

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2007年11月22日 (22.11.2007)

PCT

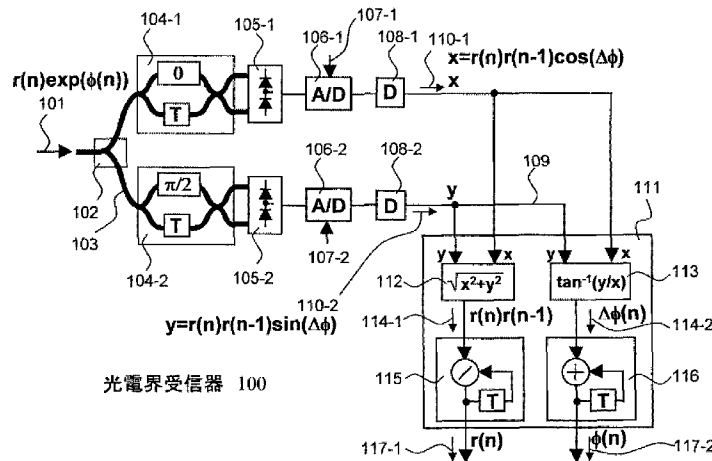
(10) 国際公開番号
WO 2007/132503 A1

- (51) 国際特許分類: $H04B\ 10/04$ (2006.01) $H04B\ 10/152$ (2006.01) $H04B\ 10/06$ (2006.01) $H04B\ 10/26$ (2006.01) $H04B\ 10/14$ (2006.01) $H04B\ 10/28$ (2006.01) $H04B\ 10/142$ (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/309498
- (22) 国際出願日: 2006年5月11日 (11.05.2006)
- (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): 株式会社日立コミュニケーションテクノロジー (HITACHI COMMUNICATION TECHNOLOGIES, LTD.)
- [JP/JP]; 〒1400013 東京都品川区南大井六丁目2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): 菊池 信彦 (KIKUCHI, Nobuhiko) [JP/JP]; 〒1858601 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人 日東国際特許事務所 (NITTO INTERNATIONAL PATENT OFFICE P.P.C.); 〒1040033 東京都中央区新川一丁目3番3号第17荒井ビル 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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU,

[続葉有]

(54) Title: OPTICAL ELECTRIC FIELD RECEIVER, OPTICAL MULTILEVEL SIGNAL RECEIVER, AND OPTICAL TRANSMISSION SYSTEM

(54) 発明の名称: 光電界受信器、光多値信号受信器および光伝送システム



100 OPTICAL ELECTRIC FIELD RECEIVER

(57) Abstract: An optical electric field receiver comprises an optical brancher that branches a received optical multilevel signal into first and second optical signals; a first optical delay detector that delay detects the first optical signal at a delay time T (T = symbol time); a second optical delay detector that delay detects the second optical signal at the delay time T with an optical phase difference of 90 degrees than the first optical delay detector; first and second optical receivers that convert delay detected signals, which are indicative of the X and Y components of complex signals outputted by the first and second delay detectors, to electric signals; and an electric field calculating part that generates, from output signals of the first and second optical receivers, first and second reproduced signals, which are indicative of the amplitude values and phase angles of the received symbols represented by the foregoing complex signals, each symbol time T.

(57) 要約: 受信した光多値信号を第1、第2の光信号に分岐する光分岐器と、上記第1の光信号を遅延時間T (T=シンボル時間)で遅延検波する第1の光遅延検波器と、上記第1の光遅延検波器と90度ずれた光位相差で、上記第2の光信号を遅延時間Tで遅延検波する第2の光遅延検波器と、

[続葉有]



WO 2007/132503 A1



ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, 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, 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 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

上記第1、第2の遅延検波器から出力される複素信号のx成分、y成分を示す遅延検波信号をそれぞれ電氣的信号に変換する第1、第2の光受信器と、上記第1、第2の光受信器の出力信号から、シンボル時間T毎に、上記複素信号で表される受信シンボルの振幅値と位相角を示す第1、第2の再生信号を生成する電界演算部とからなる光電界受信器。

明 細 書

光電界受信器、光多値信号受信器および光伝送システム

技術分野

[0001] 本発明は、光情報伝送技術に関し、更に詳しくは、光ファイバで伝送される多値光情報の受信に適した光電界受信器、光多値信号受信器および光伝送システムに関する。

背景技術

[0002] 近年、一本の光ファイバで伝送可能な情報量(伝送容量)は、多重化される波長数の増加や光信号の変調速度の高速化によって拡大し続けてきたが、略10T(テラ)bit/sで限界に達した感がある。伝送容量の拡大が困難になった大きな理由は、光伝送に使用可能な波長帯域が、光ファイバアンプの波長帯域(C、L、Sバンドを合わせて約80nm=10THz相当)で制限される限界域に到達したからである。このような状況において、光ファイバの伝送容量を更に大きくするためには、信号変調方式を工夫し、限られた周波数帯域に多数の光信号を詰め込むことによって、周波数帯域の利用効率を高くする必要がある。

[0003] 無線通信の世界では、1960年代から普及した多値変調技術によって、周波数利用効率が10を越えるような高効率の伝送が可能となっている。多値変調は、光ファイバ伝送においても有望視され、従来から多くの検討がされてきた。例えば、R. A. Griffin, et. al., "10Gb/s Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (DQPSK) Transmission using GaAs/AlGaAs Integration," OFC2002, paper PD-FD6, 2003(非特許文献1)では、4値位相変調を行うQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)が報告され、Kenro Sekine, Nobuhiko Kikuchi, Shinya Sasaki, Shigenori Hayase and Chie Hasegawa, "Proposal and Demonstration of 10-Gsymbol/sec 16-ary (40 Gbit/s) Optical Modulation / Demodulation Scheme," paper We3.4.5, ECOC 2004, 2004(非特許文献2)では、4値の振幅変調と4値の位相変調とを組み合わせた16値の振幅・位相変調が報告されている。

[0004] 図1の(A)～(D)は、光伝送に適用可能な公知の各種変調方式の特徴を示した図

であり、位相面(IQ平面上)に光変調の位相点(識別時刻における光電界の複素表示)がプロットされている。

[0005] (A)は、広く用いられている2値振幅変調(BASK)を示す。BASKでは、位相は利用せず、振幅の強弱のみで1ビットの情報が伝送される。

(B)は、4値の位相角(0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $-\pi/2$)を用いることによって、1シンボルで2ビットの情報(11、10、01、00)を伝送する4値位相変調(QPSK)を示している。

[0006] (C)は、無線で広く用いられている16値直交振幅変調(16QAM)を示す。16QAMでは、位相点が格子状に配置され、1シンボルで4ビットの情報伝送が可能となる。図示した例では、Q軸座標で上位2ビット(11xx、10xx、01xx、00xx)の値、I軸座標で下位2ビット(xx11、xx10、xx01、xx00)の値が表現されている。この位相点配置は、位相点間の距離を大きくできるため、受信感度が高いことが知られているが、光通信分野での実現例は、未だに報告されていない。

[0007] (D)は、2値振幅変調の位相点と8値位相変調の位相点が同心円状に配置された16値振幅位相変調(16APSK)を示し、(E)は、振幅と位相の関係を示している。

[0008] このように、従来から多値信号の様々な位相点配置が検討されているが、多値数の増加に伴って受信器が複雑化する。また、多値数が増加すると、位相成分を検出するための光遅延検波における符号間干渉が増えるため、受信感度などの特性が急速に悪化するという問題がある。

[0009] 一方、光伝送容量を拡大するために、各波長(チャンネル)の変調速度を10Gbit/秒~40Gbit/秒程度に高速化する検討もなされている。しかしながら、変調速度をこのように高速化すると、光ファイバの持つ波長分散や、自己位相変調効果などの非線形効果によって、伝送品質が大きく劣化する。光伝送の場合、波長分散の影響で、光伝送距離が信号ビットレートの2乗分の1で急減する。そのため、10Gbit/秒以上の光伝送においては、光信号受信端や光中継器に、伝送路で発生する波長分散を補償するための分散補償器が必要となる。例えば、40Gbit/秒の光伝送では、波長分散に対する耐力が、通常分散ファイバで僅か5km分程度しかないため、光信号受信端に配置された可変波長分散補償器によって、信号品質の劣化が最小となるように自動的に制御する適応補償技術が検討されている。

- [0010] しかしながら、可変波長分散補償器は、装置のサイズ、複雑さ、コスト、制御速度などの点で多くの解決課題を残している。近年では、光信号受信機の電気回路部に、フィードフォワード等化回路 (FFE) または判定帰還等化回路 (DFE) などの電氣的な適応等化回路を配置した構成や、最尤推定回路 (MLSE) で受信シンボルを推定する電気段補償技術が検討されている。但し、従来技術による電気段での波長分散補償は、受信光波形のアイ開口を整形するだけの不完全なものになっている。そのため、補償効果も、受信器の波長分散耐力を実効的に1.5~2倍に拡大し、例えば、40Gbit/秒の通常の光ファイバ伝送で伝送距離を10kmまで延ばす程度の不十分なものであった。
- [0011] 上述した問題を解決し得る従来技術の一つとして、例えば、M. G. Taylor, "Coherent detection method using DSP to demodulate signal and for subsequent equalization of propagation impairments," paper We4.P.111, ECOC 2003, 2003 (非特許文献3) で報告されたコヒーレント光電界受信システムがある。コヒーレント光電界受信システムでは、図2の(A)に示すように、光ファイバ伝送路で伝送された光多値信号123が、偏波分離回路131によって、水平(P)偏波成分133と垂直(S)偏波成分134とに分離され、それぞれコヒーレント光電界受信器135-1、135-2に入力される。
- [0012] コヒーレント光電界受信システムには、送信光源と略同一の波長をもつ局部発振レーザ光源130を必要とする。上記レーザ光源130からの出力光(局発光)132は、光スプリッタ102で2つの局発光132-1と132-2に分離され、コヒーレント光電界受信器135-1と135-2に入力される。
- [0013] コヒーレント光電界受信器135-1は、光位相ダイバーシティ回路136とデジタル演算回路141とを備えている。光位相ダイバーシティ回路136は、入力された光多値信号のP偏波成分133と局発光132-1から、局発光と光多値信号との同相成分よりなるI(同相)成分出力光137と、局発光と光多値信号との直交成分よりなるQ(直交)成分出力光138を生成し、I成分出力光137はバランス型光受信器105-1に、Q成分出力光138はバランス型光受信器105-2に供給する。バランス型光受信器105-1、105-2から出力されたアナログ電気信号は、それぞれA/D変換器106-1、106-2で時間サンプリングされ、デジタル信号に変換される。

- [0014] 以下の説明では、図1の(E)に示すように、受信信号の光電界を $r(n)\exp(\phi(n))$ と定義し、局発光132-1、132-2の光電界を $\exp(-\theta(n))$ と表記する。ここで、 r は光電界の振幅、 ϕ は光電界の位相、 n はサンプリング時刻を示しており、局発光132の振幅は一定値「1」と仮定している。また、 $\theta(n)$ は、レーザ光源が本質的に持っているランダムな位相雑音や、局発光と信号光の差周波成分によって生じる位相変動を示している。尚、送信機側の送信光源も位相雑音を持っているが、ここでは、説明を簡単化するため無視されている。
- [0015] 各バランス型光受信器105-1、105-2は、入力された光多値信号を局発光でホモダイン検波し、それぞれ局発光を基準にした光多値信号の光電界の同相成分と直交成分を出力する。従って、A/D変換器106-1の出力信号140-1は、 $I'(n)=r(n)\cos(\phi'(n))$ 、A/D変換器106-2の出力電気信号140-2は、 $Q'(n)=r(n)\sin(\phi'(n))$ となる。但し、ここでは、簡単化のために $\phi'(n)=\phi(n)+\theta(n)$ とし、変換効率などの定数は全て「1」としてある。
- [0016] ここで、位相変動 $\theta(n)$ を無視すると、 $\phi'(n)=\phi(n)$ となる。従って、コヒーレント光電界受信器を用いた場合、受信した光多値信号123から、光電界 $r(n)\exp(\phi(n))$ を示す全ての情報(ここではI、Q両成分)が直接的、且つ簡単に得られ、多値光信号受信が可能となるはずであるが、実際には、局発光132の位相変動 $\theta(n)$ の影響を無視できない。例えば、受信した光多値信号が、図1の(C)に示した16値直交変調(16QAM)で多値変調されていたと仮定すると、位相変動 $\theta(n)$ があった場合、受信信号の位相点配置は、等化的に図2の(B)に示すように、理想的な位置から $\theta(n)$ だけ回転する。その結果、上述した $I'(n)$ と $Q'(n)$ からは、どのシンボル(位相点)が送信されたかを識別できなくなる。
- [0017] デジタル演算回路141は、A/D変換器106-1、106-2の出力信号から、位相点のゆっくりとした回転成分(～数100MHz)を検出し、この回転成分を位相変動 $\theta(n)$ と見做してA/D変換器の出力信号から演算処理で除去し、正しい同相成分 $I(n)=r(n)\cos(\phi(n))$ 、直交成分 $Q(n)=r(n)\sin(\phi(n))$ を示す出力信号142-1、142-2をシンボル判定回路143に出力する。
- [0018] バランス型光受信器105-2も、バランス型光受信器105-1と同様の動作で、出

力信号142-3、142-4として、正しい同相成分 $I(n)=r(n)\cos(\phi(n))$ 、直交成分 $Q(n)=r(n)\sin(\phi(n))$ を出力する。シンボル判定回路143は、上記各デジタル演算回路141から出力されたI、Q成分を図1(C)に示した位相点配置と比較することによって、どのシンボルが伝送されたかを高精度に判別し、再生多値デジタル信号144を出力する。

[0019] 上述したコヒーレント光電界受信器を利用すれば、波長分散などに起因した信号劣化を演算処理で補償して、多値信号の識別に必要な全ての電界情報を生成できるため、原理的には、どのように複雑な多値信号でも受信可能となる。また、上記コヒーレント光電界受信器には、デジタル演算回路141で、入力信号に光ファイバ伝送路の伝搬関数の逆関数による補正処理を行うことにより、波長分散などによる線形劣化を理論的には完全に補償でき、補償量にも制限が無いと言う大きな利点がある。但し、現時点では、10Gbit/秒以上の信号処理性能をもつような小型の高速デジタル演算回路141が市場に提供されていないため、上述したデジタル処理型のコヒーレント光電界受信器は、高速のA/D変換器を用いて取り込んだ電気信号140-1、140-2をコンピュータでオフライン演算して、その効果を検証中の段階にある。

[0020] 一方、図3の(B)は、非特許文献2に代表される従来の振幅位相変調光受信用の光多値信号受信器の構成図を示し、図3の(A)は、位相4値、振幅2値の8個の位相点が同心円上に配置された8値の振幅位相変調光(8APSK)の1例を示している。8APSK信号のように、位相成分が等間隔に分割される光変調では、通常、位相成分の変調に差動符号化が用いられる。本例では、振幅2値と、直前シンボルとの位相差が、 0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $-\pi/2$ の何れかになる位相4値に対応付けて、各シンボルで3ビットの情報を伝送する。

[0021] 8APSK信号を受信する光多値信号受信器は、光電界を検出しない非コヒーレント方式であり、図3の(B)に示すように、入力された光APSK信号124は、光分岐回路150で3つの光信号に分岐される。そのうち、2つの光信号が光遅延検波器104-1と104-2に、残る1つの光信号が光強度受信器151に入力される。光遅延検波器104-1と104-2は、それぞれ入力信号にシンボル時間Tの遅延を与える第1の光パスと、 $-\pi/4$ 位相シフトまたは $+\pi/4$ 位相シフトをもつ第2の光パスとからなり、受信

した光多値信号の状態(シンボル)を時刻Tだけ前に受信したシンボルと干渉させて、位相変調成分を光強度信号に変換する。

- [0022] $+\pi/4$ 位相シフタをもつ光遅延検波器104-1の出力光は、受信シンボルと直前のシンボルとの位相差が0または $+\pi/2$ となった時に出力強度が大となり、位相差が $-\pi/2$ または π となった時に出力強度が小となる。光遅延検波器104-1の出力光をバランス型受信器105-1で受信し、その出力を2値判定回路152-1で2値判定することによって、1ビット分の2値再生デジタル信号153-1が得られる。
- [0023] $-\pi/4$ 位相シフタをもつ光遅延検波器104-2の出力光は、受信シンボルと直前のシンボルとの位相差が0または $-\pi/2$ となった時に出力強度が大となり、位相差が $\pi/2$ または π となった時に出力強度が小となる。光遅延検波器104-2の出力光をバランス型受信器105-2を介して2値判定回路152-2に入力することによって、位相成分に含まれる他の1ビット分の2値再生デジタル信号153-2が再生される。
- [0024] 光強度受信器151は、受信信号の光強度(光電界振幅の二乗)を電気信号に変換する。光強度受信器151の出力は、2値判定回路152-3で判定され、光振幅成分に含まれる1ビット分の2値再生デジタル信号153-3が再生される。この光多値信号受信器は、光遅延検波を用いているため、位相変動 $\theta(n)$ の影響と偏波依存性が殆どなく、局部発振光源が不要となる等の利点があり、16値までのAPSK信号の受信に適用されている。
- [0025] 図4は、S Calabro, "Improved Detection of Differential Phase Shift Keying Through Multi-symbol Phase Estimation," proc. ECOC '05, We4P 118, 25-29 September 2005, Glasgow, Scotland, 2005(非特許文献4)に示された2値位相変調光の受信器を示す。
- [0026] この受信器は、2値差動位相変調(DPSK)の入力光信号159を高感度受信するために、無線通信で用いられる判定帰還方式を適用している。本例では、入力信号を2つの光信号に分岐して、光遅延検波器104-1と104-2に入力する。光遅延検波器104-1と104-2は、図5と同様、入力信号にシンボル時間Tの遅延を与える第1の光パスと、位相角0の位相シフタまたは $\pi/2$ 位相シフタをもつ第2の光パスとか

らなっている。

[0027] ここでは、位相変調成分を $\phi(n)$ とし、2値位相変調信号の光電界を $\exp(\phi(n))$ で表す。光遅延検波器104-1、104-2の出力をそれぞれバランス型受信器105-1、105-2に入力すると、2つのバランス型受信器の出力信号は、 $\cos(\Delta\phi(n))$ 、 $\sin(\Delta\phi(n))$ と表される。但し、 $\Delta\phi(n) = \phi(n) - \phi(n-1)$ であり、振幅成分は一定となるため、「1」に規格化されている。

[0028] バランス型受信器105-1の出力 $\cos(\Delta\phi(n))$ の値は、もし雑音がなければ、差動位相変調 $\Delta\phi$ に対応して、 $\Delta\phi = 0$ の場合は「1」、 $\Delta\phi = \pi$ の場合は「-1」となり、DPSK信号の情報値と対応した値となる。そのため、通常のDPSK受信器では、原理的に、バランス型光受信器105-1の出力を2値判定回路152に直接入力して、2値再生デジタル信号153($\Delta\phi = 0$ の時は「1」、 $\Delta\phi = \pi$ の時は「-1」)が得られる。

[0029] しかしながら、このような遅延検波において、光信号に雑音や符号間干渉があると、直前のシンボルで位相 $\phi(n-1)$ がばらつき、 $\Delta\phi(n)$ の判定に誤差が発生する。このような $\Delta\phi(n)$ の判定誤差を低減するために、図4に示した受信器では、判定帰還方式を採用している。

具体的には、遅延回路157-1、157-2と乗算器158-1、158-2を用いて、直前のシンボルの位相差情報 $\cos\Delta\phi(n-1)$ 、 $\sin\Delta\phi(n-1)$ に、2値判定回路152から出力された2値デジタル情報を乗算することによって、差動位相変調成分(「0」または「 π 」)を消去し、誤差成分のみを抽出している。抽出された誤差成分と新たな位相差情報 $\phi(n)$ から、4象限乗算器156で補償信号を生成し、補償信号を重み付け回路155-1、155-2に入力する。重み付けされた補償信号を加算回路154-1、154-2で受信信号に加えることによって、前ビット(シンボル)の影響を部分的に除去する。これによって、加算回路154-1、154-2から正確度を増した2値差動位相変調成分 $\cos(\Delta\phi_i(n))$ 、 $\sin(\Delta\phi_i(n))$ が得られるため、2値判定結果の誤差成分を低減し、受信感度を向上できる。

[0030] 上述した2値位相変調光受信器は、構造の対称性から、比較的容易に4値の差動位相変調信号受信に拡張できる。しかしながら、位相変調と振幅変調との組合せによる4値以上の光多値信号受信への拡張は困難である。

[0031] 非特許文献1:R. A. Griffin, et. al., "10Gb/s Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (DQPSK) Transmission using GaAs/AlGaAs Integration," OFC2002, paper PD-FD6, 2003

非特許文献2:Kenro Sekine, Nobuhiko Kikuchi, Shinya Sasaki, Shigenori Hayase and Chie Hasegawa, "Proposal and Demonstration of 10-Gsymbol/sec 16-ary (40 Gbit/s) Optical Modulation / Demodulation Scheme," paper We3.4.5, ECOC 2004, 2004

非特許文献3:M. G. Taylor, "Coherent detection method using DSP to demodulate signal and for subsequent equalization of propagation impairments," paper We4.P.111, ECOC 2003, 2003

非特許文献4:S Calabro, "Improved Detection of Differential Phase Shift Keying Through Multi-symbol Phase Estimation," proc. ECOC '05, We4P 118, 25-29 September 2005, Glasgow, Scotland, 2005

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0032] 本発明の第1の目的は、偏波依存性がなく、局部発振光源を必要としない実用的な光電界受信器および光多値信号受信器を提供することにある。

本発明の第2の目的は、シンボル判定に必要な光多値変調信号の全ての電界情報(受信シンボルの振幅値、位相角、またはシンボル間位相差)を検出可能な光電界受信器および光多値信号受信器を提供することにある。

[0033] 光ファイバ伝送では、伝送光信号の偏波の状態が、時間的に大きく変動することが知られている。図2で説明したコヒーレント光電界受信器は、原理的に偏波依存性があり、偏波の変動によって前述したP偏波成分が失われると、コヒーレント光電界受信器135-1は、動作不能となってしまふ。そこで、図2に示したコヒーレント光電界受信システムでは、光多値信号のP偏波成分133を受信するコヒーレント光電界受信器135-1と、S偏波成分を受信するコヒーレント光電界受信器135-2とを用意し、シンボル判定回路143が、これら2つの受信器の一方を選択してシンボル判定する偏波ダイバーシティ構成としている。

[0034] 更に、コヒーレント光電界受信システムには、波長が受信光と略合致した局部発振光源130を必要とするため、波長管理が複雑になるという問題がある。また、偏波ダイバーシティ構成を採用することにより、偏波状態が変動しても入力光信号の受信が可能となるが、この場合、偏波分離回路131や光スプリッタ102等の余分な光部品が必要となり、受信器のハードウェア規模が大きくなるという実用上の大きな問題がある。

[0035] 一方、図3で説明した多値光受信器や、図4で説明した判定帰還型の多値位相変調受信器では、受信信号の強度と相対位相差をそれぞれ2値判定しているだけであり、光電界の全情報の検出、例えば、図1(C)の16QAM信号の判定に必要な振幅値と絶対位相値の組み合わせを行うことはできない。何故なら、これらの方式で使用されている光遅延検波器は、時間軸上で連続した2つのシンボルの相対位相差に応じて変化する強度信号を検出するためのものであり、各シンボルの絶対位相を検出することはできないためである。また判定が2値に限られるため、図1(D)の16APSK信号の判定に必要な相対位相差の8値検出などを行うこともできない。

[0036] 本発明の第3の目的は、多値数の異なる複数種類の光変調方式に応用可能な汎用性の高い光電界受信器、光多値信号受信器および光伝送システムを提供することにある。

コヒーレント光電界受信器は、この課題に対しても利点がある。しかしながら、図3で説明した光多値信号受信器や、図4で説明した判定帰還型多値位相変調受信器のように、非コヒーレント型の受信器では、受信信号強度の2値判定と相対位相差の2値判定とを組み合わせる構造となっているために、シンボルの多値数が2のN乗で増加した場合、原則として、N組の受信回路を必要とし、受信器の構成が複雑化する。この構成複雑化は、将来的に更に多値数の増加が望まれる光多値信号受信器において、実用上の大きな問題となる。また、これらの非コヒーレント型の受信器は、受信する光信号の変調方式や位相点配置に依存して受信器の構成が変わるため、汎用性に欠けるという問題もある。非特許文献2では、4値の強度多値変調信号を1つの光強度受信器で受信しているが、多値アナログ信号は、電気回路段での劣化が大きくなるため、光信号の4値以上の多値化は容易でない。

[0037] 本発明の第4の目的は、非コヒーレント方式で光電界の全情報を検出し、伝送中に生じた線形劣化を補償する光電界受信器を実現することにある。一般に遅延検波では、光信号が振幅変調成分を持つと、出力信号強度が振幅変調成分によって変動するため、局部発振光源を用いたコヒーレント光受信方式でなければ、光電界情報を得ることはできないと考えられている。もし、従来の2値振幅変調を含む多値変調された光信号を受信し、全ての電界情報を得ることができれば、受信器の電気回路段において、伝送中に生じた線形劣化を演算処理で補償し、例えば、高度の分散補償を実現できる。

課題を解決するための手段

[0038] 上記目的を達成するため、本発明の光電界受信器および光多値信号受信器では、受信光信号を位相が互いに90度ずれた1対の光遅延検波器に入力し、それぞれの遅延検波出力を電気信号に変換し、電界演算部を用いて光電界情報を算出する。上記構成によれば、ホモダイン検波を行っていないため、局部発振光源が不要であり、また、光遅延検波器には偏波依存性がないため、偏波依存性のない光電界受信器を実現できる。

[0039] 具体的に説明すると、本発明では、1対の光遅延検波器から、複素信号の直交成分x成分とy成分(またはI成分とQ成分)を示す2つの遅延検波信号を発生し、電界演算部で上記複素信号の位相成分(シンボル間位相差)を算出し、算出された位相成分から、過去に算出した直前シンボルの位相角を減算することによって、受信シンボルの位相角を算出する。また、上記2つの遅延検波信号から、複素信号の振幅値を算出し、この値を過去に算出した直前のシンボルの振幅値で除算することで、受信シンボルの振幅値を算出する。

尚、受信シンボルの振幅値は、光遅延検波器とは別に設けた光強度検出器の出力に基いて演算してもよい。これらの演算は、光遅延検波器の出力信号を電氣的なアナログ信号に変換し、これをA/D変換器でデジタル変換することによって、電氣的なデジタル演算処理回路で実現することができる。

[0040] 受信光信号が多値位相変調信号の場合、本発明の光電界受信器および光多値信号受信器は、電界演算部で算出したシンボル間位相差から受信シンボルを判定する

多値シンボル判定回路を備える。また、受信光信号が、例えば、QAM信号やAPSK信号のように、振幅変調と位相変調を組み合わせた光多値変調信号の場合、本発明の光電界受信器および光多値信号受信器は、電界演算部で算出された光電界の振幅値と位相成分(シンボル間位相差またはシンボル位相角)、または同相成分と直交成分から、受信シンボルを判定する多値シンボル判定回路を備える。このような光多値信号の受信においては、位相や振幅の低速度の変動が問題となるが、この変動成分は、多値シンボル判定に、例えば、判定帰還演算などの手法を採用することによって除去できる。

[0041] 本発明の1実施例では、ナイキストの定理を満たすように、光遅延検波器の遅延時間 T と、A/D変換器のサンプリング時間をそれぞれ $1/2f$ (f は入力光信号の持つ最高周波数成分)以下にする。これによって、デジタル光電界信号として、時間領域も含めて入力光波形の完全な複製を再生でき、波長分散などに起因した波形劣化による光伝送距離の制限を緩和することが可能になる。

[0042] また、再生された光電界信号に対して、例えば、光電界補償回路で光伝送路伝搬特性の逆演算を行えば、波長分散をより完全に補償することが可能となる。この場合、補償すべき波長分散量を光電界補償回路に指定する必要があるが、波長分散値が既知の場合は固定の補償値を予め指定すればよく、波長分散値が不明の場合は、受信状態に応じて補償値が自動的に変更される適応補償型の光電界補償回路を採用すればよい。また、波長分散量の補償値や適切な補償アルゴリズムを外部装置で判定できる場合は、光電界補償回路に対し外部装置から補償値を設定できる。

[0043] 例えば、本発明の光電界受信器および光多値信号受信器が、光ネットワークを構成する光伝送装置に付随して配置される場合、光ネットワークに接続された制御端末によって、光信号経路に沿った光ファイバの総波長分散量を算出し、この値を光信号受信側の光伝送装置に送信し、光電界受信器および光多値信号受信器の光電界補償回路に補償量の初期値として与えることによって、最適な補償量の設定が可能となる。この方式によれば、光ネットワーク内での光信号経路が変更された場合、再計算された補償量を光電界補償回路に迅速に設定できるため、適応補償型の光電界補償回路を不要にしたり、適応補償制御における最適状態への引き込み時

間を短縮することが可能となる。

発明の効果

- [0044] 本発明は、光遅延検波器を用いているため、入力光の偏波状態に無依存であり、従来のコヒーレント検波方式と異なり、局部発振光源を必要としていないため、受信器の構成が簡単になる。また、従来の非コヒーレント型の多値光受信器では、受信信号の多値数の増加と共に回路規模が大形化したが、本発明の光電界受信器および多値光受信器は、受信光電界の位相面上の2次元座標情報を直接的に再生できるため、伝送効率を向上させるために光変調信号の多値数を大きくした場合でも、実用的なハードウェア規模で受信信号のシンボルを判定するという利点がある。また、本発明によれば、受信光信号の電界演算や多値判定を電気的なデジタル回路で実行できるため、同一の受信器構成で、多値数や変調方式の異なる光信号に適合することが可能となる。

発明を実施するための最良の形態

- [0045] 以下、本発明の幾つかの実施例を図面を参照して説明する。

実施例 1

- [0046] 図5は、本発明による光電界受信器100の第1実施例を示す。図5において、光信号の経路は太線で、電気信号の経路は細線で示してある。

式 $r(n)\exp(\phi(n))$ で表される入力光信号101は、図4で説明した従来の判定帰還型の多値位相変調受信器と同様、光分岐回路102によって2つの光信号に分岐され、光遅延検波器104-1と104-2に輸入される。光遅延検波器104-1と104-2は、入力信号にシンボル時間Tの遅延を与える第1の光パスと、2つの検波器で位相が互いに $\pi/2$ ずれるように、位相角0の位相シフトまたは $\pi/2$ 位相シフトをもつ第2の光パスとからなり、位相シフトした光多値信号の状態(シンボル)を時刻Tだけ前に受信したシンボルと干渉させている。

- [0047] 光遅延検波器104-1、104-2から出力された光信号は、それぞれ光バランス型受信器(光検出器)105-1、105-2で電気信号に変換した後、A/D変換器106-1、106-2でデジタル信号に変換される。A/D変換器106-1、106-2から出力されたデジタル信号は、それぞれ遅延調整回路108-1、108-2で、2つの信号

経路のタイミングのずれをシンボル時間 T 以下に調整した後、電氣的受信信号110-1、110-2として電界演算部111に供給される。

- [0048] 電氣的受信信号110-1、110-2は複素信号であり、光遅延検波の原理から、それぞれ $x=r(n)r(n-1)\cos(\Delta\phi(n))$ 、 $y=r(n)r(n-1)\sin(\Delta\phi(n))$ と書ける。ここで、 $\Delta\phi(n)=\phi(n)-\phi(n-1)$ である。上記直交成分 x 、 y から明らかのように、電氣的受信信号110-1、110-2には、 n 番目の受信シンボル情報と、その直前の $n-1$ 番目の受信シンボル情報が混在している。そこで、本実施例では、これらの信号を電界演算部111に入力し、直前の $n-1$ 番目のシンボル情報を除去し、 n 番目の受信シンボル情報のみを抽出して、再生光電界信号117-1、117-2として出力する。本例では、再生光電界信号117-1は電界振幅 $r(n)$ 、再生光電界信号117-2は位相角 $\phi(n)$ を示す。
- [0049] 電界演算部111は、具体的には、電氣的受信信号110-1、110-2から遅延検波信号の振幅 $r(n)r(n-1)$ を算出するための平方演算回路112と、電氣的受信信号110-1、110-2から遅延検波信号の位相差 $\Delta\phi(n)$ を算出するための逆正接演算回路113と、平方演算回路112に接続された遅延除算回路115と、逆正接演算回路113に接続された遅延加算回路116とからなる。
- [0050] 遅延除算回路115は、振幅 $r(n)r(n-1)$ から直前受信シンボルの振幅 $r(n-1)$ 成分を除去することによって、受信シンボルの電界振幅 $r(n)$ を示す再生光電界信号117-1を出力する。一方、遅延加算回路116は、位相差 $\Delta\phi(n)$ から直前受信シンボルの位相成分 $\phi(n-1)$ を除去することによって、受信シンボルの位相角 $\phi(n)$ を示す再生光電界信号117-2を出力する。
- [0051] ここに示した光電界受信器は、電界演算部111の後段に、再生光電界信号 $r(n)$ と $\phi(n)$ と対応するビット値を判定するための多値シンボル判定回路を接続することによって、光多値信号受信器を構成できる。また、光遅延検波器104-1、104-2の遅延時間とサンプリング時間をシンボル時間 T の $1/2$ 以下としておき、再生光電界信号を伝送路の伝播関数の逆特性で補正する補償演算回路を設けることによって、波長分散などに起因する信号の劣化を完全に補償する光電界受信器および光多値信号受信器を構成することができる。

- [0052] 図6は、上記第1実施例の光電界受信器の動作タイミングの説明図である。
A/D変換回路106-1、106-2は、それぞれサンプリングクロック107-1、107-2で決まる所望の周期とタイミングで、光バランス型受信器105-1、105-2の出力信号をA/D変換する。
- [0053] 図6(A)は、電界演算部111に入力される電氣的受信信号110-1(x成分)と電氣的受信信号110-2(y成分)の変化を示し、図6(B)は、電界演算部111から出力される再生電界信号117-1(振幅成分r)と再生電界信号117-2(位相成分 ϕ)の変化を示している。ここでは、サンプリングクロックの周波数を受信光多値信号のシンボルレートに一致させ、各シンボル期間の中央のタイミングで受信信号をサンプリングしている。
- [0054] 平方演算回路112は、シンボル周期で入力信号x、yの二乗和の平方根を計算することによって、余弦項と正弦項を消去し、振幅の積 $r(n)r(n-1)$ を示す信号114-1を出力する。また、逆正接演算回路113は、入力信号x、yの逆正接 $\tan^{-1}(y/x)$ を計算することによって、入力信号x、yを直交成分とする複素信号(以下、「遅延検波信号」と呼ぶ)の位相差 $\Delta\phi$ (例えば、 $-\pi < \Delta\phi \leq \pi$)を示す信号114-2を出力する。
- [0055] これらの信号は、それぞれ遅延除算回路115と遅延加算回路116に入力される。電界演算部111が正常に動作していれば、前のシンボル周期で、直前シンボルの電界情報 $r(n-1)$ と $\phi(n-1)$ の値が判明しているはずである。従って、遅延除算回路115において、平方演算回路112から出力された振幅積 $r(n)r(n-1)$ を直前シンボルの振幅 $r(n-1)$ で除算することによって、受信シンボルの振幅 $r(n)$ を算出できる。また、遅延加算回路において、逆正接演算回路113から出力された $\Delta\phi(n)$ に直前シンボルの位相 $\phi(n-1)$ を加算することによって、受信シンボルの位相角 $\phi(n)$ を算出できる。このように、本実施例では、非コヒーレント受信器である光遅延検波型の光受信器を用いて、入力光信号101から振幅値と位相角を示す光電界情報を抽出できる。
- [0056] 尚、図5において、光信号経路103上の光部品間の結合には、光部品間の光ファイバによる結合、バルク光学素子空間ビームによる結合、集積化された光部品間の導波路による結合など、各種の接続形態を採用できる。また、図示したように、光遅延検波器104とバランス型受信器105とを組み合わせると、検波器出力信号の振幅

を倍加し、不要な直流信号を除去できる利点がある。但し、バランス型受信器105の代わりに、通常の光強度検出器を適用することもできる。

[0057] 遅延調整回路108-1と108-2は、光分岐回路102と電界演算部111との間の2つの信号経路における信号伝搬時間を一致させ、x成分とy成分の演算タイミングを合わせるためのものであり、例えば、バッファ回路で実現できる。但し、2つの信号経路長を製造段階で完全に一致可能な回路構成を採用した場合、遅延調整回路108-1、108-2は省略できる。また、遅延調整回路108-1、108-2を使用する代わりに、x成分とy成分の相対的位相を別の方法、例えば、A/D変換器106-1、106-2に供給されるサンプリングクロック107-1と107-2の印加タイミングによって制御するようにしてもよい。

[0058] 図5では、A/D変換器106-1(106-2)の後に、デジタル遅延調整回路108-1(108-2)を配置しているが、遅延調整回路としてアナログ遅延線を使用し、その後A/D変換器106を配置した回路構成としてもよい。また、A/D変換器106を省略して、電界演算部111の一部または全ての演算機能をアナログ回路で実現してもよい。

[0059] ここに示した実施例では、極座標($r(n)$ 、 $\phi(n)$)演算型の電界演算部111が使用されているが、電界演算部111としては、直交座標($I(n)$ 、 $Q(n)$)演算型のものを適用することもできる。この場合、必要に応じて、座標変換回路が使用される。

電界演算部111の機能は、例えば、FPGA、ASIC、DSP、または機能を再構成可能なプロセッサで実現できる。この場合、電界演算部111で行うべき演算の手順や演算方法には、その目的に応じて、実施例とは異なった各種のバリエーションや近似計算法がある。また、異なる入力信号値と対応して、予め演算しておいた出力値をメモリに記憶しておき、入力信号値に応じてテーブルルックアップ形式で演算結果を求める構成としてもよい。電界演算部111の内部には、必要に応じて他の機能回路、例えば、信号の振幅や強度を正規化する自動利得制御(AGC)回路が備えられていてもよい。

[0060] 1つの電界演算部111では、十分な計算速度が得られない場合には、例えば、図7に示すように、電界データ列をパケット分割回路120に入力し、時系列の順に、1～

N、N+1~2N、2N+1~3Nのように、Nデータずつ3系列のデータパケット(データブロック)に分割し、各データパケットを並列配置された3つの電界演算部111-1~111-3で処理し、各電界演算部から出力された再生電界信号をパケット合成回路121で合成するようにしてもよい。尚、このように電界データ列を分割して処理した場合、各データパケットの連結部分で、光電界位相が連続するように調整する必要があるが、これは、例えば、前後のデータパケットに数ビットの重複部分を持たせ、重複ビットの位相が一致するように補正することによって解決できる。

実施例 2

[0061] 図8は、本発明の第2実施例として、図5に示した光電界受信器100を利用した光多値信号受信器を示す。

送信光源や光増幅器で雑音が発生すると、これらの雑音(例えば、位相変動)は、光電界受信器で再生された光電界位相の変動要因となる。第2実施例は、位相変動 $\theta(n)$ を含む光多値信号123を受信した場合に、再生多値デジタル信号から位相変動 $\theta(n)$ の影響を除去できるようにしたことを特徴とする。

[0062] 受信した光多値信号123は、光分岐回路102と、光遅延検波器104(104-1、104-2)と、光バランス型受信器105(105-1、105-2)と、A/D変換器106(106-1、106-2)と、遅延調整回路108(108-1、108-2)と、電界演算部111とからなる図1と同様の光電界受信器によって処理される。本実施例では、電界演算部111からは、振幅成分 $r(n)$ を示す再生電界信号117-1と、位相変動 $\theta(n)$ の影響を受けた位相成分 $\phi'(n)$ を示す再生電界信号117-2とが出力される。これらの再生電界信号117-1、117-2は、位相変動無依存のシンボル判定部176に入力される。

[0063] シンボル判定部176は、シンボル判定回路143と、位相変動推定回路174と、遅延回路157-1、157-2と、減算回路171とからなっている。シンボル判定回路143には、再生電界信号117-1(振幅成分 $r(n)$)と、後述する判定帰還によって再生電界信号117-2から位相変動成分 $\theta(n)$ を除去した再生電界信号172(位相成分 $\phi(n)$)が入力され、シンボル判定結果が再生多値デジタル信号144として出力される。

[0064] 受信光多値信号123が16QAM信号の場合のシンボル判定部176の動作を図9を参照して説明する。

- [0065] 16QAM信号の正しい位相点は、図9(A)で白丸で示した位置にある。ここでは、電界演算部111から出力された時刻 n の光電界情報が、図9(A)に黒丸で示した位相点を示していると仮定する。送信装置における光源の位相揺らぎや、雑音、波形歪などに起因した光信号の位相変動 $\theta(n)$ によって、位相面に回転ずれが発生し、受信装置側で観測される位相点は、正しい位相点からずれたものとなる。このままでは、観測された位相点が16QAM信号のどのシンボルに相当するかを判定できないため、本実施例では、位相変動推定回路174で、過去(時刻 $n-1$)の位相点情報から時刻 n の位相変動の推定値175($\theta(n)$)を算出し、減算回路171で、時刻 n の位相成分 $\phi'(n)$ から上記位相変動の推定値 $\theta(n)$ を除去することによって、正しい位相角 $\phi(n)$ 172を算出している。
- [0066] 上記推定値 $\theta(n)$ の除去によって、位相点の配置は、図9(C)のように修正される。シンボル判定回路143は、受信信号の振幅情報 $r(n)$ と位相情報 $\phi(n)$ から、最も確からしい受信シンボルを選択する。簡単に言えば、16QAM信号における各シンボル位置(白丸)と受信信号が示す位相点(黒丸)との距離を算出し、距離が最も近いシンボルを受信シンボルと判定すればよい。シンボル判定回路143は、16QAM信号において受信シンボルに割り当てられている4ビットのデジタル値を再生多値デジタル信号144として出力する。本例では、二重丸で示したシンボルが受信シンボルと判定され、位相角は $\phi_D(n)$ 、出力デジタル値は「1011」となる。
- [0067] 位相変動推定回路174には、遅延回路157-1と157-2を介して、1シンボル周期前の受信信号位相 $\phi'(n-1)$ と、1シンボル周期前に判定された位相角 $\phi_D(n-1)$ とが入力されている。この場合、雑音による受信電界のランダムばらつき(図9(A)における黒丸と二重丸の距離)を無視すれば、1シンボル周期前の位相変動成分 $\theta(n-1)$ は、図9(B)に示すように、 $\theta(n-1) = \phi'(n-1) - \phi_D(n-1)$ と算出できる。実際には、位相変動成分 θ の変化速度は、シンボル速度(ギガヘルツ以上)に比べて非常に遅いため(メガヘルツ程度)、過去 N シンボル($N=2\sim$ 数千程度)に亘って $\theta(n-1)$ の時間平均値を算出することによって、ランダム雑音の影響を平均的に除去できる。すなわち、位相変動の推定値 $\theta(n)$ を $\theta(n) = \Sigma\{\phi'(n-k) - \phi_D(n-k)\}/N$ (但し、 $k=1, 2, \dots, N$)とすればよい。

- [0068] 本実施例によれば、光源の位相雑音や光アンプ雑音などの影響下でも、受信光電界の位相を高精度に算出できる。図8では、位相変動無依存のシンボル判定部176が、位相変動を判定帰還によって除去しているが、判定帰還技術は、振幅演算誤差、その他の誤差の補正にも適用できる。例えば、過去Nビット期間に亘って、入力された位相点とシンボル判定部176が判定したシンボル位置との距離を算出し、その平均値が最小になるように、位相角やシンボル振幅を動的に調整することによって、最適な受信状態を維持することができる。逆に、入力位相点の分布に応じて、判定基準となるシンボル位置を動かすことにより、例えば、波形劣化に動的に適合して、最良の受信感度を維持することもできる。
- [0069] 再生光電界信号117-2からの位相変動の除去方法には、実施例で示した方法以外に、様々なバリエーションが存在する。例えば、N値の位相変動信号を受信する場合、再生光電界信号117-2が示す位相角 $\phi'(n)$ をN倍回路(または、光電界の位相項 $\exp \phi'(n)$ を入力とするN乗回路)に入力することによって、位相変動成分(位相点の間隔は π/N)を消去し、位相変動成分を簡単に推定することが可能となる。この推定値を過去Mビット期間に亘って平均化しておき、検出された位相角 $\phi'(n)$ から差し引くと、変動成分を除去できる。
- [0070] また、16QAM信号のように位相変動間隔が不等間隔の場合でも、振幅が最大となる4隅の位相点、例えば、図1(C)に示した点「1111」、「0000」、「1100」、「0011」の位相角のみを抽出し、それらの位相角を4倍回路に入力して平均化することによって、上記と同様に、位相変動成分を推定することが可能である。特定位相点の平均位置を時間的に追跡しておき、そのずれ量を位相変動と推定しても構わない。位相変動成分の推定には、無線通信分野で公知のその他の手法を適用してもよい。
- [0071] 尚、上記実施例のように、光電界情報を逐次算出する方式では、雑音や演算誤差の影響が累積し、最悪の場合は、長時間にわたって誤り伝播を引き起こす可能性がある。このような誤り伝播を防止する方法としては、例えば、振幅や位相への差動符号化などの符号化の適用、送信側での定期的な既知参照符号の挿入などがある。また、振幅の正規化演算による振幅値の発散や減衰の防止、あるいは、受信位相点の統計分布や、特定の位相点位置からの逐次判定帰還などの手法を適用してもよい。

[0072] ここに示した実施例では、受信シンボルの判定に最小距離ルールを適用したが、無線通信分野において多値信号用として使用されている公知の他のシンボル判定法を適用してもよい。例えば、位相と振幅半径の何れかを優先的に判定したり、連続する複数シンボルの電界状態を利用するMLSE、最尤判定(ビタビ復号)、軟判定FEC(前置誤り訂正)、トレリス符号化/復号化処理などの手法も適用可能である。また、単純な二乗距離の判定に代えて、例えば、雑音発生要因(光アンプの雑音や熱雑音、クロストークなど)に応じた非ユークリッド的な距離を予め定義しておき、これを判定基準に適用してもよい。尚、シンボル判定回路は、例えば、各シンボルに対応した複数のマッチドフィルタを並列配置しておき、出力が最大となるフィルタを選択して、入力シンボルを特定するアナログ型の構造でもよい。

[0073] 図10は、上記第2実施例で採用される初期位相判定方法の1例を示す。

逐次再生された光電界は、最初のシンボルの振幅情報と位相情報が不定となっているため、再生値が入力光信号の真の光電界と合致しない。この問題は、送信光信号(ここに示した例では、16QAM信号)の先頭に、受信器側で既知となっている特殊なデータパターンを挿入しておくことにより解決できる。

[0074] 図10(A)は、送信光電界を示し、図10(B)は16QAM信号のシンボル(位相点)配置を示す。ここでは、図10(B)のシンボル配置において、互いに対称位置にある2つのコーナー「1111」、「0000」のシンボルを既知データとして使用し、ユーザ情報に先立って、5個のシンボル「1111」、「0000」、「1111」、「0000」、「0000」からなる既知データパターンを送信している。これらのシンボルは振幅変調されていないため、再生光電界の振幅は、図10(C)に示すように、第1シンボルの振幅値は不明となるが、第2シンボル以降は一定値となる。従って、受信側で、第2シンボル以降の振幅値が、16QAM信号におけるシンボル「1111」、「0000」の半径となるように、再生電界強度を補正すればよい。

[0075] 上記既知データパターンの受信期間中は、位相角として、理想的にはシンボル「0000」の位相角 $\pi/4$ 、またはシンボル「1111」の位相角 $-3\pi/4$ が検出されるはずである。しかしながら、実際には、第1シンボルの位相角が不定であるため、第2シンボル以降は、第1シンボルの位相角 ϕ_0 (不定値)を初期位相として、 $-\pi/4$ 変調また

は $-3\pi/4$ 変調された位相角が現れる。ここに示した例では、既知データパターンの受信期間中に、同一位相角が2ビット連続して現れるのは、第4、第5シンボルの受信時だけである。また、このとき検出される位相角は、シンボル「0000」の位相角と対応する。従って、第4、第5シンボルで検出された位相角の値と、シンボル「0000」が本来持つべき位相角 $\pi/4$ とから、位相のずれ量(初期位相角 ϕ_0)を特定できる。

[0076] すなわち、図10(D)に示した位相点配置において、第3象限に黒丸で示した第5シンボルの検出位相角と、シンボル「0000」が持つべき正規の位相角 $\pi/4$ との差 ϕ_0 を算出し、その後に検出された再生光電界の位相角から ϕ_0 を差し引くことによって、検出位相角の補正が可能となる。

[0077] 既知データパターンとして、例えば、図10(B)に示した「0000」と「0011」のように、非対称な位置関係にある2つのシンボルを使用すれば、図10(C)の第4、第5シンボルのように同一符号を連続させなくても、初期位相を判別することが可能となる。

[0078] 初期位相や初期振幅の判定は、光通信分野、無線通信分野で共通の課題となる。従って、本発明の光電界受信器には、上述した解決法以外に、これらの通信分野で公知となっている他の手法を適用可能である。例えば、送信信号内に、既知の位相角または振幅値をもつ参照信号を周期的または間歇的に挿入したり、初期位相や初期振幅の判定が不要となる差動変調などの技術を用いてもよい。また、正常な受信が可能となるように、再生された位相点の統計分布から適応学習的に初期位相や振幅を調整してもよい。

実施例 3

[0079] 図11は、本発明の光電界受信器の第3実施例として、光強度受信機能とクロック抽出機能を追加した構成の光多値信号受信器を示す。

本実施例では、入力光多値信号123が、光分岐回路150で3つの光信号に分岐される。第1、第2の光信号は、それぞれ光遅延検波器104-1、104-2に入力され、第3の光信号は、光強度受信器151に入力されている。光遅延検波器104-1、104-2の出力は、図8と同様、光バランス型受信器105(105-1、105-2)で電気信号に変換され、A/D変換器106(106-1、106-2)、遅延調整回路108(108-1、108-2)を介して、電界演算部111に供給されている。光強度受信器151の出

力信号は、A/D変換器106-3でデジタル信号に変換し、遅延調整回路108-3でタイミング調整した後、電界演算部111に入力されている。

[0080] 遅延調整回路108-1、108-2から、第nシンボルの直交成分x、yを示す出力信号110-1、110-2が出力された時、遅延調整回路108-3の出力信号110-3は、第nシンボルの強度 $r(n)$ の二乗値 $r^2(n)$ を示している。本実施例では、電界演算部111に設けた平方根回路160で、遅延調整回路108-3からの出力信号110-3の平方根を演算することによって、第nシンボルの振幅値 $r(n)$ を得る。上記構成によれば、図5に示した第1実施例の光電界受信器よりも簡単、且つ高精度に、光電界振幅 $r(n)$ を得ることができ、振幅の初期値推定や、誤り伝播対策が不要になる。

[0081] 図11に示した実施例では、光強度受信器151の出力信号の一部をクロック抽出回路161に入力し、シンボルレートの逆数($1/T$)に相当する周波数 f のクロック信号を抽出し、これをA/D変換器106-1、106-2、106-3に供給している。クロック信号の発生タイミングは、各シンボル期間の中央でA/D変換器が入力信号をサンプリングするように調整される。これによって、光多値信号123にタイミングジッタやクロック速度の変動があっても、常に最適な信号受信が行える。尚、クロック抽出回路161には、光強度受信器151の出力に代えて、バランス型受信器105-1または105-2の出力を供給してもよい。また、クロック抽出回路161は、各光検出器に個別に設けてもよく、クロック抽出に専用の光検出器を用意してもよい。

実施例 4

[0082] 図12は、本発明の第4実施例として、判定帰還等化回路を備えた光多値信号受信器を示す。

本実施例では、クロック源191から、入力光多値信号123のシンボルレート($1/T$)の2倍(またはそれ以上)の周波数 f をもつクロックを発生し、これをA/D変換器106-1、106-2にサンプリングクロック107-1、107-2として供給している。A/D変換器106-1、106-2は、上記サンプリングクロックに応答して、入力シンボルとのタイミング同期に関係なく、サンプリングを行う。

[0083] A/D変換器106-1、106-2の出力は、それぞれ遅延調整回路108-1、108-2を介して、再サンプリング回路192-1、192-2に入力されている。各再サンプリ

ング回路は、ナイキストの定理によって入力データ列の補間を行い、任意のタイミングでサンプリング点を再生できる。ここでは、サンプリング点が多値符号期間の中央に位置するように、再サンプリングする。サンプリングのタイミングは、例えば、データ遷移点の判別回路や、アイ開口の最大点の検出回路を用いて調整できる。

[0084] このように、入力光多値信号123のシンボルレートの倍速度でサンプリングを行った場合、電界波形の詳細な情報が得られるため、演算処理の過程にフィードフォワード等化(FFE)や判定帰還(DFE)等化などを用いた等化回路193を設けることによって、波形劣化を効率的に補償することが可能となる。これは、高速の無線信号や光受信器で利用されている適応波形等化と同じ技術であり、符号間干渉や、偏波モード分散(PMD)、波長分散、自己位相変調効果などによる波形劣化の部分的な改善を可能にする。尚、サンプリングレートがシンボルレートと同じ場合に、このような等化回路を適用すると、倍周波数サンプリングの場合に比較して、改善量が限定される。

[0085] 第4実施例では、電界演算部111に接続された直交座標変換回路198によって、電界演算部111から出力された光電界の座標を極座標から直交座標に変換した後、光電界値を判定帰還等化回路193を介して位相変動無依存のシンボル判定部176に供給している。シンボル判定部176から得られた判定帰還信号194をフィードバックすることによって、等化回路193で判定帰還を用いた波形等化が行われる。

尚、通常の波形等化と同様、本実施例でも、公知の高速光信号で用いられる前置誤り訂正符号(FEC)を実装して、再生多値デジタル信号144の誤り訂正を行うことによって、性能を更に改善することが可能である。

実施例 5

[0086] 図13は、本発明の第5実施例として、光APSK信号用の光多値信号受信器を示す。

第5実施例の光多値信号受信器は、光APSK信号124を光遅延検波器104-1、104-2で差動受信し、遅延調整回路108-1、108-2の出力信号を自動利得制御回路(AGC)195-1、195-2に入力して、平均強度が一定となるように正規化している。AGC195-1、195-2を設けることによって、入力光信号124の受信強度が変動しても、受信特性を安定化できる

AGC195-1、195-2の出力信号x、yは、光電界演算部111の平方演算回路112と逆正接演算回路113にそれぞれ並列的に供給されている。光電界演算部111は、平方演算回路112と遅延除算回路115によって算出した受信光電界の振幅 $r(n)$ を第1信号117-1、逆正接演算回路113によって算出したシンボル間位相差 $\Delta\phi(n)$ を第2信号117-2と、シンボル判定回路143に出力する。

[0087] 図14(A)は、振幅が2値(「1」と「a」)、位相が8値の16値APSK信号の位相点配置を示している。APSK信号は、破線で示すように、同心円状の位相点配置を持っている。従って、APSK信号は、位相成分に差動受信を適用することによって、位相変動耐力を増大できるため、位相変動の除去が不要になる。

[0088] 図14(B)は、位相差 $\Delta\phi(n)$ の値と、D3、D2、D1の3情報ビットとの対応関係を示す差動位相変調用の符号化テーブルである。シンボル判定回路143は、第1信号117-1として入力された振幅 $r(n)$ の強弱を判定すると共に、第2信号として入力された位相差 $\Delta\phi$ の値を図14(B)の符号化テーブルを逆に用いて復号化する。

[0089] 送信側では、図14(C)に示す作動振幅変調用の符号化テーブルに従って、情報ビットD4を振幅変調するものとする。すなわち、情報ビットD4が「0」の場合は、第nシンボルの振幅を直前の第(n-1)シンボルと同一にし、情報ビットD4が「1」の場合は、直前の第(n-1)シンボルの振幅 $r(n-1)$ を反転した振幅値(直前シンボルの振幅 $r(n-1)$ が「1」であれば「a」、 $r(n-1)$ が「a」の場合には「1」とする。

[0090] 受信側で得られる $r(n)r(n-1)$ の大きさは、図14(D)の差動振幅変調用の復号化テーブルに示すように、「1」、「a」、「 a^2 」の3通りがあり得る。このうち、振幅が「a」になるのは、第nシンボルと直前の第(n-1)シンボルとが異なる場合のみである。従って、振幅が「a」の場合には、情報ビットD4は「1」、それ以外の場合、情報ビットD4は「0」と判定できる。このように位相、振幅の差動受信は、誤り伝播を防ぐ効果があり、本発明におけるAPSK信号受信に適用できる。尚、QAM信号においても、その4回回転対称性を利用して、2ビット分だけを差動位相変調する手法が知られており、これも本発明に適用可能である。

[0091] 本実施例によれば、逆正接演算で算出した $\Delta\phi$ をシンボル判定に用いることによって、非特許文献4に示された受信器と比較して、多値数の大きい多値信号を容易に

受信可能となる。すなわち、本実施例によれば、受信信号の多値数が増えても、ハードウェア規模が増大しない。尚、APSK信号の場合、送信側で振幅にも差動符号化を施すことによって、光電界演算部111から遅延除算回路115を省き、平方演算回路112の出力信号 $114-1:r(n)r(n-1)$ を直接シンボル判定回路143に入力する構成とすることも可能である。

実施例 6

[0092] 図15は、本発明の第6実施例として、N値光位相変調信号用の光多値信号受信器を示す。

第6実施例では、N値光位相変調信号197を差動受信することによって、受信光の振幅判定を不要とし、図13に示した電界演算部111から平方演算回路112と遅延除算回路115を省略し、逆正接演算回路113のみを残している。図15では示されていないが、本実施例でも、図8、図9で説明した判定帰還回路を用いて位相変動の影響を低減することにより、受信感度を改善できる。

[0093] 尚、第6実施例は、一見すると、図4に示した従来の2値位相変調光用の受信器に似ているが、図4の受信器は、受信信号が2値位相変調信号に限定されており、シンボル判定回路となる2値判定回路152には、バランス型受信器105-1から出力された $\cos(\Delta\phi(n))$ が入力されている。従って、上記従来技術による受信器は、本実施例のように、バランス型受信器から出力された複素信号のx、y成分に基いてシンボル間位相差 $\Delta\phi(n)$ を生成し、この $\Delta\phi(n)$ の値によって受信シンボルのデジタル値を判定するものではない。本実施例によれば、2値以上の多値位相変調信号を受信した場合でも、電界演算部111で生成した $\Delta\phi(n)$ の値を利用して、受信シンボルのデジタル値を容易に判定することが可能となる。

実施例 7

[0094] 図16は、本発明の第7実施例として、光電界の持つ情報を全て取り込む完全型の光電界受信器200を示す。

ここに示した完全型の光電界受信器200は、第6実施例とは異なり、入力光信号101の光電界をシンボルレートの倍の速度で直接サンプリングすることによって、光電界の持つ情報を全て取り込む。

[0095] 図5に示した第1実施例と比較すると、光遅延検波器201-1、202-2の遅延量がシンボル周期 T の $1/2$ となっており、A/D変換器106に入力されるサンプリングクロック107が、入力光信号に同期したシンボルレートの2倍(周波数 $=2/T$)のクロックとなっている。光遅延検波器204-1、204-2から電界演算部111までの動作は、第1実施例と類似している。本実施例では、電界演算部111から出力される電界信号117-1、117-2に、電界補償回路202で補償演算を施し、補償後の電界信号203-1、203-2を光多値信号受信器の出力としている。

[0096] 図17の(A)、(B)は、それぞれ電氣的受信信号 x 、 y と、再生電界信号 $r(n)$ 、 $\phi(n)$ のサンプリングタイミングを示している。これらの図において、 n 、 $n-1$ はシンボル番号ではなく、 $T/2$ 間隔の時系列サンプルの順番を示している。本実施例では、光遅延検波器201-1、202-2の遅延量が $T/2$ となっているため、光遅延検波は、時間軸上で半シンボルずれた受信シンボル間で行われている。この結果、図(B)に示すように、再生電界信号として、半シンボル毎に逐次、電界情報を得ることができる。このように、 $T/2$ 間隔で全電界情報を得ることができれば、コヒーレント光受信器と同様に、光電界の劣化を完全に補償することが可能となる。尚、従来技術における光遅延検波は、専らシンボル間の相対位相情報を得ることを目的としているため、本実施例のように、シンボル長以下の遅延時間差で光遅延検波を行う必要性は全くない。

[0097] 図18は、伝送路における波長分散による光多値信号劣化の補償に、第7実施例の完全型光電界受信器200を適用した場合の説明図である。

光多値信号送信器210からの送信光電界204は、枠501の振幅アイパターンが示すように、3値の振幅レベルを持っている。しかしながら、光ファイバ伝送路206を通過すると、光電界204に波長分散量 β に応じた波形劣化が生じ、多値信号受信器200が受信する光電界の振幅アイパターンは、枠502に示すように大きく劣化する。伝送路206の波長分散は、伝達関数 $\exp(-j\beta\omega^2)$ で示される線形劣化として、送信光電界204に影響を及ぼす。

[0098] 本実施例による完全型光電界受信器200は、波形が劣化した送信光電界204を受信し、電界算出部208で再生光電界信号117を算出する。ここで、電界算出部208は、図16に示した光遅延検波器204-1、204-2から電界演算部111までの回

路部分に相当している。A/D変換器106-1、106-2のサンプリング点は、各シンボルの中央に位置するように調整される。

[0099] 電界算出部208の出力117($r(n)$ と $\phi(n)$)は、電界補償回路202に供給され、伝送路205の伝達関数とは逆特性の伝達関数 $\exp(j\beta\omega^2)$ で補償される。この補償は、周波数領域の演算であり、FFTもしくは畳み込み演算によって実現できる。電界補償回路202は、補償量入力端子207を通して外部から補償量 β を設定することにより、伝達関数を動的に変更できる。上記演算の結果、電界補償回路202から波形劣化を補償した電界信号203が出力されるため、各シンボルの中央に合わせたサンプリングタイミングで、多値信号の判定処理が可能となる。

[0100] 上述した完全補償は、受信信号に発生する波形劣化が線形である限り、原理的にどのような波形劣化に対しても適用できる。従って、電界補償回路202によって、例えば、光送信器や受信器の帯域劣化、狭帯域光フィルタリングによる帯域削減、フィルタのリップルの影響なども補償できる。

[0101] 尚、上述した受信信号の劣化を補償するためには、電界補償器202をデジタル演算器で構成することが望ましいが、他の演算回路と同様に、電界補償器202をFPGAやDSPで構成してもよい。また、電界補償器202では、受信信号の劣化程度に応じて、消費電力や演算能力を節約するために補償処理の一部を省略したり、信号劣化要因が複数ある場合に、影響度が最も高い劣化要因に対応した補償モードを選択的に実行したり、複数の補償モードを重複して実行できるようにしてもよい。

[0102] 第7実施例では、A/D変換器106のサンプル間隔と、光遅延検波器104の遅延量をシンボル長の1/2としたが、ナイキストの定理から、サンプリング周波数は、信号の最大周波数成分の2倍以上であることが求められる。従って、送信信号が、シンボルレートより更に高速の変調成分を含む場合、更に高速のサンプリングが必要になり、逆に、デュオバイナリ信号のように、光電界の実効帯域が低い場合、サンプリングレートを下げることができる。但し、RZ変調された光信号は、シンボルレートと同一周波数の強度変調成分を含むため、サンプリング速度を $T/2$ に合わせると、折り返しによって、出力信号の強度が常に一定値になる可能性がある。このため、RZ変調された光信号を受信する場合は、サンプリング速度を $T/2$ よりも多少高くする必要がある。

[0103] 図12で説明した第4実施例でも、A/D変換器106のサンプリング速度をシンボルレートの倍にしているが、第4実施例では、光遅延検波器104の出力信号は、1シンボル前の電界との合成信号となっているため、単にサンプリングを高速化しただけでは、完全な電界情報が得られない。この問題は、後述するインタリーブサンプリングによって解決できる。

実施例 8

[0104] 図19は、上述した完全型の光電界受信器200の変形例として、光ファイバで発生する非線形効果の一種である自己位相変調効果の補償に適した適応補償型の光電界受信器の構成を示す。但し、自己位相変調効果の補償には、必ずしも完全な電界情報を必要としないため、適応補償型には、第1実施例～第6実施例で説明した他の型式の光電界受信器を適用してもよい。

[0105] 本実施例において、光多値信号送信器210は、光ファイバに8値のAPSK信号を送出する。この場合、送信光電界204の位相点配置は、枠511に示すように、振幅2値の同心円上に、4値の位相点を放射状に配置したものとなっている。光ファイバ伝送路206で発生する自己位相変調効果は、光信号にその強度に比例した位相回転($\Delta\phi(r)=ar^2$)を引き起こす。そのため、光ファイバを通過した光電界の位相点配置は、枠512に黒丸で示すように、外側同心円上の位相点が、内側同心円上の位相点よりも大きく回転し、内周と外周で位相点配置にずれが生ずる。自己位相変調効果は、非線形効果である。しかしながら、その影響は、受信信号に逆演算子 $\exp(-jar(n)^2)$ を乗算することによって打ち消すことができる。

[0106] 完全型光電界受信器200の電界算出部208から出力される電界信号117には、枠513に示すように、自己位相変調効果による位相回転($\Delta\phi(r)=ar^2$)が発生している。そこで、本実施例では、電界補償器202から出力される電界信号203のうち、位相信号 $\phi_j(n)$ を4倍回路211に入力して偏差成分を抽出し、この偏差成分を偏差最小化制御回路212に入力している。偏差最小化制御回路212は、電界補償器202から出力される補償後の電界信号の誤差が最小となるように、電界補償回路202の補償量入力端子207に与える補償量 a の値を自動的に制御することによって、適応補償を実現する。

[0107] APSK信号は、4値の位相変調と2値の振幅変調とからなっているため、位相点配置が正常の場合、4倍回路211で各位相点の位相を4倍にすれば、常に一定値となるはずである。しかしながら、自己位相変調効果によって位相点がずれると、4倍回路の出力がシンボル毎に偏差が発生する。本実施例によれば、偏差成分が最小になるように適応補償を行うことによって、電界補償回路202から出力される電界信号203の位相点配置を常に最適配置に修正することが可能となる。自己位相変調効果による信号劣化は、APSK信号以外の光信号でも同様であり、本発明による適応補償型の光電界受信器は、他の変調方式にも適用可能である。

実施例 9

[0108] 図20は、本発明による完全型の光電界受信器200を2値強度変調信号の波長分散補償に適用した実施例を示す。

通常の2値変調は、消光比が10dB程度のスペースレベル光強度が低い状態で用いられる。この程度の消光比であれば、電界振幅比は3程度となるため、本発明の光電界受信器200にとって動作上問題のない信号レベルとなる。但し、消光比が非常に高い場合(例えば、20dB程度)や、光ファイバ伝送路で生じる波形劣化によって、サンプリング点の光強度がゼロ付近に低下した場合は、光電界受信器200が正常に動作しなくなる可能性がある。本実施例は、消光比が非常に高い場合に光電界受信器200を正常動作させるために、意図的にスペースレベルを高く設定し、消光比を劣化させることを特徴としている。

[0109] 送信器213から、枠521に示す2値光信号を送信した場合、光ファイバの波長分散の影響で、光電界受信器200が受信する光電界205は、枠522に示すように、大きく劣化する。本実施例では、光電界受信器200の電界算出部208で、枠523に示した再生光電界信号117の白丸が示すように、サンプリング点をシンボルの中央からずらし、シンボル幅の25%と75%の時点に設定することによって、サンプリングされた光電界強度がゼロになりにくいようにしている。電界算出部208からの出力信号117に対して、電界補償回路202で、波長分散とは逆特性の伝達関数を演算することによって、枠524に示すように、波長分散の影響が補償された電界信号が得られる。

[0110] 尚、電界補償回路202から出力される電界信号203から再生された信号波形は、

サンプリング点がずれているため、本実施例では、振幅信号 $r_j(n)$ を再サンプリング回路192に入力し、シンボル波形の中央のサンプル値を2値判定回路152で判定することによって、再生された2値デジタル信号153を得ている。また、本実施例では、再サンプリング回路192の出力をアイ開口検出回路214に分岐し、電界補償後の信号のアイ開口の大きさをアイ開口検出回路214で検出している。アイ開口検出結果を制御回路215に入力し、制御回路215が、アイ開口の値が最大となるように電界補償回路202の補償量 β を制御することによって、適応分散補償が実現されている。

- [0111] 本発明による完全型の光電界受信器は、コヒーレント受信器として機能し、電気回路による演算処理によって、波長分散を動的、且つ無制限に補償できる。本発明による完全型の光電界受信器は、上述したように、多値信号以外の2値の強度変調光や、デュオバイナリ信号、2値位相変調信号など、様々な光信号の受信に適用できる。この場合、波長分散補償器が不要となり、光伝送距離を大幅に拡大できるという利点がある。尚、RZ変調の場合、ビット間で光信号強度が必ず「0」となるが、本実施例と同様に、RZ変調の消光比を下げたり、サンプリングタイミングをずらすことによって、元の信号波形を再生することが可能となる。

実施例 10

- [0112] 図21は、本発明の光電界受信器を適用した波長多重光伝送系の1実施例を示す。

波長多重伝送装置220Aは、波長合波器223Aに結合された光送信器226-1A~226-3Aと、波長分波器224Aに結合された本発明の光電界受信器200-1A~200-3Aとを含む。また、波長多重伝送装置220Bは、波長合波器223Bに結合された光送信器226-1B~226-3Bと、波長分波器224Bに結合された本発明の光電界受信器200-1B~200-3Bとを含む。

- [0113] 波長多重伝送装置220A、220Bは、上り光伝送路と下り光伝送路によって接続されている。上り光伝送路は、光ファイバ206-1~206-3と、光増幅器225-1、225-2からなり、下り光伝送路は、光ファイバ206-4~206-6と、光増幅器225-3、225-4とからなっている。

- [0114] 波長多重伝送装置220Aの光送信器226-1A~226-3Aは、それぞれ異なる

波長 $\lambda_1 \sim \lambda_3$ で光信号を送信する。これらの光信号は、波長合波器223Aで合波した後、上り光伝送路に出力され、対向する光伝送装置220Bの波長分波器224Bで波長毎に分離して、光電界受信器200-1B~200-3Bに入力される。一方、波長多重伝送装置220Bの光送信器226-1B~226-3Bも、それぞれ異なる波長 $\lambda_1 \sim \lambda_3$ で光信号を送信する。これらの光信号は、波長合波器223Bで合波した後、下り光伝送路に出力され、光伝送装置220Aの波長分波器224Aで波長毎に分離して、光電界受信器200-1A~200-3Aに入力される。尚、上り光伝送路と下り光伝送路では、多重化される光波長が異なってもよい。

- [0115] 波長多重伝送装置220A(220B)は、端局制御部221A(221B)と、データベース222A(222B)を備えている。光送信器226-1A~226-3A(226-1B~226-3B)および光電界受信器200-1A~200-3A(200-1B~200-3B)には、外部から送信データが入力され、受信データが外部に出力されるが、図面では省略してある。データベース222A(222B)には、受信波長 $\lambda_1 \sim \lambda_3$ と対応して、光伝送路を形成する各光ファイバの波長分散量を示すデータテーブルが記憶されている。
- [0116] 図22は、局制御部221A(221B)で実行される補償量設定ルーチンのフローチャートを示す。このルーチンは、波長多重伝送装置の起動/リセット時、または送受信器226(226-1A~226-3A)、200(200-1A~200-3A)がリセットされた時に実行される。
- [0117] 端局制御部221Aは、データベース222Aから波長分散量データテーブルを読み出し、波長チャンネルを特定するためのパラメータ i を初期値「1」に設定する(ステップ601)。端局制御部221Aは、パラメータ i の値をチェックし(ステップ602)、パラメータ i が、光ファイバ伝送路に多重化されるチャンネル数 N (図21では $N=3$)を超えた場合、このルーチンを終了する。
- [0118] パラメータ i が N 以下の場合、端局制御部221Aは、波長分散量データテーブルが示す第 i チャンネルの波長 λ_i と対応する各光ファイバの波長分散量から、受信光伝送路(端局制御部221-1の場合は下り光伝送路)に沿った全光ファイバの総波長分散量 D_i を算出する(ステップ603)。この後、第 i チャンネル(波長 λ_i)の光電界受信器200- i Aの端子207に補償量「 $-D_i$ 」を設定し、光電界受信器200- i Aを起動する。

端局制御部221Aは、パラメータ i の値をインクリメント($i=i+1$)して、パラメータ i が、多重化チャンネル数 N を超えるまで、ステップ602～604を繰り返す。

- [0119] 本実施例によれば、光電界受信器200-1A～200-3Aは、起動時から波長分散補償量を高精度で推定できるため、適応制御が不要となる。仮に、適応制御を使用した場合であっても、短時間で最適な制御状態に遷移でき、誤動作を防止することが可能となる。

実施例 11

- [0120] 図23は、本発明の光電界受信器を適用した複数の光アッドドロップ装置(ADM)230-1～230-4からなる光ネットワーク構成の1実施例を示す。光アッドドロップ装置230-1～230-4は、光ファイバ伝送路206-1～206-4でリング状に接続されている。

- [0121] 光アッドドロップ装置や光クロスコネクタを用いた光ネットワークでは、光信号経路が動的に変更される可能性がある。本実施例では、光信号経路の変更時に、光アッドドロップ装置230-1に接続された制御コンソール231によって、経路変更の影響を受ける光受信器200における分散補償量を適正化する。222は、ネットワークを構成している全光ファイバについて、波長毎の波長分散値を記録したデータベース222である。光信号経路が変更された時、制御コンソール231は、データベース222をアクセスし、新たな光信号経路と使用波長に応じた総波長分散値を算出し、これをネットワーク経由で、新経路の終端となる光アッドドロップ装置(230-2～230-4)に接続された光受信器200(200-1～200-3)に分散補償量として配信する。

- [0122] 例えば、図23において、光送信器200-3から出力される波長 λ_3 の光信号は、光アッドドロップ装置230-4に入力され、光経路232-3に沿った3つの光ファイバ伝送路206-1、206-2、206-3を経由して、光アッドドロップ装置230-3に接続された光電界受信器200-3に到達している。光経路232-3が新たな経路の場合、制御コンソール231は、データベース222から、波長 λ_3 と対応する光ファイバ伝送路206-1、206-2、206-3の波長分散量を読み出し、その合計値から決まる補償量の設定信号を破線で示す通信経路233-3で光電界受信器200-3に通知する。補償量設定信号は、補償量設定端子207-3に入力され、これによって、光電

界受信器200-3の電界補償回路202に最適な分散補償値が設定される。

- [0123] 本実施例によれば、光ネットワーク上での光経路が切り替わった場合でも、制御コンソールから、光経路の終端となる光電界受信器200-3に適切な補償量を即座に設定できるため、通信の中断時間を大幅に削減することが可能となる。尚、制御コンソールから設定した分散補償値の精度が不十分な場合、実施例10で説明したように、この値を初期値として、適応制御によって最適化すればよい。

実施例 12

- [0124] 図24は、本発明による光電界受信器を適用した光多値信号受信器の他の実施例を示す。

本実施例では、図16で説明した完全型の光電界受信器の光遅延検波器201-1、201-2で光多値信号123を受信し、電界演算部111の出力を電界補償回路202に入力し、電界補償後の電界信号203-1、203-2を位相変動無依存のシンボル判定部176に入力することによって、位相変動成分の除去と、多値信号のシンボル判定を行っている。このように、光電界受信器の後段に、シンボル判定回路や、FFE、DFEなどの等化回路、誤り訂正回路などを接続することによって、高機能の光多値変調信号受信器を構成することが可能となる。

実施例 13

- [0125] 図25は、本発明の光電界受信器を適用した光多値信号受信器の更に他の実施例を示す。

本実施例では、図16で説明した完全型の光電界受信器の電界補償回路202からの出力信号のうち、振幅成分 $r_i(n)$ を示す信号203-1は、位相変動無依存のシンボル判定部176に直接入力し、位相成分 $\phi_i(n)$ を示す信号203-2は、電気領域の遅延検波回路234に入力し、遅延検波回路234から出力された差動位相信号 $\Delta\phi(n)$ を位相変動無依存シンボル判定部176に供給することによって、位相変動成分の除去と多値信号のシンボル判定を行っている。

- [0126] 電界補償回路202で完全な分散補償を行うためには、前段の電界演算部111で、予め全光電界情報 $r(n)$ 、 $\phi(n)$ を再生しておく必要がある。しかしながら、APSK信号のように遅延検波が適用可能な信号を受信信号とした場合、電界補償回路202で補

償済みの電界信号のうち、位相成分 $\phi_i(n)$ を電気領域の遅延検波回路234に入力して、差動位相信号 $\Delta \phi(n)$ を算出し、これをシンボル判定に適用することによって、位相変動の影響を除去することが可能となる。

実施例 14

[0127] 図26は、本発明の第14実施例として、インタリーブサンプリングを適用した光多値信号受信器を示す。

本実施例では、図8で説明した第2実施例の光多値信号受信器において、光遅延検波器104-1、104-2の代わりに、遅延量3Tの光遅延検波器244-1、244-2を使用し、バランス型光受信器105-1、105-2に、それぞれ3個のA/D変換器106-1A~106-3A、106-1B~106-3Bを接続して、互いに対をなす3組のA/D変換出力「x1、y1」、「x2、y2」、「x3、y3」をそれぞれ電界演算部111-1~111-3に入力している。電界演算部111-1~111-3の出力信号117-1~117-3は、それぞれ位相変動無依存のシンボル判定部176-1~176-3に入力される。これら3個のシンボル判定部をインタリーブ動作させることによって、シンボル判定に必要な回路速度を1/3に低減することが可能になる。

[0128] 240は、受信シンボルタイミングに同期して周波数が1/3Tのクロックを発生する分周クロック源であり、遅延時間Tと2Tの遅延回路157を使用することによって、シンボル時間Tの位相差をもつ3相のクロック信号列が生成されている。3組のA/D変換器106-iA、106-iB(i=1~3)は、これらの3相のクロック信号をサンプリングクロックとして、バランス型光受信器105-1、105-2の出力信号をデジタル化する。

[0129] この結果、バランス型光受信器105-1、105-2から出力された遅延検波信号は、これら3組のA/D変換器で、図27に黒丸、二重丸、白丸で示すように、時間軸上で3系列にインタリーブしてサンプリングされる。この場合、光遅延検波器244-1、244-2の遅延量が3Tとなっているため、電界演算部111-1~111-3では、互いに独立して光電界の再生演算を実行することができる。再生された光電界信号117-1~117-3は、それぞれ個別のシンボル判定部176-1~176-3によって、位相変動の除去とシンボル判定が行われる。シンボル判定部176-1~176-3から出力された3系統のデジタル信号は、多重化回路243で合成され、再生多値デジタ

ル信号144として出力される。

[0130] 上記構成において、時間軸上でインターリーブされた3系列の位相点(図26の黒丸、二重丸、白丸)を電界演算部111-1~111-3で個別に処理し、互いに関連させることなくシンボル判定回路176-1~176-3に供給すると、位相や振幅に誤差を持つ可能性がある。

そこで、本実施例では、再生光電界信号117-1~117-3を電界同期回路241に分岐し、同一位相点の平均振幅、平均位相を相互に比較し、その差分を補正信号242としてシンボル判定部176-1~176-3に供給する。各シンボル判定部176は、上記補正信号に従って、3系統の出力信号の振幅、位相基準が常に一致するように、入力信号振幅の正規化と基準位相の補正を行う。尚、補正信号242は、シンボル判定部176に与える代わりに、電界演算部111-1~111-3に供給し、各電界演算部111-1~111-3が、それぞれの出力信号(再生光電界信号)117-1~117-3を補正するようにしてもよい。

[0131] 本実施例において、インターリーブ数やサンプリング速度は任意に選ぶことができる。例えば、図16に示した完全型の光電界受信器200でインターリーブ数2のインターリーブサンプリングを行う場合、光遅延検波器201-1、201-2の遅延時間をTとし、サンプリング速度を $1/T$ にすればよい。

[0132] 以上の実施例から明らかなように、本発明の光電界受信器は、光遅延検波器を用いているため、入力光の偏波状態に無依存であり、局部発振光源を必要としない。実施例で示した光多値信号受信器は、光遅延検波器の出力信号を処理する電界演算回路において、光信号位相点の2次元座標情報を直接的に再生することができるため、電界演算回路に接続したシンボル判定回路で多値シンボルの一括判定が可能となり、伝送効率の高い32値、64値等の多値数の大きい光多値信号受信器を比較的小型のハードウェア規模で実現できる。

[0133] また、本発明では、電界演算や多値判定を電氣的なデジタル回路で実行できるため、伝送路の損失や信号のSN比、劣化要因などに応じた適応型受信器を容易に実現できる。光電界受信器に電界補償回路を接続した場合、波長分散や帯域劣化などの線形な伝送劣化を理論的に完全に補償でき、補償内容を動的に変更する適応

分散補償を実現することも可能となる。また、本発明は、光ファイバ通信用の受信器以外に、例えば、光電界波形測定装置や光空間伝送装置などにも適用可能である。

[0134] 尚、無線通信分野における多値信号伝送と、本発明が適用される光通信分野では、技術的に以下のような相違がある。

(1) 無線通信分野の受信器は、一般的に局部発振器を使用し、入力電界の直交成分をコヒーレント受信する構成となっている。これは、本明細書で図2に示したコヒーレント光伝送方式に対応している。無線通信の分野では、光通信と異なり、受信信号の偏波依存性や局発発信器のコストが問題とならないため、このようなコヒーレント電界受信器を比較的簡単に構成できる。本発明は、局部発振器を使用することなく、光遅延検波器を使用してコヒーレント検波と同様の効果を得たものであり、無線通信分野の受信器とは解決課題を異にしている。

(2) 無線通信分野でも、遅延検波器が使用されている。しかしながら、無線通信分野では、局部発振器を用いたコヒーレント直交検波によってベースバンド信号を生成し、このベースバンド信号に対して、遅延検波を適用するのが一般的である。本発明の光遅延検波は、直交分離が不可能な複素光信号に対して適用してあり、無線通信における遅延検波とは作用効果が異なっている。

産業上の利用可能性

[0135] 本発明は、光通信分野における高伝送効率の多値変調信号受信に適用できる。

図面の簡単な説明

[0136] [図1]光伝送に適用可能な変調方式の説明図。

[図2]従来のコヒーレント光電界受信器の1例を示す構成図(A)と、位相変動の影響を示す図(B)。

[図3]8値振幅位相変調(8APSK)信号の位相点配置(A)と、従来の8APSK信号受信の光多値信号受信器の構成図(B)。

[図4]判定帰還型の従来の2値位相変調光受信器の1例を示す構成図。

[図5]本発明による光電界受信器の第1実施例を示す構成図。

[図6]第1実施例における電氣的受信信号(A)と再生電界信号(B)の変化を示す図

。

[図7]第1実施例における電界演算部111を並列化した場合の構成図。

[図8]本発明による光電界受信器の第2の実施例を示す光多値信号受信器の構成図。

[図9]第2実施例における判定帰還による位相雑音除去の原理説明図。

[図10]第2実施例で採用される初期位相判定方法を説明するための図。

[図11]本発明による光電界受信器の第3実施例を示す光多値信号受信器の構成図

。

[図12]本発明による光電界受信器の第4実施例を示す光多値信号受信器の構成図

。

[図13]本発明による光電界受信器の第5実施例を示す光APSK信号受信器の構成図。

[図14]光APSK信号の差動受信の原理説明図。

[図15]本発明による光電界受信器の第5実施例を示すN値光位相変調信号用の光信号受信器の構成図。

[図16]本発明による光電界受信器の第6実施例を示す完全型光電界受信器の構成図。

[図17]第7実施例における波長分散補償の原理説明図。

[図18]第7実施例の光電界受信器による波長分散補償の説明図。

[図19]本発明による光電界受信器の第8実施例を示す適応補償型の光電界受信器の構成図。

[図20]本発明による光電界受信器の第9実施例を示す2値強度変調信号用の光電界受信器の構成図。

[図21]本発明による光電界受信器の第10実施例を示す波長多重光伝送系の構成図。

[図22]第10実施例において局制御部が実行する補償量設定ルーチンのフローチャート。

[図23]本発明による光電界受信器の第11実施例を示す複数ADMからなる光ネットワークの構成図。

[図24]本発明による光電界受信器の第12実施例を示す光多値信号受信器の構成図。

[図25]本発明による光電界受信器の第13実施例を示す光多値信号受信器の構成図。

[図26]本発明による光電界受信器の第14の実施例を示すインターリーブサンプリング型の光多値信号受信器の構成図である。

[図27]第14実施例におけるインターリーブ動作の説明図。

符号の説明

- [0137] 100:光電界受信器、101:入力光信号、102:光分岐回路、103:光信号経路、104:光遅延検波器、105:バランス型光受信器、106:A/D変換器、107:サンプリングクロック、108:遅延調整回路、109:電気信号の経路、111:電界演算部、112:平方演算回路、113:逆正接演算回路、115:遅延除算回路、116:遅延加算回路、117:再生光電界信号、120:パケット分割回路、121:パケット合成回路、123:光多値信号、124:光APSK信号、130:局部発振レーザ光源、131:偏波分離回路、132:局発光、133:光多値信号のP偏波成分、134:光多値信号のS偏波成分、136:位相ダイバーシティ回路、137:I成分出力光、138:Q成分出力光、141:デジタル演算回路、143:シンボル判定回路、144:再生多値デジタル信号、150:光分岐回路、151:光強度受信器、152:2値判定回路、153:2値再生デジタル信号、154:加算器、155:重み付け回路、156:4象限乗算器、157:遅延回路、158:乗算回路、159:2値差動位相変調光、160:平方根回路、161:クロック抽出回路、171:減算回路、174:位相変動推定回路、175:位相変動の推定値、176:位相変動無依存のシンボル判定回路、191:倍周波クロック源、192:再サンプリング回路、193:判定帰還等化回路、194:判定帰還信号、195:自動利得制御回路、197:N値光位相変調信号、198:直交座標変換回路、200:完全型光電界受信器、201:遅延量 $T/2$ の光遅延検波器、202:電界補償回路、203:補償後の電界信号、206:光ファイバ伝送路、207:補償量入力端子、208:電界算出部、210:光多値信号送信器、211:4倍回路、212:偏差最小化制御回路、213:2値振幅変調光送信器、

214:アイ開口検出回路、215:最大化制御回路、220:光波長多重伝送装置、
221:端局制御部、222:データベース、223:波長合波器、224:波長分波器、225
:光増幅器、226:光送信器、230:光アッドドロップ装置、231:制御コンソール、23
2:光信号の経路、233:補償量設定信号の通信経路、234:遅延検波回路、240:
分周クロック源、241:電界同期回路、242:補正信号、243:多重化回路、244:遅
延量 $3T$ の光遅延検波器。

請求の範囲

- [1] 光多値信号を受信する光電界受信器であって、
受信した光多値信号を第1、第2の光信号に分岐する光分岐器と、
上記第1の光信号を遅延時間 T (T =シンボル時間)で遅延検波する第1の光遅延検波器と、
上記第1の光遅延検波器と90度ずれた光位相差で、上記第2の光信号を遅延時間 T で遅延検波する第2の光遅延検波器と、
上記第1、第2の遅延検波器から出力される複素信号の x 成分、 y 成分を示す遅延検波信号をそれぞれ第1、第2の電気的信号に変換する第1、第2の光受信器と、
上記第1、第2の電気的信号から、シンボル時間 T 毎に、受信シンボルの位相角またはシンボル間位相差を示す第1の再生信号を生成する電界演算部とからなることを特徴とする光電界受信器。
- [2] 前記電界演算部が、前記第1、第2の電気的信号から、シンボル時間 T 毎に、受信シンボルの振幅値を示す第2の再生信号を生成することを特徴とする請求項1に記載の光電界受信器。
- [3] 前記電界演算部が、前記第1、第2の電気的信号の二乗和の平方根演算によって得られた遅延検波信号の振幅値を、1シンボル時間前に前記第2の再生信号として出力された受信シンボルの振幅値で除算することによって、前記第2の再生信号として新たに出力すべき振幅値を生成することを特徴とする請求項2に記載の光電界受信器。
- [4] 位相変調と振幅変調の組み合わせによる多値の光信号を受信する光電界受信器であって、
受信した光多値信号を第1、第2、第3の光信号に分岐する光分岐器と、
上記第1の光信号を遅延時間 T (T =シンボル時間)で遅延検波する第1の光遅延検波器と、
上記第1の光遅延検波器と90度ずれた光位相差で、上記第2の光信号を遅延時間 T で遅延検波する第2の光遅延検波器と、
上記第1、第2の遅延検波器から出力される複素信号の x 成分、 y 成分を示す遅延

検波信号をそれぞれ第1、第2の電氣的信号に変換する第1、第2の光受信器と、
上記第3の光信号を電氣的な光強度信号に変換する第3の光受信器と、
シンボル時間T毎に、上記第1、第2の光受信器の出力信号から、受信シンボルの
位相角またはシンボル間位相差を示す第1の再生信号を生成し、上記第3の光受信
器の出力信号から、受信光信号の振幅値を示す第2の再生信号を生成する電界演
算部とからなることを特徴とする光電界受信器。

- [5] 前記電界演算部が、前記第1、第2の電氣的信号の逆正接演算によって、前記第1
の出力信号として出力すべきシンボル間位相差を生成することを特徴とする請求項1
～請求項4の何れかに記載の光電界受信器。
- [6] 前記電界演算部が、前記第1、第2の電氣的信号から算出されたシンボル間位相
差と、少なくとも1シンボル時間前に前記第1の再生信号として出力された位相角とに
基いて、前記第1の再生信号として出力すべき位相角を生成することを特徴とする請
求項1～請求項4の何れかに記載の光電界受信器。
- [7] 前記光分岐器から前記第1、第2の光遅延検波器を経て前記電界演算部に至る2
つの信号経路における伝播時間差を前記シンボル時間T以下に調整するための遅
延調整手段を備えたことを特徴とする請求項1～請求項6の何れかに記載の光電界
受信器。
- [8] 前記電界演算部で生成された振幅値と位相角を複素信号の同相成分(I成分)と直
交成分(Q成分)に変換して、前記第1、第2の再生信号として出力するための直交
座標変換部を備えたことを特徴とする請求項2～請求項4の何れかに記載の光電界
受信器。
- [9] 前記各光受信器から出力された電氣的信号をデジタル信号に変換するための複
数のA/D変換器を備え、前記電界演算部が、デジタル演算によって前記第1、第
2の再生信号を生成することを特徴とする請求項2～請求項4の何れかに記載の光
電界受信器。
- [10] 請求項1～請求項9の何れかに記載の光電界受信器と、
上記光電界受信器からの出力信号に基いて、受信シンボルと対応した多値ディ
ジタル信号を復号するシンボル判定回路とからなることを特徴とする光多値信号受信

器。

[11] 請求項2に記載の光電界受信器と、

上記光電界受信器から出力された前記第1、第2の再生信号に基づいて、受信シンボルと対応した多値デジタル信号を復号するシンボル判定回路とからなり、

上記シンボル判定回路が、前記第1の再生信号が示す位相角から位相変動成分を除去するための手段を備え、該位相変動成分が除去された位相角と前記第2の再生信号が示す振幅値とに基づいて、上記多値デジタル信号を生成することを特徴とする光多値信号受信器。

[12] 請求項9に記載の光電界受信器と、

上記光電界受信器から出力された前記第1、第2の再生信号に基づいて、受信シンボルと対応した多値デジタル信号を生成するシンボル判定回路とからなり、

前記各A/D変換器が、シンボルレート(1/T)の2倍以上のサンプリング速度で、前記各光受信器から出力される電気的信号をデジタル信号に変換することを特徴とする光多値信号受信器。

[13] 前記シンボル判定回路が、前記第1、第2の再生信号の波形劣化を補償するための波形等化手段を備えたことを特徴とする請求項12に記載の光多値信号受信器。

[14] 2値以上の多値変調を施された光信号を受信する光電界受信器であって、

受信した光多値信号を第1、第2の光信号に分岐する光分岐器と、

上記第1の光信号を $T/2$ 以下(T =シンボル時間)の遅延時間 t で遅延検波する第1の光遅延検波器と、

上記第1の光遅延検波器と90度ずれた光位相差で、上記第2の光信号を遅延時間 t で遅延検波する第2の光遅延検波器と、

上記第1、第2の遅延検波器から出力される複素信号のx成分、y成分を示す遅延検波信号をそれぞれ第1、第2の電気的信号に変換する第1、第2の光受信器と、

上記各光受信器の出力信号をサンプリング周期 t でデジタル信号に変換するための第1、第2のA/D変換器と、

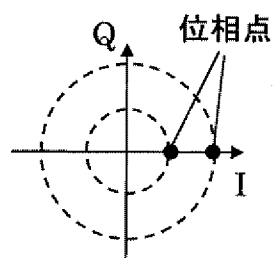
上記第1、第2の電気的信号から、周期 t で、受信シンボルの位相角を示す第1の再生信号と、受信シンボルの振幅値を示す第2の再生信号とを生成する電界演算部とか

らなることを特徴とする光電界受信器。

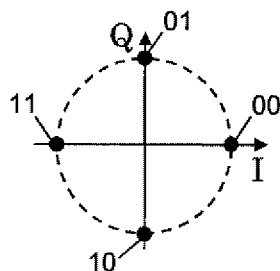
- [15] 前記電界演算部が、前記第1、第2の再生信号に対して、前記光多値信号が通過した外部光伝送路で生じた波形劣化を補償するための光電界補償回路を備えたことを特徴とする請求項14に記載の光電界受信器。
- [16] 前記光電界補償回路が、波形劣化補償量を最適化するための自動制御手段が備えたことを特徴とする請求項15に記載の光電界受信器。
- [17] 前記光分岐器から前記第1、第2の光遅延検波器を経て前記電界演算部に至る2つの信号経路における伝播時間差を前記遅延時間 t 以下に調整するための遅延調整手段を備えたことを特徴とする請求項14～請求項16の何れかに記載の光電界受信器。
- [18] 請求項14～17の何れかに記載の光電界受信器と、
前記第1、第2の再生信号に基づいて、受信シンボルと対応した多値デジタル信号を生成するシンボル判定回路とからなることを特徴とする光多値信号受信器。
- [19] 請求項15に記載された少なくとも1つ光電界受信器と、
外部光伝送路を構成する複数の光ファイバ区間の波長分散情報を格納した記憶装置と、
制御部とからなり、
上記制御部が、上記記憶装置に格納された波長分散情報に基づいて、上記光多値信号受信器に入力される光多値信号の経路となる外部光伝送路における波長分散の総量を算出し、該波長分散総量によって決まる波形劣化補償量を前記光電界補償回路に設定することを特徴とする光伝送装置。

[図1]

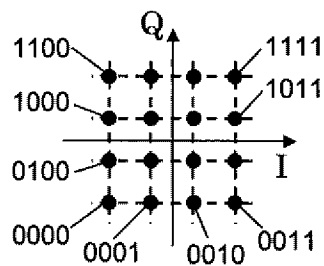
図 1



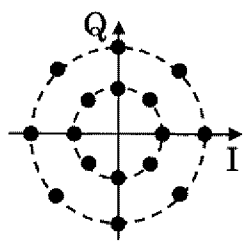
(A) 2 値振幅変調
(BASK)



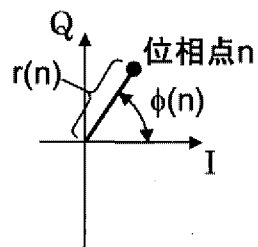
(B) 4 値位相変調
(QPSK)



(C) 16 値直交振幅
変調 (16QAM)



(D) 16 値振幅位相
変調 (16APSK)

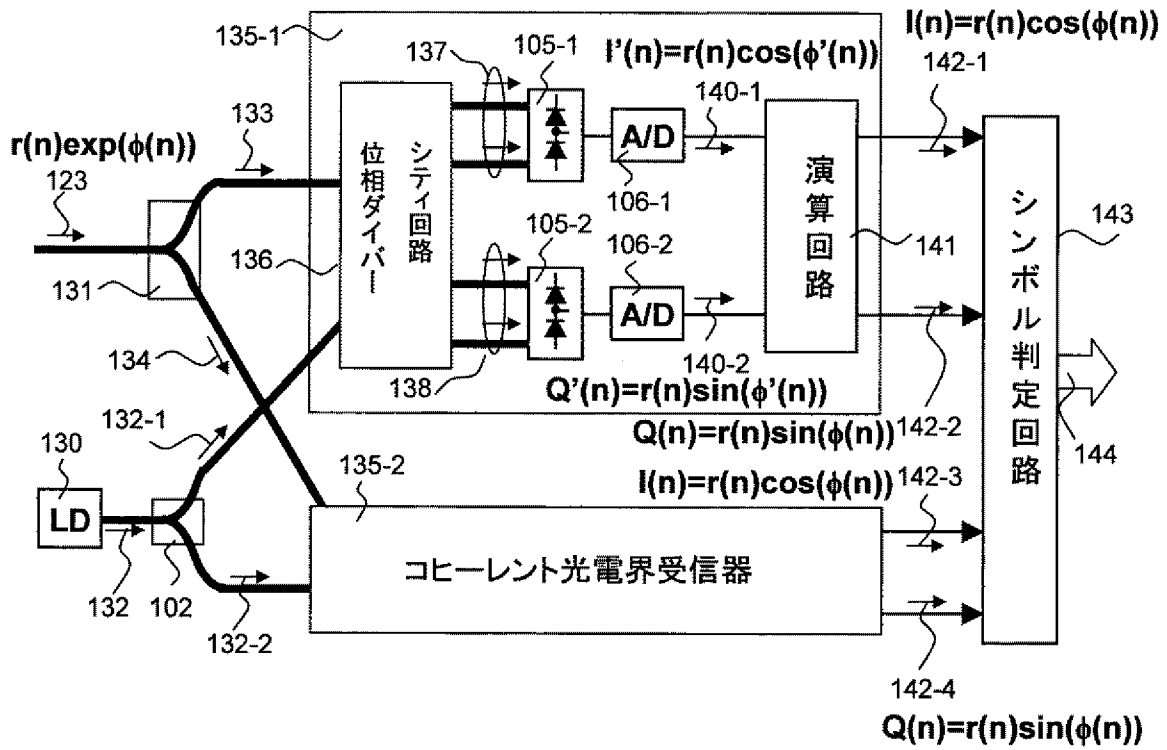


(E) 振幅と位相の定義

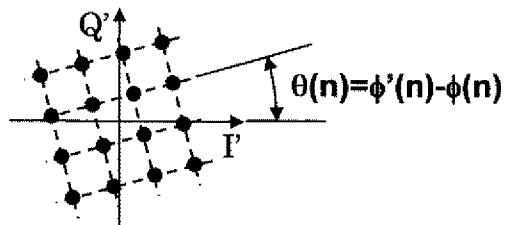
[図2]

図 2

(A) コヒーレント光電界受信器 (従来技術)

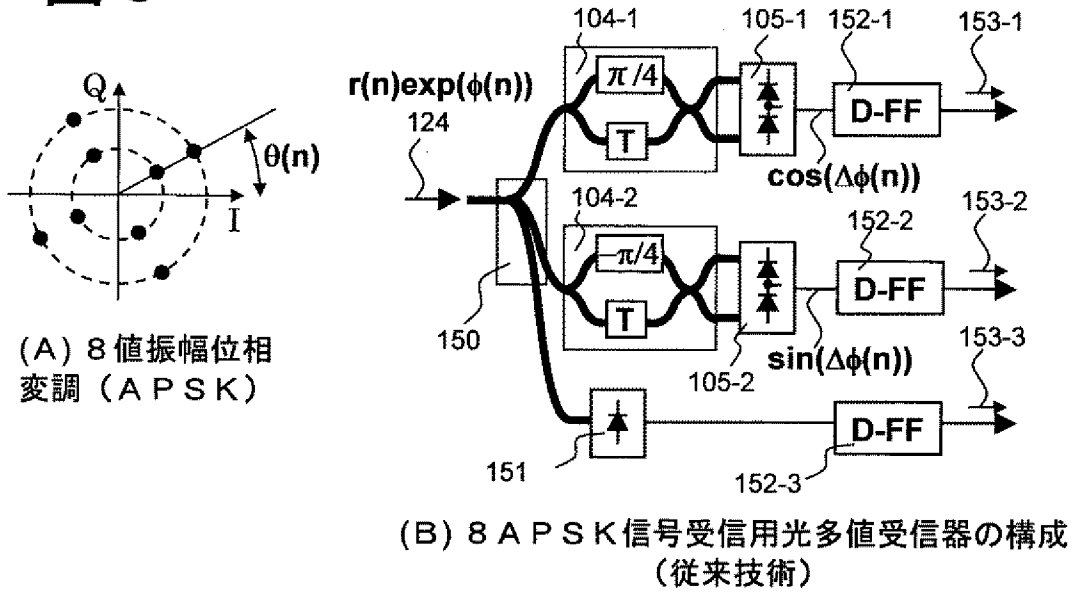


(B) 位相変動の影響



[図3]

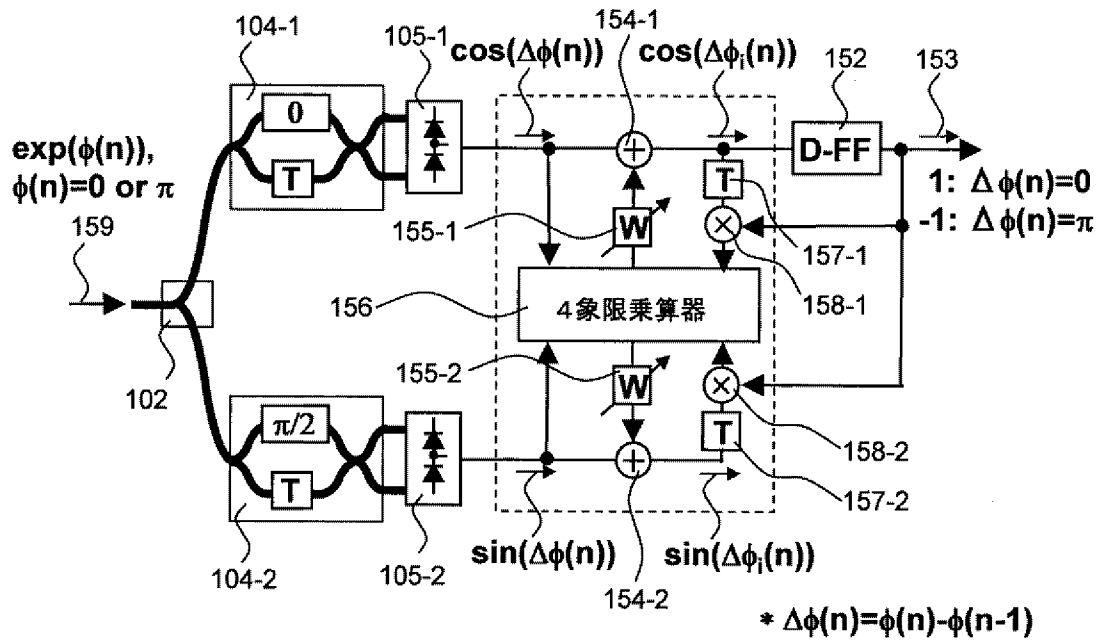
図 3



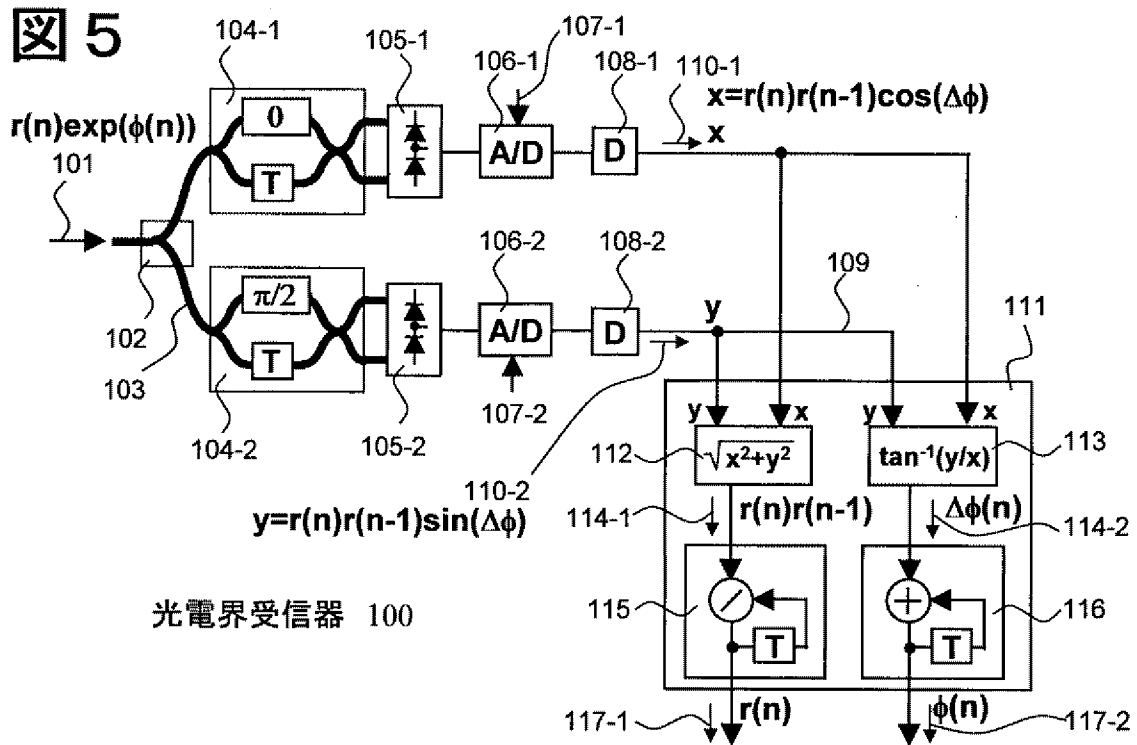
[図4]

図 4

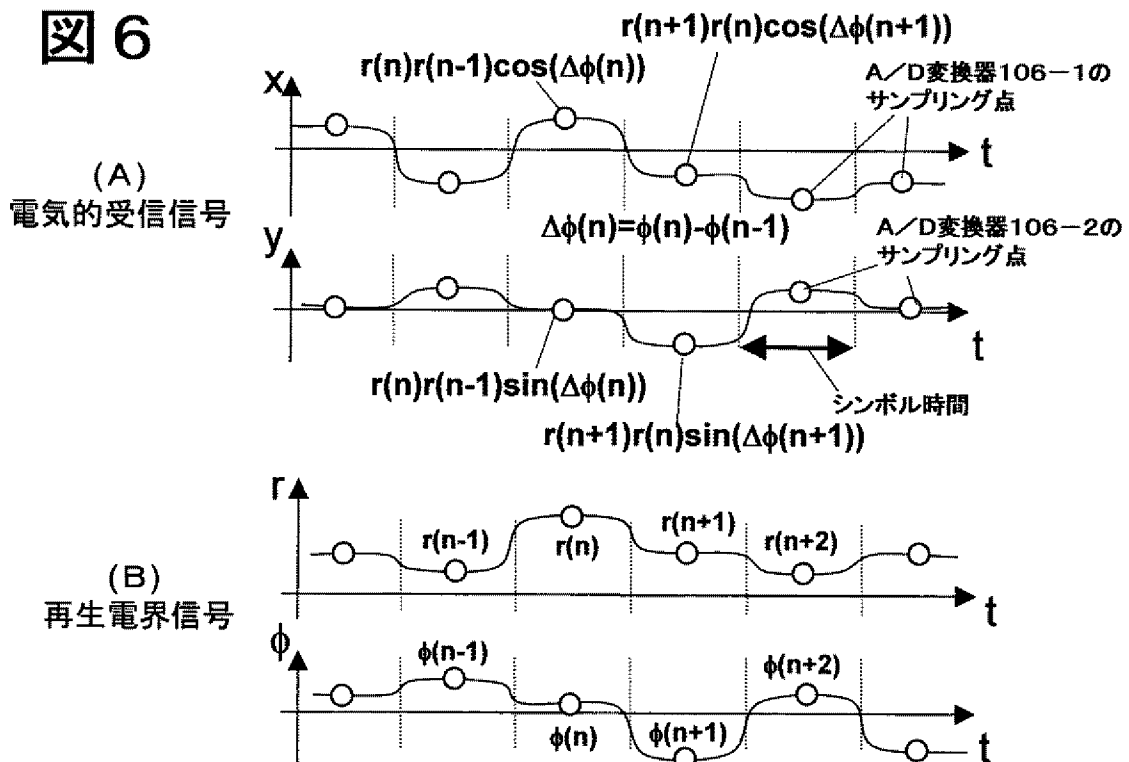
従来技術



[図5]

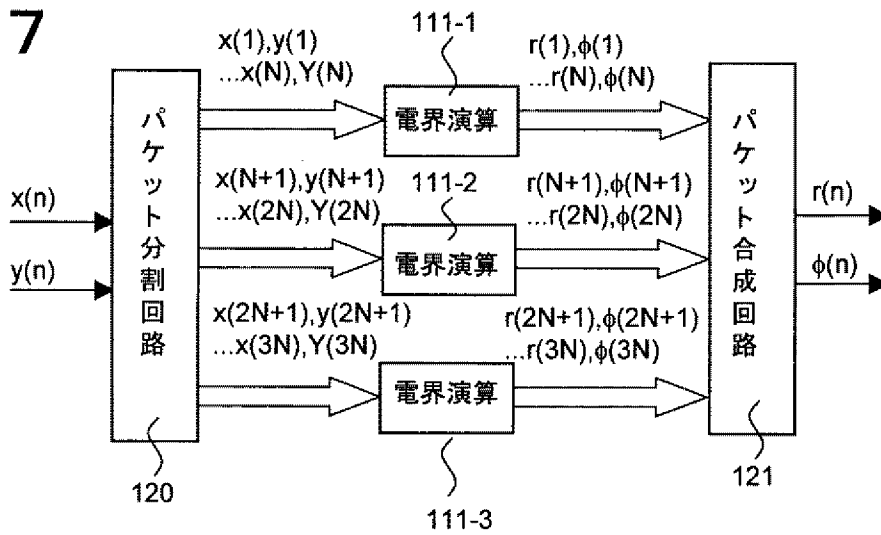


[図6]



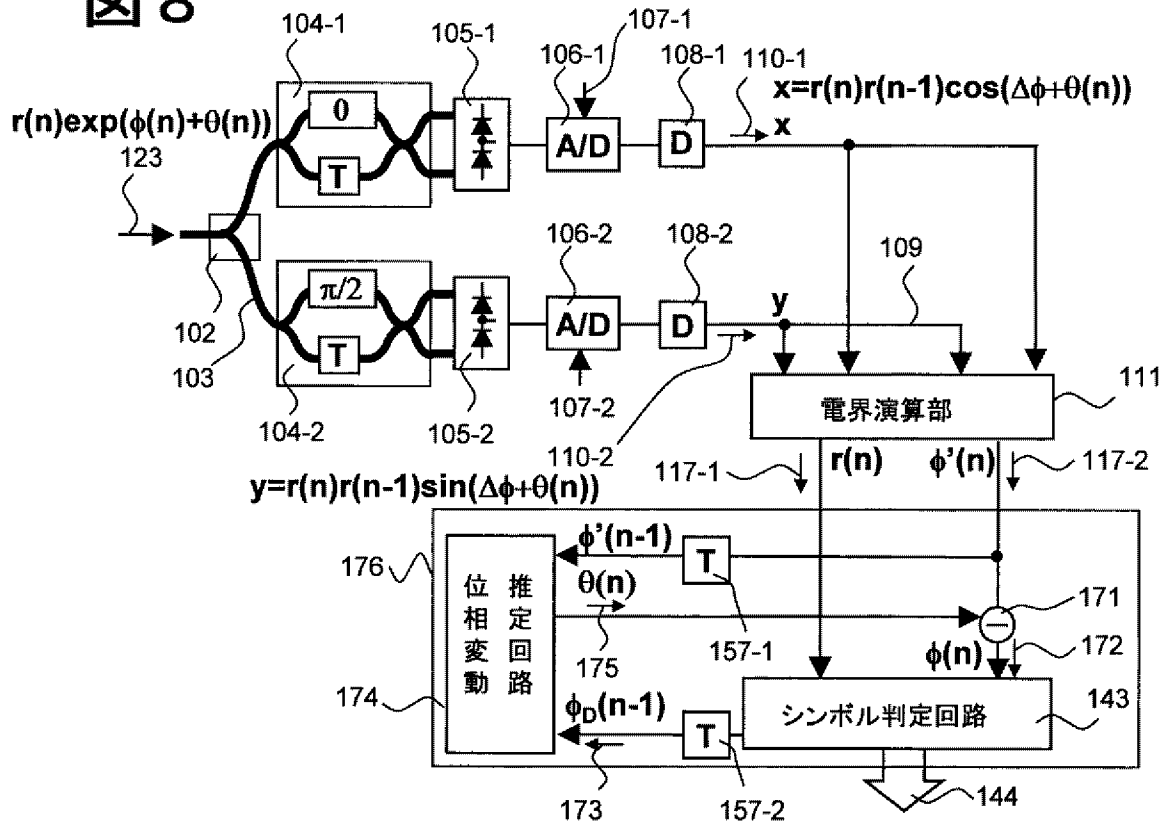
[図7]

図 7



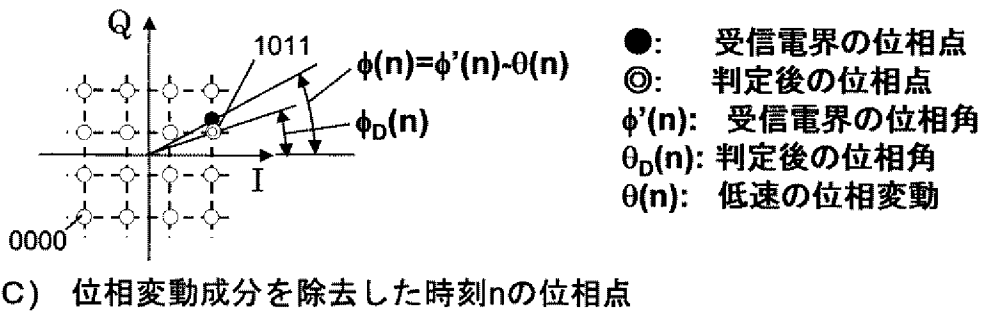
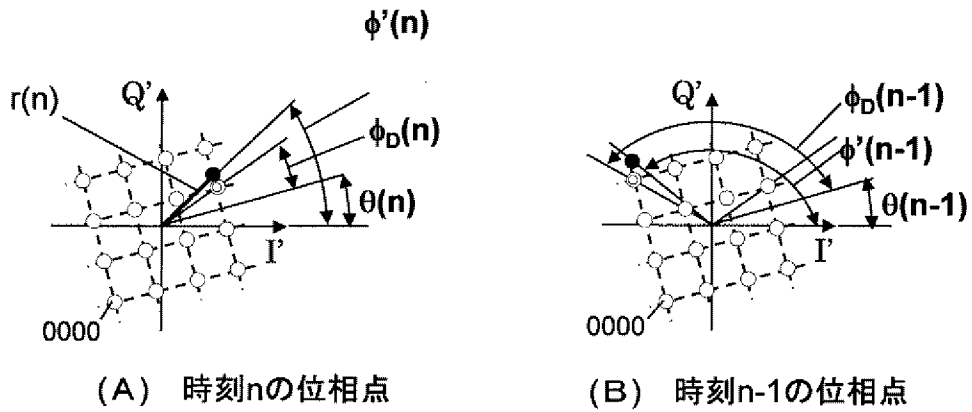
[図8]

図 8



[図9]

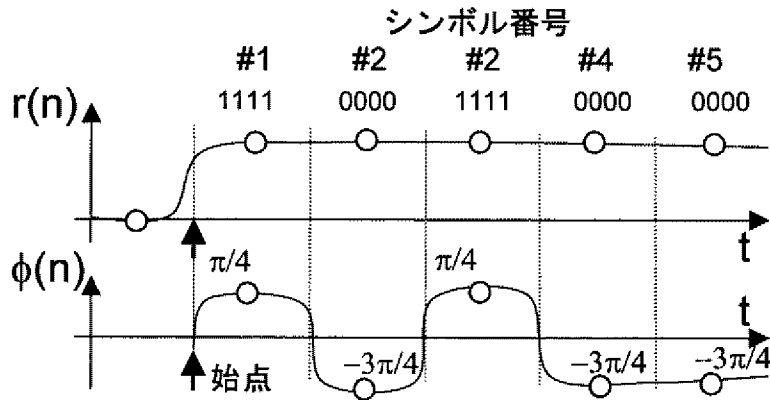
図 9



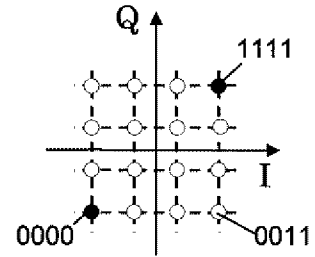
[図10]

図 10

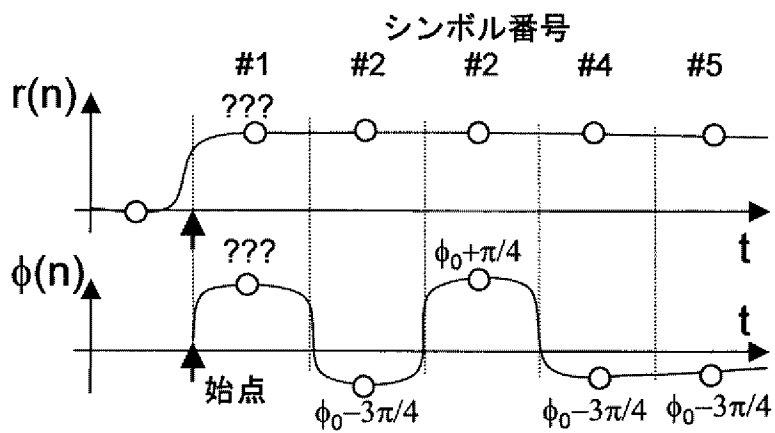
(A) 送信光電界



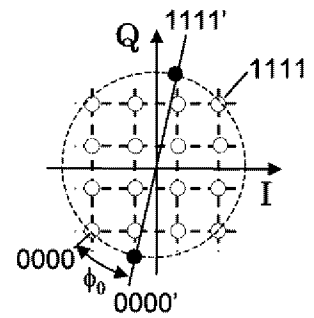
(B) 位相点配置



(C) 再生光電界

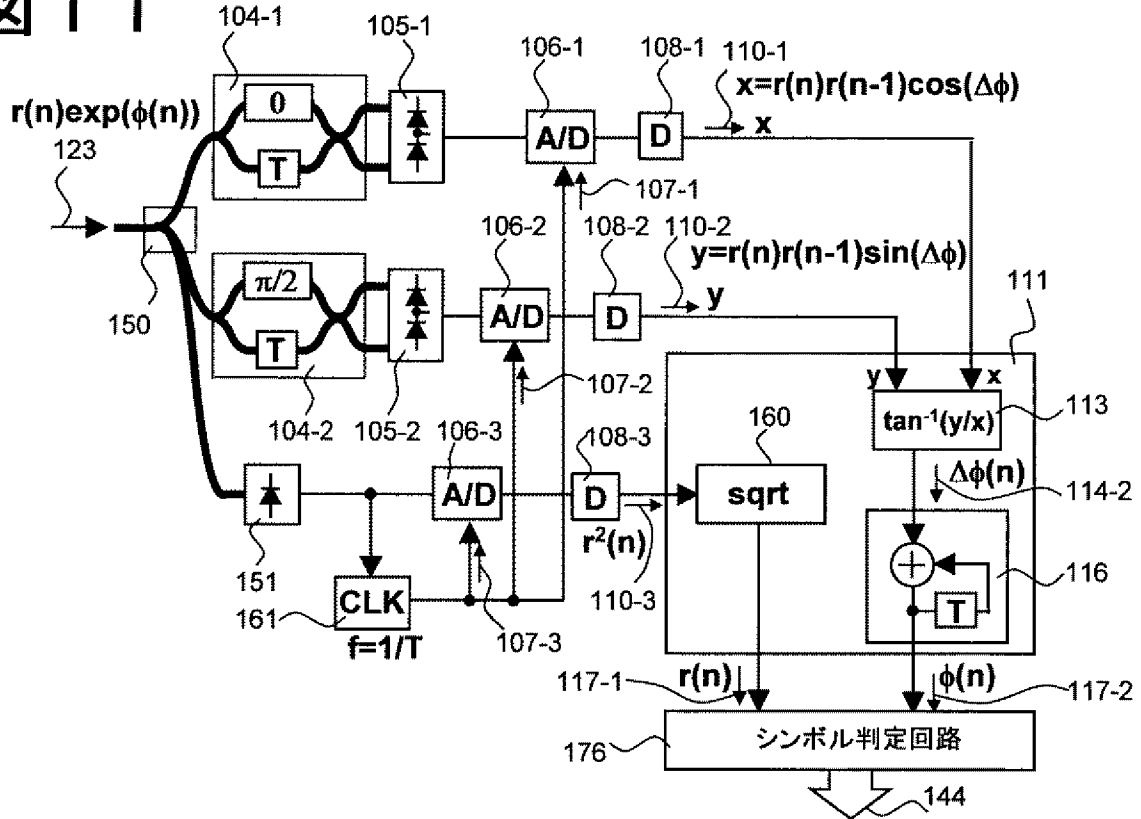


(D) 位相点配置



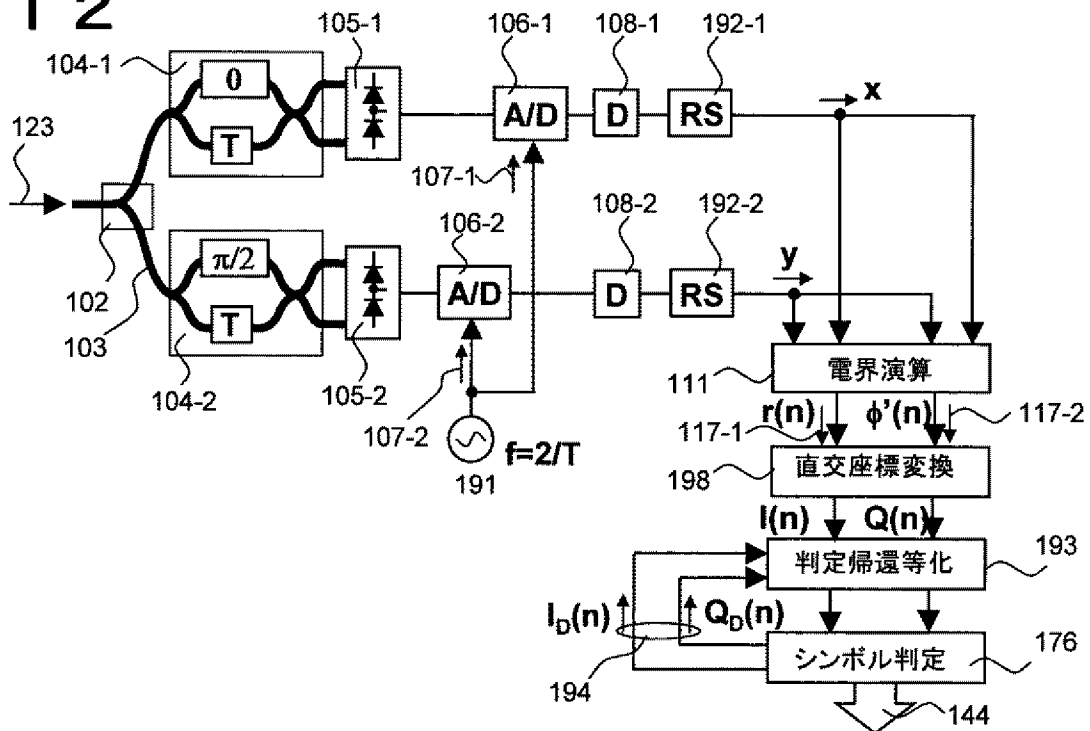
[図11]

図 1 1

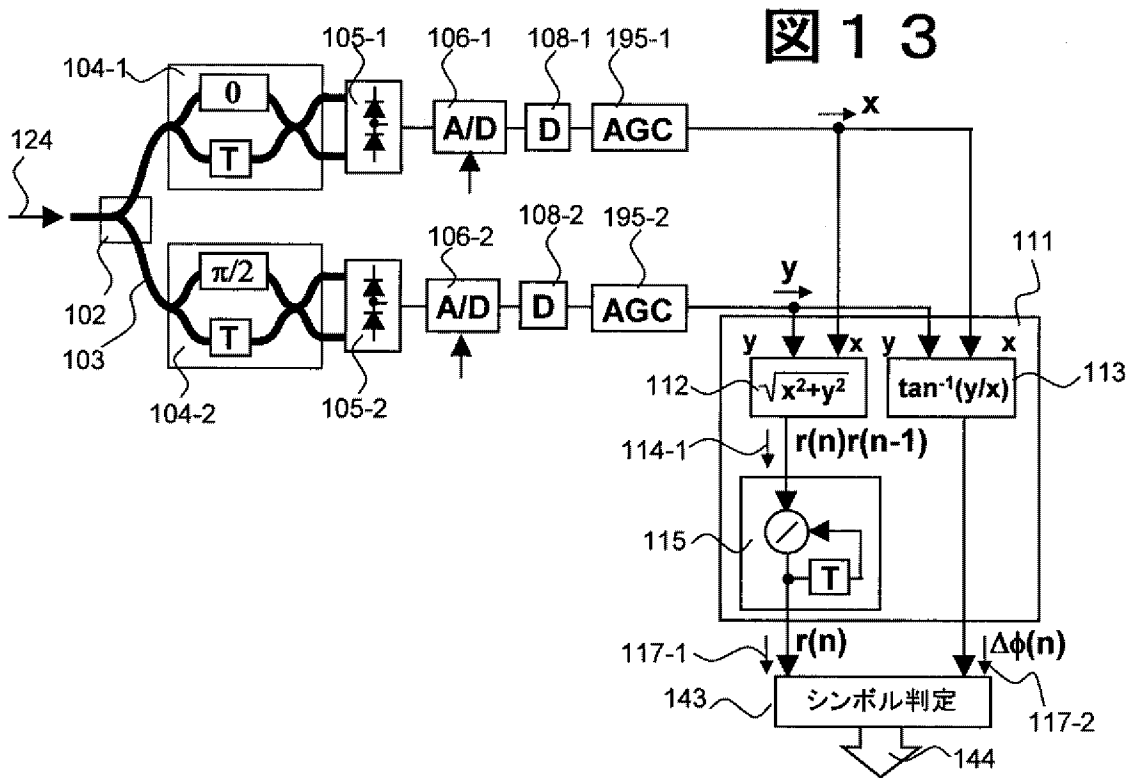


[図12]

図 1 2

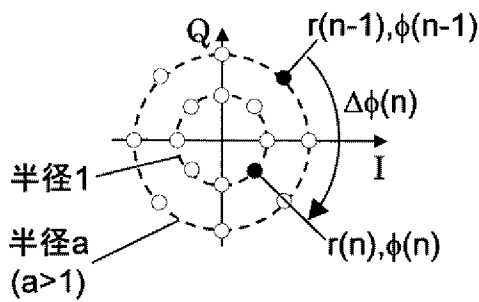


[図13]



[図14]

図 1 4



(A) 16 値振幅位相変調の位相点配置

$\Delta\phi(n)$	(D3,D2,D1)
$-3\pi/4$	(1,0,1)
$-\pi/2$	(1,1,0)
$-\pi/4$	(1,1,1)
0	(0,0,0)
$\pi/4$	(0,0,1)
$\pi/2$	(0,1,0)
$3\pi/4$	(0,1,1)
π	(1,0,0)

(B) 差動位相変調符号化テーブル

D4	D4(n)
0	$r(n-1)$
1	not $r(n-1)$

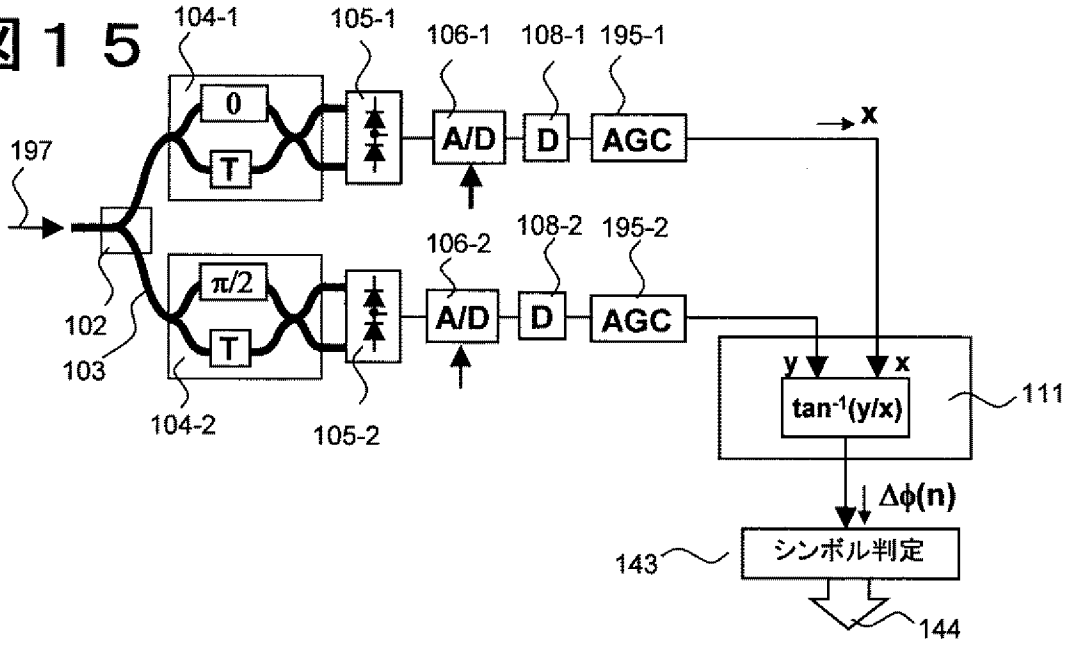
(C) 差動振幅変調符号化テーブル

$r(n)r(n-1)$	D4
1	0
a	1
a^2	0

(D) 差動振幅変調復号化テーブル

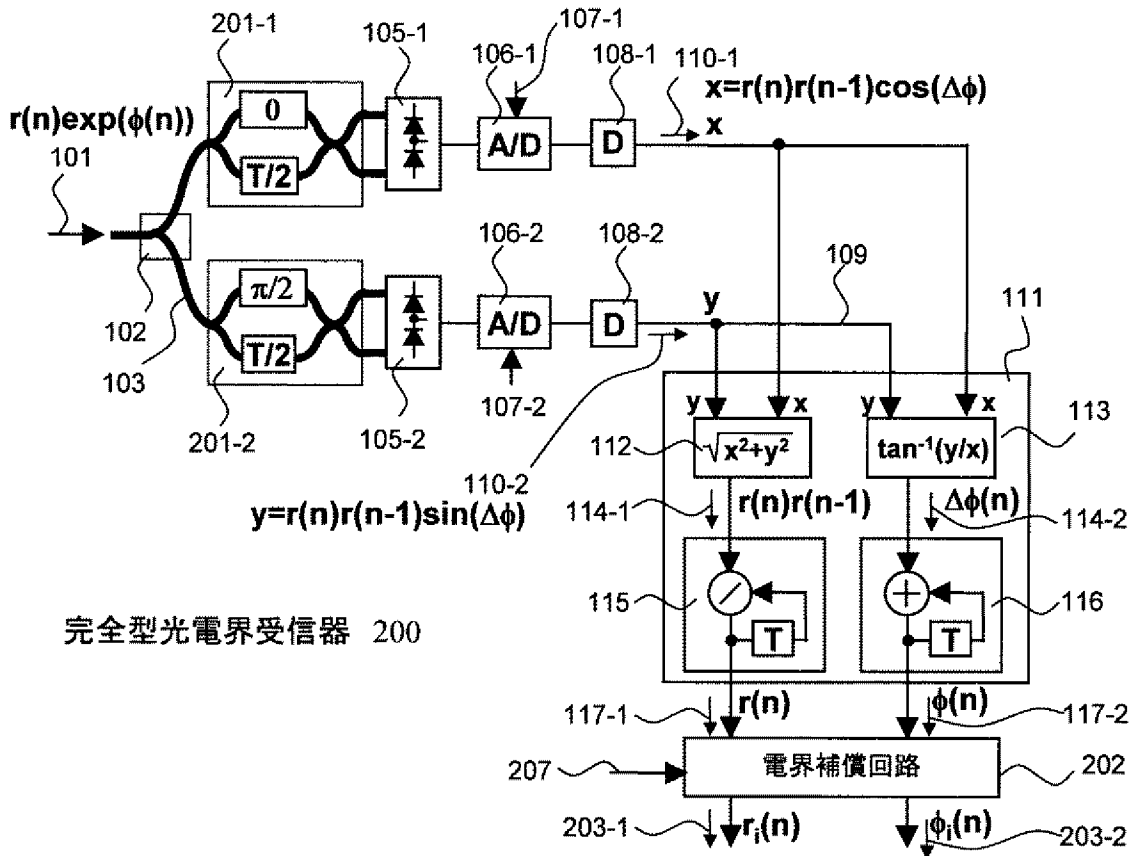
[図15]

図 15



[図16]

図 16

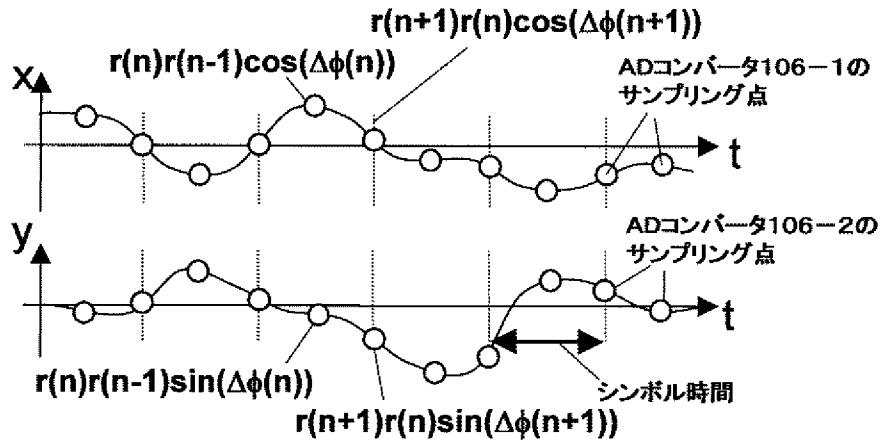


完全型光電界受信器 200

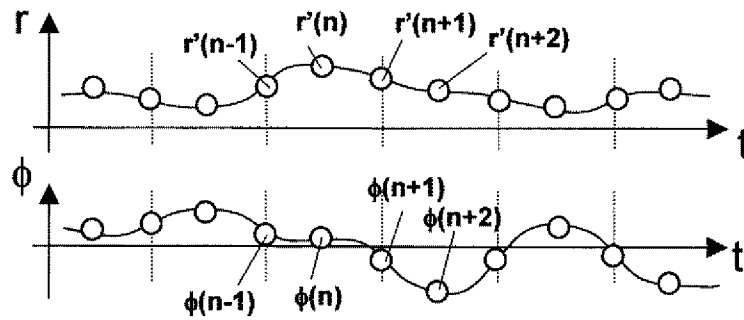
[図17]

図 1 7

(A) 電氣的受信信号

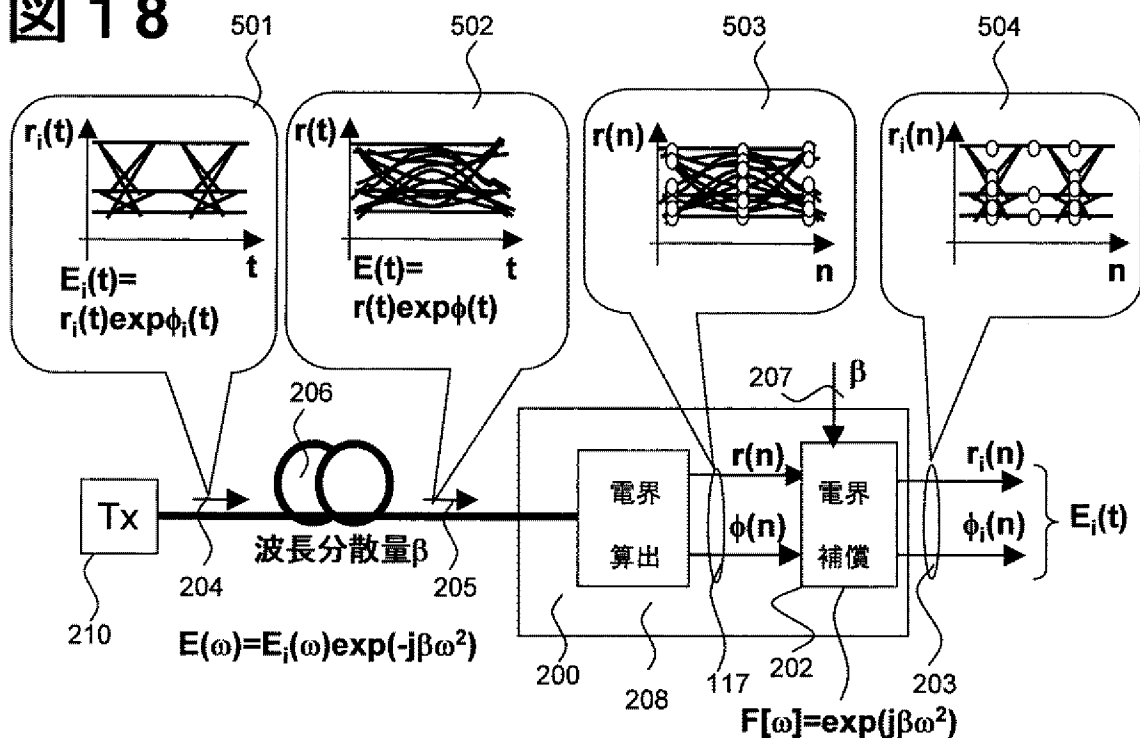


(B) 再生電界信号



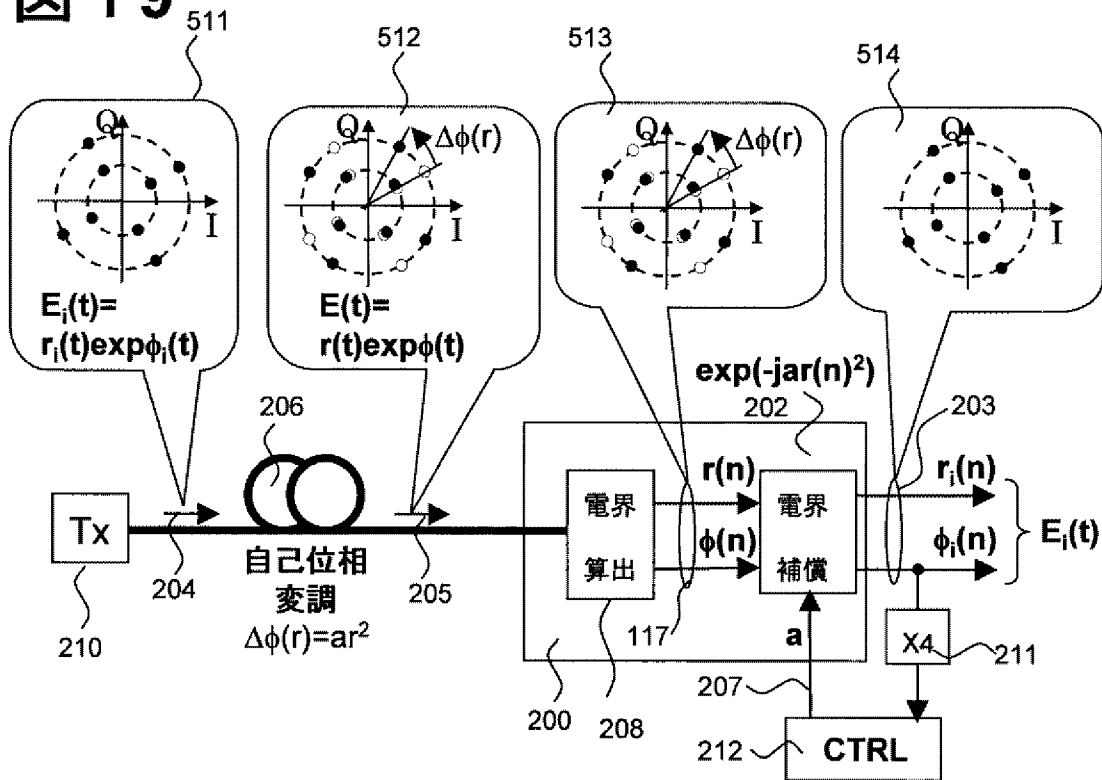
[図18]

図 18



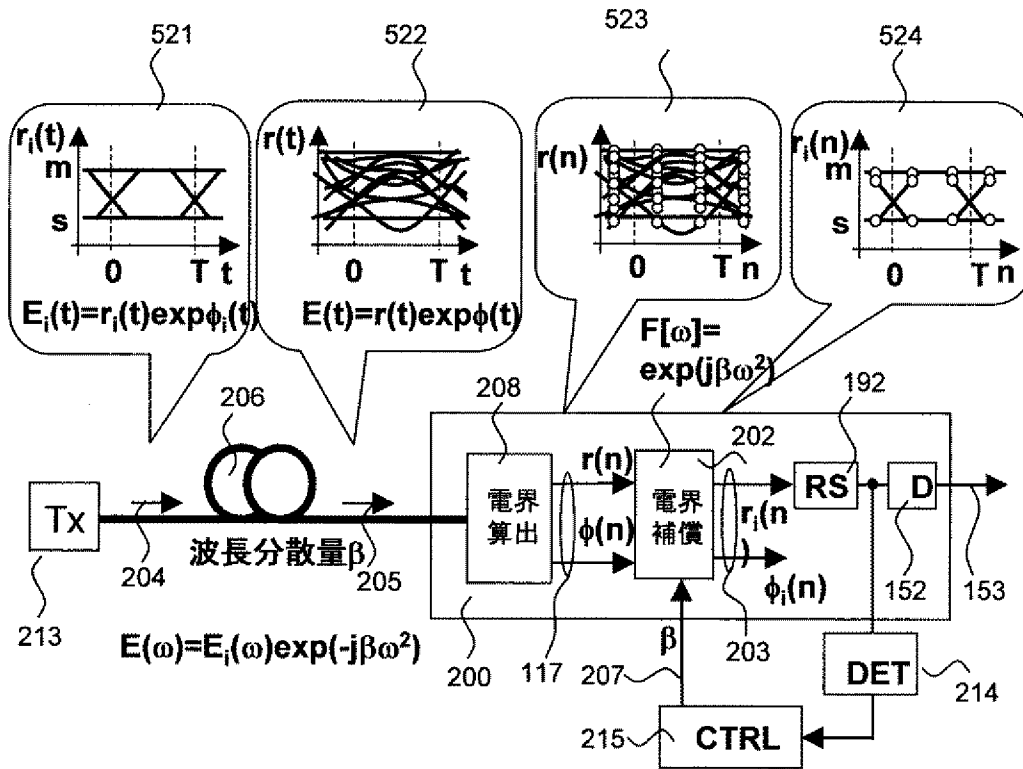
[図19]

図 19



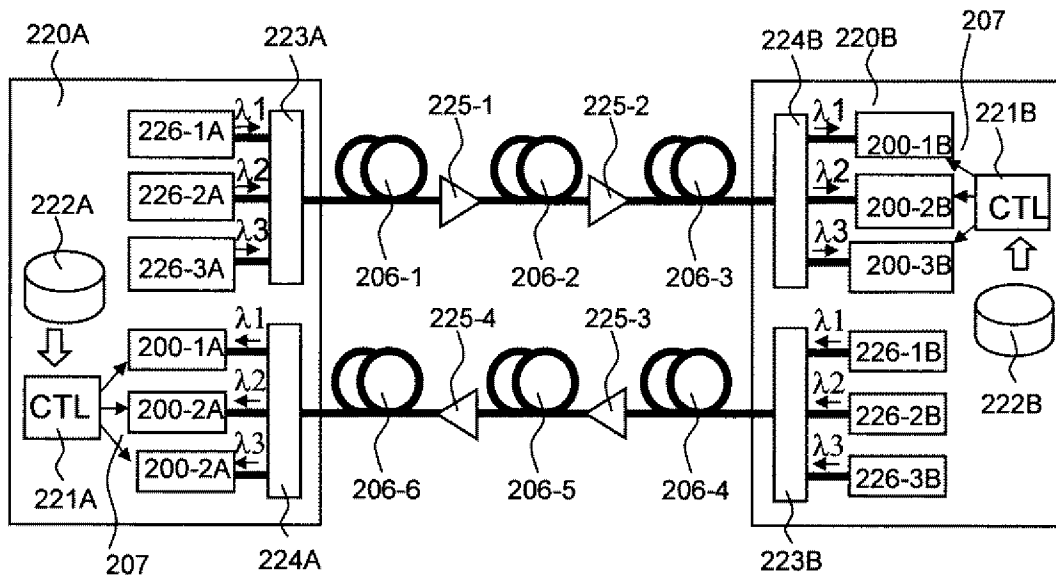
[図20]

図 20



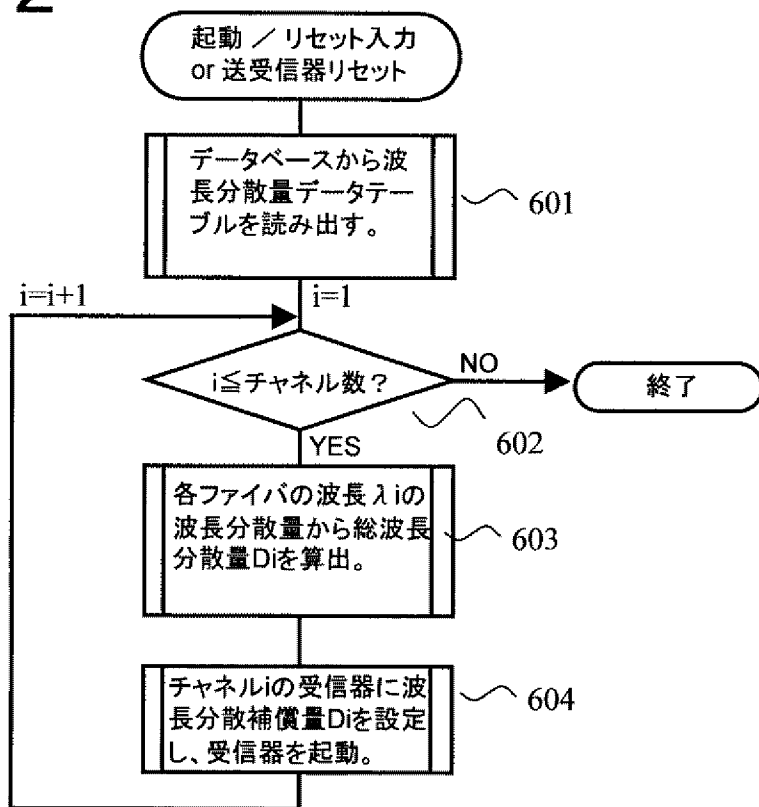
[図21]

図 21



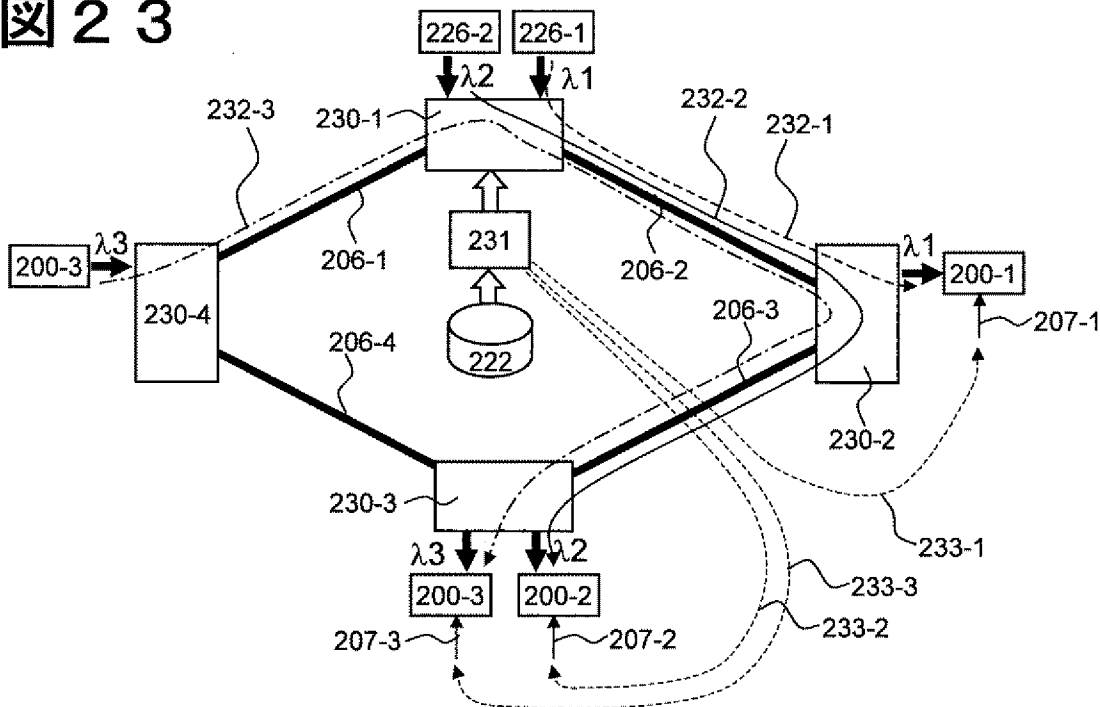
[図22]

図 2 2



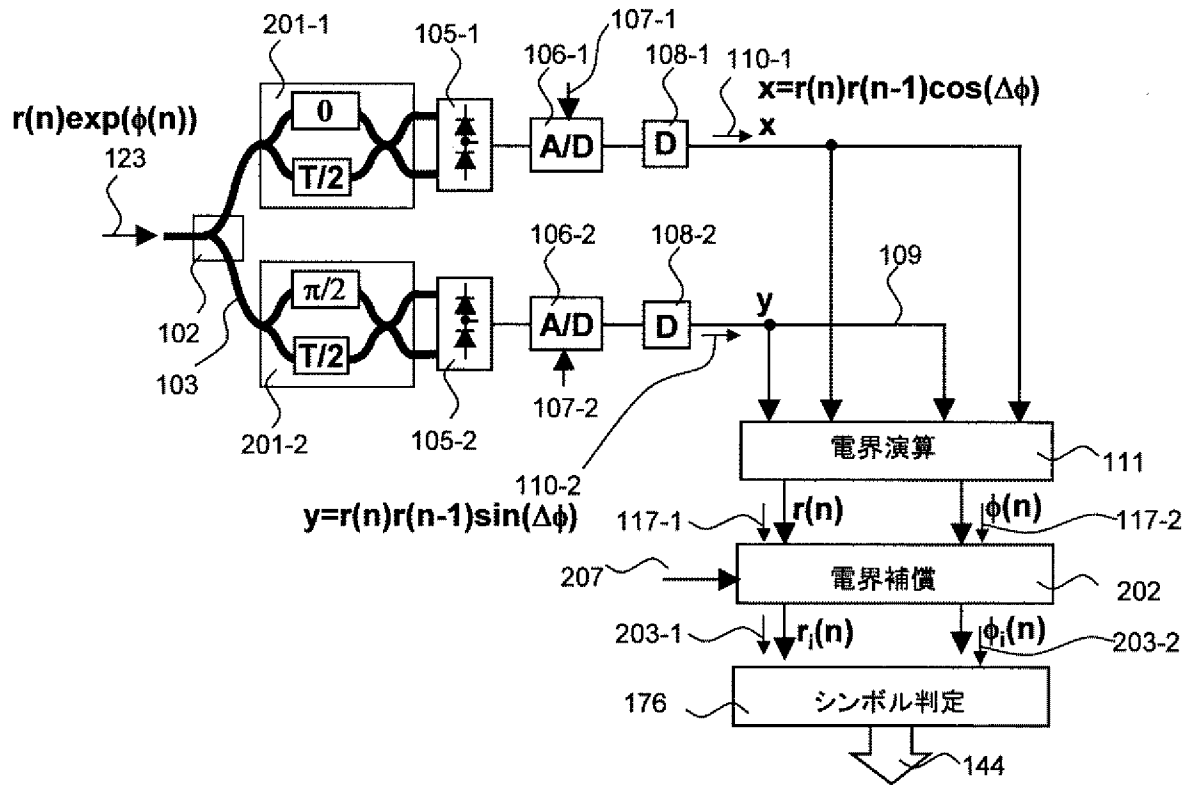
[図23]

図 2 3



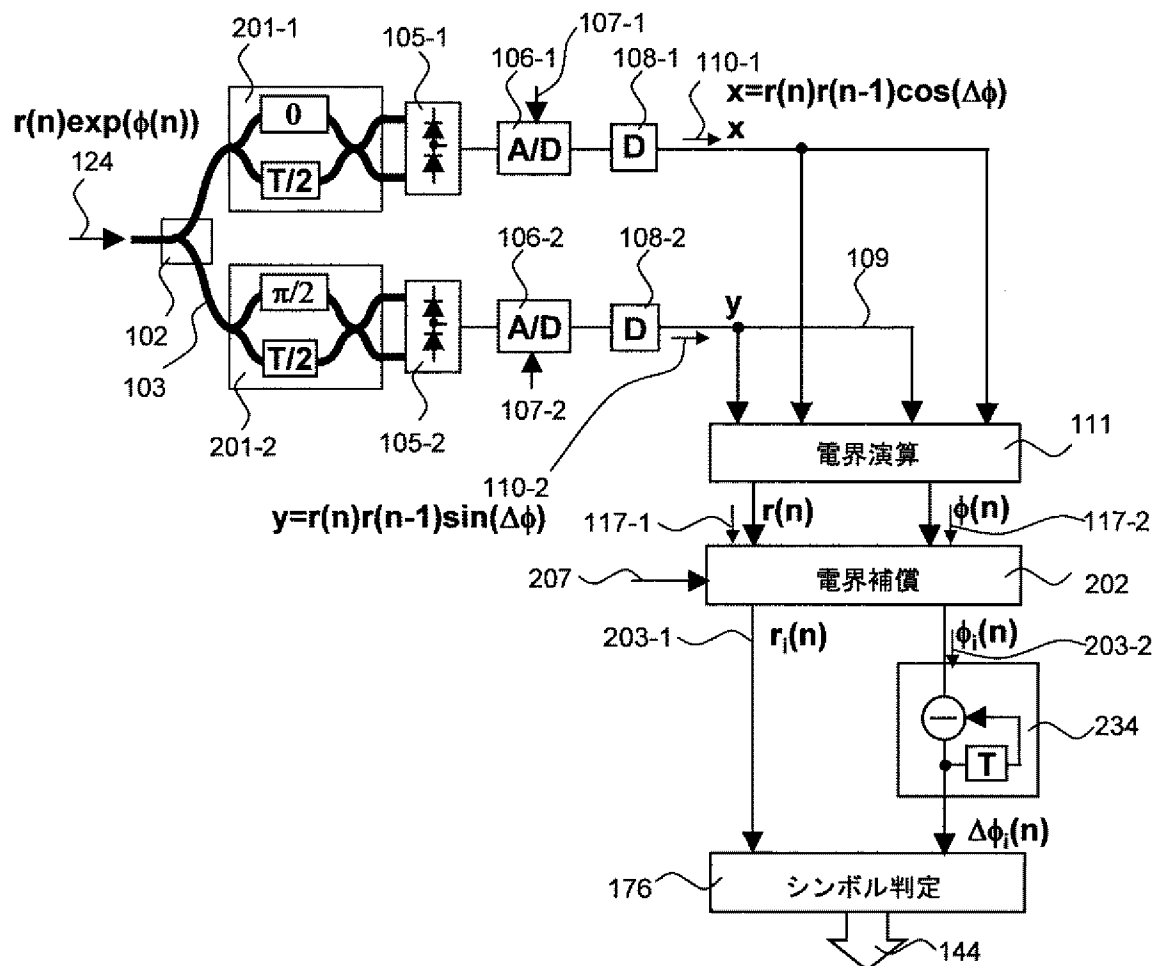
[図24]

図 24



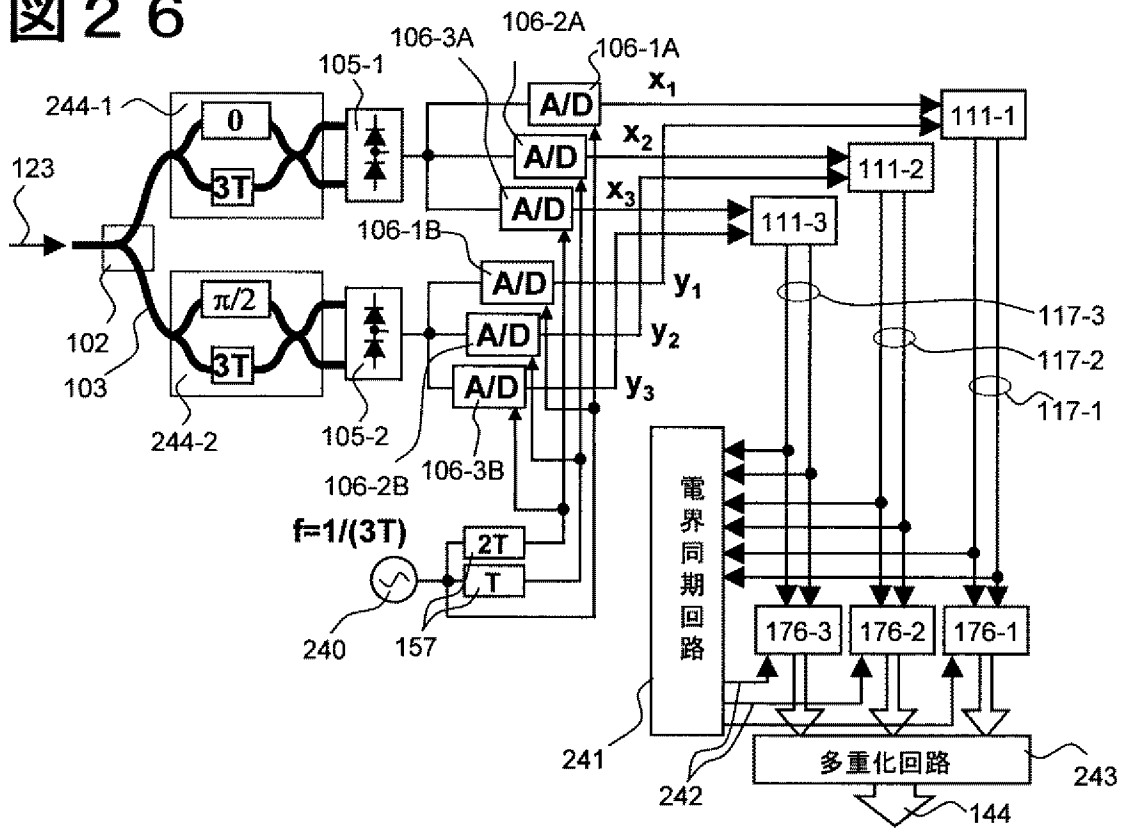
[図25]

図 25



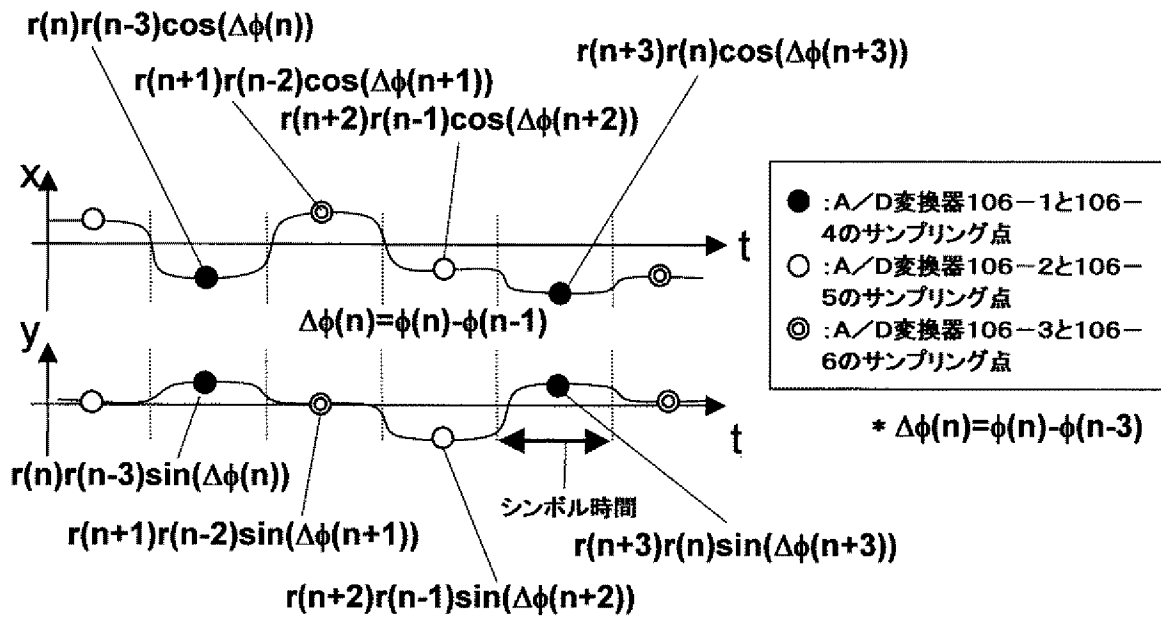
[図26]

図 2 6



[図27]

図 2 7



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/309498

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B10/04(2006.01), **H04B10/06**(2006.01), **H04B10/14**(2006.01), **H04B10/142**(2006.01), **H04B10/152**(2006.01), **H04B10/26**(2006.01), **H04B10/28**(2006.01)

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)

H04B10/04(2006.01), **H04B10/06**(2006.01), **H04B10/14**(2006.01), **H04B10/142**(2006.01), **H04B10/152**(2006.01), **H04B10/26**(2006.01), **H04B10/28**(2006.01)

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	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

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

IEEE, JST7580 (JDream2)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Nobuhiko Kikuchi et.al, Study on Cross-Phase Modulation(XPM) Effect on Amplitude and	1, 4, 7, 9-10, 14-18
A	Differentially Phase-Modulated Multilevel Signals in DWDM Transmission, IEEE Photonics Technology Letters, Vol.17, No.7, July 2005, pp.1549-1551	2, 3, 5, 6, 8, 11-13, 19
X	Kenro SEKINE et al., "Hikari 16-chi Shinpuku Iso Hencho Hoshiki (16APSK) no Kento", IEICE	1, 4, 7-10, 14-18
A	Technical Report, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Vol.105, No.32, OCS2005-8, 15 April, 2005 (15.04.05), pages 29 to 34	2, 3, 5, 6, 8, 11-13, 19

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
02 June, 2006 (02.06.06)

Date of mailing of the international search report
13 June, 2006 (13.06.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/309498

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Gabriella Bosoco et.al, On the Joint Effect of Receiver Impairments on Direct-Detection DQPSK System, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No.3, March 2006, pp.1323-1333	1,7,9
X	Jin Wang et.al, Impact of Chromatic and Polarizaion-Mode Dsipersions on DPSK Systems Using Interferometric Demodulation and Direct Detection, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol.22, No.2, February 2004, pp. 362-371	1,7,9

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04B10/04(2006.01), H04B10/06(2006.01), H04B10/14(2006.01), H04B10/142(2006.01),
H04B10/152(2006.01), H04B10/26(2006.01), H04B10/28(2006.01)

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. H04B10/04(2006.01), H04B10/06(2006.01), H04B10/14(2006.01), H04B10/142(2006.01),
H04B10/152(2006.01), H04B10/26(2006.01), H04B10/28(2006.01)

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	1971-2006年
日本国実用新案登録公報	1996-2006年
日本国登録実用新案公報	1994-2006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
JST7580(JDream2)

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 請求の範囲の番号
X	Nobuhiko Kikuchi et.al, Study on Cross-Phase Modulation(XPM) Effect on Amplitude and Differentially Phase-Modulated	1, 4, 7, 9-10, 14-18
A	Multilevel Signals in DWDM Transmission, IEEE Photonics Technology Letters, Vol.17, No.7, July 2005, pp.1549-1551	2, 3, 5, 6, 8, 11-13, 19
X	関根賢郎 他, 光16値振幅位相変調方式(16APSK)の検討, 電 子情報通信学会技術研究報告, 社団法人 電子情報通信学会,	1, 4, 7-10, 14-18
A	Vol.105, No.32, OCS2005-8, 2005.04.15, pp.29-34	2, 3, 5, 6, 8, 11-13, 19

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

02.06.2006

国際調査報告の発送日

13.06.2006

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)

前田 典之

電話番号 03-3581-1101 内線 3534

5 J

9 0 7 3

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 請求の範囲の番号
X	Gabriella Bosoco et.al, On the Joint Effect of Receiver Impairments on Direct-Detection DQPSK System, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol.24, No.3, March 2006, pp.1323-1333	1, 7, 9
X	Jin Wang et.al, Impact of Chromatic and Polarizaion-Mode Dsipersions on DPSK Systems Using Interferometric Demodulation and Direct Detection, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol.22, No.2, February 2004, pp.362-371	1, 7, 9