

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7059637号
(P7059637)

(45)発行日 令和4年4月26日(2022.4.26)

(24)登録日 令和4年4月18日(2022.4.18)

(51)国際特許分類		F I			
H 0 4 B	3/10	(2006.01)	H 0 4 B	3/10	A
H 0 4 B	10/61	(2013.01)	H 0 4 B	10/61	
H 0 4 L	27/01	(2006.01)	H 0 4 L	27/01	

請求項の数 4 (全19頁)

(21)出願番号	特願2018-2391(P2018-2391)	(73)特許権者	000005223 富士通株式会社
(22)出願日	平成30年1月11日(2018.1.11)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(65)公開番号	特開2019-121998(P2019-121998 A)	(74)代理人	100087480 弁理士 片山 修平
(43)公開日	令和1年7月22日(2019.7.22)	(72)発明者	小山 智史 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
審査請求日	令和2年10月8日(2020.10.8)	(72)発明者	中島 久雄 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
(出願人による申告)平成28年度、総務省、「巨大データ流通を支える次世代光ネットワーク技術の研究開発」研究開発委託契約に基づく開発項目「1テラビット級高速大容量光伝送技術」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		審査官	後澤 瑞征

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号処理装置及び信号処理方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行うフィルタ部と、
前記信号の振幅を目標値とするアルゴリズムにより前記フィルタ係数を更新する更新部と、
前記振幅と所定値の差分を算出する算出部と、
前記アルゴリズムに基づく前記振幅の制御量が抑制されるように、前記差分に基づき前記目標値を補正する補正部とを有することを特徴とする信号処理装置。

【請求項2】

前記算出部は、複数回算出された前記差分の平均値を算出し、
前記補正部は、前記平均値から前記目標値を補正することを特徴とする請求項1に記載の信号処理装置。

【請求項3】

前記信号には、所定のパタンのシンボルが挿入されており、
前記補正部は、前記シンボルの種類ごとに前記目標値を補正することを特徴とする請求項1または2に記載の信号処理装置。

【請求項4】

フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行い、
前記信号の振幅を目標値とするアルゴリズムにより前記フィルタ係数を更新し、
前記振幅と所定値の差分を算出し、
前記アルゴリズムに基づく前記振幅の制御量が抑制されるように、前記差分に基づき前記

目標値を補正することを特徴とする信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本件は、信号処理装置及び信号処理方法に関する。

【背景技術】

【0002】

大容量のデータ伝送の需要の増加に応じ、例えば、1つの波長光で100(Gbps)以上の伝送を可能とするデジタルコヒーレント伝送方式が研究開発されている。デジタルコヒーレント伝送方式では、強度変調方式とは異なり、信号の変調に、光の強度だけでなく、光の位相も用いられる。このような変調方式としては、例えば位相偏移変調(PSK: Phase Shift Keying)や直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)が挙げられる。

10

【0003】

この種の変調方式では、様々な要因により送信器及び受信器の各々において同相成分の信号と直交位相成分の信号の間のスキュー、パワー差、及び直交偏差(位相回転)などが生ずる。この事象は、例えばIQ歪み(あるいはIQ不平衡やIQ不完全性など)と呼ばれ、信号劣化の原因となる。これに対し、例えば特許文献1及び2には、受信器で生じたIQ歪みの補償手段について記載されている。

【先行技術文献】

20

【特許文献】

【0004】

【文献】特開2010-193204号公報

米国特許出願公開第2011/0249981号明細書

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかし、送信器で生じたIQ歪みは、例えばガウス雑音や位相雑音のように伝送路で生ずる雑音、偏波変動、及び信号光と局発光の周波数オフセットの影響のために補償することが難しい。このため、受信器の適応等化回路(AEQ: Adaptive Equalizer)は、IQ歪みがある信号が入力された場合、例えばCMA(Constant Module Algorithm)のように、信号の振幅を目標値とするアルゴリズムによりFIR(Finite Impulse Response)フィルタのタップ係数を更新するとき、その演算処理の誤差が大きくなるおそれがある。

30

【0006】

このため、適応等化回路は、IQ歪みがある信号に対して伝送路特性の影響を十分に補償することができず、信号品質の低下のおそれがある。

【0007】

本件は、信号品質を向上することができる信号処理装置及び信号処理方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

40

【0008】

1つの態様では、信号処理装置は、フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行うフィルタ部と、前記信号の振幅を目標値とするアルゴリズムにより前記フィルタ係数を更新する更新部と、前記振幅と所定値の差分を算出する算出部と、前記アルゴリズムに基づく前記振幅の制御量が抑制されるように、前記差分に基づき前記目標値を補正する補正部とを有する。

【0009】

1つの態様では、信号処理方法は、フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行い、前記信号の振幅を目標値とするアルゴリズムにより前記フィルタ係数を更新し、前記振幅と所定値の差分を算出し、前記アルゴリズムに基づく前記振幅の制御量が抑制されるように

50

前記差分に基づき前記目標値を補正する方法である。

【発明の効果】

【0010】

1つの側面として、信号品質を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】送信器の一例を示す構成図である。

【図2】受信器の一例を示す構成図である。

【図3】I Q歪みの例を示す図である。

【図4】適応等化処理部の一例を示す構成図である。

10

【図5】光信号S tの一例を示す構成図である。

【図6】補正值算出回路の一例を示す構成図である。

【図7】目標振幅補正回路の一例を示す構成図である。

【図8】補正值算出回路の他の例を示す構成図である。

【図9】消光比ごとのQ値の特性の例を示す図である。

【図10】タップ係数を更新するCPU回路の一例を示す構成図である。

【図11】補正值算出部の処理の一例を示すフローチャートである。

【図12】目標振幅補正部の処理の一例を示すフローチャートである。

【図13】補正值算出部及び目標振幅補正部の処理の他の例を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

20

【0012】

図1は、送信器90の一例を示す構成図である。送信器90は、偏波多重方式を用い、デジタルコヒーレント光伝送方式に従って光信号S tを、光ファイバなどの伝送路91を介し受信器92に送信する。

【0013】

送信器90は、送信処理回路80と、デジタルアナログ変換器(DAC: Digital-to-Analog Converter)82a~82dと、マッハツェンダ変調器(MZM: Mach-Zehnder Modulator)83a~83dとを有する。さらに、送信器90は、偏波ビームコンバイナ(PBC: Polarization Beam Combiner)85と、偏波ビームスプリッタ(PBS: Polarization Beam Splitter)86と、光源87とを有する。

30

【0014】

送信処理回路80は、他装置から入力されたデータ信号D tからデジタル信号H i, H q, V i, V qを生成する。送信処理回路80は、マッピング部801と、予等化処理部802とを有する。なお、送信処理回路80としては、例えばDSP(Digital Signal Processor)が挙げられるが、これに限定されず、例えばFPGA(Field Programmable Gate Array)であってもよい。また、送信処理回路80には、上記以外にもパルス形成などの機能が含まれてもよい。

【0015】

マッピング部801は、データ信号D tを変調処理のシンボルにマッピングする。変調方式としては、QPSK(Quadrature PSK)やBPSK(Binary PSK)が挙げられるが、これに限定されず、QAMが用いられてもよい。マッピング部801は、H偏波及びV偏波にそれぞれ割り当てるデータ信号D tのデータ成分のマッピング処理を実行する。マッピング部801は、H偏波及びV偏波のデータ成分を予等化処理部802に出力する。

40

【0016】

予等化処理部802は、H偏波及びV偏波のデータ成分に対し予等化処理を行う。例えば、予等化処理部802は、データ成分に対し、予め伝送路91の伝送路特性とは逆の特性を電氣的に与えておくことにより伝送路特性による信号波形の歪みを抑制する。予等化処理部802は、H偏波及びV偏波のデータ成分を、デジタル信号H i, H q, V i, V qとしてDAC82a~82dにそれぞれ出力する。

【0017】

50

ここで、デジタル信号 H_i は H 偏波の同相成分であり、デジタル信号 H_q は H 偏波の直交位相成分である。また、デジタル信号 V_i は V 偏波の同相成分であり、デジタル信号 V_q は V 偏波の直交位相成分である。

【0018】

DAC82a ~ 82d は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q をそれぞれアナログ信号に変換する。アナログ信号は、MZM83a ~ 83d に入力される。なお、DAC82a ~ 82d は、送信処理回路 80 内に構成されてもよい。

【0019】

光源 87 は、例えばレーザダイオードなどから構成され、所定の中心周波数の送信光 LO_s を PBS86 に出力する。PBS86 は、送信光 LO_s を H 軸及び V 軸（偏光軸）に分離する。送信光 LO_s の H 偏波成分は MZM83a , 83b にそれぞれ入力され、送信光 LO_s の V 偏波成分は MZM83c , 83d にそれぞれ入力される。

10

【0020】

MZM83a ~ 83d は、DAC82a ~ 82d からのアナログ信号に基づき送信光 LO_s を光変調する。より具体的には、MZM83a , 83b は、送信光 LO_s の H 軸成分を DAC82a , 82b からのアナログ信号に基づき光変調し、MZM83c , 83d は、送信光 LO_s の V 軸成分を DAC82c , 82d からのアナログ信号に基づき光変調する。

【0021】

光変調された送信光 LO_s の H 軸成分及び V 軸成分は PBC85 に入力される。PBC85 は、送信光 LO_s の H 軸成分及び V 軸成分を偏波合成することにより光信号 St を生成し伝送路 91 に出力する。

20

【0022】

図 2 は、受信器 92 の一例を示す構成図である。受信器 92 は送信器 90 から光信号 St を受信する。

【0023】

受信器 92 は、信号処理装置の一例であり、受信処理回路 70 と、ADC (Analog-to-Digital Convertor) 72a ~ 72d と、フロントエンド部 79 とを有する。フロントエンド部 79 は、光源 71 と、バランス型のフォトダイオード (PD: Photodiode) 73a ~ 73d と、90 度光ハイブリッド回路 740 , 741 と、PBS75 , 76 とを有する。

【0024】

PBS76 は、光信号 St を H 軸成分及び V 軸成分に分離して 90 度光ハイブリッド回路 740 , 741 にそれぞれ出力する。また、光源 71 は、例えばレーザダイオードなどから構成され、所定の中心周波数の局発光 LO_r を PBS75 に入力する。PBS75 は、局発光 LO_r を H 軸成分及び V 軸成分に分離して 90 度光ハイブリッド回路 740 , 741 にそれぞれ出力する。

30

【0025】

90 度光ハイブリッド回路 740 は、光信号 St の H 軸成分及び局発光 LO_r の H 軸成分を干渉させるための導波路を有し、光信号 St の H 軸成分を検波する。90 度光ハイブリッド回路 740 は、検波結果として、同相成分及び直交位相成分の振幅及び位相に応じた光成分を PD73a , 73b にそれぞれ出力する。

40

【0026】

90 度光ハイブリッド回路 741 は、光信号 St の V 軸成分及び局発光 LO_r の V 軸成分を干渉させるための導波路を有し、光信号 St の V 軸成分を検波する。90 度光ハイブリッド回路 741 は、検波結果として、同相成分及び直交位相成分の振幅及び位相に応じた光成分を PD73c , 73d にそれぞれ出力する。

【0027】

PD73a ~ 73d は、90 度光ハイブリッド回路 740 , 741 から入力された光成分を電気信号に変換して、電気信号を ADC72a ~ 72d にそれぞれ出力する。ADC72a ~ 72d は、PD73a ~ 73d から入力された電気信号をデジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q にそれぞれ変換する。デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q は受信処理回路

50

70に入力される。

【0028】

受信処理回路70は、分散補償部700と、適応等化処理部701と、周波数オフセット補償部702と、搬送波位相復元部703とを有する。なお、受信処理回路70としては、例えばDSPが挙げられるが、これに限定されず、例えばFPGAであってもよい。また、受信処理回路70には、上記以外の機能が含まれてもよい。

【0029】

分散補償部700は、伝送路91上の波長分散により生じた光信号 S_t の波形歪みを固定的なパラメータに基づいて補償する。分散補償部700は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q を適応等化処理部701に出力する。

10

【0030】

適応等化処理部701は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q に対し適応等化処理を行う。より具体的には、適応等化処理部701は、伝送路91上の波長分散や非線形光学効果などにより生じた光信号 S_t の波形歪みを動的なパラメータに基づいて補償する。

【0031】

適応等化処理部701は光信号 S_t の品質劣化を補償する。より具体的には、適応等化処理部701は、FIRフィルタによりデジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q に対し伝送路91の特性とは逆の特性を与えることにより、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q の波形を補正する。適応等化処理部701は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q を周波数オフセット補償部702に出力する。なお、適応等化処理部701の構成は後述する。

20

【0032】

周波数オフセット補償部702は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q が変調方式に応じた信号コンスタレーション(信号空間ダイアグラム)により正常に復調処理されるように、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q の搬送周波数と光源71の間の周波数の差分及び位相の差分を補償する。周波数オフセット補償部702は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q を搬送波位相復元部703に出力する。

【0033】

搬送波位相復元部703は、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q から雑音成分を除去し、正しい搬送波位相を推定し、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q の位相を、推定した搬送波位相に同期させる。このようにして復元されたデジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q は、受信器92から他の装置に出力される。

30

【0034】

上記の構成において、送信器90では、例えばMZM83a~83dの消光特性の不完全性のため、光信号 S_t にIQ歪みが生ずる。このため、受信器92には、例えばガウス雑音や位相雑音などの伝送路91上の雑音成分の影響だけでなく、IQ歪みがある光信号 S_t が入力される。したがって、光信号 S_t から得られるデジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q にも、伝送路91上の雑音成分とIQ歪みが含まれている。

【0035】

図3は、IQ歪みの例を示す図である。本例では、変調方式としてQPSKが用いられた場合を挙げる。

40

【0036】

符号 G_a は、IQ平面におけるデジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q の理想的な信号点 $P_o(1) \sim P_o(4)$ の配置を示す。信号点 $P_o(1) \sim P_o(4)$ は、原点 O を基準として互いに対称な位置関係にある。このため、各信号点 $P_o(1) \sim P_o(4)$ と原点 O との距離、つまり振幅 $R_{a_ideal}(1) \sim R_{a_ideal}(4)$ は互いに等しくなる。

【0037】

符号 G_b は、送信器90のMZM83a~83dの消光特性の不完全性のため、デジタル信号 H_i , H_q , V_i , V_q にDC(Direct Current)オフセットが生じた場合の信号点 $P(1) \sim P(4)$ の配置を示す。なお、点線は、理想的な信号点 $P_o(1) \sim P_o(4)$ の配置を示す。

50

【 0 0 3 8 】

M Z M 8 3 a ~ 8 3 d の消光特性が悪い場合、送信器 9 0 の消光比が劣化し、光信号 S t が出力されていない無信号状態において伝送路 9 1 に漏れる光成分が増加する。このため、信号点 P (1) ~ P (4) の配置は、理想的な信号点 P o (1) ~ P o (4) の配置からずれてしまう。これにより、信号点 P (1) ~ P (4) の振幅 R a (1) ~ R a (4) と理想的な信号点 P o (1) ~ P o (4) の振幅 R a_ideal (1) ~ R a_ideal (4) の間に誤差が生ずる。

【 0 0 3 9 】

符号 G c は、M Z M 8 3 a ~ 8 3 d における直交変調のずれのため、デジタル信号 H i , H q , V i , V q に I Q 直交ずれが生じた場合の信号点 P (1) ~ P (4) の配置を示す。なお、点線は、理想的な信号点 P o (1) ~ P o (4) の配置を示す。

10

【 0 0 4 0 】

この場合も、信号点 P (1) ~ P (4) の配置は、理想的な信号点 P o (1) ~ P o (4) の配置からずれてしまう。このため、信号点 P (1) ~ P (4) の振幅 R a (1) ~ R a (4) と理想的な信号点 P o (1) ~ P o (4) の振幅 R a_ideal (1) ~ R a_ideal (4) の間に誤差が生ずる。

【 0 0 4 1 】

再び図 2 を参照すると、適応等化処理部 7 0 1 は、伝送路 9 1 の特性を推定することにより、デジタル信号 H i , H q , V i , V q に対し伝送路 9 1 上の雑音成分の補償を行う。このとき、適応等化処理部 7 0 1 は、例えば C M A や R D E (Radius Directed Equalization) のように、デジタル信号 H i , H q , V i , V q の振幅を目標値とするアルゴリズムにより F I R フィルタのタップ係数を更新する。

20

【 0 0 4 2 】

しかし、デジタル信号 H i , H q , V i , V q に I Q 歪みが含まれている場合、タップ係数を更新するための演算処理の誤差が大きくなるおそれがある。このため、適応等化処理部 7 0 1 は、I Q 歪みがあるデジタル信号 H i , H q , V i , V q に対して伝送路特性の影響を十分に補償することができず、信号品質の低下のおそれがある。

【 0 0 4 3 】

そこで、適応等化処理部 7 0 1 は、タップ係数の更新において、デジタル信号 H i , H q , V i , V q の振幅に基づき振幅の目標値を補正する。このため、適応等化処理部 7 0 1 は、振幅と目標値の差分を小さくすることができ、C M A や R D E などのアルゴリズムに基づく振幅の制御量を抑えることができる。したがって、適応等化処理部 7 0 1 は、デジタル信号 H i , H q , V i , V q に対する I Q 歪みの補償量を低減することにより、伝送路 9 1 上の雑音成分の補償に対する I Q 歪みの影響を低減することができる。以下に適応等化処理部 7 0 1 の構成について述べる。

30

【 0 0 4 4 】

図 4 は、適応等化処理部 7 0 1 の一例を示す構成図である。適応等化処理部 7 0 1 は、係数更新回路 2 と、目標振幅補正回路 3 と、補正值算出回路 4 と、フィルタ部 5 とを有する。

【 0 0 4 5 】

係数更新回路 2、目標振幅補正回路 3、及び補正值算出回路 4 は、受信処理回路 7 0 とは別に、F P G A のようなハードウェアにより構成されてもよいし、あるいは、後述するようにソフトウェアの機能として構成されてもよい。なお、H 偏波の入力信号 H r は、デジタル信号 H i , H q から合成された信号であり、V 偏波の入力信号 V r は、デジタル信号 V i , V q から合成された信号である。

40

【 0 0 4 6 】

フィルタ部 5 は、タップ係数 W h h (m) , W v h (m) , W h v (m) , W v v (m) に基づき入力信号 H r , V r の適応等化処理を行う。フィルタ部 4 は、適応等化処理を行った入力信号 H r , V r を出力信号 H y , V y として出力する。なお、タップ係数 W h h (m) , W v h (m) , W h v (m) , W v v (m) はフィルタ係数の一例である。

【 0 0 4 7 】

50

フィルタ部 4 は、フィルタ回路 50 と、加算器 51, 52 とを有する。フィルタ回路 50 は、例えばバタフライ型フィルタ回路を構成するように接続された F I R フィルタ 50 a ~ 50 d を含む。H 偏波の入力信号 H r は F I R フィルタ 50 a, 50 c に入力され、V 偏波の入力信号 V r は F I R フィルタ 50 b, 50 d に入力される。

【0048】

タップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ は、係数更新回路 2 からフィルタ回路 50 に対して設定される。なお、フィルタ回路 50 には、例えば、タップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ を保持するためのメモリ (不図示) が設けられている。

【0049】

F I R フィルタ 50 a は、タップ係数 $W_{hh}(m)$ を用いて入力信号 H r をフィルタリングして加算器 51 に出力し、F I R フィルタ 50 c は、タップ係数 $W_{hv}(m)$ を用いて入力信号 H r をフィルタリングして加算器 52 に出力する。F I R フィルタ 50 b は、タップ係数 $W_{vh}(m)$ を用いて入力信号 V r をフィルタリングして加算器 51 に出力し、F I R フィルタ 50 d は、タップ係数 $W_{vv}(m)$ を用いて入力信号 V r をフィルタリングして加算器 52 に出力する。

【0050】

加算器 51 は、F I R フィルタ 50 a, 50 b からの各信号を加算することにより出力信号 H y を生成して出力する。加算器 52 は、F I R フィルタ 50 c, 50 d からの各信号を加算することにより出力信号 V y を生成して出力する。

【0051】

係数更新回路 2 は、入力信号 H r, V r 及び出力信号 H y, V y に基づきタップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ を更新し、フィルタ回路 50 に設定する。タップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ の更新は、光信号 S t に周期的に挿入される所定の試験パターンデータを用いて行われる。

【0052】

図 5 は、光信号 S t の一例を示す構成図である。光信号 S t には、ユーザデータ及び試験パターンデータが含まれる。試験パターンデータとしては、既知のトレーニングシーケンスやパイロットシンボルが挙げられる。全データに対する試験パターンデータの占める比率は、例えば数パーセント程度である。試験パターンデータには、時系列上、複数の種類のシンボルが所定の順序で並んでいる。なお、シンボルの種類について、図 3 の例の場合、信号点 $P_o(1) \sim P_o(4)$ が、例えばデジタル値「00」、「01」、「10」、及び「11」のシンボルにそれぞれ対応する。

【0053】

再び図 4 を参照すると、係数更新回路 2 は、振幅差算出回路 20, 21 と、乗算器 23 a ~ 23 d と、加算器 24 a ~ 24 d と、複素共役算出回路 25, 26 とを含む。係数更新回路 2 は、更新部の一例であり、タップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ を入力信号 H r, V r 及び出力信号 H y, V y の振幅と振幅の目標値とに基づき更新する。

【0054】

$$L_h = \mu (R_a(k)^2 - |y_h(m)|^2) y_h(m) \cdots (1)$$

$$L_v = \mu (R_a(k)^2 - |y_v(m)|^2) y_v(m) \cdots (2)$$

【0055】

振幅差算出回路 20, 21 は、出力信号 H y, V y の振幅 (複素振幅) $y_h(m)$, $y_v(m)$ と目標値 $R_a(k)$ の差分に関する変数 L_h , L_v を算出する。例えば、振幅差算出回路 20 は上記の式 (1) から変数 L_h を算出し、振幅差算出回路 21 は上記の式 (2) から変数 L_v を算出する。式 (1) 及び式 (2) において、 μ は伝送条件に応じて設定される固定値である。また、変数 k は、シンボルの種類に応じて決定される値である。振幅差算出回路 20 は、変数 L_h を乗算器 23 a, 23 b に出力し、振幅差算出回路 21 は、変数 L_v を乗算器 23 c, 23 d に出力する。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 6 】

また、複素共役算出回路 2 5 , 2 6 は、入力信号 H_r , V_r から振幅 (複素振幅) $r_h(m)$, $r_v(m)$ の複素共役の値 $r_h^*(m)$, $r_v^*(m)$ を算出する。複素共役算出回路 2 5 は、複素共役の値 $r_h^*(m)$ を乗算器 2 3 a , 2 3 c に出力し、複素共役算出回路 2 6 は、複素共役の値 $r_v^*(m)$ を乗算器 2 3 b , 2 3 d に出力する。

【 0 0 5 7 】

乗算器 2 3 a は、複素共役の値 $r_h^*(m)$ と変数 L_h を乗算して加算器 2 4 a に出力する。加算器 2 4 a は、乗算器 2 3 a からの入力値に現在のタップ係数 $W_{hh}(m)$ を加算することにより新たなタップ係数 $W_{hh}(m+1)$ を算出してフィルタ回路 5 0 に設定する。

10

【 0 0 5 8 】

乗算器 2 3 b は、複素共役の値 $r_v^*(m)$ と変数 L_h を乗算して加算器 2 4 b に出力する。加算器 2 4 b は、乗算器 2 3 b からの入力値に現在のタップ係数 $W_{vh}(m)$ を加算することにより新たなタップ係数 $W_{vh}(m+1)$ を算出してフィルタ回路 5 0 に設定する。

【 0 0 5 9 】

乗算器 2 3 c は、複素共役の値 $r_h^*(m)$ と変数 L_v を乗算して加算器 2 4 c に出力する。加算器 2 4 c は、乗算器 2 3 c からの入力値に現在のタップ係数 $W_{hv}(m)$ を加算することにより新たなタップ係数 $W_{hv}(m+1)$ を算出してフィルタ回路 5 0 に設定する。

20

【 0 0 6 0 】

乗算器 2 3 d は、複素共役の値 $r_v^*(m)$ と変数 L_v を乗算して加算器 2 4 d に出力する。加算器 2 4 d は、乗算器 2 3 d からの入力値に現在のタップ係数 $W_{vv}(m)$ を加算することにより新たなタップ係数 $W_{vv}(m+1)$ を算出してフィルタ回路 5 0 に設定する。

【 0 0 6 1 】

$$w(m+1) = w(m) - \mu r^*(m) (R_a(k)^2 - |y(m)|^2) y(m) \quad \dots (3)$$

【 0 0 6 2 】

このようにして、係数更新回路 2 は、入力信号 H_r , V_r の振幅が目標値 $R_a(k)$ に近づくようにタップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ を更新する。更新処理は、光信号 S_t に挿入された試験パターンデータが適応等化処理部 7 0 1 に入力されているときに実行される。なお、上記の式 (3) は、更新後のタップ係数 $w(m+1)$ と更新前のタップ係数 $w(m)$ の関係を一般的に表したものである。式 (3) において、変数 $y(m)$ は入力信号 H_r , V_r の振幅を示し、変数 $r^*(m)$ は入力信号 H_r , V_r の振幅の複素共役の値である。

30

【 0 0 6 3 】

目標振幅補正回路 3 は、補正部の一例であり、出力信号 H_y , V_y の振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ に基づき目標値 $R_a(k)$ を補正する。このため、目標振幅補正回路 3 は、目標値 $R_a(k)$ を振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ に近づけることができ、係数更新回路 2 は、I Q 歪みによる振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ と目標値 $R_a(k)$ のずれの制御量を抑えることができる。

40

【 0 0 6 4 】

これにより、係数更新回路 2 は、伝送路 9 1 上の雑音成分の補償に対する I Q 歪みの影響を低減することができる。したがって、受信器 9 2 は信号品質を向上することができる。

【 0 0 6 5 】

目標振幅補正回路 3 は、例えば、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ と、図 3 に示された理想的な振幅 $R_{a_ideal}(k)$ との差分 $R(k)$ から目標値 $R_a(k)$ を補正する。補正值算出回路 4 は、算出部の一例であり、差分 $R(k)$ を算出する。補正值算出回路 4 は、差分 $R(k)$ から目標値 $R_a(k)$ に対する振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ のずれを推定す

50

る。このため、係数更新回路 2 は、理想的な振幅 $R_{a_ideal}(k)$ に基づいて高精度にタップ係数 $W_{hh}(m)$, $W_{vh}(m)$, $W_{hv}(m)$, $W_{vv}(m)$ を更新することができる。

【0066】

$$R_{av}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ R(k, n) \} / N$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (R_{a_ideal}(k) - |y(k, n)|) / N \cdots (4)$$

【0067】

より具体的には、補正值算出回路 4 は、上記の式 (4) から、差分 $R(k)$ を N 回 (N : 2 以上の整数) 連続で算出し、その差分 $R(k)$ の平均値 $R_{av}(k)$ を算出する。式 (4) おいて、変数 $R(k, n)$ は、 n 回目 ($n = 1, 2, \dots, N$) に算出された差分 $R(k)$ であり、変数 $y(k, n)$ は、 N 回の振幅検出のうち、 n 回目に検出された種類 # k ($k = 1, 2, 3, 4$) のシンボルの振幅である。これにより、補正值算出回路 4 は、入力信号 H_r, V_r に含まれる雑音の影響を低減し、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ と目標値 $R_a(k)$ のずれの推定の精度を向上することができる。

【0068】

なお、平均値 $R_{av}(k)$ の算出手段には限定がなく、例えば回数 n ごとに重み係数を差分 $R(k)$ に乗算することにより重み付きの平均化が行われてもよい。また、例えば最適な動作点の検出のため、送信器 90 が光信号 S_t をディザリング (Dithering) する場合、目標値 $R_a(k)$ に対する振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ のずれは時間的に変動する。この場合、補正值算出回路 4 は、その変動に合わせて目標値 $R_a(k)$ を補正するため、例えば変動の時定数に応じて上記の回数 N を変更してもよい。

【0069】

$$R_a(k) = R_{a_ideal}(k) + R_{av}(k) \cdots (5)$$

【0070】

目標振幅補正回路 3 は、平均値 $R_{av}(k)$ から目標値 $R_a(k)$ を補正する。例えば、目標振幅補正回路 3 は、上記の式 (5) から目標値 $R_a(k)$ を補正して、振幅差算出回路 20, 21 に出力する。これにより、目標値 $R_a(k)$ に対する振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ のずれが低減される。

【0071】

図 6 は、補正值算出回路 4 の一例を示す構成図である。補正值算出回路 4 は、同期回路 40 と、振幅検出回路 41 と、スイッチ回路 42 と、スイッチ制御回路 43 と、加算器 44a ~ 44c と、平均値算出回路 45a ~ 45c とを有する。

【0072】

同期回路 40 は、出力信号 H_y, V_y に対し同期検出を行うことにより出力信号 H_y, V_y に含まれる試験パターンデータを検出する。同期回路 40 は、試験パターンデータの検出をスイッチ制御回路 43 に通知する。出力信号 H_y, V_y は同期回路 40 から振幅検出回路 41 に入力される。振幅検出回路 41 は、例えば入力信号 H_r, V_r に対し電圧検出を行うことにより振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ を検出して、その絶対値をスイッチ回路 42 に出力する。

【0073】

スイッチ回路 42 は、スイッチ制御回路 43 からの制御に従い、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の絶対値の出力先の加算器 44a ~ 44c を切り替える。加算器 44a ~ 44c は、試験パターンデータに含まれるシンボルの種類 # k ごとに設けられている。例えば、変調方式が QPSK である場合、図 3 に示されるように、シンボルは 4 種類 ($k = 1, 2, 3, 4$) となる。

【0074】

スイッチ制御回路 43 は、同期回路 40 から試験パターンデータの検出が通知されると、予め設定された試験パターンデータのシンボルパターンに従いスイッチ回路 42 を制御する。このため、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の値は、シンボルの種類 # k に応じた加算器 44a ~ 44c に出力される。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 5 】

加算器 4 4 a ~ 4 4 c は、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の符号を反転して理想的な振幅 $R_{a_ideal}(1) \sim (M)$ ($M: 2$ 以上の整数、 $k = 1, 2, \dots, M$) に加算する。つまり、加算器 4 4 a ~ 4 4 c は、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ ($= y(k, n)$) の絶対値と理想的な振幅 $R_{a_ideal}(1) \sim R_{a_ideal}(M)$ の差分 $R(1) \sim R(M)$ をそれぞれ算出する。差分 $R(1) \sim R(M)$ は、平均値算出回路 4 5 a ~ 4 5 c にそれぞれ入力される。

【 0 0 7 6 】

平均値算出回路 4 5 a ~ 4 5 c は、上記の式 (4) に従い、加算器 4 4 a ~ 4 4 c により N 回算出された差分 $R(1) \sim R(M)$ の平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ をそれぞれ算出する。平均値算出回路 4 5 a ~ 4 5 c は、例えば、加算器 4 4 a ~ 4 4 c から差分 $R(1) \sim R(M)$ が入力されるたびにメモリなどの保持手段により差分 $R(1) \sim R(M)$ の値をそれぞれ保持する。平均値算出回路 4 5 a ~ 4 5 c は、保持された差分 $R(M)$ の値が N 個に達すると平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ を算出する。

10

【 0 0 7 7 】

このように、補正值算出回路 4 は、複数回算出された差分 $R(1) \sim R(M)$ の平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ を算出する。平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ は目標振幅補正回路 3 に入力される。

【 0 0 7 8 】

図 7 は、目標振幅補正回路 3 の一例を示す構成図である。目標振幅補正回路 3 は、加算器 3 0 a ~ 3 0 c を有する。加算器 3 0 a ~ 3 0 c は、平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ に理想的な振幅 $R_{a_ideal}(1) \sim (M)$ を加算する。これにより、加算器 3 0 a ~ 3 0 c は、補正された目標値 $R_a(1) \sim R_a(M)$ を算出する。

20

【 0 0 7 9 】

このように、目標振幅補正回路 3 は、平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ から目標値 $R_a(1) \sim R_a(M)$ を補正する。これにより、補正值算出回路 4 は、入力信号 H_r, V_r に含まれる雑音の影響を低減し、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ と目標値 $R_a(k)$ のずれの推定の精度を向上することができる。目標振幅補正回路 3 は、目標値 $R_a(1) \sim R_a(M)$ を振幅差算出回路 2 0 , 2 1 に設定する。

【 0 0 8 0 】

また、目標振幅補正回路 3 は、試験パターンデータのシンボルの種類 # k ごとに目標値 $R_a(1) \sim R_a(M)$ を補正する。このため、係数更新回路 2 は、IQ 歪みによる振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ と目標値 $R_a(k)$ のずれの制御量をシンボルの種類 # k に応じて抑えることができる。

30

【 0 0 8 1 】

本例において、平均値算出回路 4 5 a ~ 4 5 c は、理想的な振幅 $R_{a_ideal}(1) \sim (M)$ を用いて差分 $R(1) \sim R(M)$ の平均値 $R_{av}(1) \sim R_{av}(M)$ を算出したが、これに限定されず、単に振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の絶対値の平均値を算出してもよい。

【 0 0 8 2 】

図 8 は、補正值算出回路 4 の他の例を示す構成図である。図 8 において、図 6 と共通する構成には同一の符号を付し、その説明は省略する。補正值算出回路 4 は、同期回路 4 0 と、振幅検出回路 4 1 と、スイッチ回路 4 2 と、スイッチ制御回路 4 3 と、平均値算出回路 4 6 a ~ 4 6 c とを有する。

40

【 0 0 8 3 】

スイッチ回路 4 2 は、スイッチ制御回路 4 3 からの制御に従い、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の絶対値の出力先の平均値算出回路 4 6 a ~ 4 6 c を切り替える。平均値算出回路 4 6 a ~ 4 6 c は、例えば、 N 回検出された振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の絶対値の平均値 $Y_{av}(1) \sim Y_{av}(M)$ を算出する。

【 0 0 8 4 】

50

なお、平均値 $Y_{av}(k)$ の算出手段には限定がなく、例えば検出回数ごとに重み係数を振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ に乗算することにより重み付きの平均化が行われてもよい。また、送信器 90 が光信号 S_t をディザリングする場合、平均値算出回路 46a ~ 46c は、その変動に合わせて目標値 $R_a(k)$ を補正するため、例えば変動の時定数に応じて上記の検出回数 N を変更してもよい。

【0085】

平均値 $Y_{av}(1) \sim Y_{av}(M)$ は目標振幅補正回路 3 に入力される。目標振幅補正回路 3 は、平均値 $Y_{av}(1) \sim Y_{av}(M)$ を目標値 $R_a(1) \sim R_a(M)$ として振幅差算出回路 20 , 21 に設定する。

【0086】

このように、目標振幅補正回路 3 は、 N 回検出された振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の平均値 $Y_{av}(1) \sim Y_{av}(M)$ から目標値を補正する。このため、目標振幅補正回路 3 は、図 6 の例とは異なって加算器 44a ~ 44c が不要となり、簡素に構成される。

【0087】

次に、本例の受信器 92 の効果について述べる。

【0088】

図 9 は、消光比ごとの Q 値の特性の例を示す図である。図 9 において、横軸は $OSNR$ (Optical Signal to Noise Ratio) [dB] を示し、縦軸は Q 値 [dB] を示す。ここで、 Q 値は、送信器 90 及び受信器 92 の信号品質の指標の一例である。なお、 Q 値の特性は、一例として、ビットレートを 400 [Gbps] とし、変調方式を 64QAM とし、ボーレートを 43.84705 [baud] とした条件で算出されたものである。

【0089】

また、図 9 には、比較例として、送信器 90 の消光比が 60 [dB] と 25 [dB] の Q 値の特性が示され、実施例として送信器 90 の消光比が 25 [dB] の Q 値の特性が示されている。ここで、比較例の場合、適応等化処理部 701 には上記の目標振幅補正回路 3 及び補正值算出回路 4 が設けられておらず、目標値 $R_a(k)$ の補正が行われないと仮定する。

【0090】

IQ 歪みは、消光比が低いほど大きくなる。しかし、実施例の場合、消光比が 25 [dB] であっても、消光比が 60 [dB] とほぼ同等の Q 値であっても、さらに、比較例において消光比を 25 [dB] とした場合より高い Q 値が得られる。したがって、本実施例によると、信号品質が比較例より向上されることが理解される。

【0091】

この効果は、係数更新回路 2、目標振幅補正回路 3、及び補正值算出回路 4 と同等の機能がソフトウェアにより実現された場合も同様に得られる。

【0092】

図 10 は、タップ係数を更新する CPU (Central Processing Unit) 回路 1 の一例を示す構成図である。図 10 において、図 4 と共通する構成には同一の符号を付し、その説明は省略する。

【0093】

CPU 回路 1 は、受信処理回路 70 の外部に設けられており、CPU 10、ROM (Read Only Memory) 11、RAM (Random Access Memory) 12、及びハードウェアインターフェース部 (HW-IF) 14 を有する。CPU 10 は、互いに信号の入出力ができるように、ROM 11、RAM 12、及び HW-IF 14 と、バス 19 を介して接続されている。

【0094】

ROM 11 は、CPU 10 を駆動するプログラムが格納されている。RAM 12 は、CPU 10 のワーキングメモリとして機能する。

【0095】

HW-IF 14 は、CPU 回路 1 をフィルタ部 5 に対して接続し、CPU 10 とフィルタ

10

20

30

40

50

部5の間の通信を中継する。HW - IF 14は、例えばFPGAなどの論理回線により構成される。

【0096】

CPU10は、ROM11からプログラムを読み込むと、機能として、係数更新部100、目標振幅補正部101、及び補正值算出部102が形成される。係数更新部100は、更新部の一例であり、上記の係数更新回路2と実質的に同等の機能を実行する。また、目標振幅補正部101は、補正部の一例であり、上記の目標振幅補正回路3と実質的に同等の機能を実行し、補正值算出部102は、算出部の一例であり、補正值算出回路4と実質的に同等の機能を実行する。

【0097】

以下に、図6及び図7の構成に対応するCPU10の処理について述べる。なお、CPU10が実行する処理は、実施例の信号処理方法の一例である。

【0098】

図11は、補正值算出部102の処理の一例を示すフローチャートである。本処理は、例えば周期的に実行される。

【0099】

補正值算出部102は、出力信号 H_y 、 V_y に対する同期処理によりフィルタ部5から試験パタンデータの出力が開始されたか否かを判定する(ステップSt1)。補正值算出部102は、試験パタンデータの出力が開始されていない場合(ステップSt1のNo)、処理を終了する。

【0100】

また、補正值算出部102は、試験パタンデータの出力が開始されている場合(ステップSt1のYes)、出力信号 H_y 、 V_y の試験パタンデータの振幅 $y_h(m)$ 、 $y_v(m)$ を検出する(ステップSt2)。次に、補正值算出部102は、出力信号 H_y 、 V_y の試験パタンデータのシンボルの種類#kを判定する(ステップSt3)。なお、以下のステップSt5~St7の各処理は、シンボルの種類#kごとに実行される。

【0101】

補正值算出部102は、検出した振幅 $y_h(m)$ 、 $y_v(m)$ の絶対値と理想的な振幅 $R_{a_ideal}(k)$ との差分 $R(k)$ を算出する(ステップSt4)。次に、補正值算出部102は、差分 $R(k)$ の算出回数がN回に達したか否かを判定する(ステップSt5)。補正值算出部102は、算出回数がN回未満である場合(ステップSt5のNo)、後述するステップSt8の処理を実行する。なお、補正值算出部102は、ステップSt6の処理が終了するたびに、算出回数を0にリセットする。

【0102】

また、補正值算出部102は、算出回数がN回に達した場合(ステップSt5のYes)、差分 $R(k)$ の平均値 $R_{av}(k)$ を算出する(ステップSt6)。次に、補正值算出部102は、平均値 $R_{av}(k)$ を目標振幅補正部101に出力する(ステップSt7)。

【0103】

次に、補正值算出部102は、試験パタンデータの出力が終了したか否かを判定する(ステップSt8)。補正值算出部102は、試験パタンデータの出力が未終了である場合(ステップSt8のNo)、再びステップSt2の処理を実行する。また、補正值算出部102は、試験パタンデータの出力が終了している場合(ステップSt8のYes)、処理を終了する。このようにして、補正值算出部102の処理は実行される。

【0104】

図12は、目標振幅補正部101の処理の一例を示すフローチャートである。本処理は、例えば周期的にシンボルの種類#kごとに実行される。

【0105】

目標振幅補正部101は、補正值算出部102から差分 $R(k)$ の平均値 $R_{av}(k)$ が入力されたか否かを判定する(ステップSt11)。目標振幅補正部101は、平均値 $R_{av}(k)$

10

20

30

40

50

$v(k)$ が入力されていない場合 (ステップ $S t 1 1$ の $N o$)、処理を終了する。

【0106】

目標振幅補正部 101 は、平均値 $R_{av}(k)$ が入力されている場合 (ステップ $S t 1 1$ の $Y e s$)、理想的な振幅 $R_{a_ideal}(k)$ に差分 $R(k)$ を加算する (ステップ $S t 1 2$)。次に、目標振幅補正部 101 は、その加算の算出値を目標値 $R_a(k)$ として係数更新部 100 に出力する (ステップ $S t 1 3$)。

【0107】

次に、図 8 の構成に対応する $C P U 1 0$ の処理について述べる。

【0108】

図 13 は、補正值算出部 102 及び目標振幅補正部 101 の処理の他の例を示すフローチャートである。図 13 において、図 11 と共通する処理には同一の符号を付し、その説明は省略する。なお、以下のステップ $S t 4 a \sim S t 7 a$ の各処理は、シンボルの種類 # k ごとに実行される。

10

【0109】

補正值算出部 102 は、ステップ $S t 3$ の処理の実行後、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の検出回数が N 回に達したか否かを判定する (ステップ $S t 4 a$)。補正值算出部 102 は、検出回数が N 回未満である場合 (ステップ $S t 4 a$ の $N o$)、ステップ $S t 8$ の処理を実行する。なお、補正值算出部 102 は、ステップ $S t 5 a$ の処理が終了するたびに、検出回数を 0 にリセットする。

【0110】

また、補正值算出部 102 は、検出回数が N 回に達した場合 (ステップ $S t 4 a$ の $Y e s$)、振幅 $y_h(m)$, $y_v(m)$ の絶対値の平均値 $Y_{av}(k)$ を算出する (ステップ $S t 5 a$)。次に、補正值算出部 102 は、平均値 $Y_{av}(k)$ を目標振幅補正部 101 に出力する (ステップ $S t 6 a$)。

20

【0111】

目標振幅補正部 101 は、平均値 $Y_{av}(k)$ を目標値 $R_a(k)$ として係数更新部 100 に出力する (ステップ $S t 7 a$)。このようにして、補正值算出部 102 及び目標振幅補正部 101 の処理は実行される。

【0112】

本実施例によると、図 4 ~ 図 8 を参照して述べた目標値 $R_a(k)$ の補正が可能であるため、信号品質を向上することができる。

30

【0113】

上述した実施形態は本発明の好適な実施の例である。但し、これに限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において種々変形して実施可能である。

【0114】

なお、以上の説明に関して更に以下の付記を開示する。

(付記 1) フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行うフィルタ部と、前記フィルタ係数を前記信号の振幅と前記振幅の目標値とに基づき更新する更新部と、前記信号の前記振幅に基づき前記目標値を補正する補正部とを有することを特徴とする信号処理装置。

40

(付記 2) 前記補正部は、複数回検出された前記振幅の平均値から前記目標値を補正することを特徴とする付記 1 に記載の信号処理装置。

(付記 3) 前記振幅と所定値の差分を算出する算出部を有し、前記補正部は、前記差分に基づき前記目標値を補正することを特徴とする付記 1 に記載の信号処理装置。

(付記 4) 前記算出部は、複数回算出された前記差分の平均値を算出し、前記補正部は、前記平均値から前記目標値を補正することを特徴とする付記 3 に記載の信号処理装置。

(付記 5) 前記信号には、所定のパタンのシンボルが挿入されており、前記補正部は、前記シンボルの種類ごとに前記目標値を補正することを特徴とする付記 1

50

乃至 4 の何れかに記載の信号処理装置。

(付記 6) フィルタ係数に基づき信号の適応等化処理を行い、
前記フィルタ係数を前記信号の振幅と前記振幅の目標値とに基づき更新し、
前記信号の前記振幅に基づき前記目標値を補正することを特徴とする信号処理方法。

(付記 7) 複数回検出された前記振幅の平均値から前記目標値を補正することを特徴とする付記 6 に記載の信号処理方法。

(付記 8) 前記振幅と所定値の差分を算出し、
前記差分に基づき前記目標値を補正することを特徴とする付記 6 に記載の信号処理方法。

(付記 9) 複数回算出された前記差分の平均値を算出し、
前記平均値から前記目標値を補正することを特徴とする付記 8 に記載の信号処理方法。 10

(付記 10) 前記信号には、所定のパタンのシンボルが挿入されており、
前記シンボルの種類ごとに前記目標値を補正することを特徴とする付記 6 乃至 9 の何れかに記載の信号処理方法。

【符号の説明】

【 0 1 1 5 】

- 1 CPU回路
- 2 係数更新回路
- 3 目標振幅補正回路
- 4 補正值算出回路
- 5 フィルタ部 20
- 45 a ~ 45 c , 46 a ~ 46 c 平均値算出回路
- 50 a ~ 50 d FIRフィルタ
- 90 送信器
- 91 伝送路
- 92 受信器
- 100 係数更新部
- 101 目標振幅補正部
- 102 補正值算出部
- 701 適応等化処理部 30

30

40

50

【図面】
【図 1】

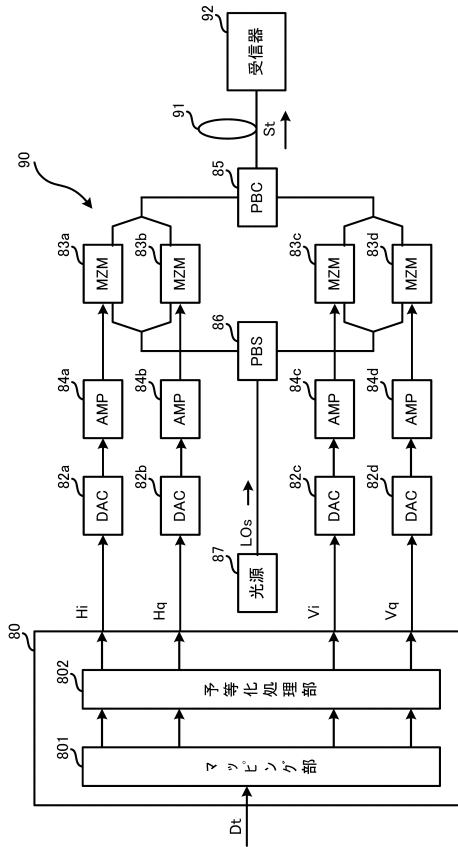


図1

【図 2】

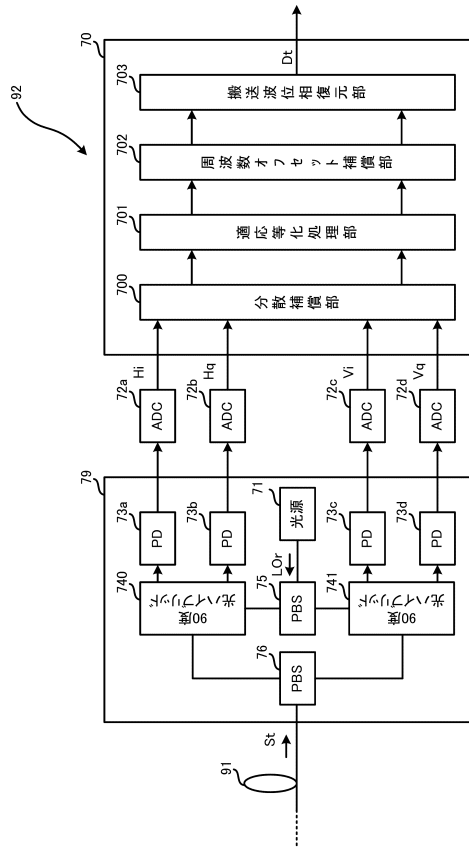


図2

【図 3】

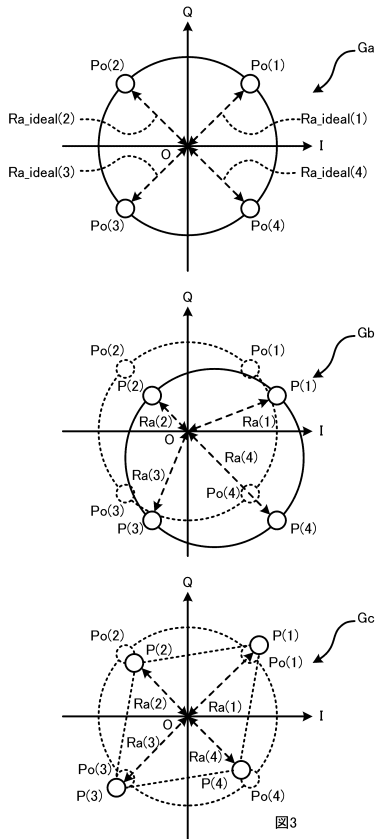


図3

【図 4】

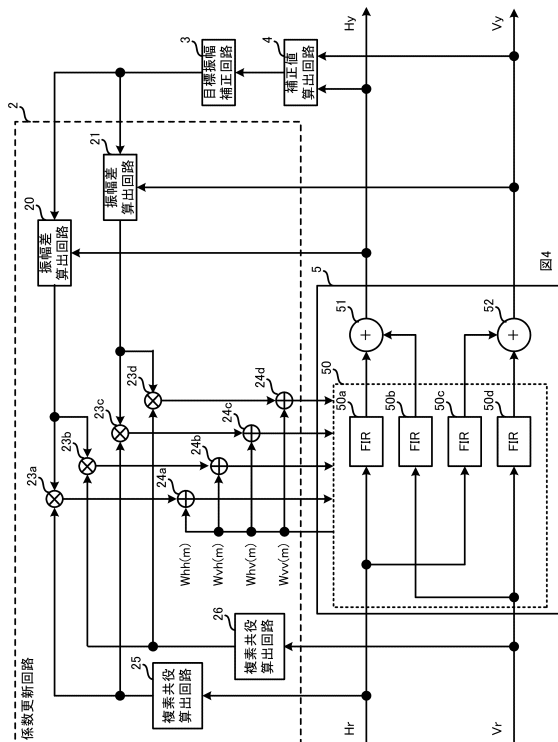


図4

10

20

30

40

50

【 図 5 】

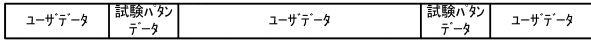


図5

【 図 6 】

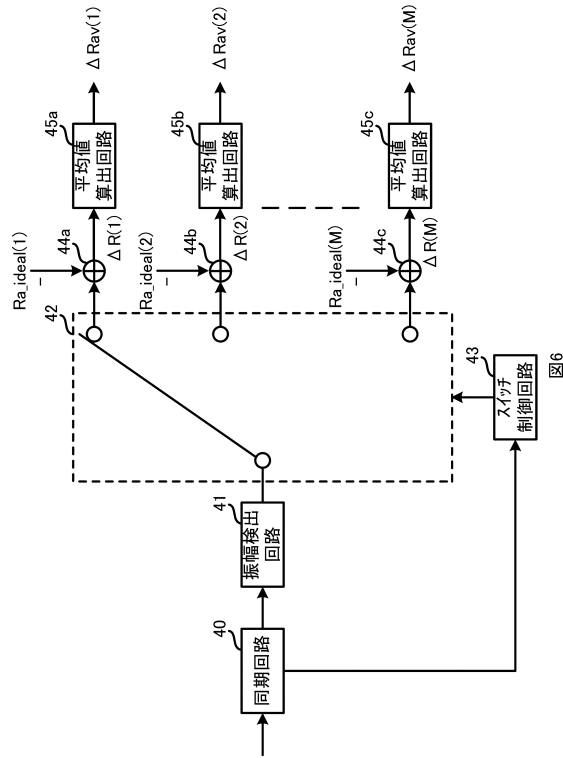


図6

10

20

【 図 7 】

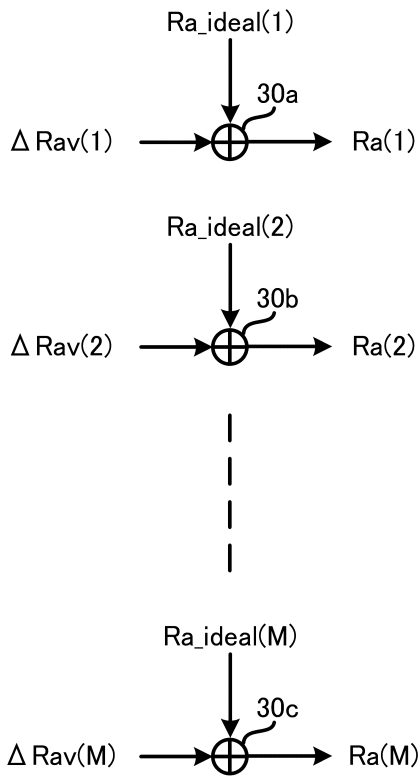


図7

【 図 8 】

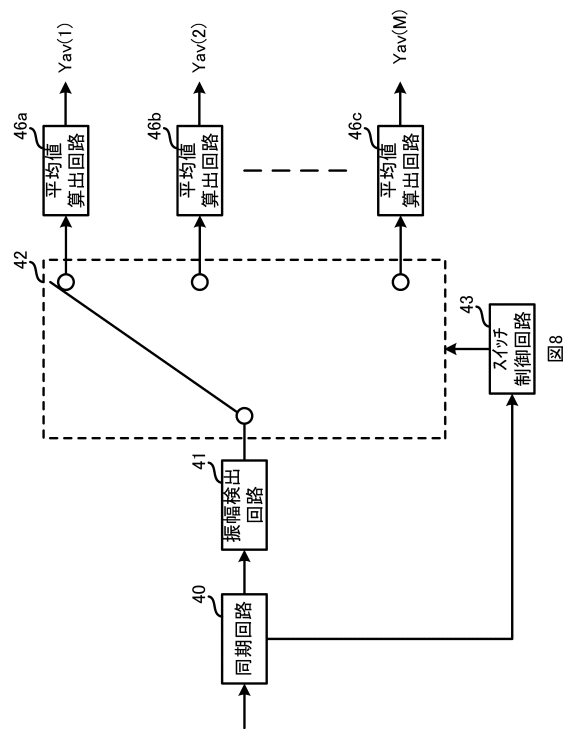


図8

30

40

50

【 図 9 】

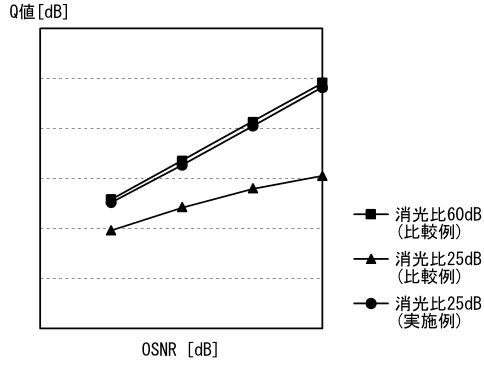


図9

【 図 1 0 】

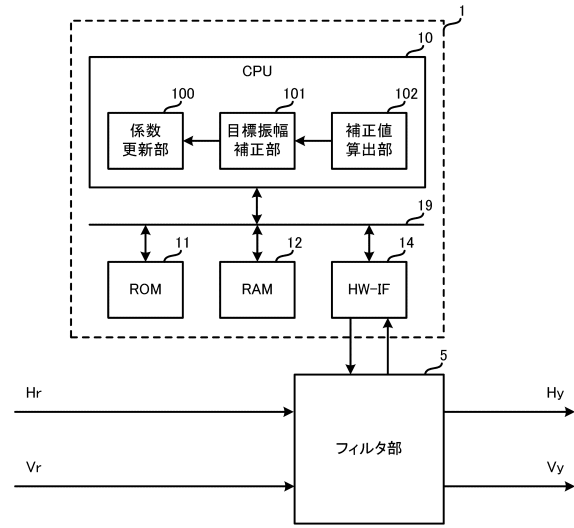


図10

【 図 1 1 】

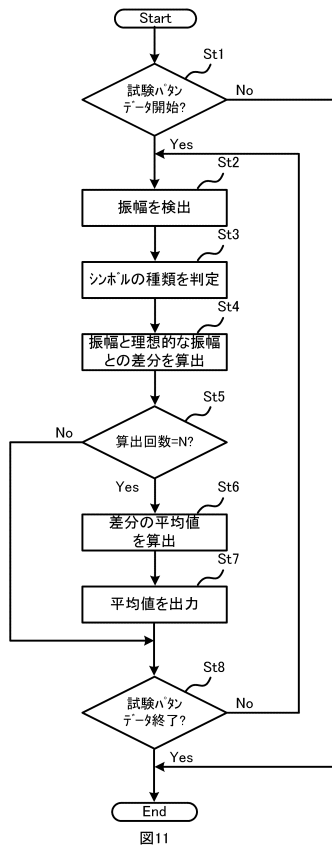


図11

【 図 1 2 】

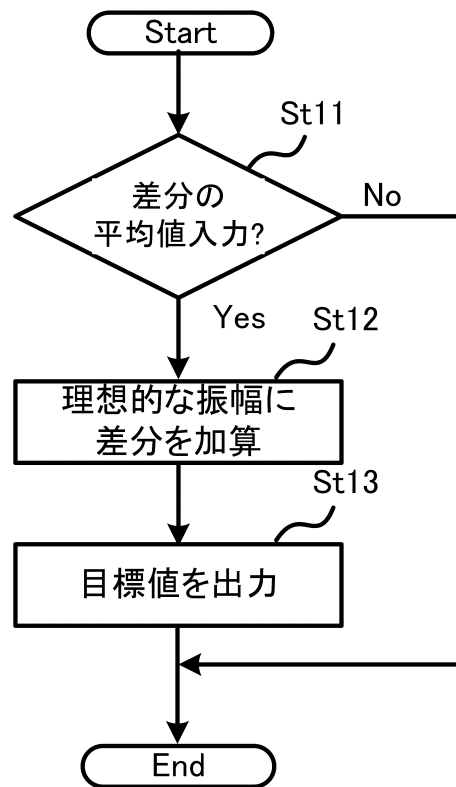


図12

10

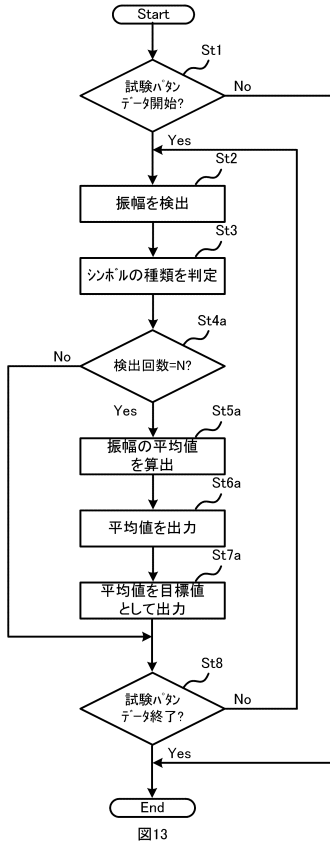
20

30

40

50

【 図 13 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2012 - 039259 (JP, A)
特開 2018 - 037735 (JP, A)
特開 2017 - 79459 (JP, A)
欧州特許出願公開第 2930865 (EP, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
- H04B 3/04 - 3/10
H04B 10/61
H04B 10/2507
H04B 7/005
H04L 27/01