

(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
2018年5月31日(31.05.2018)



(10) 国際公開番号

WO 2018/096866 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 14/08 (2006.01) H04B 10/61 (2013.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/038590
- (22) 国際出願日: 2017年10月25日(25.10.2017)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2016-229408 2016年11月25日(25.11.2016) JP
- (71) 出願人: 国立大学法人東北大学 (TOHOKU UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒9808577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 Miyagi (JP).
- (72) 発明者: 中沢 正隆 (NAKAZAWA Masataka); 〒9808577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1

番1号 国立大学法人東北大学内 Miyagi (JP). 廣岡 俊彦 (HIROOKA Toshihiko); 〒9808577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内 Miyagi (JP). 吉田 真人 (YOSHIDA Masato); 〒9808577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内 Miyagi (JP). 葛西 恵介 (KASAI Keisuke); 〒9808577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内 Miyagi (JP).

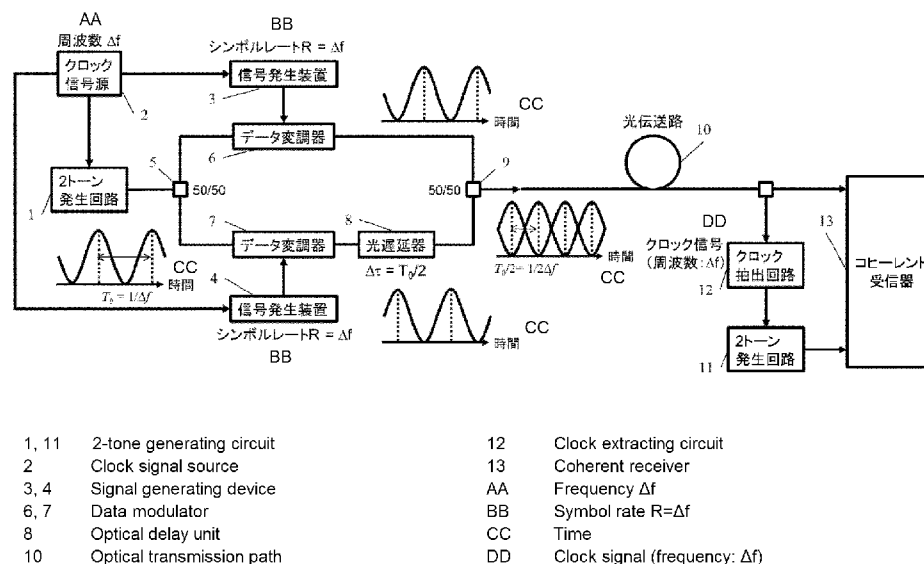
(74) 代理人: 須田 篤, 外 (SUDA Atsushi et al.); 〒9800021 宮城県仙台市青葉区中央二丁目1番30号 須田ビル5F Miyagi (JP).

(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, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH,

(54) Title: OPTICAL TRANSMISSION METHOD AND OPTICAL TRANSMISSION DEVICE

(54) 発明の名称: 光伝送方法および光伝送装置

[図1]



1, 11 2-tone generating circuit
2 Clock signal source
3, 4 Signal generating device
6, 7 Data modulator
8 Optical delay unit
10 Optical transmission path

12 Clock extracting circuit
13 Coherent receiver
AA Frequency Δf
BB Symbol rate $R = \Delta f$
CC Time
DD Clock signal (frequency: Δf)

(57) Abstract: [Problem] To provide an optical transmission method and an optical transmission device with which it is possible to perform high speed transmission by means of an OTDM scheme in which a high-speed optical signal is generated with the minimum frequency band using a simple configuration that does not employ a pulsed light source or a pulse generating device, and with which demultiplexing can be performed on the receiving side with a high S/N ratio. [Solution] In a transmitting unit, a beat signal comprising two light beam spectra having frequencies that are separated by Δf and phases that are synchronized is prepared, the beat signal is data modulated using the same symbol rate R as the frequency Δf , and another beat signal data modulated using the symbol rate R at the zero point of the first beat signal is



CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO,
DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH,
KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY,
MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,
NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT,
QA, RO, RS, RU, RW, SA, 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, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

規則4.17に規定する申立て:

- 一 発明者である旨の申立て (規則 4.17(iv))

添付公開書類:

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

multiplexed therewith to obtain signal light having a symbol rate 2R.

(57) 要約: 【課題】 O T D M方式による高速伝送を、パルス光源もしくはパルス発生装置を用いない簡便な構成、且つ最小限の周波数帯域で、高速な光信号を生成し、受信側で高いS/N比で多重分離することのできる光伝送方法および光伝送装置を提供する。【解決手段】 送信部において、周波数が Δf 離れ、位相が同期した2本の光線スペクトルから成るビート信号を準備し、そのビート信号を周波数 Δf と同一のシンボルレートRでデータ変調し、ビート信号のゼロ点にシンボルレートRでデータ変調された別のビート信号を多重化することにより、シンボルレート2Rの信号光を得る。

明 細 書

発明の名称：光伝送方法および光伝送装置

技術分野

[0001] 本発明は、簡便な構成により最小限の周波数帯域で高速な光信号を生成し、それらを高いS/N比で多重分離することのできる光伝送方法および光伝送装置に関するものである。

背景技術

[0002] 基幹光伝送網の大容量化に向けて、1波長あたりの伝送速度の高速化が精力的に進められている。そのような超高速光伝送方式として、電子回路で時間多重した高速な電気信号で光を変調する電気時分割多重（E T D M : Electrical Time Division Multiplexing）、ならびに光パルスを用いた光領域で時間多重する光時分割多重（O T D M : Optical Time Division Multiplexing）が知られている。E T D Mは、その伝送速度が電子回路の動作速度および帯域で制限されるのに対し、O T D Mは、光の領域で時間多重を行うため、電子回路の限界を上回る伝送速度を実現することが出来る。これまでにO T D Mを用いて1波長で1 Tbit/sを超える伝送速度が実現されている（例えば、非特許文献1または2参照）。

[0003] 通常のO T D Mにおいては、ガウス型もしくはSech型の波形を有するR Z（Return-to-Zero）パルスが用いられるが、最近では新たに、形状がSinc関数で与えられるナイキストパルスを用いたO T D M伝送が提案されている（例えば、特許文献1、非特許文献3参照）。R Zパルスの時間多重においては、隣接パルスが干渉しないようシンボル間隔よりも十分狭いパルスを用いる必要がある。超短パルスは、広いスペクトル幅を有するため、周波数利用効率（伝送容量を伝送パルスの周波数スペクトル幅で割った値であり、単位周波数あたり伝送可能な容量の指標）を増大させることは困難である。

[0004] それに対し、ナイキストパルスは、裾野が周期的に振動しながら減衰するため、裾野がゼロ点を交差するのと同じタイミングで時間多重を行うことに

より、パルスどうしが重なっても各シンボル点では隣接パルスからの干渉を受けない点が特徴である。その結果、ナイキストパルスは、RZパルスよりも広い時間幅、即ち狭い帯域で高速信号を伝送することができる。

[0005] 最近では、コヒーレントなナイキストパルスにQAM (Quadrature Amplitude Modulation) と呼ばれるデジタルコヒーレント多値変調方式を導入することにより、高速化と同時に周波数利用効率も大幅に向上されている（例えば、非特許文献4参照）。ナイキストパルスの多重分離には、シンボル点の信号成分のみを抽出する「光サンプリング法」（例えば、特許文献1参照）、もしくはコヒーレントナイキストパルスの場合は、その時間領域での直交性に着目し、ナイキストTDM信号とナイキスト局発パルスとを同期させ、それらのホモダイン検波によって所望のチャネルを多重分離する「直交時間多重分離法」（例えば、特許文献2参照）が用いられる。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開2012-175417号公報

特許文献2：特開2016-5158号公報

非特許文献

[0007] 非特許文献1：M. Nakazawa, T. Yamamoto, K. R. Tamura, “1.28 Tbit/s-70 km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compensation with a phase modulator”, Electron., Lett., 2000, vol. 36, no. 24, pp. 2027-2029

非特許文献2：T. Richter, E. Palushani, C. Schmidt-Langhorst, M. Nolle, R. Ludwig, and C. Schubert, “Single Wavelength Channel 10.2 Tb/s TDM-Data Capacity using 16-QAM and coherent detection”, in Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2011, paper PDPA9

非特許文献3：M. Nakazawa, T. Hirooka, P. Ruan, and P. Guan, “Ultra-high-speed “orthogonal” TDM transmission with an optical Nyquist pulse train”, Opt. Express, Jan. 2012, vol. 20, no. 2, pp. 1129-1140

非特許文献4：D. O. Otuya, K. Kasai, T. Hirooka, M. Yoshida, and M. Nakazawa, “1.92 Tbit/s, 64 QAM coherent Nyquist pulse transmission over 150 km with a spectral efficiency of 7.5 bit/s/Hz”, in Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2014, W1A.4

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] RZパルスもしくはナイキストパルスを用いたOTDM伝送において、超高速信号を生成するには、送信用光源としてモード同期レーザあるいは光コム生成器などのパルス発生装置が必要である。また、超高速信号を多重分離する場合も、受信部における多重分離用制御光パルス光源もしくは局発パルス光源として、パルス発生装置が必要である。これらパルス光源もしくはパルス発生装置の小型化および低コスト化が、OTDM伝送を実現するうえでの課題となっている。

[0009] また、ナイキストパルスの多重分離における課題として、「光サンプリング法」においては、シンボル点付近以外の信号成分は除去されてしまうため、多重分離後の信号パワーが小さく、S/N比が劣化する点が課題となっている。一方、「直交時間多重分離法」では、ホモダイン検波に用いる光検出器の帯域外にある信号成分は多重分離に関与しないため、光検出器の帯域が多重分離後のS/N比を劣化させる主要因となっている。

[0010] 本発明は、このような課題を解決するためのものであり、パルス光源もしくはパルス発生装置を必要としない簡便な構成、且つ最小限の周波数帯域で、高速な光信号を生成し、受信側で高いS/N比で多重分離することのできる光伝送方法および光伝送装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0011] かかる目的を達成するために、本発明に係る光伝送方法は、送信部において、周波数が Δf 離れ、位相が同期した2本の光線スペクトルから成るビート信号を準備し、そのビート信号を周波数 Δf と同一のシンボルレートRでデータ変調し、前記ビート信号のゼロ点にシンボルレートRでデータ変調さ

れた別のビート信号を多重化することにより、シンボルレート $2R$ の信号光を得ることを特徴とする。

[0012] また、本発明に係る光伝送方法は、受信部において、周波数が $\Delta f = R$ 離れた、位相が同期した2本の光線スペクトルから成るビート信号を準備し、そのビート信号を局発光として用い、伝送されたシンボルレート $2R$ のOTDM信号と前記局発光とのコヒーレント検波により、シンボルレート R への多重分離とコヒーレント信号の復調とを同時に行ってもよい。

[0013] あるいは、本発明に係る光伝送方法は、受信部において、伝送されたシンボルレート $2R$ のOTDM信号を、そのクロックと同期した繰り返し周波数 $\Delta f / 2$ の正弦波で振幅変調し、CW局発光とのコヒーレント検波により、シンボルレート R への多重分離とコヒーレント信号の復調とを同時に行ってもよい。

[0014] 本発明に係る光伝送方法は、送信部において、ビート信号を変調するデータ信号を、フィルタ帯域を定めるパラメータであるロールオフ率が α (但し $0 \leq \alpha \leq 1$) のナイキストフィルタによって、帯域を $(1 + \alpha)R$ に制限してもよい。これにより、受信部でのコヒーレント検波に用いる光検出器の帯域を、 $(3 + \alpha)\Delta f / 2$ に狭窄化することが出来る。また、 $\alpha = 0$ のときは帯域をさらに $\Delta f / 2$ まで狭窄化することも可能である。

[0015] 本発明に係る光伝送方法で、局発光の位相は、光PLL回路、注入同期、あるいはイントラダイン検波などの方法により、伝送されたデータ信号の位相と同期していることが好ましい。また、局発光パルスのクロックは、クロック抽出回路により、伝送されたデータ信号のクロックと同期していることが好ましい。

[0016] 本発明に係る光伝送装置は、位相が同期し、周波数が Δf 離れた2本の光線スペクトルから成るビート信号を発生する2トーン発生回路と、局発光の位相を、伝送されたOTDM信号と同期させるための光位相同期回路と、前記ビート信号を、伝送された前記OTDM信号のクロックと同期させるためのクロック抽出回路とを備え、受信部において、前記ビート信号のピークと

中心が一致したOTDMチャネルを分離するよう構成されていることを特徴とする。

発明の効果

[0017] 本発明によれば、パルス光源もしくはパルス発生装置を必要としない簡便な構成、且つ最小限の周波数帯域で、高速な光信号を生成することが可能となる。また、繰り返し周波数 Δf の半分程度の帯域のコヒーレントレーバであっても、高速信号を受信側で高いS/N比で多重分離することが可能となる。その結果、従来よりも低いコストで高性能な高速光通信を実現できる。また、高速伝送における周波数利用効率を向上することができる。

図面の簡単な説明

[0018] [図1]本発明の実施の形態の光伝送装置を示すブロック構成図である。

[図2]図1に示す光伝送装置の、2トーン発生回路のブロック構成図である。

[図3]図1に示す光伝送装置の、(a)CW光源出力および(b)MZ変調器出力のスペクトル(上図)および時間波形(下図)の模式図である。

[図4]図1に示す光伝送装置の、コヒーレント受信回路のブロック構成図である。

[図5]図1に示す光伝送装置の、コヒーレント受信回路の変形例のブロック構成図である。

[図6]図1に示す光伝送装置の、ロールオフ率 $\alpha = 0$ の場合におけるOTDM信号の多重分離・復調の原理を示す説明図である。

[図7]図1に示す光伝送装置の、ロールオフ率 $\alpha \neq 0$ の場合におけるOTDM信号の多重分離・復調の原理を示す説明図である。

[図8]本発明に係る光伝送方法の原理を示す、40GHz間隔の光線スペクトルが(a)5本、(b)4本、(c)3本、(d)2本のときに生成されるスペクトル(左図)およびその時間(強度)波形(右図)のグラフである。

[図9]本発明の実施の形態の光伝送方法によるシミュレーション解析結果を示す、40GHz間隔の光線スペクトルから成る正弦波のビート信号を、40Gb/s、64QAM信号で変調して生成されたOTDM信号の、(a)

ロールオフ率 $\alpha = 0$ 、(b) $\alpha = 0.5$ 、(c) $\alpha = 1$ のときの、アイパターン（上図）およびスペクトル（下図）である。

[図10]本発明の実施の形態の光伝送方法によるシミュレーション解析結果を示す、(a) 図9(a)のOTDM信号、(b) 図9(b)のOTDM信号、(c) 図9(c)のOTDM信号を多重分離した後のアイパターン（左図）、スペクトル（中央図）、コンスタレーションマップ（右図）である。

[図11]本発明の実施の形態の光伝送方法によるシミュレーション解析結果を示す、図9(a)のOTDM信号を、図10(a)よりも狭い受信帯域で多重分離した後の(a)アイパターン、(b)スペクトル、(c)コンスタレーションマップである。

発明を実施するための形態

[0019] 以下、図面に基づき、本発明の実施の形態について説明する。

本発明の実施の形態の光伝送方法および光伝送装置の一例を、図1に示す。図1に示すように、2トーン発生回路1は、クロック信号源2で与えられる周波数 Δf だけ離れ、位相が同期した2本の光線スペクトル、即ち繰り返し周波数 Δf の正弦波ビート信号を発生させる。

[0020] 2トーン発生回路1の構成の一例を、図2に示す。図2に示すように、CW光源1aから出力されるCW光（キャリア周波数 f_0 ）に対し、マッハツェンダ（MZ：Mach-Zehnder）型振幅変調器1cのバイアス点をゼロに設定しておき、クロック信号源2から出力されるクロック信号の周波数 Δf を1/2に分周した信号で振幅変調する。このとき、MZ変調器1cを、ゼロバイアス点の周りに $2V_\pi$ （ V_π ：変調器の片側のアームで π の位相シフトを与えるのに必要な駆動電圧）程度の振幅で駆動すると、 ± 1 次のサイドバンド2本のみが残留し、中心キャリアおよび他の高調波成分が抑圧された2トーン信号を生成できる。その結果、 f_0 の周りに周波数が Δf 離れた2本の光線スペクトルが生成される。

[0021] MZ変調器1cの前後の周波数スペクトルと波形とを、図3に示す。MZ

変調器 1 c の出力では、図 3 (b) に示すように、2 本の光線スペクトルのビート信号 $u(t) = c \cos(\Delta f t / 2)$ が得られる。その強度は $|u(t)|^2 = c^2 \cos^2(\Delta f t / 2) = (1/2) [1 + \cos(\Delta f t)]$ で与えられ、強度波形は、周期 $T_0 = 1 / \Delta f$ の正弦波となっている。

[0022] 図 1 に示すように、こうして得られたビート信号を、50 : 50 カプラ 5 で 2 分岐し、データ変調器 6、7 を用いてそれぞれをシンボルレート $R = \Delta f$ のデータ信号で変調する。データ信号は、信号発生装置 3、4 において、予めナイキストフィルタ（ロールオフ率 α ）で整形し、帯域を狭窄化しておく。その後、光遅延器 8 で片側に $\Delta \tau = T_0 / 2$ の遅延を与え、50 : 50 カプラ 9 で両者を合波し、時間多重する。その結果、シンボルレートが $2R$ の OTDM 信号が得られる。このとき、それぞれのパルスのゼロ点に他方のパルスが多重化されているため、両者は符号間干渉を生じることなく、時間多重することができる。この点が本発明の重要な特徴である。また、必要に応じて偏波多重方式に拡張することも可能である。なお、本方式で実現可能な OTDM の多重度は、2 倍に限定される。生成された OTDM 信号の帯域は、 $(2 + \alpha) \Delta f$ であり、 $\alpha = 0$ のときは帯域が $2 \Delta f$ まで狭窄化され、周波数利用効率を拡大できる。この点も本発明の重要な特徴である。通常のナイキストパルスを用いて 2 倍の OTDM を行くと、帯域は $(3 + \alpha) \Delta f$ 程度である。

[0023] 図 1 に示すように、この信号を光伝送路 10 で伝送させた後、受信側では、2 トーン発生回路 11、クロック抽出回路 12、コヒーレント受信器 13 で構成される受信回路で、時間多重分離とコヒーレント検波とを同時に行う。受信回路の構成の一例を、図 4 に示す。図 4 に示すように、局発光源として、CW 光源 14 を用いる。局発光源とデータ信号とを位相同期させる方法としては、例えば、伝送後のデータ信号からパイロットトーン信号や残留キャリア成分を抽出し、光 PLL（Phase-Locked Loop）回路により基準信号との誤差を検出し、これを光周波数制御信号として局発光源にフィードバックする方法などを用いることが出来る。あるいは、注入同期（Injection locki

ng) や、局発光源をフリーランニングで動作させ、コヒーレント検波後、デジタル信号処理によって位相誤差を補正しても良い。

[0024] 図4に示すように、OTDMデータ信号からクロック抽出回路12を用いてクロック信号を抽出し、分周器15、位相シフタ16およびMZ変調器17を用いて、図2の2トーン発生回路1と同じ原理で、局発光源から周波数 Δf の2トーンのビート信号を発生させる。クロック抽出回路12としては、例えば、EA (Electro-Absorption) 変調器を位相比較器として用いる電気-光PLL (Phase-Locked Loop) 回路、あるいはOTDM信号を光検出器で受光し、周波数 Δf の成分をフィルタで抽出する方法、などを用いることが出来る。データ信号と局発光とのタイミングは、位相シフタ16によって合わせることが出来る。

[0025] こうして発生させた局発光とOTDMデータ信号とを90度ハイブリッド回路18に入力し、ホモダイン検波を行う。バランス型光検出器19および20から出力される信号を、それぞれフィルタ21および22に通すことで、局発光のビート信号のピークがその中心と一致したOTDMチャネルを多重分離するとともに、そのI, Q成分を復調することが同時に出来る。また、90度ハイブリッド回路18中に偏波ビームスプリッタを用いた偏波ダイバーシティ構成に拡張することも出来る。その場合は、偏波多重分離も同時に行うことが出来る。

[0026] 一方、OTDMデータ信号および局発光の一部を分岐し、局発光のタイミングを光遅延器23によって $T_0/2$ だけシフトさせ、それらを90度ハイブリッド回路24でホモダイン検波させ、バランス型光検出器25および26から出力される信号を、それぞれフィルタ27および28に通すことで、もう一方のOTDMチャネルを多重分離することが出来る。なお、コヒーレント受信回路として、ホモダイン方式の代わりにヘテロダイン方式を用いることも可能である。

[0027] 受信回路の構成の他の一例を、図5に示す。図5に示す構成では、OTDMデータ信号から抽出したクロック信号により、OTDM信号自身をMZ変

調器 17 で変調する。ここで、MZ 変調器 17 のバイアスはゼロ点に設定しておき、クロック抽出回路 12 で抽出したクロック信号の周波数を分周器 15 で $\Delta f / 2$ に分周し、クロック信号のピークと所望の OTDM チャンネルの中心とが一致するように、適切な位相シフトを位相シフタ 16 で与える。一方、局発光は、CW 光のままでコヒーレント検波を行う。バランス型光検出器 19 および 20 から出力される信号を、それぞれフィルタ 21 および 22 に通すことで、局発光のビート信号と同期したタイミングの OTDM チャンネルを多重分離するとともに、その I, Q 成分を復調することが同時に出来る。また、90 度ハイブリッド回路として、偏波ダイバーシティ構成のものを使用することにより、偏波多重分離も同時に行うことが出来る。

[0028] なお、OTDM 信号を予め 2 分岐しておき、片側を MZ 変調器 17、もう片側をこれと異なるタイミングで、MZ 変調器 30 で変調することにより、もう一方の OTDM チャンネルを多重分離することが出来る。具体的には、MZ 変調器 30 を駆動するクロック信号の位相を、位相シフタ 29 により $\pi / 2$ シフトさせることにより、クロック信号のピークをもう一方の OTDM チャンネルの中心に一致させることが可能となる。

[0029] 次に、図 4 の構成で多重分離が実現できる原理について説明する。図 3 (b) に示すビート信号のスペクトルは、式 (1) で表される（以下では周波数 f_0 , Δf の代わりに角周波数 ω_0 , $\Delta \omega$ を用いる）。式 (1) は、式 (2) で表すことが出来る。式 (2) は、この信号が $\cos (\Delta \omega t / 2)$ を包絡線にもつ搬送波（キャリア周波数 ω_0 ）であることを示している。

[0030] [数1]

$$u_1(t) = \left[\exp \left(j \frac{\omega_0 + \Delta \omega}{2} t \right) + \exp \left(j \frac{\omega_0 - \Delta \omega}{2} t \right) \right] \quad (1)$$

$$u_1(t) = 2 \cos \left(\frac{\Delta \omega}{2} t \right) \cdot \exp(j \omega_0 t) \quad (2)$$

[0031] $u_1(t)$ は、式 (3) および式 (4) に示す、 $\cos$ 成分 (I チャンネル) $u_{1,I}(t)$ と $\sin$ 成分 (Q チャンネル) $u_{1,Q}(t)$ とに分けることが出来

る。

[数2]

$$u_{1,I}(t) = 2 \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cdot \cos \omega_0 t \quad (3)$$

$$u_{1,Q}(t) = 2 \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cdot \sin \omega_0 t \quad (4)$$

[0032] 同様に、 $\cos(\Delta\omega t/2)$ を $t = T_0/2$ だけインタリーブした信号 $\cos[(\Delta\omega/2)(t - T_0/2)] = \sin(\Delta\omega t/2)$ を包絡線にもつ搬送波の $\cos$ 成分 $u_{2,I}(t)$ と $\sin$ 成分 $u_{2,Q}(t)$ は、式 (5) および式 (6) で書くことができる。

[数3]

$$u_{2,I}(t) = 2 \cos\left[\frac{\Delta\omega}{2}\left(t - \frac{T_0}{2}\right)\right] \cdot \cos \omega_0 t = 2 \sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cdot \cos \omega_0 t \quad (5)$$

$$u_{2,Q}(t) = 2 \cos\left[\frac{\Delta\omega}{2}\left(t - \frac{T_0}{2}\right)\right] \cdot \sin \omega_0 t = 2 \sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}t\right) \cdot \sin \omega_0 t \quad (6)$$

[0033] 即ち、式 (3) および式 (4) に示すように、 $u_{1,I}(t)$ 、 $u_{1,Q}(t)$ は $\cos(\Delta\omega t/2)$ を QAM 変調したときの I、Q 成分、式 (5) および式 (6) に示すように、 $u_{2,I}(t)$ 、 $u_{2,Q}(t)$ は $\sin(\Delta\omega t/2)$ を QAM 変調したときの I、Q 成分である。

[0034] これらを QAM 変調し、半周期ずらして 2 倍に多重化したときの信号は、以下の式 (7) で表される。

[数4]

$$\begin{aligned} u(t) &= A_{1,I} \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \cos \omega_0 t + A_{2,I} \cos \left[\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{T_0}{2} \right) \right] \cos \omega_0 t + A_{1,Q} \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \sin \omega_0 t + A_{2,Q} \cos \left[\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{T_0}{2} \right) \right] \sin \omega_0 t \\ &= a_1 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \cdot e^{j\omega_0 t} + a_2 \cos \left[\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{T_0}{2} \right) \right] \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (a_1 = A_{1,I} + jA_{1,Q}, \quad a_2 = A_{2,I} + jA_{2,Q}) \quad (7) \end{aligned}$$

ここで、 $A_{1,I}$ 、 $A_{1,Q}$ は OTDM チャンネル 1 のデータ信号の I、Q 成分、 $A_{2,I}$ 、 $A_{2,Q}$ は OTDM チャンネル 2 のデータ信号の I、Q 成分をそれぞれ表す

。

[0035] 図4において、局発光には、信号光と同じく2トーン信号 $\nu_1(t) = \cos(\Delta\omega t/2) \exp(j\omega_0 t)$ を用いる。OTDM信号 $u(t)$ と局発光 $\nu_1(t)$ とのミキシングをとると、 $\cos(\Delta\omega t/2)$ と $\cos[(\Delta\omega/2)(t - T_0/2)] = \sin(\Delta\omega t/2)$ の直交性により、式(7)の第2項はゼロとなる。即ち、

[数5]

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) v_1^*(t) dt &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(a_1 \cos^2 \frac{\Delta\omega}{2} t + a_2 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \sin \frac{\Delta\omega}{2} t \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_1}{2} (1 + \cos \Delta\omega t) + \frac{a_2}{2} \sin \Delta\omega t \right] dt = \frac{a_1}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

となる。その結果、コヒーレント受信回路の出力では、 a_1 のI成分とQ成分、即ち $A_{1,I}$ 、 $A_{1,Q}$ が得られる。

[0036] 一方、別の局発光として、 $\nu_2(t) = \cos[(\Delta\omega/2)(t - T_0/2)] \exp(j\omega_0 t) = \sin(\Delta\omega t/2) \exp(j\omega_0 t)$ を用意し、OTDM信号 $u(t)$ と局発光 $\nu_2(t)$ とのミキシングをとると、式(7)の第1項はゼロとなる。即ち、

[数6]

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) v_2^*(t) dt &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(a_1 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t \sin \frac{\Delta\omega}{2} t + a_2 \sin^2 \frac{\Delta\omega}{2} t \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_1}{2} \sin \Delta\omega t + \frac{a_2}{2} (1 - \cos \Delta\omega t) \right] dt = \frac{a_2}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

となる。その結果、コヒーレント受信回路の出力では、 $A_{2,I}$ 、 $A_{2,Q}$ が得られる。

[0037] 以上の結果から、図4の構成により多重分離と復調とを同時に実現することができる。具体的には、90度光ハイブリッド回路18に信号光 $u(t)$ と局発光 $\cos(\Delta\omega t/2) \cos(\omega_0 t)$ とを入射することで、ホモダイン検波回路の出力21、22から、1番目のOTDMチャネルのI成分 A_1

,₁およびQ成分 $A_{1,Q}$ がそれぞれ得られる。一方、90度光ハイブリッド回路24に信号光 $u(t)$ と局発光 $\sin(\Delta\omega t/2)\cos(\omega_0 t)$ を入射することで、ホモダイン検波回路の出力27、28から、2番目のOTDMチャネルのI成分 $A_{2,I}$ およびQ成分 $A_{2,Q}$ がそれぞれ得られる。

[0038] 次に、図5においては、OTDM信号に予め $\cos(\Delta\omega t/2)$ もしくは $\sin(\Delta\omega t/2)$ の変調を与えておき、一方で局発光はCW光のままでコヒーレント検波を行う。 $\cos(\Delta\omega t/2)$ の変調を与えたOTDM信号は、(10)式で表される。

[数7]

$$u(t)\cos\frac{\Delta\omega}{2}t = \left(a_1\cos^2\frac{\Delta\omega}{2}t + a_2\cos\frac{\Delta\omega}{2}t\sin\frac{\Delta\omega}{2}t\right)e^{j\omega_0 t} = \left[\frac{a_1}{2}(1+\cos\Delta\omega t) + \frac{a_2}{2}\sin\Delta\omega t\right]e^{j\omega_0 t} \quad (10)$$

[0039] このため、コヒーレント受信回路の出力21、22では、それぞれ(11)式および(12)式が得られる。

[数8]

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos \frac{\Delta \omega}{2} t \cdot \cos \omega_0 t dt &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_1}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{a_2}{2} \sin \Delta \omega t \right] e^{j\omega_0 t} \cdot \cos \omega_0 t dt \\
&= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,I}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,I}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cos^2 \omega_0 t dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,Q}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,Q}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cos \omega_0 t \sin \omega_0 t dt \\
&= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,I}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,I}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cdot \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_0 t) dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,Q}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,Q}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cdot \frac{1}{2} \sin 2\omega_0 t dt \\
&= \frac{A_{1,I}}{4} \quad (11)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos \frac{\Delta \omega}{2} t \cdot \sin \omega_0 t dt &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{a_1}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{a_2}{2} \sin \Delta \omega t \right] e^{j\omega_0 t} \cdot \sin \omega_0 t dt \\
&= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,I}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,I}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cos \omega_0 t \sin \omega_0 t dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,Q}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,Q}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \sin^2 \omega_0 t dt \\
&= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,I}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,I}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cdot \frac{1}{2} \sin 2\omega_0 t dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{A_{1,Q}}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) + \frac{A_{2,Q}}{2} \sin \Delta \omega t \right] \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_0 t) dt \\
&= \frac{A_{1,Q}}{4} \quad (12)
\end{aligned}$$

[0040] 一方、 $\sin(\Delta \omega t / 2)$ の変調を与えた OTDM 信号は、(13) 式で表されるので、同様にコヒーレント受信回路の出力 27, 28 では、それぞれ (14) 式および (15) 式が得られる。

[数9]

$$u(t) \sin \frac{\Delta \omega}{2} t = \left(a_1 \cos \frac{\Delta \omega}{2} t \sin \frac{\Delta \omega}{2} t + a_2 \cos^2 \frac{\Delta \omega}{2} t \right) e^{j\omega_0 t} = \left[\frac{a_1}{2} \sin \Delta \omega t + \frac{a_2}{2} (1 + \cos \Delta \omega t) \right] e^{j\omega_0 t} \quad (13)$$

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin \frac{\Delta \omega}{2} t \cdot \cos \omega_0 t dt = \frac{A_{2,I}}{4} \quad (14)$$

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin \frac{\Delta \omega}{2} t \cdot \sin \omega_0 t dt = \frac{A_{2,Q}}{4} \quad (15)$$

[0041] 以上の結果から、図5の構成でも多重分離と復調とを同時に実現できることがわかる。具体的には、信号光 $u(t)$ に振幅変調 $\cos(\Delta\omega t/2)$ を与えた信号 $u(t)\cos(\Delta\omega t/2)$ と、局発光 $\cos(\omega_0 t)$ とを90度光ハイブリッド回路18に入射することで、ホモダイン検波回路の出力21、22から、1番目のOTDMチャネルのI成分 $A_{1,I}$ およびQ成分 $A_{1,Q}$ がそれぞれ得られる。一方、信号光 $u(t)$ に振幅変調 $\sin(\Delta\omega t/2)$ を与えた信号 $u(t)\sin(\Delta\omega t/2)$ と、局発光 $\cos(\omega_0 t)$ とを90度光ハイブリッド回路24に入射することで、ホモダイン検波回路の出力27、28から、2番目のOTDMチャネルのI成分 $A_{2,I}$ およびQ成分 $A_{2,Q}$ がそれぞれ得られる。

[0042] 次に、図4および図5の受信器構成において、コヒーレント受信回路に必要な帯域について述べる。例として、図4で示したOTDM信号の多重分離において、LOパルスとして、 $\cos(\Delta\omega t/2) = \cos(\pi\Delta f t)$ を用いる場合を考える。データ信号には、信号発生装置3、4において $\alpha = 0$ のナイキストフィルタを与えているとする。図6は、OTDM信号とLOパルス $\cos(\pi\Delta f t)$ とのホモダイン検波を行っている様子を示している。OTDM信号のスペクトルは、図6の上部に示すように、帯域が $2\Delta f$ の矩形的な形状を有する。LOパルス $\cos(\pi\Delta f t)$ のスペクトルは、2本の光線スペクトル $\exp(+j\pi\Delta f t)$ および $\exp(-j\pi\Delta f t)$ の和に等しいため、このホモダイン検波は、OTDM信号と、CW-LO光 $\exp(+j\pi\Delta f t)$ および $\exp(-j\pi\Delta f t)$ とのヘテロダイン検波（IF周波数： $\Delta f/2$ および $-\Delta f/2$ ）を行い、それらの和を取ることと等しい。IF周波数にダウンコンバートされた信号は、負の周波数が折り返され、図6の右下に示すように、 $0 \leq f \leq \Delta f/2$ および $\Delta f/2 \leq f \leq 3\Delta f/2$ の2つの部分で構成されるスペクトルとなっており、その最大周波数は $3\Delta f/2$ である。そのため、コヒーレント受信回路は、 $3\Delta f/2$ の帯域を必要とする。

[0043] 一方、信号発生装置3、4において、データ信号に $\alpha \neq 0$ のナイキストフ

フィルタを与えている場合のOTDM多重分離を、図7に示す。IF周波数にダウンコンバートされた信号は、 $0 \leq f \leq 3\Delta f/2 + \alpha\Delta f/2$ のスペクトル成分を有する。その結果、コヒーレント受信回路は $(3 + \alpha)\Delta f/2$ （但し $0 \leq \alpha \leq 1$ ）の帯域を必要とする。

[0044] なお、図6に示した $\alpha = 0$ の場合において、最終的に得られるIFスペクトルを見ると、IF信号は $0 \leq f \leq \Delta f/2$ の範囲内に必要十分なベースバンド成分が完全に含まれていることから、帯域を $\Delta f/2$ に設定しても、正確な復調が可能である。従って、コヒーレント受信回路に必要な帯域は、 $3\Delta f/2$ から $\Delta f/2$ に狭窄化することが可能である。このように狭い帯域でも超高速信号の多重分離・復調が可能な点が、本手法の優れた特徴である。これは、高速信号であっても低速な光・電気部品で受信できることから、装置の低コスト化につながるとともに、帯域外にある余分な雑音成分を除去できることから、受信信号のS/N比も向上することが出来る。但し、 $\alpha \neq 0$ の場合においては、図7に示すように、ホモダイン検波時のスペクトルの折り返しに伴いエイリアシングが生じるため、コヒーレント受信回路の帯域を $(3 + \alpha)\Delta f/2$ より狭くすることは困難である。

[0045] 本発明に係る光伝送方法の原理は、光ナイキストパルス伝送（例えば、特許文献2、非特許文献3参照）と密接に関係している。ナイキストパルスは、矩形且つ有限の帯域幅のスペクトルを有することから、その周期的なパルス列は、有限の本数の光線スペクトルの集合で与えられるスペクトルを有する。一例として、40GHz間隔の光線スペクトル5本、4本、3本、および2本で与えられるスペクトルと、それらに対応する時間波形を、図8（a）～（d）にそれぞれ示す。

[0046] 図8（a）および（b）においては、Sincパルスが25psごとに並んでおり、その間にはゼロ点が3つ存在する。そのため、これらのゼロ点にSincパルスをビットインタリーブさせることにより、4倍のTDM多重化が可能である。これらは、先行技術として知られている光ナイキストパルス伝送である。なお、図8（a）よりも図8（b）のほうが少ないスペクトルの本数

、即ち狭い帯域で同じ多重度、即ち同じ伝送速度を実現できることがわかる。

[0047] さらに、図8(c)のようにスペクトルが3本に減ると、1周期の中にゼロ点は1つとなる。この場合は、2倍のTDM多重化が可能である。さらに、図8(d)のようにスペクトルが2本まで減った状態が本発明に係る光伝送方法であり、この場合でも2倍のTDM多重化が可能である。このように、ナイキストパルスの最小構成は、2本の光線スペクトルで生成される正弦波の光ビート信号に帰着される。その結果、本発明に係る光伝送方法は、ナイキストパルス伝送を、最も狭い帯域を実現可能な究極的なナイキストパルス (Extreme Nyquist pulse) とみなすことが出来る。

[0048] 本発明によるOTDM信号の生成および多重分離を、計算機シミュレーションにより解析した結果を以下に示す。 $\Delta f = 40 \text{ GHz}$ に設定し、正弦波のビート信号 $\cos(\pi \Delta f t)$ を 40 Gbaud 、 64 QAM 信号でデータ変調し、 80 Gbaud に多重化する。図9(a)、(b)、(c)の上図に、波形(アイパターン)、下図にスペクトルを示す。ベースバンド信号はシンボル長が 2048 で、図9(a)、(b)、(c)は、それぞれロールオフ率 $\alpha = 0, 0.5, 1$ のナイキストフィルタに対応している。なお、 40 dB のOSNRを想定したASE雑音を重畳している。シンボル点である 12.5 ps ごとにアイが開いており、 α の増大に伴いアイ開口が広がっていることがわかる。また、TDM信号のスペクトルは、その帯域が 80 GHz ($\alpha = 0$)、 100 GHz ($\alpha = 0.5$)、 120 GHz ($\alpha = 1$)となっており、スペクトルは $(2 + \alpha) \Delta f$ の帯域に収まっている。

[0049] 図9(a)の 80 Gbaud 、 64 QAM 信号 ($\alpha = 0$) を、Back-to-backにおいて、図4の構成で 40 Gbaud に多重分離した後のアイパターン、 IF スペクトル、ならびにコンスタレーションを、図10(a)に示す。図10(a)左図のアイパターンを見ると、図9(a)では $\pm 12.5 \text{ ps}$ の位置にあったチャネルが除去され、 $t = 0$ の位置に中心を持つチャネルが正確に多重分離できていることがわかる。図10(a)中央図の IF スペクトル

ルにおいて、その最大周波数は $(3/2) \Delta f = 60 \text{ GHz}$ であることがわかる。そこで、復調帯域は $(3/2) \Delta f = 60 \text{ GHz}$ の帯域に設定している。図10(a)右図のコンスタレーションにおいて、EVM (Error Vector Magnitude: コンスタレーションが理想的な信号点の周りにどの程度分布しているかを表す指標) は、2.03%である。

[0050] 同様に、図9(b)、(c)に示す80 Gbaud、64 QAM信号 ($\alpha = 0.5, 1$) を40 Gbaudに多重分離した後のアイパターン、IFスペクトル、ならびにコンスタレーションを図10(b)、(c)にそれぞれ示す。IFスペクトルを見ると、各 α に対してその最大周波数は $(3 + \alpha) \Delta f / 2 = 70, 80 \text{ GHz}$ であることがわかる。復調帯域はこれらの値に設定している。これらの条件において、1.55~1.67%程度のEVMで、信号が正確に多重分離・復調できていることがわかる。

[0051] 次に、図9(a)の80 Gbaud、64 QAM信号 ($\alpha = 0$) の多重分離・復調において、フィルタにより復調帯域を $(3/2) \Delta f = 60 \text{ GHz}$ から $\Delta f / 2 = 20 \text{ GHz}$ に狭窄化したときの結果を、図11に示す。図11(a)、(b)、(c)はそれぞれ、40 Gbaudに多重分離した後のアイパターン、IFスペクトル、ならびにコンスタレーションである。図11(a)の多重分離後のアイパターンには、図10(a)左図と比較して、 $\pm 12.5 \text{ ps}$ の位置にあったゼロ点が見られないことがわかる。これは、復調帯域の狭窄化によって波形が平滑化されているためである。また、結果的に、シンボル点におけるアイ開口も改善されている。このとき、EVMは2.07%であり、図10(a)右図の結果と概ね一致している。この値は、符号誤り率に換算すると、 10^{-4} を下回る大きさである。また、このEVMは、帯域を3倍とした復調のEVM値2.03%(図10(a)右図)と比較して遜色がないため、 $1/3$ の狭帯域化は極めて有効な手法といえる。このように、狭い復調帯域でも良好な多重分離・復調特性が得られていることがわかる。本解析では、OTDM信号のOSNRを40 dBと仮定しているが、OSNRをさらに拡大すれば、誤り率をさらに低減することが可能で

ある。

産業上の利用可能性

[0052] 以上詳細に説明したように、本発明に係る光伝送方法および光伝送装置により、パルス発生装置を必要としない簡便な構成で、且つ最小限の周波数帯域で、高速な光信号を生成し、受信側で高いS/N比で多重分離することが可能となる。その結果、高速光伝送の高性能化と低コスト化、および周波数利用効率の向上に大きく貢献することが出来る。

符号の説明

- [0053]
- 1 2 トーン発生回路
 - 1 a CW光源
 - 1 b 1 / 2 分周器
 - 1 c MZ変調器（マッハツェンダ型振幅変調器）
 - 2 クロック信号源
 - 3, 4 信号発生装置
 - 5 50 : 50 カプラ
 - 6, 7 データ変調器
 - 8 光遅延器
 - 9 50 : 50 カプラ
 - 10 光伝送路
 - 11 2 トーン発生回路
 - 12 クロック抽出回路
 - 13 コヒーレント受信器
 - 14 CW光源
 - 15 1 / 2 分周器
 - 16 位相シフタ
 - 17 MZ変調器
 - 18 90度光ハイブリッド回路
 - 19, 20 バランス型光検出器

- 21, 22 フィルタ
- 23 光遅延器
- 24 90度光ハイブリッド回路
- 25, 26 バランス型光検出器
- 27, 28 フィルタ
- 29 位相シフタ
- 30 MZ変調器

請求の範囲

- [請求項1] 送信部において、周波数が Δf 離れ、位相が同期した2本の光線スペクトルから成るビート信号を準備し、そのビート信号を周波数 Δf と同一のシンボルレート R でデータ変調し、前記ビート信号のゼロ点にシンボルレート R でデータ変調された別のビート信号を多重化することにより、シンボルレート $2R$ の信号光を得ることを特徴とする光伝送方法。
- [請求項2] 前記ビート信号を変調するデータ信号を、フィルタ帯域を定めるパラメータであるロールオフ率が α (但し $0 \leq \alpha \leq 1$) のナイキストフィルタによって、帯域を $(1 + \alpha) R$ に制限することを特徴とする請求項1に記載の光伝送方法。
- [請求項3] 受信部において、周波数が $\Delta f = R$ 離れ、位相が同期した2本の光線スペクトルから成るビート信号を準備し、そのビート信号を局発光として用い、伝送されたシンボルレート $2R$ のOTDM信号と前記局発光とのコヒーレント検波により、シンボルレート R への多重分離とコヒーレント信号の復調とを同時に行うことを特徴とする請求項1に記載の光伝送方法。
- [請求項4] 前記コヒーレント検波に用いる前記局発光は、伝送されたデータ信号のクロックと同期していることを特徴とする請求項3に記載の光伝送方法。
- [請求項5] 受信部において、伝送されたシンボルレート $2R$ のOTDM信号を、そのクロックと同期した繰り返し周波数 $\Delta f / 2$ の正弦波で振幅変調し、CW局発光とのコヒーレント検波により、シンボルレート R への多重分離とコヒーレント信号の復調とを同時に行うことを特徴とする請求項1に記載の光伝送方法。
- [請求項6] 前記コヒーレント検波に用いる光検出器の帯域は $(3 + \alpha) \Delta f / 2$ であり、 $\alpha = 0$ のときは $3 \Delta f / 2$ ばかりでなく $\Delta f / 2$ にも設定可能であることを特徴とする請求項3または5に記載の光伝送方法。

[請求項7] 前記コヒーレント検波に用いる前記局発光は、光PLL回路、注入同期、あるいはイントラダイン検波の方法により、伝送されたデータ信号の位相と同期していることを特徴とする請求項3または5に記載の光伝送方法。

[請求項8] 位相が同期し、周波数が Δf 離れた2本の光線スペクトルから成るビート信号を発生する2トーン発生回路と、

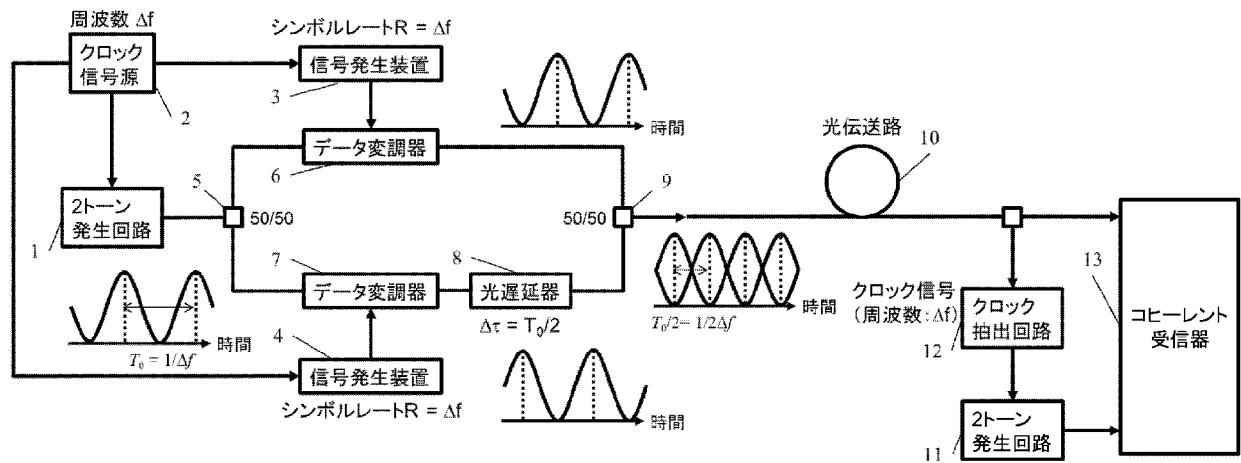
局発光の位相を、伝送されたOTDM信号と同期させるための光位相同期回路と、

前記ビート信号を、伝送された前記OTDM信号のクロックと同期させるためのクロック抽出回路とを備え、

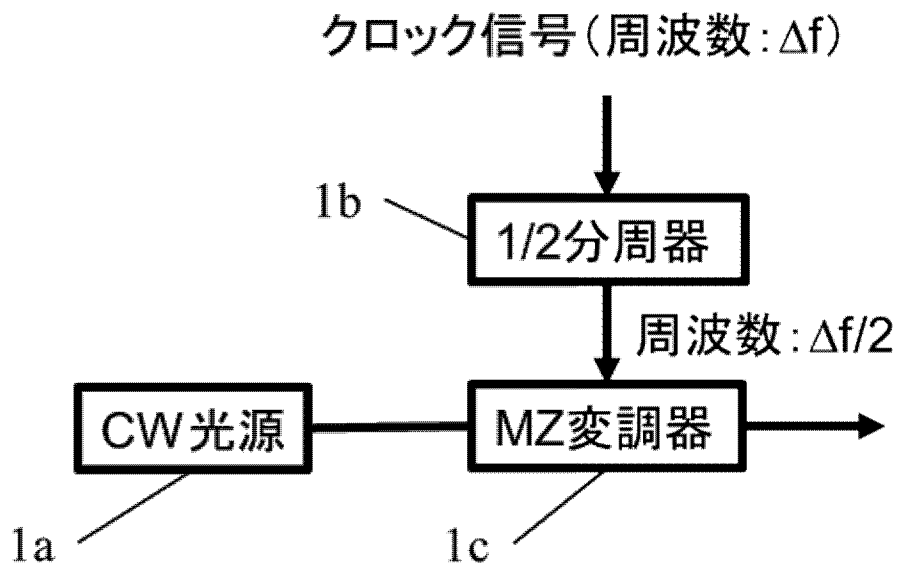
受信部において、前記ビート信号のピークと中心が一致したOTDMチャネルを分離するよう構成されていることを

特徴とする光伝送装置。

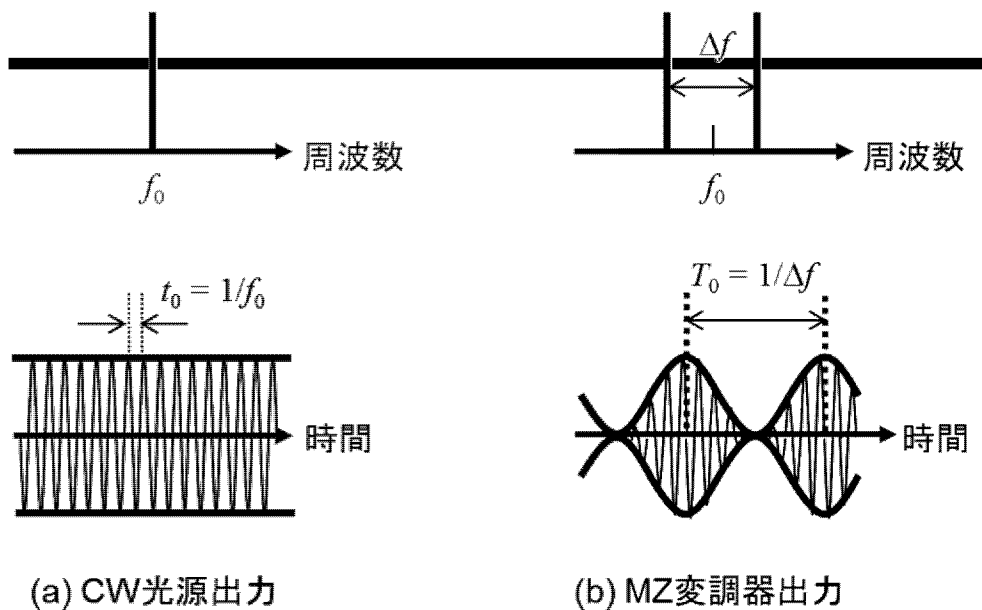
[図1]



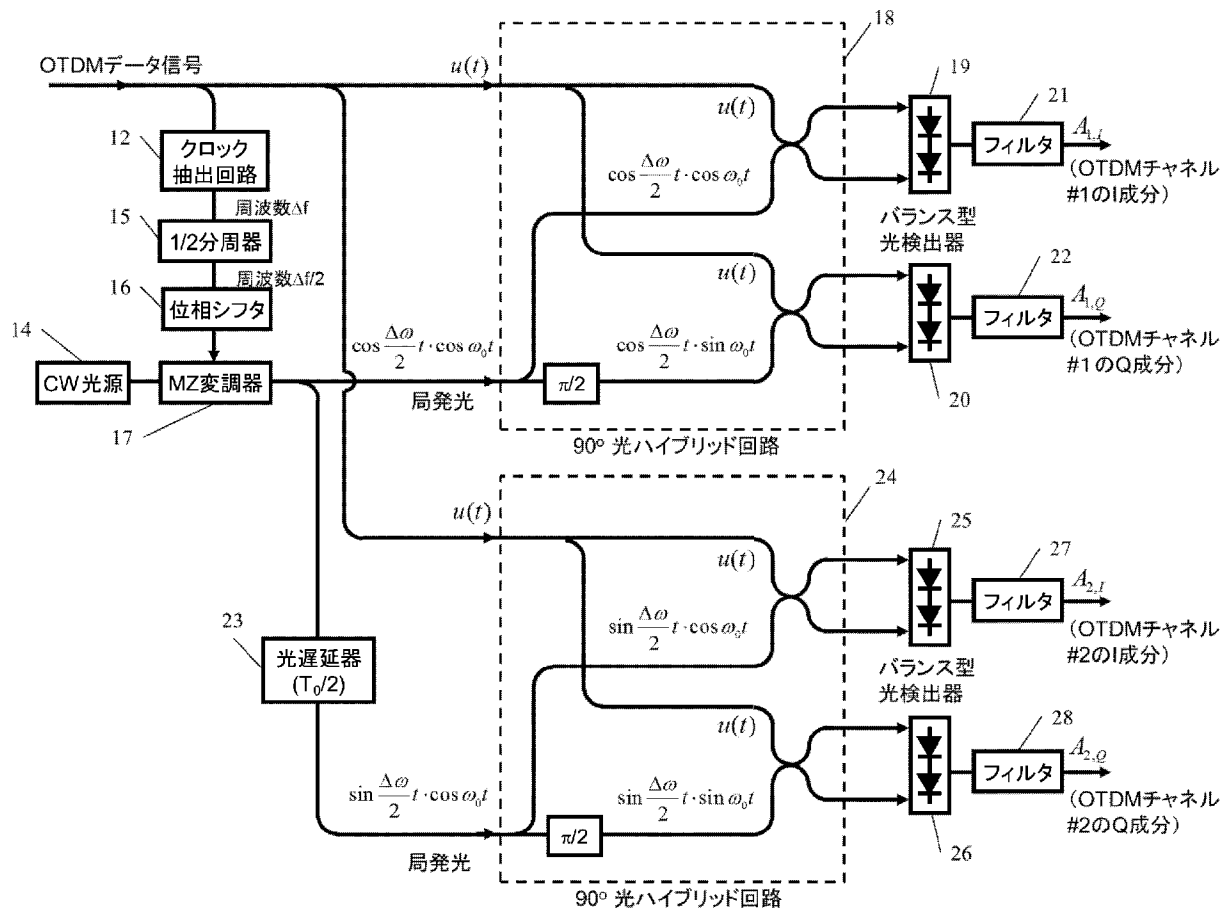
[図2]



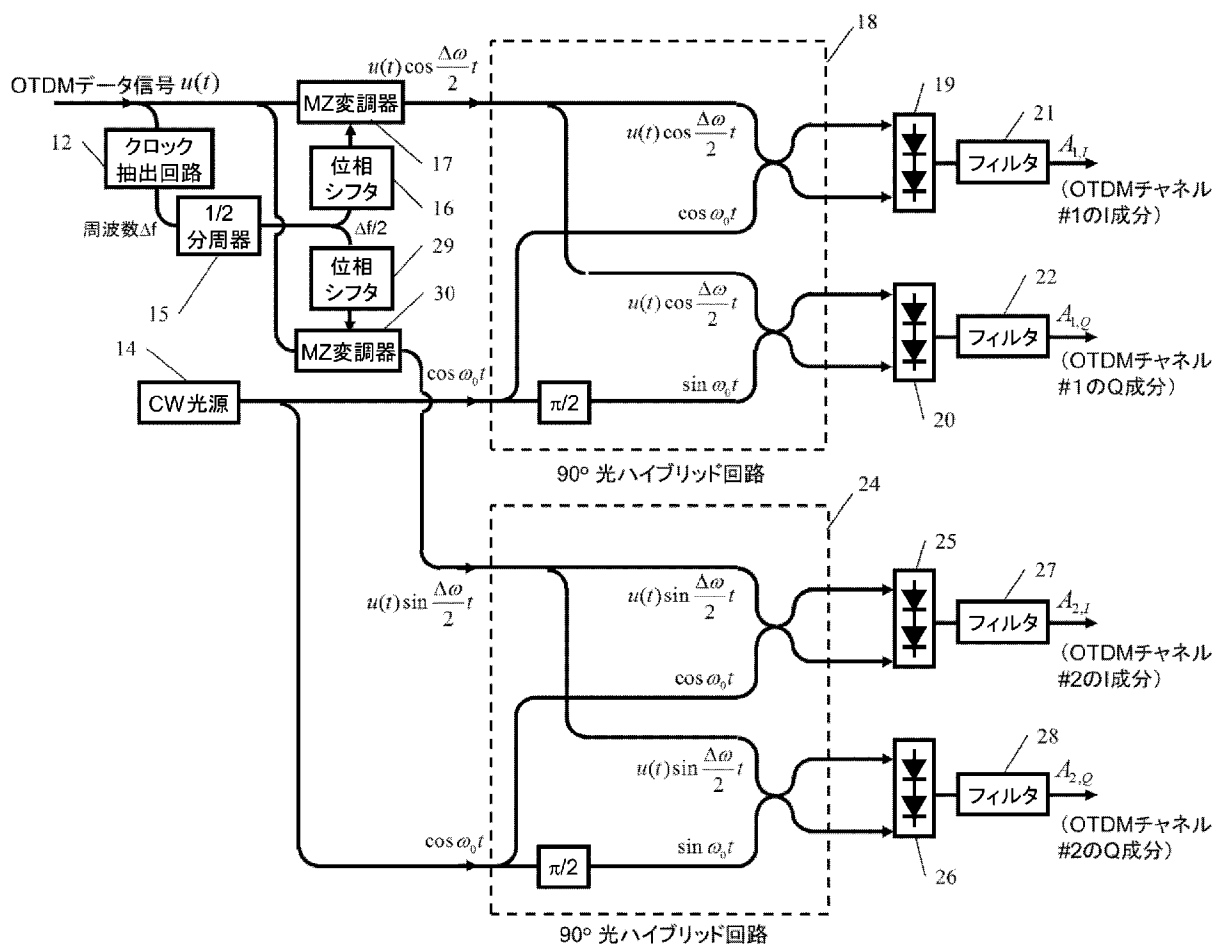
[図3]



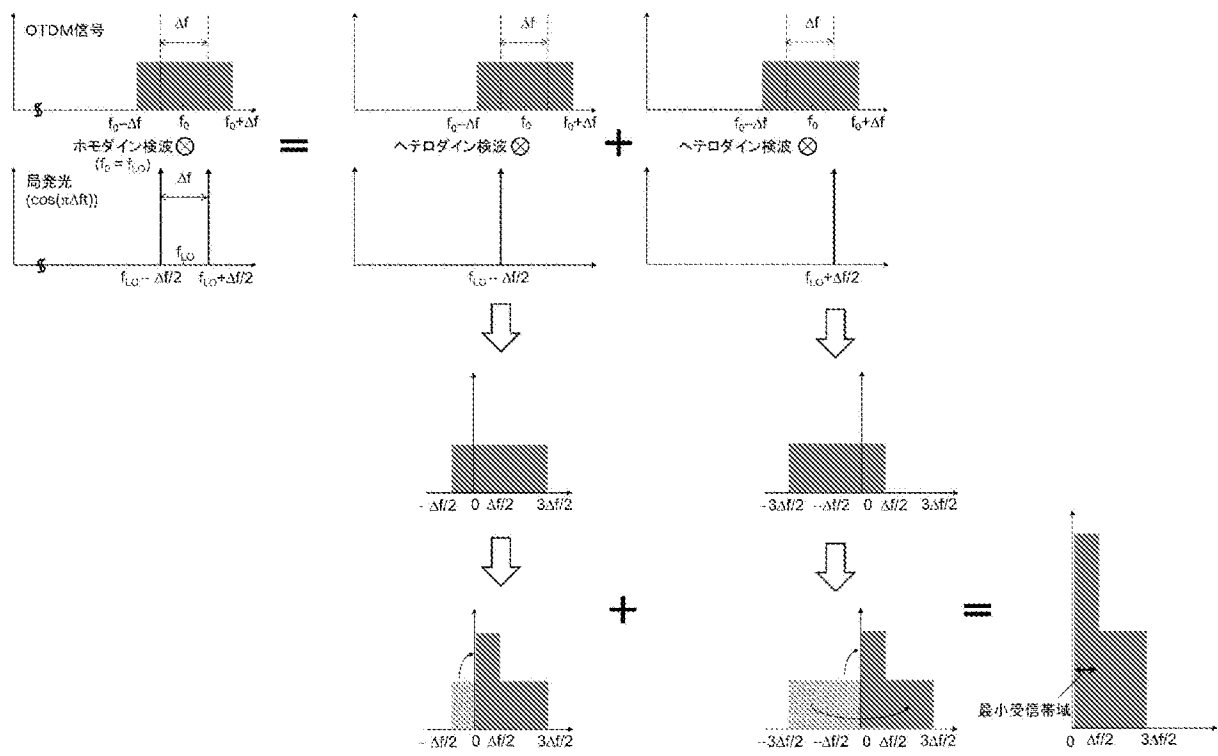
[図4]



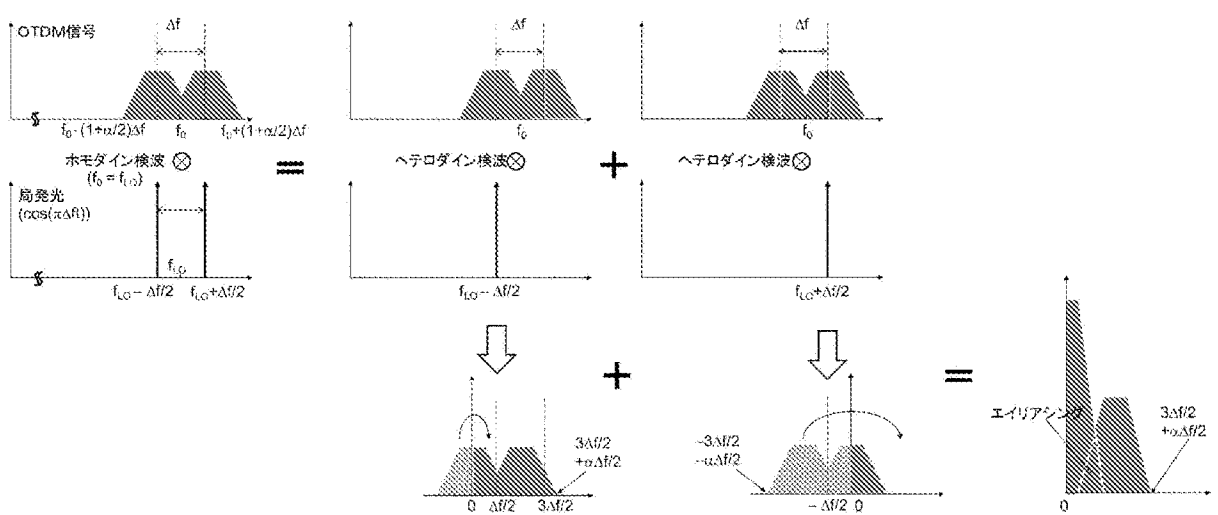
[図5]



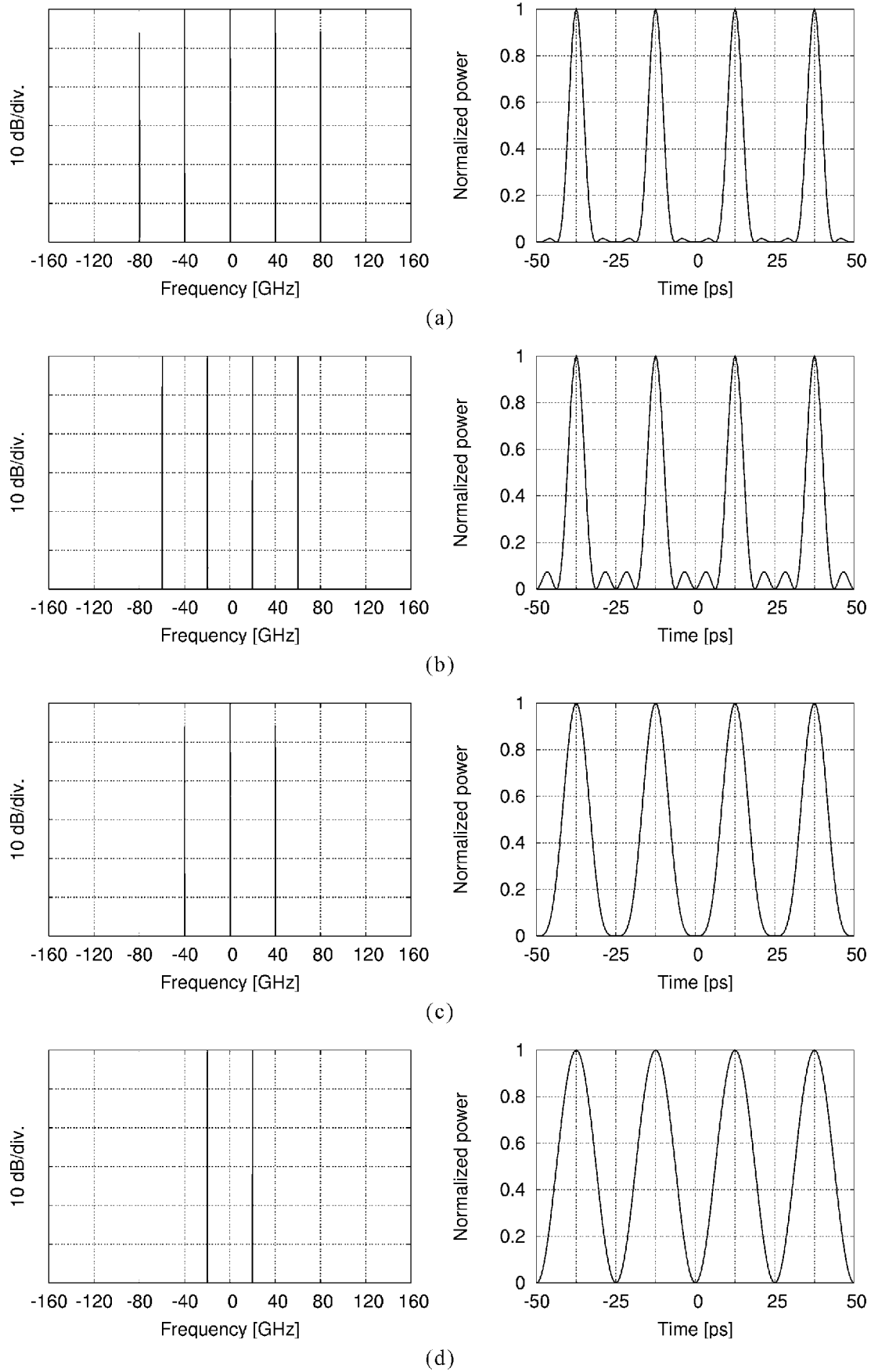
[図6]



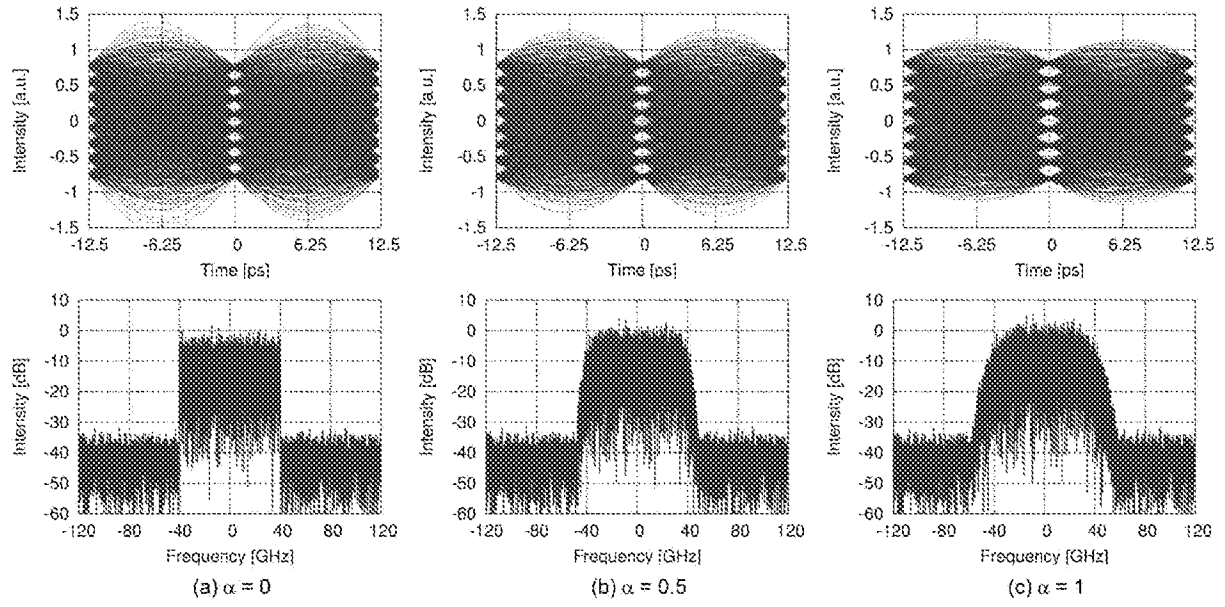
[図7]



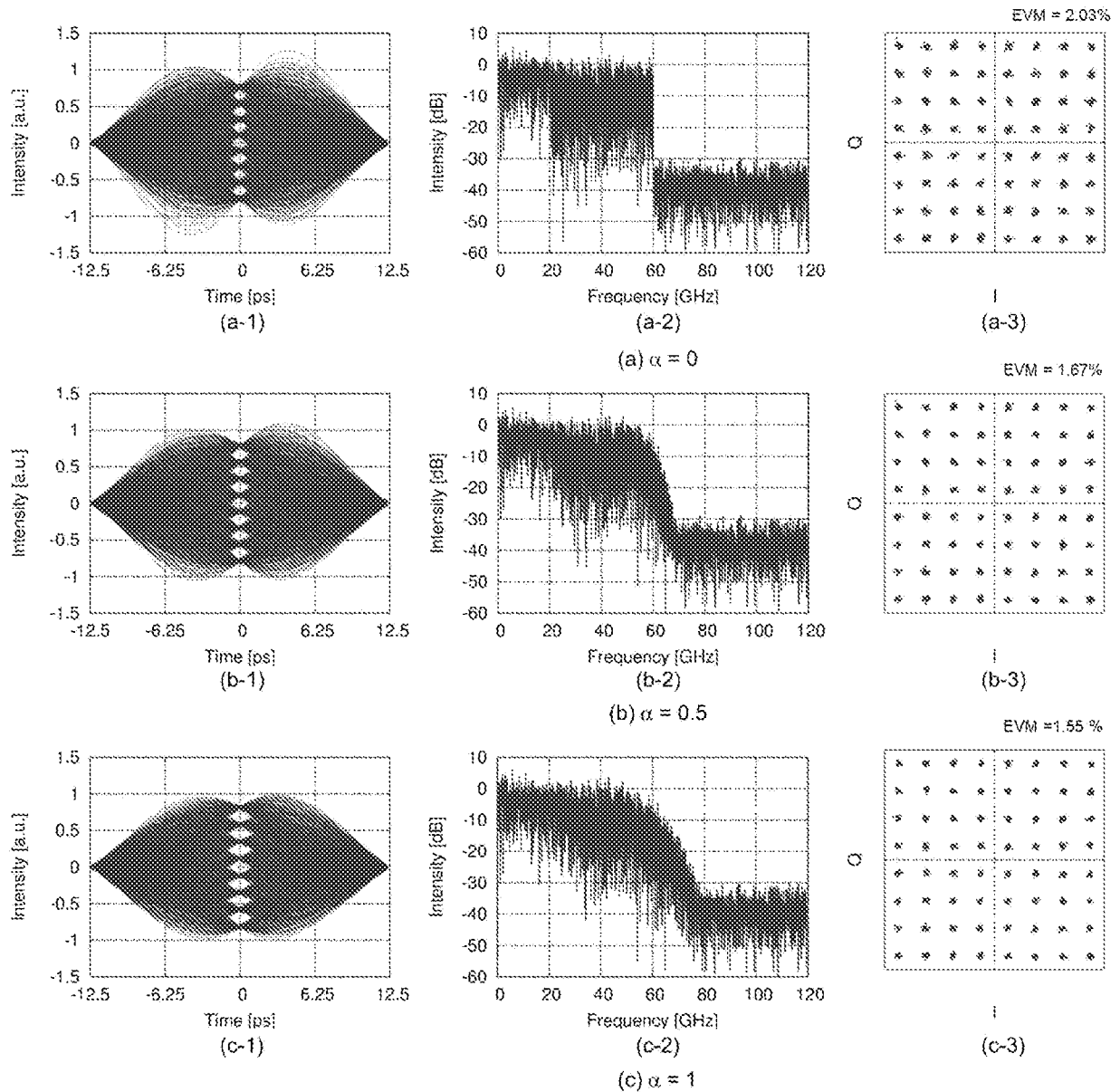
[図8]



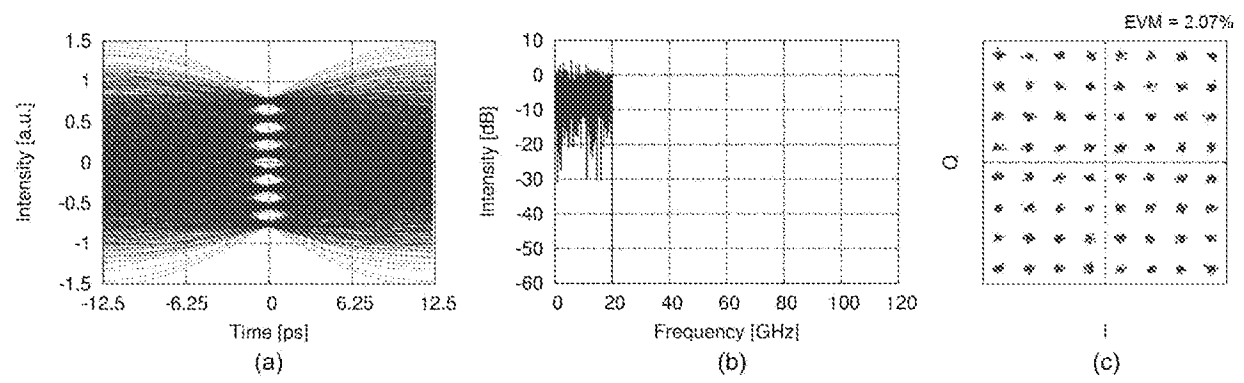
[図9]



[図10]



[図11]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/038590

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl. H04J14/08 (2006.01) i, H04B10/61 (2013.01) 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)

Int. Cl. H04J14/08, H04B10/61

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

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996

Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2017

Registered utility model specifications of Japan 1996-2017

Published registered utility model applications of Japan 1994-2017

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.
X	JP 2016-151594 A (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORP.) 22 August 2016, paragraphs [0026]-[0037], fig. 1-2 (Family: none)	1
X	YAMAZAKI, Hiroshi et al., Generation of 448-Gbps	1
Y	OTDM-PDM-16QAM signal with an integrated modulator	5, 7
A	using orthogonal CSRZ pulses, OFC 2015, March 2015	2-4, 6, 8



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

Date of mailing of the international search report

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/038590

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-152686 A (OKI ELECTRIC INDUSTRY CO., LTD.) 23 May 2003, paragraphs [0014]-[0027], fig. 1 (Family: none)	5, 7
A	JP 2012-175417 A (TOHOKU UNIVERSITY) 10 September 2012, paragraphs [0015]-[0025], fig. 1-6 (Family: none)	2
A	JP 2012-100128 A (TOHOKU UNIVERSITY) 24 May 2012, paragraphs [0004]-[0006], fig. 1 (Family: none)	3-8

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04J14/08(2006.01)i, H04B10/61(2013.01)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. H04J14/08, H04B10/61

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	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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
X	JP 2016-151594 A (日本電信電話株式会社) 2016.08.22, 段落[0026]-[0037], 図1-2 (ファミリーなし)	1
X Y A	YAMAZAKI, Hiroshi et al., Generation of 448-Gbps OTDM-PDM-16QAM signal with an integrated modulator using orthogonal CSRZ pulses, OFC 2015, 2015.03	1 5, 7 2-4, 6, 8

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

19.12.2017

国際調査報告の発送日

26.12.2017

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)

後澤 瑞征

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

5 K

4540

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
Y	JP 2003-152686 A (沖電気工業株式会社) 2003.05.23, 段落[0014]-[0027], 図 1 (ファミリーなし)	5, 7
A	JP 2012-175417 A (国立大学法人東北大学) 2012.09.10, 段落[0015]-[0025], 図 1-6 (ファミリーなし)	2
A	JP 2012-100128 A (国立大学法人東北大学) 2012.05.24, 段落[0004]-[0006], 図 1 (ファミリーなし)	3-8