



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102804033 B

(45) 授权公告日 2015. 07. 29

(21) 申请号 201180014439. 4

G02F 1/03(2006. 01)

(22) 申请日 2011. 03. 18

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

2010-065292 2010. 03. 19 JP

JP 特开 2009-204753 A, 2009. 09. 10, 全文 .

EP 1130817 A2, 2001. 09. 05, 全文 .

US 2003/0147591 A1, 2003. 08. 07, 全文 .

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 09. 18

审查员 胡颀

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2011/001652 2011. 03. 18

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/114753 JA 2011. 09. 22

(73) 专利权人 日本电信电话株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 乡隆司 山田贵 山崎裕史

土居芳行

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 许海兰

(51) Int. Cl.

G02F 1/035(2006. 01)

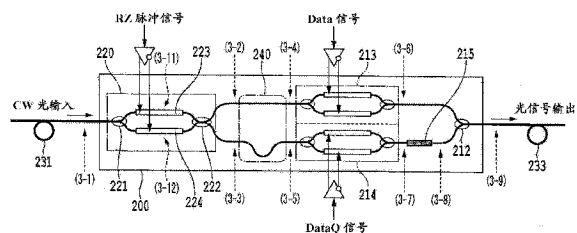
权利要求书2页 说明书16页 附图18页

(54) 发明名称

光调制器

(57) 摘要

本发明提供实质上损失低且调制后的光信号的强度衰减小的光调制器。光调制器具备：1×2RZ 脉冲化器，在由 1×2 耦合器和 2×2 耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器；2 个干涉计型调制器，与前述 2×2 耦合器的 2 输出的各个连接；以及 2×1 耦合器，使所述干涉计型调制器的各个的输出合流。



1. 一种光调制器,其特征在于具备:

1×2RZ 脉冲化器,在由 1×2 耦合器和 2×2 耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器;

2 个干涉计型调制器,与上述 2×2 耦合器的 2 个输出的各个连接;以及

2×1 合流耦合器,使上述干涉计型调制器的各自的输出合流。

2. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:驱动上述 1×2RZ 脉冲化器的脉冲化信号是驱动波形  $f(t)$  满足  $f(t-CLK/2) = -f(t)$  的关系,并且振幅为  $V\pi$  且重复周期 CLK 的脉冲化信号。

3. 根据权利要求 2 所述的光调制器,其特征在于:所述脉冲化信号是正弦波。

4. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:

驱动上述 1×2RZ 脉冲化器的脉冲化信号是

在设为

$F(t) = \text{Abs}\{f(t)-V\pi/2\}-V\pi/2$ 、或者

$F(t) = \text{Abs}\{f(t)+V\pi/2\}-V\pi/2$  时,

驱动波形  $f(t)$  满足

$F(t-CLK/2) = -F(t)$ ,

并且振幅为  $2V\pi$  且重复周期 CLK 的脉冲化信号。

5. 根据权利要求 4 所述的光调制器,其特征在于:所述脉冲化信号是使振幅中心成为  $+V\pi/2$  或者  $-V\pi/2$  的三角波。

6. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:

所述干涉计型调制器是在由 1×2 耦合器和 2×1 耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的数据调制器,

所述光调制器还具备:

延迟电路,使从上述 1×2RZ 脉冲化器的 2×2 耦合器的输出至上述 2×1 合流耦合器的输入为止的传输延迟时间差成为脉冲化周期的  $k+0.5$  倍,其中,  $k$  是整数;以及

$\pi/2$  光移相器,使来自每一个上述干涉计型调制器的输出光的相对光相位差成为  $90^\circ$ 。

7. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:

所述 2×1 合流耦合器是偏振波合成器,对从一个输入端口输入的 TE 偏振光和从另一个输入端口输入的 TM 偏振光的偏振波进行合成,

所述光调制器具备与上述偏振波合成器的某一方的输入端口的前级连接的 TE/TM 偏振变换器,

所述干涉计型调制器是巢套式马赫曾德尔干涉计型数据调制器,在由 1×2 耦合器和 2×1 耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备马赫曾德尔干涉计型调制器,

该马赫曾德尔干涉计型调制器的每一个是在由 1×2 耦合器和 2×1 耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的数据调制器,具备使来自每一个上述马赫曾德尔干涉计型调制器的 2×1 耦合器的输出光的相对光相位差成为  $90^\circ$  的  $\pi/2$  光移相器。

8. 根据权利要求 7 所述的光调制器,其特征在于还具备:

延迟电路,从上述 1×2RZ 脉冲化器的 2×2 耦合器的输出至上述干涉计型调制器的分

路耦合器为止的传输延迟时间差成为脉冲化周期的  $k+0.5$  倍,其中,  $k$  是整数。

9. 根据权利要求 7 所述的光调制器,其特征在于:从所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的  $2 \times 2$  耦合器的输出至所述偏振波合成器为止的传输延迟时间差是脉冲化周期的  $k$  倍,其中,  $k$  是整数。

10. 根据权利要求 6 所述的光调制器,其特征在于:

所述延迟电路是在将延迟长设为  $\Delta L$ 、将光波导路的折射率温度依赖性设为  $dn/dT$ 、将被置换到所述光波导路中的材料的折射率温度依赖性设为  $dn_{comp}/dT$  时,所述材料的长度是满足下式的  $\Delta L_{comp}$ ,

$$\Delta L \cdot \frac{dn}{dT} + \Delta L_{comp} \cdot \frac{dn_{comp}}{dT} = 0 \quad .$$

11. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:在所述干涉计型调制器的各自的输出中具备光输出监视器。

12. 根据权利要求 11 所述的光调制器,其特征在于:调整所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点,以使所述光输出监视器的各自的光强度的时间平均值成为相同。

13. 根据权利要求 1 所述的光调制器,其特征在于:在所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的所述  $2 \times 2$  耦合器的输出中的某一方或者双方中具备光输出监视器。

14. 根据权利要求 13 所述的光调制器,其特征在于:调整所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点,以使所述  $2 \times 2$  耦合器的输出的各个中所具备的光输出监视器的光强度的时间平均值成为相同。

15. 根据权利要求 11 或 13 所述的光调制器,其特征在于:在所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点的偏置值上重叠微小的抖动信号,调整所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点,以使该抖动信号所致的所述光输出监视器的光强度的变化量成为最大。

16. 根据权利要求 8 所述的光调制器,其特征在于:

所述延迟电路是在将延迟长设为  $\Delta L$ 、将光波导路的折射率温度依赖性设为  $dn/dT$ 、将被置换到所述光波导路中的材料的折射率温度依赖性设为  $dn_{comp}/dT$  时,所述材料的长度是满足下式的  $\Delta L_{comp}$ ,

$$\Delta L \cdot \frac{dn}{dT} + \Delta L_{comp} \cdot \frac{dn_{comp}}{dT} = 0 \quad .$$

17. 根据权利要求 13 所述的光调制器,其特征在于:在所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点的偏置值上重叠微小的抖动信号,调整所述  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的驱动动作点,以使该抖动信号所致的所述光输出监视器的光强度的变化量成为最大。

## 光调制器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及光调制器,更详细而言涉及包括 QPSK 调制器或者 DQPSK 调制器和 RZ 脉冲化器的光调制器。

### 背景技术

[0002] 光调制器是用于通过光通信网等将电信号变换为光信号的重要的设备。在光调制的方法中,有使光源的发光直接明灭的方法、使透射光的介质的透射率变化的方法、通过控制光干涉计中的光相位而使干涉输出变化的方法等几个方法。其中,利用光干涉计的方法具有所调制的光信号输出不包含不需要的频谱扩展这样的特征。特别,在由于残留分散而时间波形扩展成为问题的长距离传送路径、多个波长通道中高密度地传送的波长复用传送中,作为主流的调制方法,使用利用光干涉计的方法。实用上提供的光干涉计型调制器是在具有大的电气光学效果的铌酸锂 ( $\text{LiNbO}_3:\text{LN}$ ) 基板上,使用通过钛扩散形成的光波导路 (LN 波导路) 而形成的。通过对配置于波导路附近的电极施加电信号电压来进行光相位控制。

[0003] 在针对每个波长通道直至 10Gbps 左右的传送速度下,使用利用光强度的 ON/OFF2 值的调制信号。在以前的高速传送中,为了用 1 个码元高效率地传送多个信息,使用与光信号的振幅一起还利用了相位信息的多值调制信号、利用偏振波对信号进行复用的偏振波复用信号。在 40Gbps 传送中,4 值、即能够用 1 个码元传送 2 比特的信息的差动 4 相相位调制 (Differential Quadrature Phase-Shift Keying :DQPSK 调制) 方式已经得到了实用化。今后,在期待实用化的 100Gbps 级传送中,还并用了偏振波复用方式的偏振波复用 QPSK 调制方式被研究为有力候补之一。另外,在 QPSK 调制中,对各码元的相位值分配符号,相对于此,在 DQPSK 调制中,对与前一个码元的相对相位变化值分配符号。在调制为 4 相的光相位的信号这样的观点中,两者相同,且作为调制器的结构以及物理的调制方法没有变化。

[0004] 图 1 示出以往的光调制器的结构。在上述那样的高速传送信号中,根据传送中的非线性的抑制、码元间迁移中的啁啾 (chirp) 的抑制这样的观点,经常使用使各码元的强度波形孤立 / 统一化的 RZ (Return To Zero, 归零) 脉冲化。如图 1 所示,在以往的光调制器 100 中,DQPSK 调制器 110 和 RZ 脉冲化器 120 通过偏振波保持光纤 132 连接。

[0005] DQPSK 调制器 110 是在由  $1 \times 2$  耦合器 111 和  $2 \times 1$  耦合器 112 夹住的 2 根支路波导路的各个中,插入有 Ich 用 MZI 调制器 113 和 Qch 用 MZI 调制器 114 的成套构造的调制器 (巢 MZI 调制器)。在 2 根支路波导路的至少一方中,插入有  $\pi/2$  光移相器 (可变移相器) 115。Ich 用 MZI 调制器 113 和 Qch 用 MZI 调制器 114 是在由  $1 \times 2$  耦合器和  $2 \times 1$  耦合器夹住的 2 根支路波导路的各个中具备调制用光移相器的通常的单一马赫曾德尔干涉计型调制器。用数据信号 (DataI 信号) 来驱动 Ich 用 MZI 调制器 113 的调制用光移相器,用数据信号 (DataQ 信号) 来驱动 Qch 用 MZI 调制器 114 的调制用光移相器。

[0006] RZ 脉冲化器 120 是在由  $1 \times 2$  耦合器 121 和  $2 \times 1$  耦合器 122 夹住的 2 根支路波导路的各个中具备调制用光移相器 123、124 的通常的单一马赫曾德尔干涉计型调制器 (MZI

调制器)。用时钟信号 (CLK 信号) 来驱动该调制用光移相器 123、124。

[0007] 从与 DQPSK 调制器 110 连接的输入光纤 131, 输入连续 (CW) 光, 从与 RZ 脉冲化器 120 连接的输出光纤 133, 输出 RZ 脉冲化 DQPSK 信号 (RZ-DQPSK 信号)。

[0008] 参照图 2A-D, 说明马赫曾德尔干涉计型调制器的动作原理。对于调制器, 假设了使用了 Z 切割基板的 LN 调制器, 但即使在使用了 X 切割基板的调制器中, 也成为基本上同样的动作。图 2A 所示的 MZI 调制器在由  $1 \times 2$  耦合器 151 和  $2 \times 1$  耦合器 152 夹住的 2 根支路波导路的各个中具备调制用光移相器 153、154。在使用了 Z 切割基板的情况下, 将驱动电信号  $V_{\text{drv}}$ , 输入调制用光移相器 153 而成为  $+V_{\text{drv}}/2$  以及输入调制用光移相器 154 而成为  $-V_{\text{drv}}/2$ , 进行所谓推挽驱动。另外, 在使用 X 切割基板的情况下, 在 2 根支路波导路之间配置驱动电极。如果施加驱动电信号, 则对上下的调制用光移相器, 分别施加逆向的电场, 所以自动地推挽驱动。

[0009] 所输入的 CW 光在通过  $1 \times 2$  耦合器 151 而二分路之后, 在 2 根支路波导路的调制用光移相器 153、154 中分别接受相位调制, 并在  $2 \times 1$  耦合器 152 中再次合流。此时, 输出信号光的电场相位如图 2B 那样变化。经由调制用光移相器 153 的光接受正方向的相位调制, 所以电场矢量描绘逆时针 ( $\times \rightarrow \circ \rightarrow \bullet$ ) 的轨迹 (2-1)。经由调制用光移相器 154 的光接受负方向的相位调制, 所以电场矢量描绘顺时针的轨迹 ( $\times \rightarrow \circ \rightarrow \bullet$ ) (2-2)。两个电场的矢量合成成为输出信号光的电场矢量, 所以输出信号光的轨迹描绘实轴上的直线轨迹 (2-3)。

[0010] 此处, 如图 2C 所示, 如果以使支路波导路间的相位差发生  $2\pi$  变化的方式用 Data 信号进行驱动, 则输出光的相位被调制为相位 0 和  $\pi$ 。单体的 MZI 调制器的信号光强度不变化, 而作为相位 2 值的相位调制器动作。

[0011] 图 3 示出以往的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位。如果对图 1 所示的光调制器 100 输入 CW 光 (1-1), 则通过  $1 \times 2$  耦合器 111 分路 (1-2、1-3), 而输入到 Ich 用 MZI 调制器 113 和 Qch 用 MZI 调制器 114。如图 2C 所示, 通过 Ich 用 MZI 调制器 113 和 Qch 用 MZI 调制器 114, 输出相位 2 值的调制信号光 (1-4、1-5)。另外, 在该图中, 为简化, 使 Ich 和 Qch 成为相同的调制图案“100...”, 但在实际的调制中, 不限于相同。使 Ich 侧和 Qch 侧的光程差成为四分之一波长而以  $90^\circ$  的相位差 (1-6) 合成各调制信号。其结果, 对于光信号输出, 如 (1-7) 所示, 能够得到调制为相位 4 值的 QPSK 信号光。另外, 在利用巢 MZI 调制器的 QPSK 调制中, 由于  $90^\circ$  相位差合成而原理上产生 3dB 的损失。

[0012] 另一方面, 如图 2D 所示, 如果以使支路波导路间的相位差发生  $\pi$  变化的方式用 CLK 信号来驱动, 则输出光的相位不变化。单体的 MZI 调制器作为生成信号光强度波形对齐的孤立脉冲的脉冲化器而动作。因此, 如果应用于图 1 所示的光调制器 100 的 RZ 脉冲化器 120, 则如图 3 的 (1-8) 所示, 能够原样地确保 DQPSK 调制后的信号光的光相位信息, 而使各码元形成为相同的强度波形的孤立脉冲。另外, 在 RZ 脉冲化中, 以削减光波形的方式衰减而形成波形, 所以削减的量成为原理损失。在波形形成为占空比 50% 的 RZ 脉冲的情况下, 产生 3dB 的原理损失。

[0013] 在 LN 波导路中, 存在如果长时间施加电压, 则由于充电等而波导路的折射率偏移而干涉条件偏移的被称为“DC 漂移”的现象。另外, 存在根据环境温度而也使折射率偏移的被称为“温度漂移”的现象。对于这样的干涉条件的偏移, 在成套构造的子侧的 MZI 调制器

(图 1 的 Ich 用 MZI 调制器 113 和 Qch 用 MZI 调制器 114)、RZ 脉冲化器等 MZI 调制器中,成为调制动作点的偏移而出现,在巢 MZI 调制器的父侧的 MZI 中,成为 Ich/Qch 光信号的相对相位的正交度的偏移、即从相位差  $90^\circ$  的偏移而出现。这些偏移都导致光信号质量劣化而不优选,所以需要通过适合的监视单元探测偏移量来进行补偿 / 调整。

[0014] 在 MZI 调制器的调制动作点的偏移的补偿中,通过将使被称为偏置 T (Bias-T) 的高频信号分量和直流偏置分量合成的电气电路插入到高频输入的前级,并对调制信号施加偏置电压,来进行补偿。或者,通过与高频电极独立地设置对调制动作点进行补偿 / 调整的专用的偏置电极并施加偏置电压,来进行补偿。

[0015] 对于父侧的 MZI 中的  $90^\circ$  相位调整,通过如图 1 那样使用父侧的 MZI 中配置的可变移相器 115,调整 Ich/Qch 光信号的相对相位来进行调整。

[0016] 对于调制动作点的偏移、以及正交度的偏移的监视,通常通过在各调制器的输出中设置用光抽头等分路的监视输出并监视光输出来进行监视。具体而言,DQPSK 调制器 110 中的监视器设置于  $2 \times 1$  耦合器 112 之后,RZ 脉冲化器 120 中的监视器设置于  $2 \times 1$  耦合器 122 之后。

[0017] 但是,在 RZ 脉冲化中,如上所述信号光通过多级地连接的 MZI 调制器,所以插入损失增加,由于 RZ 脉冲化而产生约 3dB 的原理损失。因此,存在调制后的光信号的强度大幅衰减这样的问题。

## 发明内容

[0018] 本发明的目的在于提供一种实质上损失低且调制后的光信号的强度衰减小的光调制器。

[0019] 为了达成这样的目的,本发明的一个实施方式提供一种光调制器,其特征在于具备:  $1 \times 2$  RZ 脉冲化器,在由  $1 \times 2$  耦合器和  $2 \times 2$  耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器; 2 个干涉计型调制器,与前述  $2 \times 2$  耦合器的 2 个输出的各个连接; 以及  $2 \times 1$  耦合器,使所述干涉计型调制器的各自的输出合流。

[0020] 驱动所述  $1 \times 2$  RZ 脉冲化器的脉冲化信号是驱动波形  $f(t)$  满足  $f(t - \text{CLK}/2) = -f(t)$  的关系,并且振幅为  $V\pi$  且重复周期 CLK 的脉冲化信号。

[0021] 驱动所述  $1 \times 2$  RZ 脉冲化器的脉冲化信号是在设为  $F(t) = \text{Abs}\{f(t) - V\pi/2\} - V\pi/2$ 、或者  $F(t) = \text{Abs}\{f(t) + V\pi/2\} - V\pi/2$  时,驱动波形  $f(t)$  满足  $F(t - \text{CLK}/2) = -F(t)$ ,并且振幅为  $2V\pi$  且重复周期 CLK 的脉冲化信号。

[0022] 所述干涉计型调制器是在由所述  $1 \times 2$  RZ 脉冲化器的  $2 \times 2$  耦合器的输出和合流耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的数据调制器,具备:  $\pi/2$  光移相器,使来自每一个所述干涉计型调制器的输出信号的相对光相位成为  $90^\circ$ 。

[0023] 所述干涉计型调制器在由所述  $1 \times 2$  RZ 脉冲化器的  $2 \times 2$  耦合器的输出和偏振波合成器夹住的 2 根支路波导路中具备马赫曾德尔干涉计型调制器,该马赫曾德尔干涉计型调制器是在由分路耦合器和合流耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的数据调制器,具备 TE/TM 偏振变换器和偏振波合成器。

[0024] 如以上说明,根据本发明,通过使 RZ 脉冲化器成为 1 输入 2 输出结构,能够得到避免与脉冲化相伴的原理损失的调制器。

[0025] 另外,使 RZ 脉冲化器的驱动波形成为上下对称的驱动波形(式 1),以振幅  $V\pi$  进行驱动,所以  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的 2 输出的波形变得相同,能够得到良好的调制信号。进而,如果将该驱动波形整形为正弦波,则还能够将所输出的调制信号的频谱扩展抑制为最小限。

[0026] 另外,在以振幅  $2V\pi$  驱动 RZ 脉冲化器的驱动波形的情况下,如果满足(式 2、3),则  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的 2 输出的波形变得相同,而能够得到良好的调制信号。进而,如果使驱动波形成为将振幅中心设为  $+V\pi/2$  或者  $-V\pi/2$  的三角波,则能够将所输出的调制信号的频谱扩展抑制为最小限。

[0027] 通过使干涉计型调制器成为 Ich 用 MZI 调制器以及 Qch 用 MZI 调制器并具备  $\pi/2$  光移相器,能够得到能够避免与脉冲化相伴的原理损失的 RZ-DQPSK 调制器。

[0028] 通过使干涉计型调制器成为 X 偏振波用 QPSK 调制器以及 Y 偏振波用 QPSK 调制器并分别包括 Ich 用 MZI 调制器以及 Qch 用 MZI 调制器而构成巢 MZI 调制器,能够得到 RZ-偏振波复用 QPSK 调制器。

[0029] 在延迟电路中,以消除波导路的折射率温度依赖性的方式,将折射率温度依赖性为逆符号的物质插入波导电路中,而能够得到延迟电路的相位差的温度依赖性小的调制器。

## 附图说明

[0030] 图 1 是示出以往的光调制器的结构的图。

[0031] 图 2A 是用于说明马赫曾德尔干涉计型调制器的动作原理的图。

[0032] 图 2B 是用于说明马赫曾德尔干涉计型调制器的动作原理的图。

[0033] 图 2C 是用于说明马赫曾德尔干涉计型调制器的动作原理的图。

[0034] 图 2D 是用于说明马赫曾德尔干涉计型调制器的动作原理的图。

[0035] 图 3 是示出以往的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位的图。

[0036] 图 4 是示出本发明的第 1 实施方式的带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器的结构的图。

[0037] 图 5A 是用于说明  $V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0038] 图 5B 是用于说明  $V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0039] 图 5C 是用于说明  $V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0040] 图 6 是示出本发明的第 1 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位的图。

[0041] 图 7A 是用于说明  $2V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0042] 图 7B 是用于说明  $2V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0043] 图 7C 是用于说明  $2V\pi$  驱动的  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的动作原理的图。

[0044] 图 8 是示出  $2V\pi$  驱动的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位的图。

[0045] 图 9 是示出本发明的第 2 实施方式的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器的结构的图。

[0046] 图 10 是示出本发明的第 2 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位的图。

[0047] 图 11 是示出本发明的第 3 实施方式的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器

的结构图。

[0048] 图 12 是示出本发明的第 3 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位的图。

[0049] 图 13 是示出实施例 1 的带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器的结构的图。

[0050] 图 14A 是实施例 1 的热光学移相器的剖面图。

[0051] 图 14B 是实施例 1 的延迟电路的剖面图。

[0052] 图 14C 是实施例 1 的调制器阵列的剖面图。

[0053] 图 15 是示出实施例 2 的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器的结构的图。

[0054] 图 16A 是实施例 2 的偏振波合成器的剖面图。

[0055] 图 16B 是实施例 2 的偏振波旋转器的剖面图。

[0056] 图 16C 是实施例 2 的调制器阵列的剖面图。

[0057] 图 17A 是用于说明调整  $2 \times 1$ RZ 脉冲化器的偏置点的方法的图。

[0058] 图 17B 是用于说明调整  $2 \times 1$ RZ 脉冲化器的偏置点的方法的图。

[0059] 图 17C 是用于说明调整  $2 \times 1$ RZ 脉冲化器的偏置点的方法的图。

### 具体实施方式

[0060] 以下,参照附图,详细说明本发明的实施方式。

[0061] (第 1 实施方式:带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器; $V\pi$  驱动)

[0062] 图 4 示出本发明发明的第 1 实施方式的带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器的结构。光调制器 200 具备:  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220, 在由  $1 \times 2$  耦合器 221 和  $2 \times 2$  耦合器 222 夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器 223、224; 延迟电路 240, 在  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的 2 输出的某一方(在图 4 中 Qch 侧)中, 插入与调制码元速率的一半相当的延迟; 以及 DQPSK 调制器。

[0063] DQPSK 调制器具备在由  $1 \times 2$  耦合器和  $2 \times 1$  耦合器夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的作为数据调制器的 Ich 用调制器 213 和 Qch 用调制器 214、以及使来自 2 个数据调制器的输出合流的  $2 \times 1$  耦合器 212。Ich 用调制器 213 和 Qch 用调制器 214 的各个的输入经由延迟电路 240 而与  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的 2 输出连接。在 Ich 用调制器 213 和 Qch 用调制器 214 的某一方的输出中, 插入了用于相对来自 Ich 用调制器 213 的输出信号使来自 Qch 用调制器 214 的输出信号的相对相位差成为  $90^\circ$  的  $\pi/2$  光移相器 215。另外, 各个  $1 \times 2$  耦合器、 $2 \times 1$  耦合器也可以是使用  $2 \times 2$  耦合器而对不需要的端口不连接主信号路径的代用结构。

[0064] 如果与对 DQPSK 调制器单纯地连接了 RZ 脉冲化器的以往的光调制器 100 比较, 则第 1 实施方式的光调制器 200 中, RZ 脉冲化器的输出侧  $2 \times 1$  耦合器成为  $2 \times 2$  耦合器而兼作 DQPSK 调制器的输入侧的  $1 \times 2$  耦合器、以及在 DQPSK 调制器的支路波导路的一方中具备延迟电路的点中大幅不同。

[0065] 说明第 1 实施方式的光调制器的动作。最初, 说明  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的动作。驱动调制用光移相器 223、224 的 RZ 脉冲信号成为以  $V\pi$  的振幅输入了 CLK 信号的 ( $V\pi$  驱动)。所输入的 CW 光在  $1 \times 2$  耦合器 221 中被二分路之后, 在调制用光移相器 223、224 中分别接受相位调制, 在  $2 \times 2$  耦合器 222 中结合而进行干涉动作。



[0066] 参照图 5A-C, 说明  $V\pi$  驱动的  $1\times 2$ RZ 脉冲化器的动作原理。 $1\times 2$ RZ 脉冲化器 220 的输出信号光的电场相位如图 5A、5B 那样变化。图 5A 示出  $2\times 2$  耦合器 222 的一方的输出端口 (图 4 的上侧), 图 5B 示出  $2\times 2$  耦合器 222 的另一方的输出端口 (图 4 的下侧)。经由调制用光移相器 223 的光接受正方向的相位调制, 所以其电场矢量描绘逆时针 ( $\bullet \rightarrow \times \rightarrow \circ$ ) 的轨迹 (3-11)。经由调制用光移相器 224 的光接受负方向的相位调制, 所以电场矢量描绘顺时针 ( $\bullet \rightarrow \times \rightarrow \circ$ ) 的轨迹 (3-12)。在  $2\times 2$  光耦合器 222 中, 相对条状路径, 交叉路径的信号光具有  $90^\circ$  的相位差, 所以相对下侧的输出端口的信号光, 上侧的输出端口的信号光如图所示, 在偏移了  $90^\circ$  的位置描绘轨迹。

[0067] 两者的电场的矢量合成成为输出信号光的电场矢量, 所以输出信号光的轨迹描绘实轴上的直线轨迹 (3-2、3-3)。因此, 在以振幅  $V\pi$  的 CLK 信号进行了驱动的情况下, 从各输出端口, 在各码元中光相位以及强度波形同样地反复而输出光脉冲。如图 5C 所示, 轨迹的运动方向的相位在上侧的输出端口和下侧的输出端口中相逆。因此, 在上侧的输出端口成为最大输出时, 下侧的输出端口成为最小输出, 在上侧的输出端口成为最小输出时, 下侧的输出端口成为最大输出。从上侧的输出端口输出的光脉冲和从下侧的输出端口输出的光脉冲的输出定时出现半时钟量、即调制码元速率的半码元量的偏移。

[0068] 这样,  $1\times 2$ RZ 脉冲化器 220 与作为通过 RZ 脉冲信号而切换的光开关动作等价。所输入的 CW 光输出到上侧的输出端口和下侧的输出端口中的某一个, 在合计观察时, 在  $1\times 2$ RZ 脉冲化器 220 中, 不产生原理损失。

[0069] 图 6 示出第 1 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位。如果对图 4 所示的光调制器 200 输入 CW 光 (3-1), 则如图 5 的说明, 在偏移了调制码元速率的半码元量的定时, 输出光脉冲 (3-2、3-3)。对于  $1\times 2$ RZ 脉冲化器 220 的输出信号光通过延迟电路 240, 一方的输出信号光相对另一方的输出信号光接受相当于半码元量的延迟, 在两者对齐的定时输出 (3-4、3-5)。

[0070] 与以往的 DQPSK 调制器同样地, 在 Ich 用 MZI 调制器 213、Qch 用 MZI 调制器 214 中, 分别用相位 2 值调制之后 (3-6、3-7), 使 Ich 侧和 Qch 侧的光程差成为四分之一波长, 以  $90^\circ$  的相位差 (3-8) 使各调制信号合成。其结果, 对于光信号输出, 能够得到如 (3-9) 所示被调制为相位 4 值, 并且各码元形成为孤立脉冲的 RZ-DQPSK 信号光。

[0071] 如果比较使用了以往的光调制器 100 的信号波形、图 3 的 (1-8)、和利用第 1 实施方式的光调制器 200 的信号波形、图 6 的 (3-9), 则可知本实施方式的信号光的强度成为以往的 2 倍, 信号光强度的衰减小。其中, 通过如上所述, 使 RZ 脉冲化器 220 成为 1 输入 2 输出的结构, 避免了与脉冲化相伴的原理损失。

[0072] 在第 1 实施方式中, 延迟电路 220 配置于数据调制器 (Ich 用调制器 213/Qch 用调制器 214) 之前。也可以切换延迟电路 220 和数据调制器的顺序, 而使向 Qch 用调制器 214 的信号定时 (DataQ 信号) 相对向 Ich 用调制器 213 的信号定时 (DataI 信号) 提前半码元量。具体而言, 如果在供给 DataI 信号的电路中, 插入半码元量的电气延迟电路, 则能够得到同样的结果。

[0073] 延迟电路 240 是半码元量的延迟长, 但从  $1\times 2$ RZ 脉冲化器 220 输出的光信号是码元速率的反复光脉冲。因此, 延迟长是 1.5 码元量、或者  $(k+0.5)$  码元量 (此处  $k$  是整数)、即端数为 0.5 码元量的延迟长即可。但是, 如果  $k$  的绝对值成为相当大的数字, 则在码元速

率相对设计延迟长偏移了的情况下,码元的偏移大幅变化,端数大幅偏离 0.5 码元的延迟,所以基本上  $k$  的绝对值优选为小的值。

[0074] 另外,在 RZ 脉冲信号中,为了使  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的上侧的输出端口和下侧的输出端口的信号光的孤立波形成为相同的波形,优选上下对称的驱动波形。具体而言,相对 CLK 信号的半时钟量的周期,优选驱动波形  $f(t)$  为满足以下关系的驱动波形。

$$[0075] \quad f(t - \text{CLK}/2) = -f(t)$$

[0076] 进而,根据所输出的光信号的频谱扩展防止的观点,驱动波形相比于方形波而更优选为正弦波。因此,在 RZ 脉冲信号中,相比于单纯地使用 CLK 信号,更优选使用通过电气带通滤波器或者电气低通滤波器而使波形整形为上下对称的正弦波的时钟信号。

[0077] 此处,叙述调制动作点的偏移、以及正交度的偏移的监视方法。在本申请实施方式的调制器结构中,在 DQPSK 调制器中嵌入了 RZ 脉冲化器,所以在监视输出的配置中需要研究。

[0078] 首先,最简单的方法是在图 4 所示的 (3-2) 或者 (3-3) 的部位,设置用于 RZ 脉冲化器 220 的监视器,在 (3-9) 的部位、即  $2 \times 1$  耦合器 212 之后,设置用于 DQPSK 调制器的监视器的方法。RZ 脉冲化器 220 成为 2 输出,但在仅观察一方的输出端口的情况下,基本上与以往的 RZ 脉冲化器同样地动作。因此,通过监视某一方的输出端口,能够原样地使用以往的调整方法。DQPSK 调制器在输出无原理损失的信号光的点中与以往不同,但关于监视器,能够通过 (3-9) 的部位的监视器,而原样地使用以往的调整方法。

[0079] (第 1 实施方式:带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器:  $2V\pi$  驱动)

[0080] 接下来,在第 1 实施方式的光调制器 200 中,说明作为 RZ 脉冲信号,使用了对 CLK 信号进行分频 ( $\text{CLK}/2$ ) 并设为  $2V\pi$  的振幅输入的信号的情况 ( $2V\pi$  驱动)。这样,通过  $2V\pi$  振幅的  $\text{CLK}/2$  信号来进行 RZ 脉冲化的方法被称为载波抑制 RZ 脉冲化 (CSRZ 化)。一般,如果进行 RZ 脉冲化,则信号频谱扩展为进行 RZ 脉冲化之前的约 2 倍,但在 CSRZ 脉冲化的情况下,能够将频谱扩展抑制为 1.5 倍左右。因此,在要提高频率利用效率的情况下,优选使用。

[0081] 参照图 7A-C,说明  $2V\pi$  驱动的  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器的动作原理。在进行  $2V\pi$  驱动的情况下,图 4 的  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的输出信号光的电场相位如图 7A、B 那样变化。图 7A 示出  $2 \times 2$  耦合器 222 的一方的输出端口 (图 4 的上侧),图 7B 示出  $2 \times 2$  耦合器 222 的另一方的输出端口 (图 4 的下侧)。  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 本身的结构相同,所以与驱动相伴的电场矢量的运动与  $V\pi$  驱动时相同,上侧的输出端口的信号光相对下侧的输出端口的信号光的相位偏移  $90^\circ$  的情况也与  $V\pi$  驱动时相同。虽然输出信号光的轨迹描绘实轴上的直线轨迹的点也相同,但驱动脉冲的驱动范围成为 2 倍,并且,脉冲周期成为 2 倍,所以输出波形的样子 (3-2、3-3) 与  $V\pi$  驱动时稍微不同。

[0082] 具体而言,如图 7C 所示,在使驱动信号的振幅中心成为  $+V\pi/2$  的情况下,  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 220 的上侧输出端口的信号光的轨迹在实轴上从正向负移动。因此,通过  $\text{CLK}/2$  信号的一周期的驱动,输出 2 个孤立脉冲,并且,该 2 个孤立脉冲的光相位相差  $\pi$ 。如果仅观察强度波形,则与图 5C 所示的  $V\pi$  驱动时 (在 CLK 信号的一周期中 1 个孤立脉冲) 不同。但是,如果还观察光相位,则在  $2V\pi$  驱动时,针对每个码元,相位反转,而与  $V\pi$  驱动时大幅不同。

[0083] 另一方面,下侧输出端口的信号光的轨迹仅在实轴上的正范围内运动,而在 CLK/2 信号的一周期中往返 2 次,所以与  $V\pi$  驱动时同样地,在所有码元中得到同一相位的光信号输出。另外,从上侧的输出端口输出的光脉冲和从下侧的输出端口输出的光脉冲的输出定时与  $V\pi$  驱动同样地偏移半码元量。

[0084] 因此,在  $2V\pi$  驱动的情况下,在 DQPSK 调制器的 Ich 用调制器 213 中,针对每个码元输入相位反转了的脉冲,所以需要驱动调制用光移相器的 DataI 信号,实施针对每个码元使比特反转的预编码处理。

[0085] 另外,如果在 RZ 脉冲信号中使用正弦波的 CLK/2 信号,则来自上侧输出端口的光脉冲波形和来自下侧输出端口的光脉冲波形成为不同的形状。在该情况下,在图 7C 中考虑时,驱动波形成为从 ● 点瞬间转移到 × 点的波形。因此,来自上侧输出端口的光脉冲波形成为占空比大的波形、即仅在脉冲宽宽的 ○ 点时光强度成为零的波形。另一方面,来自下侧输出端口的光脉冲波形成为占空比小的波形、即除了脉冲宽窄的 ○ 点时以外光强度几乎成为零的波形。如果详细计算,则该占空比在来自上侧输出端口的光脉冲中成为约 67%、在来自下侧输出端口的光脉冲中成为约 33%。这样,仅在  $V\pi$  驱动时的推荐条件(上下对称的驱动波形)下,得不到良好的动作。

[0086] 如果考虑图 7C 的电气驱动信号与光输出信号的关系,则为了使  $1\times 2RZ$  脉冲化器 220 的上侧的输出端口和下侧的输出端口的信号光的光脉冲波形成为相同的波形,驱动波形  $f(t)$  优选为

[0087] 在设为  $F(t) = \text{Abs}\{f(t) - V\pi/2\} - V\pi/2$  时,

[0088]  $F(t - \text{CLK}/2) = -F(t)$  成立那样的波形。

[0089] 进而,根据防止频谱扩展的观点,为了使光脉冲波形成为正弦波形状,驱动波形优选为使振幅中心成为  $+V\pi/2$  的三角波。另外,在图 7 中,将这样的三角波用作驱动信号而图示了各波形。

[0090] 图 8 示出  $2V\pi$  驱动的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位。如上所述,对 DQPSK 调制器的 Ich 用调制器 213,输入针对每个码元使相位反转的脉冲。因此,与  $V\pi$  驱动时不同的点为,对驱动调制用光移相器的 DataI 信号,实施针对每个码元使比特反转的预编码处理而动作的点。

[0091]  $1\times 2RZ$  脉冲化器 220 的输出信号光 (3-2、3-3) 通过延迟电路 240 成为光脉冲的定时对齐的波形 (3-4、3-5)。对于 Ich 用 MZI 调制器 213 的驱动信号 DataI 信号,通过预编码处理针对每个码元使比特反转而输入,所以例如,在原来的数据图案是“100...”的情况下,作为“001...”输入。因此,对于以光相位“ $\pi 0 \pi \dots$ ” (3-4) 输入到 Ich 用 MZI 调制器 213 的光信号,以光相位“ $\pi 00 \dots$ ” (3-6) 输出。在 Qch 用 MZI 调制器 214 中,不进行预编码处理而调制 (3-7)。之后,使 Ich 侧和 Qch 侧的光程差成为四分之一波长而以  $90^\circ$  的相位差 (3-8) 使各调制信号合成。其结果,对于光信号输出,能够得到如 (3-9) 所示被调制为相位 4 值,并且各码元形成为孤立脉冲的 RZ-DQPSK 信号光。

[0092] 这样,在  $2V\pi$  驱动方法中,如果比较使用了以往的光调制器 100 的信号波形、图 3 的 (1-8)、和利用第 1 实施方式的光调制器 200 的信号波形、图 8 的 (3-9),则可知本实施方式的信号光的强度成为以往的 2 倍,信号光强度的衰减小。这是因为通过如上所述使 RZ 脉冲化器 220 成为 1 输入 2 输出的结构,而避免了与脉冲化相伴的原理损失。

[0093] 另外,在使驱动信号的振幅中心成为  $-V\pi/2$  的情况下,如从图 7C 可知,切换来自  $1\times 2RZ$  脉冲化器 220 的上侧端口的输出和来自下侧端口的输出的波形,从上侧端口在所有码元中输出同一相位的信号光,从下侧端口输出针对每个码元使相位反转的信号光。因此,在图 4 中,对 Qch 用调制器 214 的 DataQ 信号,实施针对每个码元使比特反转的预编码处理。

[0094] (第 2 实施方式:带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器)

[0095] 图 9 示出本发明的第 2 实施方式的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器的结构。光调制器 300 在前级具备与第 1 实施方式的光调制器 200 相同结构的  $1\times 2RZ$  脉冲化器 320、和延迟电路 340,在后级具备偏振波复用 QPSK 调制器。

[0096] 偏振波复用 QPSK 调制器具备 X 偏振波用 QPSK 调制器 310X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 310Y、与 X 偏振波用 QPSK 调制器 310X 的输出连接并将 TM 偏振变换为 TE 偏振波的偏振波旋转器 341、以及使 X 偏振波用 QPSK 调制器 310X 的光输出和偏振波旋转器 341 的光输出合成的偏振波合成器 343。此处, X 偏振波 /Y 偏振波是指偏振波合成器的输出中的偏振波方向。

[0097] X 偏振波用 QPSK 调制器 310X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 310Y 的各个具备在由  $1\times 2$  耦合器 311X、Y 和  $2\times 1$  耦合器 312X、Y 被 Y 夹住的 2 根支路波导路中具备调制用光移相器的作为数据调制器的 Ich 用调制器 313X、Y 和 Qch 用调制器 314X、Y、以及使来自 2 个数据调制器的输出合流的  $2\times 1$  耦合器 312X、Y。在 2 根支路波导路的至少一方中,插入了用于相对来自 Ich 用调制器 313X、Y 的输出信号使来自 Qch 用调制器 314X、Y 的输出信号的相对相位差成为  $90^\circ$  的  $\pi/2$  光移相器 315X、Y。

[0098] 图 10 示出第 2 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位。设为在光调制器 300 中,使用 Z 切割基板,在  $1\times 2RZ$  脉冲化器 320 中,通过上述  $V\pi$  驱动动作。从图 9 所示的光调制器 300 的输入 (4-1) 至延迟电路 340 的输出 (4-4、4-5) 为止的波形与第 1 实施方式的图 6 的 (3-1) ~ (3-5) 相同。在延迟电路 340 的输出中,在相同的定时,输出码元速率下的反复脉冲。

[0099] 与该反复脉冲同步地,在 X 偏振波用 QPSK 调制器 310X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 310Y 的各个中,进行 QPSK 调制,输出调制为相位 4 值的 QPSK 信号光 (4-6、4-7)。在 Z 切割基板中,用 TM 偏振光来进行调制,所以此前用 TM 偏振光传输。从 X 偏振波用 QPSK 调制器 310X 输出的信号光也是 TM 偏振光,但通过偏振波旋转器 341 变换为 TE 偏振光 (4-8)。然后,从 Y 偏振波用 QPSK 调制器 310Y 输出的 TM 偏振光的信号光 (4-7) 和从偏振波旋转器 341 输出的 TE 偏振光的信号光 (4-8) 通过偏振波合成器 343 成为被偏振波复用的信号光 (4-9)。由于对在相同的脉冲定时对各偏振波的信号光进行偏振波复用,所以将这样的偏振波复用信号特别称为比特对准偏振波复用。

[0100] 在第 2 实施方式中,也通过使 RZ 脉冲化器 320 成为 1 输入 2 输出的结构,能够避免与脉冲化相伴的原理损失,如果以合成 X 偏振波 (TE 偏振波) 和 Y 偏振波 (TM 偏振波) 而得到的偏振波复用信号来观察,则可知整体的信号光强度的平均值与第 1 实施方式相同。

[0101] 另外,偏振波合成器 343 还能够用单纯的光耦合器来代替,但在该情况下,产生 3dB 的原理损失的点成为缺点。另外,在使用了光耦合器的情况下,在偏振波旋转器 341 的性能不充分时,原样地输出偏振波状态,所以产生 X 偏振波信号和 Y 偏振波信号的正交性偏离  $90^\circ$  而劣化这样的问题。在使用了偏振波合成器 343 的情况下,偏振变换尚未完成的偏

振波分量在偏振波合成器中消光而衰减。因此,即使偏振波旋转器的性能稍微不充分,也高精度地确保偏振波分量的正交性。因此,并非单纯的光耦合器而优选使用偏振波合成器。

[0102] 另外,在第2实施方式中,使 $1 \times 2$ RZ脉冲化器320成为 $2V\pi$ 驱动的情况的相异点与第1实施方式相同。作为向RZ脉冲化器320的驱动波形,输入图7C所示那样的振幅中心 $+V\pi/2$ 的三角波,对Y偏振波用QPSK调制器310Y的DataYI信号、DataYQ信号这两方实施针对每个码元使比特反转的预编码处理。在向RZ脉冲化器320的三角波驱动信号的振幅中心是 $-V\pi/2$ 的情况下,对X偏振波用QPSK调制器310X的DataXI信号、DataXQ信号这两方实施预编码处理。

[0103] 在第2实施方式中,使用了Z切割基板,所以偏振波旋转器341设置于X偏振波用QPSK调制器310X侧,但在使用了X切割基板的情况下,调制动作的偏振波方向成为TE偏振波,所以偏振波旋转器341设置于Y偏振波用QPSK调制器310Y侧。

[0104] 关于第2实施方式,也叙述调制动作点的偏移、以及正交度的偏移的监视方法。通常,在偏振波复用QPSK调制器的情况下,针对各偏振波的每个QPSK调制器,设置监视器。因此,如果还包括RZ脉冲化器的监视器,则需要合计3个部位处的监视器。

[0105] 在第2实施方式的调制器结构中,也与第1实施方式中的考虑方法同样地,通过在图9所示的(4-2)或者(4-3)的部位设置用于RZ脉冲化器320的监视器,在(4-6)的部位设置用于Y偏振波用QPSK调制器310Y的监视器,在(4-7)或者(4-8)的部位设置用于X偏振波用QPSK调制器310X的监视器,能够得到与以往同样的调整方法。

[0106] 进而,在第2实施方式的调制器结构中,通过使用以下叙述的方法,能够减少监视部位。在对 $1 \times 2$ RZ脉冲化器施加的RZ脉冲化信号的调制动作点、即偏置点的驱动电压如图17A所示偏移了的情况下,来自 $1 \times 2$ RZ脉冲化器的输出光的光强度如图17B所示变化。这样,如果偏置点偏离适应值,则来自各输出端口的输出光的脉冲形状失真。如果观察该输出光的光强度的时间平均值,则可知如图17C所示,在最佳偏置点,上侧输出端口的时间平均值和下侧输出端口的时间平均值相同。

[0107] 因此,以使(4-2)和(4-3)的部位的的光强度的时间平均值成为相同的方式,调整 $1 \times 2$ RZ脉冲化器的偏置点即可。(4-2)和(4-3)的部位的的光强度的时间平均值分别与(4-6)和(4-7)或者(4-8)中的时间平均值基本上相同。因此,在(4-6)的用于Y偏振波用QPSK调制器的监视器、和(4-7)或者(4-8)的用于X偏振波用QPSK调制器的监视器中,以使光强度的时间平均值成为相同的方式,调整 $1 \times 2$ RZ脉冲化器的偏置点即可,能够省略上述(4-2)或者(4-3)的用于RZ脉冲化器的监视器。

[0108] 另外,对于(4-2)和(4-3)中的光输出值,如从图17B可知,使偏置值微小变动了的情况的变化量最大。作为其他方法,预先在 $1 \times 2$ RZ脉冲化器的偏置值上重叠微小的抖动信号,通过抖动信号对(4-2)或者(4-3)中的光输出的变动进行锁定检测。通过根据检测结果计算光输出变化量成为最大的偏置点,能够求出最佳偏置值。(4-2)或者(4-3)中的光输出的变动分别与(4-6)和(4-7)或者(4-8)中的光输出的变动基本上相同。

[0109] 因此,通过在(4-6)的用于Y偏振波用QPSK调制器的监视器、和(4-7)或者(4-8)的用于X偏振波用QPSK调制器的监视器中,进行锁定检测,能够调整 $1 \times 2$ RZ脉冲化器的偏置点。能够省略上述(4-2)或者(4-3)的RZ脉冲化器专用的监视器。

[0110] 另外,此处叙述的监视方法也能够同样地应用于上述第1实施方式。具体而言,

在 (3-2) 或者 (3-4) 和 (3-3) 或者 (3-5) 中设置监视器, 以使时间平均时相同的方式, 调整  $1 \times 2RZ$  脉冲化器的偏置点即可。

[0111] (第 3 实施方式: 带 RZ 脉冲化器的比特交织偏振波复用 QPSK 调制器)

[0112] 图 11 示出本发明的第 3 实施方式的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器的结构。与图 9 所示的第 2 实施方式的相异点在于, 无延迟电路、以及在一方的 QPSK 调制器 (在图 11 中, X 偏振波用 QPSK 调制器 410X) 的驱动信号 (DataXI 信号、DataXQ 信号) 中插入了半码元量的电气延迟电路 434a、b。

[0113] 图 12 示出第 3 实施方式的光调制器中的光信号的强度波形和电场相位。光调制器 400 的输入 (5-1) 至  $1 \times 2RZ$  脉冲化器 420 的输出 (5-2、5-3) 的波形与第 1 实施方式的图 6 的 (3-1) ~ (3-3) 相同。Y 偏振波用 QPSK 调制器 410Y 的输出信号 (5-4) 和 X 偏振波用 QPSK 调制器 410X 的输出信号 (5-5) 偏移半码元而输出。因此, 在偏移了半码元的脉冲定时, 对各偏振波的信号光进行偏振波复用 (5-7)。该点与在第 2 实施方式中得到的信号光大幅不同。特别, 将这样的偏振波复用信号称为比特交织偏振波复用。

[0114] 在比特交织偏振波复用中, 在 X 偏振波的脉冲峰值下, Y 偏振波的脉冲成为强度零, 相逆地在 Y 偏振波的脉冲峰值下, X 偏振波的脉冲成为强度零。因此, 在接收时, 即使偏振分离不充分, 在脉冲位置, 无对方偏振波的脉冲, 所以能够抑制交叉串扰。进而, 具有如果以原来的码元速率的倍的码元速率进行接收, 则即使不进行偏振分离, 也能够接收比特交织偏振波复用信号这样的优点。

[0115] 在第 3 实施方式中, 通过使 RZ 脉冲化器 420 成为 1 输入 2 输出的结构, 也能够避免与脉冲化相伴的原理损失, 如果以合成 X 偏振波 (TE 偏振波) 和 Y 偏振波 (TM 偏振波) 而得到的偏振波复用信号观察, 则可知整体的信号光强度的平均值与第 1 实施方式相同。

[0116] 另外, 在图 11 中插入的半码元量的电气延迟电路 434a、434b 是与图 9 的第 2 实施方式比较的相对电路。因此, 以与由  $1 \times 2RZ$  脉冲化器 420 生成的光脉冲列符合的方式, 调整各 Data 信号的定时, 来驱动各 QPSK 调制器即可。

[0117] 另外, 关于调制动作点的偏移、以及正交度的偏移的监视方法, 可知能够同样地应用在上述第 2 实施方式中叙述的方法。

[0118] 实施例 1

[0119] (带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器)

[0120] 图 13 示出实施例 1 的带 RZ 脉冲化器的 DQPSK 调制器的结构。实施例 1 的光调制器成为对石英系平面光波电路 (PLC) 基板 501、502 和形成了 LN 调制器阵列的 LN 基板 503 进行了端面连接的复合集成结构。

[0121] PLC 波导路的 EO 效果非常小, 所以无法由单体构成调制器。另一方面, 是传输损失为 LN 波导路的十分之一以下而非常低损失的波导介质。另外, 弯曲波导路的容许弯曲半径是 2mm 左右, 具有高的设计自由度, 所以如果是无源电路, 则能够实现低损失且多彩的光回路。另一方面, LN 波导路的传输损失、容许弯曲半径大于 PLC 波导路, 所以不适于构成复杂的光回路。另一方面, 如上所述具有高的 EO 效果, 所以作为高速调制电路非常优良。

[0122] 因此, 在本实施方式所示的复杂的调制器的情况下, 在分路 / 合流电路等无源电路部分中, 使用 PLC 波导路, 仅在调制器阵列的部分中使用 LN 波导路来集成, 从而得到 PLC 波导路和 LN 波导路这双方的优点。另外, 相比于通过 LN 波导路单片技术制作, 能够实现更

低损失且更良好的特性的调制器。结构越复杂的调制器,该优点越显著,如后述实施例 2 所述,在除了分路 / 合流电路以外还需要偏振波合成器的偏振波复用 QPSK 调制器中,优点更大。

[0123] 在连接了输入输出光纤 531、533 的 PLC 基板 501 中,制作了  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 520 的  $1 \times 2$  耦合器 521、DQPSK 调制器的 Ich 用调制器 513 和 Qch 用调制器 514 的各个的输出侧的  $2 \times 1$  耦合器 552I、Q、以及对 Ich 用调制器 513 的输出和 Qch 用调制器 514 的输出进行合成的  $2 \times 2$  耦合器 512。 $2 \times 2$  耦合器 512 的一方的输出成为信号光输出,另一方的输出成为用于进行调制器的动作点调整的监视输出。另外, $2 \times 2$  耦合器是不依赖于波长的耦合器(WINC)。另外,对于输入到 PLC 基板 501 的信号光,以成为 TM 偏振光的方式,调整了偏振光保持输入光纤的角度。

[0124] 在 PLC 基板 502 中,制作了  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 520 的  $2 \times 2$  耦合器 522、DQPSK 调制器的 Ich 用调制器 513 和 Qch 用调制器 514 的各个的输入侧的  $1 \times 2$  耦合器 551I、Q、以及插入与调制码元速率的一半相当的延迟的延迟电路 540。由于波导路的折射率是约 1.48,所以与比特速率 43Gbps、即码元速率 21.5Gbaud 符合地,将延迟电路 540 的波导路长差设为约 4.7mm。

[0125] 为了调整  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 520、Ich 用调制器 513 和 Qch 用调制器 514 的各个的调制定作点,分别在调制器的 2 根支路波导路中,设置了热光学移相器 525a、b、555Ia、b、555Qa、b。作为用于将 DQPSK 调制器的 Ich、Qch 的信号光调整为相对相位差  $90^\circ$  而合成的  $\pi/2$  光移相器动作的热光学移相器 515a、b 设置于延迟电路 540 的输出。在图 4 所示的第 1 实施方式中,在 Ich 用调制器 513、Qch 用调制器 514 的输出中,设置了  $\pi/2$  光移相器。与  $\pi/2$  的光相位差相当的延迟量仅为光的  $1/4$  波长,所以也可以如实施例 1 那样设置于 Ich 用调制器 513、Qch 用调制器 514 之前。

[0126] 热光学移相器 525、555I、555Q、515 设置于 2 根支路波导路的各个。其原因为,热光学移相器通过后述加热控制仅在使相位延迟的方向上动作,所以为了作为调整器在正负两方上进行调整,设置于两方的支路波导路。另外,虽然也能够仅在一方的支路波导路中设置,但在该情况下,使相位调整并非  $-\pi \sim \pi$  而成为  $0 \sim 2\pi$  来进行调整动作,所以用于加热调整的功耗平均变大。

[0127] 图 14A 示出热光学移相器 515 的剖面图。热光学移相器由在硅基板 601 上的波导路包层 602 上设置的薄膜加热器 604 构成。局部地控制波导路芯 603 的温度,通过热光学效果使薄膜加热器 604 正下的光波导路的折射率变化,来控制波导光的相位。

[0128] 在实施例 1 中,在一方的 PLC 基板 502 中设置了所有热光学移相器,所以具有仅在单方的 PLC 基板中进行散热设计这样的优点。设置于无光纤连接的 PLC 基板 502 的目的在于,避免由于热膨胀所致的芯片的伸缩而对光纤的应力变化。

[0129] 图 14B 示出延迟电路 540 的剖面图。在延迟电路 540 中,在光波导路的一部分中,以横切波导路芯 602 的方式形成多个槽 605,并填充了硅树脂 606。通过这样的结构,能够避免延迟电路 540 的光程差由于光波导路具有的折射率的温度依赖性而变化,来自延迟电路 540 的输出光的相位差由于温度而大幅变化。石英系波导路的折射率温度依赖性  $dn/dT$  是  $1 \times 10^{-5}$ ,所以在上述  $\Delta L = 4.7\text{mm}$  的延迟长中,针对  $\Delta T = 30^\circ\text{C}$  的温度变动,根据下式计算相位变化量  $\Delta\phi$

[0130] [数 1]

$$[0131] \quad \Delta\phi = 2\pi \cdot \frac{\Delta L}{\lambda} \cdot \frac{dn}{dT}$$

[0132] 与约  $2\pi$  的相位变化大幅变化。硅树脂 606 的室温下的折射率是约 1.4 而与石英系波导路大致相同。温度依赖性具有与石英系玻璃成为逆符号且约 40 倍的温度依赖性  $dn_{\text{comp}}/dT = -4 \times 10^{-4}$ 。因此,通过使将石英系波导路置换为硅树脂 606 的部分成为满足式 (2) 的长度  $\Delta L_{\text{comp}}$  约 0.12mm,

[0133] [数 2]

$$[0134] \quad \Delta L \cdot \frac{dn}{dT} + \Delta L_{\text{comp}} \cdot \frac{dn_{\text{comp}}}{dT} = 0$$

[0135] 能够大致消除光程差的温度依赖性。

[0136] 将填充了硅树脂 606 的槽 605 分割为几个部位的目的在于,抑制通过由于槽 605 使波导构造丧失而损失增加。另外,由于该构造而产生的损失破坏 Ich 侧和 Qch 侧的损失平衡,所以优选对其进行补偿。因此,通过在延迟电路 540 的无延迟的一侧的波导路中,设置稍微的间隙,附加与在槽 605 中产生的损失同量的损失。

[0137] 使用火焰堆积 (FHD) 法等玻璃膜堆积技术和反应性离子蚀刻 (RIE) 等微细加工技术的组合,制作了 PLC 基板 501、502。具体而言,在硅基板上堆积成为下部包层的玻璃膜而透明化。接下来,堆积折射率比包层稍微高的芯层。然后,通过微细加工技术对成为光波导电路的芯图案进行构图,堆积成为上部包层的玻璃膜并透明化,从而制作出埋入型的光波导路。最后,在上部包层表面通过真空蒸镀法等堆积成为薄膜加热器的金属,并通过微细加工技术对其进行构图,完成热光学移相器。

[0138] 波导路的芯与包层的相对折射率差是 1.5%。基板尺寸在 PLC501 中是  $6 \times 10\text{mm}$ , 在 PLC502 中是  $6 \times 15\text{mm}$ 。另外,虽然在图中未示出,但在芯片上形成了用于向各薄膜加热器供给驱动电流的电气布线图案。

[0139] LN 基板 503 由在 Z 切割基板上形成的 6 根 LN 调制器阵列构成。图 14C 示出调制器阵列的剖面图。在 LN 基板 611 中,通过钛扩散法形成了波导路芯 612a、b。在各波导路的上部,形成了中心电极 613a、b,并在周围形成了 GND 电极 614a-c,而构成了调制用的行波电极。以 2 根这样的波导路芯 612a、b 为一组,而构成了 RZ 脉冲化器 520、Ich 用调制器 513、Qch 用调制器 514 的各个的高速移相器。LN 基板 503 的长度是约 60mm。另外,虽然在图中未图示,但在芯片上形成了用于向各行波电极传输调制信号的高频布线图案。

[0140] 实施例 1 的光调制器的无调制时的插入损失是约 6dB。对于测定条件,以使光调制器成为最大透射的方式,(1) 以使 Ich 用调制器 513 以及 Qch 用调制器 514 成为最大透射的方式,调整两个调制器的动作点,(2) 以使 RZ 脉冲化器 520 的上侧输出端口、和下侧输出端口成为同一强度的方式,调整 RZ 脉冲化器 520 的动作点,(3) 以使向输出端口的光输出成为最大的方式调整了  $\pi/2$  移相器 515。

[0141] 接下来,对 RZ 脉冲化器,以与时钟速率即码元速率相同的 21.5GHz 的正弦波且  $V_{\pi}$  驱动电压进行输入,对 Ich 用调制器、以及 Qch 用调制器,使假随机信号 (PRBS) 的数据信号在 Ich 和 Qch 侧错开几 10 比特,而以  $2V_{\pi}$  驱动电压进行输入,而发生 43Gbps 的 RZ-(D)QPSK 信号。对于各调制动作点以及  $\pi/2$  移相器,以成为适合的状态的方式进行



了调整。此时,能够确认输出光信号相对 CW 输入光的衰减量是约 9dB,与调制相伴的损失增加是 3dB。因此,在本调制器中,(D) 仅产生伴随 QPSK 信号的  $90^\circ$  合成而发生的 3dB 的原理损失,所以能够避免以往的方式中的 RZ 脉冲化器中发生的 3dB 的原理损失。

[0142] 接下来,使本调制器的环境温度在  $-5 \sim 75^\circ\text{C}$  的范围内变化,但  $\pi/2$  移相器的调整量收敛于  $2\pi$  以下。其是比在实施例 1 的延迟电路 540 中不进行硅树脂充填的情况下设想的  $\pi/2$  移相器的调整量  $5.3\pi$  以上远远小的值。能够确认实施例 1 的延迟电路 540 的结构有效地发挥功能。

[0143] 另外,对于在实施例 1 的 PLC 基板上制作出的光耦合器,为了得到低损失且宽频平坦的分路特性,使  $1 \times 2$  耦合器、 $2 \times 1$  耦合器成为 Y 分路电路,使  $2 \times 2$  耦合器成为 WINC,但也可以通过多模干涉计型耦合器 (MMI 耦合器) 构成这些耦合器。另外,如果不考虑宽频特性,则也可以是利用单纯的方向性结合器的耦合器。

[0144] 实施例 2

[0145] (带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器)

[0146] 图 15 是示出实施例 2 的带 RZ 脉冲化器的偏振波复用 QPSK 调制器的结构。实施例 2 的光调制器也成为对石英系平面光波电路 (PLC) 基板 701、702 和形成了 LN 调制器阵列的 LN 基板 703 进行了端面连接的复合集成结构。在实施例 2 的光调制器中,需要偏振波合成器,但在由 LN 波导路构成的情况下,呈现不出充分的特性,但在使用了 PLC 波导路的情况下,能够制作偏振波正交性优良的偏振波合成器。

[0147] 在连接了输入输出光纤 731、733 的 PLC 基板 701 中,制作了  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 720 的  $1 \times 2$  耦合器 721、X 偏振波用 QPSK 调制器 710X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的各个 Ich 用调制器以及 Qch 用调制器的输出侧的  $2 \times 1$  耦合器这 4 个、以及用于对这些 Ich 用调制器的输出和 Qch 用调制器的输出进行合成的  $2 \times 2$  耦合器 712X、712Y (2 个)。  $2 \times 2$  耦合器 712X、712Y 的一方的输出与后级的偏振波旋转器 741、偏振波合成器 742 连接,另一方的输出成为用于进行光调制器的动作点调整的监视输出。另外,  $2 \times 2$  耦合器 712X、712Y 是不依赖于波长的耦合器 (WINC)。

[0148] 在将从 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 输出的 TE 偏振波光变换为 TM 偏振波光的偏振波旋转器 741 中,使用了使主轴倾斜了  $45^\circ$  的薄膜的半波长板。如果在庞加莱球上观察透射  $45^\circ$  的半波长板的各偏振波的光,则在作为  $45^\circ$  直线偏振波轴的 PQ 轴上半旋转了的位置进行偏振变换。因此,TE 偏振光被变换为 TM 偏振光, TM 偏振光被变换为 TE 偏振光,所以作为 TE/TM 变换器而动作。

[0149] 图 16B 示出偏振波旋转器 741 的剖面图。向横切波导路芯 823 的槽 825 插入,并通过折射率匹配了的粘接剂固定半波长板 826。另外,为了防止半波长板 826 中的反射作为返回光传输,倾斜 8 度而制作了横切波导路的槽 825。另外,对于输入到 PLC 基板 701 的信号光,以成为 TE 偏振光的方式,调整偏振光保持输入光纤的角度。

[0150] 在偏振波合成器 743 中,使用了在由 2 个 WINC 型  $2 \times 2$  耦合器 751、752 夹住的 2 根支路波导路的一方中,形成了应力释放槽 753 的干涉计。对于经由玻璃的高温透明化工序的石英系波导路,起因于硅基板与石英玻璃的热膨胀系数差,一般产生强的压缩应力,由此产生双折射。在应力释放槽 753 中,由于应力释放,双折射成为非常小的值,所以通过调整应力释放槽 753 的长度、以及干涉计的波导路长差,例如,能够针对 TE 偏振光设计为等长

的光程差,针对 TM 偏振光设计为半波长的光程差。这样,在所设计的干涉计中,TE 偏振光在交叉路径中传输, TM 偏振光在条状路径中传输,所以能够将输入到上侧输入端口的 TE 偏振光的信号光和输入到下侧输入端口的 TM 偏振光都输出到下侧输出端口。因此,这样的干涉计作为偏振波合成器而动作。

[0151] 图 16A 示出偏振波合成器 743 的剖面图。干涉计由硅基板 821 上的波导路包层 822 和波导路芯 823 所构成的光波导路构成。通过与波导路芯 823 平行地向下形成比波导路芯 823 更深地到达硅基板 821 的槽 824a、b,作为应力释放槽 753。

[0152] 在 PLC 基板 702 中,制作了  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 720 的  $2 \times 2$  耦合器 722、X 偏振波用 QPSK 调制器 710X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的各个 Ich 用调制器以及 Qch 用调制器的输入侧的  $1 \times 2$  耦合器这 4 个、以及对这些 Ich 用调制器和 Qch 用调制器使光分路的  $1 \times 2$  耦合器 711X、711Y(2 个)。另外,  $2 \times 2$  耦合器是不依赖于波长的耦合器(WINC)。另外,连接  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 720 和 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的折返波导路 760 是无相对延迟的等长设计。

[0153] 在  $1 \times 2$ RZ 脉冲化器 720 的输入、X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的各个的 Ich 用调制器和 Qch 用调制器的输出中,为了调整调制动作点,分别在调制器的 2 本支路波导路中,设置了热光学移相器(10 个)。作为用于将 DQPSK 调制器的 Ich、Qch 的信号光调整为相对相位差  $90^\circ$  来合成的  $\pi/2$  光移相器而动作的热光学移相器 715(4 个)设置于 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的输出。在热光学移相器的薄膜加热器的两侧的包层中,设置了用于降低热光学移相器的功耗的隔热槽(在图 15 中,省略了图示)。

[0154] 在实施例 2 中,在各调制器中设置的动作点调整用的移相器、以及  $\pi/2$  光移相器全部设置于 PLC 基板 701。其目的在于,在偏振波合成器中制作应力释放槽的工序能够兼作上述制作热光学移相器的隔热槽的工序,所以能够抑制芯片制作成本。另外,虽然在图中未示出,但在芯片上形成了用于向各薄膜加热器供给驱动电流的电气布线图案。

[0155] LN 基板 703 由在 X 切割的基板上形成的 10 根 LN 调制器阵列构成。图 16C 示出调制器阵列的剖面图。在 LN 基板 831 中,通过钛扩散法形成有波导路芯 832a、b。在各波导路的中间,形成中心电极 833,在周围形成 GND 电极 834a、b,而构成了调制用的行波电极。以 2 根这样的波导路芯 832a、b 为一组,而构成了 RZ 脉冲化器 720、X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的各个的 Ich 用调制器和 Qch 用调制器的高速移相器。另外,虽然在图中未示出,但在芯片上形成了用于向各高频电极传输调制信号的高频布线图案。

[0156] 实施例 2 的光调制器的无调制时的插入损失是约 8dB。对于测定条件,以使光调制器成为最大透射的方式,(1) 以使 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 成为最大透射的方式,调整两个调制器的动作点以及  $\pi/2$  移相器,(2) 以使 RZ 脉冲化器 720 的上侧输出端口、和下侧输出端口成为同一强度的方式,调整 RZ 脉冲化器 720 的动作点。另外,作为偏振波合成器的特性,得到偏振波交叉串扰是  $-30$ dB 以下的非常良好的性能。

[0157] 对 RZ 脉冲化器 720,以时钟速率(与码元速率相同)25GHz 的正弦波且  $V_\pi$  驱动电压的电压振幅,输入 CLK 信号,对 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y

的 Ich 用调制器以及 Qch 用调制器,输入假随机信号 (PRBS) 的数据信号。此时,在 Ich 侧与 Qch 侧之间,错开几 10 比特,进而在 X 偏振波用与 Y 偏振波用之间,错开几 10 比特,以  $2V\pi$  驱动电压的电压振幅进行输入,而发生 100Gbps 的 RZ- 偏振波复用 QPSK 信号。以成为适合的状态的方式,调整各调制动作点以及  $\pi/2$  移相器。此时,输出光信号 (TE 偏振波 /TM 偏振波的合计) 相对 CW 光的输入的衰减量是约 11dB,与调制相伴的损失增加是 3dB。因此,在实施例 2 的调制器中,也仅产生伴随 QPSK 信号的  $90^\circ$  合成而发生的 3dB 的原理损失,而能够避免以往的光调制器中的 RZ 脉冲化器中发生的 3dB 的原理损失。

[0158] 在实施例 2 中,关于调制动作点的偏移、以及正交度的偏移的监视方法,使用了在第 2 实施方式中叙述的方法。即,将 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X 的  $2\times 2$  耦合器 712X 的一方的输出、和 Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y 的  $2\times 2$  耦合器 712Y 的一方的输出分别作为监视输出,以使两者的输出光强度的时间平均值成为相同的方式,调整 RZ 脉冲化器 720 的驱动偏置点。

[0159] 此处,对于 2 个监视输出的值,并非直接观察 RZ 脉冲化器 720 的输出值,而成为受到直至 X 偏振波用 QPSK 调制器 710X、Y 偏振波用 QPSK 调制器 710Y、偏振波旋转器 741 等的监视输出的电路要素的损失的值。根据设备,这些损失的值不同,所以在实际的输出光强度的时间平均值的比较中,预先测量这些损失偏差量,并减去偏差之后进行比较。

[0160] 另外,在实施例 2 中,在偏振波合成器 743 的实现中,利用了使用了应力释放槽的双折射调整,但也可以使用其以外的方式、例如利用在使波导路宽横向扩展而成为扁平的波导路构造的情况下产生的构造双折射的方法、通过将半波长板以主轴  $0^\circ$  或者  $90^\circ$  的角度插入波导路而利用半波长板自身的双折射的方法。

[0161] 在以上的实施例中,作为复合集成的组合,以 LN 基板和石英系 PLC 基板的组合进行了说明,其原因为, LN 波导路具有高的 E0 效果且是高速调制器的主流波导路技术,并且,石英系波导路作为无源波导路是损失最低的波导路,该组合作为低损失地实现复杂的调制器的组合优良。但是,即使使用其他材料系的波导路、例如作为具有 E0 效果的波导路系使用了多组分氧化物材料、半导体材料的波导路等、和作为无源波导路使用了硅、高分子材料的波导路的组合,当然同样地也能够得到在实施例中示出的效果。

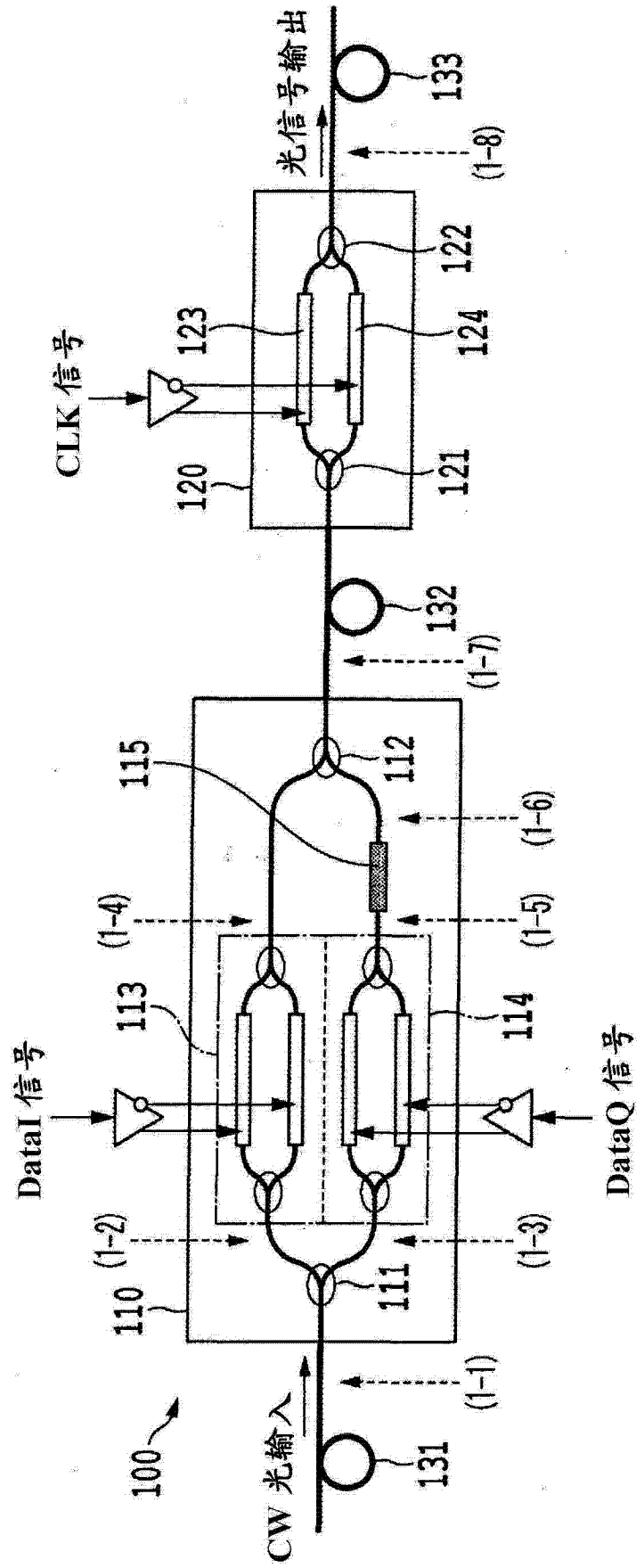


图 1

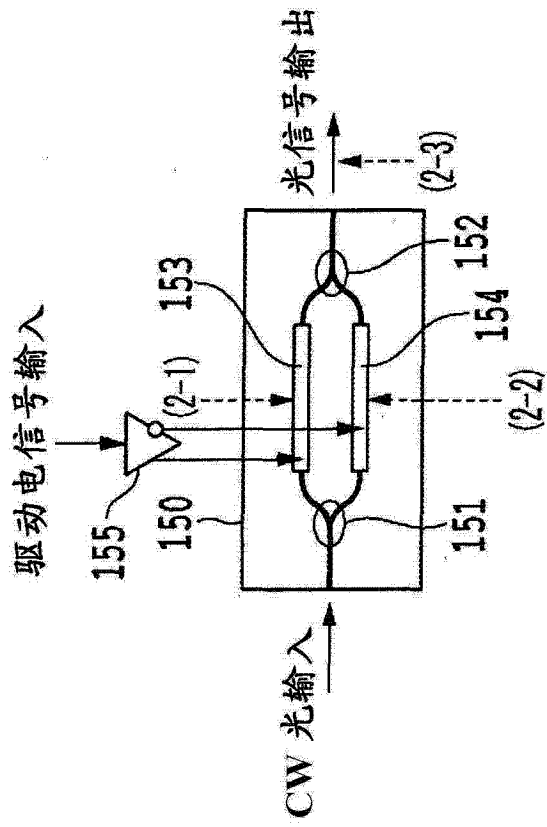


图 2A

光信号输出的电场相位俯视图

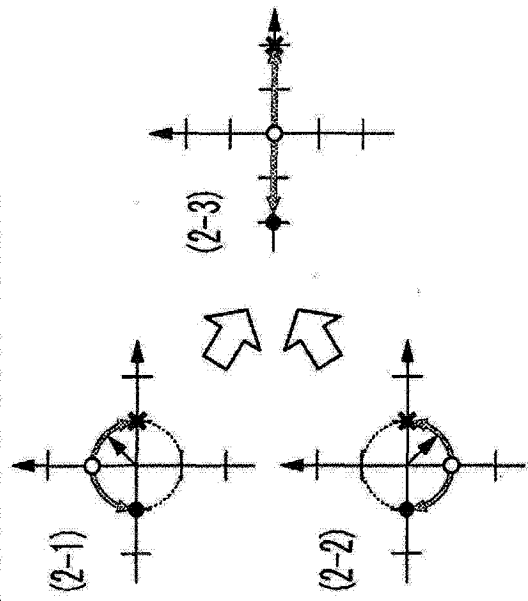


图 2B

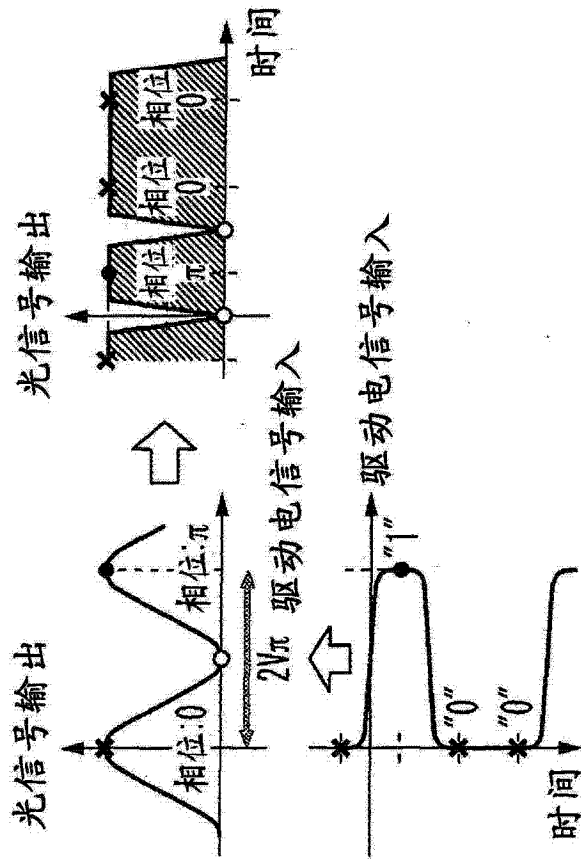


图 2C

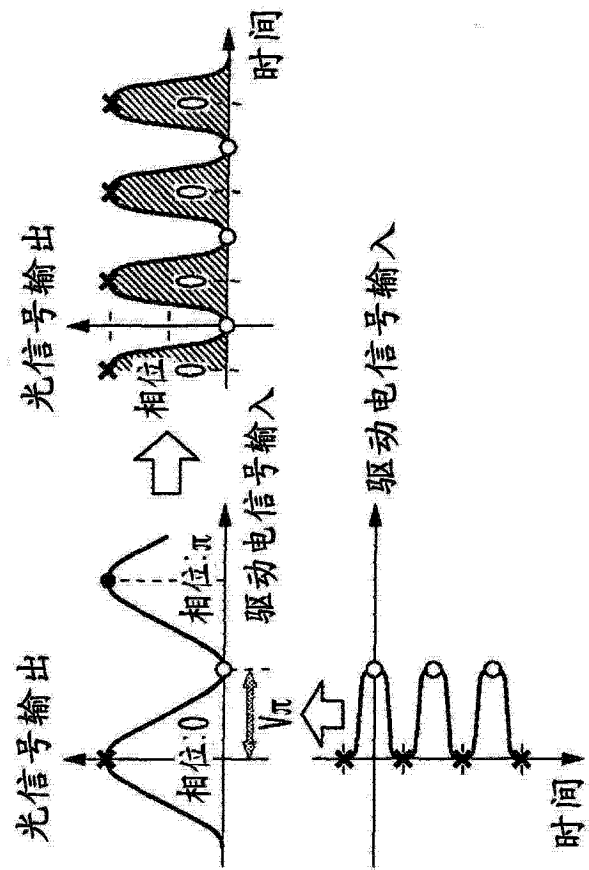


图 2D



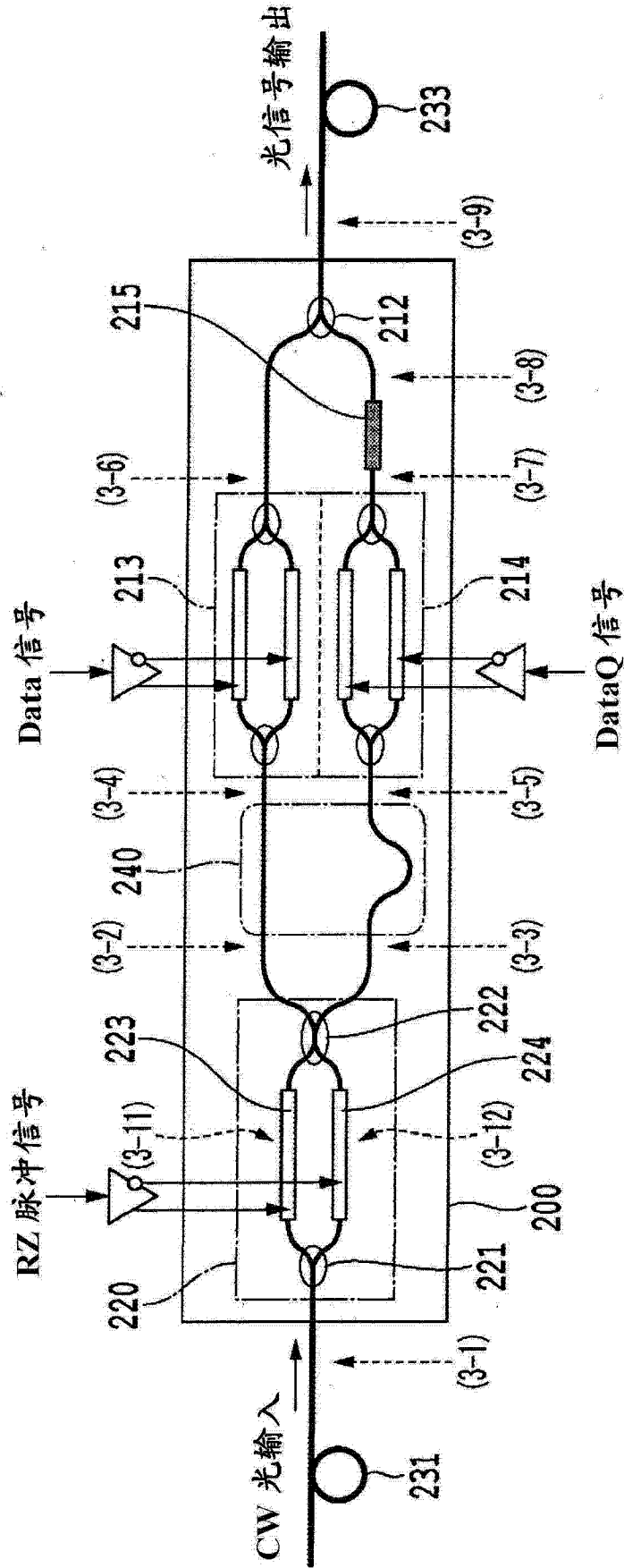


图 4



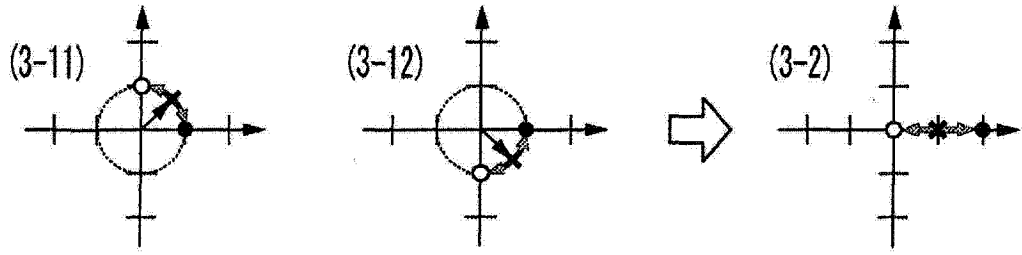


图 5A

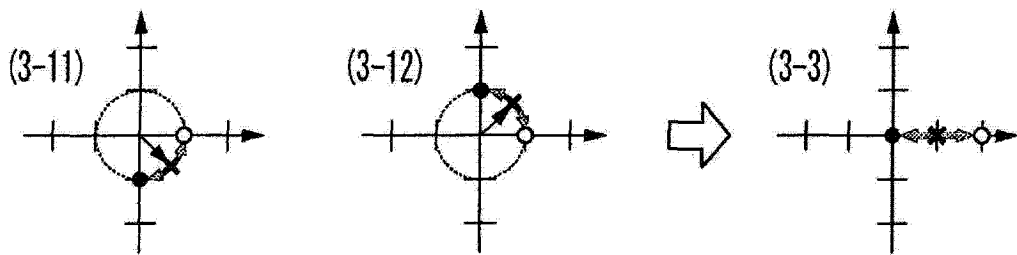


图 5B

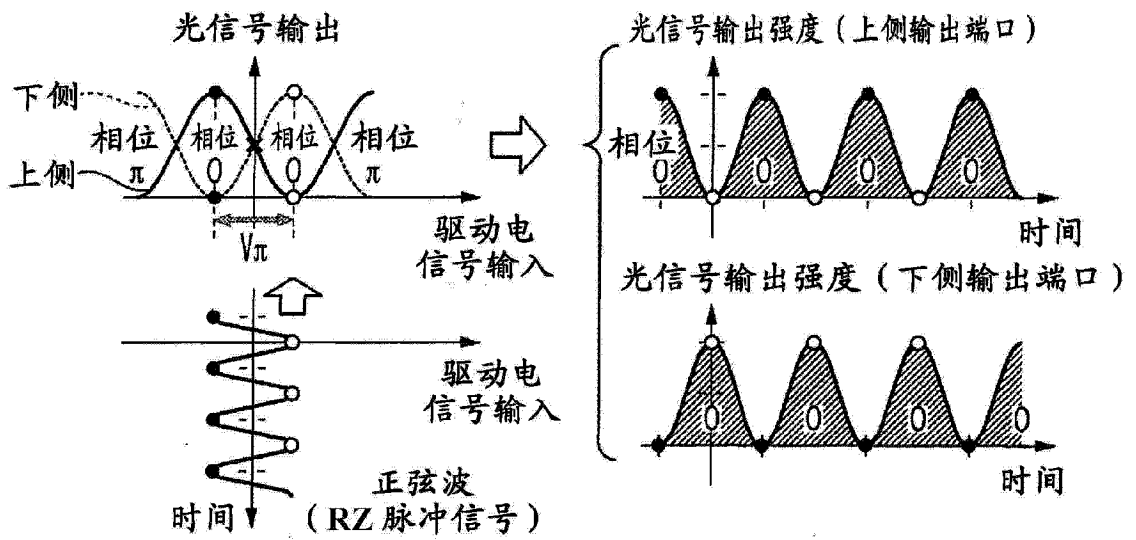


图 5C

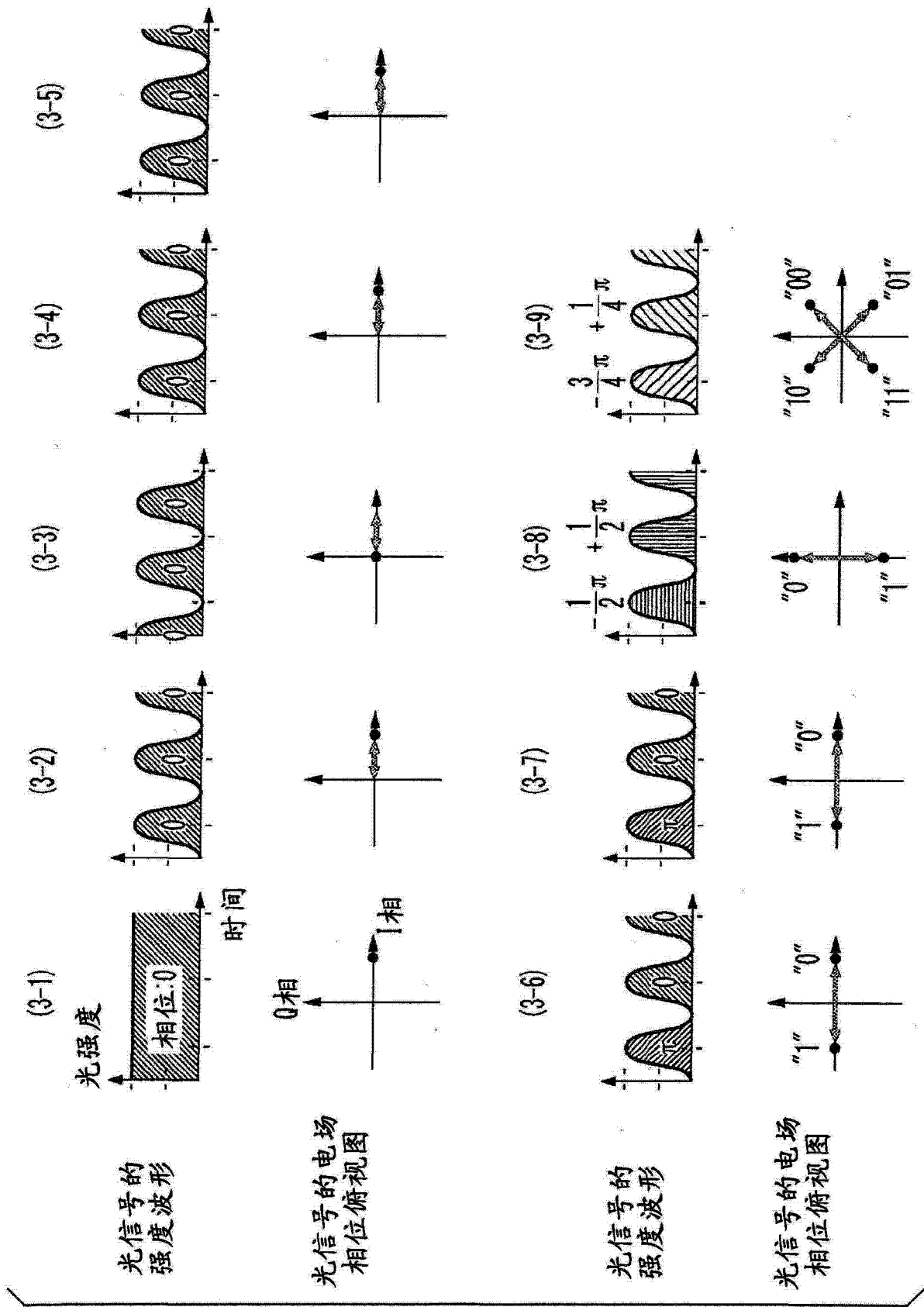


图 6

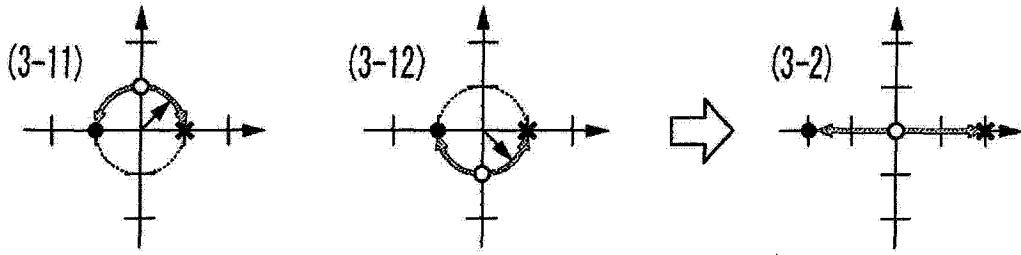


图 7A

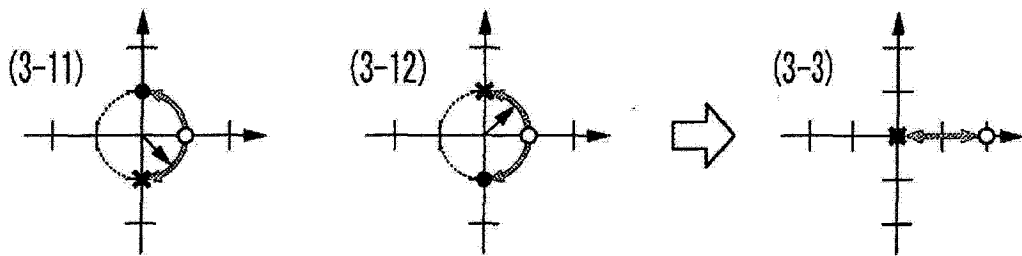


图 7B

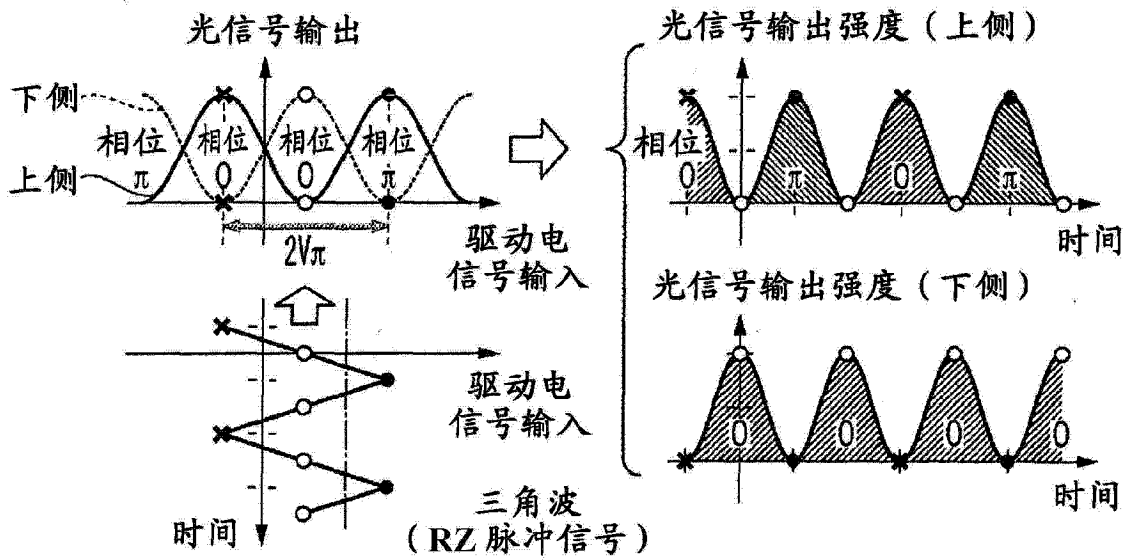


图 7C

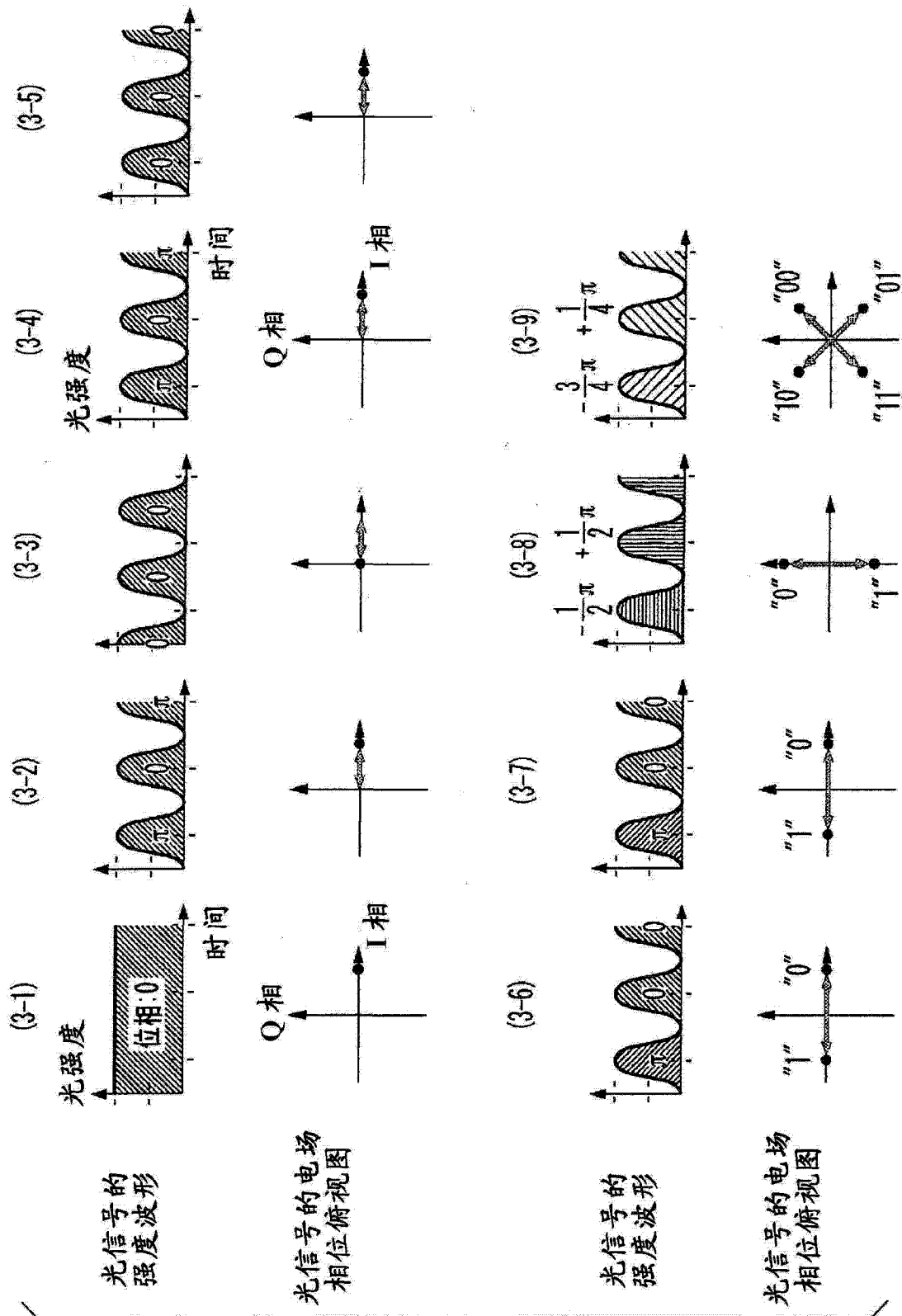


图 8

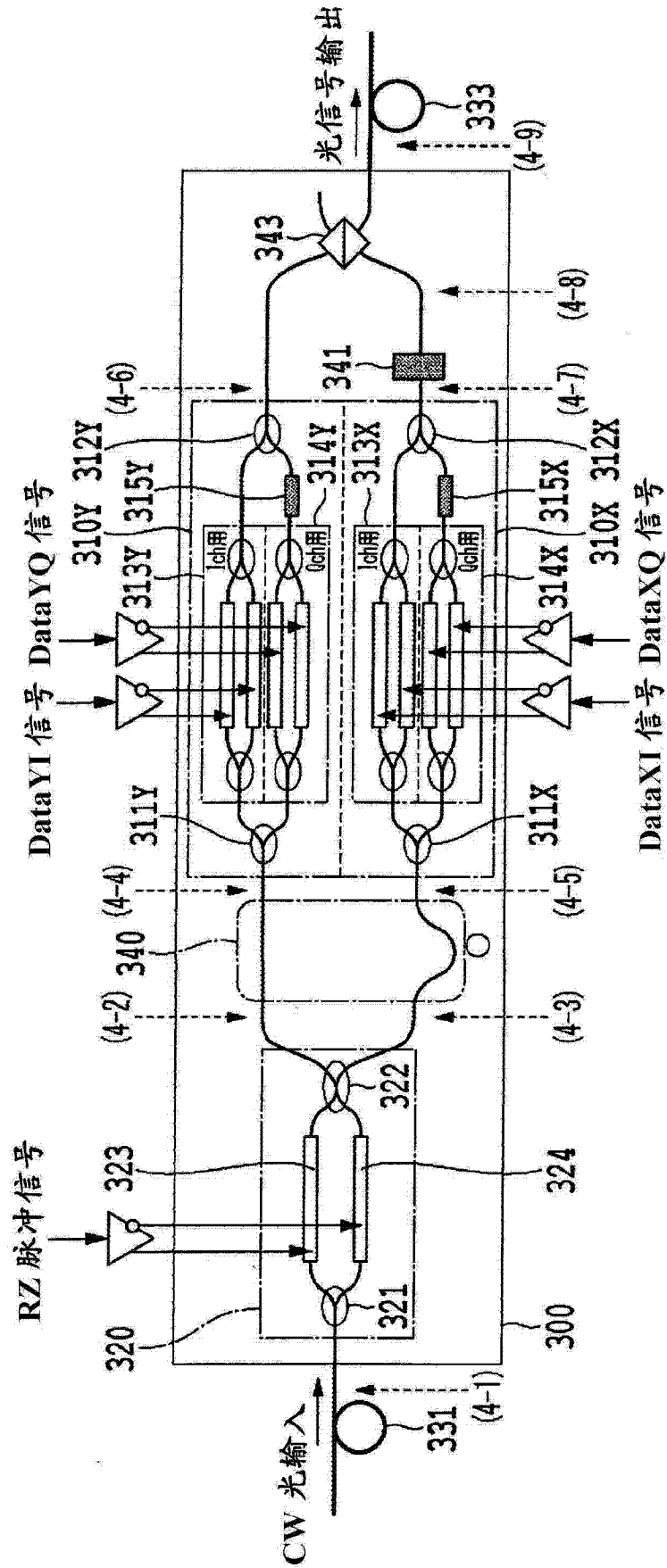


图 9

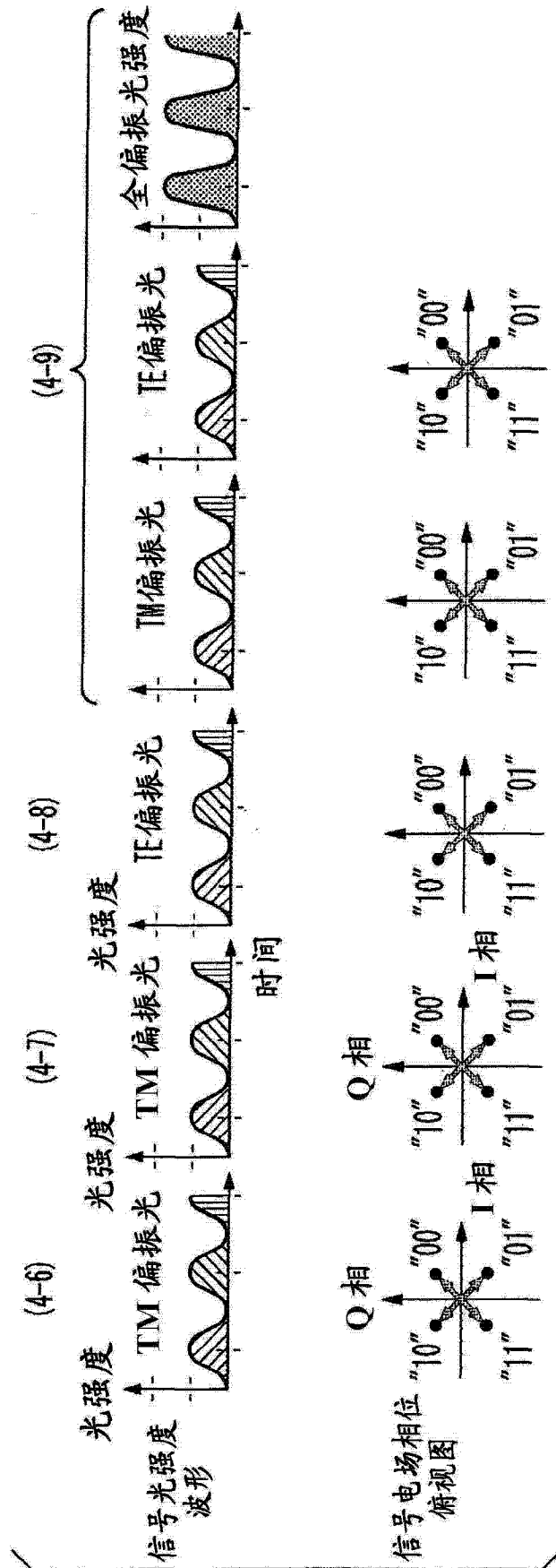


图 10

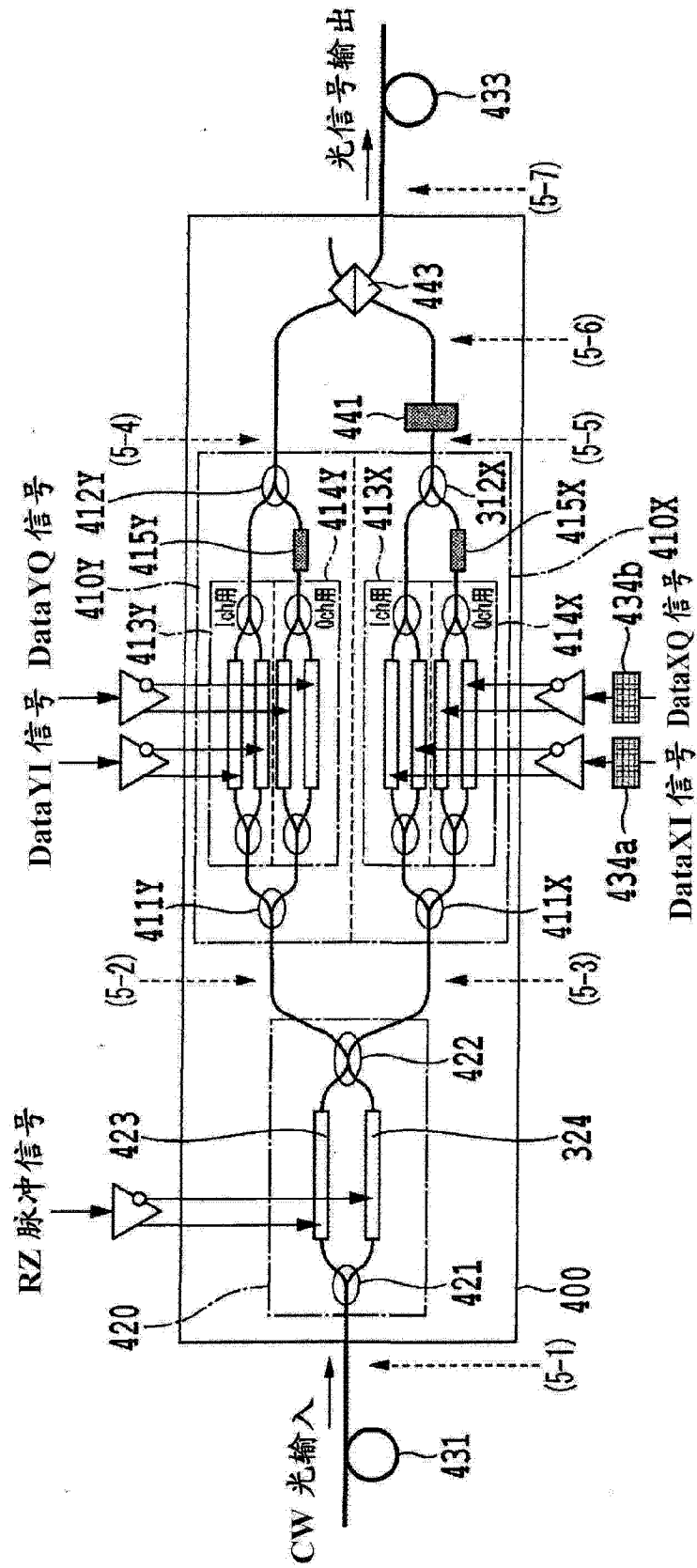


图 11

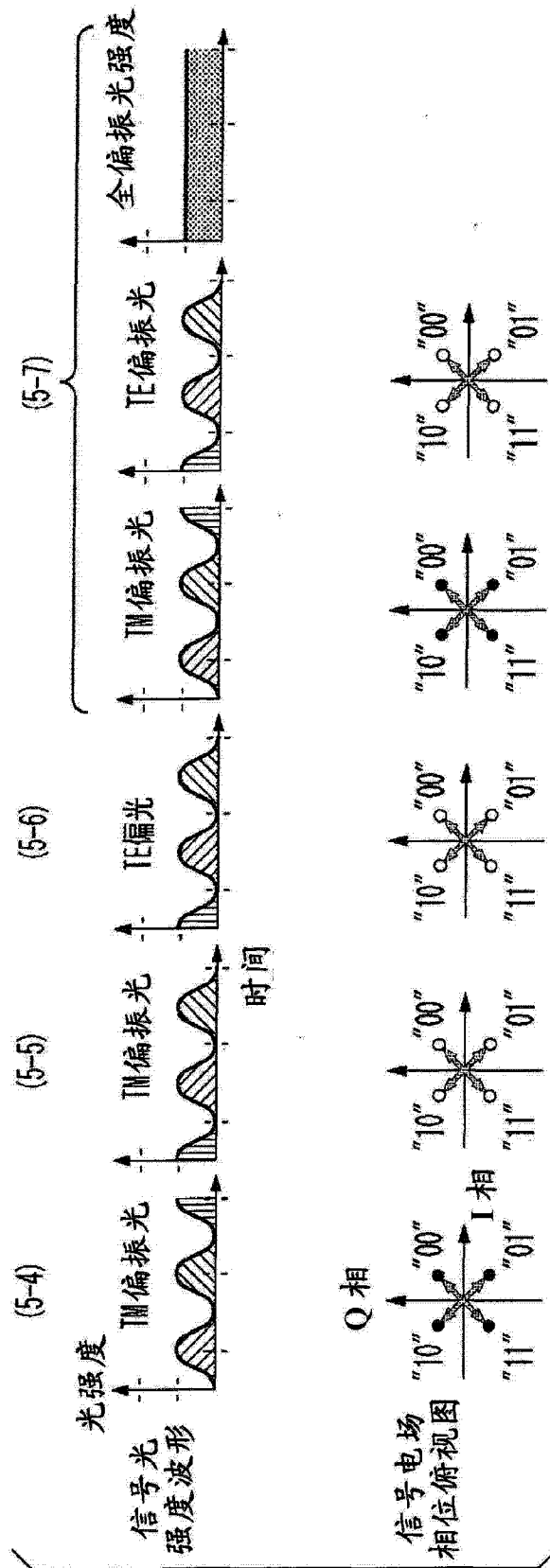


图 12



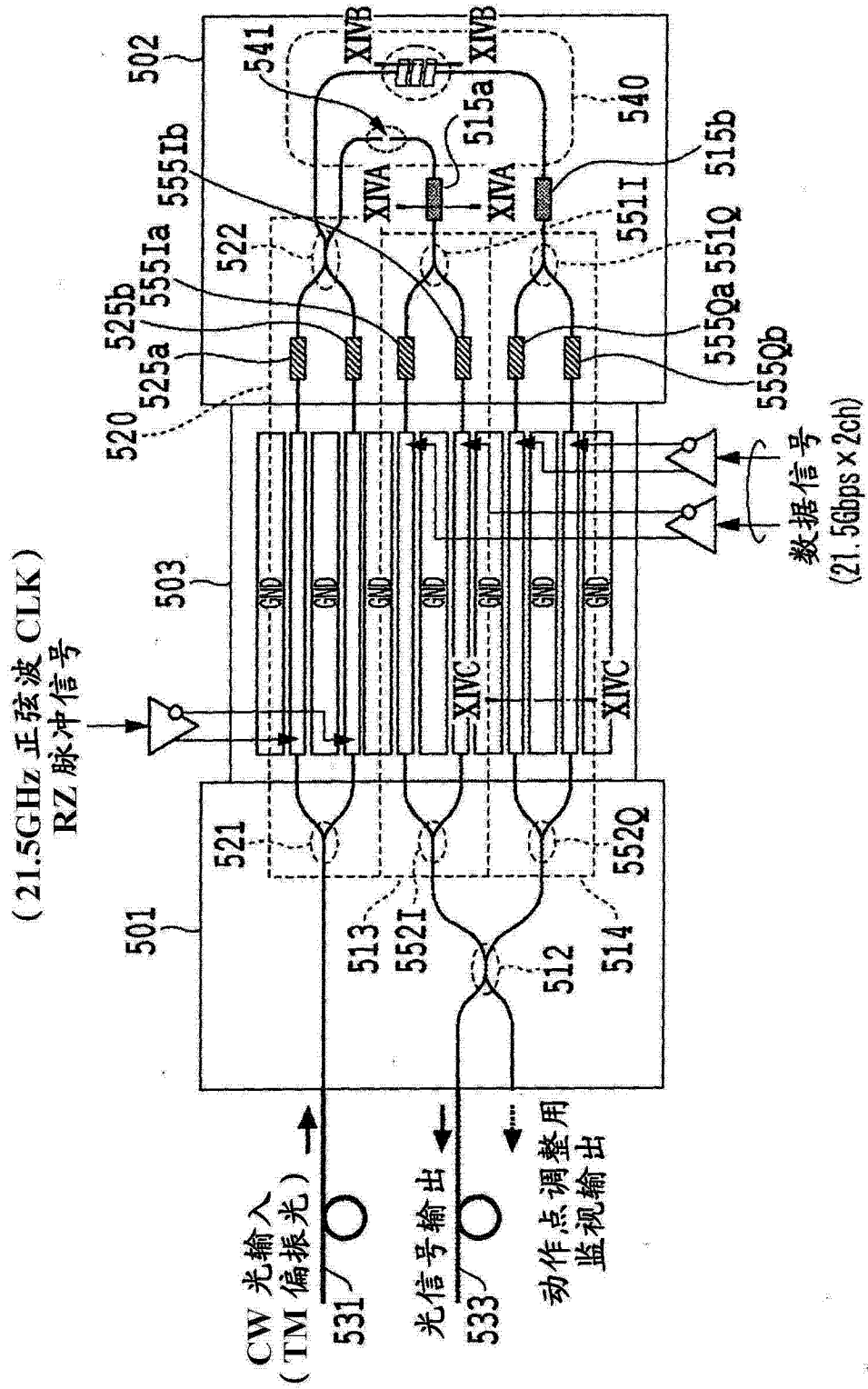


图 13

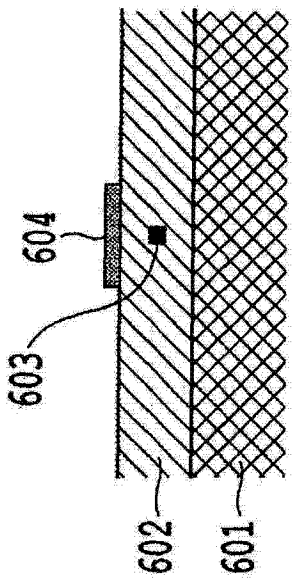


图 14A

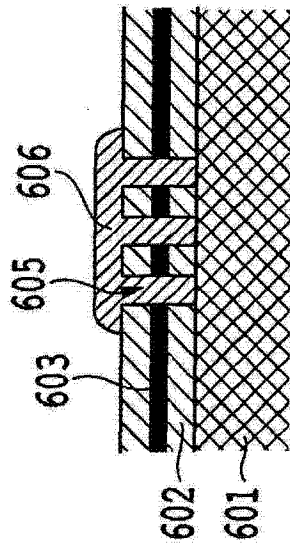


图 14B

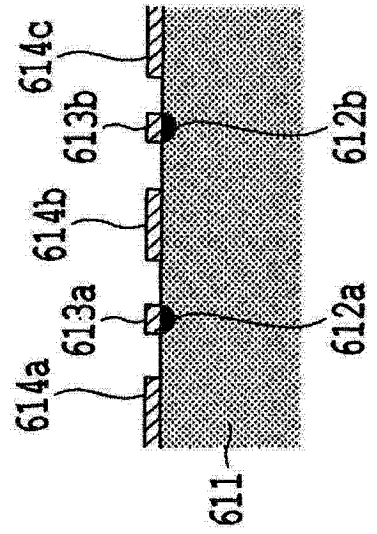


图 14C

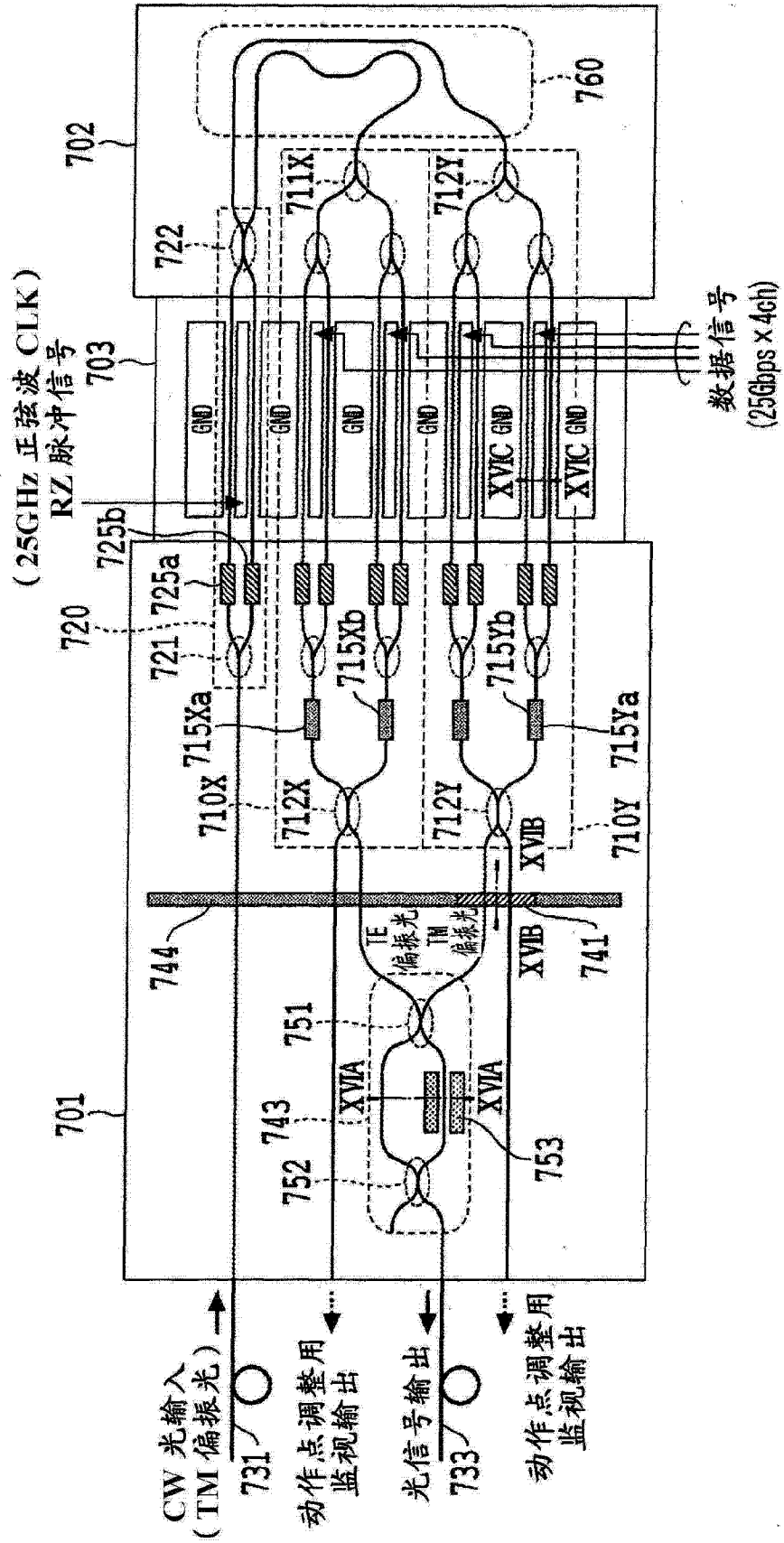


图 15

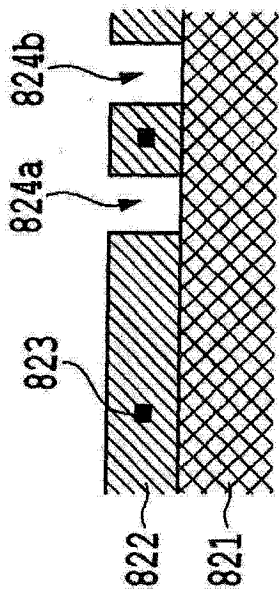


图 16A

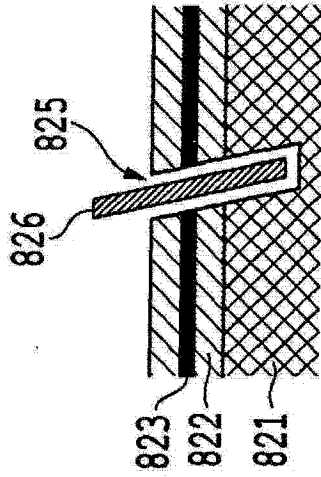


图 16B

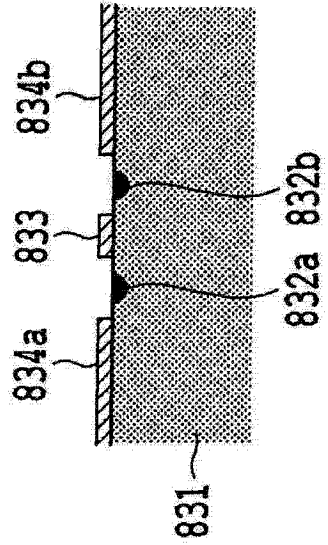
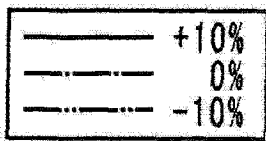


图 16C



驱动电压

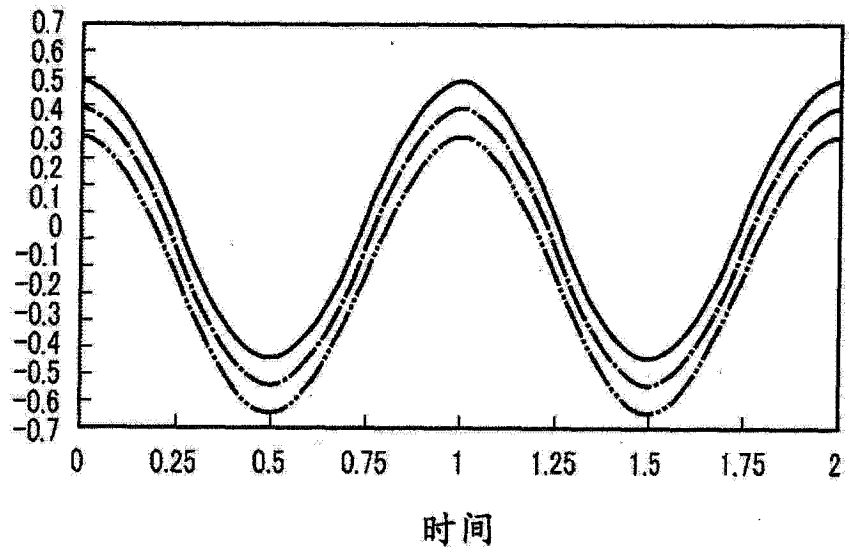


图 17A

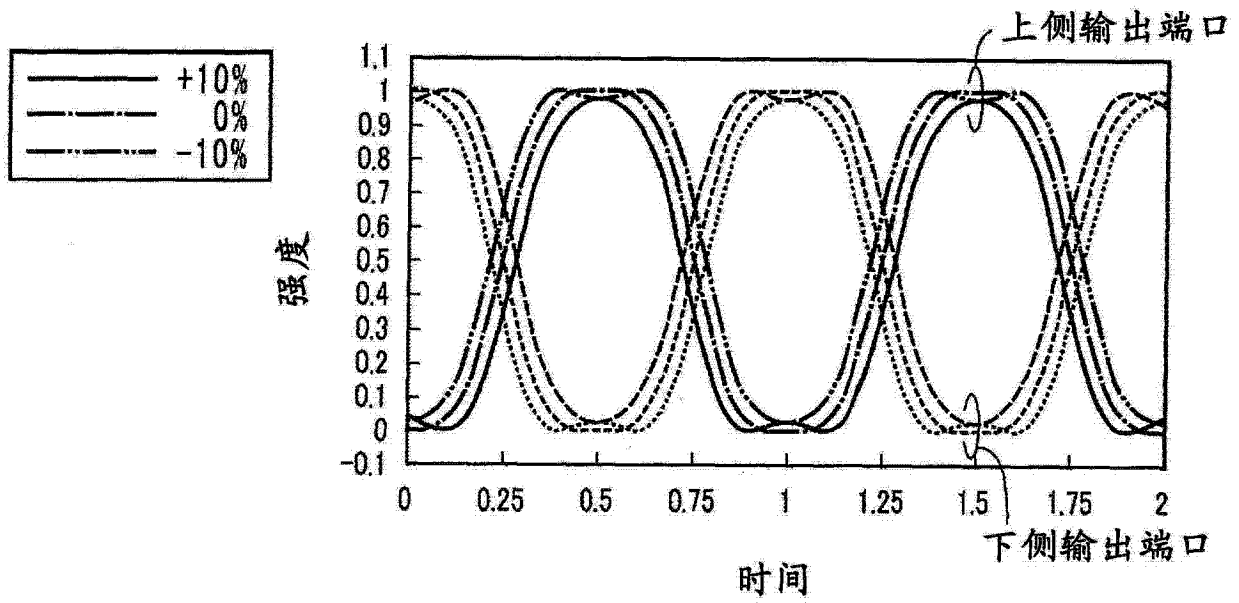


图 17B

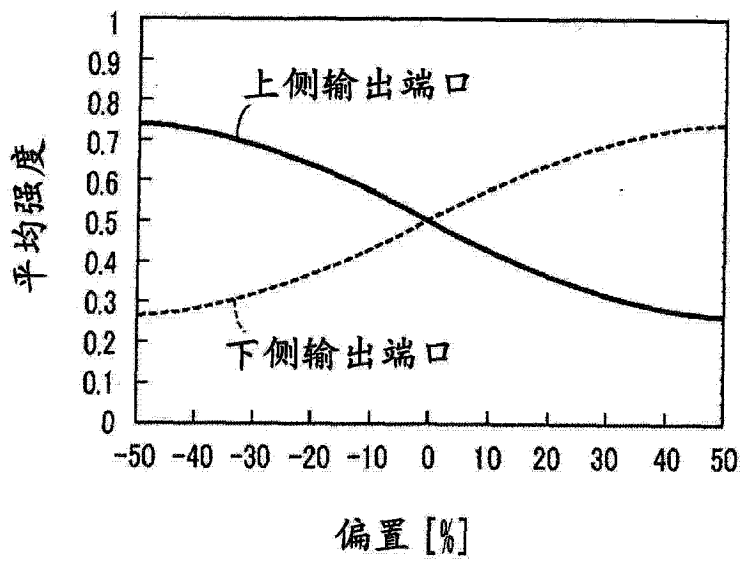


图 17C