

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6738682号
(P6738682)

(45) 発行日 令和2年8月12日(2020.8.12)

(24) 登録日 令和2年7月22日(2020.7.22)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4B	10/54	(2013.01)	HO4B	10/54	
HO4B	10/69	(2013.01)	HO4B	10/69	150
HO4L	25/03	(2006.01)	HO4L	25/03	C
HO4L	25/49	(2006.01)	HO4L	25/49	L

請求項の数 10 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2016-151300 (P2016-151300)	(73) 特許権者	301005371
(22) 出願日	平成28年8月1日(2016.8.1)		日本ルメンタム株式会社
(65) 公開番号	特開2018-22949 (P2018-22949A)		神奈川県相模原市中央区小山四丁目1番5号
(43) 公開日	平成30年2月8日(2018.2.8)	(74) 代理人	110000154
審査請求日	平成31年4月12日(2019.4.12)		特許業務法人はるか国際特許事務所
		(72) 発明者	菊池 信彦
			神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株式会社日立製作所内
		審査官	後澤 瑞征

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光送受信器、光送信集積回路及び光受信集積回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力された第1の情報信号に応じて、第1の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路と、

入力された前記第1の多値デジタル信号を、前記第1の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第1の遅延回路と、

前記第1の遅延回路により遅延された前記第1の多値デジタル信号を第1の電気信号に変換するDA変換器と、

前記第1の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザと、を有する光送受信器と、

前記光信号を受光して第2の電気信号を出力する光検出回路と、

前記第2の電気信号を第2の多値デジタル信号に変換するAD変換器と、

前記第2の多値デジタル信号を復号して、第2の情報信号を出力する多値復号回路と、を有する光受信器と、

を備える光送受信器。

【請求項2】

請求項1に記載の光送受信器であって、

前記光受信器は、前記第2の多値デジタル信号を、前記第2の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第2の遅延回路を有し、

前記多値復号回路は、前記第2の遅延回路により遅延された前記第2の多値デジタル信

号を復号して、前記第 2 の情報信号を出力する、
光送受信器。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の光送受信器であって、
前記光受信器は、
前記多値復号回路から出力された前記第 2 の情報信号の誤り率を検出する誤り率検出部と、
前記誤り率に基づいて、前記第 2 の遅延回路の遅延量を修正する遅延量修正部と、をさらに有する、
光送受信器。

10

【請求項 4】

請求項 1 に記載の光送受信器であって、
前記光送信器は、
前記半導体レーザの変調条件を設定する変調条件設定部と、
前記変調条件に基づいて、前記第 1 の遅延回路の遅延量を修正する遅延量修正部と、をさらに有する、
光送受信器。

【請求項 5】

請求項 2 に記載の光送受信器であって、
前記第 1 の遅延回路は、入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させ、
前記第 2 の遅延回路は、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させる、
光送受信器。

20

【請求項 6】

請求項 2 に記載の光送受信器であって、
前記第 1 の遅延回路は、入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させ、
前記第 2 の遅延回路は、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させる、
光送受信器。

30

【請求項 7】

請求項 6 に記載の光送受信器であって、
前記第 1 の遅延回路は、入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じて、前記半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させ、
前記第 2 の遅延回路は、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じて、前記半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させる、
光送受信器。

40

【請求項 8】

入力された第 1 の情報信号に応じて、第 1 の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路と、
前記第 1 の多値デジタル信号を第 1 の電気信号に変換する D A 変換器と、
前記第 1 の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザと、
を有する光送信器と、
前記光信号を受光して第 2 の電気信号を出力する光検出回路と、
前記第 2 の電気信号を第 2 の多値デジタル信号に変換する A D 変換器と、
前記第 2 の多値デジタル信号を復号して、第 2 の情報信号を出力する多値復号回路と、
を有する光受信器と、

50

を備える光送受信器であって、

前記光送受信器に含まれ、入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる回路であり、

入力される前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第 1 の応答波形出力部と、

前記第 1 の応答波形出力部から連続して出力された複数の第 1 の応答波形を、逐次遅延加算する第 1 の遅延加算回路と、を有した第 1 の遅延回路、及び、

前記光受信器に含まれ、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる回路であり、

入力される前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第 2 の応答波形出力部と、

前記第 2 の応答波形出力部から連続して出力された複数の第 2 の応答波形を、逐次遅延加算する第 2 の遅延加算回路と、を有した第 2 の遅延回路、

の少なくともいずれか一方をさらに備えた、

光送受信器。

【請求項 9】

入力された第 1 の情報信号に応じて、第 1 の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路と、

入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第 1 の遅延回路と、

前記第 1 の遅延回路により遅延された前記第 1 の多値デジタル信号を第 1 の電気信号に変換し、前記第 1 の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザに前記第 1 の電気信号を出力する D A 変換器と、

を有する光送信集積回路。

【請求項 10】

光信号を受光した光検出回路から第 2 の電気信号が入力され、第 2 の多値デジタル信号に変換する A D 変換器と、

入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第 2 の遅延回路と、

前記第 2 の遅延回路により遅延された前記第 2 の多値デジタル信号を復号して、第 2 の情報信号を出力する多値復号回路と、

を有し、

前記第 2 の遅延回路は、

入力される前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第 2 の応答波形出力部と、

前記第 2 の応答波形出力部から連続して出力された複数の第 2 の応答波形を、逐次遅延加算する第 2 の遅延加算回路と、を有する、

光受信集積回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、光送受信器、光送信集積回路及び光受信集積回路に関する。

【背景技術】

【0002】

伝送距離が 100 m ~ 10 km 程度の比較的短距離の光ファイバ伝送に関し、次世代の光通信規格として、伝送容量を従来の 100 G b E から、4 倍の 400 G b E に増大した規格の標準化が進められている。光信号を送受信する光送受信器としては、強度変調・直接検波方式を採用し、光信号レベルを従来の 2 値から 4 値に増やすことにより、1 変調時間（シンボル）に伝送できる情報量を増大する場合がある。

【0003】

10

20

30

40

50

下記非特許文献 1 には、半導体レーザの直接変調によって生じる波形劣化を抑制する方法として、Volterra非線形適応等化器を光受信器に設ける方法が開示されている。

【 0 0 0 4 】

下記非特許文献 2 には、半導体レーザの直接変調によって生じる波形劣化を抑制する方法として、前置補償器を光送信器に設ける方法が開示されている。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【 0 0 0 5 】

【非特許文献 1】C. Xia, et al., "Nonlinear Electrical Equalization for Different Modulation Formats With Optical Filtering," IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 29, No. 13, 2007, pp. 996-1001

10

【非特許文献 2】A.S. Karar, et al., "Electronic Pre-Compensation for a 10.7-Gb/s System Employing a Directly Modulated Laser" IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 29, No. 4, 2011, pp. 2069-2076

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 6 】

光信号レベルを 4 値等の多値とすると、消光比を高めた場合に大きな波形劣化が生じることが知られている。非特許文献 1 が開示されている技術は、直接変調される半導体レーザの詳細な特性が不明であっても適用が可能であることが利点となるが、その一方でVolterra非線形適応等化器の収束性は必ずしも保証されておらず、収束に時間がかかったり、動作が不安定になったりするおそれがある。また、直接変調された半導体レーザの波形歪みは 2 ~ 3 シンボル時間にわたる非線形効果であり、その補償には大規模な回路が必要となる。そのため、回路の複雑化や消費電力の増大が懸念される。また、光受信器からのフィードバックを利用してVolterra非線形適応等化器の補正係数を決定するため、Volterra非線形適応等化器を光送信器側には配置できないという制約がある。

20

【 0 0 0 7 】

非特許文献 2 が開示されている技術は、半導体レーザの動作を規定する方程式の解をあらかじめ計算し、所望の変調波形が得られるように半導体レーザに入力する変調信号波形を補正するものであり、動作中の演算量や消費電力を削減でき、良好な波形補正効果が得られる利点がある。その一方で、波形補正精度の向上には光送信器に設けられる D A 変換器のサンプリング速度を通常の約 2 倍とする必要があること、補正の計算のためあらかじめ半導体レーザの精密なモデルを用意する必要があること、といった点でコストが増大する。また、光送信器側には配置できないという制約がある。

30

【 0 0 0 8 】

そこで、本発明は、光信号を符号化する場合と、復号する場合の両方に適用可能であり、安価な回路により波形劣化の影響を抑制する光送受信器、光送信集積回路及び光受信集積回路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】

【 0 0 0 9 】

(1) 上記課題を解決するために、本発明に係る光送受信器は、入力された第 1 の情報信号に応じて、第 1 の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路と、前記第 1 の多値デジタル信号を第 1 の電気信号に変換する D A 変換器と、前記第 1 の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザと、を有する光送信器と、前記光信号を受光して第 2 の電気信号を出力する光検出回路と、前記第 2 の電気信号を第 2 の多値デジタル信号に変換する A D 変換器と、前記第 2 の多値デジタル信号を復号して、第 2 の情報信号を出力する多値復号回路と、を有する光受信器と、を備える光送受信器であって、前記光送信器に含まれ、入力された前記第 1 の多値デジタル信号を、前記第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第 1 の遅延回路、及び前記光受信器に含まれ、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅

40

50

レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第2の遅延回路の少なくともいずれか一方をさらに備える。

【0010】

(2) 上記(1)に記載の光送受信器であって、前記光受信器は、前記第2の遅延回路を有し、前記多値復号回路は、前記第2の遅延回路により遅延された前記第2の多値デジタル信号を復号して、第2の情報信号を出力する、光送受信器。

【0011】

(3) 上記(2)に記載の光送受信器であって、前記光受信器は、前記多値復号回路から出力された前記第2の情報信号の誤り率を検出する誤り率検出部と、前記誤り率に基づいて、前記第2の遅延回路の遅延量を修正する遅延量修正部と、をさらに有する、光送受信器。

10

【0012】

(4) 上記(1)に記載の光送受信器であって、前記光送信器は、前記第1の遅延回路を有し、前記DA変換器は、前記第1の遅延回路により遅延された前記第1の多値デジタル信号を第1の電気信号に変換する、光送受信器。

【0013】

(5) 上記(4)に記載の光送受信器であって、前記光送信器は、前記半導体レーザの変調条件を設定する変調条件設定部と、前記変調条件に基づいて、前記第1の遅延回路の遅延量を修正する遅延量修正部と、をさらに有する、光送受信器。

【0014】

20

(6) 上記(1)に記載の光送受信器であって、前記第1の遅延回路は、入力された前記第1のデジタル信号を、前記第1のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させ、前記第2の遅延回路は、入力された前記第2のデジタル信号を、前記第2のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させる、光送受信器。

【0015】

(7) 上記(1)に記載の光送受信器であって、前記第1の遅延回路は、入力された前記第1のデジタル信号を、前記第1のデジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させ、前記第2の遅延回路は、入力された前記第2のデジタル信号を、前記第2のデジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させる、光送受信器。

【0016】

30

(8) 上記(7)に記載の光送受信器であって、前記第1の遅延回路は、入力された前記第1のデジタル信号を、前記第1のデジタル信号の振幅レベルに応じて、前記半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させ、前記第2の遅延回路は、入力された前記第2のデジタル信号を、前記第2のデジタル信号の振幅レベルに応じて、前記半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させる、光送受信器。

【0017】

(9) 上記(1)に記載の光送受信器であって、前記第1の遅延回路は、入力される前記第1のデジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第1の応答波形出力部と、前記第1の応答波形出力部から連続して出力された複数の前記第1の応答波形を、逐次遅延加算する第1の遅延加算回路と、を有し、前記第2の遅延回路は、入力される前記第2のデジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第2の応答波形出力部と、前記第2の応答波形出力部から連続して出力された複数の前記第2の応答波形を、逐次遅延加算する第2の遅延加算回路と、を有する、光送受信器。

40

【0018】

(10) 上記課題を解決するために、本発明に係る光送信集積回路は、入力された第1の情報信号に応じて、第1の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路と、入力された前記第1の多値デジタル信号を、前記第1の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第1の遅延回路と、前記第1の遅延回路により遅延された前記第1の多値デジタル信号を第1の電気信号に変換し、前記第1の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザに前記第1の電気信号を出力するDA変換器と、を

50

有する。

【 0 0 1 9 】

(1 1) 上記課題を解決するために、本発明に係る光受信集積回路は、光信号を受光した光検出回路から第 2 の電気信号を入力され、第 2 の多値デジタル信号に変換する A D 変換器と、入力された前記第 2 の多値デジタル信号を、前記第 2 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第 2 の遅延回路と、前記第 2 の遅延回路により遅延された前記第 2 の多値デジタル信号を復号して、第 2 の情報信号を出力する多値復号回路と、を有する。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 0 】

本発明により、光多値変調信号を符号化する場合と、復号する場合の両方に適用可能な技術により波形劣化の影響を抑制した補正手法光送受信器、光送信集積回路及び光受信集積回路が提供される。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 1 】

【 図 1 】 本発明の実施形態に係る光送受信器の上面図である。

【 図 2 】 本発明の実施形態に係る光受信器の機能ブロック図である。

【 図 3 】 第 2 の遅延回路による光信号の遅延例である。

【 図 4 】 第 2 の遅延回路による遅延がされない場合の光信号の受信例である。

【 図 5 】 本発明の実施形態に係る光受信器による光信号の受信例である。

【 図 6 】 本発明の実施形態に係る第 2 の遅延回路の機能ブロック図である。

【 図 7 】 応答波形ルックアップテーブルに収容される応答波形の第 1 の例である。

【 図 8 】 応答波形ルックアップテーブルに収容される応答波形の第 2 の例である。

【 図 9 】 応答波形ルックアップテーブルに収容される応答波形の第 3 の例である。

【 図 1 0 】 半導体レーザの緩和振動周波数に基づき決定された遅延量の例である。

【 図 1 1 】 光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示す図である。

【 図 1 2 】 本発明の実施形態の変形例に係る第 2 の遅延回路の機能ブロック図である。

【 図 1 3 】 本発明の実施形態の変形例に係る光受信器の機能ブロック図である。

【 図 1 4 】 本発明の実施形態に係る光送信器の機能ブロック図である。

【 図 1 5 】 光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示す図である。

【 図 1 6 】 本発明の実施形態の変形例に係る光送信器の機能ブロック図である。

【 図 1 7 】 本発明の実施形態の変形例に係る第 1 の遅延回路の機能ブロック図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 2 】

以下に、図面に基づき、本発明の実施形態を具体的かつ詳細に説明する。なお、実施形態を説明するための全図において、同一の機能を有する部材には同一の符号を付し、その繰り返しの説明は省略する。なお、以下に示す図は、あくまで、実施形態の実施例を説明するものであって、図の大きさと本実施例記載の縮尺は必ずしも一致するものではない。

【 0 0 2 3 】

図 1 は、本発明の実施形態に係る光送受信器 1 0 の上面図である。光送受信器 1 0 は、光送信器 1 0 0 と、光受信器 1 2 0 と、光ファイバ 1 1 0 と、を備える。光送信器 1 0 0 は、外部から第 1 の情報信号の入力を受け、第 1 の電気信号を出力する光送信集積回路 1 0 1 と、第 1 の電気信号に応じて、光強度が変調された光信号を出力する半導体レーザ 1 0 8 と、を含む。光受信器 1 2 0 は、光信号を受光して第 2 の電気信号を出力する光検出回路 1 2 2 と、第 2 の電気信号を復号して第 2 の情報信号を外部に出力する光受信集積回路 1 2 1 と、を含む。光ファイバ 1 1 0 は、光信号の伝送路であり、光送受信器 1 0 の外部に接続される。

【 0 0 2 4 】

本実施形態に係る光送受信器 1 0 は、光送信器 1 0 0 に含まれ、入力された第 1 の多値デジタル信号を、第 1 の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第

10

20

30

40

50

1の遅延回路130、及び光受信器120に含まれ、入力された第2の多値デジタル信号を、第2の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第2の遅延回路131の少なくともいずれか一方を備える。以下の説明では、はじめに、光受信器120が第2の遅延回路131を有する場合について詳細に説明する。後に、光送信器100が第1の遅延回路130を有する場合について詳細に説明する。以下に説明するように、第1の遅延回路130と第2の遅延回路131は同様の構成を有し、本発明の技術思想は、光信号を符号化する場合（光送信器100に第1の遅延回路130を設ける場合）と、光信号を復号する場合（光受信器120に第2の遅延回路131を設ける場合）の両方に適用可能である。

【0025】

図2は、本発明の実施形態に係る光受信器120の機能ブロック図である。光受信器120は、光ファイバ110により伝送される光信号を受光して第2の電気信号を出力する光検出回路122と、光信号を受光した光検出回路122から第2の電気信号を入力される光受信集積回路121と、を有する。光受信集積回路121は、第2の電気信号を第2の多値デジタル信号に変換するAD(Analog to Digital)変換器123と、入力された第2の多値デジタル信号を、第2の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第2の遅延回路131と、第2の多値デジタル信号を復号して、第2の情報信号を出力する多値復号回路125と、を有する。また、光受信集積回路121は、受信側線形等化回路124を有する。受信側線形等化回路124には、第2の遅延回路131により遅延された第2の多値デジタル信号が入力され、光検出回路122等の高周波部品に起因する線形劣化を補正して多値復号回路125に出力する。

【0026】

図3は、第2の遅延回路131による光信号の遅延例である。同図の縦軸は光信号の強度を示しており、L0が4値の光信号の最低レベルを表し、L3が4値の光信号の最高レベルを表している。また、同図の横軸は時間を表している。第2の遅延回路131は、入力された第2のデジタル信号を、第2のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させる。同図では、4値の光信号のピーク位置のずれを破線で示している。

【0027】

同図に示す例では、波形の遅延量を-10%~+10%としている。同図に示す例では、光信号の強度がL0からL3へ大きくなるに従って、遅延量が線形に大きくなるように遅延量を設定している。なお、波形の形状は光検出回路122等の特性によって変化する場合があり、その場合には遅延量を適宜変更することとしてよい。

【0028】

図4は、第2の遅延回路131による遅延がされない場合の光信号の受信例である。また、図5は、本発明の実施形態に係る光受信器120による光信号の受信例である。図4及び図5では、消光比が10.8dBである光信号のアイパターンを左側に示し、右側に波形中心時刻におけるヒストグラムを示している。図4に示すように、第2の遅延回路131による遅延がされない場合、アイパターンに大きな波形歪が生じ、波形中心時刻のヒストグラムにおいても4つの光信号レベルの分離が曖昧となっている。これに対して、図5に示すように、本発明の実施形態に係る光受信器120により受信された光信号のアイパターンは、上下3つのアイ開口のタイミングがほぼ揃い、開口度がほぼ均等であり、波形中心時刻のヒストグラムにおいても4つの光信号レベルが良好に分離できている。

【0029】

図6は、本発明の実施形態に係る第2の遅延回路131の機能ブロック図である。第2の遅延回路131は、量子化回路132と、第2の応答波形出力部133と、第2の遅延加算回路136と、を有する。第2の応答波形出力部133は、入力される第2のデジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する。第2の遅延加算回路136は、第2の応答波形出力部133から連続して出力された複数の第2の応答波形を、逐次遅延加算する。

【0030】

10

20

30

40

50

量子化回路 132 は、第 2 の多値デジタル信号 X_n (n : サンプル番号) の振幅レベルを N 値 (本例では $-N/2 \sim N/2 - 1$ の N 個の整数値) に量子化し、信号 X'_n を出力する。信号 X'_n は、第 2 の応答波形出力部 133 に入力される。第 2 の応答波形出力部 133 は、応答波形ルックアップテーブル 134 を有する。応答波形ルックアップテーブル 134 には、それぞれ長さ M サンプルである N 個の応答波形 ($y(i, j)$ 、 $i = 1 \sim N$ 、 $j = 1 \sim M$) が記憶されており、第 2 の応答波形出力部 133 は、信号 X'_n の値に応じて長さ M サンプルの第 2 の応答波形 $y(X'_n, j)$ ($j = 1 \sim M$) を出力する。第 2 の応答波形は、第 2 の遅延加算回路 136 に入力され、その内部に記憶された過去 M サンプル分の逐次加算波形 $u(j)$ ($j = 1 \sim M$) に逐次加算される。逐次加算波形 $u(j)$ は順次右シフトされ、右端成分が出力信号 Z_n として出力される。すなわち、第 2 の遅延加算回路 136 は、 $j = 1$ について $u(1) = 0$ 、 $j = 1 \sim M - 1$ について $u(j + 1) = u(j) + y(X'_n, j)$ 、 $j = M$ について $Z_n = u(M) + y(X'_n, M)$ と演算する。

10

【0031】

なお、量子化回路 132 による量子化レベル N は、小さい値とすることで応答波形ルックアップテーブル 134 のインデックス数を削減し、記憶容量や回路規模を縮小することができるが、その一方で波形補正精度が十分に高められないおそれがあるため、量子化レベル N の値は両者のトレードオフによって適切な値に設計されるべきものである。量子化回路 132 は、第 2 の多値デジタル信号の振幅情報の下位ビットの切り捨てによっても実現可能であり、量子化回路 132 を省略することも可能である。

20

【0032】

第 2 の遅延回路 131 により、入力された第 2 のデジタル信号 X_n を、第 2 のデジタル信号 X_n の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させる場合、応答波形ルックアップテーブル 134 には、 $y(i) = \text{IDFT}[i \times \exp(-1 \times 2^{-i} T)]$ を M 個に時間サンプリングした波形を収容すればよい。ここで、IDFT は離散逆フーリエ変換を表し、 -1 は虚数単位である。このようにして得られる波形の遅延量は、最大振幅値で $NT/2 - 1$ 、最小振幅値で $-NT/2$ となる。

【0033】

図 7 は、応答波形ルックアップテーブル 134 に収容される応答波形の第 1 の例である。図 8 は、応答波形ルックアップテーブル 134 に収容される応答波形の第 2 の例である。図 9 は、応答波形ルックアップテーブル 134 に収容される応答波形の第 3 の例である。図 7 ~ 9 に示す応答波形の例は、長さが 11 サンプル ($j = 1 \sim 11$) であり、量子化レベル N は 128 ($i = -64 \sim 63$) である。図 7 では、振幅レベルが大きい場合 ($i = 49$) に出力される応答波形の例を示し、図 8 では、振幅レベルがやや大きい場合 ($i = 39$) に出力される応答波形の例を示し、図 9 では、振幅レベルが中間程度である場合 ($i = 1$) に出力される応答波形の例を示している。図示しないが、振幅レベルが小さい場合 ($i = -49$) に出力される応答波形は、図 7 に示す波形を $j = 6$ を中心に反転したものであり、振幅レベルがやや小さい場合 ($i = -39$) に出力される応答波形は、図 8 に示す波形を $j = 6$ を中心に反転したものである。

30

【0034】

図 9 に示すように、振幅レベルが中間程度である場合 ($i = 1$) に出力される応答波形は、高さ 1 のインパルス応答波形に近いものであり、遅延量がほぼ 0 である。一方、図 7 及び 8 に示すように、振幅レベルが大きい場合 ($i = 49$) に出力される応答波形と、振幅レベルがやや大きい場合 ($i = 39$) に出力される応答波形は、振幅レベルに比例した遅延量となるよう歪みを加えられたインパルス応答波形となっている。

40

【0035】

なお本実施形態では、第 2 の多値デジタル信号 X_n の振幅レベルを、0 を中心値として $-N/2 \sim N/2 - 1$ の値域にあるものとしたが、中心値及び値域は任意の値として構わない。遅延量についても、振幅レベルが 0 のときにほぼ 0 となるように選んだが、任意の固定値を遅延量に加えてもよい。また、応答波形ルックアップテーブル 134 に収容され

50

る応答波形は、デルタ関数とその遅延に限るものではなく、任意の形状の応答関数とその遅延を利用することが可能である。例えば、光送受信器 10 の部品の応答関数の逆関数を利用することによって、周波数特性の補正効果を併せもたせることもできる。

【 0036 】

図 10 は、半導体レーザの緩和振動周波数に基づき決定された遅延量の例である。同図の縦軸は遅延量を示し、横軸は半導体レーザの変調電流値 I を示す。第 2 の遅延回路 131 により、入力された第 2 のデジタル信号 X_n を、第 2 のデジタル信号 X_n の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させる場合、同図に示す遅延量を採用することができる。この場合、第 2 の遅延回路 131 は、入力された第 2 のデジタル信号 X_n を、第 2 のデジタル信号 X_n の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させる。

10

【 0037 】

半導体レーザを直接変調する場合の応答速度は、レーザの変調電流値 I に依存して非線形に変化する。半導体レーザの応答遅延 T は、半導体レーザの緩和振動周波数 F_r の逆数を用いて、 $T = 1 / F_r = C / (I / I_{th} - 1)$ と近似的に表される。ここで、 C は遅延定数であり、 I はレーザ変調電流であり、 I_{th} はレーザ閾値電流である。第 2 の遅延回路 131 により、入力された第 2 のデジタル信号 X_n を、第 2 のデジタル信号 X_n の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させる場合、応答波形ルックアップテーブル 134 には、図 10 に示す遅延量のインパルス応答関数を収容すればよい。すなわち、バイアス電流 $I_b = 40 \text{ mA}$ 、変調電流の振幅が $\pm 25 \text{ mA}$ の場合、最低振幅レベル L_0 では遅延量を 0 とし、最高振幅レベル L_3 では遅延量を -1.0 程度とする。

20

【 0038 】

図 11 は、光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示す図である。同図の縦軸には、ビット誤り率の対数値を示し、横軸には受光した光信号の平均受信強度を示している。消光劣化により送信波形が劣化した場合、平均受信強度を増大してもビット誤り率が一定値以下に下がらないエラーフロアという現象が生じることが知られている。エラーフロアの誤り率が高く、受信器内の誤り訂正回路の訂正閾値を上回ると、誤り訂正が不可能となり、信号伝送ができなくなる。このような誤り訂正回路の訂正閾値としては、例えば高速伝送の次世代規格の代表である IEEE の 400 ギガイーサ標準規格では 2×10^{-4} とされている。

30

【 0039 】

同図では、黒塗り四角のプロット点により、特に補正を行わない場合（第 2 の遅延回路 131 による遅延がされない場合）の光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示している。第 2 の遅延回路 131 による遅延がされない場合、平均受信強度が $-3 \sim -8 \text{ dBm}$ である場合、ビット誤り率は 10^{-3} 程度であり、平均受信強度が $-9 \sim -12 \text{ dBm}$ と大きくなるに従って、ビット誤り率は 8×10^{-3} 程度に悪化している。

【 0040 】

図 11 では、比較例として、Volterra 非線形適応等化器により受信波形を補正した場合の例を、白抜き三角のプロット点で示している。比較例では、平均受信強度が $-3 \sim -10 \text{ dBm}$ である場合、ビット誤り率が $4 \times 10^{-3} \sim 10^{-4}$ 程度に改善している。

40

【 0041 】

図 11 では、本実施形態に係る光受信器 120 により受信された光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を、第 2 のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させた場合のうち遅延量が 10% である例を十字のプロット点で示し、遅延量が 17.5% である例をクロスマークのプロット点により示している。また、第 2 のデジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させ、第 2 のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させた例を白抜き丸のプロット点で示している。

【 0042 】

50

第2のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量を10%として遅延させた場合(図中の十字のプロット点の場合)、平均受信強度が-3~-10dBmのときに、ビット誤り率が $8 \times 10^{-4} \sim 3 \times 10^{-4}$ 程度に改善している。また、第2のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量を17.5%として遅延させた場合(図中のクロスマークのプロット点の場合)、平均受信強度が-3~-10dBmのときに、ビット誤り率が $3 \times 10^{-4} \sim 9 \times 10^{-5}$ 程度に改善している。同図に示されているように、本実施形態に係る光受信器120によれば、第2の遅延回路131による遅延がされることで、第2の遅延回路131による遅延がされない場合と比較して、ビット誤り率が1桁程度改善する。また、第2のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量を適切に選択することで、大規模な補正回路を要するVolterra非線形適応等化器を用いた場合よりも良好なビット誤り率を得ることができる。またエラーフロアもおよそ 9×10^{-5} となり、前述の誤り訂正閾値を下回り正常な情報伝送が実現できる。

10

【0043】

第2のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させた場合、平均受信強度が-3~-10dBmのときに、ビット誤り率が $10^{-4} \sim 2 \times 10^{-5}$ 程度に改善している。本実施形態に係る光受信器120によれば、第2の遅延回路131によって半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延がされることで、第2の遅延回路131による遅延がされない場合と比較して、ビット誤り率が2桁以上改善する。また、大規模な補正回路を要するVolterra非線形適応等化器を用いた場合と比較しても、ビット誤り率が1/4程度にまで改善する。

20

【0044】

本実施形態に係る第2の遅延回路131は、半導体レーザの直接変調に起因する非線形な波形歪のうち位相方向の遅延のみをデジタル的に補正するものであり、Volterra非線形適応等化器等の従来例と比較して、収束性や安定性の問題が生じないより簡素で安価な回路構成で、より演算負荷が軽く、高精度な波形補正を行うことができる。

【0045】

なお、本実施形態では、光強度多値信号としてPAM(Pulse-Amplitude Modulation)4信号の場合を示したが、多値変調の種類や符号化方法は異なってもよい。例えば、8値(PAM8)や16値(PAM16)などの高次のPAM信号や、前後の多値シンボルとの符号間干渉を許容したパーシャルレスポンス型の強度多値信号、トレリス符号化を組み合わせた高次の光強度多値信号等を採用してもよい。本実施形態に係る第2の遅延回路131は、光信号の振幅レベルに応じた波形遅延を行うものであり、多値信号の種類を問わず適用可能だからである。また、多値信号の一種として、帯域の狭いナイキストフィルタを用いて、多値信号の狭帯域化を図るナイキスト多値変調を採用してもよい。ナイキスト多値変調は、シンボル境界付近で多値信号の上下に大きな振幅のピーキングをもつという特徴があるが、波形のピーキングを含めて実際の変調電流に対応した波形遅延が加えられるようにすれば、他の多値信号と同様に本実施形態に係る第2の遅延回路131によって扱うことができる。ナイキスト多値変調と同様のピーキングをもつサブキャリア変調や、その一種であるDMT(Discrete Multi Tone)変調などについても同様である。

30

40

【0046】

図12は、本発明の実施形態の変形例に係る第2の遅延回路131の機能ブロック図である。変形例に係る第2の遅延回路131は、図6に示す第2の遅延回路131と比較して、アップサンプリング回路140と、振幅セクタ回路141と、個別遅延回路142と、加算回路143と、ダウンサンプリング回路144と、を有する点で異なる。変形例に係る第2の遅延回路131は、図6に示す第2の遅延回路131と比較して、量子化回路132を有する点で同様の構成を有する。

【0047】

量子化回路132は、第2の多値デジタル信号 X_n (n :サンプル番号)の振幅レベルを N 値(本例では $-N/2 \sim N/2 - 1$ の N 個の整数値)に量子化し、信号 X'_n をアッ

50

プサンプリング回路140に出力する。アップサンプリング回路140は、サンプル間に一定数のゼロ信号を挿入し、波形の時間分解能を高めて、信号 X'_{n} を振幅セクタ回路141に出力する。振幅セクタ回路141は、 N 値の信号 X'_{n} の振幅値(本例では $0 \sim N-1$)に応じて、入力信号 X'_{n} を個別遅延回路142に出力する。個別遅延回路142は、入力信号の振幅レベルに応じた遅延量を与えて、加算回路143に出力する。加算回路143は、個別遅延回路142により遅延された信号を加算して、ダウンスampling回路144に信号 Z'_{n} を出力する。ダウンスampling回路144は、信号 Z'_{n} を元のサンプリング速度の波形に戻して、信号 Z_n を出力する。

【0048】

個別遅延回路142は、入力された信号を、信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させてもよいし、入力された信号を、信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させてもよい。また、個別遅延回路142は、入力された信号を、信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させてもよい。このような構成を採用する場合であっても、図11に示す良好な平均受信強度とビット誤り率の関係を得ることができる。

【0049】

変形例に係る個別遅延回路142は、単純なデータ遅延のみを行う回路であり、シフトレジスタ等の簡易な回路で実装可能である利点がある。アップサンプリング回路140によって処理すべきデータ量は、量子化レベル N に応じて増大するものの、ほとんどはゼロ値であるため、非ゼロサンプル値についてのみ処理を行うことによって実質的な回路規模の増加はない。

【0050】

図13は、本発明の実施形態の変形例に係る光受信器120の機能ブロック図である。変形例に係る光受信器120は、図2に示す光受信器120の構成に加えて、誤り率検出部128と、遅延量修正部129と、を有する。誤り率検出部128は、多値復号回路125から出力された第2の情報信号の誤り率を検出する。遅延量修正部129は、誤り率検出部128により検出された誤り率に基づいて、第2の遅延回路131の遅延量を修正する。誤り率検出部128は、受信側線形等化回路124から出力された第2の多値デジタル信号の波形誤差を検出してよい。

【0051】

遅延量修正部129は、誤り率検出部128で検出される誤り率が小さくなるように、第2の遅延回路131の遅延量を修正する。遅延量修正部129は、応答波形ルックアップテーブル134の応答波形を修正したり、個別遅延回路142の遅延量を修正したりすることで、第2の遅延回路131の遅延量を修正する。誤り率検出部128及び遅延量修正部129を有することで、常に最適の遅延量が設定され、誤り率が小さく保たれる。

【0052】

図14は、本発明の実施形態に係る光送信器100の機能ブロック図である。光送信器100は、入力された第1の情報信号に応じて、第1の電気信号を出力する光送信集積回路101と、レーザ電流駆動回路105と、バイアス電流加算回路106と、バイアス電流源107と、光強度が変調された光信号を光ファイバ110に出力する半導体レーザ108と、備える。レーザ電流駆動回路105は、光送信集積回路101から出力される第1の電気信号に基づいて、変調電流を出力する。バイアス電流加算回路106は、バイアス電流源107から出力されるバイアス電流を変調電流に加算する。バイアス電流は、例えば40mAであり、変調電流は ± 25 mAとしてよい。

【0053】

光送信集積回路101は、入力された第1の情報信号に応じて、第1の多値デジタル信号を出力する多値符号化回路102と、入力された第1の多値デジタル信号を、第1の多値デジタル信号の振幅レベルに応じた遅延量だけ遅延させる第1の遅延回路130と、第1の遅延回路130により遅延された第1の多値デジタル信号を第1の電気信号に変換するDA(Digital to Analog)変換器104と、を有する。また、光送

10

20

30

40

50

信集積回路101は、送信側線形等化回路103を有する。送信側線形等化回路103は、第1の遅延回路130により遅延された第1の多値デジタル信号について、高周波部に起因する線形劣化を補正し、DA変換器104に出力する。

【0054】

第1の遅延回路130の構成として、図6に示した第2の遅延回路131の構成をそのまま適用できる。すなわち、第1の遅延回路130は、入力される第1のデジタル信号の振幅レベルに応じた波形で応答波形を出力する第1の応答波形出力部（図6の第2の応答波形出力部133に相当）と、第1の応答波形出力部から連続して出力された複数の第1の応答波形を、逐次遅延加算する第1の遅延加算回路（図6の第2の遅延加算回路136に相当）と、を有してよい。また、第1の遅延回路130の他の構成として、図12に示した変形例に係る第2の遅延回路131の構成をそのまま適用することとしてもよい。

10

【0055】

第1の遅延回路130において、入力信号 X_n は第1の多値デジタル信号であり、出力信号 Z_n は送信側線形等化回路103に入力される。第1の遅延回路130は、入力された第1のデジタル信号を、第1のデジタル信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させることとしてよい。また、第1の遅延回路130は、入力された第1のデジタル信号を、第1のデジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させてもよく、入力された第1のデジタル信号を、第1のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザ108の緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させてもよい。

【0056】

本実施形態に係る光送信集積回路101は、第1の遅延回路130を有することで、第2の遅延回路131を有する光受信集積回路121と比較して、入力信号 X_n のレベル数が大きく削減されるため、回路規模を小さくすることができる。PAM4信号のレベル数は、1サンプル/シンボルの信号処理の場合には4であり、2サンプル/シンボルの場合には7であるため、応答波形ルックアップテーブル134のメモリ数を4又は7に削減することができる（入力信号の振幅レベルを $N=4$ 又は7にできる）。これにより、光送信集積回路101に含まれる応答波形ルックアップテーブル134の回路規模は、光受信集積回路121の場合と比較して $1/10 \sim 1/100$ となり、回路規模と消費電力を低減することができる。また、光送信集積回路101では、第1の遅延回路130が半導体レーザ108に近接して配置されるため、個々のレーザの特性や消光比などの特性に合わせて、第1の遅延回路130についてより正確な遅延特性を設定することも可能となり、補正精度の向上により、損失耐力の向上や伝送距離の延長が行える。

20

30

【0057】

図15は、光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示す図である。同図の縦軸には、ビット誤り率の対数値を示し、横軸には光信号の平均受信強度を示している。同図では、黒塗り四角のプロット点により、特に補正を行わない場合（第1の遅延回路130による遅延がされない場合）の光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を示している。第1の遅延回路130による遅延がされない場合、平均受信強度が $-3 \sim -8$ dBmである場合、ビット誤り率は $1 \times 10^{-3} \sim 3 \times 10^{-3}$ 程度に悪化している。

【0058】

図15では、比較例として、Volterra非線形適応等化器により光受信器側で受信波形を補正した場合の例を、白抜き三角のプロット点で示している。比較例では、平均受信強度が $-3 \sim -10$ dBmである場合、ビット誤り率が $4 \times 10^{-3} \sim 10^{-4}$ 程度に改善している。

40

【0059】

図15では、本実施形態に係る光送信器100により送信された光信号のビット誤り率と平均受信強度の関係を、第2のデジタル信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させ、第2のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザ108の緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させた例を白抜きの丸のプロット点で示している。

50

【 0 0 6 0 】

第1のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザ108の緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させた場合（図中の白抜きの丸のプロット点の場合）、平均受信強度が $-3 \sim -10$ dBmのときに、ビット誤り率が $4 \times 10^{-4} \sim 10^{-5}$ 程度に改善している。本実施形態に係る光受信器120によれば、第1の遅延回路130によって半導体レーザ108の緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延がされることで、第1の遅延回路130による遅延がされない場合と比較して、ビット誤り率が2桁以上改善する。また、大規模な補正回路を要するVolterra非線形適応等化器を用いた場合と比較しても、ビット誤り率が $1/4$ 程度に改善する。また、第1のデジタル信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザ108の緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させた場合のエラーフロアは、 1×10^{-5} 程度であり、前述の誤り訂正閾値を十分下回り、正常な情報伝送が実現できる。

10

【 0 0 6 1 】

本実施形態に係る第1の遅延回路130は、半導体レーザ108の直接変調に起因する非線形な波形歪のうち位相方向の遅延のみをデジタル的に補正するものであり、Volterra非線形適応等化器等の従来例と比較して、収束性や安定性の問題が生じないより簡素で安価な回路構成で、より演算負荷が軽く、高精度な波形補正を行うことができる。また、本実施形態に係る第1の遅延回路130は、光送信器100に設けられるものであり、Volterra非線形適応等化器のように光受信器のみに適用可能なものではない。

20

【 0 0 6 2 】

図16は、本発明の実施形態の変形例に係る光送信器100の機能ブロック図である。変形例に係る光送信器100は、図14に示す光送信器100の構成に加えて、半導体レーザ108の変調条件を設定する変調条件設定部112と、変調条件に基づいて、第1の遅延回路130の遅延量を修正する遅延量修正部113と、をさらに有する。

【 0 0 6 3 】

半導体レーザ108の変調条件を変更すると、光信号の波形が変化するため、遅延量修正部113は、半導体レーザ108の変調条件に基づいて、常に精密な波形補正を行うように調整する。半導体レーザ108の変調条件は、バイアス電流値と、変調振幅により定められ、遅延量修正部113は、これらに加えて半導体レーザ108の閾値電流や消光比等のパラメータを利用してもよい。また、半導体レーザ108の温度による緩和振動周波数の変化を考慮して、半導体レーザ108のチップ温度に基づいて、第1の遅延回路130の遅延量を修正してもよい。

30

【 0 0 6 4 】

図17は、本発明の実施形態の変形例に係る第1の遅延回路130の機能ブロック図である。変形例に係る第1の遅延回路130は、量子化回路132と、アップサンプリング回路140と、振幅セクタ回路141と、個別遅延回路142と、加算回路143と、ダウンサンプリング回路144と、を有し、個別遅延回路142に遅延量修正部113からの信号が入力される。

【 0 0 6 5 】

量子化回路132は、第1の多値デジタル信号 X_n （ n ：サンプル番号）の振幅レベルを N 値（本例では $-N/2 \sim N/2 - 1$ の N 個の整数値）に量子化し、信号 X'_n をアップサンプリング回路140に出力する。アップサンプリング回路140は、サンプル間に一定数のゼロ信号を挿入し、波形の時間分解能を高めて、信号 X''_n を振幅セクタ回路141に出力する。振幅セクタ回路141は、 N 値の信号 X''_n の振幅値（本例では $0 \sim N - 1$ ）に応じて、入力信号 X''_n を個別遅延回路142に出力する。個別遅延回路142は、入力信号の振幅レベルに応じた遅延量を与えて、加算回路143に出力する。加算回路143は、個別遅延回路142により遅延された信号を加算して、ダウンサンプリング回路144に信号 Z'_n を出力する。ダウンサンプリング回路144は、信号 Z'_n を元のサンプリング速度の波形に戻して、信号 Z_n を出力する。

40

【 0 0 6 6 】

50

個別遅延回路 142 は、入力された信号を、信号の振幅レベルに線形に依存する遅延量だけ遅延させてもよいし、入力された信号を、信号の振幅レベルに非線形に依存する遅延量だけ遅延させてもよい。また、個別遅延回路 142 は、入力された信号を、信号の振幅レベルに応じて、半導体レーザの緩和振動周波数の逆数に比例する遅延量だけ遅延させてもよい。また、個別遅延回路 142 は、遅延量修正部 113 から入力される信号に基づいて、遅延量を修正する。

【0067】

変形例の個別遅延回路 142 は、単純なデータ遅延のみを行う回路であり、シフトレジスタ等の簡易な回路で実装可能である利点がある。アップサンプリング回路 140 によって処理すべきデータ量は量子化レベル N に応じて増大するものの、ほとんどはゼロ値であるため、非ゼロサンプル値についてのみ処理を行うことによって実質的な回路規模の増加はない。また、遅延量修正部 113 によって常に遅延量が最適に保たれ、光信号の誤り率が小さく保たれる。

10

【0068】

以上、本発明に係る実施形態について説明したが、この実施形態に示した具体的な構成は一例として示したものであり、本発明の技術的範囲をこれに限定することは意図されていない。例えば、本実施形態では、強度変調された光信号を電気信号に変換する光検出回路 122 を例示した。光検出回路 122 としては、他の方式のものを採用することも可能であり、例えば、半導体や希土類添加光ファイバ型の光増幅器を光検出回路 122 の前に配置した前置光増幅型光受信機、APD (Avalanche Photodiode) を用いた光増倍型光受信器、光遅延干渉を用いた光遅延検波型受信器、受信器内部に局発レーザを配置するコヒーレント光受信器等を採用することもできる。

20

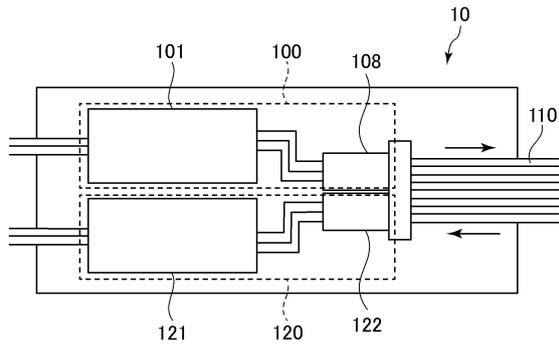
【符号の説明】

【0069】

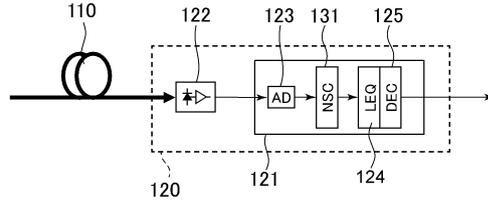
10 光送受信器、100 光送信器、101 光送信集積回路、102 多値符号化回路、103 送信側線形等化回路、104 DA変換器、105 レーザ電流駆動回路、106 バイアス電流加算回路、107 バイアス電流源、108 半導体レーザ、110 光ファイバ、112 変調条件設定部、113 遅延量修正部、120 光受信器、121 光受信集積回路、122 光検出回路、123 AD変換器、124 受信側線形等化回路、125 多値復号回路、128 誤り率検出部、129 遅延量修正部、130 第1の遅延回路、131 第2の遅延回路、132 量子化回路、133 第2の応答波形出力部、134 応答波形ルックアップテーブル、135 第2の応答波形、136 第2の遅延加算回路、140 アップサンプリング回路、141 振幅セレクタ回路、142 個別遅延回路、143 加算回路、144 ダウンサンプリング回路。

30

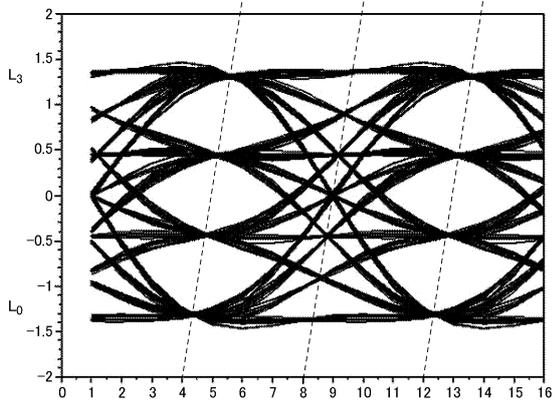
【 図 1 】



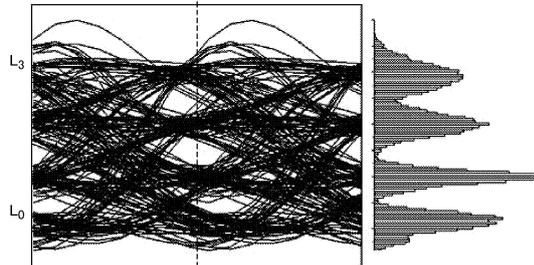
【 図 2 】



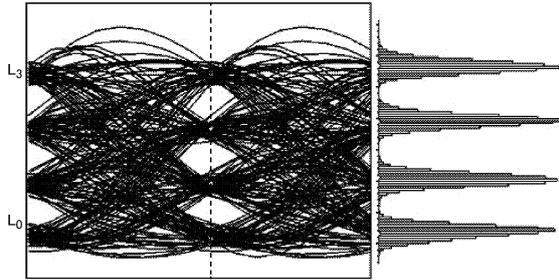
【 図 3 】



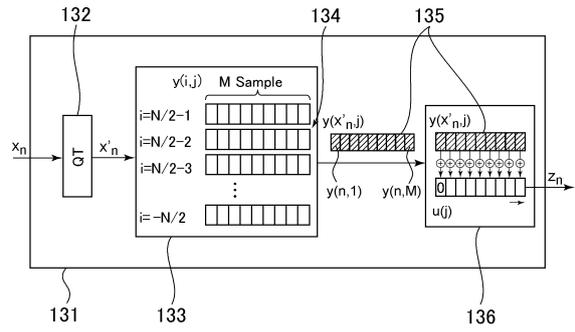
【 図 4 】



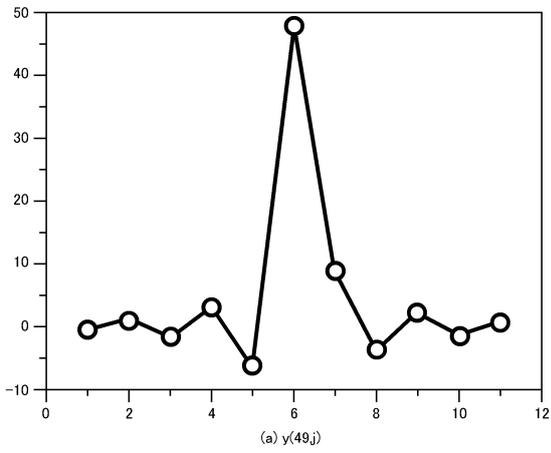
【 図 5 】



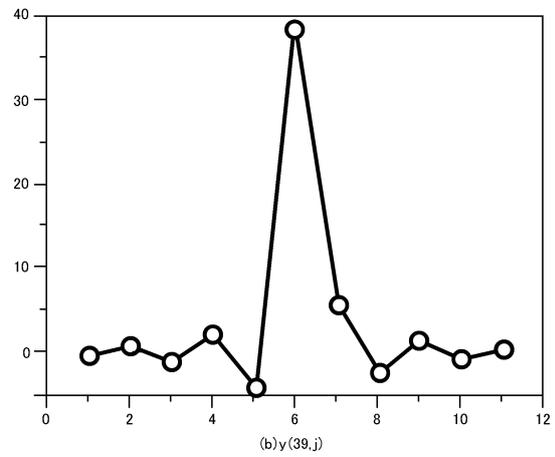
【 図 6 】



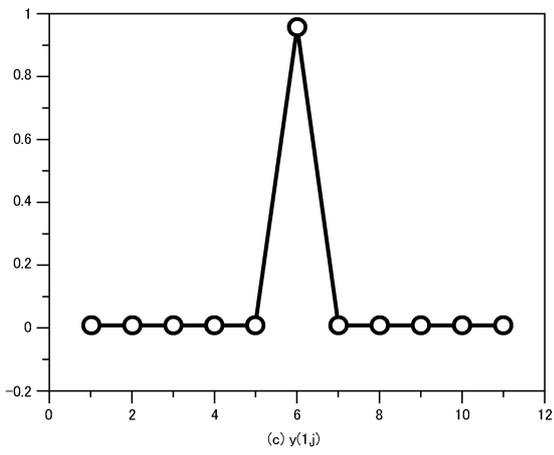
【 図 7 】



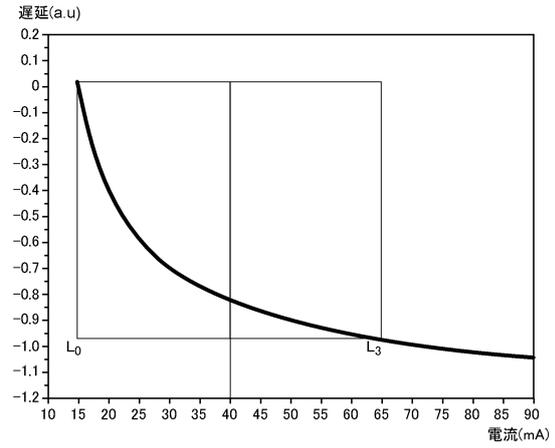
【 図 8 】



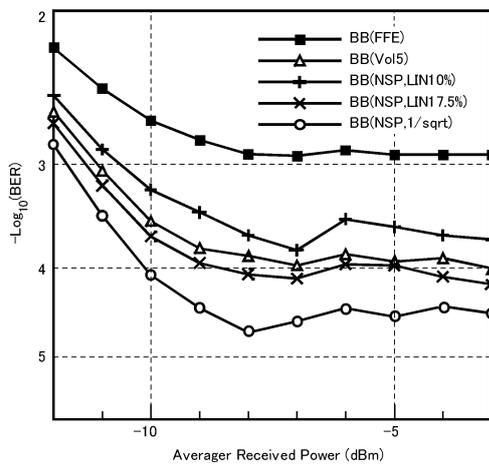
【図9】



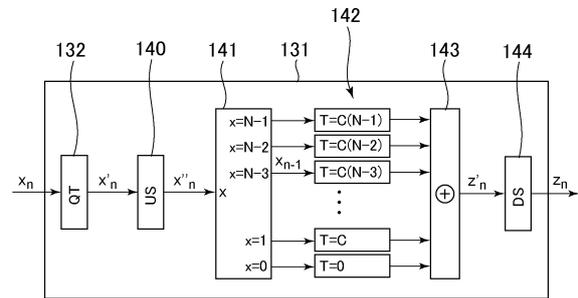
【図10】



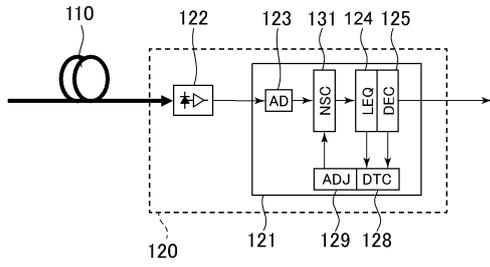
【図11】



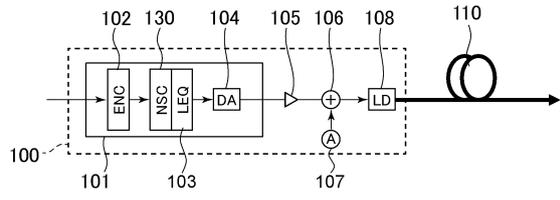
【図12】



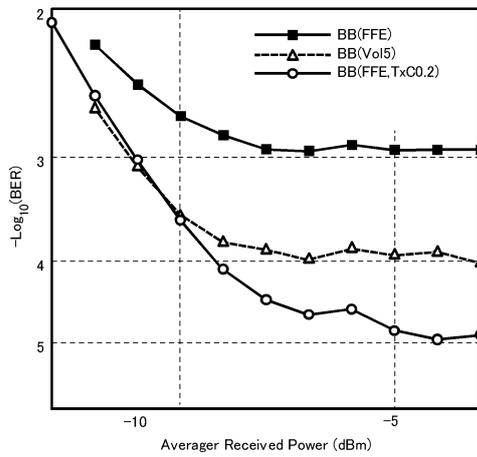
【 図 1 3 】



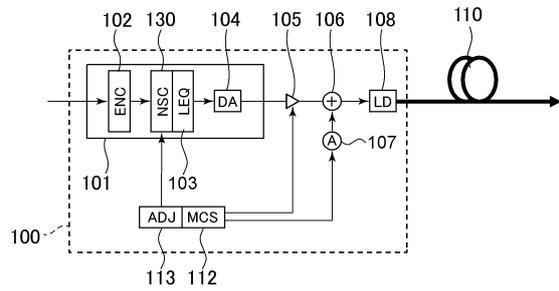
【 図 1 4 】



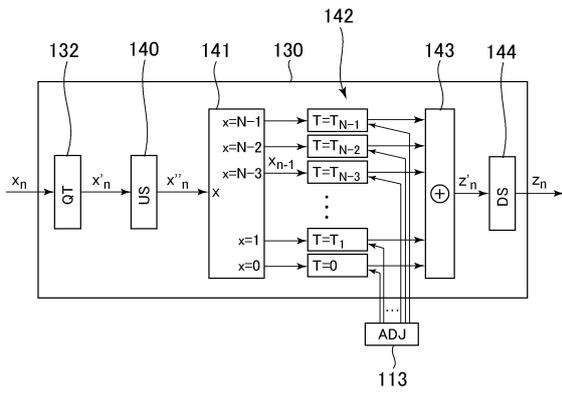
【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



【 図 17 】



フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許出願公開第2015/0222366 (US, A1)

特開2015-146535 (JP, A)

特開2016-122910 (JP, A)

特開2004-172237 (JP, A)

特開平8-251114 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 10/54

H04B 10/69

H04L 25/03

H04L 25/49