

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3661966号

(P3661966)

(45) 発行日 平成17年6月22日(2005.6.22)

(24) 登録日 平成17年4月1日(2005.4.1)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H O 4 B 10/04

H O 4 B 9/00

L

G O 2 F 2/00

G O 2 F 2/00

H O 1 S 3/10

H O 1 S 3/10

A

H O 4 B 10/06

H O 4 L 27/22

Z

H O 4 B 10/142

請求項の数 3 (全 10 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平10-6083
 (22) 出願日 平成10年1月14日(1998.1.14)
 (65) 公開番号 特開平11-205241
 (43) 公開日 平成11年7月30日(1999.7.30)
 審査請求日 平成15年3月4日(2003.3.4)

特許権者において、実施許諾の用意がある。

(73) 特許権者 000004352
 日本放送協会
 東京都渋谷区神南2丁目2番1号
 (74) 代理人 100077481
 弁理士 谷 義一
 (74) 代理人 100088915
 弁理士 阿部 和夫
 (74) 代理人 100105371
 弁理士 加古 進
 (72) 発明者 前田 幹夫
 東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日
 本放送協会 放送技術研究所内
 (72) 発明者 山本 正男
 東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日
 本放送協会 放送技術研究所内
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光 P S K 信号の位相ダイバーシティ受信機用 A F C 回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光 P S K 変調された光波を位相ダイバーシティ方式により遅延検波して復調するコヒーレント光伝送の受信機の局発光源の発振周波数を信号光の周波数に追従させるための A F C 回路において、

遅延線と差動増幅器、乗算器、減算器を用いて直交する 2 つの中間周波数信号から該中間周波数信号の周波数差に対応した電圧を得る周波数弁別器と、

前記 2 つの中間周波数信号を遅延検波して得た P S K 復調信号から隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となるようなキィ信号を生成するキィ信号発生回路と、

前記キィ信号により前記周波数弁別器の出力信号に対して隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となる選択制御を行って該選択結果を前記局発光源に帰還させるサンプルホールド回路と

を組み合わせたことを特徴とする光 P S K 信号の位相ダイバーシティ受信機用 A F C 回路。

【請求項 2】

前記 P S K が B P S K であることを特徴とする請求項 1 に記載の A F C 回路。

【請求項 3】

前記 P S K が Q P S K であることを特徴とする請求項 1 に記載の A F C 回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【 発明の属する技術分野 】

本発明は、光 P S K (Phase Shift Keying ; 位相偏移キイニング) 信号を位相ダイバーシティ方式で受信するコヒーレント光伝送用受信機の局部発振光源の A F C (Automatic Frequency Control ; 自動周波数制御) 回路に関し、特に、データによる変調の影響を受けることなく局部発振周波数を信号光の周波数に追従させることのできるように図った A F C 回路の構成に関する。

【 0 0 0 2 】

【 従来技術 】

従来、コヒーレント光伝送の研究は高い受光感度の利点を生かした通信系のポイント・ツー・ポイント (Point-to-Point) の大容量長距離伝送に焦点が置かれてきた。しかし、近年、光増幅器の実現により受光感度の利点は半減した。 10

【 0 0 0 3 】

一方、マルチポイント・ツー・マルチポイント (Multipoint-to-Multipoint) の形態を扱う、例えば放送素材信号の放送局内の伝送には、距離は短いものの、多くの分散したスタジオや調整室間で信号を任意に伝送するために、光波の多重と光分岐を用いたシステムが有効である。このような用途に好適なコヒーレント光伝送の変調方式としては、光 F S K (Frequency Shift Keying ; 周波数偏移キイニング) と光 P S K が主に研究されている。光 P S K は光 F S K よりも狭い帯域幅で伝送が可能で、多重数に着目すれば光 P S K の方が有利である。光 P S K の検波方式には、ヘテロダイン、ホモダイン、および位相ダイバーシティの 3 方式がある。 20

【 0 0 0 4 】

ホモダイン方式は、イメージ妨害はないが、市販の半導体 L D (Laser Diode ; レーザ・ダイオード) を光源とした場合には、搬送波再生用の光 P L L (Phase-Locked Loop ; 位相同期ループ) 構成の観点から実現が難しい。

【 0 0 0 5 】

光 B P S K (Binary Phase Shift Keying ; 2 相 P S K) 信号のコヒーレント光伝送の受信方式のうち、信号光を局発光により中間周波数に変換するヘテロダイン方式においては、中間周波数信号を逡倍することで送信データによる変調成分を取り除いてから周波数弁別して局発光源に帰還する A F C が下記の論文 1 に報告されている。 30

【 0 0 0 6 】

論文 1 ; Alberto Bononi : " Analysis of the Automatic Frequency Control in Heterodyne Optical Receivers " (ヘテロダイン光受信機の自動周波数制御 A F C の解析) , J. Lightwave Technol. Vol.10, No.6, pp.794-803 (1992) 。

【 0 0 0 7 】

ヘテロダイン方式では中間周波数が送信データのシンボル周波数の数倍以上の高い周波数に設定されるため、信号光と局発光との周波数差 (ビート周波数) が設定された中間周波数より高いか低いかの極性を含めた周波数差に対応する電圧が得られる周波数弁別器を容易に構成することができる。しかし、ヘテロダイン方式はチャンネル選択にはイメージ妨害が発生するため、光 P S K 信号の狭いスペクトラムの利点を生かしきれない欠点がある。 40

【 0 0 0 8 】

これに対し、位相ダイバーシティ方式はホモダインの搬送波再生の問題を解決できる方式であり、位相同期が不要で、ホモダインと同程度の高密度が期待できる。しかし、中間周波数が零である位相ダイバーシティ方式では、中間周波数の信号を逡倍して変調成分を除去し、周波数差の絶対値に対応した電圧を得ることはできるが、上記の極性を知ることができない。位相ダイバーシティ受信において、周波数差が送信データのシンボル周波数の約 3 % 以内であれば B P S K 信号の復調 B E R 特性の劣化が無視できることを利用して、これを満足するような低い中心周波数で動作する周波数弁別器を用いた A F C が下記の論文 2 に報告されている。 50

【 0 0 0 9 】

論文 2 ; A. W. Davis : “ Phase Diversity Techniques for Coherent Optical Receivers ” (コヒーレント受信機用位相ダイバーシティ技術) , J. Lightwave Technol. Vol.5, NO.4, pp.561-572 (1987) 。

【 0 0 1 0 】

論文 2 に記載された A F C は、周波数差を厳密には零にできない。特に、光 Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying ; 4 相 P S K) 信号を復調する場合には、局発光源の周波数と信号光の周波数の差周波数は送信シンボル周波数の約 0 . 3 % 以内と、B P S K 信号よりも一桁厳しい特性が要求される。従来技術で中心周波数がさらに低い周波数弁別器で A F C を構成すると、送信光の周波数変動により局発光源の周波数制御の極性が反転することとなるため、その要求特性の実現は困難である。

10

【 0 0 1 1 】

零を中心周波数として動作する周波数弁別器として、F S K 信号の位相ダイバーシティ受信機の復調回路技術を応用することは容易に類推可能であろう。この周波数弁別器は、図 2 に示すように、2 つの直交成分 I , Q を一対の微分器 4 1 で微分して周波数差の情報を得るとともに、これら周波数差の情報と 2 つの直交成分 I , Q とをそれぞれ一対の乗算器 4 4 でたすき掛けに乗算した信号を減算器 4 5 で減算することで、データによる変調成分を除去して前述の極性を含めた周波数差に比例した電圧を得ようとするものであり、下記の論文 3 に報告されており、既知の技術である。ここで、 ω 、 ϕ はそれぞれ信号光と局発光との周波数差および位相差である。また、4 6 は減算器 4 5 の出力を平滑する L P F (Low Pass Filter ; 低域フィルタ) である。

20

【 0 0 1 2 】

論文 3 ; 前田他 ; “ 位相ダイバーシティ方式 D P S K コヒーレント光伝送実験 ”、信学技報、O C S 9 6 - 1 2 6 (1 9 9 7) 。

【 0 0 1 3 】

しかし、論文 3 に示されたような既知の周波数弁別技術は、次節の [発明が解決しようとする課題] で述べるように、送信データ (変調データ) が周波数弁別特性に混入して A F C 特性が劣化するという問題がある。

【 0 0 1 4 】

【 発明が解決しようとする課題 】

30

図 2 に示す微分器 4 1 の微分の操作として、入力信号を 2 分配し、一方の信号を遅延させて他方の信号から引く方法が考えられる。この遅延量を τ_d とすると、 τ_d を光 P S K 信号のシンボル周波数の逆数 τ_s と比べて十分小さく選べば、データの変調の影響を受けにくくすることができる。しかし、そのようにすると周波数差零 (同調時) における周波数弁別器の感度が小さくなるとともに、広帯域な差動増幅器が必要となるという問題がある。この反対に、遅延量 τ_d を τ_s 程度に大きく選ぶと、周波数弁別器の感度は高くなるが、隣接シンボル間で位相が変化する時に A F C 回路の出力が ω (信号光と局発光との周波数差) によらず零となってしまうという問題がある。これら問題点を図 3 を用いて以下で詳述する。

【 0 0 1 5 】

40

図 3 は図 2 の微分器 4 1 を遅延線 4 2 と差動増幅器 4 3 で構成した周波数弁別器を示す。4 7 は遅延量 $\tau_d / 2$ の遅延線 4 7 である。ここで、時刻 $t + \tau_d$ における信号光の位相を ψ とする。I、Q 信号は一対の遅延線 4 7 により $\tau_d / 2$ だけ遅延してから乗算器 4 4 で乗算するものとし、時刻 $t + \tau_d / 2$ における位相を θ とする。この周波数弁別器の出力信号 $f(\omega)$ は下記の式 (1) で示される。

【 0 0 1 6 】

【 数 1 】

$$f(\omega) = 2 \sin \left[\frac{\omega \tau d + \psi - \phi}{2} \right] \cos \left[\frac{\psi + \phi}{2} - \theta \right] \quad (1)$$

【0017】

上式(1)において、隣接するシンボル間で位相変化がない場合には、 $\psi - \phi$ と $\cos$ 項の括弧内は共に零となるので、周波数弁別特性は下記の式(2)となる。

【0018】

【数2】

10

$$f(\omega) = 2 \sin \left[\frac{\omega \tau d}{2} \right] \quad (2)$$

【0019】

ところが、位相変化が π の場合には $t + \tau d$ から $t + \tau s$ の間では上式(2)と同じであるが、 t から $t + \tau d$ の間では上式(1)の $\cos$ の括弧内が $\pi/2$ または $-\pi/2$ となるため、 $f(\omega)$ が零となり、上式(2)のAFC特性が劣化する。位相変化が $\pi/2$ の場合には、 t から $t + \tau d$ の間では $\cos$ 項の括弧内は $\pi/2$ または $-\pi/2$ とはならないため、変調データが周波数弁別特性に混入してAFC特性が劣化する。一方、 τd を τs と比べて小さくすれば、 $f(\omega)$ が零となってしまう時間率を減らせるので、周波数弁別器の出力をLPF46で平滑することで劣化の程度を抑えることはできるが、局部発光源と信号光の周波数差を零とすることはできない。また、前述のように、同調時における感度低下と広帯域な差動増幅器が必要となるという問題がある。

20

【0020】

本発明は、上述のような課題を解決するために成されたもので、その目的は光PSK信号の位相ダイバーシティ受信機用AFC回路において変調データによるAFC特性の劣化をなくすることにある。

【0021】

30

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、請求項1の発明は、光PSK変調された光波を位相ダイバーシティ方式により遅延検波して復調するコヒーレント光伝送の受信機の局発光源の発振周波数を信号光の周波数に追従させるためのAFC回路において、遅延線と差動増幅器、乗算器、減算器を用いて直交する2つの中間周波数信号から該中間周波数信号の周波数差に対応した電圧を得る周波数弁別器と、前記2つの中間周波数信号を遅延検波して得たPSK復調信号から隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となるようなキィ信号を生成するキィ信号発生回路と、前記キィ信号により前記周波数弁別器の出力信号に対して隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となる選択制御を行って該選択結果を前記局発光源に帰還させるサンプルホールド回路とを組み合わせることを特徴とする。

40

【0022】

ここで、前記PSKがBPSKであることができる。

【0023】

また、前記PSKがQPSKであることができる。

【0024】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施形態を詳細に説明する。

【0025】

(第1の実施形態)

50

最初に、本発明の一実施形態におけるBPSK信号の受信機の構成を図1に示す。ここで、1は位相ダイバーシティ方式の光BPSK信号の受信機であり、下記の構成要素2～15を用いて、送信機側(図示しない)で光BPSK変調された光BPSK信号を位相ダイバーシティ方式により遅延検波してBPSK変調以前の原信号に復調する。2は光BPSK変調されたBPSK信号光(入力信号光)を導入する入力光ファイバであり、例えば偏波保存光ファイバを用いることができる。3は90°光ハイブリッドであり、5の局発光源から供給される無変調の局発光と上記入力信号光とからそれらを90°偏移した光波を生成する。4は平衡型光受光器であり、例えばPIN-PD(ピン・フォトダイオード)からなり、光ハイブリッド3の直交した出力光を受光して、局発光源5により周波数変換された直交した2つの中間周波数信号を出力する。

10

【0026】

6はそれぞれの平衡型光受光器4から供給される上記中間周波数信号I、Qを遅延量 τ_s で遅延する遅延線である。7は乗算器であり、それぞれの平衡型光受光器4から供給される上記中間周波数信号I、Qとその信号を遅延線6で τ_s 遅延した信号とを乗算する。乗算器7としては、例えば上記文献3で開示されたような比較的良好な直線性が得られるGilbert Cell型広帯域乗算器を用いることができる。8は加算器であり、両乗算器7の出力を加算する。9は識別判定器であり、加算器8から供給される信号から位相変化0の場合を識別することにより11のBPSK復調信号を生成する。

【0027】

10は図4のタイミングチャートに示す信号処理動作を行うキイ信号発生器であり、2つの中間周波数信号を遅延検波して得たBPSK復調信号11から隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となるようなキイ信号10aを生成する。

20

【0028】

12は位相ダイバーシティ用受信機1の局発光源5の発振周波数を信号光の周波数に追従させるためのAFC回路であり、周波数弁別器13、サンプルホールド回路14、LPF15、および局発光源5を含む。周波数弁別器13は図3で上述した構成の周波数弁別器であり、遅延線42、47と差動増幅器43、乗算器44、減算器45およびLPF46を用いて直交する2つの中間周波数信号I、Qからその中間周波数信号の周波数差に対応した電圧の信号を得る。サンプルホールド回路14は、周波数弁別器13と局発光源5の間に挿入されて、上記キイ信号10aのレベルに応じて、周波数弁別器13の出力信号に対して隣接シンボル間で位相変化が無い場合はサンプル動作、有る場合はホールド動作となる選択制御を行って、その選択結果をLPF15を介して局発光源5に帰還させる。LPF15はサンプルホールド回路14と局発光源5との間に挿入されて、サンプルホールド回路14の出力を平滑する。局発光源5は送信機と同じ周波数特性を持つ。

30

【0029】

次に、受信機1の全体の動作を信号の流れに従って説明する。

【0030】

入力光ファイバ1を通して入力する光BPSK信号は、90°光ハイブリッド3を通して2分されると共に、一方は90°偏移され、両者はそれぞれの平衡型受光器4に受光される。受光器4は信号光を局発光源5の無変調の局発光と共に受光すると、信号光は両者のうなりの周波数(ビート周波数)のI、Qに変換される。このように受光器4で直交検波したIとQには、交互に信号が現れるので、両者I、Qを遅延量 τ_s の遅延線6と乗算器7とを用いて遅延検波して加算器8により加算することで、BPSK信号を復調できる。加算器8の出力は識別判定器9を通してBPSK復調信号11となり、受信機1から出力される。

40

【0031】

さらに、上記信号I、QとBPSK復調信号11はAFC回路12の周波数弁別器13に供給される。また、BPSK復調信号11を基にキイ信号発生器10で生成されたキイ信号10aはAFC回路12のサンプルホールド回路14に供給される。

50

【 0 0 3 2 】

図 4 は B P S K 復調信号 1 1 とキィ信号 1 0 a との対応を示す。本発明の特徴は、B P S K 復調信号 1 1 の位相変化の有無により周波数弁別器 1 3 の出力を選択制御することにある。すなわち、光 B P S K 変調波の遅延検波による復調信号 1 1 から、図 4 に示すような位相変化 0 の場合のみ、識別判定器 9 の識別判定のタイミングでサンプル動作が能動状態となるキィ信号 1 0 a をキィ信号発生器 1 0 で生成する。このキィ信号 1 0 a を周波数弁別器 1 3 の後段のサンプルホールド回路 1 4 に加える。そして、サンプルホールド回路 1 4 で選択制御された周波数弁別信号を L P F 1 5 で平滑して局発光源 5 の電流に帰還する。位相変化が π の時にはサンプルホールド回路 1 4 の出力は零にはならないため、同調時に高い感度を得るためには τ_d は τ_s と等しく選ぶと有利である。

10

【 0 0 3 3 】

上述のように、本実施形態では、遅延検波した B P S K 復調信号 1 1 から位相変化の無い場合のみ能動となるキィ信号 1 0 a を作り、サンプルホールド回路 1 4 で周波数弁別器 1 3 の出力をキィ信号 1 0 a を基にサンプルホールドしてから局発光源 5 に帰還する選択制御型の A F C を行っているため、変調データによる A F C 特性の劣化をなくすることができる。また、局発光源 5 の光波と信号光の周波数差を零にすることができる。

【 0 0 3 4 】

(第 2 の実施形態)

次に、本発明の他の実施形態として位相ダイバーシティ方式の光 Q P S K 信号の受信機の構成を図 5 に示す。ここで、1 6 は位相ダイバーシティ方式の光 Q P S K 信号の受信機であり、下記の構成要素 1 7 ~ 3 2 を含む。1 7 は図 1 の 2 と同様の入力光ファイバ、1 8 は図 1 の 3 と同様の 90° 光ハイブリッドである。1 9 は図 1 の 4 と同様の平衡型光受光器であって全体で 2 個あり、2 0 の局発光源により周波数変換された直交した 2 つの中間周波数信号 I、Q を出力する。2 1 は図 1 の 6 と同様の遅延量 τ_s の遅延線であって全体で 4 個あり、2 2 は図 1 の 7 と同様の乗算器であって全体で 4 個ある。2 3 は加算器、2 4 は減算器であり、図 5 に示すようにそれぞれ 2 個ずつ直列的に接続されている。2 5 は図 1 の 9 と同様の識別判定器であって全体で 2 個あり、2 6 は論理素子、2 7 は図 1 の 1 0 と同じキィ信号発生器、2 8 は Q P S K の復調信号である。論理素子 2 6 は一対の識別判定器 2 5 からそれぞれ出力される一対の Q P S K 復調信号 2 8 に対して論理演算を下記のように行って、その演算結果をキィ信号発生器 2 7 に出力する。

20

30

【 0 0 3 5 】

2 9 は図 1 の 1 2 と同様の構成と機能を有する A F C 回路であり、図 3 で述べた周波数弁別器 3 0、サンプルホールド回路 3 1、L P F 3 2、および局発光源 2 0 を有する。

【 0 0 3 6 】

本発明の A F C 方式は許容周波数差が B P S K より一桁厳しい Q P S K では特に有効である。図 5 の 2 8 の Q P S K の復調信号 I'、Q' は下記の式 (3) のように表わすことができる。

【 0 0 3 7 】

【 数 3 】

$$I' = \sin \left[\Delta \Phi + \frac{\pi}{4} \right] \quad Q' = \sin \left[\Delta \Phi - \frac{\pi}{4} \right] \quad (3)$$

40

【 0 0 3 8 】

ここで、 Φ は 0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ を取り得る。位相変化のない場合 ($\Phi = 0$) に図 4 と同じキィ信号を得るためには、論理素子 2 6 の入出力の関係を I' が正、Q' が負の時のみ出力が正とすれば良い。

【 0 0 3 9 】

Q P S K では位相変化が起こらない確率は B P S K の半分となるので、3 3 のキィ信号の数も半分となるが、キィ信号間でのビート周波数の変動は無視できる程度に小さいと考え

50

られる。

【 0 0 4 0 】

【 発明の効果 】

以上説明したように、本発明によれば、遅延検波により復調された信号を A F C のサンプルホールド回路に帰還し、位相変化が無かった場合のみ、識別判定のタイミングでサンプル動作を行わせるので、変調データによる A F C 特性の劣化をなくすることができる。

【 0 0 4 1 】

また、本発明は許容周波数差が B P S K より一桁厳しい Q P S K では特に有効である。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の一実施形態における光 B P S K 信号の受信機の構成を示すブロック図である。 10

【 図 2 】 従来例における光 P S K 信号の位相ダイバーシティ方式受信機の周波数弁別器の原理を示すブロック図である。

【 図 3 】 本発明の実施形態において用いた微分器を遅延線と差動増幅器で構成した周波数弁別器を示すブロック図である。

【 図 4 】 本発明の一実施形態の図 1 で生成される B P S K 復調信号とキィ信号との対応を示す波形図である。

【 図 5 】 本発明の他の実施形態における光 Q P S K 信号の受信機の構成を示すブロック図である。

【 符号の説明 】

20

1 位相ダイバーシティ方式の光 B P S K 信号の受信機

2 入力光ファイバ

3 90°光ハイブリッド

4 平衡型光受光器

5 局発光源

6 遅延量 τ_s の遅延線

7 乗算器

8 加算器

9 識別判定器

10 キィ信号発生器

30

11 B P S K 復調信号

12 A F C 回路

13 周波数弁別器

14 サンプルホールド回路

15 L P F

16 位相ダイバーシティ方式の光 Q P S K 信号の受信機

17 入力光ファイバ

18 90°光ハイブリッド

19 平衡型光受光器

20 局発光源

40

21 遅延量 τ_s の遅延線

22 乗算器

23 加算器

24 減算器

25 識別判定器

26 論理素子

27 キィ信号発生器

28 Q P S K の復調信号

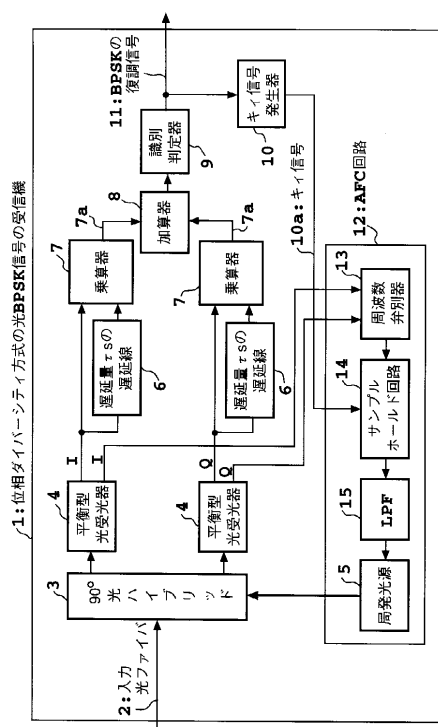
29 A F C 回路

30 周波数弁別器

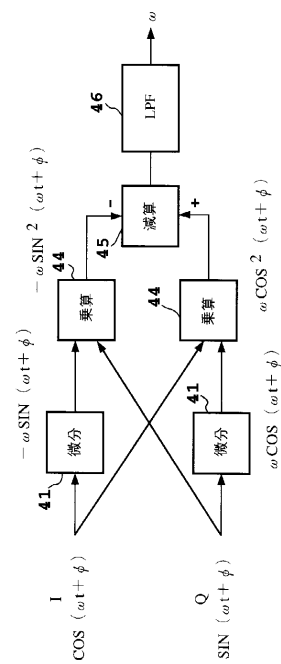
50

- 3 1 サンプルホールド回路
- 3 2 L P F
- 4 1 微分器
- 4 2 遅延線
- 4 3 差動増幅器
- 4 4 乗算器
- 4 5 減算器
- 4 6 L P F
- 4 7 遅延線

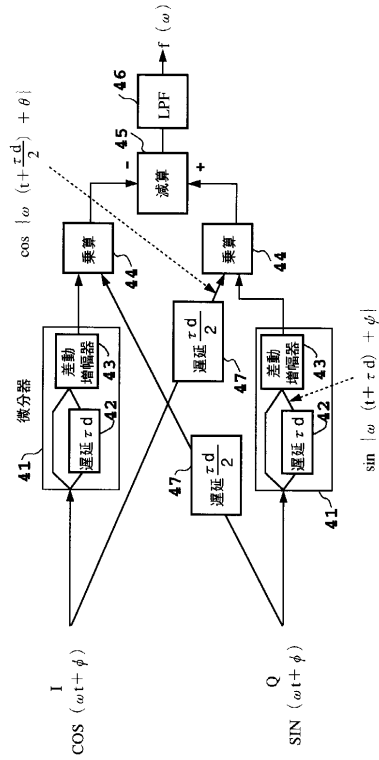
【図 1】



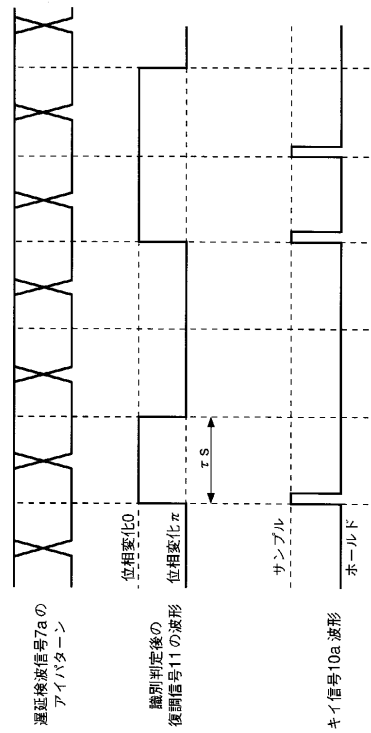
【図 2】



【図 3】

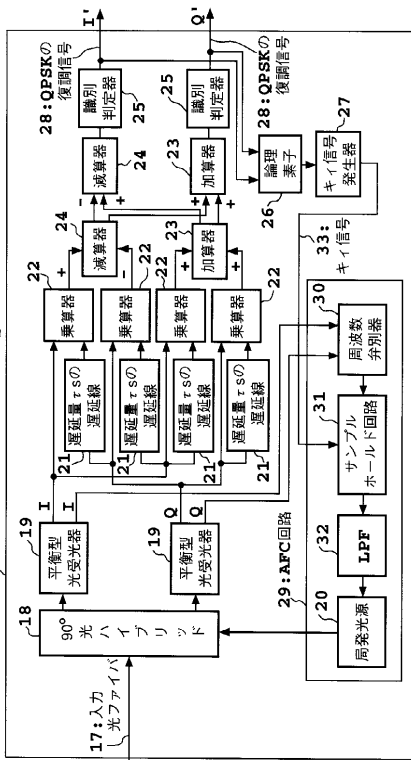


【図 4】



【図 5】

図16:位相ダイバーシティ方式の光QPSK信号の受信機



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷ F I

H 0 4 B 10/152

H 0 4 L 27/22

(72)発明者 古田 浩之

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内

審査官 前田 仁

(56)参考文献 特開平11-041207(JP,A)

特開平06-209288(JP,A)

特開平08-116342(JP,A)

特開平03-059548(JP,A)

特開平05-191351(JP,A)

特開平05-037475(JP,A)

特開平03-211927(JP,A)

特開平03-062746(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04B 10/00 - 10/28

H04J 14/00 - 14/08

G02F 2/00

H01S 3/10

H04L 27/22