

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5482273号
(P5482273)

(45) 発行日 平成26年5月7日(2014.5.7)

(24) 登録日 平成26年2月28日(2014.2.28)

(51) Int.Cl.	F I
H04B 10/61 (2013.01)	H04B 9/00 610
H04B 10/2569 (2013.01)	H04B 9/00 266
H04B 10/2513 (2013.01)	H04B 9/00 253

請求項の数 8 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2010-29536 (P2010-29536)	(73) 特許権者	000005223
(22) 出願日	平成22年2月12日 (2010.2.12)		富士通株式会社
(65) 公開番号	特開2011-166627 (P2011-166627A)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(43) 公開日	平成23年8月25日 (2011.8.25)	(74) 代理人	100074099
審査請求日	平成24年9月10日 (2012.9.10)		弁理士 大菅 義之
(出願人による申告) 平成21年度、総務省、「超高速光伝送システム技術の研究開発(デジタルコヒーレント光送受信技術)」研究開発委託契約に基づく開発項目「デジタルコヒーレント偏波処理技術」委託研究、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願		(74) 代理人	100133570
			弁理士 ▲徳▼永 民雄
		(72) 発明者	小牧 浩輔
			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	塩田 昌宏
			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】 光受信器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

光信号を受信するコヒーレント受信部と、
 前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、
 前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、
 前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、
 前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、
 前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、
 前記A/D変換器のサンプリング位相を、1シンボル時間に相当する位相またはそれ以上、変動させる位相制御部と、
 前記A/D変換器のサンプリング位相が前記位相制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、
 前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、
 を有する光受信器。

【請求項2】

請求項1に記載の光受信器であって、
 前記波形歪み補償部と前記位相調整部との間に設けられ、前記波形歪み補償部の出力信

号に対して、前記位相制御部からの制御データに対応するデジタル演算を行うことにより前記サンプリング位相を変動させる位相シフト部をさらに備えることを特徴とする光受信器。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の光受信器であって、

前記位相調整部は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記位相制御部からの制御データに応じて前記サンプリング位相を変動させることを特徴とする光受信器。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の光受信器であって、

前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときは前記位相制御部により生成される制御データを選択し、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御した後は前記位相検出部により生成される位相情報を選択するセレクタをさらに備え、

前記位相調整部は、前記セレクタにより選択された制御データまたは位相情報に従って前記サンプリング位相を調整する

ことを特徴とする光受信器。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の光受信器であって、

前記 A / D 変換器が使用するサンプリングクロックを生成する周波数可変発振器をさらに備え、

前記周波数可変発振器は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記位相制御部からの制御データに応じて前記サンプリングクロックの周波数を変動させることを特徴とする光受信器。

【請求項 6】

光信号を受信するコヒーレント受信部と、

前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換する A / D 変換器と、

前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、

前記 A / D 変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、

前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記 A / D 変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、

前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、

前記光信号の偏波の回転量を変動させる偏波制御部と、

前記光信号の偏波が前記偏波制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、

前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、

を有する光受信器。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の光受信器であって、

前記波形歪み補償部と前記位相調整部との間に設けられ、前記波形歪み補償部の出力信号に対して、前記光信号の偏波を制御する演算を実行する適応等化部をさらに備え、

前記適応等化部は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記偏波制御部からの制御データに応じて前記偏波を制御する

ことを特徴とする光受信器。

【請求項 8】

請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の光受信器であって、

前記 A / D 変換器は、シンボルレートの 2 倍の速度でサンプリングを行って前記光信号を表すデジタル信号列を生成し、

前記位相検出部は、連続する 3 つのデジタル信号の中の第 1 番目のデジタル信号と第 3

10

20

30

40

50

番目のデジタル信号との差分に第2番目のデジタル信号を乗算することにより、前記位相情報を生成する

ことを特徴とする光受信器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル処理を利用して光信号を復調する光受信器、および光受信器内に設けられるデジタル信号処理装置に係わる。

【背景技術】

【0002】

近年、1波長あたり40Gbit/sを超える光信号を伝送する光伝送システムが研究または開発されてきている。このような超高速の光伝送システムにおいては、光S/N比(O S N R : Optical Signal to Noise Ratio)が劣化し、また、光ファイバの波長分散等に起因する波形歪みが生じる。そして、これらの問題を解決する技術として、デジタルコヒーレント受信方式が注目されている。

【0003】

デジタルコヒーレント光受信器は、一般に、フロントエンド回路、A/D変換器、デジタル信号処理装置を備える。フロントエンド回路は、通常、局部光源を利用して光信号を受信し、その光信号を表すアナログ電気信号を生成する。A/D変換器は、フロントエンド回路から出力されるアナログ電気信号をデジタル信号に変換する。デジタル信号処理装置は、デジタル演算により信号を復調する。

【0004】

デジタル信号処理装置は、例えば、主に波長分散を補償する波形歪み補償部、および、主に偏波変動による波形歪みを補償する適応等化部を備える。この構成では、波形歪み補償部において波長分散が十分に補償されると、適応等化部は波長分散をほとんど補償する必要がないので、適応等化部の回路規模を小さくすることができる。そうすると、適応等化部は、回路規模に起因する回路遅延をなくすことができ、速い偏波変動に対応した高速のフィードバックを行うことができる。このため、波形歪み補償部において波長分散が十分に補償されることが好ましい。

【0005】

波長分散補償量は、例えば、下記の方法で推定されて補償される。

(1) 伝送路の距離および光ファイバの特性に基づいて波長分散が推定される。しかしながら、この方法では、推定誤差が大きい。したがって、波長分散が十分に補償されないおそれがある。

【0006】

(2) 復調信号に対して実行される誤り訂正手順において、誤り訂正数が最小化されるように波長分散補償量が決定される。しかし、この方法は、光受信器のすべての動作(フレーム同期を含む)が収束した後に実行されるので、推定時間が長くなる。このため、例えば、障害発生時に光パスが切り替わる伝送システムにおいては、システムの回復が遅れるおそれがある。

【0007】

(3) アナログクロック再生回路により再生されるクロック信号を利用して波長分散補償量が推定される。しかし、アナログ領域では残留分散が大きいので、波長分散補償量を精度よく推定することは困難である。

【0008】

なお、特許文献1~4には、波長分散補償量を推定する方法が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】特開2002-208892号公報

10

20

30

40

50

【特許文献2】特開2004-236097号公報

【特許文献3】特開2008-58610号公報

【特許文献4】特開2007-60583号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

上述のように、従来技術によれば、デジタルコヒーレント光受信器において、短い時間で波長分散を精度よく推定することが困難であった。このため、例えば、光信号を送送する光パスの切り替え時に、新たな光パスの波長分散を補償するための設定に長い時間を要することがあった。すなわち、光伝送路に障害が発生したときに、復旧に要する時間が長くなることがあった。

10

【0011】

本発明の課題は、デジタルコヒーレント光受信器において、短い時間で波長分散を精度よく推定する構成または方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明の1つの態様の光受信器は、光信号を受信するコヒーレント受信部と、前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、前記A/D変換器のサンプリング位相を変動させる位相制御部と、前記A/D変換器のサンプリング位相が前記位相制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、を有する。

20

【0013】

本発明の他の態様の光受信器は、光信号を受信するコヒーレント受信部と、前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、前記光信号の偏波の回転量を変動させる偏波制御部と、前記光信号の偏波が前記偏波制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、を有する。

30

【0014】

本発明のさらに他の態様の光受信器は、光信号を受信するコヒーレント受信部と、前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、前記位相情報を1周期以上に変動させる変動制御部と、前記位相情報が前記変動制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、を有する。

40

【発明の効果】

【0015】

50

本出願において開示される構成によれば、デジタルコヒーレント光受信器において、短い時間で波長分散を精度よく推定することができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】第1の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

【図2】サンプリング位相について説明する図である。

【図3】サンプリング位相検出部の構成および動作を説明する図である。

【図4】サンプリング位相検出部により算出される位相情報の特性を説明する図である。

【図5】サンプリング位相を調整する方法を説明する図である。

【図6】位相制御部および位相シフト部の動作を説明する図である。

10

【図7】第1の実施形態において波形歪み補償部を制御する方法を示すフローチャートである。

【図8】位相シフト部の実施例を示す図である。

【図9】FFT/IFFTを利用してサンプリング位相をシフトさせる方法を説明する図である。

【図10】位相制御データの実施例である。

【図11】第2の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

【図12】第2の実施形態において波形歪み補償部を制御する方法を示すフローチャートである。

【図13】第3の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

20

【図14】第3の実施形態において波形歪み補償部を制御する方法を示すフローチャートである。

【図15】第4の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

【図16】偏波制御データの実施例を示す図である。

【図17】適応等化部の実施例を示す図である。

【図18】偏波変動部の一例を示す図である。

【図19】第5の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

【図20】第6の実施形態の光受信器の構成を示す図である。

【図21】第1～第3の実施形態の構成による効果を説明する図である。

【図22】第4～第5の実施形態の構成による効果を説明する図である。

30

【発明を実施するための形態】

【0017】

図1は、第1の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第1の実施形態の光受信器1は、コヒーレント受信部10、A/D変換部20、発振器30、デジタル信号処理部40を備える。

【0018】

光受信器1には、光信号が入力される。この光信号は、光送信器から送信され、光ファイバを介して伝送され、光受信器1により受信される。また、この光信号は、特に限定されるものではないが、例えば、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調信号である。なお、この明細書において、QPSKは、DQPSK (Differential QPSK) を含むものとする。また、光信号は、他の方式で変調された信号であってもよい。

40

【0019】

コヒーレント受信部10は、偏波ビームスプリッタ(PBS)11、90°光ハイブリッド回路12h、12v、局部光源(LD)13、偏波ビームスプリッタ(PBS)14、受光回路15a～15dを備える。偏波ビームスプリッタ11は、入力光信号から互いに直交する1組の偏波光信号h、vを生成し、それぞれ90°光ハイブリッド回路12h、12vに導く。局部光源13は、例えばレーザダイオードであり、入力光信号のキャリア周波数と同じまたはほぼ同じ周波数の局発光を生成する。局発光は、例えば、連続光である。偏波ビームスプリッタ14は、局発光から互いに直交する1組の局発光h、vを生成し、それぞれ90°光ハイブリッド回路12h、12vに導く。

50

【 0 0 2 0 】

90°光ハイブリッド回路12hは、偏波光信号hと局発光hを同相及び逆相で干渉させ、1組の出力光を生成する。この1組の出力光は、互いに光位相が90°シフトしている。これにより、H偏波のI成分光信号およびQ成分光信号が生成される。

【 0 0 2 1 】

受光回路15aは、直列的に接続された1組のフォトダイオードを備え、90°光ハイブリッド回路12hから出力されるI成分光信号を電気信号に変換する。同様に、受光回路15bは、90°光ハイブリッド回路12hから出力されるQ成分光信号を電気信号に変換する。これにより、H偏波のI成分およびQ成分を表すアナログ電気信号が生成される。

10

【 0 0 2 2 】

90°光ハイブリッド回路12v、受光回路15c、15dの構成および動作は、基本的に、90°光ハイブリッド回路12h、受光回路15a、15bと同じである。すなわち、90°光ハイブリッド回路12v、受光回路15c、15dによりV偏波のI成分およびQ成分を表すアナログ電気信号が生成される。

【 0 0 2 3 】

A/D変換部20は、A/D変換器21a~21dを備える。A/D変換器21a~21dは、それぞれ、受光回路15a~15dから出力されるアナログ電気信号をデジタル信号に変換する。これにより、入力光信号を表すデジタル信号が生成される。なお、A/D変換器21a~21dは、それぞれ、発振器30により生成されるクロック信号に同期してサンプリングを行う。サンプリング周波数は、特に限定されるものではないが、例えば、光信号のシンボルレートの2倍である。なお、発振器30は、可変周波数発振器であってもよい。

20

【 0 0 2 4 】

デジタル信号処理部40は、波形歪み補償部41、サンプリング位相検出部42、サンプリング位相調整部43、復調部44、位相制御部45、位相シフト部46、フィルタ47、ピーク検出部48、波長分散補償量設定部49を備える。なお、デジタル信号処理部40は、例えば、信号処理プログラムを実行するプロセッサにより実現される。ただし、デジタル信号処理部40は、ハードウェア回路を含んでもよい。

【 0 0 2 5 】

波形歪み補償部41は、A/D変換部20から入力されるデジタル信号に対して、光信号の波形歪みを補償する演算を実行する。このとき、波形歪み補償部41は、伝送路(すなわち、光ファイバ)の波長分散に起因する波形歪みを補償する。伝送路の波長分散は、波長分散補償量設定部49により推定される。そして、波形歪み補償部41は、波長分散補償量設定部49から指示される波長分散補償量に従って、波形歪みを補償する。

30

【 0 0 2 6 】

波形歪み補償部41は、特に限定されるものではないが、例えば、FIRフィルタにより実現される。この場合、H偏波成分およびV偏波成分に対してそれぞれFIRフィルタが設けられる。なお、各FIRフィルタのタップ数は、特に限定されるものではないが、例えば、光伝送システム上で想定される波長分散量に応じて決定される。

40

【 0 0 2 7 】

波長分散補償量は、光受信器1が受信動作を開始するとき、および光受信器1により受信される光信号を伝送する光バスが切り替えられたときに、波長分散補償量設定部49により算出される。そして、波形歪み補償部41は、算出された波長分散補償量に従って、FIRフィルタのタップ係数を決定する。以降、波形歪み補償部41は、新たな波長分散補償量が算出されるまで、タップ係数を維持しながらFIRフィルタ演算を実行する。ただし、デジタル信号処理部40は、上記契機に加えて、所定の周期で、或いはネットワーク管理者からの指示に応じて、新たな波長分散補償量を算出してFIRフィルタのタップ係数を更新してもよい。

【 0 0 2 8 】

50

サンプリング位相検出部 42 は、A/D 変換部 20 のサンプリング位相を表す位相情報を生成する。サンプリング位相は、ここでは、A/D 変換部 20 における送信信号データのシンボル位相に対する理想的なサンプリングタイミングと実際のサンプリングタイミングとの間のタイミング誤差を表す。

【0029】

図 2 は、サンプリング位相について説明する図である。図 2 に示す曲線は、A/D 変換部 20 に入力されるアナログ電気信号であり、H 偏波 I 成分信号、H 偏波 Q 成分信号、V 偏波 I 成分信号、V 偏波 Q 成分信号のいずれか 1 つを示している。また、図 2 は、2 つのシンボル (n、n+1) についてアナログ電気信号を示している。なお、図 2 は、シンボル n、n+1 間でデータが変化している場合について示している。

10

【0030】

サンプリング周波数がシンボルレートの 2 倍であるときは、A/D 変換部 20 は、理想的には、タイミング a1、a2、a3、... においてサンプリングを行う。ここで、タイミング a1 はシンボル n の中央であり、タイミング a2 はシンボル n、n+1 の境界であり、タイミング a3 はシンボル n+1 の中央である。

【0031】

サンプリングタイミングが適切に調整されていないときは、A/D 変換部 20 は、例えば、タイミング b1、b2、b3、... においてサンプリングを行う。この場合、サンプリング位相検出部 42 は、図 2 に示す誤差を検出する。誤差は、タイミング a1、b1 間の誤差に相当する。

20

【0032】

図 3 は、サンプリング位相検出部 42 の構成および動作を説明する図である。サンプリング位相検出部 42 は、図 3 (a) に示す演算を実行する。すなわち、サンプリング位相検出部 42 は、I 成分および Q 成分について、それぞれ、連続する 3 つのサンプリングデータを利用して加算演算および乗算演算を実行する。そして、I 成分および Q 成分についての演算結果の和が、位相情報 u として出力される。なお、図 3 (a) において、は、1 シンボル時間に相当する。

【0033】

例えば、I 成分のアナログ電気信号が図 3 (b) に示すタイミング b1、b2、b3 において A/D 変換部 20 によりサンプリングされたものとする。この場合、サンプリング位相検出部 42 には、サンプリングデータ B1、B2、B3 が与えられる。そして、サンプリング位相検出部 42 は、I 成分の位相情報 u(i) として「 $B2 \times (B3 - B1)$ 」を計算する。同様に、Q 成分の位相情報 u(q) も計算される。そして、サンプリング位相検出部 42 は、位相情報 u (= u(i) + u(q)) を計算して出力する。位相情報 u は、サンプリング位相ずれの大きさ及びその符号を表す。換言すれば、位相情報 u は、サンプリングタイミング誤差の大きさ及びその方向を表す。

30

【0034】

なお、サンプリング位相検出部 42 は、H 偏波成分または V 偏波成分について位相情報 u を算出する。或いは、サンプリング位相検出部 42 は、H 偏波成分および V 偏波成分の双方について位相情報 u を算出してもよい。この場合、位相情報 u として、例えば、H 偏波成分位相情報および V 偏波成分位相情報の平均値が出力されるようにしてもよい。

40

【0035】

図 3 に示すサンプリング位相検出方法 (または、タイミング誤差検出方法) は、たとえば、F.M.Gardner, A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receiver, IEEE Trans. Commun., VOL. COM-34, No.5, May 1986、または、T.Tanimura et. al, Digital Clock Recovery Algorithm for Optical Coherent Receivers Operating Independent of Laser Frequency Offset, ECOC2008, Mo.3.D.2 に記載されている。なお、サンプリング位相検出部 42 は、他の方法でサンプリング位相を検出してもよい。

【0036】

図 4 は、サンプリング位相検出部 42 により算出される位相情報 u の特性を説明する図

50

である。図 4 は、サンプリング位相ずれと位相情報 u との関係を示している。なお、サンプリング位相ずれは、1 シンボル時間を「1」として表わされている。また、位相情報 u は、波長分散が理想的に補償されているときの最大値を「1」として正規化されている。

【0037】

位相情報 u は、図 4 に示すように、サンプリング位相ずれ（すなわち、サンプリングタイミング誤差）に応じて変化する。サンプリング位相ずれがゼロであれば（例えば、図 2 においてタイミング a_1 、 a_2 、 a_3 でサンプリングが行われていれば）、位相情報 u はほぼゼロである。ところが、サンプリング位相ずれが大きくなると、位相情報 u の絶対値も大きくなっていく。そして、サンプリング位相ずれが「0.25」または「-0.25」であるときに、位相情報 u の絶対値が最大になる。ここで、位相情報 u の符号は、サンプリングタイミングの「進みまたは遅れ」を表す。サンプリング位相ずれがさらに大きくなると、位相情報 u の絶対値は小さくなっていく。そして、サンプリング位相ずれが「0.5」または「-0.5」になると、位相情報 u はゼロに戻る。なお、サンプリング位相ずれがさらに大きい領域では、位相情報 u は、図 4 に示すカーブで周期的に変化する。すなわち、例えば、サンプリング位相ずれが「0.6」「0.7」「0.8」であるときは、それぞれ、サンプリング位相ずれが「-0.4」「-0.3」「-0.2」であるときと同じ位相情報 u が得られる。また、サンプリング位相ずれが「-0.6」「-0.7」「-0.8」であるときは、それぞれ、サンプリング位相ずれが「0.4」「0.3」「0.2」であるときと同じ位相情報 u が得られる。

【0038】

サンプリング位相調整部 43 は、サンプリング位相検出部 42 により算出される位相情報 u に基づいて、A/D変換部 20 のサンプリング位相を調整する。このとき、サンプリング位相調整部 43 は、例えば、位相情報 u が最小化されるように、A/D変換部 20 のサンプリング位相を調整する。

【0039】

サンプリング位相調整部 43 は、特に限定されるものではないが、例えば、FIRフィルタにより実現される。この場合、H 偏波成分および V 偏波成分に対してそれぞれ FIR フィルタが設けられる。そして、位相情報 u に基づいて FIR フィルタのタップ係数を調整することにより、サンプリング位相が調整される。

【0040】

サンプリング位相調整部 43 は、波形歪み補償部 41 から出力されるデジタル信号（ここでは、位相シフト部 46 は無視する）に対してデジタル演算を実行することにより、サンプリング位相を調整する。例えば、図 5 に示すように、A/D変換部 20 は、サンプリングタイミング a_1 、 a_2 、 a_3 でアナログ電気信号 A からデータ A_1 、 A_2 、 A_3 を取得したものとする。また、サンプリング位相調整部 43 は、FIR フィルタを利用したデジタル演算により、データ A_1 、 A_2 、 A_3 をそれぞれデータ B_1 、 B_2 、 B_3 に変換したものとする。この場合、例えばデータ B_2 の値は、タイミング a_4 においてアナログ電気信号 A から取得されるデータ A_4 と同じである。すなわち、データ A_1 、 A_2 、 A_3 をそれぞれデータ B_1 、 B_2 、 B_3 に変換するデジタル演算は、実質的に、A/D変換部 20 のサンプリングタイミングを「」だけシフトさせる処理と等価である。

【0041】

このように、サンプリング位相調整部 43 は、A/D変換部 20 のサンプリングタイミング（すなわち、サンプリング位相）を調整する。このとき、サンプリング位相調整部 43 は、例えば図 2 に示すように、各シンボルの中央およびシンボル間の境界でデータがサンプリングされるように、位相情報 u に基づいてサンプリング位相を調整する。

【0042】

サンプリング位相調整部 43 の出力信号は、復調部 44 およびサンプリング位相検出部 42 に与えられる。なお、サンプリング位相検出部 42 は、上述したように、A/D変換部 20 のサンプリング位相を検出する。そして、サンプリング位相調整部 43 は、サンプリング位相検出部 42 による検出結果を利用して、サンプリング位相を調整する。

【0043】

復調部 44 は、この例では、適応等化波形歪み補償部を備える。適応等化波形歪み補償部は、サンプリング位相調整部 43 の出力信号に対してデジタル演算を実行することにより、波形歪み補償部 41 の出力信号に残留している波形歪みを補償する。適応等化波形歪み補償部は、例えば、パタフライ型 FIR フィルタであり、偏波変動等に起因する波形歪みを補償することができる。そして、復調部 44 は、波形歪みが補償された信号からデータを復調する。

【0044】

上記構成の光受信器において、波形歪み補償部 41 の FIR フィルタのタップ係数を指示する波長分散補償量は、サンプリング位相検出部 42 により得られる位相情報 u に基づいて計算される。ここで、位相情報 u は、図 4 に示すように、サンプリング位相ずれ量に依存すると共に、波長分散の補償誤差の大きさにも依存する。具体的には、波長分散が精度よく補償されていれば、図 4 において実線で示すように、サンプリング位相ずれ量の変化に対して位相情報 u の変動幅は大きい。これに対して、波長分散が適切に補償されていないときは、図 4 において破線で示すように、サンプリング位相ずれ量の変化に対して位相情報 u の変動幅は小さい。

【0045】

そこで、実施形態の光受信器 1 は、サンプリング位相ずれ量に対する位相情報 u の変動幅に基づいて波長分散量を推定する機能を備える。この機能は、図 1 に示す構成では、位相制御部 45、位相シフト部 46、ピーク検出部 48、波長分散補償量設定部 49 により実現される。一例としては、サンプリング位相ずれ量を所定の範囲においてスイープしたときの位相情報 u の変動幅を検出し、位相情報 u の変動幅を最大化するように、波長分散補償量が決定される。

【0046】

位相制御部 45 は、位相制御データを生成する。位相制御データは、サンプリング位相を指示する。位相シフト部 46 は、位相制御データに従って、サンプリング位相をシフトさせる。ここで、位相シフト部 46 は、波形歪み補償部 41 から出力されるデジタル信号に対してデジタル演算を実行することにより、サンプリング位相をシフトさせる。

【0047】

図 6 は、位相制御部 45 および位相シフト部 46 の動作を説明する図である。位相制御部 45 により生成される位相制御データは、図 6 (a) に示すように、時間の関数であり、例えばサイン波によって表わされる。ここで、位相制御データの振幅は、例えば、サンプリングタイミング誤差に換算した場合における「1 シンボル時間」に相当する。この場合、 \max は、0.5 シンボル時間に相当する。

【0048】

位相シフト部 46 は、図 6 (a) に示す位相制御データに従って、サンプリングタイミング（すなわち、サンプリング位相）をシフトさせる。ここで、例えば、A/D 変換部 20 は、時刻 0 において、図 6 (b) に示すサンプリングタイミング a_1 、 a_2 、 a_3 でデータをサンプリングしているものとする。また、A/D 変換部 20 のサンプリング周期は、シンボルレートに完全に同期しているものとする。

【0049】

時刻 $T/4$ において、位相制御データは、「 $-\max (= -0.5 \text{ シンボル})$ 」である。そうすると、位相シフト部 46 は、図 6 (b) に示すように、サンプリングタイミング b_1 、 b_2 、 b_3 でアナログ電気信号をサンプリングしたときに得られるデジタル信号を出力する。すなわち、時刻 0 ~ 時刻 $T/4$ の期間は、サンプリングタイミングは、実質的に「 a_1 、 a_2 、 a_3 」から「 b_1 、 b_2 、 b_3 」へ連続的に変化する。このとき、サンプリング位相検出部 42 は、順次、位相情報 u を計算する。したがって、時刻 0 ~ 時刻 $T/4$ の期間は、図 4 において、サンプリング位相ずれ量「0 ~ -0.5」の範囲で位相情報 u が算出される。

【0050】

時刻 $T/4$ ~ 時刻 $T/2$ の期間は、位相制御データは、「 $-\max$ 」から「0」に戻

10

20

30

40

50

る。したがって、時刻 $T/4 \sim$ 時刻 $T/2$ の期間は、図 4 において、サンプリング位相ずれ量「 $-0.5 \sim 0$ 」の範囲で位相情報 u が算出される。

【0051】

時刻 $3T/4$ において、位相制御データは、「 $+ \max (= +0.5 \text{ シンボル})$ 」である。そうすると、位相シフト部 46 は、図 6 (b) に示すように、サンプリングタイミング $c1$ 、 $c2$ 、 $c3$ でアナログ電気信号をサンプリングしたときに得られるデジタル信号を出力する。すなわち、時刻 $T/2 \sim$ 時刻 $3T/4$ の期間は、サンプリングタイミングは、実質的に「 $a1$ 、 $a2$ 、 $a3$ 」から「 $c1$ 、 $c2$ 、 $c3$ 」へ連続的に変化する。したがって、時刻 $T/2 \sim$ 時刻 $3T/4$ の期間は、サンプリング位相ずれ量「 $0 \sim -0.5$ 」の範囲で位相情報 u が算出される。同様に、時刻 $3T/4 \sim$ 時刻 T の期間は、サンプリング位相ずれ量「 $0.5 \sim 0$ 」の範囲で位相情報 u が算出される。

10

【0052】

このように、位相制御部 45 により図 6 (a) に示すような位相制御データが生成されると、位相シフト部 46 は、 $\pm \max$ (すなわち、 ± 0.5 シンボル) の範囲でサンプリング位相 (すなわち、サンプリングタイミング) を連続的に変動させる。そうすると、サンプリング位相検出部 42 は、順次、対応する位相情報 u を計算する。このとき、位相情報 u は、図 4 に示すように、サンプリング位相ずれに応じて変化する。また、位相制御データにより生じるサンプリング位相ずれの変動量は、1 シンボル時間に相当する。さらに、サンプリング位相ずれに対する位相情報 u の変動周期は、図 4 を参照しながら説明したように、1 シンボル時間に相当する。よって、図 6 (a) に示す位相制御データを利用してサンプリング位相を制御すれば、位相情報 u は、位相制御データの 1 周期の中で必ずピーク (最大値および/または最小値) を通過することになる。換言すれば、位相制御部 45 は、位相情報 u が必ずピークを通過するような位相制御データを生成する。したがって、位相制御データの 1 周期に渡って位相情報 u のピークをモニタすれば、位相情報 u の変動幅 (例えば、図 4 に示す最大値と最小値との差分) が検出される。位相情報 u のピークをモニタする機能は、フィルタ 47 およびピーク検出部 48 により実現される。

20

【0053】

なお、上述の例では、位相制御部 45 は、光信号の 1 シンボル時間に相当する範囲でサンプリング位相を変動させる位相制御データを生成する。ただし、位相制御部 45 は、1 シンボル時間よりも大きな期間に相当する範囲でサンプリング位相を変動させる位相制御データを生成してもよい。例えば、図 6 (a) に示す \max は、 0.5 シンボル時間よりも大きくてもよい。

30

【0054】

フィルタ 47 は、例えばローパスフィルタであり、位相情報 u に含まれている雑音を除去する。フィルタ 47 は、特に限定されるものではないが、平均化演算により実現されるようにしてもよい。

【0055】

ピーク検出部 48 は、例えばピークホールド回路によって実現され、位相制御データの 1 周期の中でピーク値 (最大値および/または最小値) を検出する。そして、ピーク値検出部 48 は、検出結果に基づいてピーク情報を作成して出力する。ピーク情報は、例えば、検出された最大値であってもよい。或いは、ピーク情報は、最大値と最小値との差分であってもよいし、最大値および最小値の二乗和であってもよい。

40

【0056】

波長分散補償量設定部 49 は、ピーク検出部 48 により得られるピーク情報に基づいて波長分散を推定し、波長分散補償量を生成する。そして、波形歪み補償部 41 は、波長分散補償量設定部 49 により生成された波長分散補償量に従って波長分散を補償することにより、入力信号の波形歪みを補償する。

【0057】

図 7 は、第 1 の実施形態において波形歪み補償部 41 を制御する方法を示すフローチャ

50

ートである。このフローチャートの処理は、例えば、光受信器 1 が光信号の受信を開始するとき、或いは光受信器 1 により受信される光信号を伝送する光パスが切り替えられたときに実行される。ただし、このフローチャートの処理は、定期的に、或いはネットワーク管理者からの指示に応じて実行されてもよい。

【 0 0 5 8 】

ステップ S 1 において、位相制御部 4 5 は、図 6 (a) に示す位相制御データ を生成する。そうすると、位相シフト部 4 6 は、位相制御データ に従ってサンプリング位相をシフトさせる。これにより、 $\pm \text{max}$ の範囲でサンプリング位相がスイープされる。ステップ S 2 において、サンプリング位相検出部 4 2 は、サンプリング位相調整部 4 3 の出力信号を利用して、サンプリング位相を検出する。サンプリング位相は、図 3 に示す方法で検出され、位相情報 u として出力される。ステップ S 3 において、ピーク検出部 4 8 は、位相制御データ に従ってサンプリング位相がスイープされている期間における位相情報 u のピーク値を検出する。

10

【 0 0 5 9 】

なお、ステップ S 1 ~ S 3 は、例えば、並列に実行される。すなわち、サンプリング位相がスイープされている期間に、順次、位相情報 u が検出され、位相情報 u のピーク値が検出される。また、ステップ S 1 ~ S 6 が実行されている期間は、サンプリング位相調整部 4 3 の動作を停止するようにしてもよい。

【 0 0 6 0 】

ステップ S 4 において、波長分散補償量設定部 4 9 は、波長分散補償量が収束したか否かをチェックする。ここで、図 4 を参照しながら説明したように、波長分散が適切に補償されていなければ位相情報 u のピーク値は小さく、波長分散が適切に補償されていれば位相情報 u のピーク値は大きくなる。したがって、例えば、位相情報 u のピーク値が閾値レベルを超えていれば、波長分散補償量が収束したと判定される。

20

【 0 0 6 1 】

波長分散補償量が収束していなければ、ステップ S 5 において、波長分散補償量設定部 4 9 は、ステップ S 3 で得られた位相情報 u のピーク値に基づいて新たな波長分散補償量を算出する。このとき、波長分散補償量設定部 4 9 は、位相情報 u のピーク値を大きくする方向に波長分散補償量を制御する。ステップ S 6 において、波形歪み補償部 4 1 は、新たに算出された波長分散補償量に基づいて F I R フィルタのタップ係数を更新する。ここで、波長分散補償量とフィルタ係数との対応関係は、シミュレーション等により予め決定してメモリに格納しておいてもよい。この場合、波形歪み補償部 4 1 は、新たな波長分散補償量に対応するフィルタ係数をメモリが読み出して使用することができる。そして、波形歪み補償部 4 1 は、更新されたフィルタ係数を利用して波形歪みを補償する。

30

【 0 0 6 2 】

ステップ S 1 ~ S 6 の処理は、位相情報 u のピーク値が閾値レベルを超えるまで繰り返し実行される。ただし、ステップ S 1 ~ S 6 の処理を所定回数繰り返し実行したときに、波長分散補償量を決定する処理を終了してもよい。

【 0 0 6 3 】

位相情報 u のピーク値が閾値レベルを超えていれば (ステップ S 4 : Y e s)、ステップ S 7 において、位相制御部 4 5 は、位相制御データ をゼロに設定する。以降、位相シフト部 4 6 は、サンプリング位相をシフトさせる演算を停止する。すなわち、波形歪み補償部 4 1 の出力信号は、そのままサンプリング位相調整部 4 3 へ送られる。

40

【 0 0 6 4 】

上記手順により、波長分散補償量が決定され、波形歪み補償部 4 1 に設定される。したがって、以降、光伝送路の波長分散は適切に補償される。なお、サンプリング位相調整部 4 3 は、以降、A / D 変換部 2 0 のサンプリング位相を調整する。また、復調部 4 4 が備える適応等化波形歪み補償部は、以降、偏波変動等に起因する波形歪みを補償する。

【 0 0 6 5 】

図 8 は、位相シフト部 4 6 の実施例を示す図である。図 8 (a) に示す例では、位相シ

50

フト部 46 は、FIR フィルタにより実現されている。この場合、係数算出部 101 は、位相制御データ に対応するタップ係数を生成する。また、各遅延要素 102 の遅延時間は、A/D 変換部 20 のサンプリング周期に相当する。なお、FIR フィルタを利用してサンプリング位相をシフトさせる方法は、図 5 を参照しながら説明した通りである。

【0066】

図 8 (b) に示す例では、入力信号列 DATAIN は、フーリエ変換部 111 により、周波数領域信号に変換される。また、位相制御データ は、回転量変換部 112 により回転係数に変換される。ここで、回転係数 C_k は、下式で表わされる。

$$C_k = \exp(j \cdot 2 \pi \cdot f_k \cdot \text{SS_PHASE_COMPENSATION_NUM})$$

$$f_k = k \cdot \text{SamplingRate} / \text{FFT_size}$$

$$k = 0 \sim \text{FFT_size} / 2, -\text{FFT_size} / 2 + 1 \sim -1$$

そして、周波数領域信号に回転係数 C_k が乗算される。この後、乗算結果は、逆フーリエ変換部 113 により時間領域信号に変換される。

【0067】

図 9 は、FFT / IFFT を利用してサンプリング位相をシフトさせる方法の一例を示す。この例では、フーリエ変換部 111 には、信号列 DATAIN から生成される 3 つのフレーム $N \sim N+2$ が入力される。各フレームのデータ長は、FFT のウィンドウサイズに相当する。フレーム N の後半分とフレーム $N+1$ の前半分は互いに重複しており、また、フレーム $N+1$ の後半分とフレーム $N+2$ の前半分は互いに重複している。そして、フレーム $N \sim N+2$ はそれぞれ周波数領域信号に変換された後、周波数領域位相回転処理が実行される。なお、周波数領域位相回転処理は、サンプリング位相補償処理に相当する。

【0068】

周波数領域位相回転処理が行われたフレーム $N \sim N+2$ は、それぞれ逆フーリエ変換部 113 により時間領域信号に変換される。そして、逆フーリエ変換により得られる各フレーム $N \sim N+2$ から、それぞれ、中央部分が抽出されて出力される。

【0069】

なお、上述の説明では、位相制御データ は、図 6 (a) に示すサインカーブで表わされるが、実施形態の光受信器はこれに限定されるものではない。すなわち、位相制御データ は、下式で表わされるように任意の関数により実現される。

【数 1】

$$\phi(t) = 2\pi \int f(t) \cdot t \cdot dt$$

【0070】

位相制御データ は、単調増加関数で表わされてもよい。例えば、図 10 (a) に示す例では、 $f(t) = f$ (f は、正の定数) である。また、位相制御データ は、単調減少関数で表わされてもよい。例えば、図 10 (b) に示す例では、 $f(t) = -f$ である。いずれも場合も、 $2 \pi \cdot \text{max}$ は、例えば、1 シンボル時間 (または、1 シンボル時間よりも大きな期間) に相当するように決定される。

【0071】

ところで、A/D 変換部 20 のサンプリングクロック周波数は、一般に、データのシンボルレート (または、その N 倍の周波数) と完全には一致しておらず、送信側、受信側の基準クロックのずれは一般に \pm 数十 ppm のずれが許容されている。このため、位相制御データ がゼロであっても (すなわち、位相シフト部 46 が停止している場合であっても)、サンプリング位相ずれ量は変動する。この結果、位相情報 u も変動する。例えば、データのシンボルレートが 30 Gbit/s であるものとする、周波数オフセットによる位相情報 u の変動周波数は、0 ~ 2 MHz 程度である。

【0072】

このため、図 10 (a) または図 10 (b) に示す位相制御データ を使用する場合、

10

20

30

40

50

仮に、周波数オフセットによる位相情報 u の変動周波数と、 f の周波数とが近接するものとする、位相シフト部 46 に位相制御データ が与えられても、サンプリング位相ずれは殆ど変化しないおそれがある。この場合、位相制御データ を用いてサンプリング位相をシフトさせても、位相情報 u がピークを通過するとは限らない。

【0073】

この問題を回避するためには、例えば、図 10 (a) に示す位相制御データ でサンプリング位相をスイープして位相情報 u のピーク値を検出する手順、および図 10 (b) に示す位相制御データ でサンプリング位相をスイープして位相情報 u のピーク値を検出する手順の双方を実行するようにしてもよい。或いは、上記 2 つの手順に加えて、位相制御データをゼロに設定して位相情報 u のピーク値を検出する手順を実行するようにしてもよい。なお、位相検出部 42 の出力雑音の帯域が 0 ~ 2 MHz 程度であり、フィルタ (LPF) 47 のカットオフ周波数が約 3 MHz とすると、「 f 」として 1 MHz に相当する値を選択することができる。この場合、1 μ 秒程度で位相情報 u のピークを検出することができる。

10

【0074】

このように、第 1 の実施形態によれば、サンプリング位相ずれと位相情報 u との関係を利用して波長分散を推定する手順において、サンプリング位相を強制的に変動させて位相情報 u のピーク値がモニタされる。このため、位相情報 u のピーク値が短い時間内に確実に検出される。そして、検出された位相情報 u のピーク値に基づいて波長分散補償量が決定され、波形歪み補償部 41 は、その波長分散補償量に応じて波形歪みを補償する。したがって、例えば、障害等に起因して光パスが切り替えられたときであっても、新たな光パスの波長分散が即座に推定され、短い時間内に波長分散を補償するための設定が完了するので、障害からの復旧時間が短くなる。

20

【0075】

たとえば、位相制御データの周期が 1 μ 秒程度であり、図 7 のフローチャートにおいて波長分散補償量が収束するまでにステップ S1 ~ S6 の処理が 10 回程度繰り返し実行される場合には、10 ~ 数 10 μ 秒で波長分散を補償するための設定が完了する。この場合、OUPSR (Optical Unidirectional Path Switched Ring) で規定されている切り替え時間を十分に満足することが可能となる。

【0076】

また、第 1 の実施形態によれば、位相情報 u がピークを通過するようにサンプリング位相が制御されるので、A/D 変換部 20 のサンプリング周波数とシンボルレートが一致していない場合や、局部光源 13 の発振周波数が揺らいでいる場合であっても、位相情報 u のピーク値を安定して検出することができる。

30

【0077】

図 11 は、第 2 の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第 2 の実施形態の光受信器 2 は、コヒーレント受信部 10、A/D 変換部 20、発振器 30、デジタル信号処理部 50 を備える。そして、デジタル信号処理部 50 は、波形歪み補償部 41、サンプリング位相検出部 42、サンプリング位相調整部 43、復調部 44、位相制御部 45、フィルタ 47、ピーク検出部 48、波長分散補償量設定部 49、セクタ 51 を備える。

40

【0078】

第 1 の実施形態では、波形歪み補償部 41 とサンプリング位相調整部 43 との間に位相シフト部 46 が設けられている。そして、位相シフト部 46 は、位相制御データ に従って、サンプリング位相をスイープする。

【0079】

これに対して、第 2 の実施形態では、サンプリング位相調整部 43 が位相シフト部 46 の機能を提供する。すなわち、サンプリング位相調整部 43 は、波形歪み補償部 41 の設定を決定する期間において第 1 の実施形態の位相シフト部 46 として動作する。

【0080】

セクタ 51 は、位相制御部 45 により生成される位相制御データ 、またはサンプリ

50

ング位相検出部 4 2 により生成される位相情報 u を選択する。具体的には、セクタ 5 1 は、波形歪み補償部 4 1 の設定を決定する期間は位相制御データ を選択し、他の期間は位相情報 u を選択する。なお、デジタル信号処理部 5 0 は、例えば、下記の契機が発生したときに、セクタ 5 1 に位相制御データ を選択させる。

- (1) 光受信器 2 が光信号の受信を開始
- (2) 光パスが切り替えられたことを表す信号を受信
- (3) 入力光レベルがいったん閾値レベルよりも低下した後に復旧

【 0 0 8 1 】

サンプリング位相調整部 4 3 は、セクタ 5 1 により位相制御データ が選択されたときは、その位相制御データ に従ってサンプリング位相を調整する。このとき、サンプリング位相調整部 4 3 には、例えば、図 6 (a) に示す位相制御データ が与えられる。この場合、第 1 の実施形態と同様に、サンプリング位相は、位相制御データ により表わされる範囲をスイープし、位相情報 u がピークを通過することとなる。したがって、セクタ 5 1 により位相制御データ が選択されると、サンプリング位相調整部 4 3 は第 1 の実施形態の位相シフト部 4 6 と同等の機能を提供する。一方、サンプリング位相調整部 4 3 は、セクタ 5 1 により位相情報 u が選択されたときは、第 1 の実施形態と同様に、位相情報 u に従ってサンプリング位相を調整する。サンプリング位相調整部 4 3 は、例えば、数タップ (例えば、5 タップ) の F I R フィルタで実現される。また、サンプリング位相調整部 4 3 は、図 8 (b) に示す構成で実現されてもよい。

【 0 0 8 2 】

図 1 2 は、第 2 の実施形態において波形歪み補償部 4 1 を制御する方法を示すフローチャートである。第 2 の実施形態においては、ステップ S 1 1 において、セクタ 5 1 が位相制御データ を選択する。この後、ステップ S 1 ~ S 6 の動作は、基本的に、第 1 の実施形態と同じである。ただし、第 2 の実施形態では、ステップ S 1 において、サンプリング位相調整部 4 3 がサンプリング位相をスイープする。

【 0 0 8 3 】

波長分散補償量が収束すると (ステップ S 4 : Y e s) 、ステップ S 1 2 において、セクタ 5 1 は位相情報 u を選択する。以降、サンプリング位相調整部 4 3 は、位相情報 u を最小化するようにサンプリング位相を調整する。

【 0 0 8 4 】

このように、第 2 の実施形態によれば、サンプリング位相調整部 4 3 を利用して位相変動が与えられる。すなわち、光受信器 2 は、位相シフト部 4 6 を備えていない。したがって、第 2 の実施形態は、第 1 の実施形態と比較して、回路規模を小さくできる。

【 0 0 8 5 】

なお、図 1 1 に示す光受信器 2 は、セクタ 5 1 を備える構成であるが、第 2 の実施形態はこれに限定されるものではない。例えば、セクタ 5 1 の代わりに、位相情報 u に位相制御データ を加算する加算器を使用してもよい。ただし、この場合、波形歪み補償部 4 1 の設定が完了した後は、位相制御データ として「ゼロ」が生成される。

【 0 0 8 6 】

図 1 3 は、第 3 の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第 3 の実施形態の光受信器 3 は、コヒーレント受信部 1 0 、 A / D 変換部 2 0 、周波数可変発振器 3 1 、デジタル信号処理部 6 0 を備える。デジタル信号処理部 6 0 は、波形歪み補償部 4 1 、サンプリング位相検出部 4 2 、サンプリング位相調整部 4 3 、復調部 4 4 、位相制御部 4 5 、フィルタ 4 7 、ピーク検出部 4 8 、波長分散補償量設定部 4 9 、セクタ 6 1 を備える。

【 0 0 8 7 】

セクタ 6 1 は、第 2 の実施形態のセクタ 5 1 と同様に、波形歪み補償部 4 1 の設定を決定する期間は位相制御データ を選択し、他の期間は位相情報 u を選択する。なお、セクタ 6 1 の切り替えの契機は、第 2 の実施形態と同様である。

【 0 0 8 8 】

周波数可変発振器 3 1 は、たとえば電圧制御発振器 (V C O) であり、デジタル信号処

10

20

30

40

50

理部 60 からの指示に応じた周波数のクロック信号を生成する。具体的には、周波数可変発振器 31 は、セクタ 61 により位相制御データ が選択されたときは、その位相制御データ に応じた周波数のクロック信号を生成する。このクロック信号は、A/D 変換部 20 においてサンプリングクロックとして使用される。このとき、周波数可変発振器 31 には、例えば、図 6 (a) に示す位相制御データ が与えられる。この場合、A/D 変換部 20 のサンプリング位相は、位相制御データ により表わされる範囲をスweepするので、第 1 または第 2 の実施形態と同様に、位相情報 u がピークを通過することとなる。一方、周波数可変発振器 31 は、セクタ 61 により位相情報 u が選択されたときは、その位相情報 u に応じた周波数のクロック信号を生成する。

【0089】

10

図 14 は、第 3 の実施形態において波形歪み補償部 41 を制御する方法を示すフローチャートである。第 3 の実施形態においては、ステップ S21 において、セクタ 61 が位相制御データ を選択する。ステップ S22 において、周波数可変発振器 31 は、サンプリングクロックの周波数を位相制御データ に応じて変動 (スweep) させる。なお、ステップ S2 ~ S6 の動作は、基本的に、第 1 の実施形態と同じである。

【0090】

波長分散補償量が収束すると (ステップ S4: Yes)、ステップ S23 において、セクタ 61 は位相情報 u を選択する。以降、周波数可変発振器 31 は、例えば、位相情報 u を最小化するように周波数を調整する。

【0091】

20

このように、第 3 の実施形態においては、デジタル信号処理部 60 は、A/D 変換部 20 のサンプリングクロック周波数を調整することにより、強制的にサンプリング位相ずれを発生させる。この構成によっても、第 1 または第 2 の実施形態と実質的に同様の動作が実現される。

【0092】

図 15 は、第 4 の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第 4 の実施形態の光受信器 4 は、コヒーレント受信部 10、A/D 変換部 20、発振器 30、デジタル信号処理部 70 を備える。

【0093】

伝送路において直交する 2 つの偏波モード間における伝達速度の差である偏波モード分散がある場合、図 3 (a) で示す位相検出器の出力の値が偏波方向に依存して位相検出部の出力が変化する。例えば、遅延差が 1 シンボルのちょうど半分の場合、図 1 の PBS 11 へ偏波が 45 度で入射したとすると、サンプリング位相検出部の出力の値は、各偏波モードからの出力を打ち消しあうため低下してしまう。

30

【0094】

第 1 ~ 第 3 の実施形態では、デジタル信号処理部 (40、50、60) は、サンプリング位相を変動させることにより、位相情報 u がピークを通過するようにサンプリング位相ずれを強制的に発生させる。これに対して、第 4 の実施形態では、デジタル信号処理部 70 は、光信号の偏波を変動させることにより (実際には、光信号を表すデジタル信号に対して光信号の偏波を制御する演算を実行することにより)、位相情報 u がピークを通過するように、サンプリング位相ずれに相当する状態を発生させる。

40

【0095】

デジタル信号処理部 70 は、波形歪み補償部 41、サンプリング位相検出部 42、サンプリング位相調整部 43、復調部 44、フィルタ 47、ピーク検出部 48、波長分散補償量設定部 49、偏波変動部 71、偏波変動制御部 72、適応等化部 73、適応等化制御部 74 を備えている。なお、波形歪み補償部 41、サンプリング位相検出部 42、サンプリング位相調整部 43、フィルタ 47、ピーク検出部 48、波長分散補償量設定部 49 の動作は、基本的に、第 1 ~ 第 3 の実施形態と同じである。

【0096】

偏波変動部 71 は、波形歪み補償部 41 から出力されるデジタル信号に対して、光信号

50

の偏波を回転させる演算を実行する。ここで、波形歪み補償部 4 1 は、波形歪みが補償された光信号の H 偏波および V 偏波を表すデジタル信号を出力する。また、偏波変動部 7 1 は、偏波変動制御部 7 2 から与えられる偏波制御データに従って各偏波を回転させる。すなわち、偏波変動部 7 1 は、偏波制御データが与えられると、光信号の偏波を「」だけ回転させる。

【0097】

偏波変動部 7 2 は、光信号の偏波の回転量を制御する偏波制御データを生成する。偏波制御データは、時間の関数であり、下式で表わされる。

【数 2】

$$\theta(t) = 2\pi \int f(t) \cdot t \cdot dt$$

10

【0098】

偏波制御データは、例えば、図 1 6 に示すように、サイン波により表わされる。ここで、偏波の回転量が変わると、サンプリング位相検出部 4 2 により検出される位相情報 u は、サンプリング位相（すなわち、サンプリングタイミング）が変化したときと同様に变化する。すなわち、位相情報 u については、偏波の回転量を変動させることによって、サンプリング位相を変動させたときと同等の作用が得られる。

【0099】

このように、第 4 の実施形態で使用される偏波制御データは、第 1 ~ 第 3 の実施形態で使用される位相制御データに相当する。したがって、図 1 6 に示す偏波制御データの振幅は、例えば、1 シンボル時間に相当するサンプリングタイミングシフトと同等の効果を引き起こすように設定される。

【0100】

偏波変動部 7 1 は、上述の偏波制御データに従って光信号の偏波を回転させる。そうすると、第 1 の実施形態と同様に、1 シンボルに相当する範囲に渡ってサンプリング位相ずれがスweepされ、位相情報 u は、ピークを通過することになる。

【0101】

サンプリング位相検出部 4 2、ピーク検出部 4 8、および波長分散補償量設定部 4 9 の動作は、基本的に、第 1 ~ 第 3 の実施形態と同じである。したがって、上記偏波の回転量を変動させたときの位相情報 u のピーク値が検出される。また、検出されたピーク値に従って波長分散が推定される。そして、推定された波長分散に基づいて、波形歪み補償部 4 1 に設定される波長分散補償量が決定される。なお、波形歪み補償部 4 1 の設定が終了した後は、偏波変動部 7 1 は停止する。

【0102】

適応等化部 7 3 は、例えば、図 1 7 に示すバタフライ型 FIR フィルタにより実現される。バタフライ型 FIR フィルタは、4 つの FIR フィルタ 7 3 h x、7 3 h y、7 3 v x、7 3 v y を備える。FIR フィルタ 7 3 h x、7 3 h y には、光信号の H 偏波成分を表すデジタル信号が入力され、FIR フィルタ 7 3 v x、7 3 v y には、光信号の V 偏波成分を表すデジタル信号が入力される。FIR フィルタ 7 3 h x、7 3 h y、7 3 v x、7 3 v y のタップ係数は、適応等化制御部 7 4 により生成される。

【0103】

適応等化制御部 7 4 は、適応等化部 7 3 に入力されるデジタル信号列および適応等化部 7 3 から出力されるデジタル信号列に基づいて、FIR フィルタ 7 3 h x、7 3 h y、7 3 v x、7 3 v y に与えるタップ係数を生成する。このとき、適応等化制御部 7 4 は、例えば、偏波変動に起因する波形歪みを補償して X 偏波成分および Y 偏波成分を分離するタップ係数を生成する。

【0104】

復調部 4 4 は、適応等化部 7 3 の出力信号から復調信号を生成する。このとき、復調部

50

44は、X偏波信号またはY偏波信号のいずれか一方を利用して復調信号を生成してもよいし、X偏波信号およびY偏波信号の双方を利用して復調信号を生成してもよい。なお、光信号が偏波多重信号を伝送する場合には、X偏波信号およびY偏波信号のそれぞれからデータが再生される。

【0105】

図18は、偏波変動部71の一例を示す図である。偏波変動部71は、図18に示す例では、偏波回転子121により実現される。偏波回転子121は、下式に示す演算を実行する。

【数3】

$$\begin{bmatrix} Ex_out \\ Ey_out \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ex_in \\ Ey_in \end{bmatrix}$$

10

偏波回転子121の入力信号Ex_in、Ey_in、および出力信号Ex_out、Ey_outは、下式で表わされる。

$$Ex_in = I_x + jQ_x$$

$$Ey_in = I_y + jQ_y$$

$$Ex_out = I_x' + jQ_x'$$

$$Ey_out = I_y' + jQ_y'$$

20

また、は、偏波変動制御部72により生成される偏波制御データにより指定される回転角、または偏波制御データに基づいて算出される回転角である。

【0106】

このように、第4の実施形態では、偏波の回転量（すなわち、回転周波数）を所定の範囲（例えば、+f0 ~ -f0）で連続的に変動させる。これにより、サンプリング位相検出部42により算出される位相情報uがピークを通過する。そして、位相情報uのピーク値に基づいて波長分散補償量が決定される。このため、光伝送路の偏波状態が変動しても、その影響を受けることなく位相情報uのピーク値が確実に検出される。よって、第4の実施形態によれば、光伝送路の偏波状態の影響を受けずに、波長分散を安定して推定することができ、波長分散に起因する波形歪みを精度よく補償できる。

30

【0107】

なお、上述の実施例では、偏波の回転周波数が+f0 ~ -f0の範囲で連続的に変化するが、第4の実施形態はこれに限定されるものではない。すなわち、+f0、0、-f0が離散的に選択されてもよいし、+f0、-f0が離散的に選択されてもよい。

【0108】

また、偏波変動部71は、バタフライ型FIRフィルタで実現されてもよい。バタフライ型FIRフィルタを利用して偏波を所望の角度だけ回転させる演算は、公知の技術である。

【0109】

40

図19は、第5の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第5の実施形態の光受信器5は、コヒーレント受信部10、A/D変換部20、発振器30、デジタル信号処理部80を備える。そして、デジタル信号処理部80は、波形歪み補償部41、サンプリング位相検出部42、サンプリング位相調整部43、復調部44、フィルタ47、ピーク検出部48、波長分散補償量設定部49、偏波変動制御部72、適応等化部73、適応等化制御部74、セクタ81を備える。

【0110】

第5の実施形態では、適応等化部73は、波形歪み補償部41とサンプリング位相検出部42との間に設けられる。そして、適応等化部73は、セクタ81により選択されるデータに従って、波形歪み補償部41の出力信号に対してデジタル演算を行う。

50

【0111】

セクタ81は、偏波変動制御部72により生成される偏波制御データ、または適応等化制御部74により生成される等化制御データを選択する。偏波制御データは、第4の実施形態において説明したように、位相情報uがピークを通過するように偏波を強制的に回転させるための回転量を指示するフィルタ係数である。また、等化制御データは、図17を参照しながら説明したように、偏波変動に起因する波形歪みを補償してX偏波成分およびY偏波成分を分離するフィルタ係数である。

【0112】

具体的には、セクタ81は、波形歪み補償部41の設定を決定する期間は偏波制御データを選択し、他の期間は等化制御データを選択する。なお、セクタ81の切り替えの契機は、第2の実施形態と同様である。

10

【0113】

適応等化部73は、セクタ81により偏波制御データが選択されたときは、その偏波制御データに従って偏波を回転させる。この場合、第4の実施形態と同様に、偏波の回転量は、偏波制御データにより表わされる範囲をスイープし、位相情報uがピークを通過することとなる。よって、セクタ81により偏波制御データが選択されると、ピーク検出部48により位相情報uのピーク値が検出され、波長分散補償量設定部49によりピーク値に基づいて波長分散補償量が制御される。一方、適応等化部73は、セクタ81により等化制御データが選択されたときは、第4の実施形態と同様に、等化制御データに従って偏波変動に起因する波形歪みを補償してX偏波成分およびY偏波成分を分離する。

20

【0114】

図20は、第6の実施形態の光受信器の構成を示す図である。第6の実施形態の光受信器6は、コヒーレント受信部10、A/D変換部20、発振器30、デジタル信号処理部90を備える。デジタル信号処理部90は、波形歪み補償部41、サンプリング位相検出部42、サンプリング位相調整部43、復調部44、位相制御部45、フィルタ47、ピーク検出部48、波長分散補償量設定部49、セクタ51、偏波変動制御部72、適応等化部73、適応等化制御部74、セクタ81を備える。

【0115】

第6の実施形態の光受信器6は、第2の実施形態および第5の実施形態の機能を合わせ持つ構成である。すなわち、位相制御部45は、例えば、図6(a)に示す位相制御データを生成する。また、偏波変動制御部72は、例えば、図16に示す偏波制御データを生成する。そして、波形歪み補償部41に対して設定する波長分散補償量を決定するときは、セクタ51は位相制御データを選択し、セクタ81は偏波制御データを選択する。これにより、位相情報uが確実にピークを通過するようにサンプリング位相ずれおよび偏波の回転量が制御される。サンプリング位相および偏波回転量のスイープは、同時に行われてもよいし、交互に行われてもよい。

30

【0116】

図21は、第1～第3の実施形態の構成による効果を説明する図である。図21において、横軸は、時間(デジタル信号処理部の内部クロックのカウント)を表す。内部クロックの周期は2n秒である。縦軸は、ピーク検出部48により検出される位相情報uのピーク値である。ピーク検出部48は、10000クロック周期で位相情報uのピーク値を検出する。また、この例では、局部光源13の周波数がゆらぎ幅150MHz、ゆらぎ周期1kHzを有しており、これによりサンプリング位相ずれ(すなわち、サンプリングタイミング誤差)が発生している。

40

【0117】

上述のようなサンプリング位相ずれが発生している場合、実施形態の構成を導入しないと(すなわち、位相制御部45を利用してサンプリング位相のスイープを行わないと)、特性Aとして示すように、位相情報uのピーク値は大きく変動してしまう。この場合、位相情報uのピーク値に基づいて波長分散を推定することは困難である。

50

【0118】

これに対して、実施形態の構成を導入すると（すなわち、位相制御部45を利用してサンプリング位相のスweepを行うと）、特性Bとして示すように、位相情報uのピーク値はほぼ一定であり安定している。また、図示しないが、実施形態の構成を導入すれば、光信号のシンボルレートと発振器30の周波数との間に誤差（周波数オフセット）がある場合であっても、同様に、位相情報uのピーク値はほぼ一定である。したがって、実施形態の構成を導入すれば、サンプリング位相ずれが時々刻々と変動する状況であっても、位相情報uのピーク値に基づいて波長分散を安定的に推定することができる。この結果、波長分散に起因する波形歪みが精度よく補償される。

【0119】

10

図22は、第4～第5の実施形態の構成による効果を説明する図である。図22に示す横軸および縦軸は、図21と同じである。また、図22では、光信号の偏波が1kHzで変動しており、これにより実質的にサンプリング位相ずれが発生している。

【0120】

上述のような偏波変動が発生している場合は、実施形態の構成を導入しないと（すなわち、偏波制御部72を利用して偏波の回転量のスweepを行わないと）、特性Cとして示すように、位相情報uのピーク値は周期的に変動してしまう。この場合、位相情報uのピーク値に基づいて波長分散を推定することは困難である。

【0121】

20

これに対して、実施形態の構成を導入すると（すなわち、偏波制御部72を利用して偏波の回転量のスweepを行うと）、特性Dとして示すように、位相情報uのピーク値はほぼ一定であり安定している。したがって、実施形態の構成を導入すれば、偏波が変動する状況であっても、位相情報uのピーク値に基づいて波長分散を安定的に推定することができる。この結果、波長分散に起因する波形歪みが精度よく補償される。

【0122】

また、復調信号の誤り訂正数が最小化されるように波長分散補償量を決定する方法と比較すると、実施形態の方法によれば、波長分散を推定するための時間が短くなる。したがって、実施形態の方法によれば、例えば、障害発生時に光パスが切り替わる通信システムにおいては、システム回復に要する時間を短縮できる。

【0123】

30

なお、上述した第1～第6の実施形態では、サンプリング位相または偏波の回転量を変動させることにより、位相情報uがピーク値を通過するように制御が行われている。ただし、実施形態に係る光受信器は、他の方法で位相情報uを変動させるようにしてもよい。このとき、デジタル信号処理部は、位相情報uを1周期以上変動させることが好ましい。「1周期」は、図4を参照しながら説明した通りである。

【0124】

以上の各実施例を含む実施形態に関し、さらに以下の付記を開示する。

(付記1)

光信号を受信するコヒーレント受信部と、

前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、

40

前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、

前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、

前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、

前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、

前記A/D変換器のサンプリング位相を変動させる位相制御部と、

前記A/D変換器のサンプリング位相が前記位相制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、

50

前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、
を有する光受信器。

(付記 2)

付記 1 に記載の光受信器であって、

前記波形歪み補償部と前記位相調整部との間に設けられ、前記波形歪み補償部の出力信号に対して、前記位相制御部からの制御データに対応するデジタル演算を行うことにより前記サンプリング位相を変動させる位相シフト部をさらに備える

ことを特徴とする光受信器。

(付記 3)

付記 1 に記載の光受信器であって、

前記位相調整部は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記位相制御部からの制御データに応じて前記サンプリング位相を変動させる

ことを特徴とする光受信器。

(付記 4)

付記 3 に記載の光受信器であって、

前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときは前記位相制御部により生成される制御データを選択し、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御した後は前記位相検出部により生成される位相情報を選択するセレクタをさらに備え、

前記位相調整部は、前記セレクタにより選択された制御データまたは位相情報に従って前記サンプリング位相を調整する

ことを特徴とする光受信器。

(付記 5)

付記 3 または 4 に記載の光受信器であって、

前記位相調整部は、前記波形歪み補償部の出力信号に対して、前記位相制御部からの制御データに対応するデジタル演算を行うことにより、前記サンプリング位相を変動させることを特徴とする光受信器。

(付記 6)

付記 3 に記載の光受信器であって、

前記位相検出部により生成される位相情報に前記位相制御部により生成される制御データを加算する加算器をさらに備え、

前記位相調整部は、前記加算器の出力に従って前記サンプリング位相を調整する

ことを特徴とする光受信器。

(付記 7)

付記 6 に記載の光受信器であって、

前記位相制御部は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御した後は、制御データとしてゼロを出力する

ことを特徴とする光受信器。

(付記 8)

付記 1 に記載の光受信器であって、

前記 A / D 変換器が使用するサンプリングクロックを生成する周波数可変発振器をさらに備え、

前記周波数可変発振器は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記位相制御部からの制御データに応じて前記サンプリングクロックの周波数を変動させることを特徴とする光受信器。

(付記 9)

付記 1 ~ 8 のいずれか 1 つに記載の光受信器であって、

前記位相制御部は、前記 A / D 変換器のサンプリング位相を、前記光信号の 1 シンボル期間または 1 シンボル期間よりも大きな期間に相当する位相範囲で変動させる

ことを特徴とする光受信器。

(付記 10)

光信号を受信するコヒーレント受信部と、
前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、
前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、
前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、
前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、
前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、
前記光信号の偏波の回転量を変動させる偏波制御部と、
前記光信号の偏波が前記偏波制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、
前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、
を有する光受信器。

10

(付記11)

付記10に記載の光受信器であって、
前記波形歪み補償部と前記位相調整部との間に設けられ、前記波形歪み補償部の出力信号に対して、前記光信号の偏波を制御する演算を実行する適応等化部をさらに備え、
前記適応等化部は、前記補償制御部が前記波形歪み補償部を制御するときに、前記偏波制御部からの制御データに応じて前記偏波を制御する
ことを特徴とする光受信器。

20

(付記12)

付記1~11のいずれか1つに記載の光受信器であって、
前記A/D変換器は、シンボルレートの2倍の速度でサンプリングを行って前記光信号を表すデジタル信号列を生成し、
前記位相検出部は、連続する3つのデジタル信号の中の第1番目のデジタル信号と第3番目のデジタル信号との差分に第2番目のデジタル信号を乗算することにより、前記位相情報を生成する
ことを特徴とする光受信器。

(付記13)

光信号を受信するコヒーレント受信部と、
前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器と、
前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、
前記A/D変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、
前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記A/D変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、
前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、
前記位相情報を1周期以上変動させる変動制御部と、
前記位相情報が前記変動制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、
前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、
を有する光受信器。

30

40

(付記14)

光信号を受信するコヒーレント受信部と、前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換するA/D変換器、を備える光受信器において使用されるデジタル信号処理装置であって、
前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、

50

前記 A / D 変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、
 前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記 A / D 変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、
 前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、
 前記 A / D 変換器のサンプリング位相を変動させる位相制御部と、
 前記 A / D 変換器のサンプリング位相が前記位相制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、
 前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、
 を有するデジタル信号処理装置。

(付 記 1 5)

10

光信号を受信するコヒーレント受信部と、前記コヒーレント受信部の出力信号を、前記光信号を表すデジタル信号に変換する A / D 変換器、を備える光受信器において使用されるデジタル信号処理装置であって、

前記デジタル信号に対して前記光信号の波形歪みを補償する演算を実行する波形歪み補償部と、

前記 A / D 変換器のサンプリング位相を表す位相情報を生成する位相検出部と、
 前記位相情報を利用して、前記波形歪み補償部の出力信号から、前記 A / D 変換器のサンプリング位相が調整された光信号を表すデジタル信号を生成する位相調整部と、

前記位相調整部の出力信号から復調信号を生成する復調部と、

前記光信号の偏波の回転量を変動させる偏波制御部と、

20

前記光信号の偏波が前記偏波制御部により制御されている期間における前記位相情報のピーク値を検出するピーク検出部と、

前記ピーク値に基づいて前記波形歪み補償部を制御する補償制御部、

を有するデジタル信号処理装置。

【 符号の説明 】

【 0 1 2 5 】

1 0 コヒーレント受信部

2 0 A / D 変換部

3 0 発振器

3 1 周波数可変発振器

30

4 0、5 0、6 0、7 0、8 0、9 0 デジタル信号処理部

4 1 波形歪み補償部

4 2 サンプリング位相検出部

4 3 サンプリング位相調整部

4 4 復調部

4 5 位相制御部

4 6 位相シフト部

4 8 ピーク検出部

4 9 波長分散補償量設定部

5 1、6 1、8 1 セレクタ

40

7 1 偏波変動部

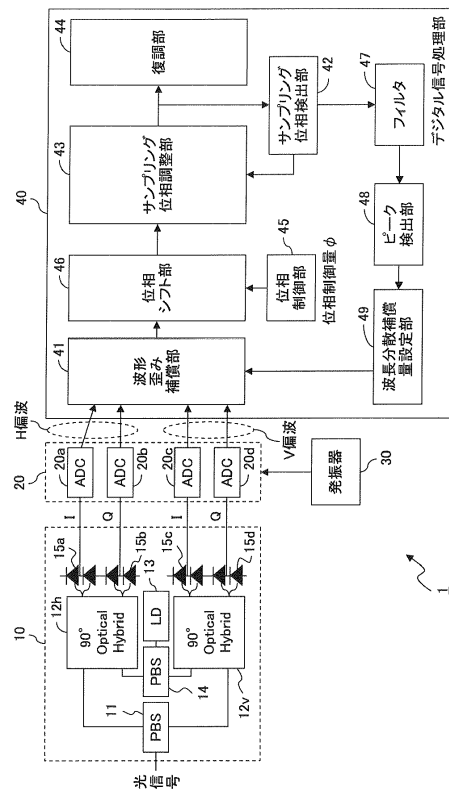
7 2 偏波変動制御部

7 3 適応等化部

7 4 適応等化制御部

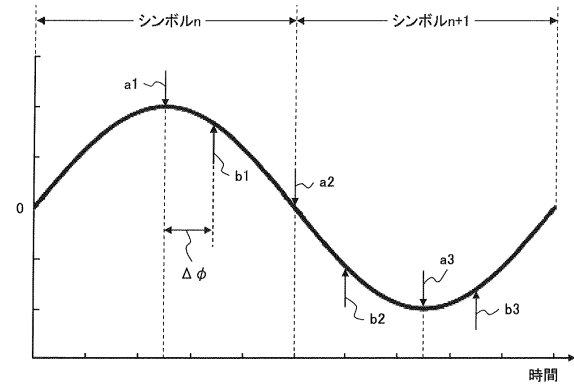
【図 1】

第1の実施形態の光受信器の構成を示す図



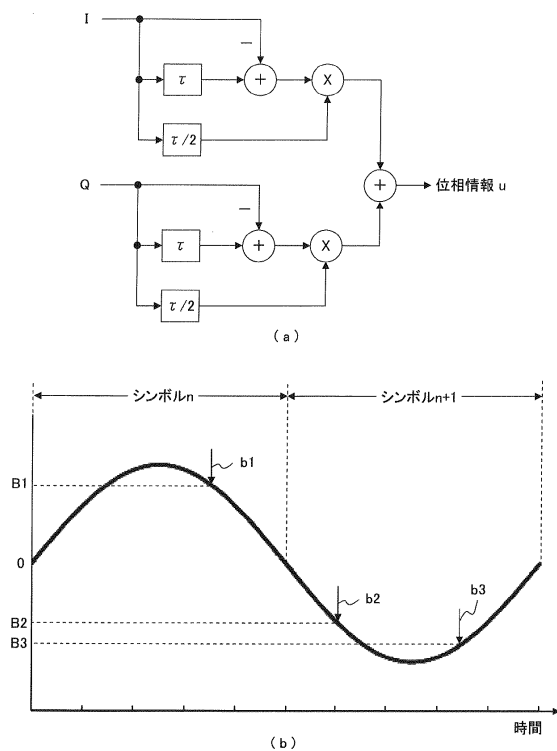
【図 2】

サンプリング位相について説明する図



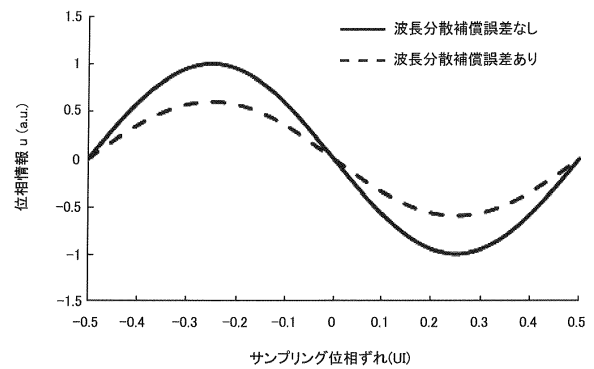
【図 3】

サンプリング位相検出部の構成および動作を説明する図



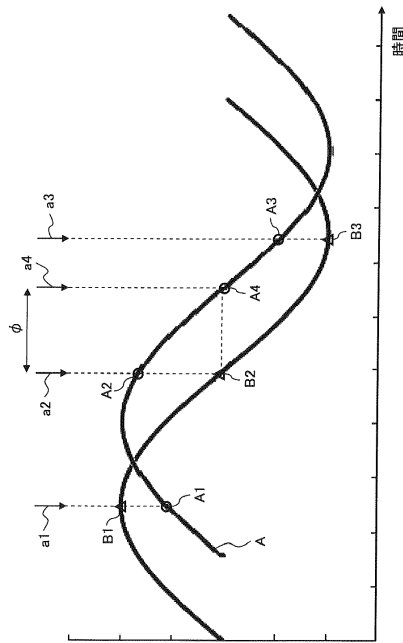
【図 4】

サンプリング位相検出部により算出される位相情報の特性を説明する図



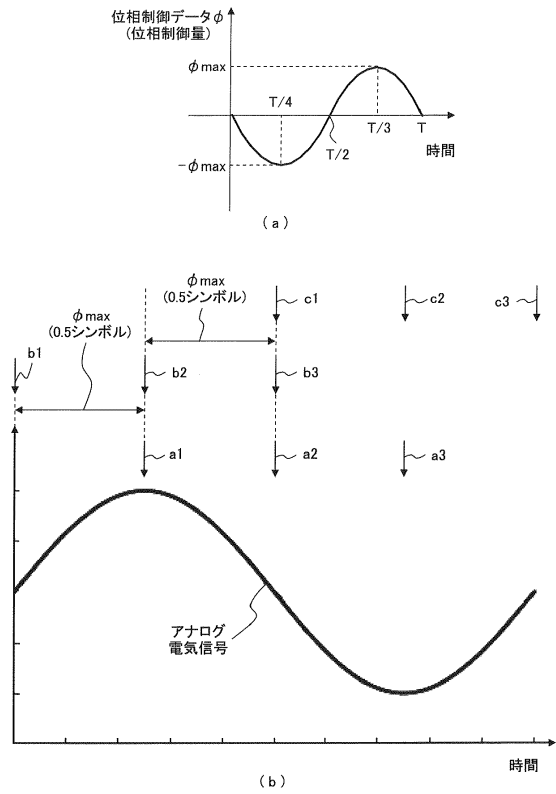
【図 5】

サンプリング位相を調整する方法を説明する図



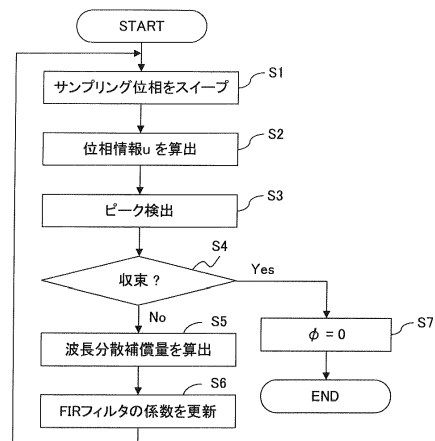
【図 6】

位相制御部および位相シフト部の動作を説明する図



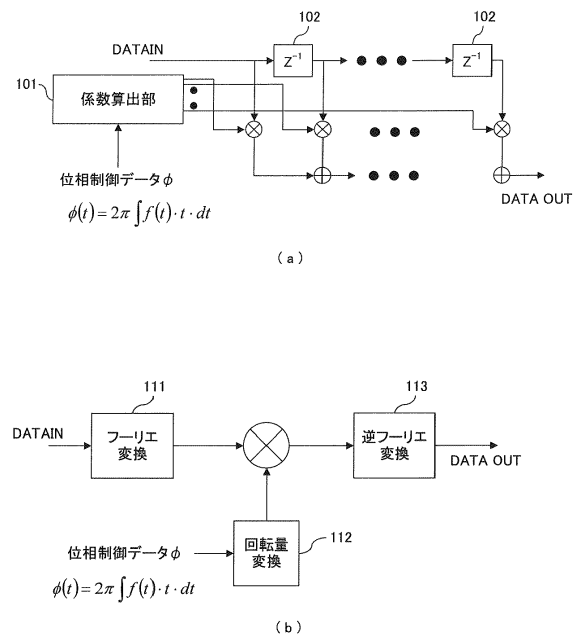
【図 7】

第1の実施形態において波形歪み補償部を制御する方法を示すフローチャート



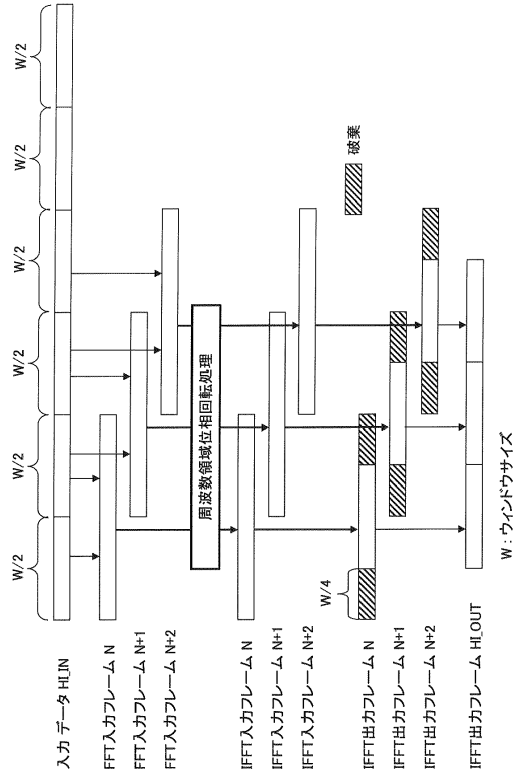
【図 8】

位相シフト部の実施例を示す図



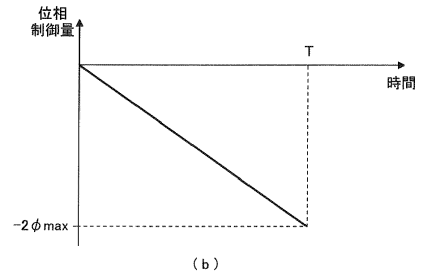
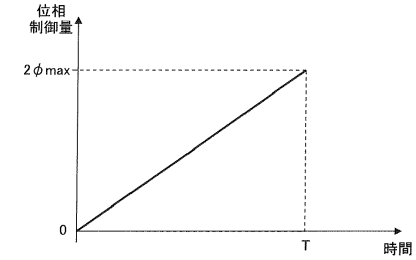
【図 9】

FFT/IFFTを利用してサンプリング位相を
シフトさせる方法を説明する図



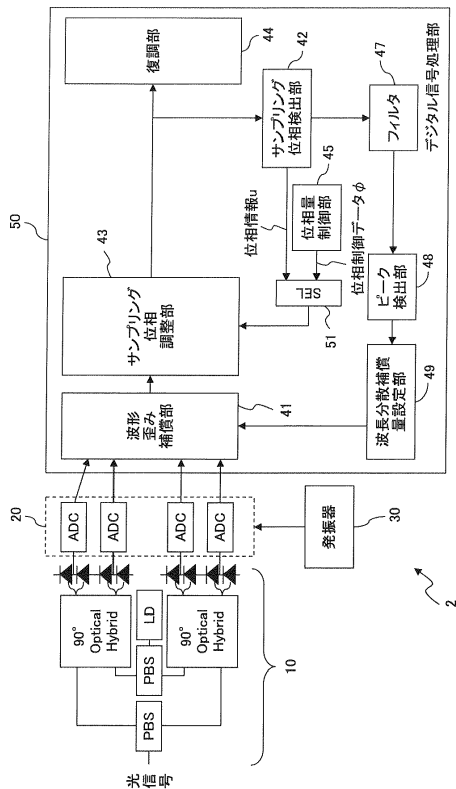
【図 10】

位相制御データの実施例



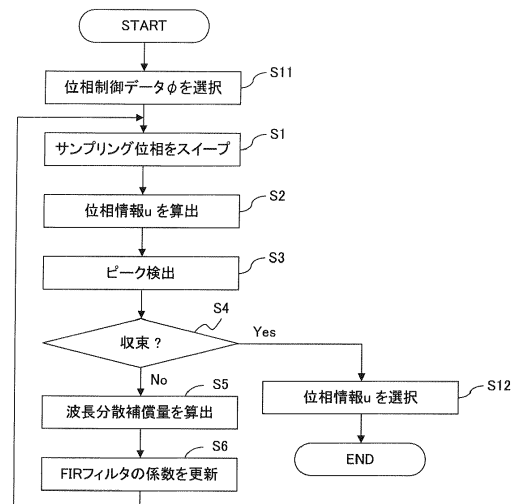
【図 11】

第2の実施形態の光受信器の構成を示す図



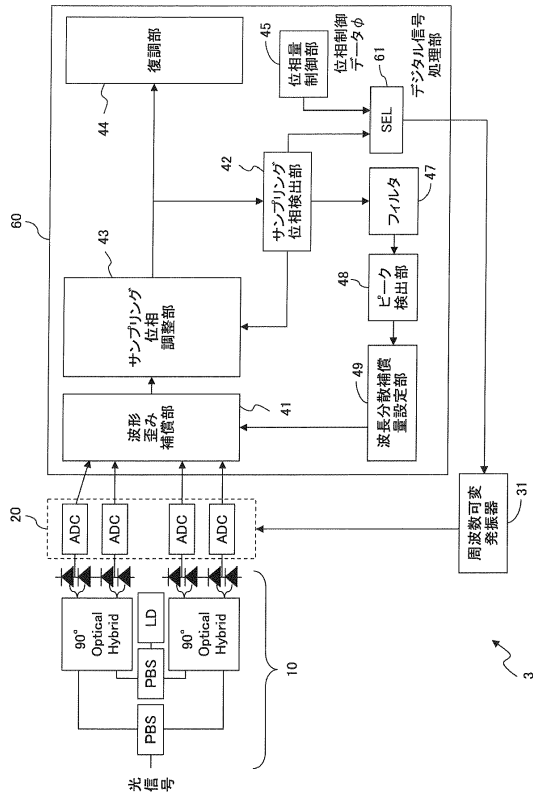
【図 12】

第2の実施形態において波形歪み補償部を
制御する方法を示すフローチャート



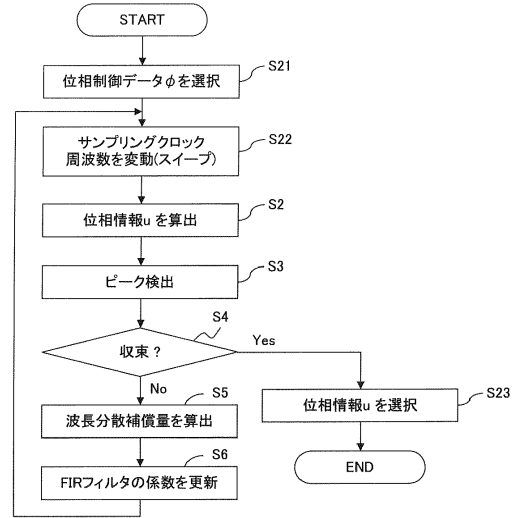
【図 13】

第3の実施形態の光受信器の構成を示す図



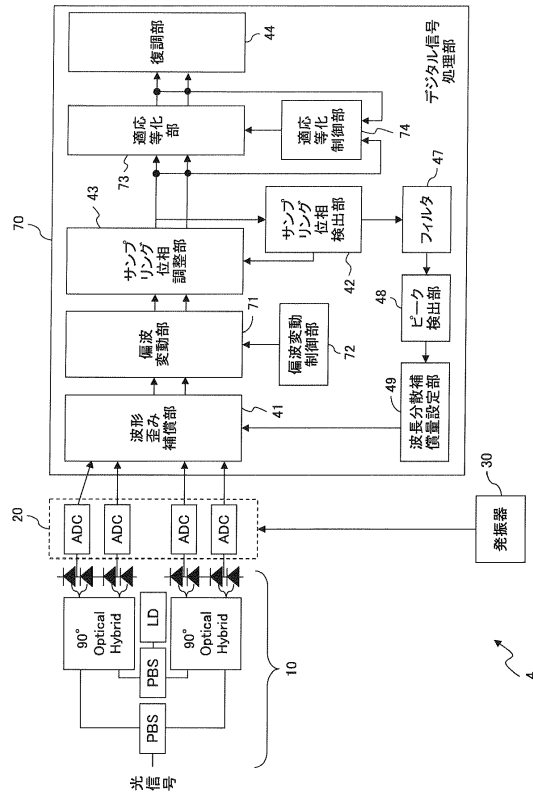
【図 14】

第3の実施形態において波形歪み補償部を制御する方法を示すフローチャート



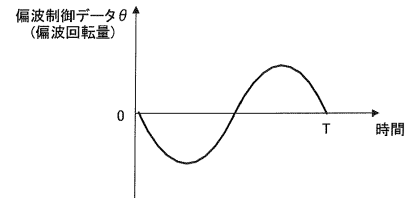
【図 15】

第4の実施形態の光受信器の構成を示す図



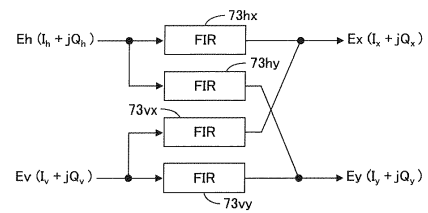
【図 16】

偏波制御データの実施例を示す図

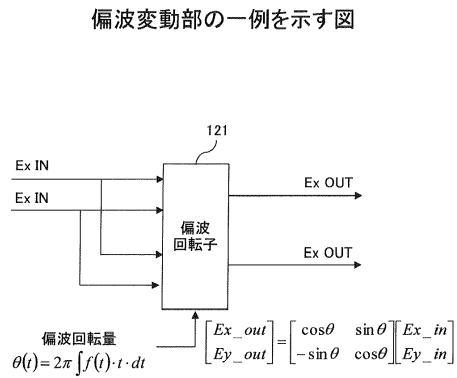


【図 17】

適応等化部の実施例を示す図

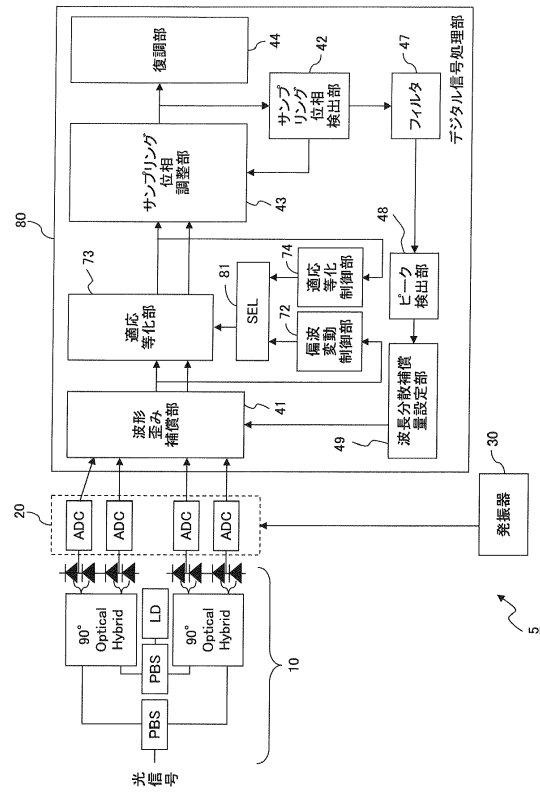


【 図 1 8 】



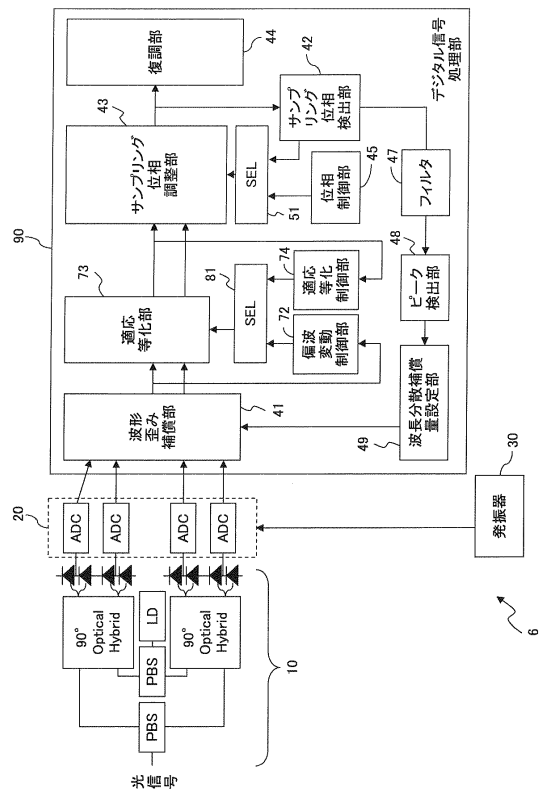
【 図 1 9 】

第5の実施形態の光受信器の構成を示す図



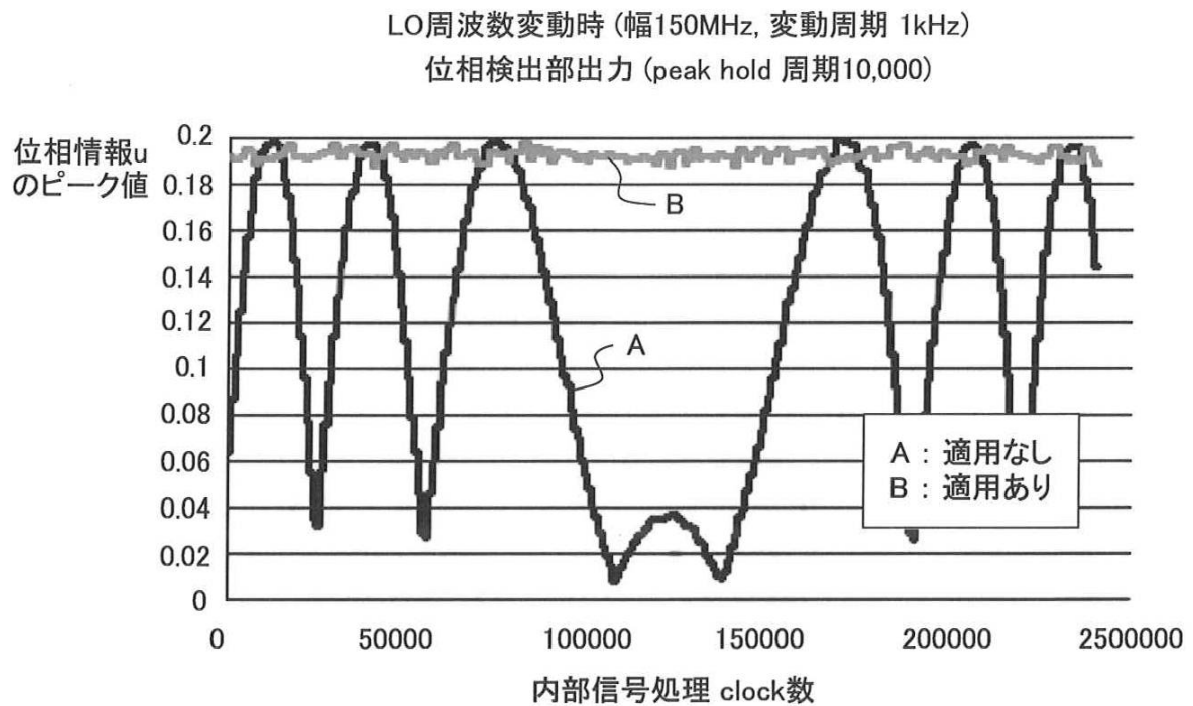
【 図 2 0 】

第6の実施形態の光受信器の構成を示す図



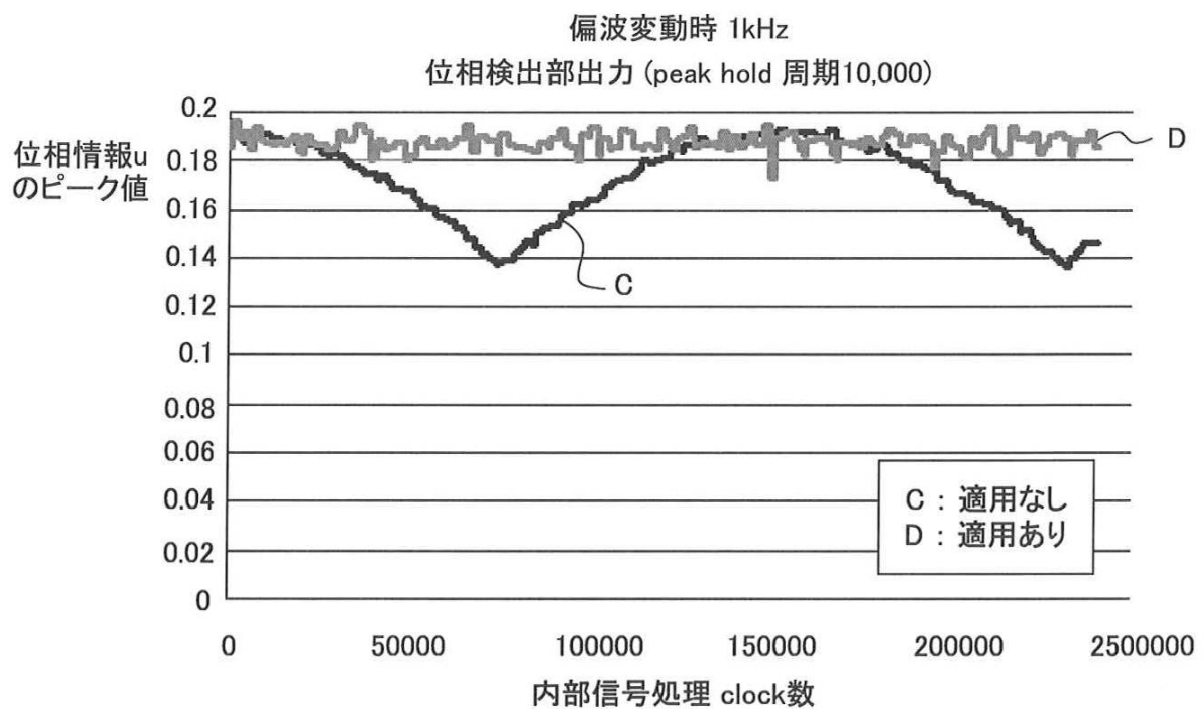
【図 2 1】

第1～第3の実施形態の 構成による効果を説明する図



【図 22】

第4～第5の実施形態の
構成による効果を説明する図



フロントページの続き

- (72)発明者 福満 勝巳
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 竹内 理
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 前田 典之

- (56)参考文献 特開2011-015013(JP, A)
国際公開第2009/060526(WO, A1)
特開2008-205654(JP, A)
特開2011-142583(JP, A)
特開2011-009956(JP, A)
特開2010-193204(JP, A)
Takahito Tanimura, et al., A simple digital skew compensator for coherent receiver, 35th European Conference on Optical Communication, 2009. ECOC '09., 米国, IEEE, 2009年 9月20日, pages.1-2
Takahito Tanimura, et al., Digital clock recovery algorithm for optical coherent receivers operating independent of laser frequency offset, 34th European Conference on Optical Communication, 2008. ECOC 2008., 米国, IEEE, 2008年 9月21日, pages.1-2
Zhou Xian, et al., Digital timing recovery combined with adaptive equalization for optical coherent receivers, 2009 Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 米国, IEEE, 2009年11月 2日, pages.1-6
Floyd M. Garder, A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers, IEEE Transactions on Communications, 米国, IEEE, 1986年 5月, Vol.34, Issue.5, pages.423-429

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 10/61
H04B 10/2513
H04B 10/2569