

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012年8月23日(23.08.2012)



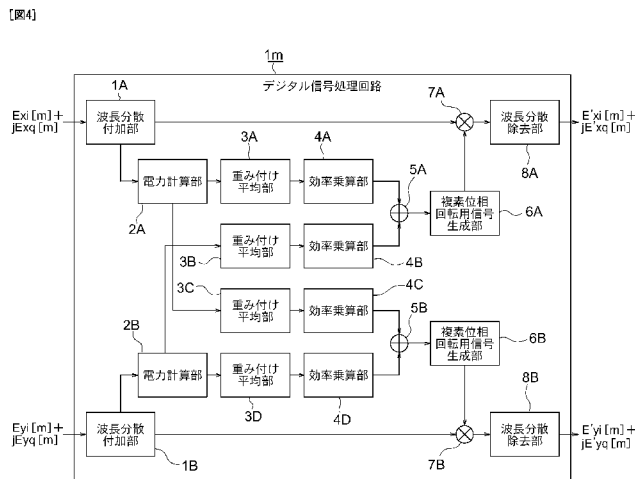
(10) 国際公開番号
WO 2012/111140 A1

- (51) 国際特許分類:
H04B 10/02 (2006.01) H04J 14/04 (2006.01)
H04B 10/18 (2006.01) H04J 14/06 (2006.01)
H04J 14/00 (2006.01) H04L 27/01 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/053499
- (22) 国際出願日: 2011年2月18日(18.02.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 吉田 剛(YOSHIDA, Tsuyoshi) [—/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 曾我 道治, 外(SOGA, Michiharu et al.); 〒1000005 東京都千代田区丸の内三丁目1番1号 国際ビルディング 8階 曾我特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告(条約第21条(3))

(54) Title: OPTICAL RECEIVER, NON-LINEAR EQUALISATION CIRCUIT, AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING CIRCUIT

(54) 発明の名称: 光受信器、非線形等化回路及びデジタル信号処理回路



- 1A, 1B Wavelength dispersion addition unit
- 1m Digital signal processing circuit
- 2A, 2B Electricity calculation unit
- 3A, 3B, 3C, 3D Weighted averaging unit
- 4A, 4B, 4C, 4D Performance multiplication unit
- 6A, 6B Unit for generating signal for complex phase rotation
- 8A, 8B Wavelength dispersion removing unit

(57) Abstract: An optical receiver is provided with at least a digital signal processing integrated-circuit. The digital signal processing integrated-circuit includes at least a non-linear equalisation circuit which applies non-linear equalisation digital signal processing to four digital signals. The non-linear equalisation circuit is formed from N rows ($N \geq 1$) of digital signal processing circuits, and, among the N rows of digital signal processing circuits, the m^{th} row has a first linear distortion addition unit which adds linear distortion to a complex digital signal sequence ($dx[m, i]$) being inputted, and a first linear distortion removal unit which removes waveform distortion present in the first linear distortion addition unit by adding waveform distortion to the complex digital signal to which complex phase rotation has been applied.

(57) 要約: 光受信器は、デジタル信号処理集積回路を少なくとも設けた。また、デジタル信号処理集積回路は、4つのデジタル信号に対して、非線形等化デジタル信号処理を適用する非線形等化回路を少なくとも含む。さらに、非線形等化回路は、N段($N \geq 1$)のデジタル信号処理回路で構成され、N段のデジタル信号処理回路のうち、m段目のデジタル信号処理回路は、入力する複素デジタル信号系列 $dx[m, i]$ に対し、線形歪みを付加する第1の線形歪み付加部と、複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して波形歪みを付加すること、第1の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第1の線形歪み除去部などを有する。

WO 2012/111140 A1

明 細 書

発明の名称：

光受信器、非線形等化回路及びデジタル信号処理回路

技術分野

[0001] この発明は、デジタルコヒーレント方式を用いた光伝送システムの光受信器、及び N ($N \geq 1$) 段のデジタル信号処理回路から構成される非線形等化回路に関するものである。

背景技術

[0002] 40 Gbit/s や 100 Gbit/s のような大容量光伝送のためには、光信号対雑音電力限界の克服や高密度波長多重化が課題である。光信号対雑音電力限界を克服する技術として、従来のオンオフキーイング (OOK : On-Off Keying) に対して、2 値位相偏移変調 (BPSK : Binary Phase-Shift Keying) や 4 値 PSK (QPSK : Quaternary Phase-Shift Keying) の利用が知られている。また、高密度波長多重化のために、直交する 2 つの偏波成分に独立の信号を割り当てる偏波多重によって、1 シンボル当たりの伝送ビット数を 2 倍に増やす方式や、QPSK や 16 値直交振幅変調 (16 QAM : 16 Quadrature Amplitude Modulation) のように、信号多重度を上げて、1 シンボル当たりの伝送ビット数を増やす方式が知られている。QPSK や 16 QAM は、光伝送システムの送信側の光送信器において、同位相軸 (I 軸 : In-Phase 軸) と、直交位相軸 (Q 軸 : Quadrature-Phase 軸) とに信号を割り当てて伝送する。

[0003] 光信号の検波方式としては、従来、二乗検波方式や遅延検波方式のような直接検波方式が利用されてきた。これらの方式では、光受信器に局部発振光源を持つことなく光信号の検波が可能であり、簡素かつ低コストで光受信器の実装が可能である。一方、光受信器に局部発振光源を持つ同期検波方式にデジタル信号処理を組み合わせる受信するデジタルコヒーレント方式が注目されている (例えば、非特許文献 1 参照)。

- [0004] このデジタルコヒーレント方式では、同期検波による線形な光電気変換と、デジタル信号処理による固定的、半固定的及び適応的な線形等化により、光受信器における安定な偏波多重信号の分離や、波形歪みの補償が可能となる。このため、光伝送路で生じる波長分散や偏波モード分散（PMD：Polarization-Mode Dispersion）等に起因する線形な波形歪みに対する優れた等化特性や優れた雑音耐力を実現できる。
- [0005] 図9は、多中継光伝送路の構成例と順方向伝搬の逐次計算方法の概念を示す図である。図9に示すように、光増幅器91が挿入された光ファイバ92中を高い光パワーで伝送する際には、ファイバ非線形光学効果が伝送品質に顕著な劣化をもたらす。光ファイバ中の伝搬は非線形シュレディンガー方程式により記述され、逐次計算法としてスプリット・ステップ・フーリエ法（SSFM：Split-Step Fourier Method）が用いられる。通常、SSFMでは、光伝送路を短区間（多中継システムの1中継区間より十分短い区間）に分割し、伝送損失や波長分散（CD）のような線形効果と、自己位相変調である非線形位相回転（NL）のような非線形効果とを交互に取り込む逐次計算を行う（図9参照）。
- [0006] ファイバ非線形光学効果による伝送品質劣化を等化する方法として、例えば、非特許文献2に示されるデジタル逆伝搬方式が検討されてきた。図10は、デジタル逆伝搬方式の概念を示す図である。このデジタル逆伝搬方式は、図10に示すように、伝送方向とは逆方向の伝搬計算をSSFMにより行うことにより、送信端での歪みのない光波形を得る方法である。デジタル逆伝搬方式におけるSSFMでは、信号処理にかかる負荷を考慮して、通常、高々、数区間／中継～10区間／中継で信号処理される。このとき、波長分割多重された他のチャネルからの非線形干渉成分を除去することが困難であるため、通常はチャネル内の非線形効果である自己位相変調である非線形位相回転による波形歪みを等化する（図10参照）。

先行技術文献

非特許文献

[0007] 非特許文献1 : Optical Internetworking Forum, "100G Ultra Long Haul DWD M Framework Document", <http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100G-DWDM-01.0.pdf>, June 2009.

非特許文献2 : T.Hoshida, "A question of diminishing returns?", ECOC (European Conference on Optical Communication)2010, Workshop 11,2010.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] しかしながら、上記の従来技術（非特許文献2）によれば、SSFMを伝送方向と逆方向に解くため、中継数に比例して回路規模が増大するという問題点があった。

[0009] この発明は、上述のような課題を解決するためになされたもので、デジタル逆伝搬方式よりも小さな回路規模と消費電力でファイバ非線形光学効果に起因する波形歪みを等化することができ、伝送品質を向上させることができる光受信器及び非線形等化回路を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] この発明に係る光受信器は、受信光信号と同一の中心波長で発振する光信号を生成する局部発振光源と、前記受信光信号と前記局部発振光源から出力される光信号とを混合する偏波ダイバーシチ型の光90度ハイブリッド回路と、前記光90度ハイブリッド回路から出力される4対の光信号を検波する4つのバランス型の光子検出器と、前記4つの光子検出器から出力される4つの電気信号をアナログデジタル変換する4つのアナログデジタル変換器と、前記4つのアナログデジタル変換器に接続されたデジタル信号処理集積回路とを設けた。

[0011] また、この発明に係る光受信器のデジタル信号処理集積回路は、4つのデジタル信号に対して、光伝送路の波長分散を補償する波長分散補償回路と、4つのデジタル信号に対して、非線形等化デジタル信号処理を適用する非線形等化回路と、4つのデジタル信号に対して、伝送路の偏波モード分散を補償し、偏波多重信号を分離する適応等化回路と、4つのデジタル信号に対し

$1] P_y [m, i - a + 1] + \dots + \alpha_y y [0] P_y [m, i] + \dots + \alpha_y y [b] P_y [m, i + b]$ を計算する第4の重み付け平均部と、前記重み付け平均電力 $P_{avg, xx} [m, i]$ に第1の効率 γ_{xx} を乗算して位相回転量 $\phi_{xx} [m, i] = \gamma_{xx} [m, i] P_{avg, xx} [m, i]$ を生成する第1の位相回転量生成部と、前記重み付け平均電力 $P_{avg, xy} [m, i]$ に第2の効率 γ_{xy} を乗算して位相回転量 $\phi_{xy} [m, i] = \gamma_{xy} [m, i] P_{avg, xy} [m, i]$ を生成する第2の位相回転量生成部と、前記重み付け平均電力 $P_{avg, yx} [m, i]$ に第3の効率 γ_{yx} を乗算して位相回転量 $\phi_{yx} [m, i] = \gamma_{yx} [m, i] P_{avg, yx} [m, i]$ を生成する第3の位相回転量生成部と、前記重み付け平均電力 $P_{avg, yy} [m, i]$ に第4の効率 γ_{yy} を乗算して位相回転量 $\phi_{yy} [m, i] = \gamma_{yy} [m, i] P_{avg, yy} [m, i]$ を生成する第4の位相回転量生成部と、前記位相回転量 $\phi_{xx} [m, i]$ と $\phi_{xy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_x [m, i] = \phi_{xx} [m, i] + \phi_{xy} [m, i]$ を計算する第1の加算部と、前記位相回転量 $\phi_{yx} [m, i]$ と $\phi_{yy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_y [m, i] = \phi_{yx} [m, i] + \phi_{yy} [m, i]$ を計算する第2の加算部と、前記複素位相回転量 $\phi_x [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ に変換する第1の複素位相回転用信号生成部と、前記複素位相回転量 $\phi_y [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ に変換する第2の複素位相回転用信号生成部と、線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第1の複素位相回転部と、線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第2の複素位相回転部と、前記第1の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, x} [m] (f)$ の逆関数 $H_{pre, x} [m]^{-1} (f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, x} [m]^* (f)$ を伝達関数 $H_{post, x} [$

$m]$ (f) として有する波形歪みを付加することで、前記第 1 の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第 1 の線形歪み除去部と、前記第 2 の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, y[m]}(f)$ の逆関数 $H_{pre, y[m]}^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, y[m]}^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, y[m]}(f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第 2 の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第 2 の線形歪み除去部とを有する。

発明の効果

- [0013] この発明に係る光受信器は、デジタル逆伝搬方式よりも小さな回路規模と消費電力でファイバ非線形光学効果に起因する波形歪みを等化することができ、伝送品質を向上させることができる。

図面の簡単な説明

- [0014] [図1] この発明の実施例 1 に係る光受信器の構成を示すブロック図である。
[図2] この発明の実施例 1 に係る光受信器のデジタル信号処理集積回路の構成を示すブロック図である。
[図3] この発明の実施例 1 に係る非線形等化回路の構成を示すブロック図である。
[図4] この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路の構成を示すブロック図である。
[図5A] この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路の波長分散値と積算された非線形位相回転量との関係及びその簡略化を示す図である。
[図5B] この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路の波長分散値と積算された非線形位相回転量との関係及びその簡略化を示す図である。
[図5C] この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路の波長分散値と積算された非線形位相回転量との関係及びその簡略化を示す図である。
[図6] この発明の実施例 1 に係る非線形等化回路の非線形等化の概念を示す図である。

[図7]この発明の実施例1に係る光受信器のデジタル信号処理集積回路の機能をシミュレートした構成を示すブロック図である。

[図8]この発明の実施例1に係る非線形等化回路の等化段数依存性を示す図である。

[図9]多中継光伝送路の構成例と順方向伝搬の逐次計算方法の概念を示す図である。

[図10]デジタル逆伝搬方式の概念を示す図である。

発明を実施するための形態

[0015] この発明の実施例1について以下説明する。

実施例 1

[0016] この発明の実施例1に係る光受信器、非線形等化回路及びデジタル信号処理回路について図1から図8までを参照しながら説明する。図1は、この発明の実施例1に係る光受信器の構成を示すブロック図である。なお、各図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

[0017] 図1において、光受信器は、局部発振光源100と、偏波ダイバーシチ型の光90度ハイブリッド回路200と、4つのバランス型の光子検出器300A、300B、300C、300Dと、4つのアナログデジタル変換器(ADC)400A、400B、400C、400Dと、デジタル信号処理集積回路500とが設けられている。

[0018] 図2は、この発明の実施例1に係る光受信器のデジタル信号処理集積回路の構成を示すブロック図である。

[0019] 図2において、デジタル信号処理集積回路500は、前処理回路502と、波長分散補償回路503と、非線形等化回路504と、タイミング抽出回路505と、適応等化回路506と、搬送波周波数オフセット補償回路507と、搬送波位相オフセット補償回路508と、識別回路509とが設けられている。

[0020] 図3は、この発明の実施例1に係る非線形等化回路の構成を示すブロック図である。

- [0021] 図3において、非線形等化回路504は、 N 段 ($N \geq 1$) のデジタル信号処理回路で構成され、1段目のデジタル信号処理回路11と、2段目のデジタル信号処理回路12と、 m ($m < N$) 段目のデジタル信号処理回路1 m と、 N 段目のデジタル信号処理回路1 N とが設けられている。
- [0022] 図4は、この発明の実施例1に係るデジタル信号処理回路の構成を示すブロック図である。この図4は、非線形等化回路504を構成する N 段のデジタル信号処理回路のうち、1段分 (m 段目) を示す。
- [0023] 図4において、デジタル信号処理回路1 m は、2つの波長分散付加部1A、1Bと、2つの電力計算部2A、2Bと、4つの重み付け平均部3A、3B、3C、3Dと、4つの効率乗算部4A、4B、4C、4Dと、2つの加算部5A、5Bと、2つの複素位相回転用信号生成部6A、6Bと、2つの複素位相回転部7A、7Bと、2つの波長分散除去部8A、8Bとが設けられている。
- [0024] なお、波長分散付加部1A、1Bや、波長分散除去部8A、8Bは、時間領域もしくは周波数領域での有限長インパルス応答フィルタにより実現可能である。
- [0025] また、 $N \geq 2$ の場合、 m 段目の波長分散除去部8A (波長分散付加量 p_x とする) と $m+1$ 段目の波長分散付加部1A (波長分散付加量 q_x とする) とは、あえて2つの機能ブロックに分割せず、波長分散付加量 $p_x + q_x$ の単一の波長分散付加部としてもよい。同様に、 m 段目の波長分散除去部8B (波長分散付加量 p_y とする) と $m+1$ 段目の波長分散付加部1B (波長分散付加量 q_y とする) とは、あえて2つの機能ブロックに分割せず、波長分散付加量 $p_y + q_y$ の単一の波長分散付加部としてもよい。すなわち、 N 段 ($N \geq 2$) のデジタル信号処理回路のうち、 m ($m < N$) 段目のデジタル信号処理回路は、伝達関数 $H_{post, z[m]}(f)$ と $H_{pre, z[m+1]}(f)$ で表される2つの線形フィルタ ($z \in \{x, y\}$) を、単一の線形フィルタ $H_{joint, z[m:m+1]}(f)$ として実現してもよい。
- [0026] つぎに、この実施例1に係る光受信器、非線形等化回路及びデジタル信号

処理回路の動作について図面を参照しながら説明する。

- [0027] 図1において、光受信器の局部発振光源100は、図示しない光伝送路から入力される光信号（受信光信号）の中心波長と概略一致した中心波長で発振し、単一波長のCW（Continuous Wave）光信号を生成して、このCW光信号を偏波ダイバーシチ型の光90度ハイブリッド回路200に出力する。
- [0028] 光90度ハイブリッド回路200は、図示しない光伝送路から入力される受信光信号と、局部発振光源100から入力されるCW光信号とを混合し、8通りの干渉を生じさせた光信号を出力する。
- [0029] すなわち、光90度ハイブリッド回路200は、受信光信号の直交する2つの偏波モード（X/Y）と、受信光信号とCW光信号との間の位相差（0度/180度/90度/270度）について、X偏波（0度）の干渉光信号と、X偏波（180度）の干渉光信号とをバランス型の光子検出器300Aに出力する。
- [0030] 同様に、光90度ハイブリッド回路200は、X偏波（90度）の干渉光信号と、X偏波（270度）の干渉光信号とをバランス型の光子検出器300Bに出力し、Y偏波（0度）の干渉光信号と、Y偏波（180度）の干渉光信号とをバランス型の光子検出器300Cに出力し、Y偏波（90度）の干渉光信号と、Y偏波（270度）の干渉光信号とをバランス型の光子検出器300Dに出力する。
- [0031] 光子検出器300Aは、光90度ハイブリッド回路200から入力されるX偏波（0度）の干渉光信号と、X偏波（180度）の干渉光信号とをそれぞれ二乗検波して電気信号に変換し、各電気信号の差分をアナログデジタル変換器400Aに出力する。
- [0032] 同様に、光子検出器300Bは、光90度ハイブリッド回路200から入力されるX偏波（90度）の干渉光信号と、X偏波（270度）の干渉光信号とをそれぞれ二乗検波し電気信号に変換し、各電気信号の差分をアナログデジタル変換器400Bに出力する。また、光子検出器300Cは、光90度ハイブリッド回路200から入力されるY偏波（0度）の干渉光信号と、

Y偏波（180度）の干渉光信号とをそれぞれ二乗検波し電気信号に変換し、各電気信号の差分をアナログデジタル変換器400Cに出力する。さらに、光子検出器300Dは、光90度ハイブリッド回路200から入力されるY偏波（90度）の干渉光信号と、Y偏波（270度）の干渉光信号とをそれぞれ二乗検波し電気信号に変換し、各電気信号の差分をアナログデジタル変換器400Dに出力する。

[0033] アナログデジタル変換器400Aは、光子検出器300Aから入力される電気信号をサンプリングすることで離散時間化及び量子化したデジタル信号X Iをデジタル信号処理集積回路500に出力する。

[0034] 同様に、アナログデジタル変換器400Bは、光子検出器300Bから入力される電気信号をサンプリングすることで離散時間化及び量子化したデジタル信号X Qをデジタル信号処理集積回路500に出力する。また、アナログデジタル変換器400Cは、光子検出器300Cから入力される電気信号をサンプリングすることで離散時間化及び量子化したデジタル信号Y Iをデジタル信号処理集積回路500に出力する。さらに、アナログデジタル変換器400Dは、光子検出器300Dから入力される電気信号をサンプリングすることで離散時間化及び量子化したデジタル信号Y Qをデジタル信号処理集積回路500に出力する。

[0035] 図2において、デジタル信号処理集積回路500の前処理回路502は、アナログデジタル変換器400Aから入力されるデジタル信号X I、アナログデジタル変換器400Bから入力されるデジタル信号X Q、アナログデジタル変換器400Cから入力されるデジタル信号Y I、アナログデジタル変換器400Dから入力されるデジタル信号Y Qに対して、4つのデジタル信号の振幅ばらつきを抑圧するための振幅正規化や、遅延差補正のためのデスクュー等の前処理を行い、処理後の4つのデジタル信号を波長分散補償回路503に出力する。

[0036] 波長分散補償回路503は、前処理回路502から入力される4つのデジタル信号に対して、時間領域等化若しくは周波数領域等化による線形波形等

化を行うことで、伝送路で生じる波長分散を概略100%補償し、波長分散補償後の4つのデジタル信号を非線形等化回路504に出力する。

[0037] 非線形等化回路504は、波長分散補償回路503から入力される4つのデジタル信号（2対の複素信号とみなす）に対して後述する非線形等化デジタル信号処理を適用し、非線形等化後の4つのデジタル信号（2対の複素信号とみなす）をタイミング抽出回路505に出力する。

[0038] タイミング抽出回路505は、非線形等化回路504から入力される4つのデジタル信号に対して識別タイミングの抽出を適応的に行い、アナログデジタル変換器400A~400Dのサンプリングタイミングをフィードバック制御することで、オーバサンプリング比2倍のサンプリングレートの4つのデジタルデータを適応等化回路506に出力する。

[0039] 適応等化回路506は、タイミング抽出回路505から入力される4つのデジタル信号に対して、包絡線一定化規範のようなアルゴリズムを用いて、偏波多重分離を適応的に行い、なおかつ、伝送路のPMD（偏波モード分散）等を補償した4つのデジタル信号を搬送波周波数オフセット補償回路507に出力する。

[0040] 搬送波周波数オフセット補償回路507は、適応等化回路506から入力される4つのデジタル信号における、局部発振光源100から出力されるCW光信号と受信光信号との中心周波数差を補償し、補償後の4つのデジタル信号を搬送波位相オフセット補償回路508に出力する。

[0041] 搬送波位相オフセット補償回路508は、搬送波周波数オフセット補償回路507から入力される4つのデジタル信号に対して、X偏波成分とY偏波成分それぞれについて信号点がI軸及びQ軸を軸とする複素平面において、信号点が45度、135度、-45度、-135度の4点に概略収束するよう、適応的に位相オフセット補償を行い、位相オフセット補償後のデジタル信号を識別回路509に出力する。

[0042] 識別回路509は、搬送波位相オフセット補償回路508から入力される4つのデジタル信号に対して2値識別を行い、識別後の4つの2値信号を図

示しない外部に出力する。

[0043] 図3において、 N 段 ($N \geq 1$) のデジタル信号処理回路で構成された非線形等化回路504の1段目のデジタル信号処理回路11は、波長分散補償回路503から複素デジタル信号 $d_x[0] = E_{xi}[0] + j E_{xq}[0]$ と、 $d_y[0] = E_{yi}[0] + j E_{yq}[0]$ が入力され、1段分の非線形等化を行った後に、等化後の複素デジタル信号 $d'_x[0] = E'_{xi}[0] + j E'_{xq}[0]$ と、 $d'_y[0] = E'_{yi}[0] + j E'_{yq}[0]$ を2段目のデジタル信号処理回路12に出力する。

[0044] 2段目のデジタル信号処理回路12は、1段目のデジタル信号処理回路11から複素デジタル信号 $d_x[1] (= d'_x[0])$ と、 $d_y[1] (= d'_y[0])$ が入力され、1段分の非線形等化を行った後に、等化後の複素デジタル信号 $d'_x[1] = E'_{xi}[1] + j E'_{xq}[1]$ と、 $d'_y[1] = E'_{yi}[1] + j E'_{yq}[1]$ を3段目のデジタル信号処理回路（図示せず）に出力する。

[0045] m ($m < N$) 段目のデジタル信号処理回路1 m は、 $m-1$ 段目のデジタル信号処理回路（図示せず）から複素デジタル信号 $d_x[m-1] (= d'_x[m-2])$ と、 $d_y[m-1] (= d'_y[m-2])$ とが入力され、1段分の非線形等化を行った後に、等化後の複素デジタル信号 $d'_x[m-1] = E'_{xi}[m-1] + j E'_{xq}[m-1]$ と、 $d'_y[m-1] = E'_{yi}[m-1] + j E'_{yq}[m-1]$ を $m+1$ 段目のデジタル信号処理回路（図示せず）に出力する。

[0046] N 段目のデジタル信号処理回路1 N は、 $N-1$ 段目のデジタル信号処理回路（図示せず）から複素デジタル信号 $d_x[N-1] (= d'_x[N-2])$ と、 $d_y[N-1] (= d'_y[N-2])$ が入力され、1段分の非線形等化を行った後に、等化後の複素デジタル信号 $d'_x[N-1] = E'_{xi}[N-1] + j E'_{xq}[N-1]$ と、 $d'_y[N-1] = E'_{yi}[N-1] + j E'_{yq}[N-1]$ をタイミング抽出回路505に出力する。

[0047] 図4において、波長分散付加部1Aは、前段から入力される複素デジタル

信号系列 $d_x[m, i] = E_{x_i}[m] + j E_{x_q}[m]$ に対して波長分散を付加し、複素位相回転部 7 A と、電力計算部 2 A に出力する。同様に、波長分散付加部 1 B は、前段から入力される複素デジタル信号系列 $d_y[m, i] = E_{y_i}[m] + j E_{y_q}[m]$ に対して波長分散を付加し、複素位相回転部 7 B と、電力計算部 2 B に出力する。例えば、波長分散付加部 1 A、1 B の波長分散量は -600 ps/nm とする。すなわち、第 1 の線形歪み付加部（波長分散付加部 1 A）は、入力する複素デジタル信号系列 $d_x[m, i]$ に対し、伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の線形な波形歪みを付加する。同様に、第 2 の線形歪み付加部（波長分散付加部 1 B）は、入力する複素デジタル信号系列 $d_y[m, i]$ に対し、伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の線形な波形歪みを付加する。

[0048] 電力計算部 2 A は、波長分散付加部 1 A から入力される波長分散付加後の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗、すなわち電力 $P_x[m, i]$ を計算し、重み付け平均部 3 A と、重み付け平均部 3 C に出力する。同様に、電力計算部 2 B は、波長分散付加部 1 B から入力される波長分散付加後の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗、すなわち電力 $P_y[m, i]$ を計算し、重み付け平均部 3 B と、重み付け平均部 3 D に出力する。

[0049] 重み付け平均部 3 A は、電力 $P_x[m, i]$ について、その重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i] = \alpha_{xx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{xx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{xx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算し、 $P_{avg, xx}[m, i]$ を効率乗算部 4 A に出力する。 $\alpha_{xx}[-a]$, $\alpha_{xx}[-a+1]$, $\alpha_{xx}[b]$ が重みに相当する。

[0050] 重み付け平均部 3 B は、電力 $P_y[m, i]$ について、その重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i] = \alpha_{xy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{xy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{xy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算し、 $P_{avg, xy}[m, i]$ を効率乗算部 4 B に出力する。 $\alpha_{xy}[-a]$, $\alpha_{xy}[-a+1]$, $\alpha_{xy}[b]$ が重みに相当する。

1] , $\alpha x y [b]$ が重みに相当する。

[0051] 重み付け平均部 3 C は、電力 $P x [m, i]$ について、その重み付け平均電力 $P a v g, y x [m, i] = \alpha y x [-a] P x [m, i - a] + \alpha y x [-a + 1] P x [m, i - a + 1] + \dots + \alpha y x [0] P x [m, i] + \dots + \alpha y x [b] P x [m, i + b]$ を計算し、 $P a v g, y x [m, i]$ を効率乗算部 4 C に出力する。 $\alpha y x [-a]$, $\alpha y x [-a + 1]$, $\alpha y x [b]$ が重みに相当する。

[0052] 重み付け平均部 3 D は、電力 $P y [m, i]$ について、その重み付け平均電力 $P a v g, y y [m, i] = \alpha y y [-a] P y [m, i - a] + \alpha y y [-a + 1] P y [m, i - a + 1] + \dots + \alpha y y [0] P y [m, i] + \dots + \alpha y y [b] P y [m, i + b]$ を計算し、 $P a v g, y y [m, i]$ を効率乗算部 4 D に出力する。 $\alpha y y [-a]$, $\alpha y y [-a + 1]$, $\alpha y y [b]$ が重みに相当する。

[0053] 平均区間 $-a \sim b$ は、例えば $a = b = 4$ とし、重みは、例えば $\alpha x x [-a] = \alpha x x [-a + 1] = \dots = \alpha x x [b] = 1/9$ 、 $\alpha x y [-a] = \alpha x y [-a + 1] = \dots = \alpha x y [b] = 1/9$ 、 $\alpha y x [-a] = \alpha y x [-a + 1] = \dots = \alpha y x [b] = 1/9$ 、 $\alpha y y [-a] = \alpha y y [-a + 1] = \dots = \alpha y y [b] = 1/9$ とすればよい。

[0054] 効率乗算部 4 A は、重み付け平均部 3 A から入力される重み付け平均電力 $P a v g, x x [m, i]$ に非線形位相回転効率 $\gamma x x [m]$ を乗算し、乗算結果 $\phi x x [m, i] = \gamma x x [m] P a v g, x x [m, i]$ を加算部 5 A に出力する。

[0055] 効率乗算部 4 B は、重み付け平均部 3 B から入力される重み付け平均電力 $P a v g, x y [m, i]$ に非線形位相回転効率 $\gamma x y [m]$ を乗算し、乗算結果 $\phi x y [m, i] = \gamma x y [m] P a v g, x y [m, i]$ を加算部 5 A に出力する。

[0056] 効率乗算部 4 C は、重み付け平均部 3 C から入力される重み付け平均電力 $P a v g, y x [m, i]$ に非線形位相回転効率 $\gamma y x [m]$ を乗算し、乗

算結果 $\phi_{yx}[m, i] = \gamma_{yx}[m] P_{avg, yx}[m, i]$ を加算部 5 B に出力する。

[0057] 効率乗算部 4 D は、重み付け平均部 3 D から入力される重み付け平均電力 $P_{avg, yy}[m, i]$ に非線形位相回転効率 $\gamma_{yy}[m]$ を乗算し、乗算結果 $\phi_{yy}[m, i] = \gamma_{yy}[m] P_{avg, yy}[m, i]$ を加算部 5 B に出力する。

[0058] すなわち、第 1 の位相回転量生成部（効率乗算部 4 A）は、重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i]$ に第 1 の効率 γ_{xx} を乗算して位相回転量 $\phi_{xx}[m, i] = \gamma_{xx}[m, i] P_{avg, xx}[m, i]$ を生成する。また、第 2 の位相回転量生成部（効率乗算部 4 B）は、重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i]$ に第 2 の効率 γ_{xy} を乗算して位相回転量 $\phi_{xy}[m, i] = \gamma_{xy}[m, i] P_{avg, xy}[m, i]$ を生成する。また、第 3 の位相回転量生成部（効率乗算部 4 C）は、重み付け平均電力 $P_{avg, yx}[m, i]$ に第 3 の効率 γ_{yx} を乗算して位相回転量 $\phi_{yx}[m, i] = \gamma_{yx}[m, i] P_{avg, yx}[m, i]$ を生成する。さらに、第 4 の位相回転量生成部（効率乗算部 4 D）は、重み付け平均電力 $P_{avg, yy}[m, i]$ に第 4 の効率 γ_{yy} を乗算して位相回転量 $\phi_{yy}[m, i] = \gamma_{yy}[m, i] P_{avg, yy}[m, i]$ を生成する。

[0059] 加算部 5 A は、重み付け平均部 4 A から入力される非線形位相回転量 $\phi_{xx}[m, i]$ と、重み付け平均部 4 B から入力される非線形位相回転量 $\phi_{xy}[m, i]$ との加算を行い、加算結果 $\phi_x[m, i] = \phi_{xx}[m, i] + \phi_{xy}[m, i]$ を複素位相回転用信号生成部 6 A に出力する。同様に、加算部 5 B は、重み付け平均部 4 C から入力される非線形位相回転量 $\phi_{yx}[m, i]$ と、重み付け平均部 4 D から入力される非線形位相回転量 $\phi_{yy}[m, i]$ との加算を行い、加算結果 $\phi_y[m, i] = \phi_{yx}[m, i] + \phi_{yy}[m, i]$ を複素位相回転用信号生成部 6 B に出力する。

[0060] 複素位相回転用信号生成部 6 A は、加算部 5 A から入力される $\phi_x[m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_x[m, i])$ に変換して複素位相回転部 7

Aに出力する。同様に、複素位相回転用信号生成部6Bは、加算部5Bから入力される $\phi_y[m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_y[m, i])$ に変換して複素位相回転部7に出力する。

[0061] 複素位相回転部7Aは、波長分散付加部1Aから入力される波長分散を付加された複素デジタル信号系列と、複素位相回転用信号生成部6Aから入力される複素信号 $\exp(-j\phi_x[m, i])$ との乗算を行うことで、伝送路の非線形位相回転の逆演算を行い、演算後の信号を波長分散除去部8Aに出力する。同様に、複素位相回転部7Bは、波長分散付加部1Bから入力される波長分散を付加された複素デジタル信号系列と、複素位相回転用信号生成部6Bから入力される複素信号 $\exp(-j\phi_y[m, i])$ との乗算を行うことで、伝送路の非線形位相回転の逆演算を行い、演算後の複素デジタル信号を波長分散除去部8Bに出力する。

[0062] 波長分散除去部8Aは、複素位相回転部7Aから入力される複素デジタル信号に、波長分散付加部1Aで付加した波長分散を除去するよう、逆極性の波長分散を与え、波長分散付加後の複素デジタル信号 $d'_x[m] = E'_x i[m] + j E'_x q[m]$ を次段に出力する。同様に、波長分散除去部8Bは、複素位相回転部7Bから入力される複素デジタル信号に、波長分散付加部1Bで付加した波長分散を除去するよう、逆極性の波長分散を与え、波長分散付加後の複素デジタル信号 $d'_y[m] = E'_y i[m] + j E'_y q[m]$ を次段に出力する。

[0063] すなわち、第1の線形歪み除去部（波長分散除去部8A）は、複素位相回転部7Aにより複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, x}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, x}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, x}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、第1の線形歪み付加部における波形歪みを除去する。同様に、第2の線形歪み除去部（波長分散除去部8B）は、複素位相回転部7Bにより複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, y}[m]$

(f) の逆関数 $H_{pre, y [m]^{-1}}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, y [m]^*}(f)$ を伝達関数 $H_{post, y [m]}(f)$ として有する波形歪みを付加することで、第2の線形歪み付加部における波形歪みを除去する。

[0064] 例えば、波長分散付加部 1 A 及び波長分散付加部 1 B で -600 ps/nm の波長分散を付加していた場合、波長分散除去部 8 A 及び波長分散除去部 8 B は、 $+600 \text{ ps/nm}$ の波長分散を付加する。

[0065] 図 5 A、図 5 B 及び図 5 C は、この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路の波長分散値と積算された非線形位相回転量との関係及びその簡略化を示す図である。また、図 6 は、この発明の実施例 1 に係る非線形等化回路の非線形等化の概念を示す図である。

[0066] この発明の実施例 1 に係るデジタル信号処理回路では、ある特定の符号間干渉条件（例えば、特定の波長分散値 $CD [i]$ ）において与えられた非線形位相回転量の積算値（ $\int \phi_{NL} [i]$ ）をそれぞれ補償する。最も正確には、図 5 A のように、波長分散値（横軸： $CD \text{ Value}$ ）と積算非線形位相回転量（縦軸： $\int \phi_{NL}$ ）との関係が得られる。実際上は、図 5 B に示すように離散化が可能であり、最も簡単には、図 5 C に示すように、単一の波長分散値で代表させることも可能である。むしろ、波長分散値の離散化の度合いが大きくなると等化能力が低下する。

[0067] 上記の概念に基づき、図 6 に示される非線形等化回路を構成するデジタル信号処理回路のブロック構成により、簡易に非線形等化を行うことが可能である。ある特定の符号間干渉条件を作り出すために、まず、波長分散値 CD_a を付加してパルスを広げ、非線形位相回転（非線形位相回転量： $\phi_{NL a}$ ）を与え、波長分散値 $-CD_a$ を付加して事前に広げたパルスを元に戻す。これを 1 段とし、同様のデジタル信号処理回路を複数段設けることで非線形等化を実現する。この方法によれば、デジタル逆伝搬方式のように、1 中継区間を複数区間に分割し、全中継区間を SSFM（スプリット・ステップ・フーリエ法）により逆方向伝搬する必要がない。非線形な伝送過程を忠実に再現することが不可能であり、等化能力ではやや劣る可能性があるが、デジ

タル信号処理回路を大幅に簡素化できる可能性がある。

- [0068] ここで、光受信器のデジタル信号処理集積回路500の機能を計算機でシミュレートし、非線形等化回路504の等化段数依存性について図7及び図8を参照しながら説明する。
- [0069] 図7は、この発明の実施例1に係る光受信器のデジタル信号処理集積回路の機能をシミュレートした構成を示すブロック図である。また、図8は、この発明の実施例1に係る非線形等化回路の等化段数依存性を示す図である。
- [0070] この図7は、オフライン解析に用いたデジタル信号処理集積回路500全体の機能ブロック構成を示す。レート変換部501と、前処理部502Aと、波長分散補償部503Aと、非線形等化部504Aと、タイミング抽出部505Aと、適応等化部506Aと、搬送波周波数オフセット補償部507Aと、搬送波位相オフセット補償部508Aと、識別部509Aと、Q値計算部510とが設けられている。以下、各部の動作について説明する。
- [0071] レート変換部501は、図示しない外部（デジタルサンプリングオシロスコープでの取得データ）から入力される4つのデジタル信号を、43Gb/sのビットレートに同期した速度にサンプリングレート変換し、レート変換後の4つのデジタル信号を前処理部502Aに出力した。
- [0072] 前処理部502Aは、4つのデジタル信号の振幅ばらつきを抑圧するための振幅正規化や、遅延差補正のためのデスクュー等の前処理を行い、処理後の4つのデジタル信号を波長分散補償部503Aに出力した。
- [0073] 波長分散補償部503Aは、前処理部502Aから入力される4つのデジタル信号に対して伝送路で生じた波長分散を補償し、波長分散補償後の4つのデジタル信号を非線形等化部504Aに出力した。
- [0074] 非線形等化部504Aは、波長分散補償部503Aから入力される4つのデジタル信号（2対の複素信号とみなす）に対して、非線形等化回路504の処理に相当する非線形等化デジタル信号処理を適用し、非線形等化後の4つのデジタル信号（2対の複素信号とみなす）をタイミング抽出部505Aに出力した。

- [0075] タイミング抽出部505Aは、非線形等化部504Aから入力される4つのデジタル信号に対して識別タイミングの抽出を適応的に行い、オーバサンプリング比2倍のサンプリングレートの4つのデジタルデータを適応等化部506Aに出力した。
- [0076] 適応等化部506Aは、タイミング抽出部505Aから入力される4つのデジタル信号に対して、包絡線一定化規範のようなアルゴリズムを用いて、偏波多重分離を適応的に行い、なおかつ、伝送路のPMD等を補償した4つのデジタル信号を搬送波周波数オフセット補償部507Aに出力した。
- [0077] 搬送波周波数オフセット補償部507Aは、適応等化部506Aから入力される4つのデジタル信号における、局部発振光源100から出力される連続光信号と受信光信号との中心周波数差を補償し、補償後の4つのデジタル信号を搬送波位相オフセット補償部508Aに出力した。
- [0078] 搬送波位相オフセット補償部508Aは、搬送波周波数オフセット補償部507Aから入力される4つのデジタル信号に対して、X偏波成分とY偏波成分それぞれについて信号点がI軸及びQ軸を軸とする複素平面において、信号点が45度、135度、-45度、-135度の4点に概略収束するよう、適応的に位相オフセット補償を行い、位相オフセット補償後のデジタル信号を識別部509Aに出力した。
- [0079] 識別部509Aは、搬送波位相オフセット補償部508Aから入力される4つのデジタル信号に対して2値識別を行い、識別後の4つの2値信号をQ値計算部510に出力した。
- [0080] Q値計算部510は、識別部509Aから入力される4つの2値信号の符号誤り率を計算し、光通信における伝送性能の指標であるQ値を計算した。
- [0081] 図8は、等化段数、つまり、デジタル信号処理回路の段数Nに対して、光通信の伝送性能を示す指標であるQ値の改善量の例をプロットした結果を示す。変調方式を偏波多重QPSKとし、ビットレートを43Gb/sとし、周回伝送試験により5000km伝送を行った場合について、光受信器において局部発振光源100から出力される連続光信号と受信光信号とを混合し

た後に4つのバランス型の光子検出器300A-Dで検波した。次に、X偏波I軸、X偏波Q軸、Y偏波I軸、Y偏波Q軸の各信号を、4つのアナログデジタル変換器400A-Dでアナログデジタル変換し、デジタルサンプリングオシロスコープにより、40Gsamp/sのサンプリングレートで4つのシリアルデータを蓄積した。そして、計算機上でオフライン解析することにより等化能力を確認した。図8の横軸において、段数 $N=0$ は非線形等化を行わない場合であり、1段、2段、・・・と段数 N を増やすごとにQ値改善量が増える。

[0082] 段数 N がそれぞれの場合における付加又は除去する波長分散量は、X偏波とY偏波で同一の値に設定した。また、波長分散付加部1A、1Bで付加される波長分散値 X に対して、波長分散除去部8A、8Bで付加される波長分散値を $-X$ とした。

[0083] $N=1$ の場合、波長分散量を -600ps/nm とした。 $N=2$ の場合、1段目、2段目の波長分散量を -700ps/nm 、 -500ps/nm とした。 $N=3$ の場合、1段目、2段目、3段目の波長分散量を -800ps/nm 、 -600ps/nm 、 -400ps/nm とした。

[0084] $N=4$ の場合、1段目、2段目、3段目、4段目の波長分散量を -900ps/nm 、 -700ps/nm 、 -500ps/nm 、 -300ps/nm とした。 $N=5$ の場合、1段目、2段目、3段目、4段目、5段目の波長分散量を -1000ps/nm 、 -800ps/nm 、 -600ps/nm 、 -400ps/nm 、 -200ps/nm とした。 $N=6$ の場合、1段目、2段目、3段目、4段目、5段目、6段目の波長分散量を -1100ps/nm 、 -900ps/nm 、 -700ps/nm 、 -500ps/nm 、 -300ps/nm 、 -100ps/nm とした。これらの設定方法が最適という訳ではなく、一例である。

[0085] それぞれの場合における効率は、以下のように設定した。効率 $\gamma_{xx}[m] = \gamma_{yy}[m] = \text{const}/N$ 、 $\gamma_{xy}[m] = \gamma_{yx}[0] = 0$ とした(const :定数)。これらの設定方法が最適という訳ではなく、一例

である。

[0086] 以上の設定により、図8に示すように、 $N=5$ の場合にQ値改善量1.5 dBが得られた。

符号の説明

[0087] 1A、1B 波長分散付加部、2A、2B 電力計算部、3A、3B、3C、3D 重み付け平均部、4A、4B、4C、4D 効率乗算部、5A、5B 加算部、6A、6B 複素位相回転用信号生成部、7A、7B 複素位相回転部、8A、8B 波長分散除去部、11、12、1m、1N デジタル信号処理回路、100 局部発振光源、200 光90度ハイブリッド回路、300A、300B、300C、300D 光子検出器、400A、400B、400C、400D アナログデジタル変換器、500 デジタル信号処理集積回路、502 前処理回路、503 波長分散補償回路、504 非線形等化回路、505 タイミング抽出回路、506 適応等化回路、507 搬送波周波数オフセット補償回路、508 搬送波位相オフセット補償回路、509 識別回路。

請求の範囲

[請求項1]

受信光信号と同一の中心波長で発振する光信号を生成する局部発振光源と、

前記受信光信号と前記局部発振光源から出力される光信号とを混合する偏波ダイバーシチ型の光90度ハイブリッド回路と、

前記光90度ハイブリッド回路から出力される4対の光信号を検波する4つのバランス型の光子検出器と、

前記4つの光子検出器から出力される4つの電気信号をアナログデジタル変換する4つのアナログデジタル変換器と、

前記4つのアナログデジタル変換器に接続されたデジタル信号処理集積回路とを備えた光受信器であって、

前記デジタル信号処理集積回路は、

4つのデジタル信号に対して、光伝送路の波長分散を補償する波長分散補償回路と、

4つのデジタル信号に対して、非線形等化デジタル信号処理を適用する非線形等化回路と、

4つのデジタル信号に対して、伝送路の偏波モード分散を補償し、偏波多重信号を分離する適応等化回路と、

4つのデジタル信号に対して、前記受信光信号と前記局部発振光源から出力される光信号との間の中心周波数差を補償する搬送波周波数オフセット補償回路と、

4つのデジタル信号に対して、前記受信光信号と前記局部発振光源から出力される光信号との間の光位相差を補償する搬送波位相オフセット補償回路とを少なくとも含み、

前記非線形等化回路は、

N段 ($N \geq 1$) のデジタル信号処理回路で構成され、

前記N段のデジタル信号処理回路のうち、m段目のデジタル信号処理回路は、

入力する第1の複素デジタル信号系列 $d_x[m, i]$ に対し、伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の線形歪みを付加する第1の線形歪み付加部と、

入力する第2の複素デジタル信号系列 $d_y[m, i]$ に対し、伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の線形歪みを付加する第2の線形歪み付加部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_x[m, i]$ を計算する第1の電力計算部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_y[m, i]$ を計算する第2の電力計算部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i] = \alpha_{xx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{xx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{xx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第1の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i] = \alpha_{xy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{xy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{xy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算する第2の重み付け平均部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yx}[m, i] = \alpha_{yx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{yx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{yx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第3の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yy}[m, i] = \alpha_{yy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{yy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yy}[0] P_y[m, i] + \dots$

・ $+ \alpha y y [b] P y [m, i + b]$ を計算する第4の重み付け平均部と、

前記重み付け平均電力 $P a v g, x x [m, i]$ に第1の効率 $\gamma x x$ を乗算して位相回転量 $\phi x x [m, i] = \gamma x x [m, i] P a v g, x x [m, i]$ を生成する第1の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P a v g, x y [m, i]$ に第2の効率 $\gamma x y$ を乗算して位相回転量 $\phi x y [m, i] = \gamma x y [m, i] P a v g, x y [m, i]$ を生成する第2の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P a v g, y x [m, i]$ に第3の効率 $\gamma y x$ を乗算して位相回転量 $\phi y x [m, i] = \gamma y x [m, i] P a v g, y x [m, i]$ を生成する第3の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P a v g, y y [m, i]$ に第4の効率 $\gamma y y$ を乗算して位相回転量 $\phi y y [m, i] = \gamma y y [m, i] P a v g, y y [m, i]$ を生成する第4の位相回転量生成部と、

前記位相回転量 $\phi x x [m, i]$ と $\phi x y [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi x [m, i] = \phi x x [m, i] + \phi x y [m, i]$ を計算する第1の加算部と、

前記位相回転量 $\phi y x [m, i]$ と $\phi y y [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi y [m, i] = \phi y x [m, i] + \phi y y [m, i]$ を計算する第2の加算部と、

前記複素位相回転量 $\phi x [m, i]$ を複素信号 $e x p (-j \phi x [m, i])$ に変換する第1の複素位相回転用信号生成部と、

前記複素位相回転量 $\phi y [m, i]$ を複素信号 $e x p (-j \phi y [m, i])$ に変換する第2の複素位相回転用信号生成部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $e x p (-j \phi x [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第1の複素位相回転部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列に前記複

素信号 $\exp(-j\phi y[m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第2の複素位相回転部と、

前記第1の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, x}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, x}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, x}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第1の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第1の線形歪み除去部と、

前記第2の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, y}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, y}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, y}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第2の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第2の線形歪み除去部とを有する、
光受信器。

[請求項2]

前記非線形等化回路は、

N 段 ($N \geq 2$) のデジタル信号処理回路で構成され、

前記 N 段のデジタル信号処理回路のうち、 m ($m < N$) 段目のデジタル信号処理回路は、

伝達関数 $H_{post, z}[m](f)$ と $H_{pre, z}[m+1](f)$ で表される2つの線形フィルタ ($z \in \{x, y\}$) を、単一の線形フィルタ $H_{joint, z}[m:m+1](f)$ として実現する
請求項1記載の光受信器。

[請求項3]

N 段 ($N \geq 1$) のデジタル信号処理回路で構成された非線形等化回路であって、

前記 N 段のデジタル信号処理回路のうち、 m 段目のデジタル信号処理回路は、

入力する第1の複素デジタル信号系列 $d x[m, i]$ に対し、伝

達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の線形歪みを付加する第1の線形歪み付加部と、

入力する第2の複素デジタル信号系列 $d_y[m, i]$ に対し、伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の線形歪みを付加する第2の線形歪み付加部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_x[m, i]$ を計算する第1の電力計算部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_y[m, i]$ を計算する第2の電力計算部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i] = \alpha_{xx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{xx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{xx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第1の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i] = \alpha_{xy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{xy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{xy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算する第2の重み付け平均部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yx}[m, i] = \alpha_{yx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{yx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{yx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第3の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yy}[m, i] = \alpha_{yy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{yy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{yy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算する第4の重み付け平均

部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, xx} [m, i]$ に第1の効率 γ_{xx} を乗算して位相回転量 $\phi_{xx} [m, i] = \gamma_{xx} [m, i] P_{avg, xx} [m, i]$ を生成する第1の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, xy} [m, i]$ に第2の効率 γ_{xy} を乗算して位相回転量 $\phi_{xy} [m, i] = \gamma_{xy} [m, i] P_{avg, xy} [m, i]$ を生成する第2の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, yx} [m, i]$ に第3の効率 γ_{yx} を乗算して位相回転量 $\phi_{yx} [m, i] = \gamma_{yx} [m, i] P_{avg, yx} [m, i]$ を生成する第3の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, yy} [m, i]$ に第4の効率 γ_{yy} を乗算して位相回転量 $\phi_{yy} [m, i] = \gamma_{yy} [m, i] P_{avg, yy} [m, i]$ を生成する第4の位相回転量生成部と、

前記位相回転量 $\phi_{xx} [m, i]$ と $\phi_{xy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_x [m, i] = \phi_{xx} [m, i] + \phi_{xy} [m, i]$ を計算する第1の加算部と、

前記位相回転量 $\phi_{yx} [m, i]$ と $\phi_{yy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_y [m, i] = \phi_{yx} [m, i] + \phi_{yy} [m, i]$ を計算する第2の加算部と、

前記複素位相回転量 $\phi_x [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ に変換する第1の複素位相回転用信号生成部と、

前記複素位相回転量 $\phi_y [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ に変換する第2の複素位相回転用信号生成部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第1の複素位相回転部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ を乗算することで複素位相回転

を与える第2の複素位相回転部と、

前記第1の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, x}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, x}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, x}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第1の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第1の線形歪み除去部と、

前記第2の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, y}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, y}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, y}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第2の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第2の線形歪み除去部とを有する、

非線形等化回路。

[請求項4]

N段 ($N \geq 2$) のデジタル信号処理回路で構成された非線形等化回路であって、

前記N段のデジタル信号処理回路のうち、 m ($m < N$) 段目のデジタル信号処理回路は、

伝達関数 $H_{post, z}[m](f)$ と $H_{pre, z}[m+1](f)$ で表される2つの線形フィルタ ($z \in \{x, y\}$) を、単一の線形フィルタ $H_{joint, z}[m:m+1](f)$ として実現する請求項3記載の非線形等化回路。

[請求項5]

入力する第1の複素デジタル信号系列 $d_{x[m, i]}$ に対し、伝達関数 $H_{pre, x}[m](f)$ の線形歪みを付加する第1の線形歪み付加部と、

入力する第2の複素デジタル信号系列 $d_{y[m, i]}$ に対し、伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の線形歪みを付加する第2の線形歪み付加部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_x[m, i]$ を計算する第1の電力計算部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列の絶対値の二乗である、電力 $P_y[m, i]$ を計算する第2の電力計算部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i] = \alpha_{xx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{xx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{xx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第1の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i] = \alpha_{xy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{xy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{xy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{xy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算する第2の重み付け平均部と、

前記電力 $P_x[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yx}[m, i] = \alpha_{yx}[-a] P_x[m, i-a] + \alpha_{yx}[-a+1] P_x[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yx}[0] P_x[m, i] + \dots + \alpha_{yx}[b] P_x[m, i+b]$ を計算する第3の重み付け平均部と、

前記電力 $P_y[m, i]$ の重み付け平均電力 $P_{avg, yy}[m, i] = \alpha_{yy}[-a] P_y[m, i-a] + \alpha_{yy}[-a+1] P_y[m, i-a+1] + \dots + \alpha_{yy}[0] P_y[m, i] + \dots + \alpha_{yy}[b] P_y[m, i+b]$ を計算する第4の重み付け平均部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, xx}[m, i]$ に第1の効率 γ_{xx} を乗算して位相回転量 $\phi_{xx}[m, i] = \gamma_{xx}[m, i] P_{avg, xx}[m, i]$ を生成する第1の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, xy}[m, i]$ に第2の効率 γ_x

y を乗算して位相回転量 $\phi_{xy} [m, i] = \gamma_{xy} [m, i] P_{avg, xy} [m, i]$ を生成する第2の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, yx} [m, i]$ に第3の効率 γ_{yx} を乗算して位相回転量 $\phi_{yx} [m, i] = \gamma_{yx} [m, i] P_{avg, yx} [m, i]$ を生成する第3の位相回転量生成部と、

前記重み付け平均電力 $P_{avg, yy} [m, i]$ に第4の効率 γ_{yy} を乗算して位相回転量 $\phi_{yy} [m, i] = \gamma_{yy} [m, i] P_{avg, yy} [m, i]$ を生成する第4の位相回転量生成部と、

前記位相回転量 $\phi_{xx} [m, i]$ と $\phi_{xy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_x [m, i] = \phi_{xx} [m, i] + \phi_{xy} [m, i]$ を計算する第1の加算部と、

前記位相回転量 $\phi_{yx} [m, i]$ と $\phi_{yy} [m, i]$ とを加算して複素位相回転量 $\phi_y [m, i] = \phi_{yx} [m, i] + \phi_{yy} [m, i]$ を計算する第2の加算部と、

前記複素位相回転量 $\phi_x [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ に変換する第1の複素位相回転用信号生成部と、

前記複素位相回転量 $\phi_y [m, i]$ を複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ に変換する第2の複素位相回転用信号生成部と、

線形歪みを付加された前記第1の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_x [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第1の複素位相回転部と、

線形歪みを付加された前記第2の複素デジタル信号系列に前記複素信号 $\exp(-j\phi_y [m, i])$ を乗算することで複素位相回転を与える第2の複素位相回転部と、

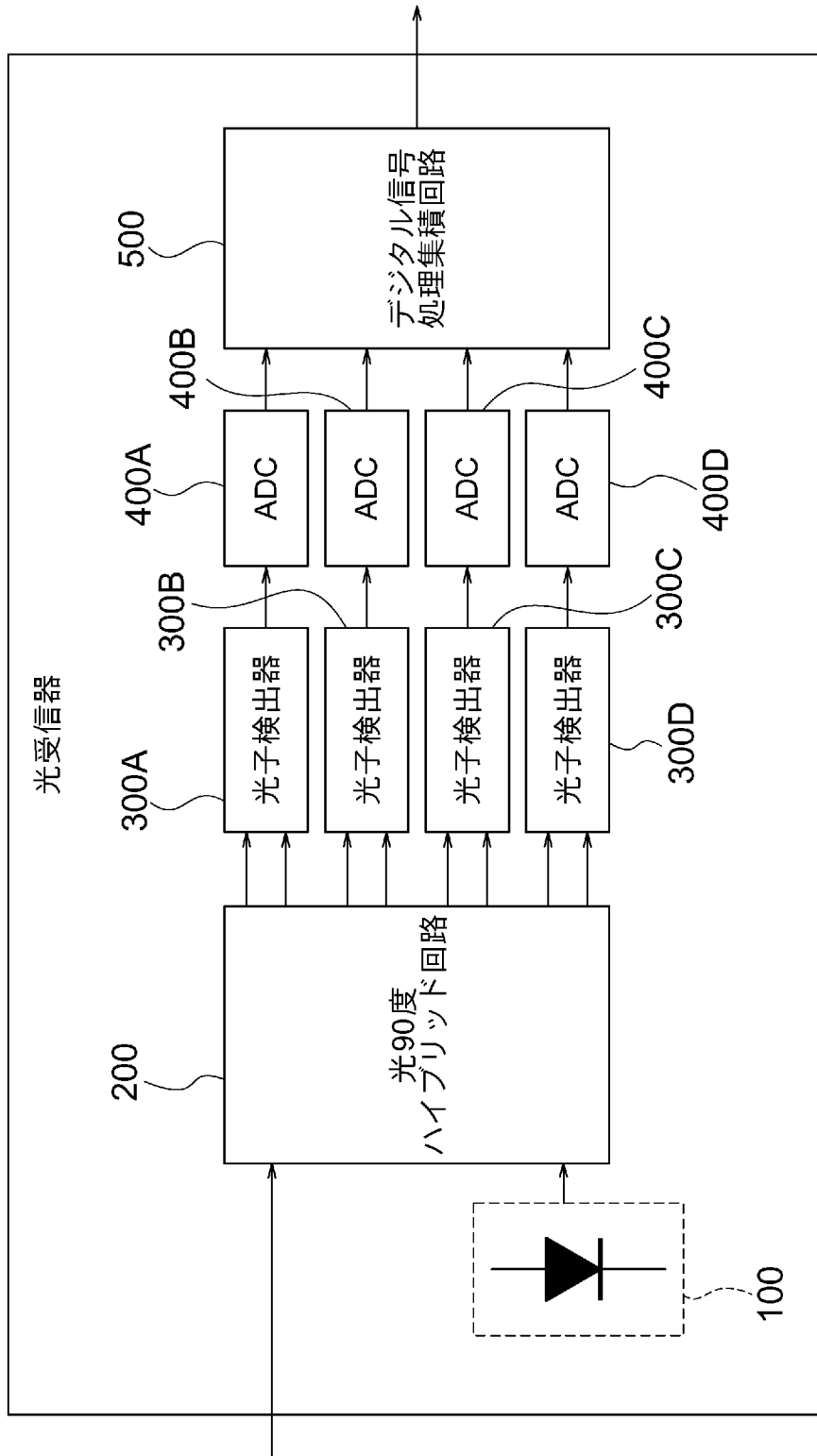
前記第1の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, x} [m] (f)$ の逆関数 $H_{pre, x} [m]^{-1} (f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, x} [m]^* (f)$ を伝達関数 $H_{post, x} [m] (f)$

として有する波形歪みを付加することで、前記第1の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第1の線形歪み除去部と、

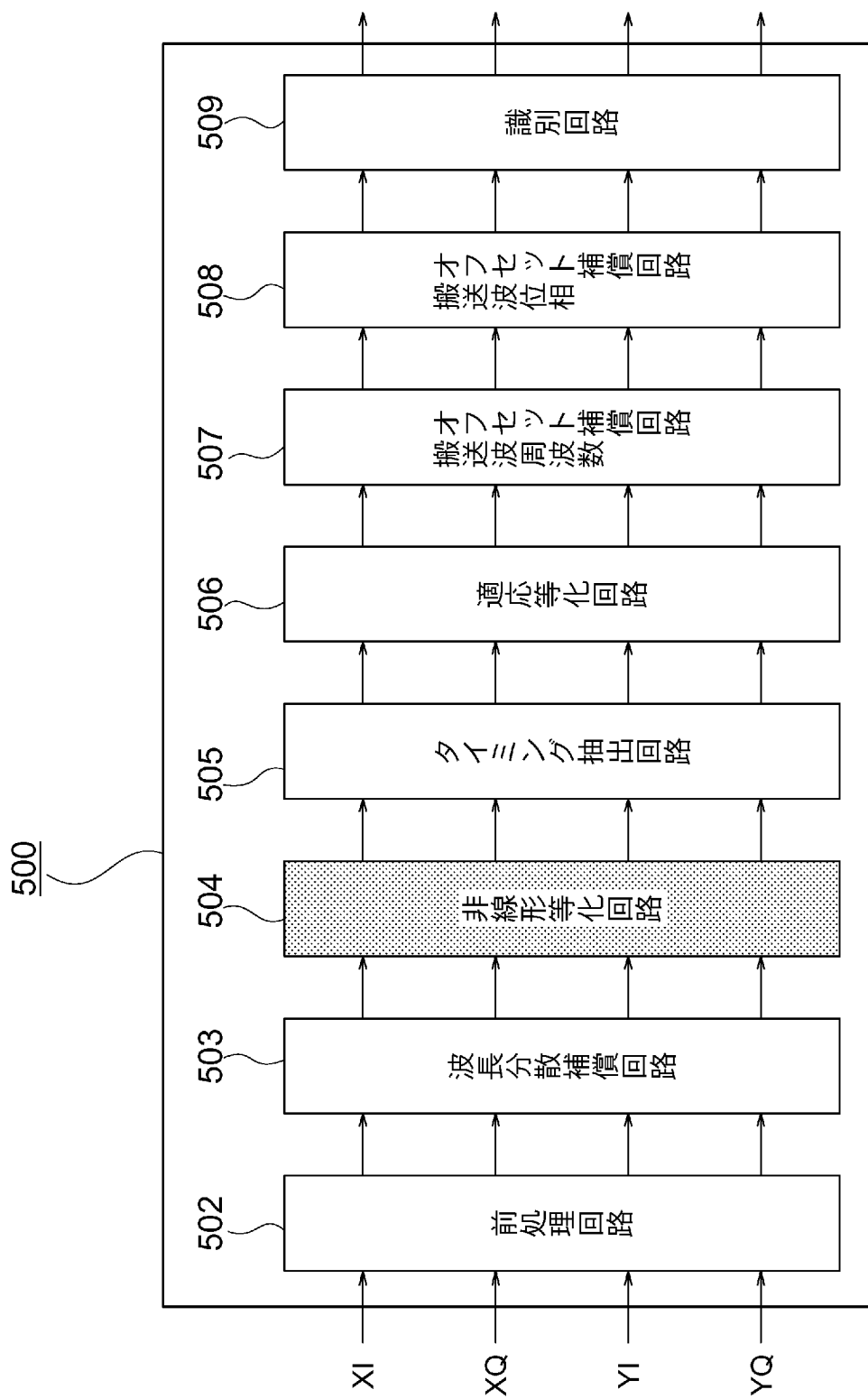
前記第2の複素位相回転部により複素位相回転を与えられた複素デジタル信号に対して前記線形な波形歪みの伝達関数 $H_{pre, y}[m](f)$ の逆関数 $H_{pre, y}[m]^{-1}(f)$ もしくは複素共役関数 $H_{pre, y}[m]^*(f)$ を伝達関数 $H_{post, y}[m](f)$ として有する波形歪みを付加することで、前記第2の線形歪み付加部における波形歪みを除去する第2の線形歪み除去部と

を有するデジタル信号処理回路。

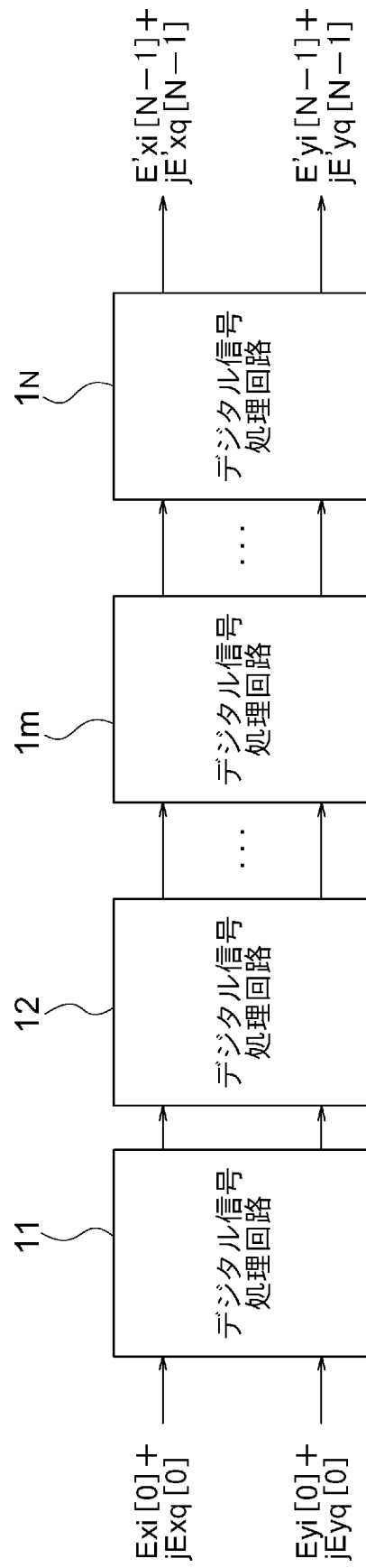
[図1]



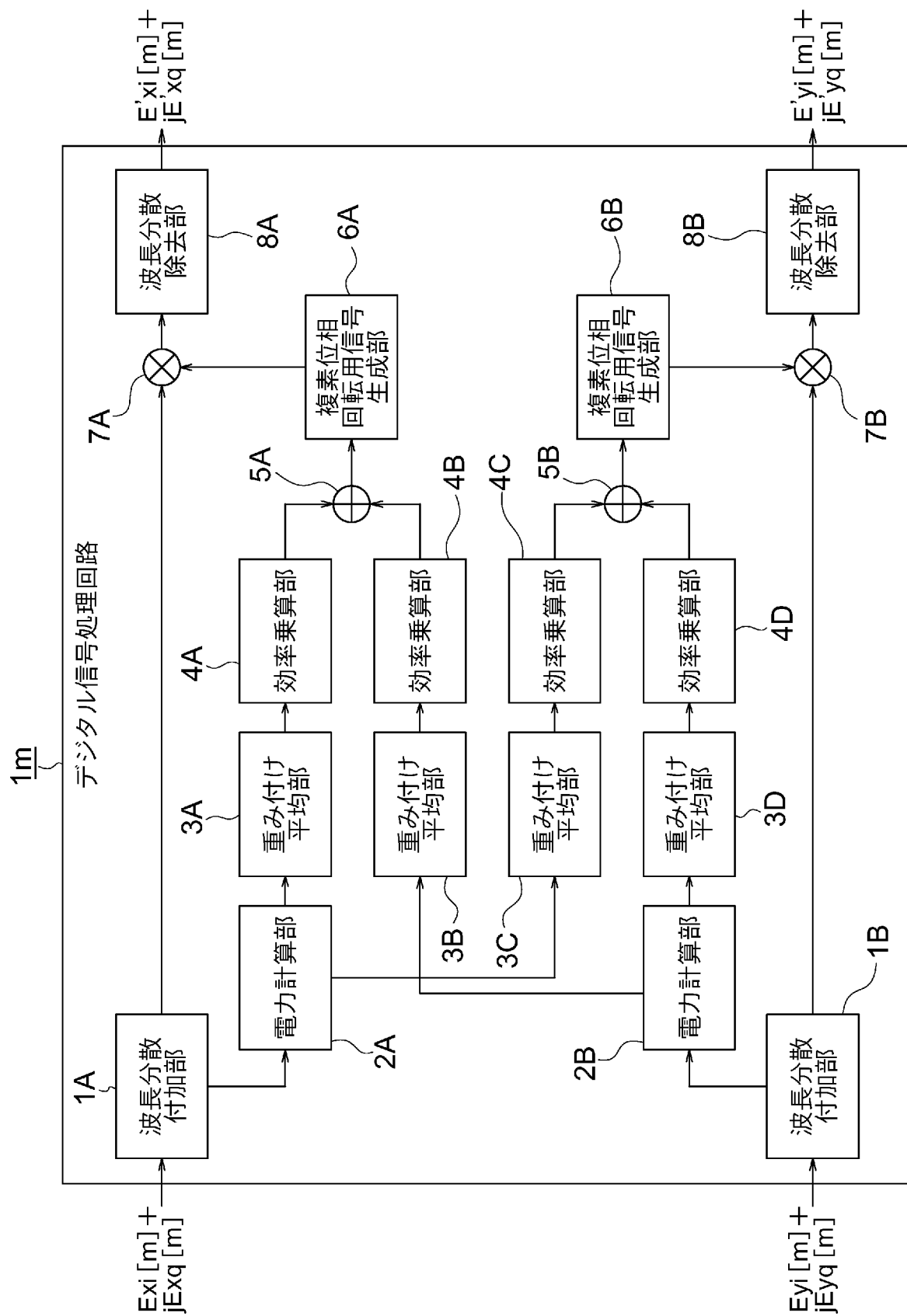
[図2]



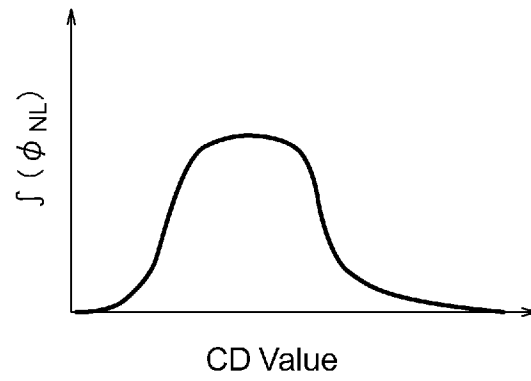
[図3]



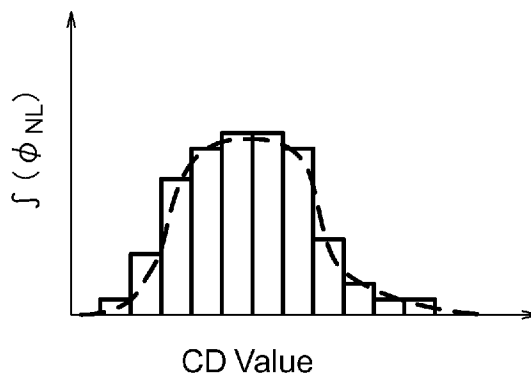
[図4]



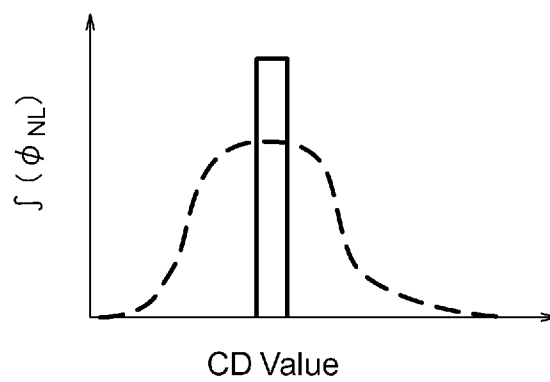
[図5A]



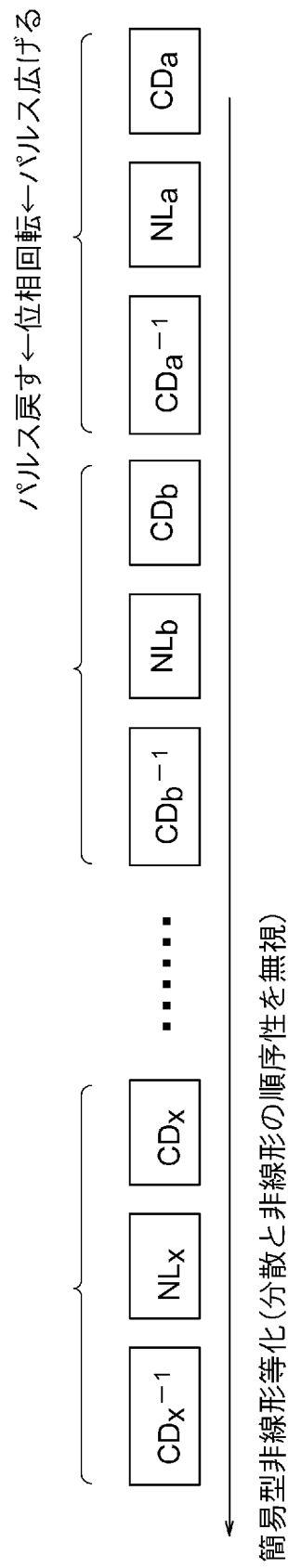
[図5B]



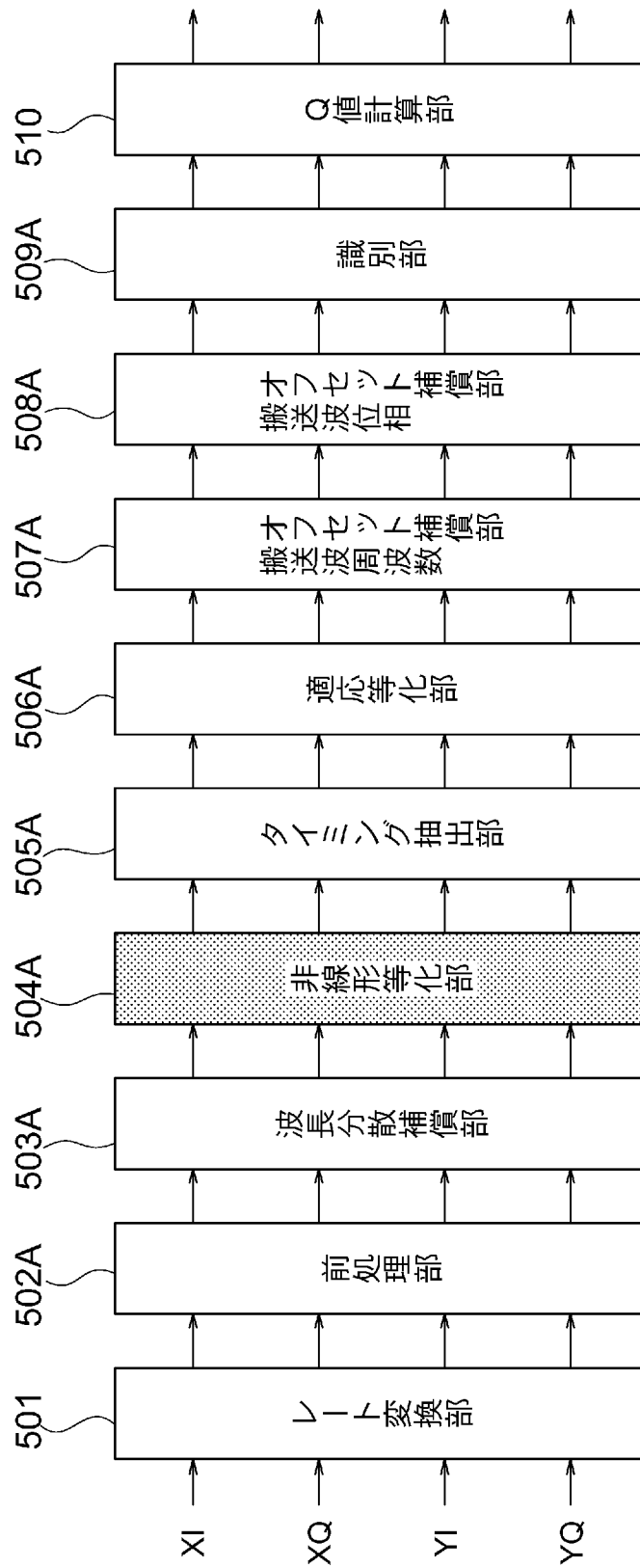
[図5C]



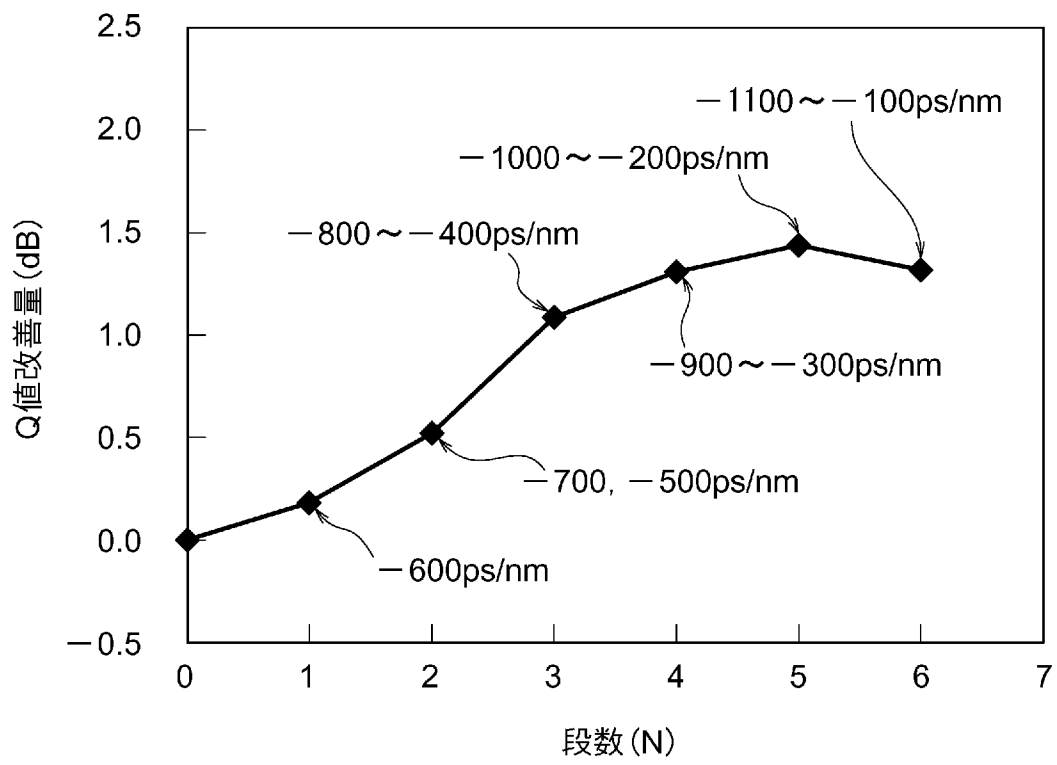
[図6]



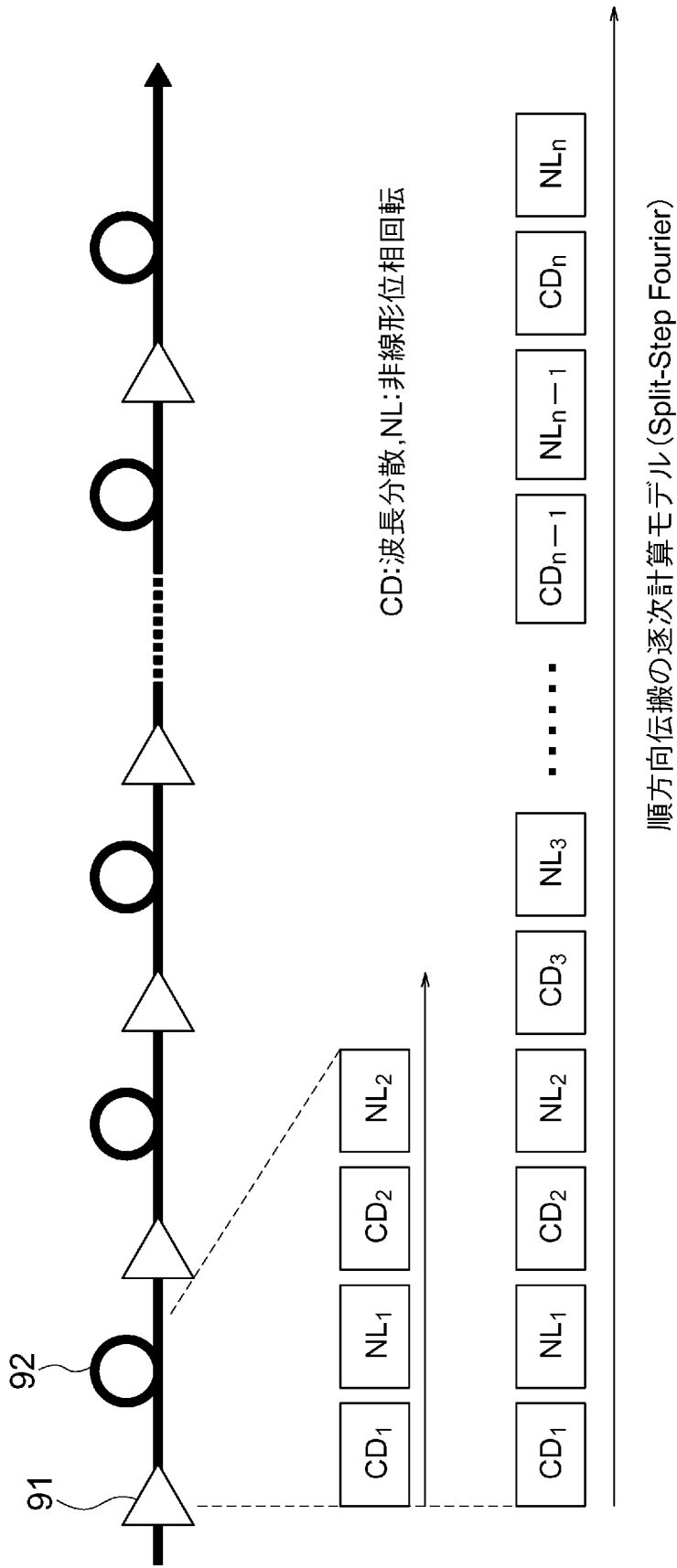
[図7]



[図8]



[図9]



[図10]



デジタル逆方向伝搬 (分散と非線形の順序性を再現)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/053499

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B10/02(2006.01)i, H04B10/18(2006.01)i, H04J14/00(2006.01)i, H04J14/04(2006.01)i, H04J14/06(2006.01)i, H04L27/01(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B10/00-10/28, H04J14/00-14/08, H04L27/01

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE Xplore

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2010-050578 A (Fujitsu Ltd.), 04 March 2010 (04.03.2010), fig. 1, 2, 5, 6, 8, 11, 15, 18, 19 & US 2010/0046961 A1 & EP 2157716 A1	1-5
A	Kazuro Kikuchi, Electronic post-compensation for Nonlinear Phase Fluctuations in a 1000-km 20-Gbit/s Optical Quadrature Phase-shift Keying Transmission System Using the Digital Coherent Receiver, OPTICS EXPRESS, 2008.01.21, Vol.16 No.2, pp.889-896	1-5
A	JP 2011-15013 A (Fujitsu Ltd.), 20 January 2011 (20.01.2011), fig. 1 to 6, 15 (Family: none)	1-5

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
03 March, 2011 (03.03.11)

Date of mailing of the international search report
15 March, 2011 (15.03.11)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/053499

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2010-268210 A (Nippon Telegraph and Telephone Corp.), 25 November 2010 (25.11.2010), fig. 5 to 8 (Family: none)	1-5

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04B10/02(2006.01)i, H04B10/18(2006.01)i, H04J14/00(2006.01)i, H04J14/04(2006.01)i, H04J14/06(2006.01)i, H04L27/01(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04B10/00-10/28, H04J14/00-14/08, H04L27/01

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2011年
日本国実用新案登録公報	1996-2011年
日本国登録実用新案公報	1994-2011年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEE Xplore

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2010-050578 A (富士通株式会社) 2010.03.04, 図 1, 2, 5, 6, 8, 11, 15, 18, 19 & US 2010/0046961 A1 & EP 2157716 A1	1-5
A	Kazuro Kikuchi, Electronic post-compensation for Nonlinear Phase Fluctuations in a 1000-km 20-Gbit/s Optical Quadrature Phase-shift Keying Transmission System Using the Digital Coherent Receiver, OPTICS EXPRESS, 2008.01.21, Vol.16 No.2, pp. 889-896	1-5

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

03.03.2011

国際調査報告の発送日

15.03.2011

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

木下 直哉

電話番号 03-3581-1101 内線 3534

5 J

3858

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2011-15013 A (富士通株式会社) 2011.01.20, 図 1-6, 15 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2010-268210 A (日本電信電話株式会社) 2010.11.25, 図 5-8 (ファミリーなし)	1-5