1に対して90度(π/2)の移相の遅れを有する0.5ビット遅延データ信号s3と0.5ビット遅延反転データ信号s4とが他方のマッハツエンダ干渉計13をプッシュプル駆動する。これら駆動信号を得るために、はじめに、伝送すべきデータ信号を識別器22でクロック信号のタイミングに応じて識別再生し、識別された相補的な一組のデータ信号(データ信号および反転データ信号)を得る。相補的な一組のデータ信号出力を使うことは、データ信号を分岐する動作も兼ねている。

30

【0038】

識別された一方のデータ信号は相補出力アンプ23に入力され、その2つの出力それぞれに加算器によりバイアス電源から適切なバイアス電圧が付加されて、データ信号s1および反転データ信号s2それぞれが得られる。

【0039】

他方の識別された反転データ信号は、0.5ビット遅延器24に介して相補出力アンプ25に入力し、その相補出力アンプ25の2つの出力それぞれに加算器によりバイアス電源から適切なバイアス電圧が付加されて、0.5ビット遅延データ信号s3および0.5ビット遅延反転データ信号s4それぞれが得られる。このようにして生成されたデータ信号を使ってSSB光変調器10を駆動することにより、上記図13に示されるような光スペクトルを持つSSB信号光bを得ることができる。

40

【0040】

すなわち、90度移相シフトされたデータ信号は、NRZ信号のため「0.5ビット」の遅延器により、「π/2」の位相遅れを模擬している。

【0041】

上記図13に示されるように、このままでは、光スペクトルにまだ不要な成分が残っている。また、図12に示されるフェイザー表示において、トレースが円を描いておらず原点からの距離が変化していることから、残留強度変調成分が存在することがわかる。

【0042】

このような不要な光スペクトル成分を除去するため、図1におけるSSB光変調器10が

50

生成したSSB信号光bを光フィルタ21に通した場合の、光スペクトル、フェイザー表示、残留強度変調成分、およびホモダイン検波受信波形それぞれをシミュレーションして図2から図4までに示す。

【0043】

光フィルタ21はレイズドコサインフィルタを仮定し、3dB帯域幅は12.5GHz(0.1nm)とした。また、信号光の搬送波周波数に対して、光フィルタ21の中心周波数を、図2の「+1.9GHz」と、図3の「+4.4GHz」と、図4の「+6.9GHz」とのそれぞれの場合について演算した。これらの計算結果から、光フィルタ21は、図3に示される、中心周波数「+4.4GHz」の場合に最も残留強度変調成分が抑圧され、フェイザー表示も最も円に近いトレースとなっていることがわかる。また、ホモダイン検波受信波形も最も符号間干渉が小さく、アイダイアグラムにおいて良好な開口を示している。

10

【0044】

この結果により、残留強度変調成分が最小となるように光フィルタの中心周波数を制御することにより、理想的なSSB信号光を得ることができ、良好な受信波形を得ることができると検証された。また、光フィルタの中心周波数を制御せず、光フィルタの中心周波数を固定し、信号光の波長を制御することでもよい。

【0045】

この理由から、図1において、SSB信号光bは光フィルタ21に通される。その出力である帯域制限されたSSB信号光cは光分波器31で分岐し、一方を送信器出力とし、他方を受光器32に入力して直接検波受信する。この結果、受光器32からSSB信号光cに残留する強度変調成分が出力される。この残留強度変調成分の大きさを残留強度変調成分検出器33で検出し、この残留強度変調成分の大きさが常に最小となるように制御器34を使って、光フィルタ21の中心周波数を制御する。この制御により、SSB信号光cは、狭帯域性と残留強度変調成分抑圧との両方に優れたSSB信号光cとなる。

20

【0046】

上記の構成で生成したSSB信号光について、ホモダイン検波受信器で受信感度特性を測定した結果、最小受信感度は-35dBmであり、通常のNRZ信号光の受信感度と遜色ない値であった。また、高密度WDM伝送における最小の周波数(波長)間隔を評価した結果、通常の10Gb/sNRZ信号光では25GHz間隔までしか多重できなかったのに対し、本発明で生成したSSB信号光では15GHz間隔まで多重分離することができた。以上の結果から、本発明の有効性が確認された。

30

【0047】

次に、図5を参照して図1とは別の光フィルタ41の出力を半導体レーザ40にフィードバックする実施形態について説明する。

【0048】

図5では、残留強度変調成分が常に最小となるように半導体レーザ40の注入電流と温度とに対して制御器43がフィードバックをかけることにより、搬送波光aの周波数を制御している。図示されるように、SSB光変調器10を駆動するデータ信号の生成方法は上記図1と同じである。SSB信号光cは光分波器31で分岐し、受光器32に入力して直接検波され、受光器32からSSB信号光cに残留する強度変調成分が出力される。この残留強度変調成分の大きさを残留強度変調成分検出器33で検出し、制御器43に渡している。この構成で生成したSSB信号光cも、図1で示された構成のものと同様の受信感度特性と最小周波数間隔特性とを示した。

40

【0049】

図6では、光フィルタの機能が、SSB光変調器50を構成するニオブ酸リチウム基板上に集積されている。SSB光変調器50は、光変調部51、光フィルタ部52および局部発振光路53により構成される。更に、フィードバック回路として受光器61、残留強度変調成分検出器62、および制御器63が備えられている。

【0050】

50

光変調部 5 1 は上述したものと同一なので説明を省略する。光フィルタ部 5 2 は非対称マッハツエンダ干渉計で構成されており、一方のアームの電極に電界をかけることにより、中心周波数を制御することができる。受光器 6 1 は光フィルタ部 5 2 の出力を受け、残留強度変調成分検出器 6 2 を介して残留強度変調成分を受けた制御器 6 3 が光フィルタ部 5 2 の電極の電界を制御して上述した機能を発揮する。

【 0 0 5 1 】

局部発振光路 5 3 は、ホモダイン検波受信に必要な局部発振光として、搬送波光 a を分岐した導光路である。局部発振光路 5 3 は、分岐された搬送波光 a に電極から位相制御用バイアスを供給して光位相を適切に調整しており、出力側で光フィルタ部 5 2 から出力される S S B 信号光に足して送出している。この結果、受信側では一般に広く使われている直接検波受信器が使えるため、システム総合で、小型・低コスト化を図ることができる。

10

【 0 0 5 2 】

上記説明ではマッハツエンダ干渉計を駆動するデータ信号を N R Z 信号としたが R Z 信号でも「 / 2 」の位相差を付与するビット遅延器で 0 . 2 5 ビットの遅延を与えることにより、同様の効果を発揮することができる。

【 0 0 5 3 】

次に、図 7 を参照して本発明を R Z データ信号に適用しかつ X カットニオブ酸リチウム基板を用いたものについて説明する。

【 0 0 5 4 】

図 7 では、S S B 光変調器 7 0 は X カットニオブ酸リチウム基板上にマッハツエンダ干渉計 7 1 に駆動用のマッハツエンダ干渉計 7 2 , 7 3 を 2 重に集積して備えている。S S B 光変調器 7 0 には半導体レーザ 8 0 から搬送波光が入力し、生成された S S B 信号光は光フィルタ 8 1 を介して出力される。

20

【 0 0 5 5 】

R Z データ信号は、N R Z 符号のデータ信号とクロック信号とを R Z 符号変換器 8 2 に入力して出力として得られる。この R Z データ信号は分岐器 8 3 で分岐される。一方の R Z データ信号は、増幅器 8 4 で適切に増幅され、バイアス電圧が足されることにより R Z データ信号 s 5 が生成される。他方の R Z データ信号は、0 . 2 5 ビット遅延器 8 5 を介したのちに増幅器 8 6 で適切に増幅され、バイアス電圧が足されることにより 0 . 2 5 ビット遅延 R Z データ信号 s 6 が得られる。パルスのデューティ比が 5 0 % の R Z データ信号の場合、0 . 2 5 ビット遅延が最適となる。

30

【 0 0 5 6 】

また、このように、X カットニオブ酸リチウム基板を用いて S S B 光変調器 7 0 を作成した場合、X カット基板を用いることにより、単一電極駆動でチャープのない位相変調が可能となる。この結果、駆動信号がそれぞれ一つずつで済むため装置が簡略化される。X カット基板の使用は R Z 符号に限らず、N R Z 符号およびその他の符号に対しても有効である。

【 0 0 5 7 】

図 8 に、図 7 に示す R Z データ信号を用いたときの S S B 信号光の光スペクトル、フェイザ表示、およびホモダイン検波受信波形を示す。ホモダイン検波することによって R Z データ信号がほぼ完全に復調されていることがわかる。

40

【 0 0 5 8 】

以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明はこれらの構成に限定されるものではなく、いろいろな変形が可能である。

【 0 0 5 9 】

信号光の波長は通常光通信で使われる 1 . 5 5 μ m に限定されるものではなく、どのような波長でもかまわない。

【 0 0 6 0 】

ビットレートとして 1 0 G b / s の結果について示したが、これに限定されるものではなく、これより速くても遅くてもよい。勿論、波長分割多重 (W D M) 光通信にも適用でき

50

る。

【0061】

データ信号としてNRZ信号とRZ信号とについて言及したが、これに限定されるものではなく、デュオバイナリ符号など、いかなる符号系列でも適用可能である。

【0062】

また、0.5ビット遅延器9および0.25ビット遅延器28の位置は、分岐したどちらのデータ信号に対してでもよく、またその遅延量も相対的に0.5ビットまたは0.25ビットになっていればよい。また、光位相を90度シフトさせる動作も、マッハツエンダ干渉計のどちらのアームに対してでもよく、合波するときの両アームの光の相対位相差が90度であればよい。

10

【0063】

また、SSB光変調器がニオブ酸リチウム基板を用いて作成されると説明したが、光半導体基板、有機材料基板、石英基板など、光変調器が実現できる材料であればどのようなものでもよい。

【0064】

また、駆動振幅は必ずしも半波長電圧(V)と一致している必要はない。例えば電圧Vよりも小さい駆動振幅で変調する場合には、マッハツエンダ変調器の非線形性が緩和され、光スペクトルも狭くなる。

【0065】

光フィルタの制御方法として、正弦波信号で光フィルタの中心周波数を微小変調し同期検波で最適点を探すような制御方法があるが、または最小値(または最大値)制御法である「山登り法」など、最小値に制御できる方法であれば、いかなる制御方法でも適用可能である。

20

【0066】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、次のような効果を得ることができる。

【0067】

第1の効果は、90度ハイブリッド回路を用いずに、狭帯域性に優れたSSB信号光を発生させることのできるSSB信号光の生成方法を提供することができることである。

【0068】

その理由は、90度の位相差を、ビット周期の「 $\pi/2$ 」分だけビット遅延させることにより、簡単に、容易に得ているからである。

30

【0069】

第2の効果は、マッハツエンダ干渉計の正弦波状の電圧-光出力特性に起因する非線形性のために残留する余分な高周波成分を除去できることである。

【0070】

その理由は、生成されるSSB信号光に光フィルタを用いる際、出力をフィードバックして光フィルタまたは搬送波周波数を制御し、残留強度変調成分の大きさが常に最小となるようにしているからである。

【0071】

第3の効果は、装置が簡略化されることである。

40

【0072】

その理由は、90度の位相差をビット遅延器により得ることができる、ホモダイン検波受信に必要な局部発振光を合波することにより総合的に小型化、低コスト化が図れる、またはXカット基板を用いることにより駆動信号が半減できるからである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図2】図1の光変調器で生成されるSSB信号光を中心周波数「 $+1.9\text{GHz}$ 」により光フィルタを通過させた際の光スペクトル、フェイザー表示、残留強度変調成分、およびホモダイン検波受信波形を示す図である。

50

【図3】図2において中心周波数「+4.4GHz」を用いた場合の図である。

【図4】図2において中心周波数「+6.9GHz」を用いた場合の図である。

【図5】図1とは別の、本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図6】図1および図5とは別の、本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図7】図1、図5、および図6とは別の、本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図8】図7において光フィルタを通過させたのちのSSB信号光の光スペクトル、フェイザー表示、およびホモダイン検波受信波形を示す図である。

【図9】従来の一例を示すブロック図である。

【図10】図9とは別の従来の一例を示すブロック図である。

10

【図11】従来のSSB信号光発生部に入力するデータ信号を10GHzに設定した一例を示す機能ブロック図である。

【図12】図11に示されるSSB信号光発生部で生成したSSB信号光のフェイザー表示を示す図である。

【図13】図11に示されるSSB信号光発生部で生成したSSB信号光の光スペクトルおよびホモダイン検波受信波形を示す図である。

【符号の説明】

10、50、70 SSB光変調器

11、12、13、71、72、73 マツハツエンダ干渉計

20、40、60、80 半導体レーザ

20

21、41、81 光フィルタ

22 識別器

23、25 相補出力増幅器

24 0.5ビット遅延器

31 光分波器

32、61 受光器

33、62 残留強度変調成分検出器

34、43、63 制御器

51 光変調部

52 光フィルタ部

30

53 局部発振光路

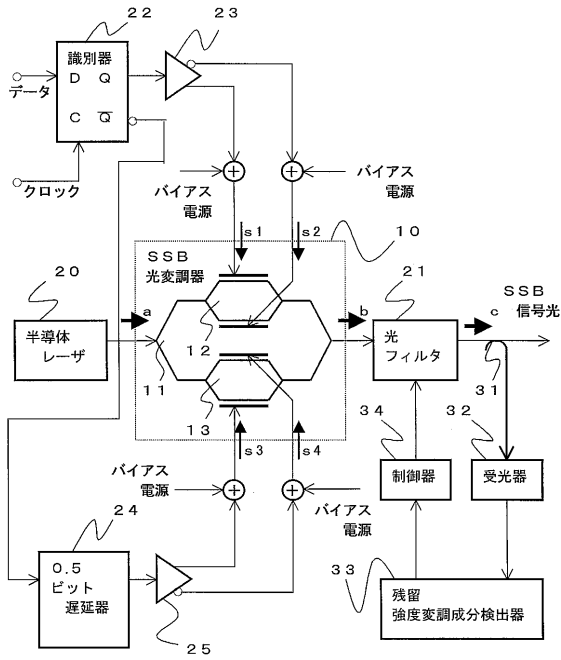
82 RZ符号変換器

83 分岐器

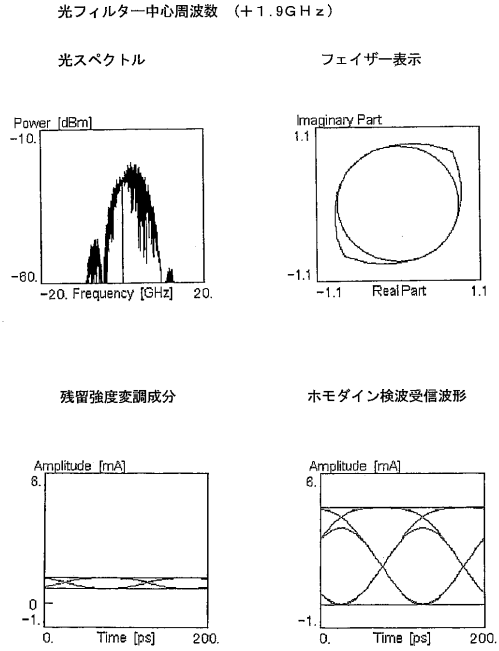
84、86 増幅器

85 0.25ビット遅延器

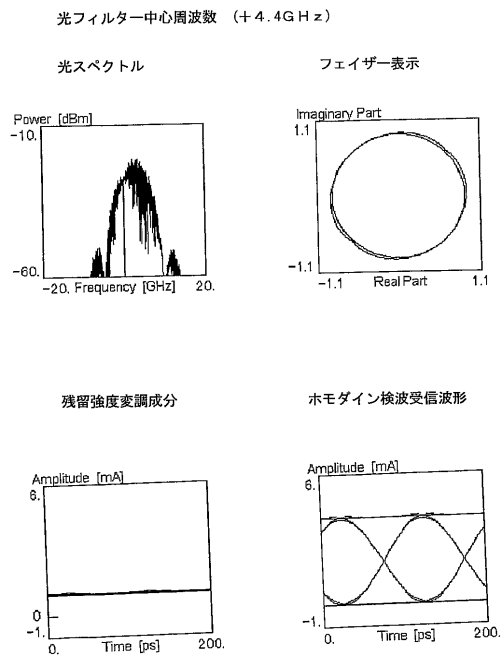
【図1】



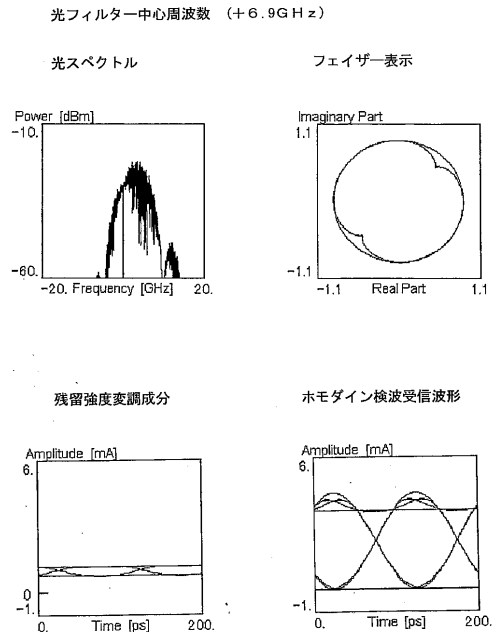
【図2】



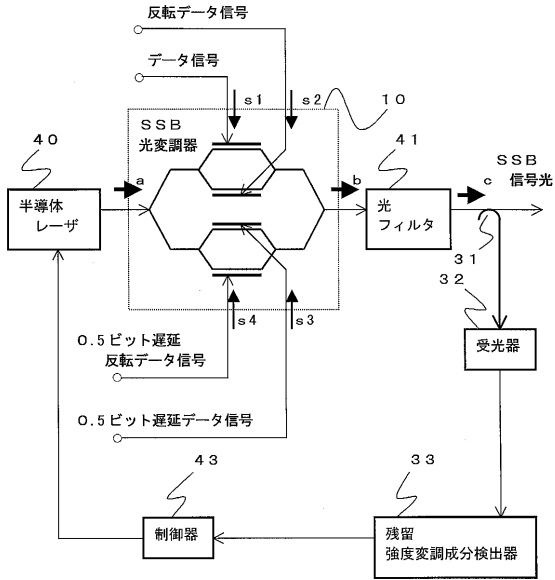
【図3】



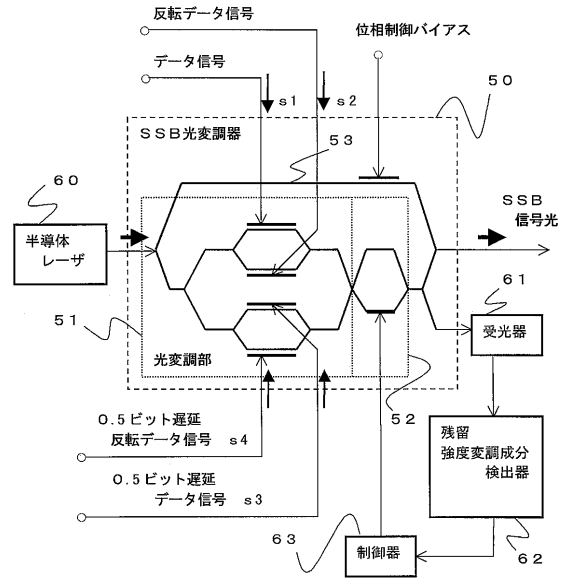
【図4】



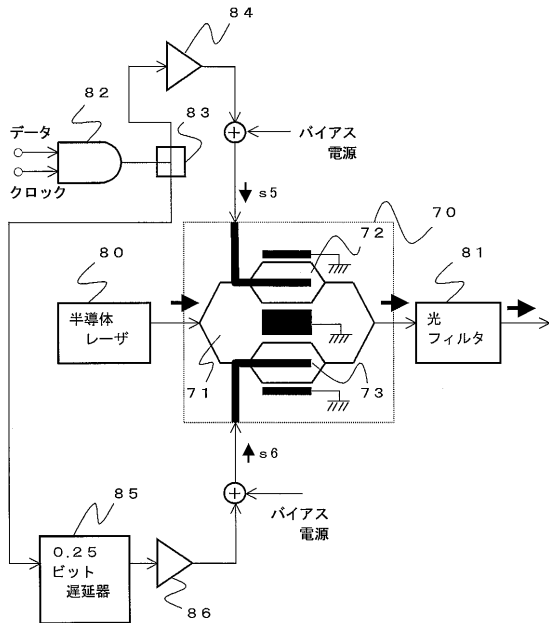
【図5】



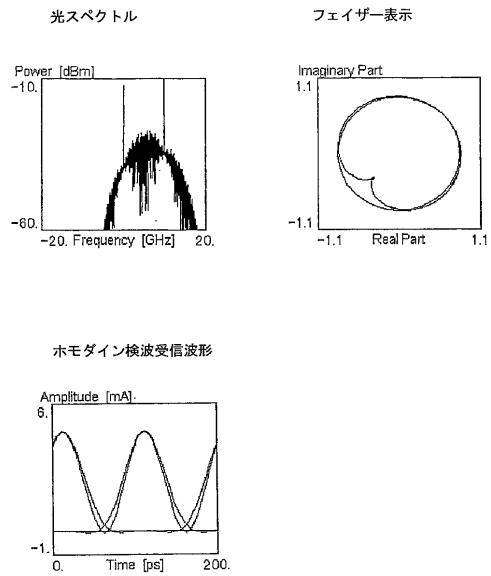
【図6】



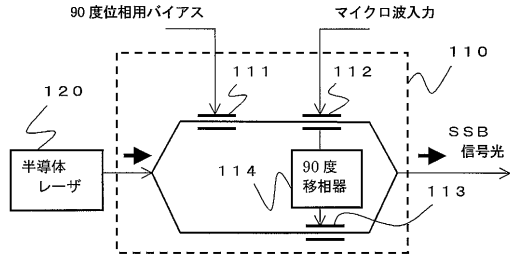
【図7】



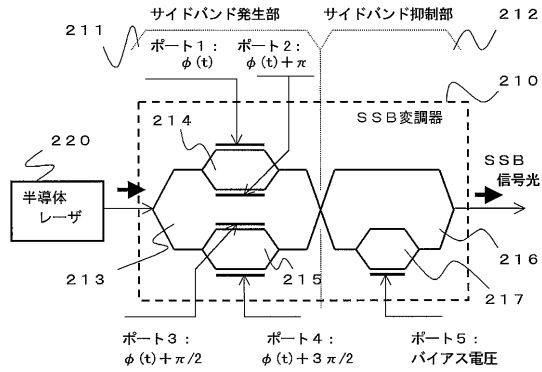
【図8】



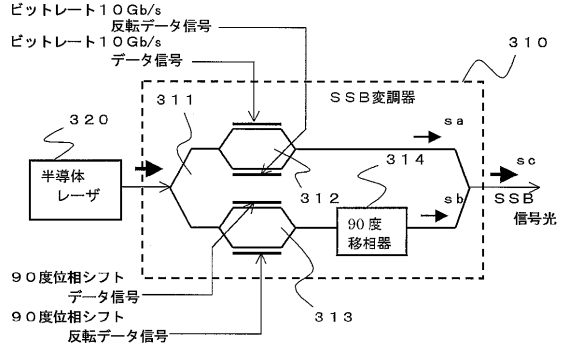
【図9】



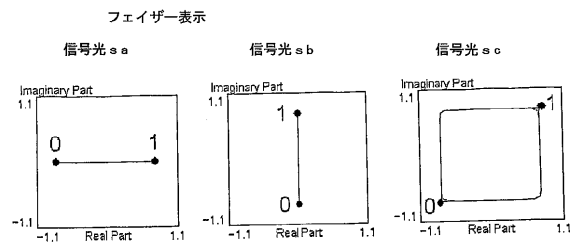
【図10】



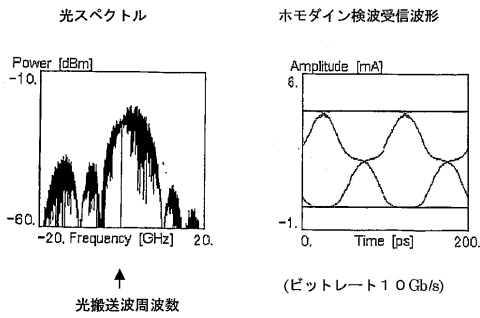
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(72)発明者 下津 臣一

東京都千代田区神田美土代町1番地 住友大阪セメント株式会社内

(72)発明者 井筒 雅之

東京都小金井市貫井北町四丁目2番1号 総務省通信総合研究所内

審査官 佐藤 宙子

(56)参考文献 特開平03-188416(JP,A)

特開平11-205240(JP,A)

電子情報通信学会技術研究報告, 2000年 7月, Vol.100, No.169(OPE2000 32-43), 29-34

IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 1997年 8月, Vol.45, No.8, 1410-1415

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G02F 1/03

H04B 10/00

IEEE Xplore

JSTPlus(JDreamII)