



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102577183 A

(43) 申请公布日 2012. 07. 11

(21) 申请号 201080029095. X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2010. 07. 16

H04B 10/148 (2006. 01)

(30) 优先权数据

0912881. 0 2009. 07. 23 GB

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 12. 27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2010/053252 2010. 07. 16

(87) PCT申请的公布数据

W02011/010259 EN 2011. 01. 27

(71) 申请人 思科技术公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 克里斯托弗·佛路德格

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理

有限责任公司 11258

代理人 宋鹤

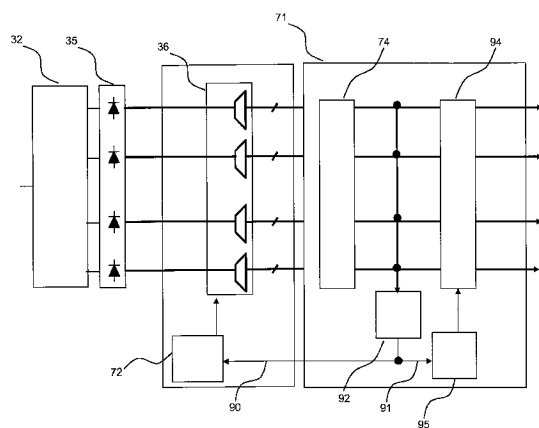
权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 19 页

(54) 发明名称

用于光学传输系统的时钟恢复

(57) 摘要

一种用于光学通信系统的接收机,其中该光学通信系统对所接收的信号失真进行校正。提供了一种利用反馈和前馈系统的时钟恢复系统。反馈环包括相位检测器和时钟源,前馈环包括相位检测器和用于延迟失真校正系统的输出的延迟元件。反馈环具有明显低于前馈路径的带宽。还提供了对抽头权重进行优化的方法以及获取初始抽头权重的方法。



1. 一种接收机,用于从光通信系统中的光电二极管接收至少一个输入信号,包括:  
模数转换器(ADC),被配置为对所述至少一个输入信号数字化并且输出数字化信号;  
数字处理系统,被配置为处理所述数字化信号并且输出经处理的信号;  
相位检测器,被配置为检测所述经处理的信号的定时相位并且输出指示该相位的信号;  
时钟源,该时钟源向所述模数转换器提供采样时钟信号,所述时钟源具有指示所述经处理的信号的相位的信号,作为控制所述采样时钟信号的输入;以及  
延迟元件,被配置为延迟所述经处理的信号并且输出延迟后的经处理的信号,所述延迟元件的延迟由所述相位检测器的输出控制。
2. 根据权利要求1所述的接收机,其中所述数字信号的处理包括对于在所述光传输系统中引入的失真的校正。
3. 根据权利要求1或2所述的接收机,其中所述数字处理系统包括用于处理所述数字化信号的有限脉冲响应(FIR)滤波器。
4. 根据权利要求3所述的接收机,其中所述FIR包括可变抽头权重。
5. 根据权利要求4所述的接收机,其中抽头权重更新算法被实现在所述处理系统中。
6. 根据任一前述权利要求所述的接收机,还包括:低通滤波器,被配置为对指示所述相位的所述信号进行滤波。
7. 根据权利要求6所述的接收机,其中指示所述相位的经滤波的信号被所述延迟元件利用,并且未经滤波的信号被所述时钟源利用。
8. 根据权利要求6所述的接收机,其中指示所述相位的所述经滤波的信号被所述延迟元件和所述时钟源利用。
9. 根据任一前述权利要求所述的接收机,其中所述时钟源被实现在具有至少一个ADC的设备中。
10. 根据任一前述权利要求所述的接收机,其中所述至少一个ADC和时钟源被实现在第一设备中,并且所述处理系统被实现在第二设备中。
11. 根据权利要求10所述的接收机,其中所述第二设备是ASIC。
12. 根据任一前述权利要求所述的接收机,其中所述处理系统实时地对所述信号进行处理。
13. 根据任一前述权利要求所述的接收机,还包括至少一个光电二极管,每个所述光电二极管向ADC提供输入。
14. 根据任一前述权利要求所述的接收机,包括四个ADC。
15. 根据任一前述权利要求所述的接收机,还包括光学本地振荡器和被配置为将所述光学本地振荡器与所接收的光学信号混合的至少一个光学混合器,所述至少一个光学混合器的输出是所述至少一个光电二极管的输入。
16. 根据任一前述权利要求所述的接收机,还包括:对所述数字处理系统的输出进行操作的载波恢复系统。
17. 根据任一前述权利要求所述的接收机,还包括:判决系统,被配置为判决所接收的符号的值。
18. 根据权利要求5所述的接收机,其中所述抽头更新算法利用包括以下内容的输入:

所述至少一个输入信号的延迟版本、所述延迟元件的输出、以及所判决出的符号,其中所述延迟版本的延迟与所述延迟元件应用于所述经处理的信号的延迟相同。

19. 根据任一前述权利要求所述的接收机,其中所述相位检测器被配置为选择与两个极化有关的两个信号中的一个信号或者它们二者。

20. 根据权利要求 3 所述的接收机,还包括用于中心化所述 FIR 滤波器的抽头权重的抽头权重中心化系统。

21. 根据任一前述权利要求所述的光学通信接收机,被配置为接收、校正、以及解码双极化正交相移键控的光学信号。

22. 一种接收经调制的光学信号的方法,包括以下步骤:

在至少一个光电二极管中接收光学信号;

利用 ADC 对所述光电二极管的输出数字化以提供输入信号;

处理所述输入信号以校正失真并且输出经校正的信号;

监控所述经校正的信号的定时相位并且输出指示该相位的相位信号;

利用所述相位信号来控制向所述 ADC 提供时钟信号的时钟源;以及

根据所述相位信号延迟所述经校正的信号。

23. 一种优化被用来校正光学通信接收机中的失真的 FIR 滤波器的抽头权重的方法,包括以下步骤:

监控所述 FIR 滤波器的抽头权重中心;

计算抽头权重中心相对于所述 FIR 滤波器的中心抽头位置的偏移;以及

利用所述偏移来定义 ADC 的采样时钟相位,其中所述 ADC 的输出被传递给所述 FIR 滤波器。

24. 根据权利要求 23 所述的方法,其中所述采样时钟相位是通过向指示由所述 FIR 滤波器输出的信号的定时相位的信号添加指示所述偏移的信号来定义的。

25. 根据权利要求 23 或 24 所述的方法,其中所述偏移被用来调节被应用于所述 FIR 滤波器的输出的延迟。

26. 一种最初获取用于校正光学通信接收机中的失真的 FIR 滤波器的抽头权重的方法,该方法由所述接收机执行并且包括以下步骤:

获取并存储所接收的信号的一系列采样;以及

将盲优化算法应用于所述一系列采样,以获取用于被配置为对所接收的光学信号进行均衡的所述接收机的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器的抽头权重的估计。

27. 根据权利要求 26 所述的方法,还包括将所述一系列采样传输到数字处理系统并且在该处理系统中执行盲优化的步骤。

28. 根据权利要求 26 或 27 所述的方法,其中所述盲优化算法在向前和向后两个方向上被应用于所述一系列采样。

29. 根据权利要求 26 至 28 中任一项所述的方法,还包括将所估计出的抽头权重传输到所述 FIR 滤波器的步骤。

30. 根据权利要求 29 所述的方法,还包括着手利用所述 FIR 滤波器来校正所接收的信号中的失真的步骤。

31. 根据权利要求 30 所述的方法,还包括激活所述接收机中的时钟恢复系统的步骤。

32. 根据权利要求 31 所述的方法,还包括以下步骤:

获取并存储所接收的信号的又一系列采样;以及

将盲优化算法应用于所述又一系列采样,以获取所述抽头权重的改善后的估计。

33. 根据权利要求 32 所述的方法,还包括将所述改善后的抽头权重应用于所述 FIR 滤波器并且利用这些抽头权重来校正所接收的信号中的失真的步骤。

34. 根据权利要求 31 或 33 所述的方法,还包括激活所述接收机中的判决系统以对由所接收的信号所代表的值进行解码的步骤。

35. 根据权利要求 34 所述的方法,还包括激活抽头更新算法的步骤,其中所述算法被配置为对所述抽头权重进行优化。

## 用于光学传输系统的时钟恢复

### 技术领域

[0001] 本发明涉及用于光学通信系统的接收机,尤其涉及双极化正交相移键控系统 中的时钟恢复。

### 背景技术

[0002] 两种基本的调制形式被用在光学通信系统中:幅移键控(ASK)和相移键控(PSK),它们分别在所发射的光的幅度和相位中对数据进行编码。直接检测法可以被用来检测和接收 ASK 信号,而不被用来检测和接收其中的数据无法从光的功率包络恢复出来的 PSK 信号。相干检测(其中所接收的光被与光学本地振荡器(LO)混合)使能 PSK 信号的接收。

[0003] 光学 LO 可以被锁定到输入光学信号的频率和相位(零差接收),或者可以被保持为非常接近但是不被精确锁定到输入光学信号(内差接收),或者可以处于显著不同于输入光学信号的频率处(外差接收)。将光学 LO 锁定到用于外差系统的输入信号会在光学实现方面造成很多实际困难,同时外差接收要求使用高频电子器件来去除频率偏移。内差接收提供了这样的折衷:光学 LO 的控制相对容易实现,并且电信号的带宽被保持为同样相对容易管理和处理的频率。

[0004] 特定形式的 PSK 是其中每符号对两个比特进行编码的四相 PSK(QPSK)。QPSK 信号的符号率是该信号携带的比特率的一半。图 1 示出了 QPSK 信号的功率 10 和电场 11。可以看出,每个符号的光学功率是相同的,并且信息驻留在信号的光学相位中。光学功率包络的变化是由符号之间的跳变导致的,并不传递任何信息。

[0005] 用于光学传输系统的光源一般是非常好地极化的激光。经过独立调制的源可以被极化复用以供传输,从而以双极化 QPSK(DP-QPSK)格式以单个波长来发送每符号 4 个比特。在 DP-QPSK 信号中,图 1 中所示的功率和眼图被独立重复,尽管在每个极性上它们通常在发射机侧在时间上被对齐。

[0006] 可以方便地从分别处于某符号率的 4 个独立的数据信号生成 DP-QPSK 光学信号。可以利用相对便宜的 10Gb/s 的电子组件,从四个 10Gb/s 的电信号生成 40Gb/s DP-QPSK 信号。图 2 示出了由处于某符号率的四个信号 20 至 23 驱动的 DP-QPSK 调制器的示意图。

[0007] 图 3 示出了用于接收 DP-QPSK 信号的接收机的示例。所接收的信号 30 被极化分束器 31 划分为两个正交的极化,并且每个信号被馈送到 90° 光学混合器 32、33。光学 LO 34 也被馈送到每个混合器 32 和 33,用于与数据信号混合。每个混合器的输出被递送到单独的光电探测器 35a、35b、35c、35d 以将它们 的幅度转换为电信号,然后这些电信号被模数转换器(ADC)36a、36b、36c、36d 转换为数字值。这些值被传递给 ASIC 37 进行数字信号处理。

[0008] 来自光电二极管的输出表达如下:

[0009]

$$V_{x0} = |E_{sx} + E_{LO}|^2 = |E_{sx}|^2 + |E_{LO}|^2 + 2\Re\{E_{sx}E_{LO}^*\}$$

[0010]

$$V_{x90} = |E_{sx} + jE_{LO}|^2 = |E_{sx}|^2 + |E_{LO}|^2 + 2\Im\{E_{sx}E_{LO}^*\}$$

[0011]

$$V_{y0} = |E_{sy} + E_{LO}|^2 = |E_{sy}|^2 + |E_{LO}|^2 + 2\Re\{E_{sy}E_{LO}^*\}$$

[0012]

$$V_{y90} = |E_{sy} + jE_{LO}|^2 = |E_{sy}|^2 + |E_{LO}|^2 + 2\Im\{E_{sy}E_{LO}^*\}$$

[0013] 每个等式右侧的前两项都比较小,或者可以被电子组件去除,留下由每行的右侧的项目表示的检测出的信号。从而,传递给 ASIC 37 的每个电信号代表数据信号和光学 LO 的组合。所以,ASIC 必须从这些信号去除残余的 LO,以能使数据的解码。

[0014] 光学信号在它们的传输期间会例如,由于色散而遭遇失真。已知有限脉冲响应 (FIR) 滤波器在去除诸如色散 (CD) 之类的线性色散方面是有效的(参见例如, J. H. Winters 所著的“Equalization in Coherent Lightwave Systems Using a Fractionally Spaced Equalizer”, JLT, Vol. 8, No. 10, 1999 年 10 月和 Taylor, M. (2004) 所著的“Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments”, Photonics Technology Letters, IEEE 16(2), 647-676, 这两项内容通过引用被结合于此)。图 4 示出了利用 FIR 滤波器 40 来校正失真并利用载波恢复块 41 来去除残留的 LO 偏移信号的用于单极化的接收机的简化框图。

[0015] 在 FIR 滤波器 40 的校正之后,符号是离散的并且由于 LO 偏移而被定位在任意相位(如 42 处所示)处。载波恢复块 41 去除偏移,从而使得相位位于 QPSK 信号的期望星座图 43 上。

[0016] 图 5 示出了被如本领域公知的实现的 FIR 滤波器 40 的示例配置。

[0017] 在传输期间,光学信号的极化被旋转,并且可以被以任何任意的对齐方式接收,而不必像以上假设的那样与接收机对齐。当极化处于未知状态时, FIR 滤波器的蝴蝶型结构可以被用来处理所接收的信号。图 6 示出了用于执行这种解复用的滤波器结构,如同例如 Savory 等所著的“Digital Equalisation of 40Gbit/s per Wavelength Transmission over 2480km of Standard Fibre without Optical Dispersion Compensation”, ECOC2006, Paper 2.5.5, 2006 中所描述的,其中该内容通过引用被结合于此。

[0018] 图 7 示出了用于光学通信系统的数字接收机系统的框图。如上面所述,在块 32 中输入信号 70 被与本地振荡器混合,并被馈送至一组四个光电二极管 35。光电二极管的输出在 ADC 36 中被数字化,并且输出被传递到数字处理系统 71。数字处理系统 71 一般由 CMOS 专用集成电路 (ASIC) 提供,但是也可以是适用于执行所要求的任务的任何系统(例如, DSP 是适当的),其中 ASIC 被具体设计用于处理数字化信号并且包括校正失真的均衡器 74。处理系统实时处理数据,所以必需能够以满数据载荷进行操作。例如,一般的接收机可以接收 10 至 40Gb/s 的信号用于处理。ASIC 提供用于执行该处理的方便的系统,因为它们允许设计用于应付如此高的数据速率的处理的高度并行的系统。

[0019] ADC、处理系统、以及其他组件可以由单个设备提供,也可以在适当的情况下被分离在不同设备之间。相同或不同类型的设备可以适用于每种功能。

[0020] 输入信号的数据时钟频率和相位必须被得出,以使 ADC 可以以正确的点和采样速率对输入信号进行采样。如图 7 中所示的传统方式是使用有相位检测器 73 和电压控制振荡

器 (VCO) 72 形成的模拟锁相环 (PLL)。尽管没有明确示出,但是将会明白,环路滤波器将被结合在 PLL 中。一般,将其定位在 VCO 附近是很方便的,所以可以认为其形成了图 7 中所示的 VCO 块 72 的一部分。但是,传入信号可以失真,从而使得该系统无法追踪信号从而获取时钟相位。例如,失真校正可以容忍显著高于传统的模拟 PLL 已经示出的能够处理的 10000 至 20000ps/nm 的偏差。

[0021] 图 8 中所示的替代方法利用数字相位检测器 80 对经均衡的信号进行操作来控制 VCO 72。为了满足某些电信标准 (例如, G. 8251), 可以要求大于 1MHz 的 PLL 带宽。但是,校正系统 74 将影响操作的延迟引入了 PLL。具体地,增益尖峰被引入,从而使得非常难 (如果不是不可能的话) 满足标准要求的性能。处理器可能需要 10 至 40 个时钟周期来执行均衡处理,并且一般以 300 至 600MHz 进行操作 (假设反馈环中有 30 至 100ns 的延迟,这足以使 1MHz 的 PLL 的性能劣化)。图 9 示出了证明具有 1MHz 带宽的图 8 的 PLL 上的延迟效果的抖动屏蔽 (Jitter mask)。即使在该环中利用 16 个时钟周期的延迟,性能也被降低到了所要求的等级之下。相反,在类似的实数方式中,在无线电域中,处理速率远高于数据速率,从而使得对于反馈环的操作的延迟不太明显。

[0022] 所以,需要一种可以从诸如未经补偿的 DP-QPSK 信号之类的高度失真的信号执行时钟恢复的时钟恢复系统。

[0023] 光学传输系统接收机的启动可能是困难的或者不可能的。时钟恢复和补偿系统是相互依赖的,并且在一个系统没有处于至少部分操作的状态下另一个系统无法开始操作。所以需要一种能够对这样的系统中的接收机进行初始化的方法。

## 发明内容

[0024] 提供“发明内容”以通过简要形式介绍在下面的“具体实施方式”部分进一步描述的概念的选择。该“发明内容”不用于标识所请求保护的主题的关键特征或者本质特征,也不用作确定所请求保护的主题的范围的帮助。

[0025] 提供了一种用于从光学通信系统中的光电二极管接收至少一个输入信号的接收机,包括:模数转换器 (ADC),被配置为对至少一个输入信号进行数字化并且输出数字化信号;数字处理系统,被配置为处理数字化信号并输出经处理的信号;相位检测器,被配置为检测经处理的信号的定时相位并且输出指示该相位的信号;时钟源,该时钟源向模数转换器提供采样时钟信号,时钟源具有指示所述经处理的信号的相位的信号,作为控制采样时钟信号的输入;以及延迟元件,被配置为延迟经处理的信号并输出延迟后的经处理的信号,延迟元件的延迟由相位检测器的输出控制。

[0026] 数字信号的处理可以包括在光学传输系统中引入的失真的校正。

[0027] 数字处理系统可以包括用于处理数字化信号的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器。

[0028] FIR 可以包括可变抽头权重。

[0029] 抽头权重更新算法可以被实现在处理系统中。

[0030] 接收机可以进一步包括被配置为对指示相位的信号进行滤波的低通滤波器。

[0031] 指示相位的经过滤的信号可以被延迟元件利用,并且未经滤波的信号可以被时钟源利用。

[0032] 指示相位的经滤波的信号可以被延迟元件和时钟源利用。

- [0033] 时钟源可以被实现在具有至少一个 ADC 的设备中。
- [0034] 时钟源可以被实现为独立于至少一个 ADC 的独立设备。
- [0035] 至少一个 ADC 和时钟源可以被实现在第一设备中,并且处理系统可以被实现在第二设备中。
- [0036] 第二设备可以是 ASIC。
- [0037] 处理系统可以实时处理信号。
- [0038] 接收机可以进一步包括至少一个光电二极管,每个光电二极管向 ADC 提供输入。
- [0039] 接收机可以包括四个 ADC。
- [0040] 接收机可以进一步包括光学本地振荡器和被配置为将光学本地振荡器与所接收的光学信号进行混合的至少一个光学混合器,至少一个光学混合器的输出是至少一个光电二极管的输入。
- [0041] 接收机可以进一步包括对数字处理系统的输出进行操作的载波恢复系统。
- [0042] 接收机可以进一步包括被配置为判决所接收的符号的值的判决系统。
- [0043] 抽头更新算法可以利用包括以下内容的输入:至少一个输入信号的延迟版本,该延迟与延迟元件应用于经处理的信号的延迟相同;延迟元件的输出;以及所判决出的符号。
- [0044] 相位检测器可以被配置为选择与两个极化有关的两个信号中的一个或两个信号。
- [0045] 接收机可以进一步包括用于中心化 FIR 滤波器的抽头权重的抽头权重中心化系统。
- [0046] 接收机可以被配置为接收、校正、并且解码双极化正交相移键控光学信号。
- [0047] 还提供了一种接收经调制的光学信号的方法,包括以下步骤:在至少一个光电二极管中接收光学信号;利用 ADC 对光电二极管的输出进行数字化以提供输入信号;处理输入信号以校正失真并且输出经校正的信号;监控经校正的信号的定时相位并输出指示该相位的相位信号;利用相位信号来控制时钟源向 ADC 提供时钟信号;以及根据相位信号对经校正的信号进行延迟。
- [0048] 还提供了一种优化被用来校正光学通信接收机中的失真的 FIR 滤波器中的抽头权重的方法,包括以下步骤:监控 FIR 滤波器的抽头权重中心;根据 FIR 滤波器的中心抽头位置计算抽头权重中心的偏移;以及利用该偏移来定义 ADC 的采样时钟相位,其中该 ADC 的输出被传递到 FIR 滤波器。
- [0049] 可以通过将指示偏移的信号添加到指示由 FIR 滤波器输出的信号的相位的信号来定义采样时钟相位。
- [0050] 该偏移可以被用来调整被应用于 FIR 滤波器的输出的延迟。
- [0051] 还提供了一种最初获取用于校正光学通信接收机中的失真的 FIR 滤波器的抽头权重的方法,该方法由接收机执行并且包括以下步骤:获取并存储所接收的信号的一系列采样;将盲优化算法应用于该系列采样以获取被配置为对所接收的光学信号进行均衡的接收机的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器的抽头权重的估计。
- [0052] 该方法可以进一步包括将该系列采样传输给数字处理系统并且在该处理系统中执行盲优化的步骤。
- [0053] 盲优化算法可以在向前和向后二个方向中被应用于该系列采样。



- [0054] 该方法可以进一步包括将估计出的抽头权重传输给 FIR 滤波器的步骤。
- [0055] 该方法可以进一步包括利用 FIR 滤波器着手校正所接收的信号中的失真的步骤。
- [0056] 该方法可以进一步包括激活接收机中的时钟恢复系统的步骤。
- [0057] 该方法可以进一步包括获取并存储所接收的信号的又一系列采样并且将盲优化算法应用于该又一系列采样以获取抽头权重的经改善的估计的步骤。
- [0058] 该方法可以进一步包括将经改善的抽头权重应用于 FIR 滤波器并且利用这些抽头权重来校正所接收的信号中的失真的步骤。
- [0059] 该方法可以进一步包括激活接收机中的判决系统以解码所接收的信号所表示的值的步骤。
- [0060] 该方法可以进一步包括激活抽头更新算法的步骤,所述算法被配置为对抽头权重进行优化。
- [0061] 对于本领域技术人员显而易见的是,优选特征可以在适当的情况下被结合在一起,或者可以被与本发明的任一方面结合在一起。

#### 附图说明

- [0062] 将参考以下的附图通过示例描述本发明的实施例,其中:
- [0063] 图 1 示出了 QPSK 信号的功率和相位眼图;
- [0064] 图 2 示出了示例 QPSK 发射机;
- [0065] 图 3 示出了相干接收机的一部分;
- [0066] 图 4 示出了用于光学通信系统的数字接收机的框图;
- [0067] 图 5 示出了 FIR 滤波器的示例;
- [0068] 图 6 示出了用于双极化系统的接收机的示例;
- [0069] 图 7 示出了使用模拟锁相环的接收机的框图;
- [0070] 图 8 示出了使用组合在一起的数字和模拟锁相环的接收机的框图;
- [0071] 图 9 示出了说明具有 1MHz 带宽的图 8 的反馈环上的延迟的效果的抖动屏蔽;
- [0072] 图 10 示出了使用组合在一起的反馈和前馈信号进行时钟恢复的光学接收机的示例;
- [0073] 图 11 示出了抖动屏蔽;
- [0074] 图 12 示出了光学通信接收机的框图;
- [0075] 图 13 示出了相位检测系统;
- [0076] 图 14 示出了所要求的相位检测器输出的图表;
- [0077] 图 15 示出了时钟锁检测系统;
- [0078] 图 16 示出了 FIR 滤波器中的抽头权重的示例;
- [0079] 图 17 示出了时钟获取的方法;
- [0080] 图 18 示出了时钟和抽头权重获取的示例;以及
- [0081] 图 19 示出了图 18 的方法的不同视图。

#### 具体实施方式

- [0082] 下面仅通过示例描述本发明的实施例。这些示例代表申请人当前所知的将本发明

付诸实际的最佳方式,虽然它们不是可以实现本发明的唯一方式。本说明给出了示例的功能以及用于构建和操作该示例的步骤序列。但是,相同或者等同的功能和序列可以由不同的示例实现。

[0083] 40Gbit/s 的 DP-QPSK 传输系统被用作以下描述的基础,但是所描述的技术可以应用于各种传输格式和速率而无需麻烦的修改。

[0084] 图 10 示出了使用反馈环 90 和前馈路径 91 的时钟恢复系统的框图。相位检测器 92 检测均衡器 74 的输出的相位。相位检测器 92 的输出被反馈到电压控制振荡器 (VCO) 72,其中该电压控制振荡器提供用于模数转换器 (ADC) 36 进行的采样的时钟。VCO 72、ADC 36、均衡器 74、以及相位检测器 92 形成了锁相环 (PLL)。相位检测器 92 的输出也被前馈到数字延迟元件 94,其中该数字延迟元件用于延迟从均衡器 74 输出的采样。数字延迟元件 94 提供作用于被传递给该元件的采样的时间调节功能。可以使用内插器来实现数字延迟元件 94,例如在 H. Meyr, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel 所著的“Digital Communication Receivers”, Wiley&Sons, ISBN 0-471-50275-8 中所描述的内插器,该文章的内容通过引用被结合于此。

[0085] PLL 具有 50-100kHz 数量级上的相对较低的带宽,去除频率偏移并且缓慢改变来自时钟的相位偏移。PLL 的低带宽意味着均衡器 74 的处理延迟并不会在反馈环中导致显著的增益尖峰,如在 PLL 的带宽也足以去除快速改变的相位偏移时所看到的。

[0086] 延迟元件 94 通过充当数字内插器来去除残留在信号上的较高频率的相位抖动来延迟从均衡器 74 输出的采样的位置。位于延迟元件之前的低通滤波器 95 具有大约 1-4MHz 的带宽。

[0087] 在滤波器带宽为 PLL 带宽的至少约 10 倍的条件,低通滤波器可以被与相位检测器组合在一起,从而使得其仅有效地对前馈路径产生影响。无论低通滤波器是被结合到了相位检测器中还是单独的,外部环的带宽都应该低于相位检测器和延迟元件 94 的带宽。

[0088] 较低频率的反馈环和由前馈信号控制的延迟元件的组合至少减轻了结合现有系统描述的一些问题,并且使得时钟恢复系统能够满足所要求的标准。

[0089] 图 11 示出了 G. 8251 抖动屏蔽和用于图 10 的系统的一系列块图。虚线 100 标记出了必须容忍的最小抖动值。该仿真假定 372ns (125 个时钟周期) 的处理延迟以及 100kHz 的模拟闭环带宽。即使利用这种相对较大的处理延迟,具有 5.4MHz 的 3dB 点的低通滤波器也可以舒适地满足该标准。图 12 示出了用于校正失真、执行时钟恢复、以及对所接收的数据进行解码的接收机系统的框图。图 12 中所示的系统涉及单极化,并且被复制 (除了被共享的光电二极管和 ADC 之外) 用于第二极化。

[0090] 如前面所说明的,四个光电二极管 35 接收来自 90° 混合器的四个输出,其中该混合器将光学信号与光学本地振荡器混合。这些光电二极管的输出被使用 ADC 36 数字化,其中 ADC 的采样时钟是由与参考图 8 所述的相位检测器 92 结合在一起配置的 VCO 72 提供的。

[0091] 上部的光电二极管对 (实信号线) 用于上述的极化分离器的第一输出,并且下部的光电二极管对 (虚信号线) 用于该分离器的第二输出。来自每对光电二极管的信号被组合在一起以给出复数值信号 (包括实部和虚部) 110 和 111 并且被传递给均衡器 112。如前面所说明的,“蝴蝶型”均衡器结构校正了输入的光学信号的未知极化。

[0092] 延迟元件 113 作用于均衡器 112 的输出,以去除没有被 PLL 追踪的任何高频相位抖动。延迟元件 113 的输出被传递给载波恢复系统 114,以去除本地振荡器偏移。示例性的

载波恢复系统在 Viterbi, A. (1983), "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission", Information Theory, IEEE Transactions 29(4), 543-551, 以及 H. Meyr, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel, "Digital Communication Receivers", Wiley&Sons, ISBN 0-471-50275-8. pp. 311-322 中被公开, 它们的内容通过引用被结合于此。

[0093] 判决电路 115 判决符号值 (在该示例性 DP-QPSK 系统中, 来自均衡器的输出表示 QPSK 信号, 所以每个符号携带两个比特) 并且在 119 输出判决出的符号。

[0094] 判决指导的抽头更新系统 116 被设置用于控制并保持均衡器 112 的抽头权重, 以使该系统连续监控并追踪输入信号。抽头更新系统 116 运行采用输入信号 117、经均衡的信号 118、以及判决出的符号 119 为输入的抽头更新算法。为了保证输入信号和经均衡的信号 118 之间的相关性, 第二延迟元件 1100 被用在馈送至抽头更新系统的输入信号上, 以模仿由第一延迟元件应用的延迟。所以, 被传递给更新算法的输入信号实际上是经延迟的输入信号 1101, 所以该算法并不看由第一延迟元件 113 引入的延迟。判决出的符号信号 119 也不同于输入信号 1101 和经均衡的数据 118, 因为载波偏移已经被去除。所以判决出的符号必须被“重新旋转 (re-spin)”, 以使它们与其他信号相关。这是通过将载波相位估计器 1103 的输出应用于 1102 判决出的符号实现的。

[0095] 抽头更新算法可以是用于提供所要求的功能的任何适当算法, 并且各种选项是本领域已知的。通过示例, 针对最小均方 (LMS) 算法给出了以下描述。

[0096] 首先, 均衡器输出和判决出的符号之间的差的误差向量被如下计算:

$$[0097] \quad \bar{e}_k = \bar{y}_k - \bar{p}_k$$

[0098] 我们注意到, 使用变量上的横线来指示复数值, 并且使用粗体字指示矩阵。其中,  $y_k$  是判决出的符号输出:

$$[0099] \quad \bar{y} = \bar{d}(k)e^{+j\hat{\theta}_k}$$

[0100] 并且  $p_k$  是均衡器输出:

$$[0101] \quad \bar{p} = \bar{w}^H \bar{v}$$

[0102] 其中,  $H$  是厄密变换 (或共轭变换)。抽头系数然后被计算出来:

$$[0103] \quad \bar{w}_{k+1} = (1-\alpha)\bar{w}_k + \mu\bar{e}_k * \bar{v}_k$$

[0104] 其中,  $\bar{w}$  = 抽头权重矩阵,  $\alpha$  = 泄漏系数,  $\mu$  是更新率,  $\bar{v}$  是经均衡的输入信号矩阵。经延迟的输入信号  $\bar{v}_k$  被与误差值  $\bar{e}$  和抽头更新率  $\mu$  相乘。等式中的第一项将“泄漏因子”  $\alpha$  应用于先前的抽头权重, 这使得它们随着时间衰退。

[0105] 从而, 图 12 的接收机系统提供了一种用于对所接收的信号进行均衡, 执行时钟恢复, 动态更新均衡器以追踪变化条件, 以及确定所接收的符号的值的系统。如以前注意到的, 可比较的系统可以被用来处理 DP-QPSK 系统的第二极化。

[0106] 图 13 示出了适用于 DP-QPSK 系统的相位检测器的框图。这种相位检测器的操作在 Oerder, H. (1988 年 5 月) 所著的“Digital filter and square timing recovery”, Communications, IEEE Transaction on 36(5), 605-612 以及 Zhu, M. S. M. (2005 年 11 月) 所著的“Feedforward symbol timing recovery technique using two samples per symbol”, Circuits and Systems I: Regular Paper, IEEE Transactions on [Circuit and systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on] 52(11),

2490-2500 中被描述,其中它们的内容通过引用被结合于此。

[0107] 为了简明,下面给出了关于图 13 中所示的块以及第一信号的描述,但是该描述应用于图 13 中的被并行复制的每个块。

[0108] 如以上参考文献中所描述的,输入信号 120 首先被与半速率正弦或者预弦时钟相乘。在图 13 中所示的每个符号使用两个采样进行操作的实施方式中,这是通过传递交替的采样以分离数据路径 121 和 122 实现的。路径 121 接收偶数 (A) 采样,路径 122 接收奇数 (B) 采样。偶数和奇数被用作仅用来区分一个采样子集与另一个采样子集的标签。这些采样然后被传递通过低通滤波器 123 (例如,有限脉冲响应 (FIR) 滤波器),以去除信号中的扭曲相位检测器输出的高频成分 (当利用每符号 2 个采样进行工作时)。复数值  $(u+vj)$  然后在块 124 处被乘方,以给出时钟相位向量 125。

[0109] 四个时钟相位向量信号在加法器 120、121 中被相加。加法器 120、121 是可选的,以允许选择时钟相位向量信号中的一个或多个。当处于稳定状态时,最优选的是相位检测器对所有信号 (即,双极化) 进行操作以给出最佳的精确性。但是,在启动期间或者在其他时间,针对一个极化的均衡器的输出有可能是不足的,所以相位检测器仅可以利用好的极化来检测相位。相位检测器然后可以基于系统的性能被动态切换,以利用一个或两个极化信号。

[0110] 时钟相位向量然后在块 122、123 处被平均化,并且被利用反正切  $((1/2\pi) \tan^{-1}(N/D))$  块 124 转换为相位值。对相位向量而不是相位值进行平均使得系统对于周跳 (cycle slip) 更加鲁棒。平均化块 122、123 的参数限定了相位检测器的带宽。

[0111] 展开块 125 去除  $\pm\pi$  弧度间隔处的不连续性,并且允许相位检测器追踪示出理想输出的图 14 中所示的多个单位间隔上的相位变化,其中图 14 示出了相位检测器输出 (单位间隔 (UI)) 相对于输入相位 (UI) 的块图。如图 14 中所示,输出应该是线性的,因为信号被用作控制延迟元件 113 的前馈信号。延迟元件 113 不能提供无限延迟,所以饱和块 126 对预定值的信号进行饱和化处理 (图 14 中的 2 个单位间隔)。

[0112] 相位值输出被分离开,并且被根据下面描述的抽头权重相位检测器 1202 而调节 127、128。输出 129、1200 被分别用作 VCO 72 和延迟元件 113 的输入。

[0113] 图 15 示出了可以被设置用于分析并指示时钟恢复系统是否已经被锁定到所接收的数据信号的时钟频率偏移监控器 1201 的框图。块 140 处比较连续的相位值,以给出这些值之间的相位变化。当相位在正切  $\theta$  函数的边缘上移动时,块 141 执行展开 (unwrap) 功能以防止错误指示。无限脉冲响应 (IIR) 滤波器 142 对信号进行滤波,并且生成指示所接收的数据时钟和本地时钟之间的偏移的信号 143。当该值稳定时,锁定被获取。时钟锁的指示可以被处理系统用来控制数据的解码或者用于一般的系统控制。

[0114] 诸如均衡器中所使用的 FIR 滤波器之类的 FIR 滤波器可以通过在采样之间进行内插来充当可变延迟元件。这是由抽头权重向左或者向右移位引起的。图 15a 和 15b 示出了 FIR 滤波器的抽头权重的块图,其中每个抽头权重具有相同的脉冲响应,但是图 16b 中的抽头权重被偏离中心移位,以引入相对于图 16a 中的权重的延迟。图 16a 中所示的位于中心的权重相对于图 16b 中所示的偏离中心的权重能够更好地校正增大的失真,所以为了优化均衡器性能优选抽头权重位于中心。

[0115] 作为 FIR 的均衡器 112 尝试追踪并校正导致抽头权重从它们的中心位置移开的任

何慢时钟相移。偏离中心的抽头权重不能较好地对增加的失真进行均衡,所以系统性能会被劣化。慢时钟相移可以由 PLL 而不是均衡器来校正。

[0116] 抽头权重相位检测器 1202 被设置用于监控抽头权重的中心化,并且提供指示抽头权重中心偏移的校正信号。

[0117] 由抽头权重相位检测器 1202 输出的校正信号被分离开,以供 VCO 72 和延迟元件 113 使用。用于 VCO 72 的信号传递到乘法器 1203,在乘法器 1203 该信号被与系数  $K_{\text{tapPLL}}$  相乘。用于延迟元件的信号传递到乘法器 1204,在乘法器 1204 该信号被与系数  $K_{\text{tapDE}}$  相乘。 $K_{\text{tapPLL}}$  和  $K_{\text{tapDE}}$  限定了分别被添加到 VCO 72 和延迟元件 113 的相位值的校正信号的幅度。加法器 127 和 128 分别将校正信号添加到 VCO 72 和延迟元件 133 的相位信号。

[0118] 在第一示例中,  $K_{\text{tapDE}}$  被设置为零,从而使得校正信号仅被施加于 VCO 72。在第二示例中,  $K_{\text{tapDE}}$  可以为非零,从而使得该校正被施加于 VCO 72 和延迟元件 133 二者。

[0119] 施加于 VCO 72 (和延迟元件 113,如果  $K_{\text{tapDE}} \neq 0$ ) 的校正信号使得抽头权重在抽头更新系统的动作下重新向中心集中。

[0120] 在一种替代实施方式中,校正信号可以被直接用于调节抽头权重。该信号应该被缓慢施加,以允许 VCO 72 和延迟元件 133 追踪变化从而避免均衡器性能的劣化。

[0121] 用于 x 极化的抽头权重中心可以使用以下等式计算:

$$[0122] \quad \hat{n}_X = \frac{\sum_n n \left( |\bar{h}_{xxn}|^2 + |\bar{h}_{yxn}|^2 \right)}{\sum_n \left( |\bar{h}_{xxn}|^2 + |\bar{h}_{yxn}|^2 \right)}$$

[0123] 其中,  $\bar{h}_{xxn}$  和  $\bar{h}_{yxn}$  分别是对 X 极化进行均衡的 X-X 滤波器和 Y-X 滤波器的复数值子矩阵  $\bar{\mathbf{h}}_{xx}$  和  $\bar{\mathbf{h}}_{yx}$  的第 n 个元素, X-X 滤波器和 Y-X 滤波器均衡 X 极化:

$$[0124] \quad \bar{\mathbf{w}} = \begin{pmatrix} \bar{h}_{xx} \\ \bar{h}_{yx} \end{pmatrix}$$

[0125] 可比较的等式被用于 Y 极化。抽头权重相位 (抽头权重中心和中心抽头之间的差) 然后由以下等式给出:

[0126]

$$\varphi_{\text{tapX}} = n_{\text{centre}} - \hat{n}_X$$

[0127] 其中,  $n_{\text{centre}}$  是中心抽头的编号。

[0128] 抽头权重相位被与如图 13 中所示的相位检测器的输出组合在一起,以校正 VCO 72 和延迟元件 113 的相位,从而使得抽头权重向中心位置移动。抽头权重相位信号输出可以是 X 和 Y 极化二者的组合,或者可以是以 X 和 Y 中的一个或者另一个极化为基础的。期望根据信号的相对质量,或者在这两个极化之一还没有正确获取稳定的抽头权重的情况下,从一个或两个极化中选择。

[0129] 当传输系统启动时,接收机还没有用于均衡器的抽头权重校正或者时钟相位的信息。为了使相位检测器获取信号的相位 (从而使时钟恢复系统被操作),均衡器必须至少在一定程度上对所接收的信号进行均衡。但是,用于均衡器的抽头权重的确定依赖于时钟恢复系统。

[0130] 图 17 示出了用于获取时钟相位和初始抽头权重以使该系统启动的系统的流程

图。图 19 提供了在获取 187 和追踪 188 相位期间图 17 和图 18 的展示由该系统的每个部分执行的功能并且在 ASIC 和 DSP 之间传输数据的方法的替代视图。图 19 上的参考标号涉及图 17 和图 18 的块。

[0131] 在块 160 处,数据 183 的一系列采样 180 被 ASIC 181 获取。例如,可以以每符号两个采样的一般采样率来获取 4000 个采样(这里给出了 2000 个符号)。在块 161 处,该系列采样被传输到数字信号处理器(DSP)182,以供 DSP 根据 DSP 的编程而进行处理。在块 162 处,DSP 将盲优化算法应用于采样 180,以识别可以被用来对输入信号进行均衡化的初始的抽头权重集合。

[0132] 与用于执行该算法的 ASIC 181 相关联的 DSP 的使用是方便地,因为其可以被编程以执行所要求的具体算法。由于该算法并不需要被实时应用,所以相对于实时处理所接收的数据的处理系统而言,DSP 182 的性能要求降低。在 ASIC 181 中提供该功能很可能比利用 DSP 182 更贵且更复杂,所以这两个设备的使用可以是更加成本高效的。但是,该方法可以同等地被应用在单个设备中(如果合适的话)。另外,ASIC 实施方式一般将以高度并行的方式工作,并且更新率  $\mu$  可以由反馈延迟限制。非实时的实施方式允许基本上更高的更新系数被使用,并且相同的数据可以被处理数次直到抽头权重被汇聚为止。短数据块的使用意味着,时钟偏移(其可以为 100 至 200ppm)并不显著,以防止初始的抽头权重集合的获取。

[0133] 在块 163 处,初始的抽头权重被传输至 ASIC 181,并且被应用于均衡器。均衡器输出现在可以是经部分校正的信号,相位检测器可以根据该信号进行操作。在块 164 处,PLL 被激活。假设信道稳定,均衡器的输出将是有效的并且 PLL 将在块 165 处获取时钟并且将去除时钟偏移。

[0134] 一旦时钟被获取,则在块 166 处,数字延迟元件和判决指示的反馈系统被激活,并且该系统进入追踪模式。假设初始的抽头估计足够精确,则该系统将对抽头权重、PLL 和延迟元件进行优化。为了成功对抽头权重、PLL 和延迟元件进行优化,抽头权重必需足够精确,以使判决指示的更新发生功能(其要求大约  $< \sim 10^{-2}$ BER)。

[0135] 用于 DP-QPSK 的盲补偿的算法是已知的,如 Raheli, R. & Picchi, G. (1991) 所著的 Synchronous and fractionally-spaced blind equalization in dually-polarized digital radio links, in 'Communications, 1991. ICC 91, Conference Record. IEEE International Conference on', pp. 156-161 Vol. 1 中所示,该内容通过引用被结合于此。进一步已知的可以被应用于图 17 的方法的盲获取方法是恒模算法,如 Godard, D. (1980) 'Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems', Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre-1988] 28(11), 1867-1875 中所描述的,其内容通过引用被结合于此。

[0136] 块 162 中利用的优化算法可以被多次应用于该系列采样。特别有效的方法是交替地向前和向后向这些采样应用该算法,从而使得任何时钟偏移都是不相关的。该算法中使用的更新系数可以比用在连续优化系统中的更新系数更大,因为其仅要求获取初始的抽头权重集合,而不要求提供连续性能。高更新系数倾向于导致抽头权重的零星改变从而导致性能的劣化,但是可以提供到初始抽头权重的更加迅速的汇聚。

[0137] 在抽头权重被传输到 ASIC 之前,可以通过响应于抽头权重中心的计算对抽头进

行移位或者通过使用数字内插函数来应用移位,而重新对抽头权重进行中心化 184。

[0138] 图 17 中所示的方法假设,获取相位、极化或者信道模型在获取期间并不发生显著改变。有理由假设极化和信道模型在该相位(大约 20-500ms)期间并不改变,并且最大的时钟偏移 250ppm 是合理的。利用该偏移,0.5 个单位间隔的漂移将发生在 2000 个符号中,这相当于 1 个均衡器抽头的移位。这并不是显著的移位,所以所要求的假设是合理的。如果假设被满足,则新的一系列采样可以被获取并且处理重新开始。

[0139] 图 18 示出了在追踪模式被启动之前图 17 的改善均衡的方法的扩展的流程图。在块 165 处时钟被获取之后,又一系列采样 185 在块 170 处被获取。在块 171 处,这些采样 185 被传输到 DSP 182,并且在块 172 处被利用盲优化算法重新处理。由于时钟偏移已经被从该第二系列采样去除,所以更精确的抽头权重集合可以被得出。在块 173 处这些抽头权重(在可选的重新中心化之后 186)被传输到均衡器并且被应用于所接收的信号。

[0140] 在块 174 处,判决指导的追踪和数字延迟元件被激活,并且接收机进入追踪模式。然后,帧检测可以被获取,并且系统继续连续追踪该信道。

[0141] 在以上描述中给出的所有参数和结果涉及 40Gbit/s 的 DP-QPSK 传输系统,并被给出描述该系统。可以在不脱离本发明的条件下基于被利用的特定系统的需要以传统方式修改所有参数。

[0142] 函数或者算法已经被描述为由特定设备或者特定类型的设备执行的情况只是示例,并不用作任何方式的限制。将明白的是,任何适当的实施模式可以根据需要被利用。

[0143] 这些块和以上的功能划分仅通过示例给出,但是将明白的是这些功能可以被以任何适当的方式区分和分布。在这些功能已经被描述为由特定类型的设备(例如,ASIC)执行的情况下,将明白这里描述的原理也可以应用于实现这些功能的其他方法(例如,在 DSP 上运行的软件)中。

[0144] 术语“电压控制振荡器”用来描述根据输入信号生成用于对 ADC 计时的输出信号的组件。如将会明白地,不希望将该组件限制为直接由改变的电压控制的组件,而只是描述该组件的功能。例如,该组件同样可以由指示值的数字信号控制。

[0145] 尽管没有明确示出或描述,但是对于 PLL 领域公知的是,环路滤波器将被结合在这里描述的各种 PLL 中的方便位置处。该滤波器可以被方便地定位于时钟源附近,并且可以形成与该源相同的设备的一部分。替代地,滤波器可以被定位在任何方便的位置处,并且可以通过任何方便的手段来提供。

[0146] 本文中描述的技术的实施方式取决于具体系统,并且该实施方式在本领域阅读者的能力范围之内(一旦这些阅读者获知了本文档要求的功能)。

[0147] 所以,申请人分别公开了这里描述的每个特征,并且鉴于本领域技术人员的公知尝试可以基于本说明书将这些特征中的两个以上特征的组合作为整体来实现,而不论这些特征或者特征组合是否解决本文中公开的任何问题,并且不对权利要求的范围造成限制。申请人指示出,本发明的多个方便可以由任一单个特征或者特征组合组成。鉴于以上的描述,对于本领域技术人员显而易见的是在本发明的范围内可以做出各种修改。

[0148] 对于本领域技术人员显而易见的是,这里给出的任何范围或设备值可以被扩展或改变而不丢失效果寻求。

[0149] 应该理解,以上描述的优点和益处可以涉及一个实施例,也可以涉及多个实施例。

实施例不限于解决所陈述的问题中的任一或所有问题的实施例,或者具有所陈述的优点和益处中的任一或所有优点和益处的实施例。

[0150] 对于“一”项目的任何引用是指这些项目中的一项或多项。术语“包括”在这里被用来表示包括所标识出的方法块或元件,但是这些块或元件不包括排他性列表并且方法或者装置可以包括附加的块或元件。

[0151] 这里描述的方法步骤可以被以任何适当的次序执行,或者在适当的情况下被同时执行。另外,在不脱离这里描述的主题的范围和精神的条件下,可以从这些方法中的任何方法中删除个别块。以上描述的任何示例的多个方面可以被与任何其他示例中的多个方面结合在一起,以形成进一步的示例而不会丢弃效果寻求。

[0152] 将会理解,优选实施例的以上描述仅通过示例被给出,并且本领域技术人员可以作出各种变形。尽管以上已经在某种程度上或者参考一个或多个个别实施例描述了各种实施例,但是本领域技术人员可以在不脱离本发明的精神或范围的条件下对所公开的实施例做出各种修改。

[0153] 术语“计算机”在这里被用来指代具有执行指令的处理能力的任何设备。本领域技术人员将认识到,这种处理能力被结合在很多不同的设备中,所以术语“计算机”包括 PC、计算机、移动电话、个人数字助理以及很多其他设备。类似地,DSP 或者 ASIC 被用于将本发明限制到任何特定类型的处理设备,但是这些术语可以被简单地用来指代一种可能的实施方式。

[0154] 这里描述的方法可以由有形存储介质上的机器可读形式的软件执行。该软件适于在并行处理器或者串行处理器上执行,从而使得方法步骤可以被以任何适当的次序或者被基本同时实现。

[0155] 这承认了软件可以是有价值的、单独买卖的商品。期望覆盖在“哑的”或者标准硬件上运行或者控制“哑的”或者标准硬件实现期望功能的软件。还期望覆盖“描述”或者定义硬件配置的软件,诸如 HDL(硬件描述语言)软件,如被用来设计硅片或者用于配置通用可编程芯片以执行实现功能的软件。

[0156] 本领域技术人员将认识到,用来存储程序指令的存储设备可以横跨网络被分布。例如,远程计算机可以存储被描述为软件的处理的示例。本地或者终端计算机可以访问远程计算机并下载部分或所有软件以运行程序。替代地,本地计算机可以根据需要下载多块软件,或者在本地终端执行一些软件指令并且在远程计算机(或者计算机网络)处执行一些软件指令。本领域技术人员还将认识到,通过利用本领域技术人员公知的传统技术,全部或者部分软件指令可以由诸如 DSP、可编程逻辑阵列之类的专用电路执行。



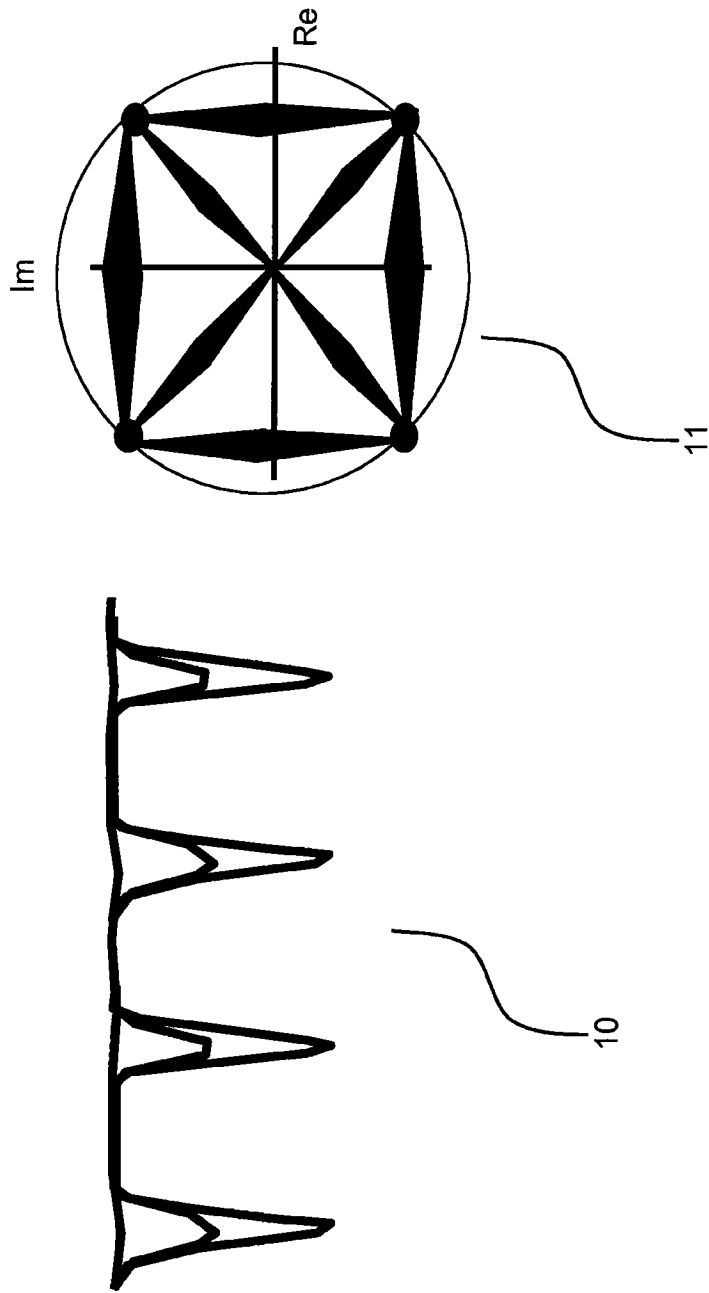


图 1

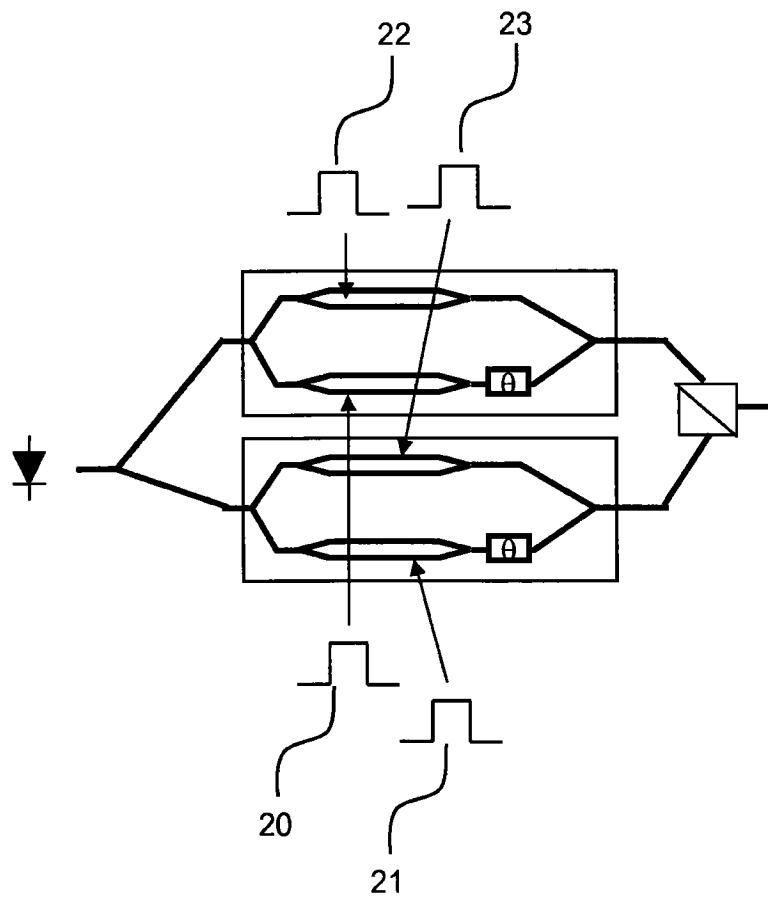


图 2

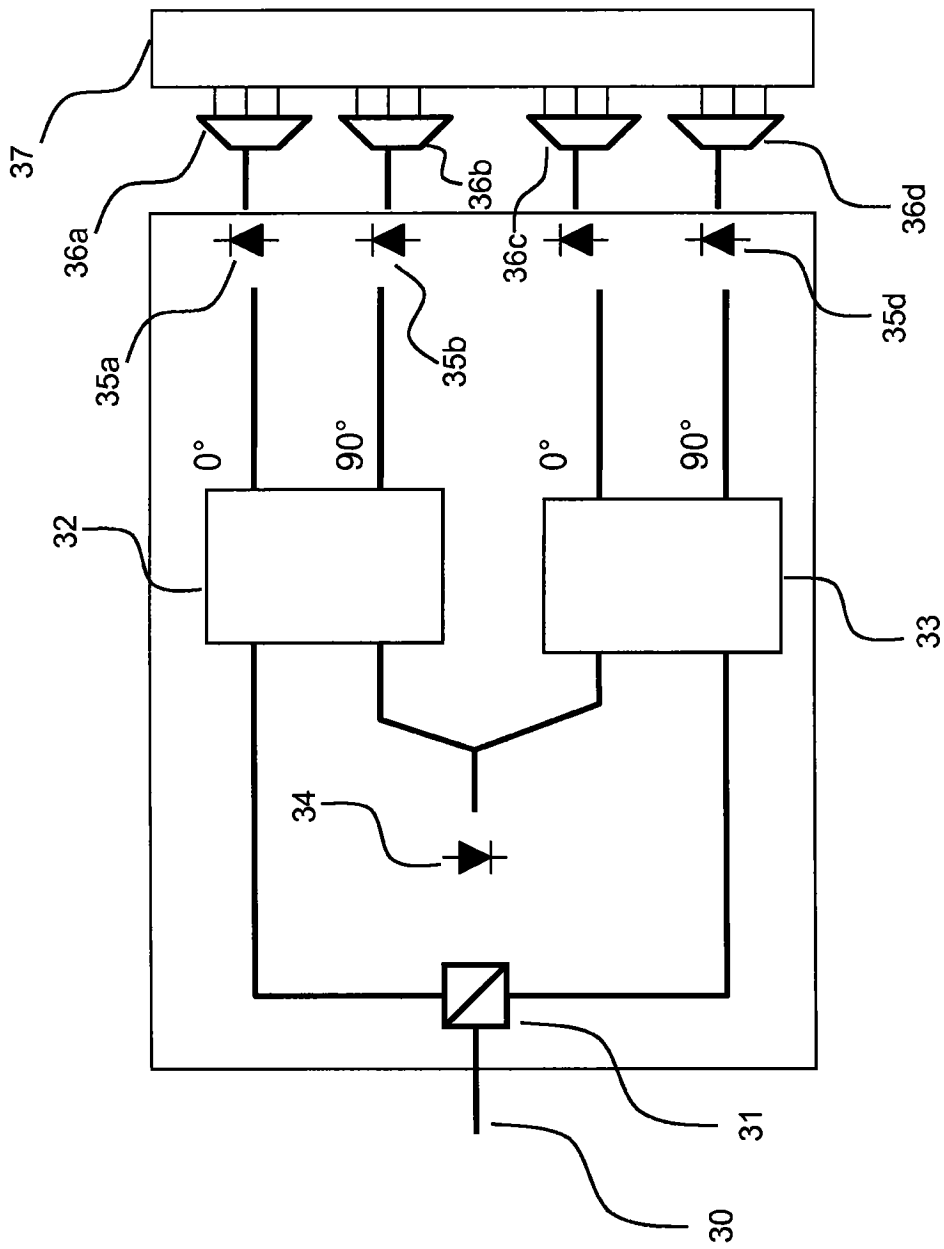


图 3

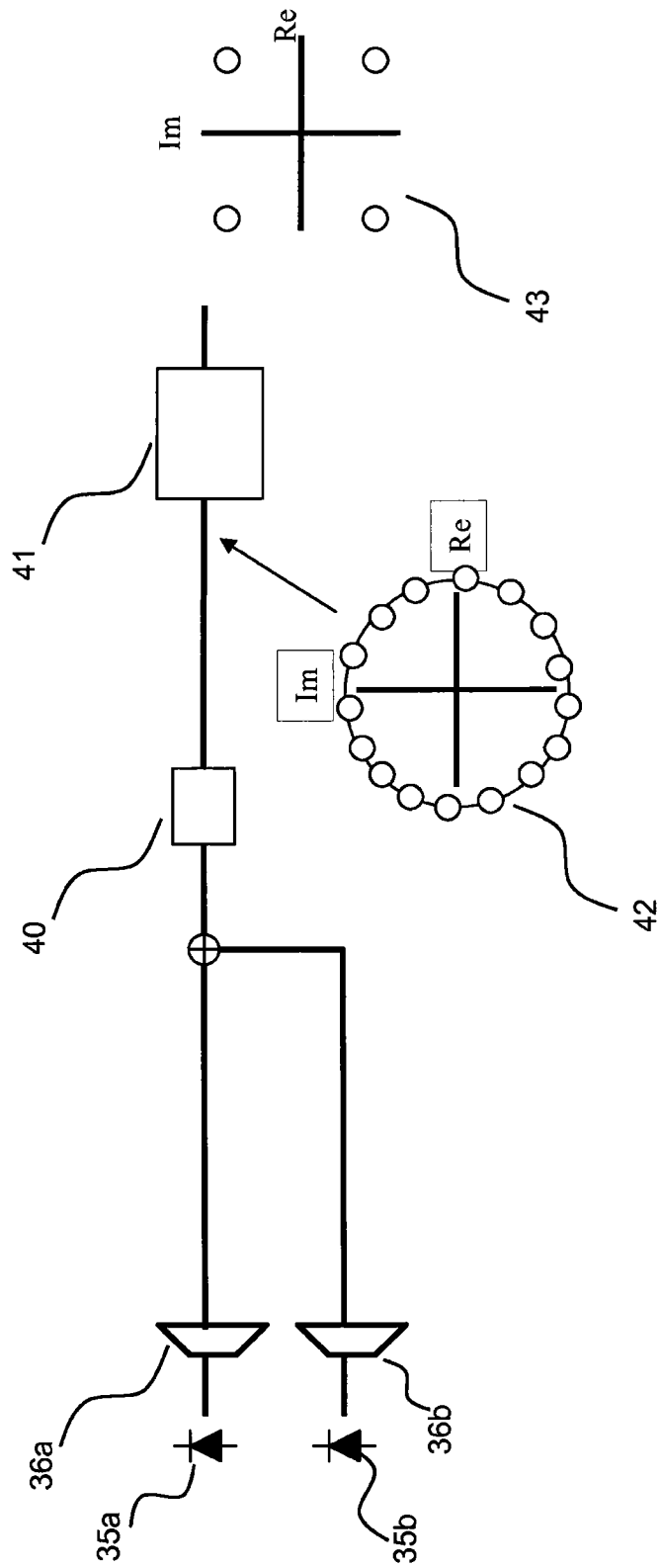


图 4

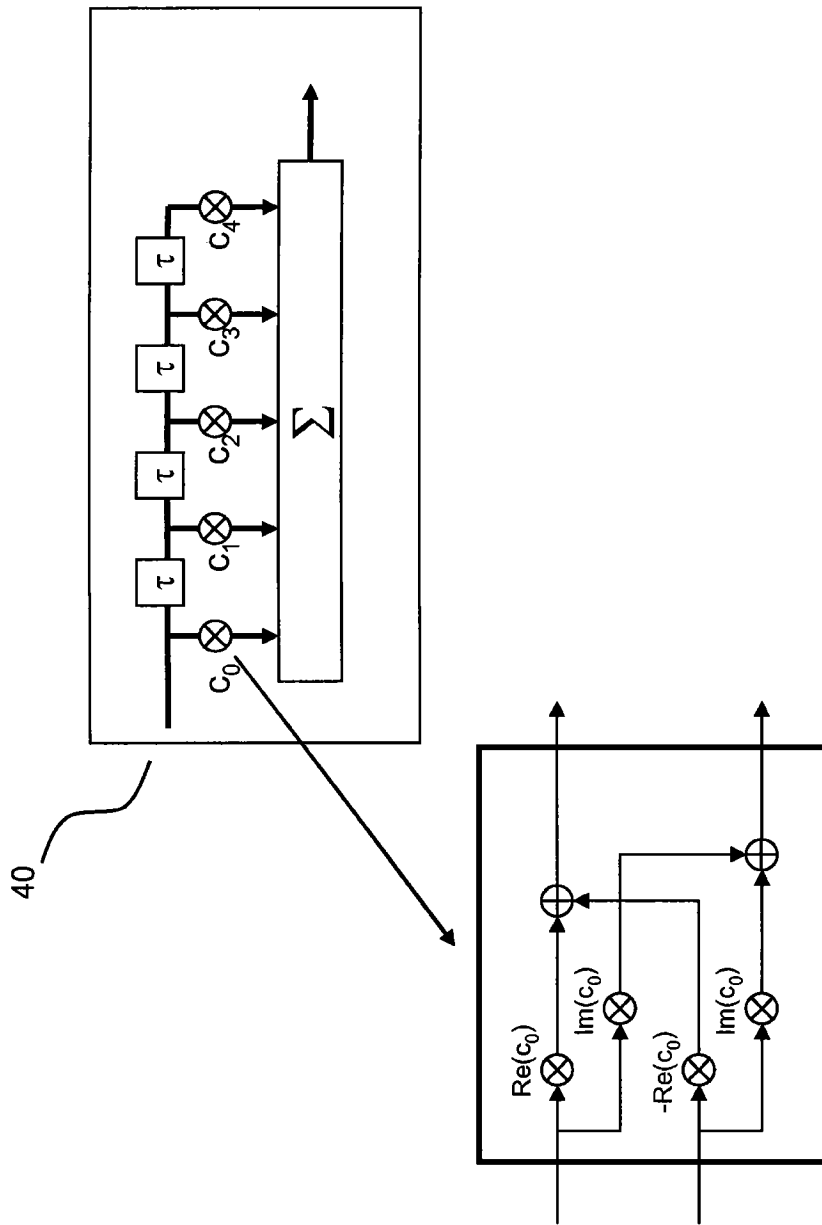


图 5

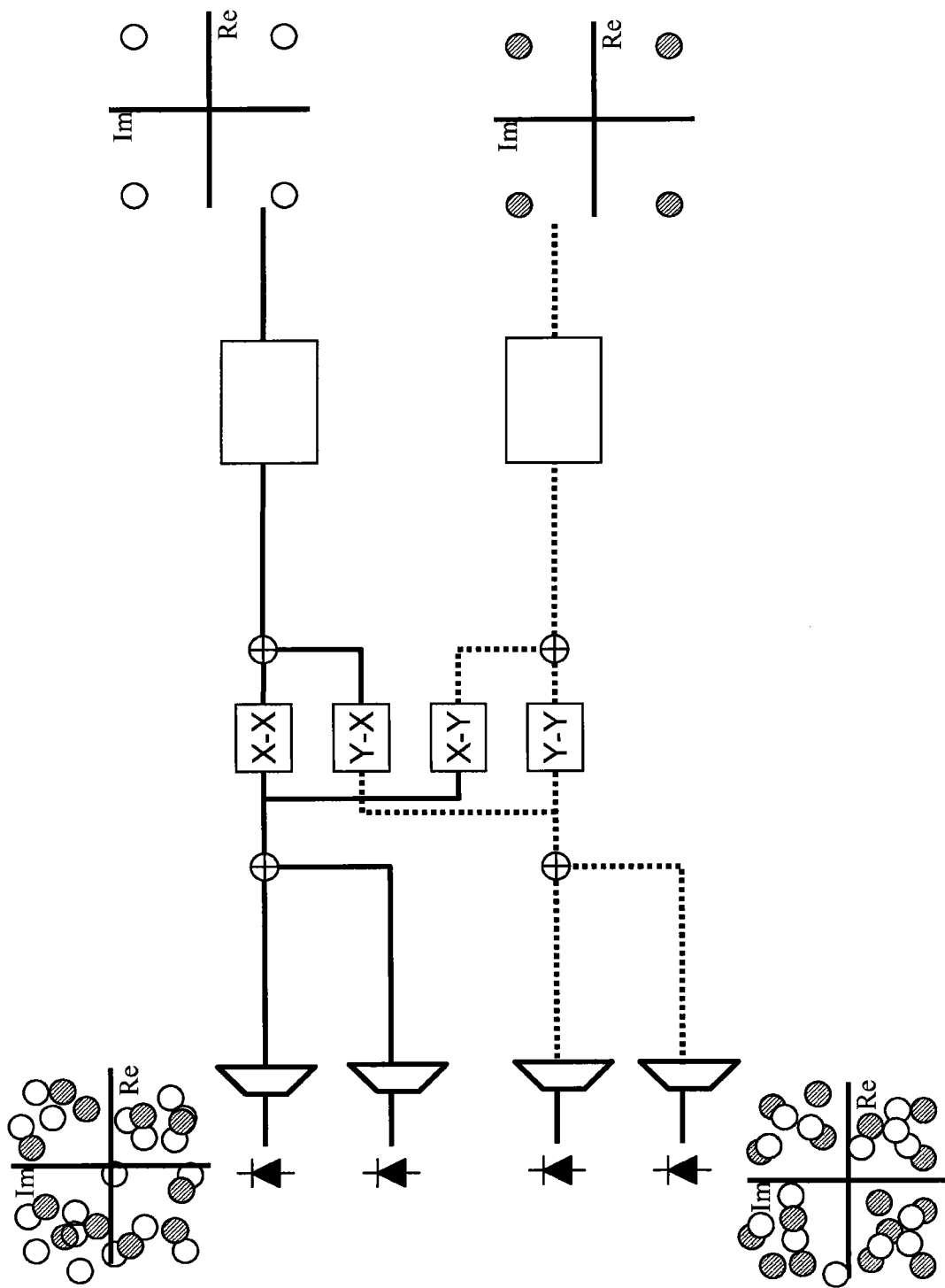


图 6

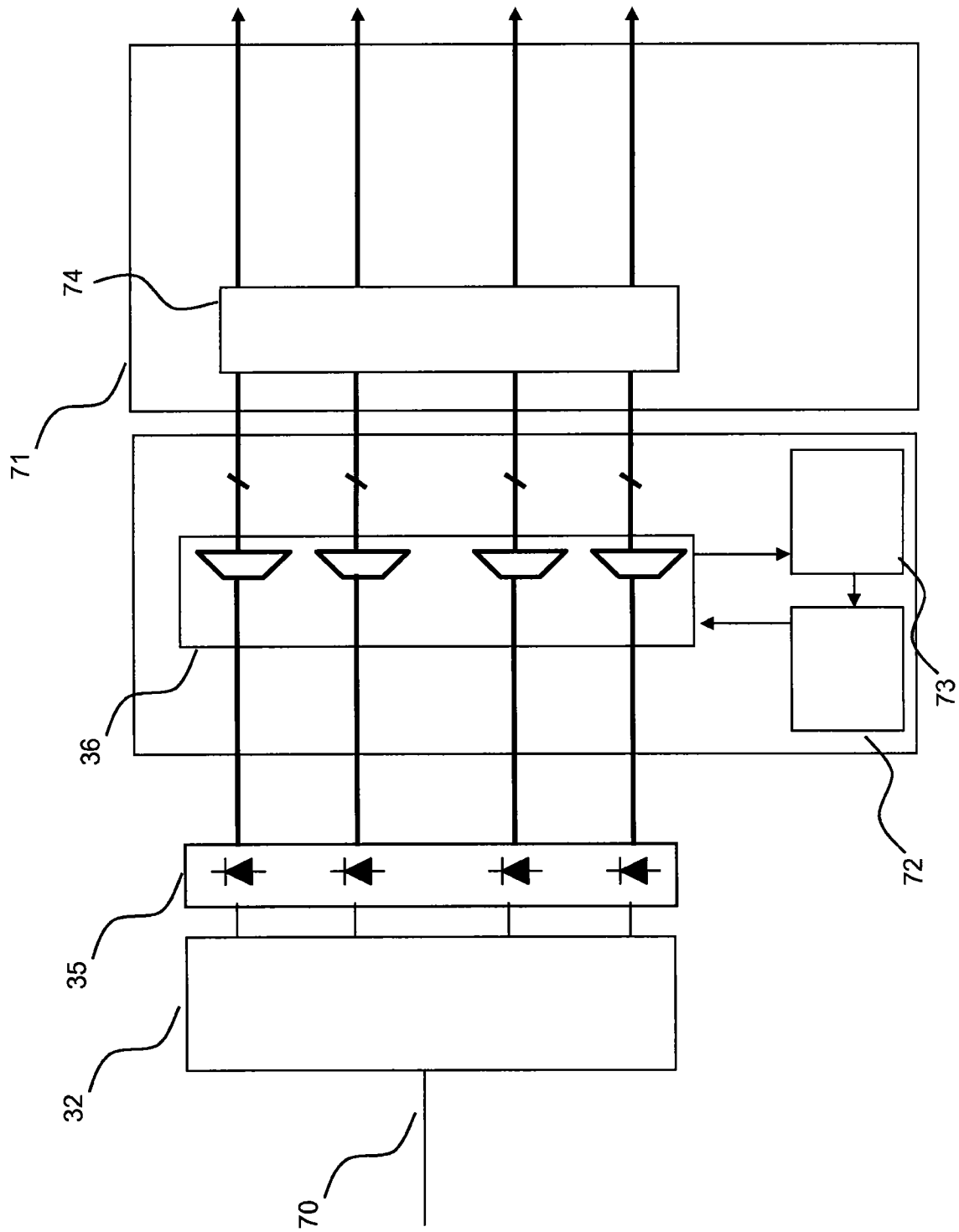


图 7

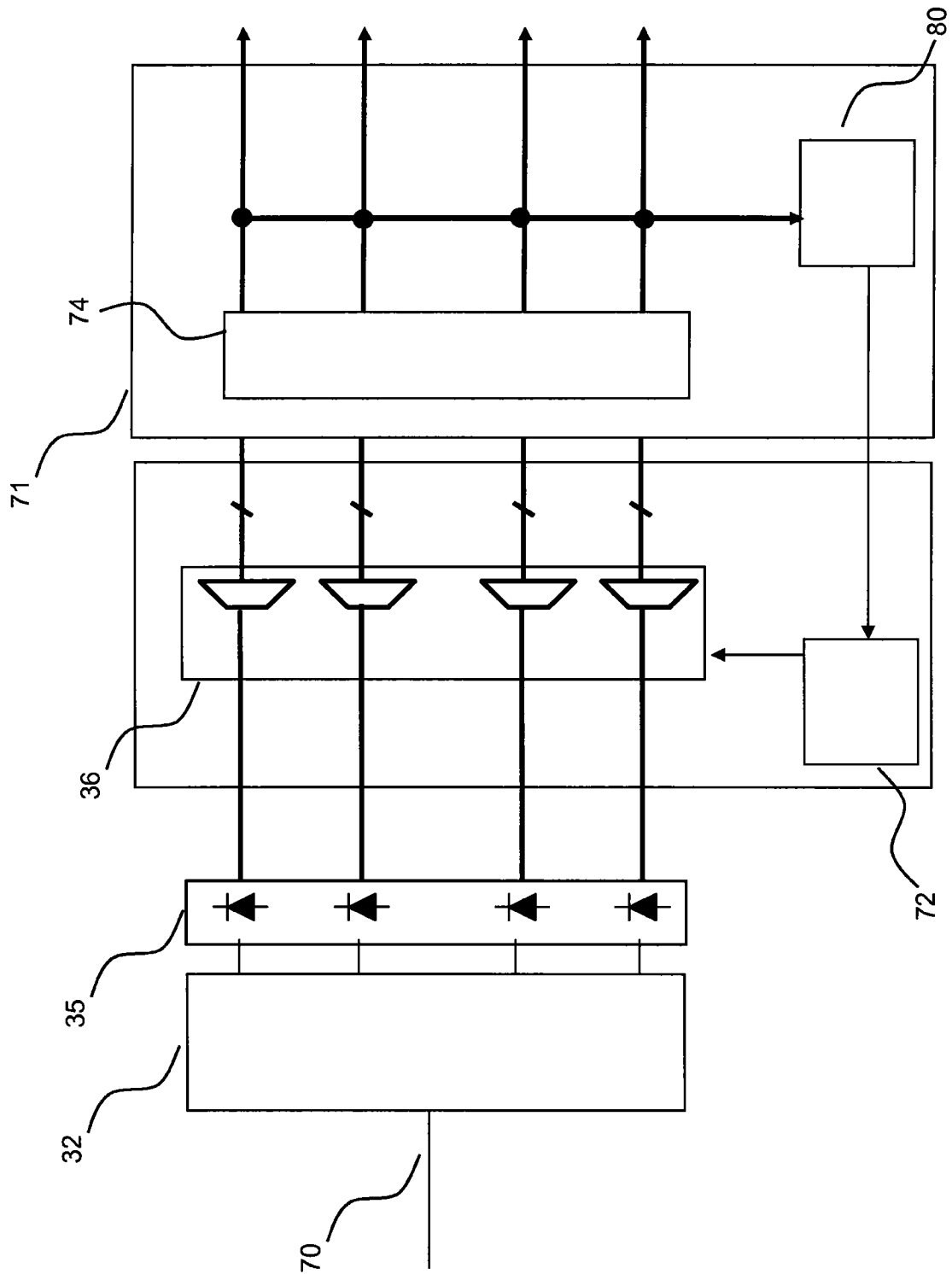


图 8



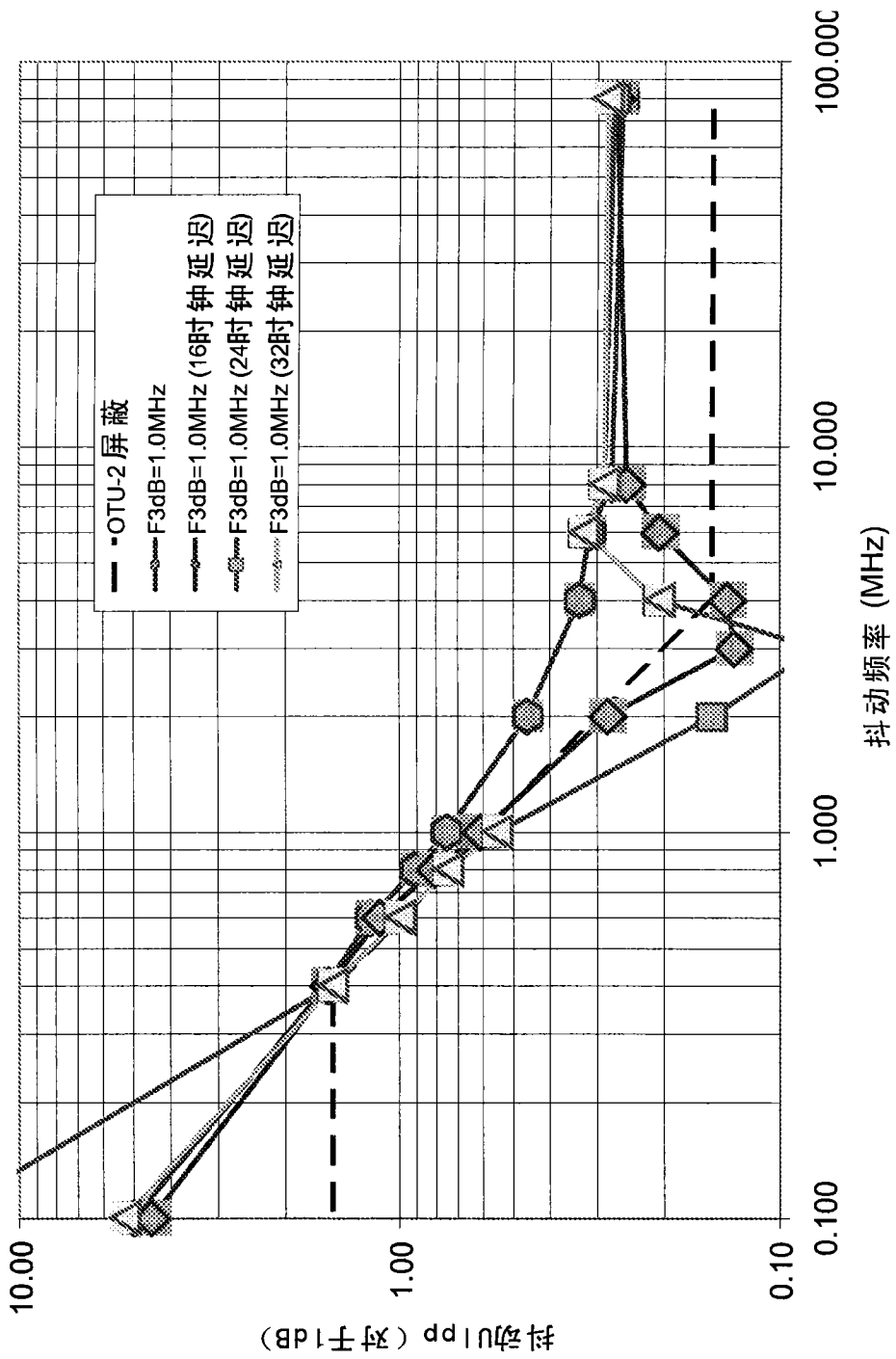


图 9

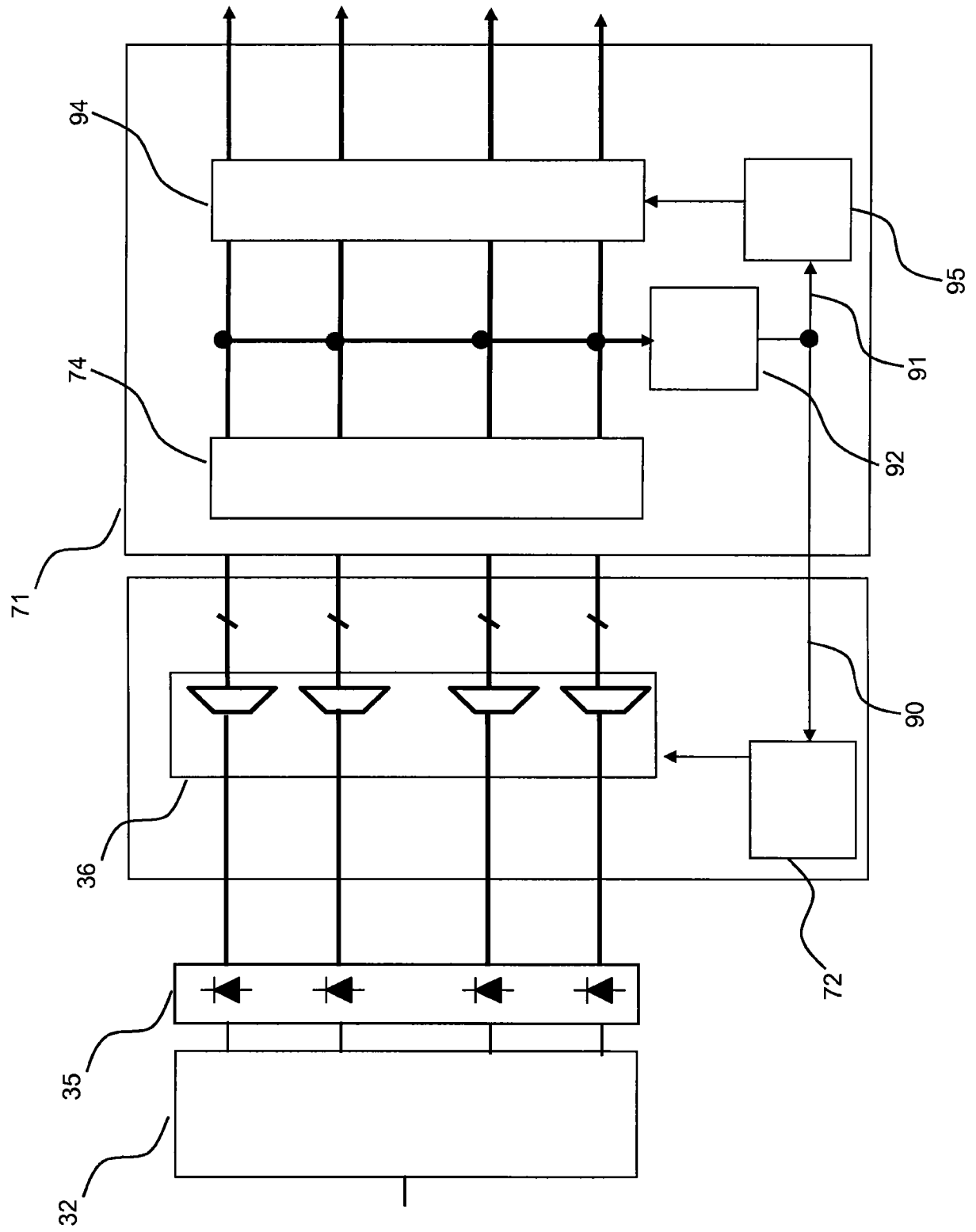


图 10

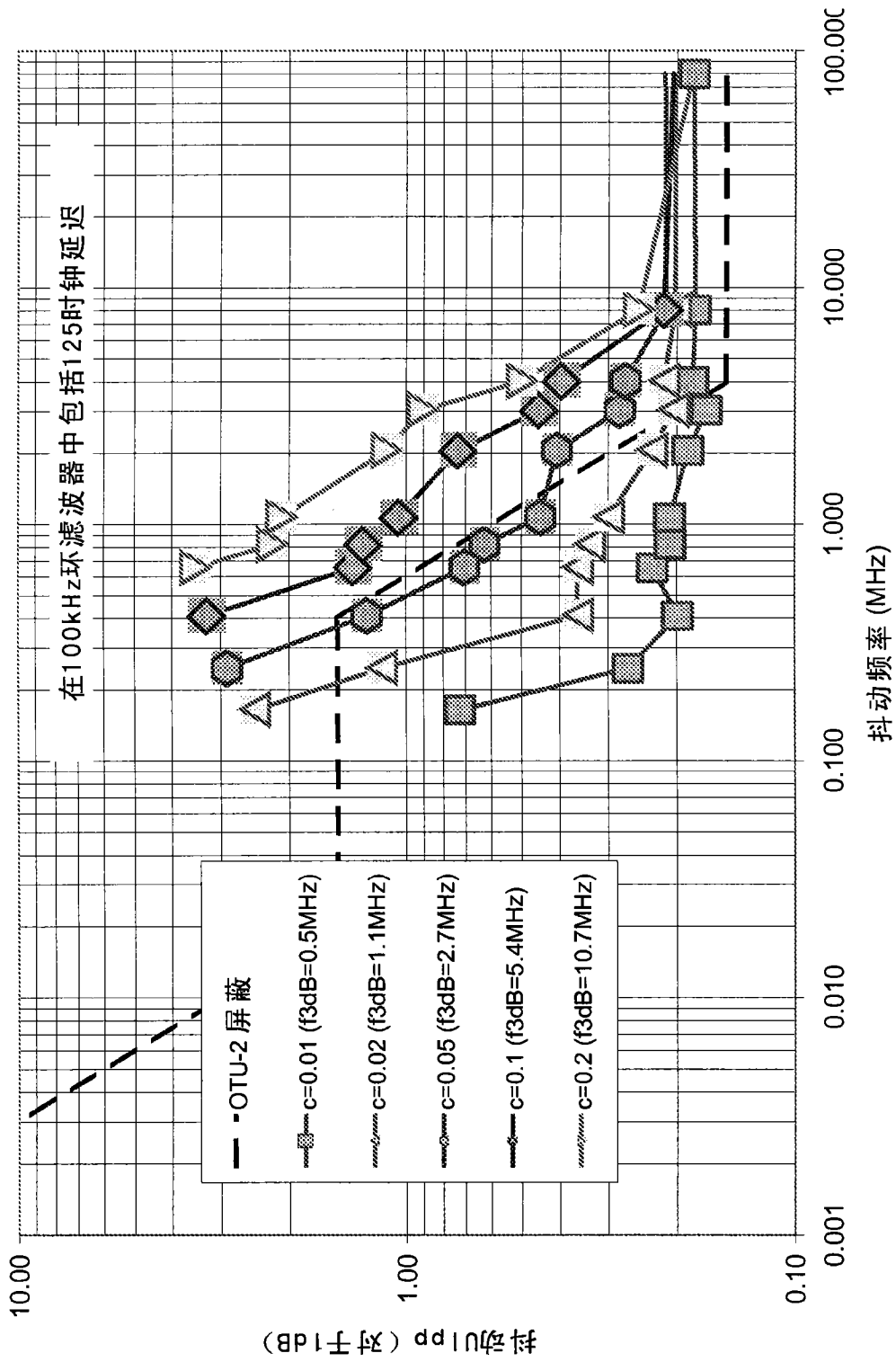


图 11

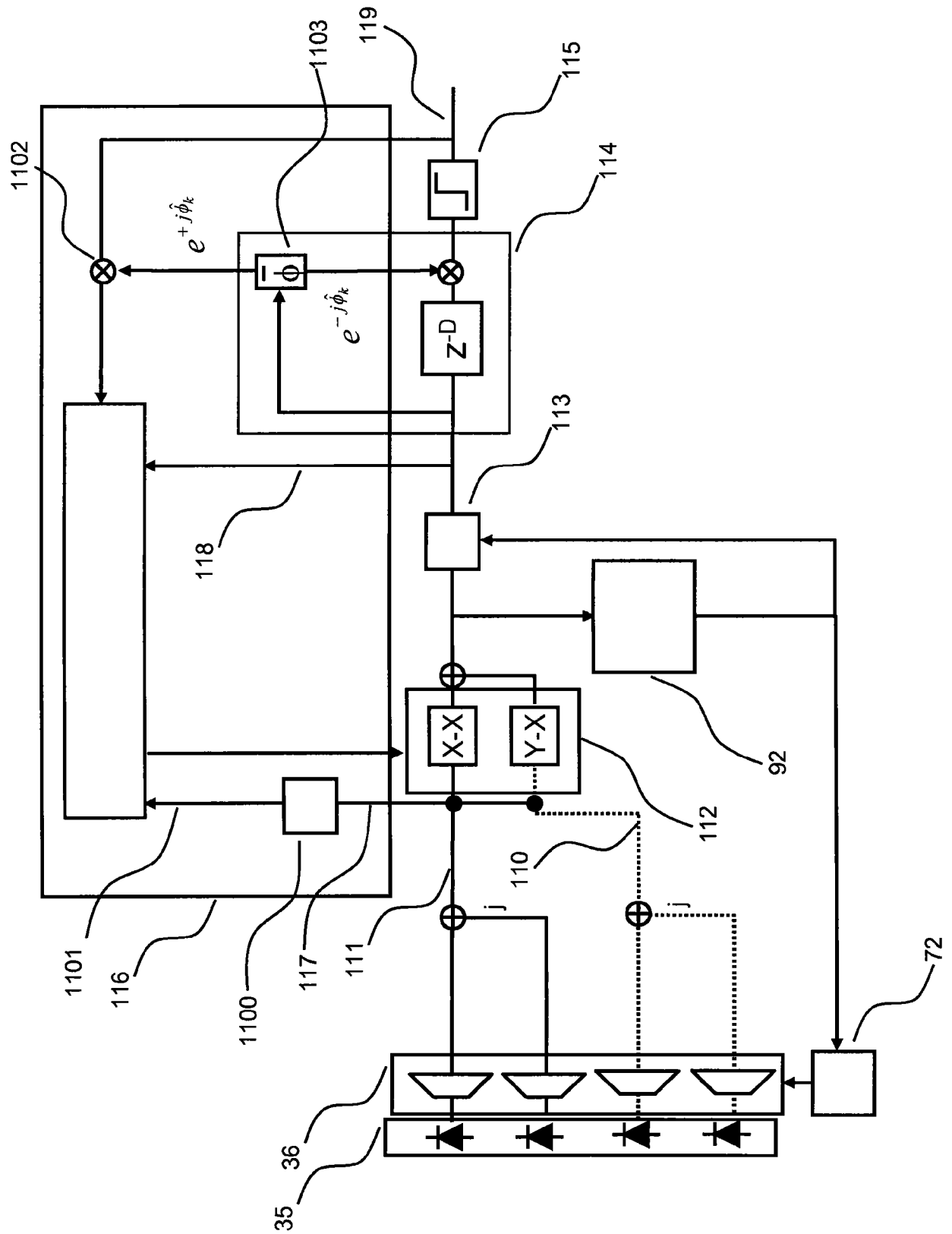


图 12

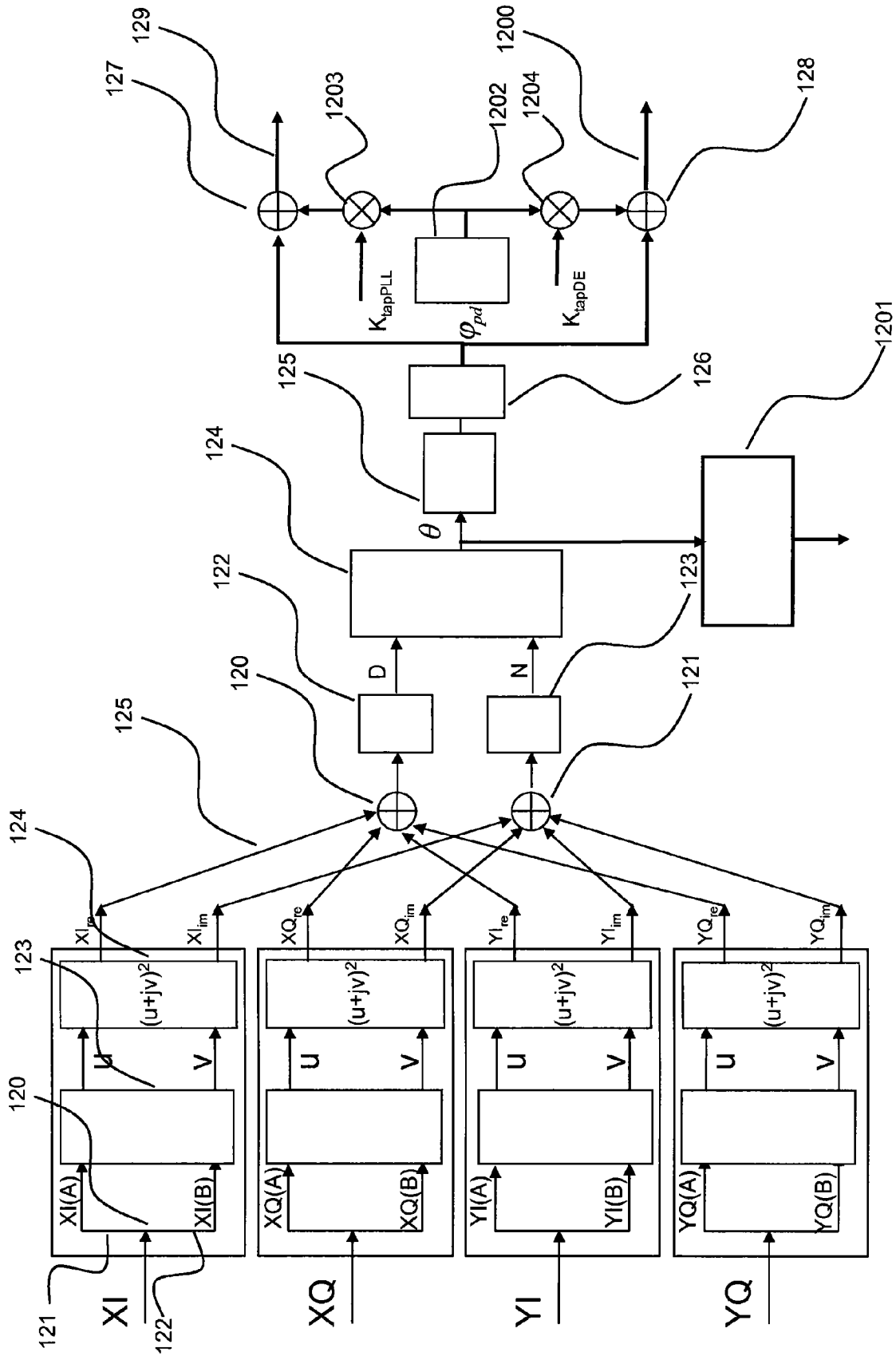


图 13

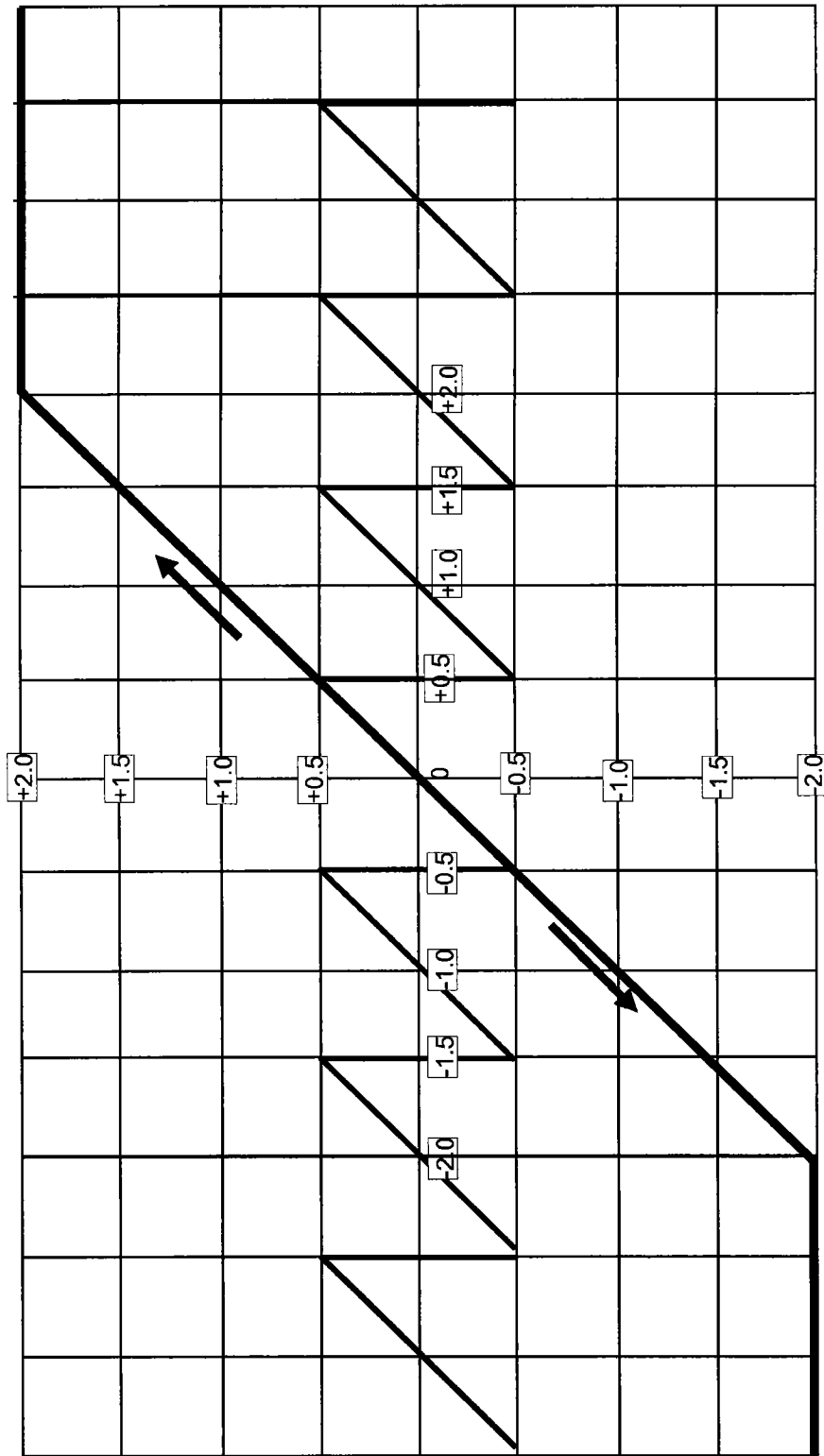


图 14

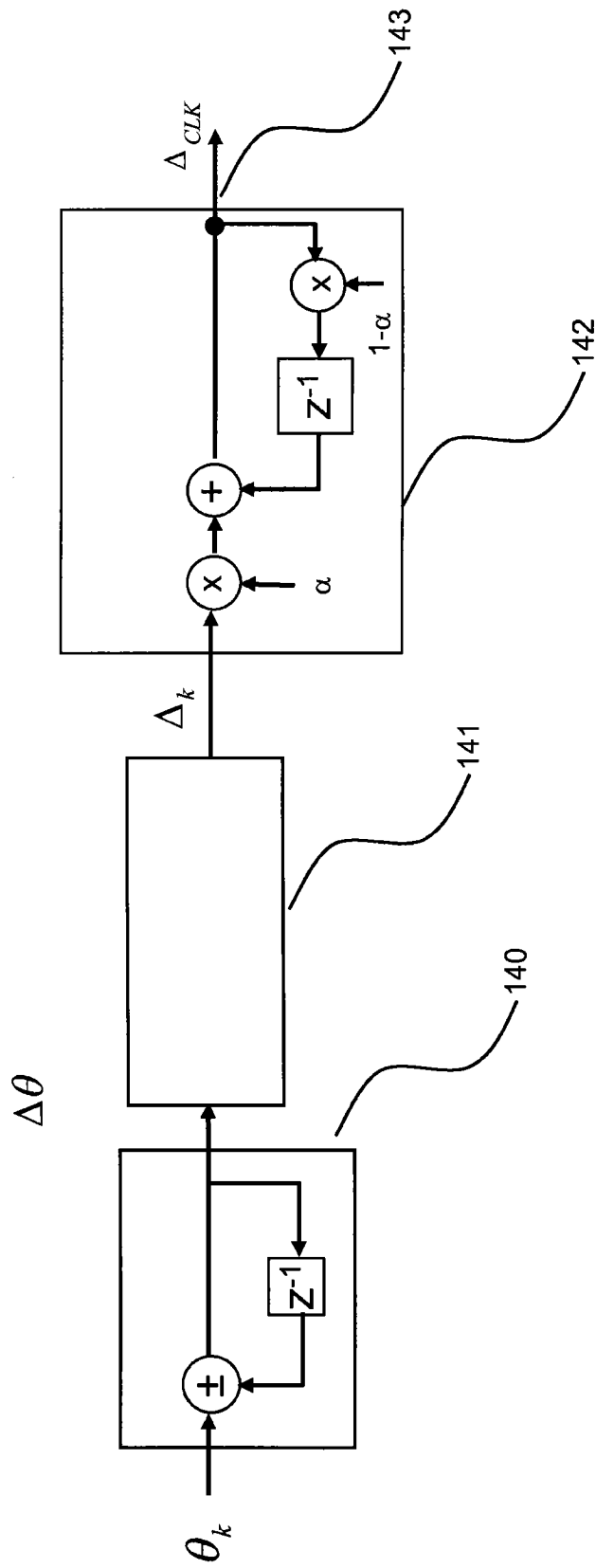


图 15

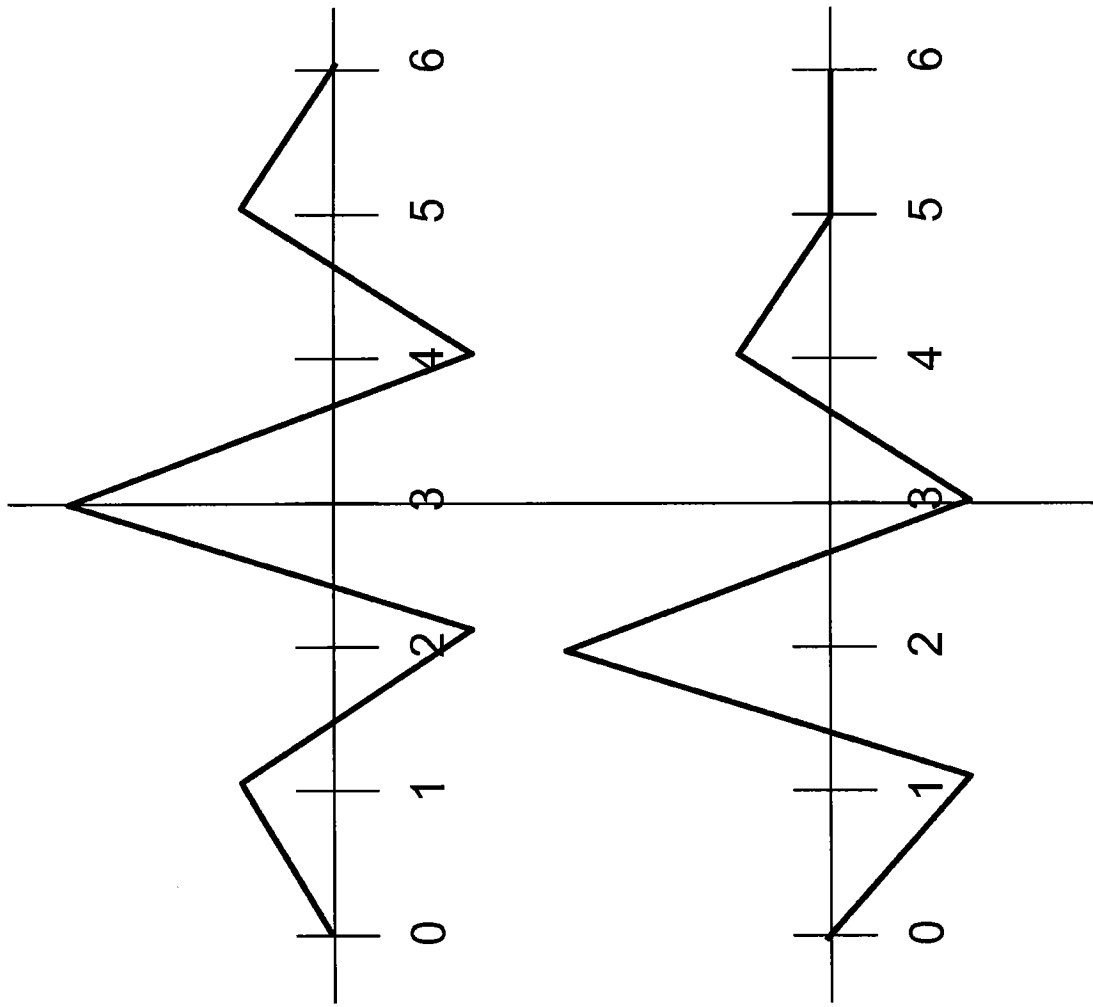


图16a

图16b



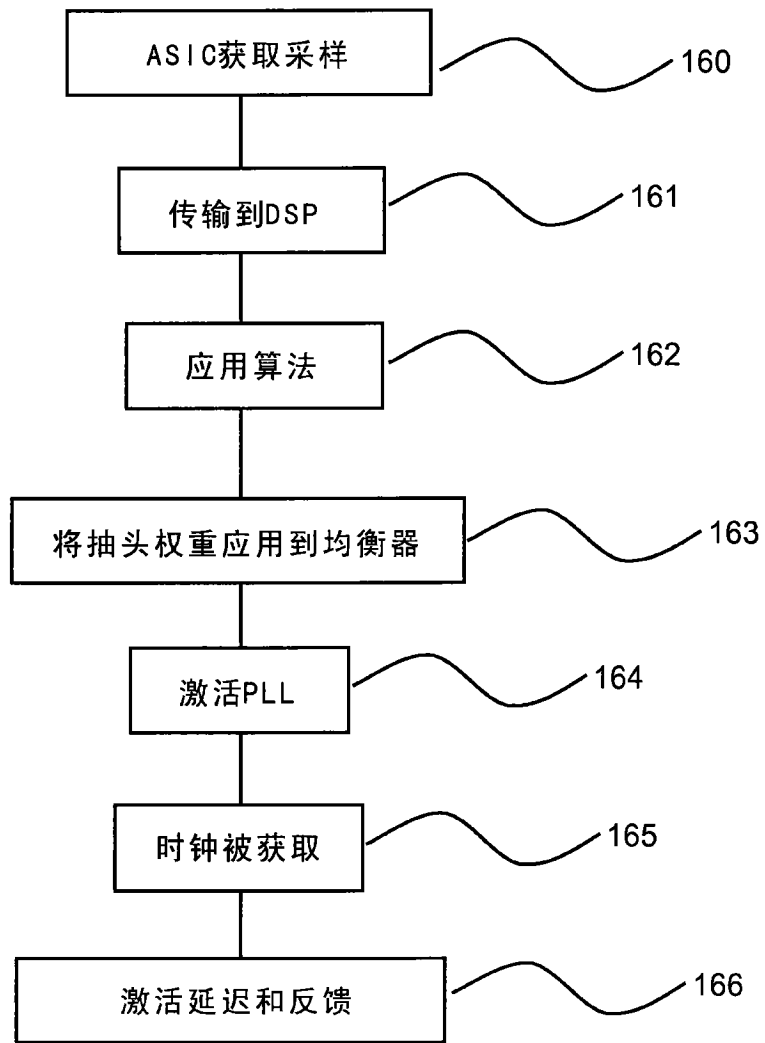


图 17

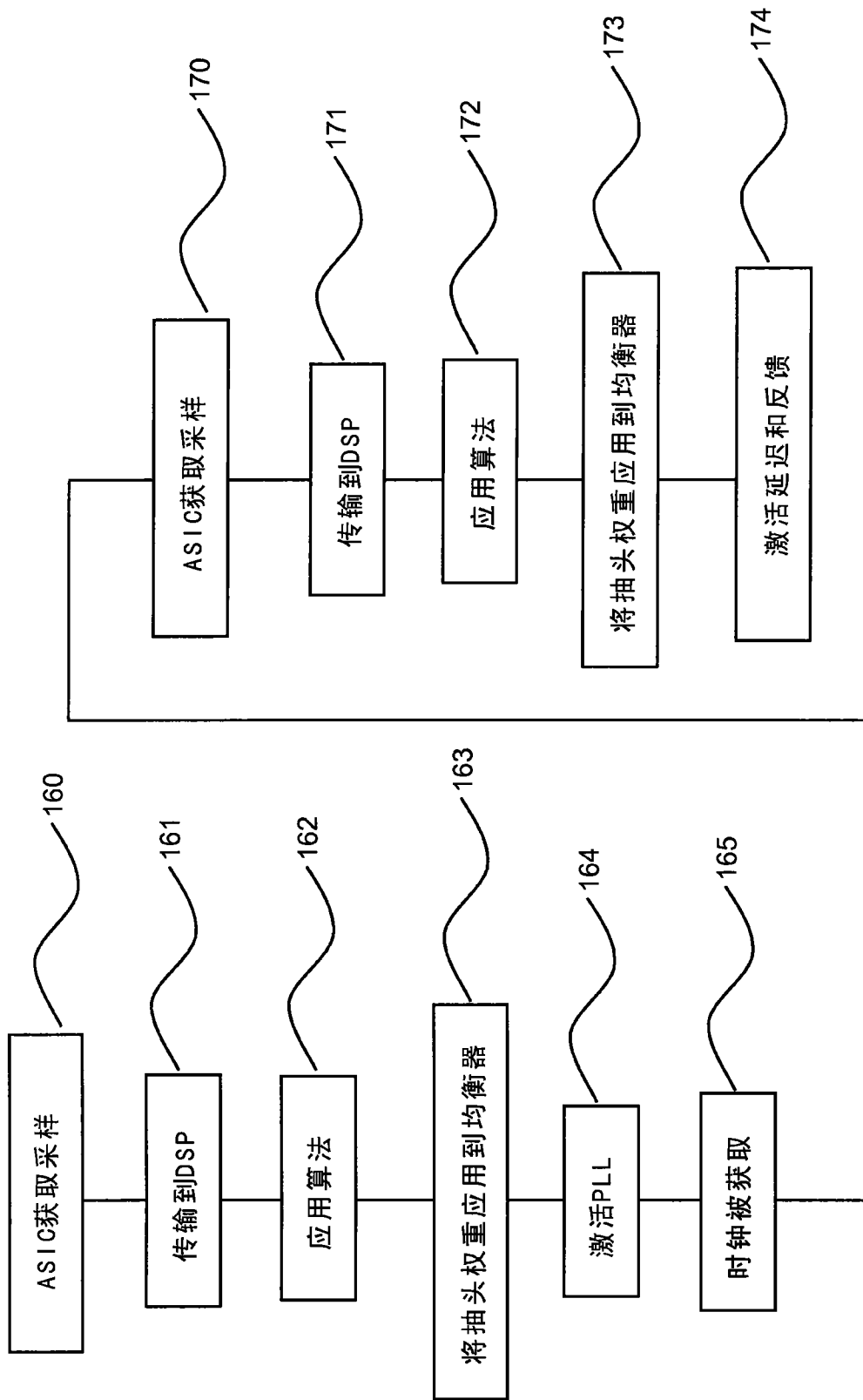


图 18

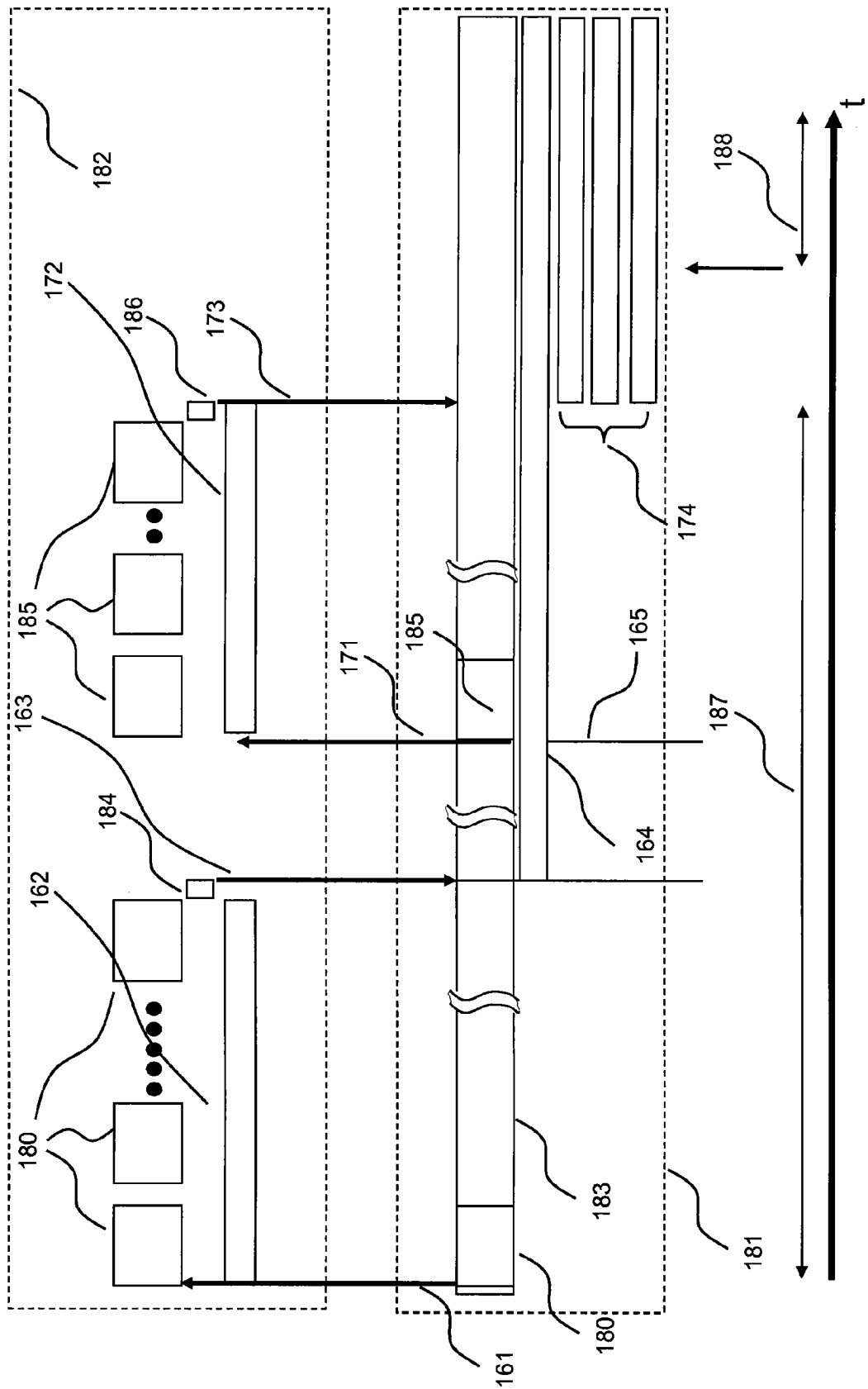


图 19