

(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2010-28795

(P2010-28795A)

(43) 公開日 平成22年2月4日(2010.2.4)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
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 19 O L (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2009-96048 (P2009-96048)	(71) 出願人	000153465
(22) 出願日	平成21年4月10日 (2009.4.10)		株式会社日立コミュニケーションテクノ
(31) 優先権主張番号	特願2008-159183 (P2008-159183)		ジー
(32) 優先日	平成20年6月18日 (2008.6.18)		東京都品川区南大井六丁目26番3号
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(74) 代理人	100107010
			弁理士 橋爪 健
		(74) 代理人	100134061
			弁理士 菊地 公一
		(72) 発明者	萬代 浩平
			東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
			株式会社日立製作所中央研究所内
		(72) 発明者	菊池 信彦
			東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
			株式会社日立製作所中央研究所内
		Fターム(参考)	5K102 AH11 AH27 PH37 RD01 RD26

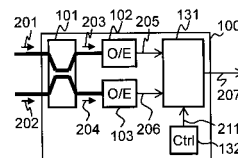
(54) 【発明の名称】 バランス補償型光バランスト受信器及び光IQ受信器

(57) 【要約】

【課題】 光バランスト受信器において、光結合器の2つの出力端から差分器までの異なる経路の損失や遅延の差による受信信号の劣化を補償する。

【解決手段】 光結合器101は、入力される光情報信号を光参照信号と干渉させて互いに逆相となる2つの干渉光を出力する。光検波器102、103は、干渉光の強度成分を電気信号に変換した検波信号を出力する。バランス補償差分器131は、2つの検波信号205、206の振幅・遅延の差を、入力される制御信号に応じて補償する。また、補償された2つの検波信号の差分信号を出力する。制御回路132は、バランス補償差分器131から観測信号225を入力して制御信号を生成し、バランス補償差分器131に出力する。

【選択図】 図5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力される光情報信号を光参照信号と合波して互いに逆相となる 2 つの干渉光を出力する光結合器と、

前記 2 つの干渉光をそれぞれ受光し、受光した干渉光の干渉強度に応じた振幅の電気信号として検波信号を出力する 2 つの光検波器と、

前記 2 つの光検波器の出力する検波信号の振幅及び/又は遅延の差によって前記 2 つの検波信号の差分信号に加わる強度変動成分を、入力される制御信号に応じて補償し、前記 2 つの検波信号の補償された差分信号を出力するバランス補償差分器と、

前記制御信号を前記バランス補償差分器に出力する制御回路と
を備えた光バランスト受信器。

10

【請求項 2】

請求項 1 記載の光バランスト受信器において、

前記光結合器が、入力される光信号を 2 分岐し、分岐した一方を相対的に遅延させ、遅延した光信号を前記光情報信号とし、もう一方を前記光参照信号とし、前記光情報信号と前記光参照信号を合波して互いに逆相となる 2 つの干渉光を出力する光遅延検波器であることを特徴とする光バランスト受信器。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 記載の光バランスト受信器において、

前記バランス補償差分器が、

20

前記 2 つの検波信号をそれぞれデジタル信号に変換し、デジタル検波信号を出力する 2 つのアナログ・デジタル変換器と、

前記 2 つのアナログ・デジタル変換器から出力されるデジタル検波信号の振幅及び/又は遅延を、前記制御回路からの制御信号に応じてそれぞれ補償する 2 つのデジタル信号処理器と、

補償された前記 2 つのデジタル検波信号の差分をとって出力するデジタル差分器とを有することを特徴とする光バランスト受信器。

【請求項 4】

請求項 1 又は 2 記載の光バランスト受信器において、

前記バランス補償差分器が、

30

サンプリングクロックに応じたサンプリングタイミングで前記 2 つの検波信号をそれぞれデジタル信号に変換し、デジタル検波信号を出力する 2 つのアナログ・デジタル変換器と、

該デジタル検波信号の差分をとるデジタル差分器と、

前記制御回路からの制御信号に応じて前記 2 つのアナログ・デジタル変換器に入力されるサンプリングクロックを遅延させて、前記 2 つのデジタル検波信号の遅延を補償する遅延器と

を有する光バランスト受信器。

【請求項 5】

請求項 1 又は 2 記載の光バランスト受信器において、

40

前記バランス補償差分器が、

前記 2 つの検波信号の差分をとって出力する差分器と、

前記差分器の出力信号をデジタル信号に変換して出力するアナログ・デジタル変換器と

、

前記制御回路からの制御信号に応じて前記アナログ・デジタル変換器の出力信号の振幅及び/又は遅延を補償して出力するデジタル信号処理器と

を有することを特徴とする光バランスト受信器。

【請求項 6】

請求項 3 記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路が、

50

前記 2 つのデジタル検波信号又は前記 2 つのデジタル信号処理器の出力信号の振幅及び／又は遅延を観測し、前記 2 つのデジタル信号処理器の出力信号の振幅及び／又は遅延の差がなくなるように制御信号を生成して、前記 2 つのデジタル信号処理器に出力すること

【請求項 7】

請求項 3 又は 4 記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路は、前記 2 つのデジタル検波信号又は前記 2 つのデジタル信号処理器の出力信号の振幅のピークを求め、該ピークのタイミングに基づいて遅延量を観測し、前記 2 つのデジタル信号処理器の出力信号の遅延量がなくなるように制御信号を生成して、前記 2 つのデジタル信号処理器に出力し、

前記 2 つのデジタル信号処理器は、前記制御信号に従い、入力されるデジタル信号を遅延させて出力する光バランスト受信器。

【請求項 8】

請求項 3 記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路は、前記 2 つのデジタル検波信号又は前記 2 つのデジタル信号処理器の出力信号のそれぞれの交流成分を取り出し、該交流成分の相関を求めて、相関が閾値を超えるまで制御信号を変化させ、及び、相関が該閾値を超えると制御信号を一定にして出力し、

前記 2 つのデジタル信号処理器は、前記制御信号に従い、入力されるデジタル信号を遅延させて出力する光バランスト受信器。

【請求項 9】

請求項 3 乃至 5 のいずれかに記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路が前記デジタル差分器の出力信号又は前記デジタル信号処理器の出力信号の振幅ヒストグラム分布を観測し、該ヒストグラム分布の中央値と平均値の差に基づき、前記デジタル信号処理器の出力信号の振幅ヒストグラム分布の偏りがなくなるように制御信号を生成して、前記デジタル信号処理器に出力すること

【請求項 10】

請求項 3 記載の光バランスト受信器において、

前記光情報信号を 2 分岐し、一方を前記光結合器に出力する光分波器と、
分岐されたもう一方の光情報信号を受光し、前記光情報信号の強度成分を電気信号に変換し、強度信号を出力する光強度検波器と、

前記光参照信号を 2 分岐し、一方を前記光結合器に出力する第 2 の光分波器と、
分岐されたもう一方の光参照信号を受光し、前記光参照信号の強度成分を電気信号に変換し、強度信号を出力する第 2 の光強度検波器と、

前記 2 つの光強度検波器から出力される強度信号をそれぞれデジタル信号に変換して前記制御回路に出力する第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器とを有し、

前記制御回路が前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号と前記差分器の出力信号とに基づいて前記 2 つの検波信号の振幅の差ないしはこれに依存して変化する値を算出し、前記の振幅の差がなくなるように制御信号を生成して、前記デジタル信号処理器に出力すること

【請求項 11】

請求項 10 記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路は、

前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号の和を時間平均して平均強度雑音信号を算出し、さらに、前記バランスト補償型差分器のデジタル差分器の出力信号を時間平均して平均受信信号を算出し、該平均受信信号を該平均強度変動雑音信号で除算して、前記振幅の差に依存して変化する値を算出する光バランスト受信器。

【請求項 12】

請求項 10 記載の光バランスト受信器において、

前記差分器の出力信号に基づき信号点に対応する値を識別して雑音や歪が除去された識別信号を出力する識別器と、

前記差分器の出力信号と前記識別信号の差分をとって誤差信号を出力する減算器とを備え、

前記制御回路は、前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号の差分である差動強度信号を算出し、また、前記識別信号毎に前記誤差信号の平均を求め、識別信号毎の該平均の差を歪信号として算出し、該歪信号に応じて増減する歪検出信号と前記差動強度信号との積に応じた制御信号を出力し、

前記 2 つのデジタル信号処理器の一方は入力信号から前記制御信号を減算して出力し、前記 2 つのデジタル信号処理器の他方は、入力信号に前記制御信号を加算して出力する光バランスト受信器。

【請求項 13】

請求項 5 記載の光バランスト受信器において、

前記光情報信号を 2 分岐し、一方を前記光結合器に出力する光分波器と、

分岐されたもう一方の光情報信号を受光し、前記光情報信号の強度成分を電気信号に変換し、強度信号を出力する光強度検波器と、

前記光参照信号を 2 分岐し、一方を前記光結合器に出力する第 2 の光分波器と、

分岐されたもう一方の光参照信号を受光し、前記光参照信号の強度成分を電気信号に変換し、強度信号を出力する第 2 の光強度検波器と、

前記 2 つの光強度検波器から出力される強度信号をそれぞれデジタル信号に変換して前記制御回路に出力する第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器とを有し、

前記制御回路は、前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号と、前記バランスト補償型差分器のアナログ・デジタル変換器又はデジタル信号処理器の出力信号とを観測し、該 2 つの出力信号に基づいて前記差分器の出力信号に含まれる前記光情報信号及び/又は前記光参照信号の強度変動に応じた強度変動雑音成分を算出し、これを消去するように制御信号を生成して前記デジタル信号処理器に出力することを特徴とする光バランスト受信器。

【請求項 14】

請求項 12 記載の光バランスト受信器において、

前記制御回路は、前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号の和及び前記バランスト補償型差分器のアナログ・デジタル変換器の出力信号を時間平均して、平均強度変動雑音信号及び平均受信信号を算出し、該平均受信信号を該平均強度変動雑音信号で除算し、前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号の和を乗算して、強度変動雑音成分を制御信号として生成し、

前記デジタル信号処理器は、前記バランスト補償差分器のアナログ・デジタル変換器から出力されるデジタル信号から制御信号を減算する光バランスト受信器。

【請求項 15】

請求項 5 記載の光バランスト受信器において、

前記光情報信号を 2 分岐し、一方を前記光結合器に出力する光分波器と、

分岐されたもう一方の光情報信号を受光し、前記光情報信号の強度成分を電気信号に変換し、強度信号を出力する光強度検波器と、

前記光強度検波器から出力される強度信号をデジタル信号に変換して前記制御回路に出力する第 3 のアナログ・デジタル変換器とを有し、

前記制御回路は、前記第 3 のアナログ・デジタル変換器の出力信号から直流成分を除去して強度変動信号を算出し、前記バランスト補償型差分器のアナログ・デジタル変換器又はデジタル信号処理器の出力信号の中央値及び平均値の差と該強度変動信号の積を算出して制御信号を生成し、

前記デジタル信号処理器は、前記アナログ・デジタル変換器から出力されるデジタル信号から制御信号を減算する光バランスト受信器。

【請求項 16】

請求項 13 記載の光バランスト受信器において、

前記デジタル信号処理器の出力信号に基づき信号点に対応する値を識別して雑音や歪が除去された識別信号を出力する識別器と、

前記受信信号と前記識別信号の差分をとって誤差信号を出力する減算器とを備え、

前記制御回路は、前記第 3 及び第 4 のアナログ・デジタル変換器の出力信号の差分である差動強度信号を算出し、また、前記識別信号毎に前記誤差信号の平均を求め、識別信号毎の該平均の差を歪信号として算出し、該歪信号に応じて増減する歪検出信号と前記差動強度信号との積に応じた制御信号を出力し、

前記デジタル信号処理器は入力信号から前記制御信号を減算して出力する光バランスト受信器。

【請求項 17】

請求項 1 乃至 16 のいずれかに記載の光バランスト受信器を 2 つ備え、

光情報信号を分岐して 2 つの前記光バランスト受信器のそれぞれに出力する第 1 の分波器と、

光参照信号を分岐して 2 つの前記光バランスト受信器のそれぞれに出力する第 2 の分波器と

をさらに備え、

該 2 つの光バランスト受信器の前記光結合器の干渉位相が互いに直交することを特徴とする光 I Q 受信器。

【請求項 18】

請求項 17 記載の光 I Q 受信器であって、

2 つの前記光バランスト受信器のそれぞれの出力の振幅及び/又は遅延の差に応じた第 2 の制御信号を出力する第 2 の制御回路と、

2 つの前記光バランスト受信器のそれぞれの出力を前記第 2 の制御信号に応じてそれぞれ補償する 2 つの第 2 のデジタル信号処理器

をさらに備えた光 I Q 受信器。

【請求項 19】

請求項 17 又は 18 記載の光 I Q 受信器であって、

前記制御回路は、前記 2 つの光バランスト受信器のそれぞれの出力信号である受信信号から前記光情報信号及び前記光情報信号の強度成分の和又はその近似成分を算出し、算出された強度成分又は近似成分と、該受信信号とに基づき、前記光情報信号及び/又は前記光参照信号の強度変動に応じた強度変動雑音成分を生成し、制御信号として出力する光 I Q 受信器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、バランス補償型光バランスト受信器及び光 I Q 受信器に係り、特に、光ファイバを用いた光情報伝送において、光バランスト受信器 (optical balanced receiver) の 2 つの光検波器の出力バランスの劣化による受信信号の波形歪を補償又は補正するバランス補償型光バランスト受信器及び光 I Q 受信器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、周波数利用効率の観点から実用化が進められている光多値変調は、光位相検出に光バランスト受信器を用いることで受信感度の改善を図っている。

図 1 に光バランスト受信器の構成例を示す。光バランスト受信器 100 は光結合器 101 と 2 つの光検波器 (O/E) 102、103 と差分器 104 とで構成されている。光結

10

20

30

40

50

合器 101 は光情報信号 201 と光参照信号 202 を合波し、互いに逆相となる 2 つの干渉光 203、204 を出力する。干渉光 203、204 はそれぞれ光検波器 102、103 で受光され、干渉強度に応じた振幅の検波信号 205、206 に変換される。差分器 104 はこの 2 つの検波信号 205、206 の差分をとって受信信号 207 を出力する。

また、この光バランスト受信器 100 を差動位相検出に用いる構成の一例を図 2 に示す。この構成では、図 1 の光結合器 101 が光分波器 302 と光結合器 101 を有する光遅延検波器 301 で代替されている。光遅延検波器 301 は入力される光情報信号 201 を光分波器 302 で光情報信号 305 と光参照信号 306 に分波する。そして、光遅延器 303 と光位相シフタ 304 を用いてこの 2 つの信号に信号周期の整数倍の遅延差と任意の位相シフトを与えた後、光結合器 101 で合波する。なお、光遅延器 303 と光位相シフタ 304 は光情報信号 305 と光参照信号 306 のどちらの伝搬経路に設置されてもよい。

この光バランスト受信器 100 では、光結合器 101 の出力端から差分器 104 間の光検波器 102、103 を通る 2 つの経路の損失や遅延量のバランス（以下、これらをまとめて受信器バランスと称す）をとることで、2 つの干渉光 203、204 の共通成分を相殺し、受信信号 207 から光情報信号 201 ないしは光参照信号 202 に含まれる強度変動成分を除去している。なお、2 つの光検波器 102、103 の受信感度や遅延量も受信器バランスに含まれる。

例えば、光情報信号 201 が 4 値位相変調の場合の受信器バランスと受信感度劣化の関係は、非特許文献 1 の図 9 に開示されている。DQPSK（差動 4 値位相変調）の場合、光検波器の感度比 10%、または経路長差数 mm で約 1 dB の受信感度劣化が生じる。また、光 8 値位相変調や光直交振幅変調のように多値数の増加した光多値変調では、この劣化はさらに顕著となる。

光結合器や光検波器の出力に減衰器を挿入し、受信器バランスの調整を可能とする方法（例えば、特許文献 1 参照）や、オフセット補償付差分器およびオフセット制御回路で構成される光バランスト受信器（例えば、非特許文献 2 参照）が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2006-217605 号公報

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】「Phase Diversity Receivers for Homodyne Detection of Optical DQPSK Signals」、Journal of Lightwave Technology、Vol. 24、No. 9、Sep. 2006

【非特許文献 2】「バランス型フォトダイオードモジュール技術」、NTT 技術ジャーナル 2007. 11、p. 58-61

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

受信器バランスを最適にするためには、図 1 の光結合器 101 や光検波器 102、103 を選別して組み合わせる必要があり、製造工数の増大と歩留まりの低下が課題となる。また、受信器バランスを劣化させる光検波器 102、103 の経年劣化も課題となる。

図 3 に示すように、特許文献 1 に示す技術では、例えば光結合器 101 や光検波器 102、103 の出力に光減衰器 111、112 や減衰器 113、114 を挿入し、光結合器 101 から差分器 104 間の 2 経路の損失バランスの調整を可能とする。しかし、光バランスト受信器内に新たに光減衰器などのデバイスを組み込むため、経路長が増大し、これに伴って経路長差の調整が困難になるという課題がある。また、本構成で、2 つの干渉光 203、204 又は、2 つの検波信号 205、206 を観測し、これらの振幅や遅延量の

10

20

30

40

50

バランスを補償する方法が考えられるが、この方法では差分器 104 の内部で生じるアンバランスを補正できないという課題もある。

また、図 4 に示すように、非特許文献 2 では、例えばオフセット補償付差分器 121 およびオフセット制御回路 122 で構成される光バランスト受信器 100 が開示されている。本構成では、受信信号 207 を観測するオフセット制御回路 122 がオフセット信号 208 をオフセット補償付差分器 121 に出力し、オフセット補償付差分器 121 は入力される 2 つの検波信号 205、206 の差分に制御信号 208 に応じた一定のオフセットを加算し、受信信号 207 として出力する。オフセット制御回路 122 は受信信号 207 の平均値ないしは中央値が閾値に達するまで制御信号 208 を変化させる。これにより、受信器バランスの劣化によって変化した受信信号 207 のオフセットを補償する。しかし、受信信号 207 のオフセットは、受信器バランスの劣化があると光情報信号 201 及び光参照信号 202 の瞬間的な強度変動に応じて高速に変動する。本構成では受信信号 207 に加えるオフセットは一定値であり、受信器バランスの劣化を完全には補償できないという課題がある。

本発明は、以上の点に鑑み、光バランスト受信器において受信器バランスが劣化しても、これによる受信信号の劣化を補償又は補正するバランス補償型光バランスト受信器を提供することを目的とする。

本発明は、電気信号処理を用いて光バランスト受信器の受信器バランスを自動的に補償又は補正することを目的のひとつとする。また、本発明は、光バランスト受信器を構成するデバイスの製造ばらつきや経年劣化により受信器バランスが劣化してもデバイスの交換や追加を不要とすることを目的のひとつとする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

入力される光情報信号と光参照信号を合波し、互いに逆相となる 2 つの干渉光を出力する光カップラ又は 180° 光ハイブリッド回路の光結合器と、前記光結合器から出力される 2 つの干渉光をそれぞれ受光し、干渉強度に応じた振幅の電気信号として検波信号を出力する 2 つの光検波器と、前記 2 つの検波信号の差分をとって受信信号を出力する差分器とを有する光バランスト受信器において、入力される電気信号を量子化および離散化したデジタル信号として出力するアナログ・デジタル (A/D) 変換器およびデジタル信号に演算処理を施すデジタル信号処理器を前記差分器に備えたバランス補償差分器を用い、前記受信信号又は 2 つの検波信号をデジタル信号処理し、光受信器の 2 つの検波信号の振幅及び/又は遅延の差による受信信号の劣化を補償又は補正する。デジタル信号処理は複雑な演算を容易に実現可能とするため、複雑な演算を必要とする受信信号劣化の補償又は補正処理に有効である。ただし、該デジタル信号処理をアナログ信号処理で実現できる場合、A/D 変換器を省いてもよい。

【0007】

本発明の第 1 の解決手段によると、

入力される光情報信号を光参照信号と合波して互いに逆相となる 2 つの干渉光を出力する光結合器と、

前記 2 つの干渉光をそれぞれ受光し、干渉強度に応じた振幅の電気信号に変換して検波信号を出力する 2 つの光検波器と、

前記 2 つの検波信号の振幅及び/又は遅延の差を、入力される制御信号に応じて補償し、補償された 2 つの検波信号の差分を受信信号として出力するバランス補償差分器と、

前記制御信号を生成して前記バランス補償差分器に出力する制御回路とを備えた光バランスト受信器が提供される。

【0008】

本発明の第 2 の解決手段によると、

入力される光情報信号及び光参照信号をそれぞれ受光し、入力光の強度に応じた振幅の電気信号に変換して検出強度信号を前記制御回路に出力する第 1、第 2 の光強度検波器と、

、

10

20

30

40

50

光情報信号を2分岐し、該第1の光強度検波器と上述の光バランسد受信器のそれぞれに光情報信号を出力する分波器と、

光参照信号を2分岐し、該第2の光強度検波器と上述の光バランسد受信器のそれぞれに光情報信号を出力する分波器とを備えた光バランسد受信器が提供される。

【0009】

本発明の第3の解決手段によると、

上述の光バランسد受信器を2つ備え、

入力される光情報信号を分岐して2つの前記光バランسد受信器のそれぞれに出力する第1の分波器と、

光参照信号を分岐して2つの前記光バランسد受信器のそれぞれに出力する第2の分波器と

をさらに備え、

2つの前記光バランسد受信器の前記光結合器が、互いに直交する干渉位相をもち、入力される光情報信号と光参照信号を90°異なる位相で合波する光受信器が提供される。

【0010】

本発明の第4の解決手段によると、

2つの光バランسد受信器と、

制御信号を生成して前記2つの光バランسد受信器に出力する制御回路と、

光情報信号を分岐して2つの前記光バランسد受信器のそれぞれに出力する第1の分波器と、

光参照信号を分岐して2つの前記光バランسد受信器のそれぞれに出力する第2の分波器と

を備え、

前記2つの光バランسد受信器は、それぞれ、

入力される光情報信号を光参照信号と合波し、互いに逆相となる2つの干渉光を出力する光結合器と、

前記2つの干渉光の干渉強度をそれぞれ電気信号に変換した検波信号を出力する2つの光検波器と、

前記2つの検波信号の振幅及び/又は遅延の差を、入力される制御信号に応じて補償又は補正し、補償又は補正された2つの検波信号の差分を受信信号として出力するバランス補償差分器と

を有し、

該2つの光バランسد受信器の前記光結合器が、互いに直交する干渉位相をもち、入力される光情報信号と光参照信号を90°異なる位相で合波し、

前記制御回路は、該2つの光バランسد受信器の前記バランス補償差分器の出力信号から前記光情報信号の強度成分又はその近似成分を算出し、算出された強度成分又は近似成分と、該出力信号とに基づき前記制御信号を生成する光受信器が提供される。

【発明の効果】

【0011】

本発明によると、光バランسد受信器において、光結合器の2つの出力端から差分器までの2つの経路において、異なる損失や遅延の差が生じていても、つまり受信器バランスが劣化しても、これによる受信信号の劣化を補償又は補正するバランス補償型光バランسد受信器を提供することができる。また、本発明によると、光検波器の光検出感度の差も含めて補償することができる。

本発明によると、電気信号処理を用いて光バランسد受信器の受信器バランスを自動で補償することができる。そのため、光バランسد受信器を構成する光検波器や光導波路などのデバイスの製造ばらつきや経年劣化により受信器バランスが劣化してもデバイスの交換や追加が必要なくなる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図 1】 光バランスト受信器の基本構成を示した説明図である。

【図 2】 差動位相検出に用いる光バランスト受信器の基本構成を示した説明図である。

【図 3】 従来の光バランスト受信器の原理を示した説明図である。

【図 4】 従来の光バランスト受信器の原理を示した説明図である。

【図 5】 本発明の光バランスト受信器の基本構成を示した説明図である。

【図 6】 本発明の第 1 の実施形態を示す構成図である。

【図 7】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 8】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 9】 本発明におけるデジタル信号処理器 1 4 3、1 4 4 の実施形態のひとつを示す構成図である。 10

【図 1 0】 本発明の第 1 の実施形態の構成例 (2) を示す図である。

【図 1 1】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 1 2】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 1 3】 本発明の第 2 の実施形態を示す構成図である。

【図 1 4】 本発明の第 3 の実施形態を示す構成図である。

【図 1 5】 本発明の第 4 の実施形態を示す構成図である。

【図 1 6】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 1 7】 本発明の第 5 の実施形態を示す構成図である。

【図 1 8】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。 20

【図 1 9】 本発明の第 6 の実施形態を示す構成図である。

【図 2 0】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 2 1】 本発明における制御回路 1 3 2 の実施形態のひとつを示す構成図である。

【図 2 2】 本発明の第 7 の実施形態を示す構成図である。

【図 2 3】 光バランスト受信器で構成される光 I Q 受信器の基本構成を示した説明図である。

【図 2 4】 本発明の第 8 の実施形態を示す構成図である。

【図 2 5】 光強度算出回路の実施形態を示す構成図である。

【図 2 6】 光 I Q 受信器における制御回路の実施形態を示す構成図である。

【図 2 7】 光 I Q 受信器における本発明の効果を示す説明図である。 30

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 3 】

(概 略)

図 5 に、本実施の形態の原理を説明するための光バランスト受信器の概略図を示す。

光バランスト受信器 1 0 0 は、例えば、光結合器 1 0 1 と、光検波器 1 0 2、1 0 3 と、バランスト補償型差分器 1 3 1 と、制御回路 (C t r l) 1 3 2 とを備える。

光バランスト受信器 1 0 0 の光結合器 1 0 1 は入力される光情報信号 2 0 1 を光参照信号 2 0 2 と合波し、互いに逆相の干渉光 2 0 3、2 0 4 を出力する。光結合器 1 0 1 は、例えば光カプラや 1 8 0 ° 光ハイブリッド回路を用いることができる。この干渉光 2 0 3、2 0 4 はそれぞれ異なる光検波器 1 0 2、1 0 3 に入力され、干渉強度に応じた振幅をもつ電気信号に変換され、検波信号 2 0 5、2 0 6 として出力される。 40

通常、この 2 つの検波信号 2 0 5、2 0 6 はこれらの差分をとる差分器に入力されるが、本実施の形態では、電気信号の量子化および離散化、すなわちアナログ・デジタル変換、を行うアナログ・デジタル (A / D) 変換器、およびデジタル信号の演算処理を行うデジタル信号処理器を前記差分器に搭載したバランスト補償型差分器 1 3 1 に、該 2 つの検波信号 2 0 5、2 0 6 を入力する。バランスト補償型差分器 1 3 1 は入力された 2 つの検波信号 2 0 5、2 0 6 の差分をとると共に、該検波信号 2 0 5、2 0 6 の振幅及び/又は遅延量の差を制御信号 2 1 1 に応じて補償又は補正し、受信信号 2 0 7 を出力する。該制御信号 2 1 1 は、2 つの検波信号 2 0 5、2 0 6 の振幅及び/又は遅延量の差による受信信号 2 0 7 の波形歪がなくなるように制御回路 (C t r l) 1 3 2 によって生成される。なお 50

、上述の検波信号 205、206 の振幅とはそれぞれの信号の波高値のことであるが、これには平均信号強度ないしはオフセット値の意味も含む。

以下に、バランス補償型光バランスト受信器の各実施の形態を詳細に説明する。

【0014】

(第 1 の実施の形態)

図 6 は、光バランスト受信器の第 1 の構成例を示す。

光バランスト受信器 100 のバランス補償型差分器 131 は、例えば、アナログ・デジタル (A/D) 変換器 141、142 と、デジタル信号処理器 143、144 と、デジタル差分器 145 とを有する。

本実施の形態の光バランスト受信器 100 では、光情報信号 201 及び光参照信号 202 が光結合器 101 に入力され、該光結合器 101 が光情報信号 201 と光参照信号 202 とを合波し、互いに逆相となる 2 つの干渉光 203、204 を出力する。干渉光 203、204 はそれぞれ光検波器 102、103 で受光され、それぞれ干渉強度に応じた振幅の検波信号 205、206 に変換されて出力される。この検波信号 205、206 はバランス補償型差分器 131 に入力される。

バランス補償型差分器 131 では、互いにサンプリングタイミングが同期した 2 つのアナログ・デジタル (A/D) 変換器 141、142 によって検波信号 205、206 が量子化および離散化され、それぞれデジタル検波信号 221、222 として出力される。なお、サンプリングタイミングは、例えば、クロック発生器からのサンプリングクロックに従うことができる。なお、以降の説明では、A/D 変換器 141、142 のサンプリングタイミングが検波信号 205、206 の変調周波数に同期し、デジタル検波信号 221、222 が 1 シンボルあたり 1 サンプルだけ離散化されたデジタル信号であるとするが、A/D 変換器 141、142 のサンプリングタイミングが任意であっても、タイミング抽出等のデジタル信号処理により上述のデジタル検波信号 221、222 を得ることが可能である。該デジタル検波信号 221、222 それぞれの振幅及び／又は遅延の差は、制御信号 211a、211b に応じて、デジタル信号処理器 143、144 によって補償され、補償済デジタル検波信号 223、224 として出力される。デジタル差分器 145 はこれらの補償済デジタル検波信号 223、224 の差分をとって、バランス補償型差分器 131 および光バランスト受信器 100 の出力信号として受信信号 207 を出力する。制御回路 132 は、例えばデジタル検波信号 221、222 の振幅及び／又は遅延を観測し、その差がなくなるように制御信号 211a、211b を出力する。制御回路 132 は、以下に示す各構成においてデジタル検波信号 221、222 以外に、補償済デジタル検波信号 223、224 や、受信信号 207 を観測する場合もある。図 6 では、これらの観測される信号をまとめて観測信号 225 で示している。

【0015】

次に、検波信号 205、206 の振幅の差を補償又は補正するバランス補償型差分器 131 および制御回路 132 について説明する。

図 1 の光バランスト受信器 100 において、光情報信号 201 および光参照信号 202 の光電界をそれぞれ $E_S(t) \cos(\omega_S t + \phi_S(t))$ 、 $E_R(t) \cos(\omega_R t + \phi_R(t))$ で表すことができる。ただし、 t は時間を表す変数、 $\cdot(t)$ は t の関数を意味する。ここで、 $\omega_F = \omega_S - \omega_R$ 、 $\phi_F(t) = \phi_S(t) - \phi_R(t)$ とし、また、光結合器 101 の干渉位相を ϕ で表せば、2 つの光検波器 102、103 の出力する検波信号 205、206 はそれぞれ以下の数式 S_1 、 S_2 で表される。

【数 1】

$$S_1 = 2E_S(t)E_R(t)\cos(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi) + [E_S^2(t) + E_R^2(t)]$$

【数 2】

$$S_2 = -2E_S(t)E_R(t)\cos(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi) + [E_S^2(t) + E_R^2(t)]$$

(数 1) および (数 2) の第 2 項には、光情報信号 201、光参照信号 202 の強度成分 $E_S^2(t)$ 、 $E_R^2(t)$ に起因する強度変動雑音が共通して含まれており、光バランスト受信器は、差分器 104 を用いて検波信号 205、206 の差分をとることでこの強度変動雑音を相殺し、受信感度を向上している。従って、差分器 104 から出力される受信信号 207 は以下の数式 S_D で表される。

10

【数 3】

$$S_D = 4E_S(t)E_R(t)\cos(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi)$$

しかし、検波信号 205、206 が異なる減衰又は増幅を受けてそれぞれ A 倍、B 倍されて差分器 104 に入力される場合、差分器 104 から出力される受信信号 207 は以下の数式 S_d で表される。

【数 4】

$$S_d = 2(A+B)E_S(t)E_R(t)\cos(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi) + (A-B)[E_S^2(t) + E_R^2(t)]$$

20

2 つの検波信号 205、206 の振幅に差があり、 $A \neq B$ となる場合、(数 4) 第 2 項の強度変動雑音成分 $(A-B)[E_S^2(t) + E_R^2(t)]$ が消えずに受信信号 207 に加わる。この成分は光情報信号 201 および光参照信号 202 の光電界振幅 $E_S(t)$ 、 $E_R(t)$ の時間変化に伴い変動する。これが検波信号 205、206 の振幅差によって生じる受信信号 207 の劣化である。

この劣化を補償又は補正するため、図 6 の制御回路 132 はデジタル検波信号 221、222 の振幅を観測し、これらの振幅が等しくなるように制御信号 211a、211b を出力し、デジタル信号処理器 143、144 を動作させる。

【0016】

30

図 7 に、振幅を補償又は補正する場合の制御回路 132 の構成例を示す。

制御回路 132 は、例えば時間平均回路 601、602 と、平均演算回路 603 と、除算器 604、605 とを有する。デジタル検波信号 221、222 が観測信号 225 として制御回路 132 に入力され、それぞれの時間平均値が時間平均回路 601、602 で算出され、検波信号振幅値 701、702 として出力される。これらの検波信号振幅値 701、702 は平均演算回路 603 に入力され、この 2 つの検波信号振幅値の平均値が基準振幅値 703 として除算器 604、605 に出力される。また、該除算器 604、605 には上述の検波信号振幅値 701、702 もそれぞれ入力され、検波信号振幅値 701、702 を基準振幅値 703 で除算し、検波信号振幅値 701、702 と基準振幅値 703 の比を制御信号 211a、211b として出力する。なお、基準振幅値 703 は、平均演算回路 603 を用いて算出せずとも、例えば任意の定数や検波信号振幅値 701 など別の値を用いても構わない。

40

この制御回路 132 を有する図 6 の光バランスト受信器 100 では、バランス補償器 143、144 を例えば除算器とする。入力されるデジタル検波信号 221、222 をこれらの制御信号 211a、211b で除算し、補償済デジタル検波信号 223、224 として出力すれば、補償済デジタル検波信号 223、224 の振幅の時間平均は共に基準振幅値 703 の値となり、デジタル検波信号 221、222 の振幅の差が補償される。なお、補償済デジタル検波信号 223、224 の振幅は、制御回路 132 において除算器 604、605 に入力される基準振幅値 703 の値となる。検波信号振幅値 701 を基準振幅値 703 として用いる場合、デジタル信号処理器 143 はデジタル検波信号 221 の振幅を調

50

整する必要がないため、除算器 604 およびデジタル信号処理器 143 を省くことができる。

また、図 6 の光情報信号 201 および光参照信号 202 の一方を消光し、他方を連続光とすれば、光結合器 101 は該連続光をパワー比 1 : 1 で 2 分岐して出力するため、受信器バランスの劣化がなければデジタル検波信号 221、222 が時間的に一定で且つ等しい振幅となる。この場合、図 7 の制御回路 132 において算出される検波信号振幅値 701、702 はそれぞれデジタル検波信号 221、222 と等しくなる。よって、光バランスド受信器の製造時又は運用前の立上げ時など、受信器が運用されていない場合は、光情報信号 201 および光参照信号 202 の一方を消光し、もう一方を連続光とすることで、時間平均回路 601、602 の省略が可能となる。

10

なお、図 7 の制御回路 132 はデジタル検波信号 221、222 を観測信号 225 として用い、該デジタル検波信号を補償するフィードフォワード制御を行っているが、補償済デジタル検波信号 223、224 を観測信号 225 に用い、フィードバック制御を行ってもよい。その場合、該制御回路 132 をフィードバック制御用に変更する必要があるが、制御工学に基づいて容易に変更して本実施の形態で実施可能である。例えば、制御回路 132 の出力する制御信号 211a、211b とこれらの収束値である数値 1 との差分をそれぞれ時間積分し、これらに 1 を加算して該制御信号 211a、211b としてデジタル信号処理器に入力すればよい。

なお、上述の制御回路 132 の構成は実施形態の一つであり、制御信号 211a、211b の比がデジタル検波信号 221、222 の振幅比と対応すれば別の形態を用いてもよい。例えば、デジタル検波信号 221、222 の最大値や波高値はそれぞれの振幅に比例するため、入力信号の最大値を出力する最大値算出回路又は波高値を出力する波高値算出回路を時間平均回路 601、602 と代用することが可能である。なお、波高値算出回路は、例えば入力信号の最大値と最小値を算出し、その差を出力することで実現できる。

20

なお、図 6 の光バランスド受信器 100 が光検波器 102、103 の出力端に高域通過フィルタなどの DC カットを備えることもある。この場合、A/D 変換器 141、142 に入力される検波信号 205、206 の直流オフセット成分は除去されている。そのため、受信器バランスの劣化に依らずデジタル検波信号 221、222 の時間平均値は共に零に近くなり、図 6 の制御回路 132 では制御できない場合がある。このような場合、時間平均回路 601、602 を前記の最大値算出回路や波高値算出回路とすることが有効になる。

30

次に、検波信号 205、206 の遅延量の差を補償又は補正するバランス補償型差分器 131 および制御回路 132 について説明する。図 6 の光バランス受信器 100 において、制御回路 132 はデジタル検波信号 221、222 の遅延量を観測し、互いの遅延量の差がなくなるようにデジタル信号処理器 143、144 を動作させる制御信号 211a、211b を出力する。

【0017】

図 8 に、遅延量を補償する場合の制御回路 132 の構成例を示す。

この制御回路 132 に入力されるデジタル検波信号 221、222 はそれぞれアップサンプリング回路 611、612 に入力され、単位時間あたりのサンプル数が増加されて出力される。この 2 つの出力信号はピーク検出回路 613、614 にそれぞれ入力される。ピーク検出回路 613、614 には、クロック発生器 615 から出力されるサンプリングクロック 711 が入力されている。該サンプリングクロック 711 は図 6 の A/D 変換器 141、142 に入力されており、該サンプリングクロックに同期して A/D 変換器 141、142 は検波信号 205、206 を離散化している。該ピーク検出回路 613、614 は、入力信号とサンプリングクロック 711 の波形ピークの時間ずれを制御信号 211a、211b として出力する。

40

ただし、サンプリング定理によれば、離散化前の信号がもつ最大周波数の 2 倍以下のサンプリング周波数で離散化された信号を離散化前の信号に復元できない。アップサンプリング回路 611、612 は入力信号から離散前の信号を復元し、信号のリサンプリングを

50

行う回路であり、デジタル検波信号 221、222 から検波信号 205、206 を復元するために、図 6 の A/D 変換器 141、142 のサンプリング周波数が検波信号 205、206 のもつ周波数成分の 2 倍以上でなければならない。一般に検波信号 205、206 に含まれる周波数成分は光情報信号 201 や光参照信号 202 の変調速度（シンボルレート）の半分以下となるため、A/D 変換器 141、142 のサンプリング周波数をシンボルレート以上とする。ただし、光情報信号 201、光参照信号 202 の変調フォーマットによっては検波信号 205、206 に含まれる周波数成分が変化するため、注意が必要である。例えば、光情報信号 201 が RZ 変調されている場合は検波信号 205、206 にシンボルレートの周波数成分が含まれるため、A/D 変換器 141、142 のサンプリング周波数をシンボルレートの 2 倍にする必要がある。

10

【0018】

図 9 に、この制御回路 132 に対応する図 6 の光バランスト受信器 100 のデジタル信号処理器 143、144 の構成例を示す。

デジタル信号処理器 143、144 では、まずアップサンプリング回路 621、622 がデジタル検波信号 221、222 の単位時間あたりのサンプル数を増加して出力する。これらの出力はそれぞれデジタル遅延回路 623、624 に入力され、それぞれ制御信号 211a、211b に応じた遅延が加えられる。これらの遅延されたデジタル信号はそれぞれダウンサンプリング回路 625、626 に入力され、デジタル検波信号 221、222 と同じサンプリングレートの信号に戻され、補償済デジタル検波信号 223、224 として出力される。

20

ここで、図 8 の制御回路 132 および図 9 のデジタル信号処理器 143 において、それぞれのアップサンプリング回路 611、621 が出力するデジタル信号の単位時間あたりのサンプル数を同じとし、制御回路 132 がアップサンプリング回路 611 の出力するデジタル信号波形とサンプリングクロック 711 の遅延差をサンプル数でカウントして制御信号 211a とすれば、デジタル遅延回路 623 は入力されるデジタル信号を制御信号 211a が示すサンプル数だけ遅延させればよい。

上述の制御回路 132 は検波信号 205、206 の遅延のうち、検波信号 205、206 の変調周期（シンボル周期）よりも小さな遅延を補償できる。

なお、図 8 の制御回路 132 はデジタル検波信号 221、222 を観測信号 225 に用いるフィードフォワード制御を行っているが、補償済デジタル検波信号 223、224 を観測信号 225 に用い、フィードバック制御を行ってもよい。

30

また、検波信号 205、206 と A/D 変換器 141、142 のサンプリングタイミングの時間ずれがあると、波形ピークとはずれたタイミングの検波信号 205、206 がデジタル検波信号 221、222 に変換されるため、デジタル検波信号 221、222 の振幅の平均値が低下する。そのため、デジタル検波信号 221、222 の振幅を最大化制御すれば、検波信号 205、206 の遅延差を補正できる。

【0019】

また、図 10 に、検波信号 205、206 の遅延差を補償する光バランスト受信器 100 の第 2 の構成例を示す。

本実施では、クロック発生器 615 が出力するサンプリングクロック 711 を制御信号 211a、211b に応じて遅延する遅延器 631、632 を用い、検波信号 205、206 の遅延差を補償する。制御回路 132 の構成は、図 8 と同様である。

40

次に、検波信号 205、206 のシンボル周期よりも大きな遅延差を補正する制御回路 132 の構成例を図 11 に示す。光バランスト受信器 100 の全体構成は、例えば図 6、図 10 と同様である。

制御回路 132 に入力された補償済デジタル検波信号 223、224 はまず直流除去回路 641、642 に入力される。該直流除去回路 641、642 は、例えば時間平均回路 601、602 と減算器 643、644 を備え、時間平均回路 601、602 を用いて補償済デジタル検波信号 223、224 の時間平均値、すなわち直流成分をそれぞれ算出し、減算器 643、644 を用いてそれらの値を前記補償済デジタル検波信号 223、22

50

4からそれぞれ減算し、補償済デジタル検波信号223、224の交流成分を交流デジタル検波信号722、723として出力する。交流デジタル検波信号は相関器645に入力され、相関器645は交流デジタル検波信号722、723の相関が閾値を超えるまで例えばある一定値の信号を相関信号724として出力する。この相関信号724は積分器646で時間積分され、制御信号211aとして出力される。また、反転器649で符号が反転された制御信号211aも、制御信号211bとして出力される。図6の光バランスド受信器100においては、制御信号211a、211bはそれぞれデジタル信号処理器143、144に入力され、制御信号211a、211bに応じた遅延量がデジタル検波信号221、222に与えられる。また、図10の光バランスド受信器100においては、制御信号211a、211bはそれぞれ遅延器631、632に入力され、制御信号211a、211bに応じた遅延量がA/D変換器141、142に入力されるサンプリングクロックに与えられる。ただし、本構成において制御信号211a、211bは片方を省いても動作可能である。

10

【0020】

なお、制御回路132には、補償済デジタル検波信号223、224の代わりに、補償前のデジタル検波信号221、222を入力してもよいが、この場合は交流デジタル検波信号722、723の一方を適宜遅延させ、相関信号724が閾値を超える、ないしは最大になる時の遅延量を制御信号211aとして出力すればよい。

なお、相関器645は、例えば入力される2つの信号の畳み込み積分（コンボリューション）を計算することで2つの信号の相関性を測定し、相関が得られた時だけ相関信号724として零を出力し、相関が得られない時は零ではない値を相関信号724として出力すればよい。また、相関器645は相関性が測定できれば、他の形態でもよい。例えば、入力信号のそれぞれの2乗平均の差を算出し、これが一定の閾値を上回る間のみ、零ではない値を相関信号724として出力する。制御信号211a、211bの値は、相関信号724が零でなければ変化し、相関信号724が零になれば制御信号は変化しなくなる。デジタル信号処理器143、144の遅延量は補償済デジタル検波信号223、224の相関がとれたときの値で一定になる。

20

図11の制御回路132の出力する制御信号211a、211bを用いて検波信号205、206の遅延を補償する光バランスド受信器100の構成は、上述のシンボル周期よりも小さな遅延を補償するための機構を適用できる。例えば、図6のデジタル信号処理器143、144をもつ光バランスド受信器100、及び図10のサンプリングクロック711を遅延させる遅延器631、632を有する光バランスド受信器100を用いることができる。

30

次に、受信信号207を観測信号225とし、検波信号205、206の振幅比を補償する場合を説明する。検波信号205、206の振幅に差異があると、残留した（数4）第2項の強度変動雑音成分により、光情報信号201及び光参照信号202の強度に起因した受信信号207のオフセットが生じ、受信信号207のヒストグラム分布に偏りが生じる。そこで、制御回路132は受信信号207の振幅のヒストグラム分布を観測し、この分布の偏りがなくなるように制御信号211a、211bを出力し、デジタル信号処理器143、144を動作させる。

40

【0021】

図12に、制御回路132の構成例を示す。

この構成では、受信信号207が中央値演算回路651および時間平均回路601に入力され、受信信号207の中央値および時間平均値が出力される。この中央値と時間平均値は減算器652に入力され、その差が差信号731として出力される。差信号731は積分器646で時間積分され、制御信号211aとして出力される。また、反転器649にはこの制御信号211aが入力され、制御信号211aと符号の反転した制御信号211bが出力される。なお、該積分器646は例えば、出力される制御信号211aを1サンプル遅延器647で1サンプル遅延し、加算器648で入力される差信号731と加算し、制御信号211aとして出力する。

50

この制御回路 1 3 2 を有する図 6 の光バランスト受信器 1 0 0 のデジタル信号処理器 1 4 3、1 4 4 は、例えば乗算器である。該乗算器は、入力されるデジタル検波信号 2 2 1、2 2 2 に前記の制御信号 2 1 1 a、2 1 1 b に応じた値をそれぞれ乗算し、補償済デジタル検波信号 2 2 3、2 2 4 を出力する。この構成により、受信信号 2 0 7 の振幅の中央値と時間平均値の差異がなくなるようにデジタル検波信号 2 2 1、2 2 2 の振幅の差が補償される。

なお、図 6 の光バランスト受信器 1 0 0 が光検波器 1 0 2、1 0 3 の出力端に高域通過フィルタなどの DC カットを備える場合、A/D 変換器 1 4 1、1 4 2 に入力される検波信号 2 0 5、2 0 6 の直流オフセット成分が除去されるため、受信信号 2 0 7 の時間平均は零となる。しかし、検波信号 2 0 5、2 0 6 の振幅差によって生じる受信信号 2 0 7 のヒストグラム分布の偏りは除去されないため、この場合でも図 1 2 の制御回路 1 3 2 を用いることができる。

検波信号 2 0 5、2 0 6 の振幅及び/又は遅延の差を補償するこれらの制御回路 1 3 2 およびデジタル信号処理器 1 4 3、1 4 4 は並列又は直列に接続され、振幅および遅延をあわせて補償することが可能である。また、これらの制御回路 1 3 2 でフィードバック制御を用いる場合、最大・最小制御を利用できるが、これらのアルゴリズムには特に制限はない。例えば、山登り法、最大傾斜法、制御信号のディザリングなどの一変数もしくは多変数制御手法など一般的な手法を用いることが可能である。

【0 0 2 2】

(第 2 の実施の形態)

図 1 3 は、光遅延検波型光バランスト受信器 3 0 0 の構成例を示す。

図 6 に示した光バランスト受信器 1 0 0 との違いは、光結合器 1 0 1 に光遅延検波器 3 0 1 を用いていることである。本構成では光遅延検波器 3 0 1 に入力された光情報信号 2 0 1 が光分波器 3 0 2 で 2 分岐される。そして、分岐された光信号の一方は遅延器 3 0 3 および光位相シフタ 3 0 4 に入力され、一定の遅延と位相シフトが与えられる。その後、分岐された 2 つの光信号は光結合器 1 0 1 で合波され、互いに逆相となる 2 つの干渉光 2 0 3、2 0 4 として出力される。光結合器 1 0 1 の後方の構成は上述の光バランスト受信器 1 0 0 の第 1 の構成例と同様である。また、光結合器 1 0 1 の後方の構成は、上述の光バランスト受信器 1 0 0 の第 2 の構成例のようにしてもよい。

本構成において、光情報信号 2 0 1 の光電界を $2^{1/2} E_S(t) \cos(\omega_S t + \phi_S(t))$ 、光遅延器 3 0 3 の時間遅延量を T 、光位相シフタ 3 0 4 で調整可能な干渉器 1 0 1 の干渉位相を ϕ で表し、さらに $\phi_F(t) = \phi_S(t) - \phi_S(t - T)$ とすれば、検波信号 2 0 5、2 0 6 はそれぞれ以下の数式 S_1 、 S_2 で表される。

【数 5】

$$S_1 = 2E_S(t)E_S(t+T)\cos(\phi_F(t)-\phi) + [E_S^2(t) + E_S^2(t+T)]$$

【数 6】

$$S_2 = -2E_S(t)E_S(t+T)\cos(\phi_F(t)-\phi) + [E_S^2(t) + E_S^2(t+T)]$$

したがって、検波信号 2 0 5、2 0 6 の差分は以下の数式 S_D で表される。

【数 7】

$$S_D = 4E_S(t)E_S(t+T)\cos(\phi_F(t)-\phi)$$

ここで、光遅延器 3 0 3 の時間遅延量 T を光情報信号 2 0 1 の変調周期 (シンボル周期) とすれば、1 シンボル前の変調シンボルとの位相差 (差動位相) を検出することができる。本構成の場合、光参照信号を必要としないため、光参照信号の偏波制御や位相トラッキングが不要という利点がある。

しかし、検波信号 205、206 がそれぞれ異なる減衰又は増幅を受けて A 倍、B 倍された場合、検波信号 205、206 の差分は以下の数式 S_d で表され、（第 1 の実施の形態）同様、第 2 項に強度変動雑音が加わる。

【数 8】

$$S_d = 2(A+B)E_s(t)E_s(t+T)\cos(\phi_F(t)-\phi) + (A-B)[E_s^2(t) + E_s^2(t+T)]$$

本構成では、光遅延器 303 及び光位相シフタ 304 で遅延と位相シフトの与えられた光情報信号 201 に対し、もう一方を図 6 の光参照信号 202 として用いるため、制御回路 132 およびデジタル信号処理器 143、144 は第 1 の実施の形態と同じ構成のものを使用することができる。また、検波信号 205、206 の遅延を補償する光バランスト受信器は、図 10 に示す光バランスト受信器の光結合器 101 を光遅延検波器 301 とした構成でもよい。

【0023】

（第 3 の実施の形態）

図 14 は、光バランスト受信器 100 の第 3 の構成例を示す。

該光バランスト受信器 100 では、上述の第 1 の実施の形態とバランス補償型差分器 131 の構成が異なる。本構成では、2 つの光検波器 102、103 から出力される検波信号 205、206 がまずバランス補償型差分器 131 の差分器 104 に入力される。このバランス補償型差分器 131 では、差分器 104 がこの検波信号 205、206 の差分をとって差分信号 231 として出力し、A/D 変換器 151 がこの差分信号 231 を量子化および離散化してデジタル差分信号 232 を出力する。このデジタル差分信号 232 はデジタル信号処理器 152 によって制御信号 211 に応じた振幅の補償を受け、受信信号 207 として出力される。制御回路 132 は差分信号 231 の振幅ヒストグラム分布が均一になるようにデジタル信号処理器 152 を制御すればよい。なお、前記振幅ヒストグラム分布が不均一になると、受信信号 207 には直流成分が現れる。そこで、該直流成分がなくなるようにデジタル信号処理器 152 を制御してもよい。以下に、この場合の制御回路 132 の構成例を示す。

制御回路 132 はバランス補償型差分器 131 から出力されるデジタル差分信号 232 又は受信信号 207 を観測信号 225 として観測し、制御信号 211 を出力する。例えば、デジタル差分信号 232 を観測信号 225 とし、制御回路 132 をデジタル差分信号 232 の時間平均値を算出して、制御信号 211 として出力する平均化回路とし、デジタル信号処理器 152 をデジタル差分信号 232 から制御信号 211 を減算する減算器とすると、差分信号 231 から直流成分の除去された信号を受信信号 207 として出力することができる。また振幅のヒストグラム分布の偏りがなくなるように制御信号 211 を生成してもよい。

差分信号 231 は（数 4）で表されるが、一般的な光通信システムでは伝送情報に相当する $\phi_F(t)$ がランダムに変化するため、第 1 項の時間平均値はほぼ零となり、差分信号 232 の時間平均値は第 2 項の強度変動雑音成分 $(A-B)[E_s^2(t) + E_R^2(t)]$ の時間平均値となる。これが本構成で受信信号 207 から除去される直流成分である。

しかし、前記強度変動雑音成分は、光情報信号 201 および光参照信号 202 の光電界振幅 $E_s(t)$ 、 $E_R(t)$ の時間変化に伴って変化しており、本実施例では完全に除去することはできない。

なお、本構成は受信信号 207 を観測信号 225 とするフィードバック制御としてもよい。

また、本構成例においても、光結合器 101 に第 2 の実施の形態の光遅延検波器 301 を用いることが可能である。

【0024】

（第 4 の実施の形態）

10

20

30

40

50

図 15 は、光バランスト受信器の第 4 の構成例を示す。

本構成の光バランスト受信器 100 では、上述の第 1 の構成の光バランスト受信器（図 6 参照）に光強度検出器 163、164 をさらに備えた構成となっている。本構成では、光情報信号 201 および光参照信号 202 が光コプラなどの光分波器 161、162 でそれぞれ 2 分岐される。分岐された 2 つの光情報信号 201 は光結合器 101 および光強度検出器 163 にそれぞれ入力される。同様に、分岐された 2 つの光参照信号 202 は光結合器 101 および光強度検出器 164 にそれぞれ入力される。光強度検出器 163、164 では、光検波器 165、166 が入力される光信号を受光し、入力される光信号の強度に依存した振幅の電気信号を検出強度信号 241、242 として出力する。検出強度信号 241、242 は A/D 変換器 167、168 でそれぞれ量子化、離散化され、デジタル強度信号 243、244 として制御回路 132 に出力される。なお、光結合器 101 から受信信号 207 が出力されるまでの構成は、例えば上述の第 1 の構成と同じである。なお、光情報信号 201 および光参照信号 202 が共に変調された信号である場合、前記 2 つの光信号が光結合器 101 に入力されるまでの遅延を等しくする必要がある。

なお、本構成では、検波信号 205、206 の遅延は、例えば第 1 の実施の形態と同様に補償することが可能である。また、検出強度信号 241、242 の遅延を補償する場合は、例えば光情報信号 201、光参照信号 202 が強度変調され、検出強度信号 241、242 の変調タイミングが検出可能であることが望ましい。ただし、4 つの A/D 変換器 141、142、167、168 のサンプリングタイミングを光情報信号 201 又は光参照信号 202 の変調タイミングに一致させれば、検波信号 205、206 および検出強度信号 241、242 の遅延は補償する必要がない。この方法として、光分波器 161、162 から A/D 変換器 141、142、167、168 までの 4 つの経路長を完全に合わせる、もしくは前記の 4 つの信号をデジタル信号処理で遅延させてタイミングを合わせる方法がある。なお、光分波器 161、162 のパワー比は任意であり、1:1 である必要はないが、それぞれは互いに同じパワー比であることが望ましい。

【0025】

前記の検出強度信号 241、242 は以下の数式 S_{A1} 、 S_{A2} で表される。

【数 9】

$$S_{A1} = E_S^2(t)$$

【数 10】

$$S_{A2} = E_R^2(t)$$

なお、検出強度信号 241、242 と検出信号 205、206 の振幅比は光分波器 161、162 の分岐比を調整するか、デジタル強度信号 243、244 に適当な値を乗算して調整することが可能である。

検波信号 205、206 の振幅に差が生じた場合、受信信号 207 は（数 4）の式で表される。この式の第 1 項は情報を表す位相 $\phi_F(t)$ に応じてランダムに変化するため、（数 4）の時間平均は第 2 項の強度変動雑音成分 $(A-B) [E_S^2(t) + E_R^2(t)]$ の時間平均となる。一方、（数 9）、（数 10）で表される検出強度信号 241、242 の和は $[E_S^2(t) + E_R^2(t)]$ で表される。そこで、受信信号 207 の時間平均をデジタル強度信号 243、244 の和の時間平均で除算すれば、検波信号 205、206 の振幅の差 $(A-B)$ を算出できる。

図 16 に、この原理を用いて検波信号 205、206 の振幅の差異を補償するための制御回路 132 の構成例を示す。

該制御回路 132 に入力されるデジタル強度信号 243、244 は加算器 661 でその和が算出された後、その和の時間平均が平均化回路 663 でとられ、平均強度変動雑音信号 742 として出力される。一方、入力される受信信号 207 は平均化回路 662 でその

時間平均がとられ、平均受信信号 741 として出力される。前記の平均受信信号 741 と平均強度変動雑音信号 742 は除算器 664 に入力され、平均受信信号 741 から平均強度変動雑音信号 742 を除算した振幅差信号 743 が出力される。これは (数 4) の (A - B) に相当する。該振幅差信号 743 は、デジタル遅延器 647 および加算器 648などを備える積分器 646 に入力され、時間積分された後、制御信号 211a として制御回路 132 から出力される。また、反転器 649 で符号の反転された制御信号 211a も制御信号 211b として制御回路 132 から出力される。

本構成の制御回路 132 をもつ図 15 の光バランスト受信器 100 では、デジタル信号処理器 143、144 を除算器とし、制御信号 211a、211b に 1 を加算した信号でデジタル信号 221、222 をそれぞれ除算し、補償済デジタル検波信号 223、224 を出力する。この構成により、検波信号 205、206 の振幅の差を補償することができる。

10

【0026】

なお、光参照信号 202 の光電界振幅 $E_R(t)$ が一定値 E_R の場合、(数 4) で表される受信信号 207 の強度変動成分は $(A - B) [E_S^2(t) - E_R^2]$ となる。そのため、受信信号 207 の直流成分を除去すれば、(数 4) の第 2 項は $(A - B) [E_S^2(t) - E_{SA}^2]$ となる。ここで、 E_{SA}^2 は $E_S^2(t)$ の時間平均値である。この強度変動雑音成分は $E_R^2(t)$ に無関係のため、図 17 の光バランスト受信器 100 において光強度検出器 164 を省略できる。

また、本構成例においても、光結合器 101 に第 2 の実施の形態の光遅延検波器 301 を用いることが可能である。この場合、光参照信号 202 は入力されないため、図 15 の光分波器 162、光強度検出器 164 は省略される。また、受信信号 207 を表す式 (数 8) から強度変動雑音成分は $(A - B) [E_S^2(t) + E_S^2(t + T)]$ となるため、制御回路 132 は図 16 の構成において、デジタル強度信号 243 をデジタル遅延器により T 時間遅延せた信号とし、遅延前の信号をデジタル強度信号 244 の代わりに用いればよい。なお、デジタル遅延器は A/D 変換器 167、168 の入力信号を遅延させるアナログ遅延器など同じ効果をもつものであれば他のもので代用できる。

20

【0027】

(第 5 の実施の形態)

受信信号 207 の歪には光情報信号 201 と光参照信号 202 の強度成分の差に比例する成分がある。この歪は光結合器 101 の消光比などに起因する。図 17 に、この歪を補償する光バランスト受信器の第 5 の構成例を示す。

30

本構成の光バランスト受信器 100 は、上述の第 1 の構成の光バランスト受信器 (図 6 参照) に光強度検出器 163、164 と、識別器 171 と、減算器 172 とをさらに備えた構成となっている。本構成では、第 4 の実施の形態 (図 15 参照) と同様、光情報信号 201 および光参照信号 202 から光強度検出器 163、164 と A/D 変換器 167、168 によってデジタル強度信号 243、244 が求められ、制御回路 132 に出力される。また、光結合器 101 から受信信号 207 が出力されるまでの構成は、例えば上述の第 1 の構成と同じである。さらに、受信信号 207 が識別器 171 で識別され、識別信号 271 として雑音や歪が除かれた信号を出力する。例えば、受信信号と予め定められた閾値が比較され、信号点に応じた値が出力される。なお、光情報信号が 8 DPSK や QAM など多値変調信号の場合、受信信号 207 も多値となるが、この場合、識別器 171 は受信信号 207 を多値信号として扱い、雑音や歪が除かれた多値信号を識別信号 271 として出力する。該受信信号 207 と該識別信号 271 は減算器 172 でその差分がとられ、識別誤差信号 272 として制御回路 132 に出力される。受信信号 207 に歪みがなければ、振幅の等しい信号点毎に該識別誤差信号 272 の時間平均をとると、信号点間で時間平均の値は等しいが、受信信号 207 に歪みがあると時間平均の値は信号点間で一致しない (例えば、図 27 (a)、(b) 参照)。制御回路 132 では識別誤差信号 272 の時間平均が信号点間で均一になるようにデジタル信号処理器 143、144 を制御すればよい。

40

50

【0028】

図18に本構成における制御回路132の構成例を示す。

該制御回路132に入力されるデジタル強度信号243、244は減算器173でその差が算出され、差動強度信号274として出力される。一方、入力される識別信号271は2値識別器174で2値の判定がされ、その判定情報がバッファ回路176に出力される。また、入力される識別誤差信号272は絶対値算出回路175でその絶対値が算出され、絶対誤差信号273として前記バッファ回路176に出力される。該バッファ回路176は例えば、2つのバッファを持ち、絶対誤差信号273を2値識別器174の判定情報に応じて異なるバッファに蓄積する。なお、多値変調の場合、識別器174で多値判定され、各信号点に対する複数のバッファに絶対誤差信号を蓄積してもよい。各バッファに蓄積された信号は、平均化回路177、178でそれぞれ平均値がとられ、さらにその差分が減算器179でとられて歪信号275として出力される。該歪信号275は積分器180で時間積分され、歪検出信号276として出力される。該歪検出信号276と前記差動強度信号274は乗算器181で乗算され、制御信号211aとして出力される。制御信号211aは2分岐され、一方は制御回路132の出力となり、もう一方は反転器181でその符号が反転され、制御信号211bとして制御回路132から出力される。

本構成の制御回路132をもつ図17の光バランسد受信器100では、デジタル信号処理器143、144を減算器とし、デジタル信号221、222から制御信号211a、211bをそれぞれ減算し、補償済デジタル検波信号223、224を出力する。この構成により、光情報信号201と光参照信号202の強度成分の差に比例する受信信号207の歪を除去できる。

【0029】

(第6の実施の形態)

図19は、光バランسد受信器の第5の構成例を示す。

本構成の光バランسد受信器100は、図13に示す第3の実施の形態の光バランسد受信器100に、第4の実施の形態の光強度検出部163、164を追加した構成となっている。本構成では、光情報信号201および光参照信号202が光カプラなどの光分波器161、162でそれぞれ2分岐される。前記の分岐された2つの光情報信号201は光結合器101および光強度検出器163に入力され、分岐された2つの光参照信号202は光結合器101および光強度検出器164に入力される。該光強度検出器163、164では、入力される光信号を光検波器165、166が受光し、入力される光信号の強度に依存した振幅の電気信号を検出強度信号241、242として出力する。該検出強度信号241、242はA/D変換器167、168でそれぞれ量子化、離散化され、デジタル強度信号243、244として制御回路132に出力される。なお、光結合器101から受信信号207が出力されるまでの構成は、例えば上述の第3の実施の形態と同様である。なお、光情報信号201および光参照信号202が共に変調された信号である場合、前記2つの光信号が光結合器101に入力されるまでの遅延を等しくする必要がある。

なお、検出強度信号241、242の遅延を補償する場合は、例えば光情報信号201、光参照信号202が強度変調され、検出強度信号241、242の変調タイミングが検出可能であることが望ましい。ただし、3つのA/D変換器151、167、168のサンプリングタイミングを光情報信号201又は光参照信号202の変調タイミングに一致させれば、デジタル差分信号232および検出強度信号241、242の遅延は補償する必要がない。その方法として、光分波器161、162からA/D変換器151、167、168までの3つの経路長を完全に合わせる、もしくは前記の3つの信号をデジタル信号処理で遅延させてタイミングを合わせる方法の他、差分信号231および検出強度信号241、242それぞれの相対的な遅延の補償は、A/D変換器151、167、168のサンプリングクロックの遅延調整や、デジタル差分信号232およびデジタル強度信号243、244の遅延調整により実施してもよい。

図20に、本実施の形態における制御回路132の構成例を示す。

加算器661がデジタル強度信号243、244の和を強度変動雑音信号751として

出力する。強度変動雑音信号 7 5 1 は平均化回路 6 6 3 でその時間平均がとられ、平均強度変動雑音信号 7 4 2 として出力される。また、制御回路 1 3 2 には観測信号 2 2 5 としてデジタル差分信号 2 3 2 が入力され、平均化回路 6 6 2 がこの時間平均を平均受信信号 7 4 1 として出力する。この平均受信信号 7 4 1 と前記の平均強度変動雑音信号 7 4 2 は除算器 6 6 4 に入力され、平均受信信号 7 4 1 を平均強度変動雑音信号 7 4 2 で除算した振幅差信号 7 4 3 が出力される。これが検波信号 2 0 5、2 0 6 の振幅の差を表す信号となる。この振幅差信号 7 4 3 と前記の強度変動雑音信号 7 5 1 は乗算器 6 7 1 に入力され、2 つの積が制御信号 2 1 1 として出力される。これがデジタル差分信号 2 3 2 に含まれる強度変動成分 $(A - B) [E_S^2(t) + E_R^2(t)]$ を表す。そのため、図 20 の制御回路 1 3 2 を有する図 19 の光バランسد受信器 1 0 0 において、デジタル差分信号 2 3 2 から制御信号 2 1 1 を減算して出力する減算器をデジタル信号処理器 1 5 2 とすれば、受信信号 2 0 7 から強度変動雑音成分を除去することができる。

なお、本構成例の制御回路 1 3 2 はデジタル差分信号 2 3 2 を観測信号 2 2 5 とするフィードフォワード補償を行っているが、受信信号 2 0 7 を観測信号 2 2 5 に用い、フィードバック補償とする構成も可能である。

なお、光参照信号 2 0 2 の光電界振幅 $E_R(t)$ が一定値 E_R の場合、(数 4) で表される受信信号 2 0 7 の強度変動成分は $(A - B) [E_S^2(t) - E_R^2]$ となり、受信信号 2 0 7 の直流成分を除去すれば、(数 4) の第 2 項は $(A - B) [E_S^2(t) - E_{S_A}^2]$ となる。ここで、 $E_{S_A}^2$ は $E_S^2(t)$ の時間平均値である。この強度変動雑音成分は $E_R^2(t)$ に無関係のため、図 19 の光バランسد受信器 1 0 0 において光強度検出器 1 6 4 を省略できる。

【0030】

図 21 に、この実施例における制御回路 1 3 2 の構成例を示す。

該制御回路 1 3 2 には受信信号 2 0 7 とデジタル強度信号 2 4 3 が入力される。このうち、デジタル強度信号 2 4 3 は、まず強度変動算出回路 6 8 2 に入力される。該強度変動算出回路 6 8 2 では、例えば平均化回路 6 8 3 でデジタル強度信号 2 4 3 の時間平均を算出して平均強度信号 7 6 1 として出力し、減算器 6 8 4 で前記デジタル強度信号 2 4 3 から前記平均強度信号 7 6 1 を減算することで、デジタル強度信号 2 4 3 の時間変動成分を強度変動信号 7 6 2 として強度変動算出回路 6 8 2 から出力する。また、制御回路 1 3 2 に入力される受信信号 2 0 7 は、まず分布検出回路 6 8 1 に入力される。該分布検出回路 6 8 1 では、中央値演算回路 6 5 1 が受信信号 2 0 7 の中央値を出力し、また、時間平均回路 6 0 1 が受信信号 2 0 7 の時間平均値を出力し、この 2 つの出力信号の差分を減算器 6 5 2 が差信号 7 3 1 として出力する。該差信号 7 3 1 は例えばデジタル遅延器 6 4 7 および加算器 6 4 8 を備える積分回路 6 4 6 で時間積分され、積分差信号 7 6 3 として出力される。この積分差信号 7 6 3 と前記の強度変動信号 7 6 2 は乗算器 6 8 5 に入力され、2 つの積が制御信号 2 1 1 として出力される。本構成では、積分差信号 7 6 3 および強度変動信号 7 6 2 はそれぞれ (数 4) の $(A - B)$ と $[E_S^2(t) - E_R^2]$ に相当するため、制御信号 2 1 1 は $(A - B) [E_S^2(t) - E_{S_A}^2]$ を表す信号となる。そのため、図 19 の光バランسد受信器 1 0 0 において、デジタル信号処理器 1 5 2 を減算器とし、デジタル差信号 2 3 2 から制御信号 2 1 1 を減算すれば、受信信号 2 0 7 から強度変動雑音成分を除去することができる。

なお、本構成例においても、光結合器 1 0 1 を第 2 の実施の形態の光遅延検波器 3 0 1 とすることが可能である。この場合、光参照信号 2 0 2 が入力されないため、図 19 の光分波器 1 6 2、光強度検出器 1 6 4 は省略される。また、(数 8) において、受信信号 2 0 7 の強度変動雑音成分は $(A - B) [E_S^2(t) + E_S^2(t + T)]$ で表されるため、図 20 の構成において、制御回路 1 3 2 はデジタル強度信号 2 4 3 をデジタル遅延器により T 時間遅延し、デジタル強度信号 2 4 4 の代わりとして用いればよい。

【0031】

(第 7 の実施の形態)

受信信号 2 0 7 の歪には光情報信号 2 0 1 と光参照信号 2 0 2 の強度成分の差に比例す

10

20

30

40

50

る成分がある。この歪は光結合器 101 の消光比などに起因する。図 22 に、この歪を補償する光バランスト受信器の第 7 の構成例を示す。

本構成の光バランスト受信器 100 は、上述の第 3 の構成の光バランスト受信器（図 14 参照）に光強度検出器 163、164 と、識別器 171 と、減算器 172 とをさらに備えた構成となっている。本構成では、第 6 の実施の形態（図 19 参照）と同様、光情報信号 201 および光参照信号 202 から光強度検出器 163、164 と A/D 変換器 167、168 でデジタル強度信号 243、244 が求められ、制御回路 132 に出力される。また、光結合器 101 から受信信号 207 が出力されるまでの構成は、例えば上述の第 3 の構成と同じである。さらに、受信信号 207 は識別器 171 で識別され、識別信号 271 として雑音や歪が除かれた信号を出力する。なお、光情報信号が 8 DPSK や QAM など多値変調信号の場合、受信信号 207 も多値となるが、この場合、識別器 171 は受信信号 207 を多値信号として扱い、雑音や歪が除かれた多値信号を識別信号 271 として出力する。該受信信号 207 と該識別信号 271 は減算器 172 でその差分がとられ、識別誤差信号 272 として制御回路 132 に出力される。受信信号 207 に歪みがなければ、振幅の等しい信号点毎に該識別誤差信号 272 の時間平均をとると、信号点間で時間平均の値は等しいが、受信信号 207 に歪みがあると一致しない。制御回路 132 では識別誤差信号 272 の時間平均が信号点間で均一になるようにデジタル信号処理器 152 を制御すればよい。識別器 171 や誤差信号 272 については、上述の第 5 の実施の形態と同様である。

本構成の制御回路 132 には、例えば第 5 の実施の形態の制御回路（図 18 参照）を用いることができる。ここで、図 18 の制御回路 132 から出力される制御信号 211a を図 22 のデジタル信号処理器 152 に入力される制御信号 211 とする。なお、反転器 182 は、省略できる。また、該デジタル信号処理器 152 を減算器とし、デジタル差分信号 232 から制御信号 211 を減算し、受信信号 207 を出力すればよい。この構成により、光情報信号 201 と光参照信号 202 の強度成分の差に比例する受信信号 207 の歪を除去できる。

【0032】

（第 8 の実施の形態）

第 1 の実施の形態において、受信信号 207 は（数 4）で表される。（数 4）の第 1 項は $\cos \phi_F(t)$ を含み、受信信号 207 の振幅は $\phi_F(t)$ の $\cos$ 成分に応じて変化する。しかし、三角関数の関係式 $\cos \theta = \cos(-\theta)$ から明らかなように、 θ が 0 もしくは π の場合を除き、受信信号 207 の振幅から $\phi_F(t)$ を一意に判定することはできない。この課題を解決する光受信器が図 23 に示される光 IQ 受信器である。

この光 IQ 受信器は 2 つの光バランスト受信器 100、100q を備えており、上述の各実施の形態の光バランスト受信器を適用可能である。図 23 の光バランスト受信器 100、100q は第 1 から第 7 の実施の形態のいずれの構成でもよい。また、光 IQ 受信器は、その他に光分波器 161q、162q を有する。

本構成では、光情報信号 201、光参照信号 202 が光カブラなどの光分波器 161q、162q でそれぞれ 2 分岐され、光バランスト受信器 100、100q のそれぞれに入力される。それぞれの光バランスト受信器 100、100q では、光結合器 101、101q が互いに直交した干渉位相で光情報信号 201 と光参照信号 202 を合波し、光結合器 101 が干渉光 203、204 を出力し、光結合器 101q が干渉光 203q、204q を出力する。これらの干渉光 203、204、203q、204q は光検波器 102、103、102q、103q でそれぞれ受光され、干渉強度に応じた振幅の検波信号 205、206、205q、206q に変換されて出力される。そして、バランス補償型差分器 131 で検波信号 205、206 の差分が受信信号 207 として出力され、同様にバランス補償型差分器 131q で検波信号 205q と 206q の差分が受信信号 207q として出力される。本構成において検波信号 205、206 が異なる減衰又は増幅を受けてそれぞれ A 倍、B 倍され、同様に検波信号 205q、206q がそれぞれ C 倍、D 倍される場合、受信信号 207 は（数 4）で表され、受信信号 207q は以下の S_{d2} で表される

。

【数 1 1】

$$S_{d2} = 2(C + D)E_S(t)E_R(t)\sin(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi) + (C - D)[E_S^2(t) + E_R^2(t)]$$

光バランス受信器 1 0 0、1 0 0 q の受信器バランスがとれている場合は、(数 4) と (数 1 1) において $A = B = C = D$ となり、それぞれの第 2 項の強度変動雑音が除去される。その結果、受信信号 2 0 7、2 0 7 q はそれぞれ (数 4)、(数 1 1) の第 1 項で表され、 $\phi_F(t)$ の $\cos$ 成分、 $\sin$ 成分に応じて変化する信号となる。この 2 つの受信信号 2 0 7、2 0 7 q から $\phi_F(t)$ を一意に判定できる。具体的には、 $\phi_F(t)$ の $\cos$ 成分を含む受信信号 2 0 7 を I 、 $\phi_F(t)$ の $\sin$ 成分を含む受信信号 2 0 7 q を Q とすれば、 $\text{Arctan}(Q, I)$ として $\phi_F(t)$ が算出できる。

この光 I Q 受信器に本発明の光バランスド受信器を適用する場合、上述の第 1 乃至第 5 の実施の形態の光バランスド受信器のいずれかを、図 2 0 の光バランスド受信器 1 0 0、1 0 0 q として用いればよい。なお、それぞれの場合において、光結合器 1 0 1、1 0 1 q を第 2 の実施の形態の光遅延検波器 3 0 1 としてもよい。また、図 1 5 や図 1 7 に示される光強度検出器 1 6 3、1 6 4 をもつ第 4 の実施の形態、第 5 の実施の形態の光バランスド受信器を適用する場合は、2 つの光バランスド受信器 1 0 0、1 0 0 q のそれぞれの光強度検出器 1 6 3、1 6 4 を共有することができる。例えば、図 2 0 の構成に、図 1 5 の光強度検出器 1 6 3、1 6 4 をさらに備え、光分波器 1 6 1 q、1 6 2 q とは別に光情報信号 2 0 1 と光参照信号 2 0 2 を分岐して光強度検出器 1 6 3、1 6 4 にそれぞれ入力し、それぞれの出力するデジタル強度信号 2 4 3、2 4 4 を制御回路 1 3 2、1 3 2 q の両方に出力する構成とすればよい。なお、図 2 0 の光 I Q 受信器では、2 つの制御回路 1 3 2、1 3 2 q をもつが、共通する処理が多いため、一つの制御回路 5 3 2 に纏めてもよい。

【0 0 3 3】

(受信信号の補償・補正)

なお、光 I Q 受信器において光バランスド受信器 1 0 0、1 0 0 q それぞれの受信器バランスだけでは、受信信号 2 0 7、2 0 7 q の振幅及び/又は遅延が異なる場合があり、2 つの信号の Arctan をとっても $\phi_F(t)$ が算出できない場合がある。そのため、本実施の形態では、さらに受信信号 2 0 7、2 0 7 q の振幅及び/又は遅延を等しく補償又は補正する。この補償又は補正のための構成を図 2 4 に示す。本構成は、図 2 3 に示される光 I Q 受信器と、2 つのデジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x と、制御回路 1 3 2 x を備える。本構成では、デジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x のそれぞれに光 I Q 受信器から出力される受信信号 2 0 7、2 0 7 q が入力され、制御回路 1 3 2 x が出力する制御信号に応じてそれぞれの振幅及び/又は遅延の差が補償されて補償済受信信号 8 0 7、8 0 7 q が出力される。前記制御回路 1 3 2 x とデジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x には第 1 から第 2 の実施の形態の制御回路 1 3 2 とデジタル信号処理器 1 4 3、1 4 4 が転用できる。例えば、図 7 の制御回路 1 3 2 に入力されるデジタル検波信号 2 2 1、2 2 2 を受信信号 2 0 7、2 0 7 q とした制御回路 1 3 2 x と、受信信号 2 0 7、2 0 7 q をそれぞれ制御回路 1 3 2 x からの制御信号 2 1 1 a、2 1 1 b で除算するデジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x とを用いれば、受信信号 2 0 7、2 0 7 q の振幅が補償される。同様に、図 8 の制御回路 1 3 2 に入力されるデジタル検波信号 2 2 1、2 2 2 を受信信号 2 0 7、2 0 7 q とした制御回路 1 3 2 x と、図 9 のデジタル信号処理器 1 4 3、1 4 4 に入力されるデジタル検波信号 2 2 1、2 2 2 を受信信号 2 0 7、2 0 7 q とするデジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x とを用いれば、受信信号 2 0 7、2 0 7 q の遅延が補償される。また、デジタル信号処理器 1 4 3 x、1 4 4 x はバランス補償型差分器 1 3 1、1 3 1 q がもつデジタル信号処理器に組み込んでもよい。

本発明の効果をシミュレーションした結果を図 2 7 に示す。図 2 7 (a) 及至 (f) は、図 2 4 の光結合器 1 0 1、1 0 1 q を光遅延検波器 3 0 1 とした光 I Q 受信器で光 8 値

位相変調信号を受信した場合の補償済受信信号 807、807 q をそれぞれ横軸成分と縦軸成分としてプロットしたコンスタレーションマップである。図 27 (a) は光バランسد受信器 100、100 q の受信器バランスがとれている場合の歪のないコンスタレーションマップである。同心円状に等間隔に並ぶ 8 つの信号点の分布が観測できる。しかし、デジタル検波信号 221、222、221 q、222 q の振幅が互いに異なると、コンスタレーションマップは図 27 (b) に示すように歪み、8 つの信号点の分布が同心円状に等間隔に並ばなくなる。そこで、例えばデジタル信号処理器 143、144 を除算器とする図 6 の光バランسد受信器を光 I Q 受信器の光バランسد受信器 100、100 q とし、デジタル信号処理器 143 x、144 x を除算器とし、制御回路 132、132 q、132 x を図 7 の制御回路とすれば、デジタル検波信号 221、222、221 q、222 q の振幅が等しくなるように補正され、図 27 (c) に示すような歪のないコンスタレーションマップが得られる。

10

【0034】

また、光 I Q 受信器の光バランسد受信器が第 6 の実施の形態 (図 19 参照) である場合、光情報信号 201 と光参照信号 202 の強度成分の和を用いて強度変動雑音信号を除去すると図 27 (g) に示すようなコンスタレーションマップが得られる。このコンスタレーションマップはオフセットが補償されているものの、信号点の歪が除去されていない。これは光情報信号 201 と光参照信号 202 の強度成分の差分である差動強度信号に応じた歪である。そこで、第 7 の実施の形態 (図 22 参照) のデジタル信号処理器 152 と図 18 の制御回路 132 をさらに用いれば、図 27 (h) に示すような歪のないコンスタレーションマップが得られる。

20

一方、デジタル検波信号 221、222、221 q、222 q の遅延量が互いに異なると、コンスタレーションマップは図 27 (d) に示すように歪み、信号点の判別さえできなくなる。そこで、バランسد受信器 100、100 q のそれぞれで、図 11 の制御回路と制御信号に応じて入力信号を遅延させる図 9 のデジタル信号処理器を用いれば、コンスタレーションマップは図 27 (e) に示すようになる。ここではまだ受信信号 207、207 q の遅延差が補正されていないが、デジタル信号処理器 143 x、144 x を用いてさらに受信信号 207、207 q 間の遅延を補正すれば、図 27 (f) に示すような歪のないコンスタレーションマップが得られる。このように、本発明を用いれば、受信器バランスを補償することが可能である。

30

【0035】

(光強度検出等の省略)

また、第 3 ないしは第 4 の実施の形態の光バランسد受信器を光 I Q 受信器に適用する場合であっても、一定の条件を満たせば、全ての光強度検出器 163、164 を省略することができる。原理を以下に説明する。

光情報信号 201 および光参照信号 202 の光電界振幅 $E_s(t)$ 、 $E_R(t)$ が時間的にほぼ一定の場合、光 I Q 受信器の受信信号 207、207 q に含まれる強度変動雑音は直流成分として除去することができ、それぞれ以下の (数 12)、(数 13) の S_{d1} 、 S_{d2} で表される。なお、光電界振幅が一定の光とは、例えば連続光や位相変調光などであるが、本実施の形態では、A/D 変換器のサンプリングタイミングにおいて光電界振幅が一定であれば強度変調されている光でもよい。例えば、RZ パルス化された位相変調光でも本実施の形態は適用可能である。

40

【数 12】

$$S_{d2} \approx 2E_s(t)E_R(t)\cos(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi)$$

【数 13】

$$S_{d2} \approx 2E_s(t)E_R(t)\sin(\omega_F t + \phi_F(t) - \phi)$$

50

ここで、この２つ（数１２）、（数１３）の二乗和の平方根をとると（数１４）となり、 $2E_S(t)E_R(t)$ を算出できる。

【数１４】

$$D = \sqrt{S_d^2 + S_{d2}^2} \approx 2E_S(t)E_R(t)$$

ここで、さらに光電界振幅 $E_S(t)$ 、 $E_R(t)$ がほぼ等しければ、（数１５）が成り立つ。例えば光結合器１０１、１０１qに光遅延検波器３０１を用いた場合、光情報信号２０１と合波する光信号は光参照信号２０１ではなく遅延された光情報信号２０１となるため、この条件を満たす。

【数１５】

$$D \approx 2E^2(t) \approx E_S^2(t) + E_R^2(t)$$

よって、光強度 $E_S^2(t) + E_R^2(t)$ に対応する近似値を受信信号２０７、２０７qから算出できることになる。

【００３６】

第３の実施の形態の光バランスト受信器１００を用いた光ＩＱ受信器では、例えば図１６の制御回路１３２がデジタル強度信号２４３、２４４から $E_S^2(t) + E_R^2(t)$ を算出するが、 $E_S^2(t) + E_R^2(t)$ の近似値である（数１５）の D を受信信号２０７、２０７qから算出して用いれば、デジタル強度信号２４３、２４４が不要となり、図１５に示される光強度検出器１６３、１６４を省くことが可能となる。

図２５に、 $E_S^2(t) + E_R^2(t)$ で表される強度変動雑音信号７７２を受信信号２０７、２０７qから算出する光強度算出回路６９０の構成を示す。

光バランスト受信器１００、１００qの出力する受信信号２０７、２０７q、又は、それぞれのデジタル差分信号２３２が直流除去回路６９１a、６９１bにそれぞれ入力され、それぞれの交流成分が交流デジタル信号７７１a、７７１bとして出力される。交流デジタル信号７７１a、７７１bは２乗回路６９２a、６９２bでそれぞれ二乗演算された後、加算器６９３で互いに足し合わされ、光強度変動雑音信号７７２として出力される。

図２６に、第４の実施の形態の光バランスト受信器１００を用いた光ＩＱ受信器において、図２５の光強度算出回路６９０を有する制御回路１３２の構成を示す。

光バランスト受信器１００、１００qの出力する受信信号２０７および２０７q、又は、それぞれのデジタル差分信号２３２が光強度算出回路６９０に入力され、光強度雑音信号７７２が算出される。光強度雑音信号７７２は平均化回路６９４に入力され、その時間平均値が平均強度変動雑音信号７７３として出力される。これが図１８における平均強度変動雑音信号７４２に相当する。一方、受信信号２０７、２０７qはそれぞれ平均化回路６９５a、６９５bにも入力され、それぞれの時間平均が平均受信信号７７４a、７７４bとして出力される。平均受信信号７７４a、７７４bはそれぞれ除算器６９６a、６９６bに前記の平均強度変動雑音信号７７３と共に入力され、平均受信信号７７４a、７７４bを平均強度変動雑音信号７７３で除算した振幅差信号７７５a、７７５bが出力される。振幅差信号７７５a、７７５bは乗算器６９７a、６９７bで前記の光強度雑音信号７７２と乗算され、強度変動雑音信号７７６a、７７６bとして出力される。

光ＩＱ受信器の光バランスト受信器１００、１００qを図１９の光バランスト受信器とすると、図２６の制御回路１３２から出力される強度変動雑音信号７７６a、７７６bを、光バランスト受信器１００、１００qそれぞれの制御信号２１１とし、それぞれのデジタル信号処理器１５２をデジタル差分信号２３２から制御信号２１１を減算する減算器とすれば、受信信号２０７、２０７qから強度変動雑音成分を取り除くことができる。

【産業上の利用可能性】

【００３７】

本発明は、例えば、光多値変調における光位相受信等に利用可能である。

【符号の説明】

【0038】

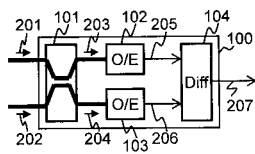
100、100 q	…光バランスト受信器	
101、101 q	…光結合器	
102、102 q、103、103 q	…光検波器	
104	…差分器	
111、112	…光減衰器	
113、114	…減衰器	
121	…オフセット補償型差分器	
122	…オフセット補償制御回路	10
131、131 q	…バランス補償型差分器	
132、132 q、132 x	…制御回路	
141、142	…アナログ・デジタル変換器	
143、143 x、144、144 x	…デジタル信号処理器	
145	…デジタル差分器	
151	…アナログ・デジタル変換器	
152	…デジタル信号処理器	
161、161 q、162、162 q	…光分波器	
163、164	…光強度検出器	
165、166	…光検波器	20
167、168	…アナログ・デジタル変換器	
171	…識別器	
172	…減算器	
173	…減算器	
174	…2値識別器	
175	…絶対値算出回路	
176	…バッファ回路	
177、178	…平均化回路	
179	…減算器	
180	…積分器	30
181	…乗算器	
182	…反転器	
201	…光情報信号	
202	…光参照信号	
203、203 q、204、204 q	…干渉光	
205、205 q、206、206 q	…検波信号	
207、207 q	…受信信号	
208	…オフセット信号	
211、211 a、211 b	…制御信号	
221、222	…デジタル検波信号	40
223、224	…補償済デジタル検波信号	
225	…観測信号	
231	…差分信号	
232	…デジタル差分信号	
241、242	…検出強度信号	
243、244	…デジタル強度信号	
271	…識別信号	
272	…識別誤差信号	
273	…絶対誤差信号	
274	…差動強度信号	50

2 7 5 … 歪信号	
2 7 6 … 歪検出信号	
3 0 1 … 光遅延検波器	
3 0 2 … 光分波器	
3 0 3 … 光遅延器	
3 0 4 … 光位相シフタ	
6 0 1、6 0 2 … 時間平均回路	
6 0 3 … 平均演算回路	
6 0 4、6 0 5 … 除算器	
6 1 1、6 1 2 … アップサンプリング回路	10
6 1 3、6 1 4 … ピーク検出回路	
6 1 5 … クロック発生器	
6 2 1、6 2 2 … アップサンプリング回路	
6 2 3、6 2 4 … デジタル遅延回路	
6 2 5、6 2 6 … ダウンサンプリング回路	
6 3 1、6 3 2 … 遅延器	
6 4 1、6 4 2 … 直流除去回路	
6 4 3、6 4 4 … 減算器	
6 4 5 … 相関器	
6 4 6 … 積分器	20
6 4 7 … デジタル遅延器	
6 4 8 … 加算器	
6 4 9 … 反転器	
6 5 1 … 中央値演算回路	
6 5 2 … 減算器	
6 6 1 … 加算器	
6 6 2、6 6 3 … 平均化回路	
6 6 4 … 除算器	
6 7 1 … 乗算器	
6 8 1 … 分布検出回路	30
6 8 2 … 強度変動算出回路	
6 8 3 … 平均化回路	
6 8 4 … 減算器	
6 8 5 … 乗算器	
6 9 0 … 光強度算出回路	
6 9 1 a、6 9 1 b … 直流除去回路	
6 9 2 a、6 9 2 b … 2 乗回路	
6 9 3 … 加算器	
6 9 4、6 9 5 a、6 9 5 b … 平均化回路	
6 9 6 a、6 9 6 b … 除算器	40
6 9 7 a、6 9 7 b … 乗算器	
7 0 1、7 0 2 … 検波信号振幅値	
7 0 3 … 基準振幅値	
7 1 1 … サンプリングクロック	
7 2 2、7 2 3 … 交流デジタル検波信号	
7 2 4 … 相関信号	
7 3 1 … 差信号	
7 4 1 … 平均受信信号	
7 4 2 … 平均強度変動雑音信号	
7 4 3 … 振幅差信号	50

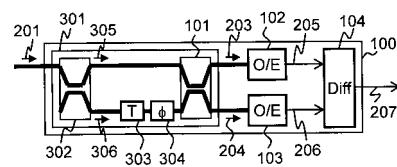
7 5 1 … 強度変動雑音信号
 7 6 1 … 平均強度信号
 7 6 2 … 強度変動信号
 7 6 3 … 積分差信号
 7 7 1 a、7 7 1 b … 交流デジタル信号
 7 7 2 … 強度変動雑音信号
 7 7 3 … 平均強度変動雑音信号
 7 7 4 a、7 7 4 b … 平均受信信号
 7 7 5 a、7 7 5 b … 振幅差信号
 7 7 6 a、7 7 6 b … 強度変動雑音信号
 8 0 7、8 0 7 q … 補正済受信信号

10

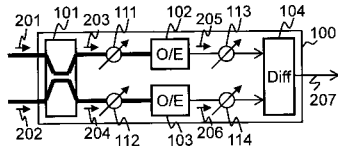
【図 1】



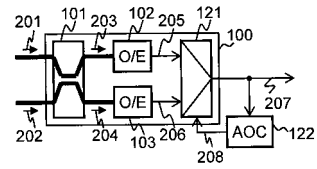
【図 2】



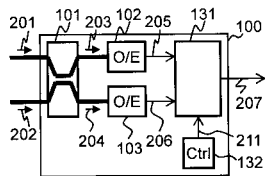
【図 3】



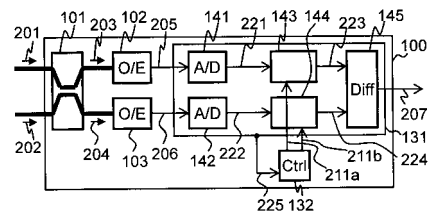
【図 4】



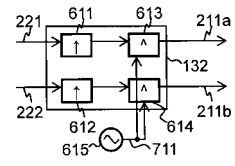
【図 5】



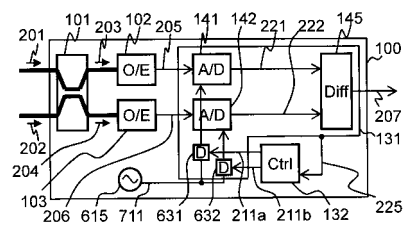
【図 6】



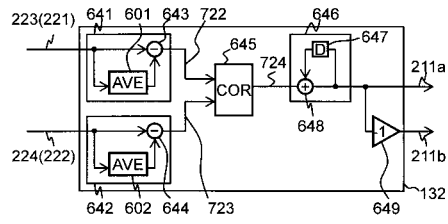
【図 8】



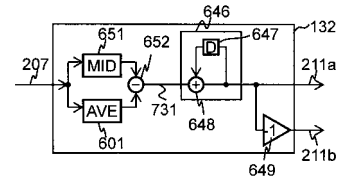
【 図 1 0 】



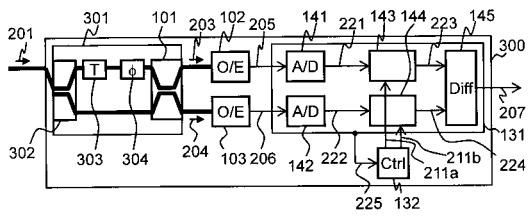
【図 1 1】



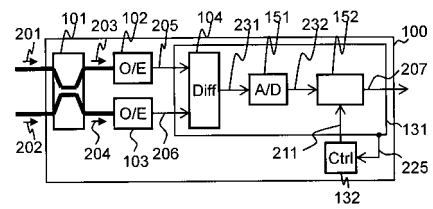
【図 1 2】



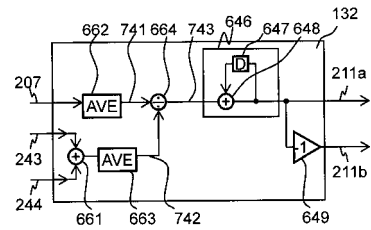
【図 1 3】



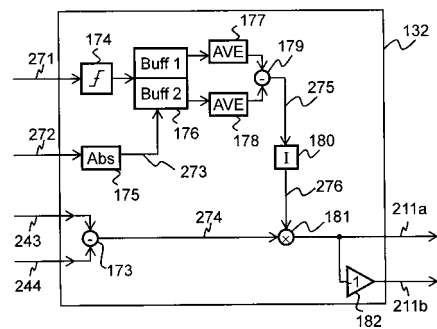
【図 1 4】



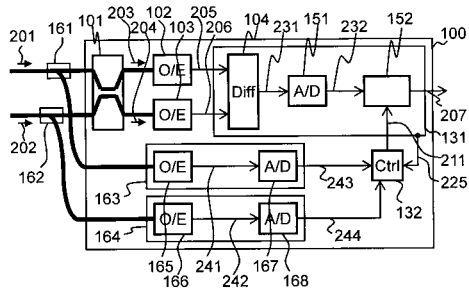
【図 16】



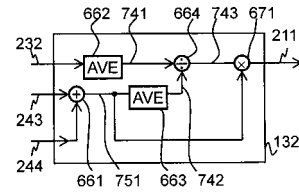
【图 18】



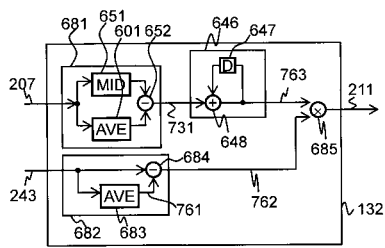
【図 19】



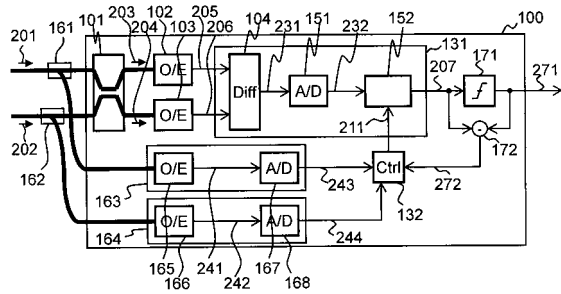
【図 20】



【図 21】



【図 22】



【図 27】

