



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102893598 A

(43) 申请公布日 2013. 01. 23

(21) 申请号 201180023661. 0

代理人 李辉 于靖帅

(22) 申请日 2011. 08. 05

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04N 5/378 (2006. 01)

2010-178834 2010. 08. 09 JP

A61B 1/04 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

H03H 7/40 (2006. 01)

2012. 11. 13

H04N 5/225 (2006. 01)

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2011/067965 2011. 08. 05

(87) PCT申请的公布数据

W02012/020709 JA 2012. 02. 16

(71) 申请人 奥林巴斯医疗株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 桥本秀范 田中靖洋 石原英明

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

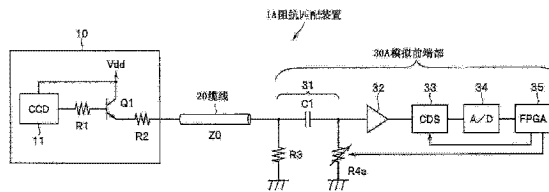
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 13 页

(54) 发明名称

阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜

(57) 摘要

阻抗匹配装置具有：缆线，其传送从固体摄像元件输出的矩形波；相关双重采样电路，其按照如下方式进行相关双重采样：将馈通采样脉冲的定时固定成由缆线传送的矩形波表现为高值的定时，以固定的馈通采样脉冲的定时为基准一边改变信号钳位脉冲的定时一边对矩形波进行采样，由此扫描矩形波；电阻值可变的可变电阻，其设置在缆线的终端侧；以及电阻值可变单元，其根据作为一边改变可变电阻的电阻值一边进行扫描的结果而从相关双重采样电路输出的信号，改变可变电阻的电阻值，使得可变电阻的电阻值与上述缆线的特性阻抗匹配。



1. 一种阻抗匹配装置,其特征在于,该阻抗匹配装置具有:
 - 固体摄像元件;
 - 驱动单元,其驱动所述固体摄像元件,使得从所述固体摄像元件输出矩形波;
 - 缆线,其传送从所述固体摄像元件输出的所述矩形波;
 - 相关双重采样电路,其按照如下方式进行相关双重采样:将馈通采样脉冲的定时固定成由所述缆线传送的所述矩形波表现为高值的定时,以该固定的馈通采样脉冲的定时为基准一边改变信号钳位脉冲的定时一边对所述矩形波进行采样,由此扫描所述矩形波;
 - 电阻值可变的可变电阻,其设置在所述缆线的终端侧;以及
 - 电阻值可变单元,其根据作为一边改变所述可变电阻的电阻值一边进行扫描的结果而从所述相关双重采样电路输出的信号,改变该可变电阻的电阻值,使得所述可变电阻的电阻值与所述缆线的特性阻抗匹配。
2. 根据权利要求1所述的阻抗匹配装置,其特征在于,
 - 所述电阻值可变单元对从所述相关双重采样单元输出的信号进行2次微分,将所述可变电阻的电阻值确定为该2次微分的结果的绝对值表现为最接近0的值时的电阻值,作为与所述缆线的特性阻抗匹配的电阻值。
3. 一种内窥镜,该内窥镜具有权利要求1或2所述的阻抗匹配装置,其特征在于,
 - 该内窥镜还具有补偿单元,该补偿单元对所述缆线长的长度进行补偿,使得所述缆线的长度实质上成为规定长度。

阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜

技术领域

[0001] 本发明涉及阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜,特别涉及取得经由缆线向处理器传送从内窥镜前端部的摄像元件输出的摄像信号时的传送路径的阻抗匹配的阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜。

背景技术

[0002] 以往,构成从内窥镜前端部的摄像元件到处理器的传送路径的缆线具有几米左右的长度,缆线的阻抗匹配在波形质量的观点中是很重要的。伴随近年来的摄像元件输出信号的宽带化,阻抗匹配的重要性进一步提高。但是,由于制作上的情况,缆线阻抗的偏差较大,存在损害波形质量的问题。

[0003] 参照图 18 ~ 图 20 对现有的阻抗匹配方法进行说明。

[0004] 图 18 示意性地示出内窥镜的传送路径。内窥镜具有被插入到体腔内的插入部、与插入部的基端侧连接的操作部(图示省略)、通用缆线部。内窥镜的插入部具有:具有作为固体摄像元件的 CCD 的前端部、在前端部的基端侧设置的弯曲部、在弯曲部的基端侧设置的具有挠性的挠性管部。在插入部的内部贯穿插入有用于在 CCD 中授受摄像信号和电源电压的信号缆线,该信号缆线还经由操作部和通用缆线部与未图示的处理器连接。

[0005] 在图 18 中,标号 10 表示内窥镜前端部,20 表示特性阻抗 Z_0 的缆线,30 表示模拟前端部的一部分。

[0006] 前端部 10 具有 CCD 11、基极电阻 R1、构成发射极跟随器的 NPN 型晶体管 Q1、作为输出电阻的发射极电阻 R2,从外部向 CCD 11 和晶体管 Q1 的集电极供给电源电压 Vdd。

[0007] 模拟前端部 30 具有直流终端电阻 R3、直流截止用电容器 C1、交流终端电阻 R4、前置放大器 32 等。交流终端电阻 R4 由能够手动调整的微调电阻器等可变电阻构成。

[0008] 阻抗匹配的条件为(晶体管 Q1 的输出电阻值)+(电阻 R2 的电阻值)= Z_0 =(电阻 R4 的电阻值)。

[0009] 由于能够通过改变交流终端电阻 R4 的值来吸收缆线 20 的特性阻抗 Z_0 的偏差,所以设 R4 为能够手动调整的可变电阻,在观测由图 18 的传送路径传送的 CCD 输出波形时,得到图 19 或图 20 所示的波形。作为 CCD 输出波形,能够利用波形观测装置对模拟前端部 30 的输出波形进行观测而得到。

[0010] 图 19 是进行了阻抗匹配的情况下的 CCD 输出波形,图 20 是未进行阻抗匹配的情况下的 CCD 输出波形。在图 19 中,标号 f1 表示馈通部,f2 表示信号部,f0 表示复位部。在未进行阻抗匹配的情况下,如图 20 所示,成为在 CCD 输出中重叠有反射波的波形,所以通过一边观测 CCD 输出的波形一边变更电阻 R4 的值,能够得到图 19 所示的阻抗匹配后的波形。

[0011] 但是,作为内窥镜中的与缆线长相关联的现有技术,例如在日本国特开平 6-105807 号公报、日本国特开 2006-055223 号公报、日本国特开 2001-016141 号公报中被公开。

[0012] 日本国特开平 6-105807 号公报公开了如下的电子内窥镜装置的信号处理装置:

即使在使用不同长度的电子内窥镜的情况下,也不用转换动作定时,能够使相关双重采样电路等有效进行动作,并且,简化了电路结构,处理容易。

[0013] 日本国特开 2006-055223 号公报公开了如下的内窥镜:在内窥镜的信号连接器内设有连接器基板,并且,在该连接器基板上设置信号图案,该信号图案为了防止驱动信号作为噪声混入而以远离驱动电路的方式传送 CCD 的输出信号。由此,能够减轻驱动信号导致的噪声的影响,并且还容易应对固体摄像元件的种类不同的情况。

[0014] 日本国特开 2001-016141 号公报公开了如下的缆线长补偿装置:该缆线补偿装置能够沿着缆线配置在信号路径内,针对缆线的影响来补偿信号,在信号频率的整个期望范围内得到期望的增益,由此,补偿在设置 X 线视频图像生成系统等视频图像生成系统的情况下使用的信号缆线的长度对信号分辨率的影响。

[0015] 但是,在图 18 ~ 图 20 所述的现有技术中,一边观察 CCD 输出的观测波形一边以手动作业的方式调整可变电阻的值,所以不方便。

[0016] 并且,日本国特开平 6-105807 号公报示出通过改变电阻值来应对缆线的长度,但是,没有公开使电阻值改变成与缆线的特性阻抗匹配的情况。

[0017] 日本国特开 2006-055223 号公报仅示出使电阻的电阻值与缆线的特性阻抗匹配来选择电阻,没有公开如下技术:利用相关双重采样电路的采样动作检测阻抗的不匹配程度,使匹配用可变电阻的电阻值匹配。

[0018] 日本国特开 2001-016141 号公报示出改变可变电阻的电阻值使其与缆线的特性阻抗匹配,但是,没有公开如下技术:利用相关双重采样电路的采样动作检测阻抗的不匹配程度,使匹配用可变电阻的电阻值匹配。

[0019] 因此,本发明的目的在于,鉴于上述问题,提供如下的阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜:能够利用相关双重采样电路的采样动作检测阻抗的不匹配程度,使匹配用可变电阻的电阻值匹配,吸收在内窥镜中使用的缆线的特性阻抗的偏差。

发明内容

[0020] 用于解决课题的手段

[0021] 本发明的一个方式的阻抗匹配装置具有:固体摄像元件;驱动单元,其驱动所述固体摄像元件,使得从所述固体摄像元件输出矩形波;缆线,其传送从所述固体摄像元件输出的所述矩形波;相关双重采样电路,其按照如下方式进行相关双重采样:将馈通采样脉冲的定时固定成由所述缆线传送的所述矩形波表现为高值的定时,以该固定的馈通采样脉冲的定时为基准一边改变信号错位脉冲的定时一边对所述矩形波进行采样,由此扫描所述矩形波;电阻值可变的可变电阻,其设置在所述缆线的终端侧;以及电阻值可变单元,其根据作为一边改变所述可变电阻的电阻值一边进行扫描的结果而从所述相关双重采样电路输出的信号,改变该可变电阻的电阻值,使得所述可变电阻的电阻值与所述缆线的特性阻抗匹配。

[0022] 本发明的一个方式的内窥镜具有所述一个方式的阻抗匹配装置,该内窥镜还具有补偿单元,该补偿单元对所述缆线长的长度进行补偿,使得所述缆线的长度实质上成为规定长度。

附图说明

- [0023] 图 1 是本发明的第 1 实施方式的阻抗匹配装置的结构图。
- [0024] 图 2 是第 1 实施方式中的基于 SHD 扫描的阻抗匹配检测方法的匹配时的说明图。
- [0025] 图 3 是第 1 实施方式中的基于 SHD 扫描的阻抗匹配检测方法的不匹配时的说明图。
- [0026] 图 4 是说明第 1 实施方式中的基于 SHD 扫描的阻抗匹配检测方法的最终匹配点的判定方法的图。
- [0027] 图 5 是说明第 1 实施方式中的阻抗匹配装置的动作的流程图。
- [0028] 图 6 是示出第 1 实施方式的阻抗匹配装置中的模拟前端部配置在内窥镜内部的情况的实施例 1 的结构图。
- [0029] 图 7 是示出第 1 实施方式的阻抗匹配装置中的模拟前端部配置在处理器内部的情况的实施例 2 的结构图。
- [0030] 图 8 是本发明的第 2 实施方式的具有阻抗匹配装置的内窥镜中的能够在不同缆线长的内窥镜中共用的镜体内基板的结构图。
- [0031] 图 9 是示出在第 2 实施方式中连接了缆线长较长的内窥镜的情况的内窥镜的结构图。
- [0032] 图 10 是示出在第 2 实施方式中连接缆线长较短的内窥镜的情况的进行了长度补偿的内窥镜的结构图。
- [0033] 图 11 是说明避免与基于驱动脉冲休止期间的电源电压波形的变化对应的驱动脉冲的电平变动的的影响的方法的图。
- [0034] 图 12 是示出在内窥镜前端部配设有使帧转送方式的 CCD 间歇驱动中的曝光时间内的读出脉冲休止的断电信号产生器的结构的框图。
- [0035] 图 13 是说明断电信号产生方法的实施例 1 的波形图。
- [0036] 图 14 是示出实施例 1 中的断电信号产生器的结构的图。
- [0037] 图 15 是说明图 14 的断电信号产生器的动作的时序图。
- [0038] 图 16 是说明断电信号产生方法的实施例 2 的波形图。
- [0039] 图 17 是示出实施例 2 中的断电信号产生器的结构的图。
- [0040] 图 18 是现有例的阻抗匹配装置的结构图。
- [0041] 图 19 是示出由现有例的阻抗匹配后的传送路径传送的 CCD 输出波形的图。
- [0042] 图 20 是示出由现有例的未进行阻抗匹配的传送路径传送的 CCD 输出波形的图。

具体实施方式

- [0043] 下面,参照附图对本发明的实施方式进行详细说明。
- [0044] [第 1 实施方式]
- [0045] 图 1 示出本发明的第 1 实施方式的阻抗匹配装置的结构。本实施方式说明将阻抗匹配装置 1A 应用于内窥镜 1 的例子。
- [0046] 在图 1 中,阻抗匹配装置 1A 具有:前端部 10,其具有作为固体摄像元件的 CCD11;作为传送路径的缆线 20,其传送该前端部 10 的 CCD 11 输出;以及模拟前端部 30A,其输入所传送的 CCD 11 输出,利用 CDS 电路 33 的采样动作检测阻抗的匹配或不匹配的程度,生成

与该程度对应的控制信号,能够进行使匹配用的可变电阻 R4a 的电阻值匹配的控制。缆线 20 具有特性阻抗 Z_0 。

[0047] 前端部 10 具有作为固体摄像元件的 CCD 11、构成发射极跟随器的晶体管 Q1、将 CCD 11 的输出导入晶体管 Q1 的基极的电阻 R1、用于向缆线 20 输出晶体管 Q1 的发射极输出的电阻 R2。从未图示的处理器内的直流电源向前端部 10 内的 CCD 11 和晶体管 Q1 的集电极供给电源电压 Vdd。

[0048] 缆线 20 向模拟前端部 30A 侧传送来自 CCD 11 的摄像信号,另一方面,通过缆线 20 内的未图示的驱动信号线向 CCD 11 侧传送来自模拟前端部 30A 内的未图示的驱动信号生成电路的 CCD 用驱动信号。

[0049] 模拟前端部 30A 具有终端电路部 31、前置放大器 32、CDS 电路 33、A/D 转换器 34、以及作为控制信号生成部的 FPGA (Field Programmable Gate Array (现场可编程门阵列)的简称) 35,该 FPGA 35 利用 CDS 电路 33 的采样动作生成与阻抗的匹配或不匹配程度对应的控制信号,使匹配用的可变电阻 R4a 的电阻值匹配。FPGA 35 生成馈通采样脉冲(SHP)和信号钳位脉冲(SHD),通过对 CDS 电路 33 供给这些脉冲,能够对 CDS 电路 33 的采样动作进行控制。

[0050] 终端电路部 31 具有直流终端电阻 R3、直流截止用电容器 C1、交流终端电阻 R4a。交流终端电阻 R4a 由能够利用来自 FPGA 35 的控制信号调整电阻值的数字微调电阻器这样的可变电阻构成。

[0051] 另外,作为阻抗匹配控制兼图像处理器件,使用 FPGA,但是,也可以使用 DSP (数字信号处理器)或 CPU (中央运算处理装置)。

[0052] 阻抗匹配装置 1A 中的阻抗匹配时的上述各部的动作功能如下所述。

[0053] 模拟前端部 30A 内的未图示的驱动单元能够驱动 CCD 11,使得从 CCD 11 输出矩形波。

[0054] 缆线 20 传送从 CCD 11 输出的所述矩形波。

[0055] CDS 电路 33 按照如下的方式进行相关双重采样:将馈通采样脉冲(SHP)的定时固定成由缆线 20 传送的所述矩形波表现为高值的定时(“高”部分),以该固定的馈通采样脉冲的定时为基准一边改变信号钳位脉冲(SHD)的定时一边对所述矩形波进行采样,由此扫描所述矩形波。CDS 电路 33 依次对馈通部 f1 和信号部 f2 各自的电平进行采样和保持,输出它们的电位差作为信号值。

[0056] 作为可变电阻的交流终端电阻 R4a 设置在缆线 20 的终端侧,电阻值可变。

[0057] 作为电阻值可变单元的 FPGA 35 根据作为改变可变电阻即交流终端电阻 R4a 的电阻值并进行扫描的结果而从所述 CDS 电路 33 输出的信号,改变该交流终端电阻 R4a 的电阻值,使得所述交流终端电阻 R4a 的电阻值与缆线 20 的特性阻抗 Z_0 匹配。更具体而言,FPGA 35 对从 CDS 电路 33 输出的信号进行 2 次微分,将所述交流终端电阻 R4a 的电阻值确实为该 2 次微分的结果的绝对值表现为最接近 0 的值时的电阻值,作为与缆线 20 的特性阻抗匹配

[0058] 接着,参照图 2 ~ 图 4 对图 1 的作用效果进行说明。

[0059] 由于阻抗匹配的条件为(晶体管 Q1 的输出电阻)+(电阻 R2)= Z_0 =R4a,所以能够通过改变电阻 R4a 来减少特性阻抗 Z_0 的偏差。电阻 R4a 由利用电控制信号的值使电阻值可

变的数字微调电阻器构成。仅当驱动 CDD 驱动中的复位时,从 CCD 11 输出矩形波。

[0060] 相对于进行阻抗匹配的情况的图 2(a)所示的 CCD 矩形输出波形,未进行阻抗匹配的情况的图 3 (a)所示的 CCD 矩形输出波形的波形变形,所以,在 CDS 电路 33 中,在其输入波形的高电平(“高”)部分固定馈通钳位脉冲(SHP)的状态下依次改变信号钳位脉冲(SHD)的定时(以下称为扫描)时,在矩形波的变化点输出与该电压差对应的信号。

[0061] 在取得 CCD 输出的传送路径的阻抗匹配的情况下,如图 2 (a)所示,在变化点,CCD 输出波形同样增加,所以,信号钳位脉冲(SHD)的定时扫描时的明亮度(亮度)也同样变化,但是,在未取得阻抗匹配的情况下,由于包含反射波,所以如图 3 (a)所示,亮度不是同样变化。亮度的信号钳位脉冲定时的亮度值的 2 次微分越接近 0,越能够判断为取得匹配,所以,通过一边改变终端电阻值 R4a 一边计算上述 2 次微分的绝对值,能够决定最佳的终端电阻值 R4a。也可以代替计算 2 次微分的绝对值而计算 2 次微分值的平方值。在本实施方式中,在 FPGA 35 中计算 2 次微分并反馈到作为数字微调电阻器的可变电阻 R4a。

[0062] 实际上,图 2 (b)和图 3 (b)示出横轴取 SHD 脉冲的时间位置、纵轴取亮度的 2 次微分的平方值的曲线图。针对 2 次微分的平方值设置适当的阈值,检测 SHD 扫描中的一定时间内的 2 次微分的平方值的峰值数,由此,能够判定阻抗匹配的匹配或不匹配的程度。如图 2 (b)所示,如果基于一定时间内的 SHD 脉冲扫描的 2 次微分的平方值的峰值数为 2 个,则在亮度波形的上升沿或下降沿存在 2 个变化点,能够判定为取得阻抗匹配($Z=R4a$)。并且,如图 3 (b)所示,如果基于一定时间内的 SHD 脉冲扫描的 2 次微分的平方值的峰值数为 3 个以上(图中为 4 个),则在亮度波形的上升沿或下降沿存在 4 个变化点,能够判定为未取得阻抗匹配($Z \neq R4a$)。

[0063] 图 4 示出上述基于 SHD 扫描的阻抗匹配检测方法的最终匹配点的判定方法。当横轴取电阻 R4a 的值、纵轴取基于 SHD 脉冲扫描的 2 次微分的平方值的峰值数时,可知在 $R4a=Z0$ 的匹配点,峰值数最少(2 个),在除此之外的不匹配点中,峰值数为 3 个以上。即,能够判断为峰值数为 2 时的 R4a 的值等于 $Z0$ 。

[0064] 图 5 说明第 1 实施方式的阻抗匹配装置 1A 的动作。阻抗匹配装置 1A 的动作通过 FPGA 35 来控制。

[0065] 如图 5 所示,首先,在步骤 S1 中,将可变电阻 R4a 设定为初始值。接着,在步骤 S2 中,在 CCD 11 输出的高电平(“高”)期间内设定馈通采样脉冲 SHP。在步骤 S1 中,在从 CCD 11 输出中的高电平(“高”)到低电平(“低”)的变化点附近,在一定期间内依次改变信号钳位脉冲 SHD 的定时并进行扫描。

[0066] 接着,在步骤 S4 中,根据通过 SHD 扫描而得到的亮度谱(例如 CCD 输出信号的 2 次微分的平方值)对峰值数进行计数。然后,在步骤 S5 中,判断通过 SHD 扫描而得到的峰值数是否为 2。

[0067] 如果在步骤 S5 中峰值数不为 2,则变更电阻 R4a,返回步骤 S2,反复进行 S2 ~ S5。如果在步骤 S5 中峰值数为 2,则取得阻抗匹配,将电阻 R4a 设定为当前值。

[0068] 如上所述,由于能够自动调整终端电阻值以吸收缆线的特性阻抗的个体差(偏差),所以能够降低缆线传送后的 CCD 输出信号的劣化,提高信号波形的质量。而且,由于不需要追加阻抗调整用的缆线和器件等,所以缆线粗细和基板尺寸不可能增大,在这方面是优选的。

[0069] 图 6 示出第 1 实施方式的阻抗匹配装置中的模拟前端部配置在内窥镜(镜体)内部的情况的实施例 1 的结构图。

[0070] 在图 6 中,在内窥镜 1 内部吸收将模拟前端部 30A 配置在内窥镜 1 内部的缆线 20 的特性阻抗的偏差。在初次出厂时和修理(修复)时实施电阻 R4a 的调整作业,将其结果存储在内窥镜 1 内部的例如 ROM 中。在接通内窥镜 1 的电源时,从 ROM 中读出调整结果并设定电阻 R4a。

[0071] 图 7 示出第 1 实施方式的阻抗匹配装置中的模拟前端部配置在处理器内部的情况的实施例 2 的结构图。

[0072] 在图 7 中,在处理器 2 中吸收将模拟前端部 30A 配置在处理器 2 内的缆线 20 的特性阻抗的偏差。每次接通内窥镜 1 的电源时,实施电阻 R4a 的调整作业。在切断电源之前将调整结果保持在处理器 2 内的存储器中。

[0073] 根据第 1 实施方式,能够实现如下的阻抗匹配装置:能够利用作为相关双重采样电路的 CDS 电路的采样动作检测阻抗的不匹配程度,使匹配用可变电阻的电阻值匹配,吸收在内窥镜中使用的缆线的特性阻抗的偏差。

[0074] [第 2 实施方式]

[0075] 图 8 示出本发明的第 2 实施方式的具有阻抗匹配装置的内窥镜中的能够在不同缆线长的内窥镜中共用的镜体内基板的结构图。在图 8 ~ 图 10 中,对与图 1 相同的部分标注相同标号进行说明。

[0076] 图 8 示出能够共同组入例如大肠用镜体这样较长的镜体和支气管用镜体这样较短的镜体那样不同缆线长的多个种类的内窥镜中的镜体内基板 30B。

[0077] 在本第 2 实施方式中,关于长度不同的缆线长的内窥镜,通过利用在镜体内基板 30B 内配设的信号图案 60、70 补充其缆线长,使传送路径的送出侧电路和接受侧电路间的传送距离相同。信号图案 60 是设置在驱动信号线上的图案,信号图案 70 是设置在摄像信号线上的图案。

[0078] 信号图案 60、70 均形成为矩形波状的图案,使得在基板上的较少的空间内确保必要的长度。在信号图案 60 的从始端到终端的区间内设有作为电连接端子的多个(图中为 4 个)抽头 m1 ~ m4。针对这 4 个抽头 m1 ~ m4,对置配设有作为 1 个共通的连接端子的抽头 m0。即,能够使用连接线 61 选择性地使抽头 m0 与上述抽头 m1 ~ m4 中的任意一方连接。因此,抽头 m0、抽头 m1 ~ m4 和连接线 61 构成补偿单元,该补偿单元对缆线 20 的长度进行补偿,使得缆线 20 的长度实质上成为规定长度。

[0079] 同样,在信号图案 70 的从始端到终端的区间内设有作为电连接端子的多个(图中为 4 个)抽头 n1 ~ n4。针对这 4 个抽头 n1 ~ n4,对置配设有作为 1 个共通的连接端子的抽头 n0。即,能够使用连接线 71 选择性地使抽头 n0 与上述抽头 n1 ~ n4 中的任意一方连接。因此,抽头 n0、抽头 n1 ~ n4 和连接线 71 构成补偿单元,该补偿单元对缆线 20 的长度进行补偿,使得缆线 20 的长度实质上成为规定长度。

[0080] 如果使用该内窥镜共通的镜体内基板 30B,则在内窥镜装置组装时,即使从外部向镜体内基板 30B 连接图 9 或图 10 所示的长度不同的缆线 20 的情况下,通过在镜体内基板 30B 内配设的信号图案 60、70 的抽头选择,实质上也能够等同(等效)于连接相同长度的缆线。因此,如果将镜体内基板 30B 内的相位调整 and 电平调整用的电路常数 RL1、CL1 和 RL2

固定为与最长的缆线长的内窥镜(例如大肠用镜体)一致,则在内窥镜组装时,在使比最长的缆线长短的长度的缆线 20 与镜体内基板 30B 连接的情况下,如果与实际使用的较短的缆线 20(例如支气管用镜体的缆线)的长度对应地选择信号图案 60、70 的适当抽头(例如抽头 m4、n4)、并使用连接线 61、71 将抽头 m2 ~ m4 和抽头 n2 ~ n4 连接到共通抽头 m0、n0 上,则能够与最长的缆线长一致。

[0081] 当从 m1 向 m4 依次改变抽头 m1 ~ m4 中的任意一方连接到共通抽头 m0 上时,信号图案 60 的长度依次变长,其结果,能够按照依次增长在与抽头 m0 外部连接的缆线 20 的驱动信号线上附加的缆线长的方式进行补充。同样,当从 n1 向 n4 依次改变抽头 n1 ~ n4 中的任意一方连接到共通抽头 n0 上时,信号图案 70 的长度依次变长,其结果,能够按照依次增长在与抽头 n0 外部连接的缆线 20 的摄像信号线上附加的缆线长的方式进行补充。

[0082] 这里,驱动信号线不需要进行阻抗匹配,但是,关于摄像信号线,通过设置图 1 所示的阻抗匹配装置(标号 31 ~ 35),能够提高缆线传送后的摄像信号的质量。

[0083] 以往,需要按照缆线长的不同而对电路的常数进行设计或调整。由于缆线长变化,传送时间不同,所以存在调整幅度增大的问题。即,以往,当缆线长不同时,A/D 转换以前的相位调整按照每个镜体而不同,或者需要按照每个缆线重新估计用于进行驱动的电路常数,当镜体种类增加时,电路设计和管理烦杂。

[0084] 图 9 示出在第 2 实施方式中缆线长较长的内窥镜的结构图。这里,示出缆线长最长的情况的内窥镜。

[0085] 在图 9 中,将连接线 61 连接在共通抽头 m0 与抽头 m1 之间,将连接线 71 连接在共通抽头 n0 与抽头 n1 间之间。即,由于分别使用连接线 61、71 使镜体内基板 30B 内的 2 个切换单元中的共通抽头 m0、n0 与抽头 m1、n1 连接、即采用缆线长最长的情况的连接,所以成为不进行长度补偿的状态。

[0086] 图 10 示出在第 2 实施方式中针对缆线长较短的内窥镜进行长度补偿的状态镜的结构图。这里,示出缆线长最短的情况的内窥镜。

[0087] 在图 10 中,将连接线 61 连接在共通抽头 m0 与抽头 m4 之间,将连接线 71 连接在共通抽头 n0 与抽头 n4 之间。即,由于分别使用连接线 61、71 使镜体内基板 30B 内的 2 个切换单元中的共通抽头 m0、n0 与抽头 m4、n4 连接、即采用缆线长最短的情况的连接,所以,成为进行与信号图案 60、70 的全长相当的长度补偿的状态。

[0088] 根据第 2 实施方式,在镜体内基板上设置补偿单元,该补偿单元对所述缆线长的长度进行补偿,使得缆线的长度实质上成为规定长度,所以,不需要每次根据缆线长而改变镜体内基板上的电路常数等,不需要预先准备与缆线长对应的多个种类的镜体内基板。

[0089] 下面,对与本发明的内窥镜相关联的技术进行说明。

[0090] 图 11 说明避免与基于驱动脉冲休止期间的电源电压波形的变化对应的驱动脉冲的电平变动的的影响的方法。在图 11 中,(a)示出电源电压波形,(b)示出垂直同步信号,(c)示出驱动脉冲波形。由于驱动脉冲本来给出驱动定时,所以振幅恒定,但是,在图 11(c)中,由于设有脉冲休止期间而使电源电压发生变动,得到驱动脉冲也发生变动的结果。

[0091] 由于 CCD 的分辨率越高,驱动信号的频率越高,所以电力消耗增大。因此,在驱动脉冲中设置休止期间,节减电力消耗。因此,在驱动脉冲中存在动作的期间和停止的期间。停止的期间不消耗电源,但是,由于经由缆线向内窥镜前端的 CCD 送出电源,所以,当流过

驱动电流时,电源电压下降。在驱动脉冲不进行动作的情况下,由于不流过消耗电流,所以,电源电压上升。伴随电源电压的上升,当驱动信号即驱动脉冲开始进行动作时,驱动脉冲的振幅也抬高,伴随电源电压的下降,驱动脉冲的振幅也下降,转移到稳定状态。即,当驱动脉冲开始进行动作并开始流过驱动电流时,由于在缆线中存在电阻,所以电源电压下降,转移到稳定状态。在驱动脉冲的休止期间中,当电源电压升高时,在摄像图像中产生阴影(图像逐渐变白的现象)。以往为了在垂直同步信号的消隐期间(图 11 (b)的高电平的期间)内使驱动脉冲也休止、而使电源电压的上升状态的期间(在该期间内,在驱动脉冲开始时产生振幅上升的状态)与图像显示期间的开始大致一致,作为阴影,会造成不良影响。

[0092] 因此,如图 11 (c)所示,在垂直同步信号的消隐期间之前设置驱动脉冲的休止期间的定时,换言之,在图像显示期间(有效期间)的开始点之前(例如消隐期间的开始时点)设置驱动脉冲的开始定时。即,在图像显示的休止期间即消隐期间内到来与驱动脉冲的振幅变动期间对应的预驱动期间,电源电压下降而稳定,在驱动脉冲振幅也稳定的时点取出图像信号并显示在监视器上。由此,与阴影相当的部分不会显示在监视器上。

[0093] 如上述图 11 (b)、(c)那样,使开始驱动的定时向实际需要的图像显示期间之前偏移,在电源电压和驱动脉冲的振幅稳定后取出摄像图像,由此不会将阴影等不良情况显示在画面上。

[0094] 图 12 示出在内窥镜前端部配设用于使在本发明的内窥镜中使用的帧转送方式的 CCD 的间歇驱动中的曝光时间内的读出脉冲或驱动信号休止的断电信号产生器的结构。其中,示出了在内窥镜 1 的前端部 10,除了 CCD 11 以外,还具有 CDS 电路 33 和定时发生器 40。

[0095] 在图 12 中,内窥镜 1 的前端部 10 具有 CCD 11、进行相关双重采样处理的 CDS 电路 33、对这些电路供给定时信号的定时发生器 40。CCD 11 例如使用帧转送方式的 CDD。并且,定时发生器 40 除了具有定时产生器 40a、40c 和驱动电路 40b、40d 以外,还具有断电信号产生器 40f。以往,断电信号产生器不是设置在内窥镜前端部 10,而是设置在处理器(图示省略)侧,所以断电信号线需要通过缆线 20 内,成为内窥镜插入部粗径化的要因之一。该现有例记载于日本特开 2009-045366 号公报的图 3 中。在本发明的实施例中,对其进行了改善,在内窥镜前端部 10 内配设断电信号产生器 40f,使用水平驱动信号和垂直驱动信号在前端部 10 生成断电信号。

[0096] 下面,对图 12 的电路结构进行说明,然后,参照图 13 ~ 图 17 对断电信号的生成方法进行说明。

[0097] 如图 12 所示,在内窥镜 1 的前端部 10 设置的 CCD 11 构成为具有图像区域 11a、移位寄存器 11b、放大电路 11c、开关 11d。

[0098] 图像区域 11a 对由未图示的物镜光学系统成像的被摄体的像进行光电转换,作为电荷进行蓄积,并且,根据从定时发生器 40 输出的 ϕP 信号,将该电荷转送到移位寄存器 11b。

[0099] 移位寄存器 11b 根据从定时发生器 40 输出的 ϕS 信号,将从图像区域 11a 转送的电荷作为摄像信号而输出到放大电路 11c。

[0100] 放大电路 11c 在开关 11d 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,放大电路 11c 在开关 11d 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,放大电路 11c 根据从定时发生器 40 输出的 ϕR 信号,在所述驱动状态下对从移位寄存器

11b 输出的摄像信号进行放大,将放大后的该摄像信号作为 CCDout 信号而输出到 CDS 电路 33。

[0101] 开关 11d 在所输入的 ϕ PDN 信号表示接通的情况下接通,从而对放大电路 11c 供给电压 Vdd。并且,开关 11d 在所输入的 ϕ PDN 信号表示断开的情况下断开,从而停止对放大电路 11c 供给电压 Vdd。

[0102] 如图 12 所示,在内窥镜 1 的前端部 10 设置的 CDS 电路 33 构成为具有采样脉冲产生电路 33a、采样保持电路 33b、放大电路 33c、开关 33d。

[0103] 采样脉冲产生电路 33a 在开关 33d 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,采样脉冲产生电路 33a 在开关 33d 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,采样脉冲产生电路 33a 根据从定时发生器 40 输出的 ϕ SH 信号,在所述驱动状态下生成用于表示采样保持电路 33b 进行相关双重采样处理的定时的采样脉冲,并且将该采样脉冲输出到采样保持电路 33b。

[0104] 采样保持电路 33b 根据从采样脉冲产生电路 33a 输出的采样脉冲,对从 CCD 11 输出的 CCDout 信号进行相关双重采样处理。

[0105] 放大电路 33c 在开关 33d 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,放大电路 33c 在开关 33d 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,放大电路 33c 在所述驱动状态下对从采样保持电路 33b 输出的实施了相关双重采样处理后的 CCDout 信号进行放大,将放大后的该 CCDout 信号作为 CDSout 信号(摄像信号)而输出到晶体管 TR1 的基极。

[0106] 开关 33d 在所输入的 ϕ PDN 信号表示接通的情况下接通,从而对放大电路 33c 供给电压 Vdd。并且,开关 33d 在所输入的 ϕ PDN 信号表示断开的情况下断开,从而停止对放大电路 33c 供给电压 Vdd。

[0107] 如图 3 所示,在内窥镜 1 的前端部 10 设置的定时发生器 40 构成为具有水平定时产生器 40a、驱动电路 40b 和 40d、垂直定时产生器 40c、开关 40e。

[0108] 水平定时产生器 40a 在开关 40e 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,水平定时产生器 40a 在开关 40e 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,水平定时产生器 40a 根据所输入的 ϕ H 信号和 ϕ V 信号,在所述驱动状态下生成水平定时信号,并且将该水平定时信号输出到驱动电路 40b 和垂直定时产生器 40c。并且,水平定时产生器 40a 根据所输入的 ϕ H 信号和 ϕ V 信号,在所述驱动状态下生成 ϕ SH 信号,并且将该 ϕ SH 信号输出到采样脉冲产生电路 33a。

[0109] 驱动电路 40b 在开关 40e 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,驱动电路 40b 在开关 40e 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,驱动电路 40b 根据从水平定时产生器 40a 输出的水平定时信号,生成用于驱动移位寄存器 11b 的信号即 ϕ S 信号并输出,并且生成用于驱动放大电路 11c 的信号即 ϕ R 信号并输出。

[0110] 垂直定时产生器 40c 根据所输入的 ϕ H 信号、 ϕ V 信号、水平定时信号生成垂直定时信号,并将该垂直定时信号输出到驱动电路 40d。

[0111] 驱动电路 40d 在开关 40e 接通的情况下被供给电压 Vdd,从而成为驱动状态。换言之,驱动电路 40d 在开关 40e 断开的情况下未被供给电压 Vdd,所以成为驱动停止状态。然后,驱动电路 40d 根据从垂直定时产生器 40c 输出的垂直定时信号,生成用于驱动图像区域

11a 的信号即 ϕP 信号并输出。

[0112] 另外,假设在驱动电路 40b 和驱动电路 40d 设置在处理器(图示省略)侧的情况下,在搭载有作为高分辨率的图像传感器的 CCD 时,作为驱动信号,需要高频的信号,该高频的驱动信号经由缆线 20 传送到内窥镜前端部 10 内的 CCD 11,但是,该高频的驱动信号在通过缆线 20 后以高衰减度衰减。与此相对,如图 12 所示,当驱动电路 40b 和 40d 设置在内窥镜前端部 10 时,不经由缆线 20 传送高频的驱动信号,在前端部 10 的部分仅给出水平和垂直的定时信号(这些信号可以是 1V 左右的低电平的信号),能够在前端部 10 中生成驱动所需要的 3V 左右的驱动信号,是优选的。

[0113] 上述帧转送方式的 CCD 11 共同地制作有转送路径和作为感光部的光电二极管,如果在光照射时进行读出,则产生不良情况。因此,在转送时(即读出时)必须进行遮光。在读出时和曝光时,必须完全分开进行。因此,在遮光时进行读出,在曝光时无法进行读出。因此,在曝光时间内,即使得到读出信号也不能进行读出。即,在曝光时间内,优选通过断电信号来禁止得到读出信号。禁止得到读出信号具有节减消耗电力的优点。以往,使用能够使来自光源装置的光交替通过曝光区域和遮光区域的旋转滤镜,对 CCD 11 进行曝光或遮光,所以,特别是在体腔内,光不会从周围进入,所以,在遮光区域中,能够完全遮断光,在该遮光期间内,即使作为驱动信号的读出信号进入 CCD,摄像信号也能够保持 0 电平。但是,由于读出信号进入 CCD 会产生电力消耗,所以,优选完全停止。因此,在本发明的实施例 1 中,在曝光时间内,生成图 13 或图 16 的标号 ϕPDN 所示的断电信号(以 L 电平执行断电),完全停止读出信号或驱动信号。

[0114] 另外,在图 13 和图 16 中,作为垂直读出信号,示出 4 条信号,但是,这意味着进行如下驱动:连续读出 CCD 的 4 条水平线并输出到 4 个水平寄存器(移位寄存器)。

[0115] 图 13 说明断电信号产生方法的实施例 1,图 14 示出实施例 1 中的断电信号产生器的结构,图 15 说明图 14 的断电信号产生器的动作。

[0116] 图 14 所示的断电信号产生器 40f 生成图 13 所示的 ϕPDN ,具有或电路 41 和延迟电路 42。

[0117] 在图 14 中,将水平驱动信号(例如 40MHz 的高频的信号) ϕH 直接输入到或电路 41 的一个输入端,向或电路 41 另一个输入端输入使水平驱动信号 ϕH 延迟半个周期的信号 $\phi H'$,通过取 ϕH 与 $\phi H'$ 的逻辑和(或),如图 15 所示生成断电信号 ϕPDN 。断电信号 ϕPDN 以 L 电平执行断电。

[0118] 图 16 说明断电信号产生方法的实施例 2,图 17 示出实施例 2 中的断电信号产生器的结构。

[0119] 图 17 示出生成图 16 所示的断电信号 ϕPDN 的断电信号产生器。

[0120] 在图 17 所示的断电信号产生器 40f 中,使水平驱动信号(例如 40MHz 的高频的信号) ϕH 通过缓冲放大器 43,输入到电阻 R 和电容器 C 的积分电路,使该积分电路的输出通过缓冲放大器 44 作为断电信号 ϕPDN 输出。根据这种结构,通过使水平驱动信号 ϕH 的 H 电平期间保持一定时间(没有水平驱动脉冲的大致水平消隐期间),能够得到设存在图 16 所示的驱动脉冲的读出期间为 H 电平、没有驱动脉冲的断电期间为 L 电平的断电信号 ϕPDN 。但是,该情况下,作为断电信号 ϕPDN ,在水平消隐期间生成不断电的信号。

[0121] 由于图 16 所示的断电信号 ϕPDN 在水平驱动信号的水平消隐期间内不断电,所

以,消耗电力降低的效果减小。但是,如图 13 所示的 ϕ PDN 信号的情况那样,如果在水平消隐期间内断电,则在开通时,CCD 和 CDS 电路的动作不稳定,发生由于波形失真等而产生画质劣化的不良情况,但是,根据图 16 所示的断电信号 ϕ PDN,能够防止这种不良情况。另外,在图 13 所示的 ϕ PDN 信号的情况下,能够实现水平和垂直的两个方向的断电,与此相对,在图 16 所示的断电信号 ϕ PDN 的情况下,仅能够实现垂直方向的断电。

[0122] 另外,本发明不限于上述实施例,能够在不改变本发明主旨的范围内进行各种变更、改变等。

[0123] 本申请以 2010 年 8 月 9 日在日本申请的日本特愿 2010-178834 号为优先权主张的基础进行申请,上述公开内容被引用到本申请说明书和权利要求书中。

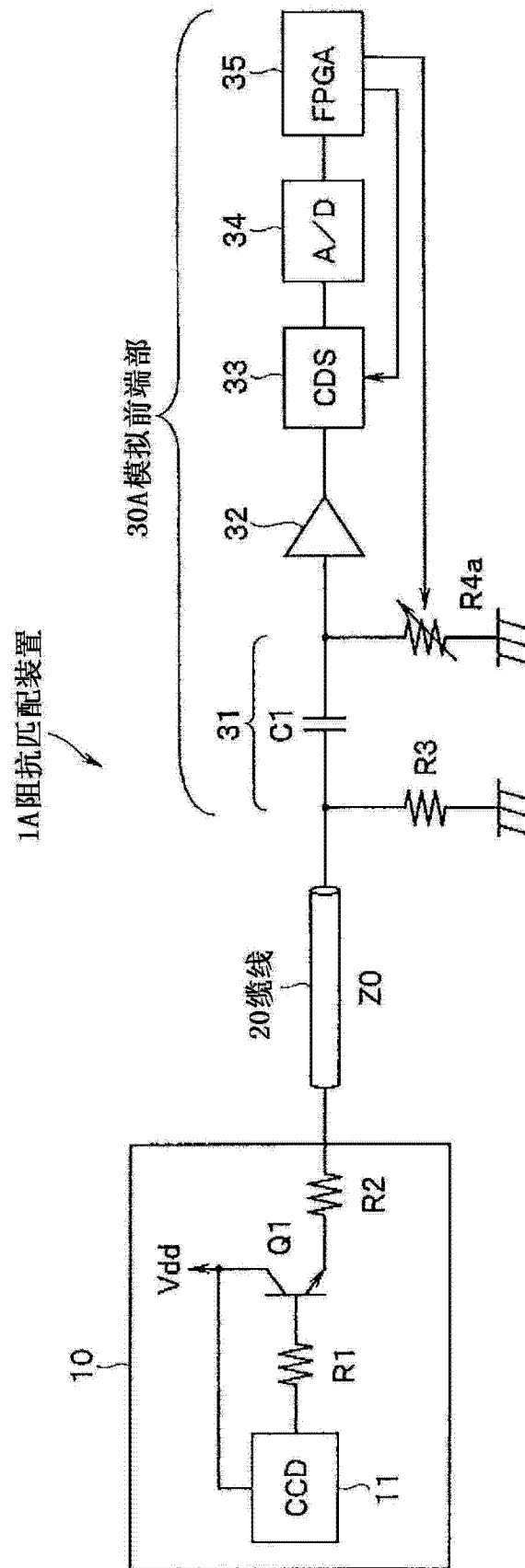


图 1

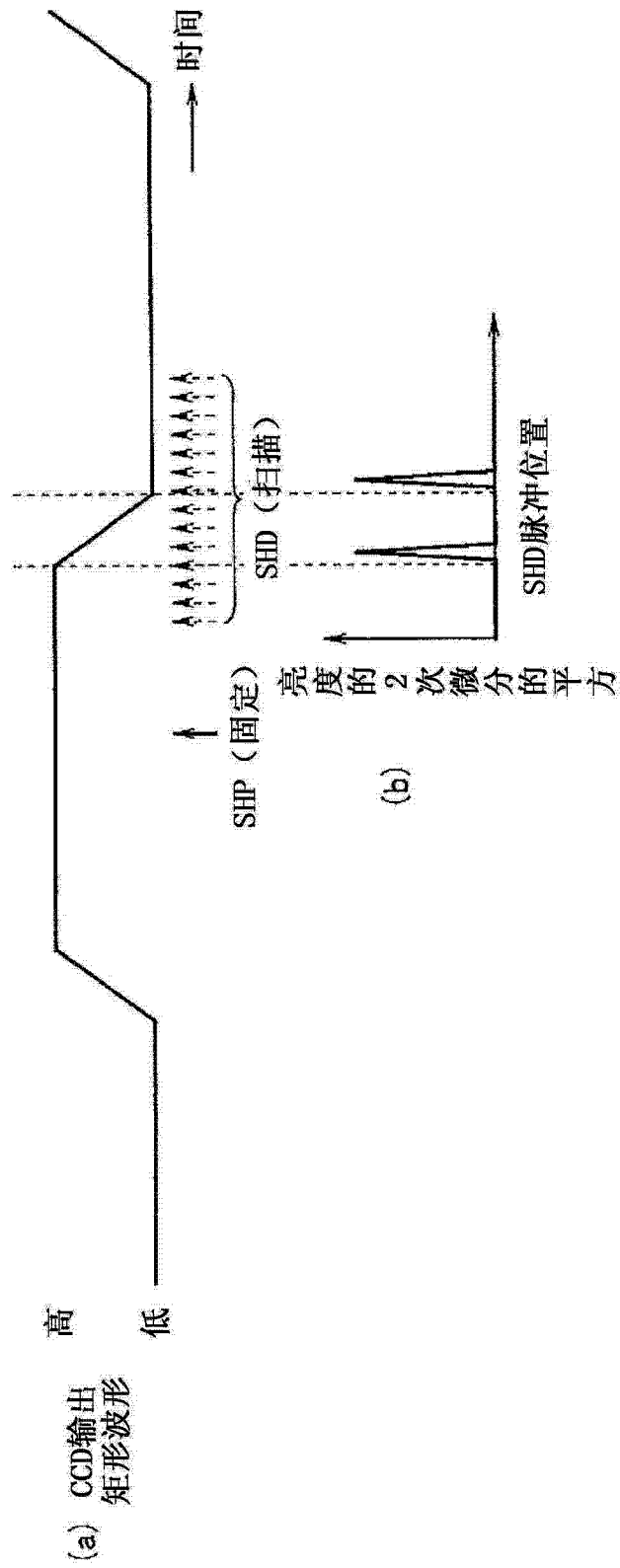


图 2

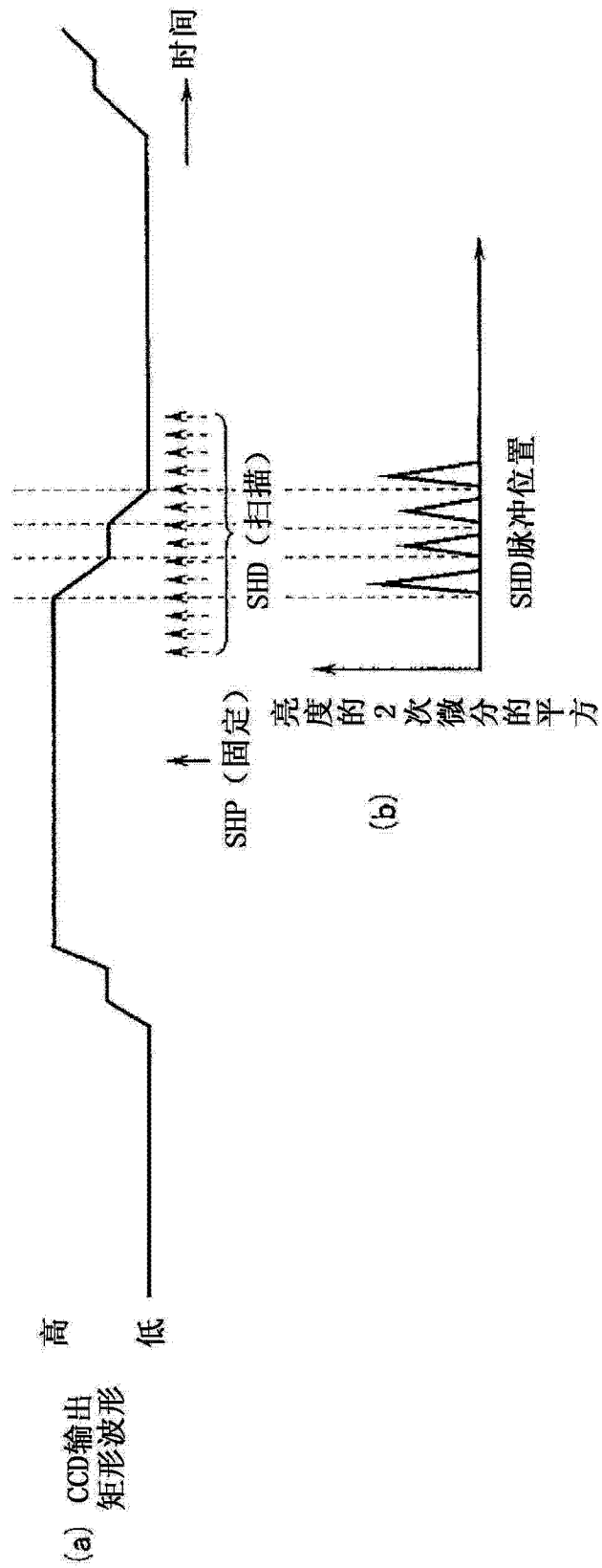


图 3

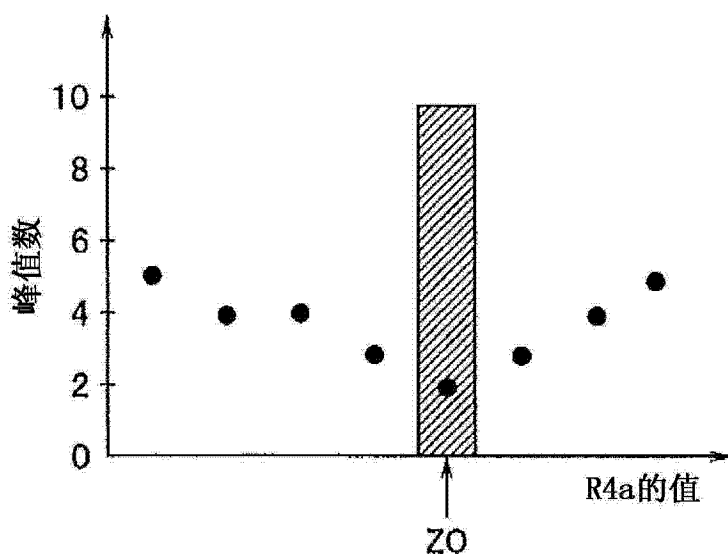


图 4

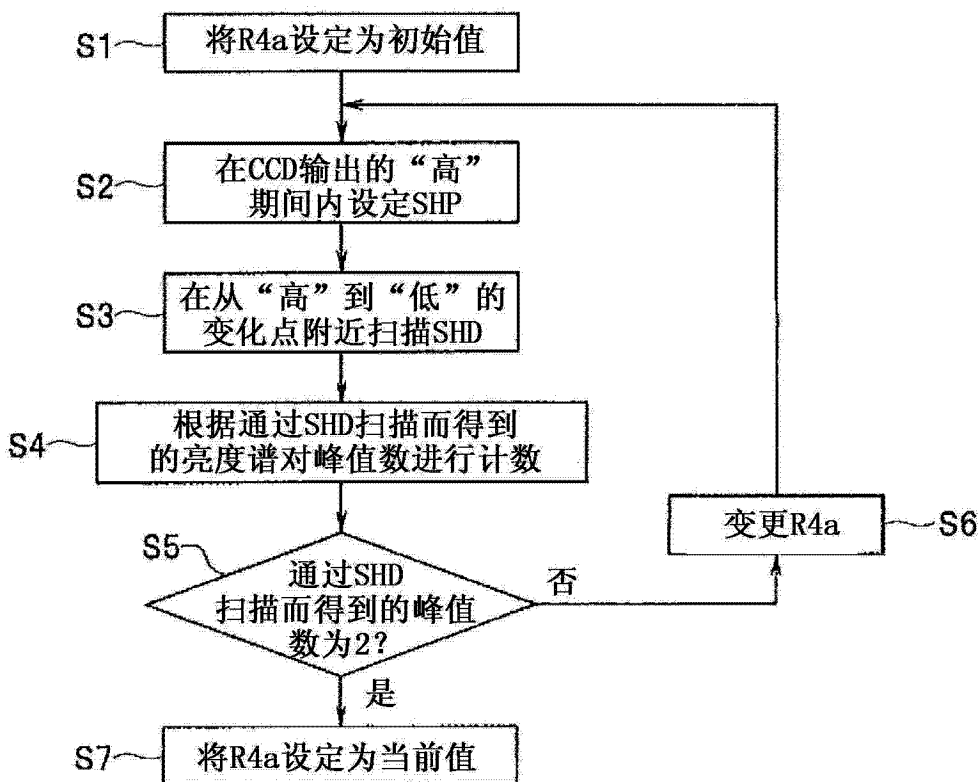


图 5

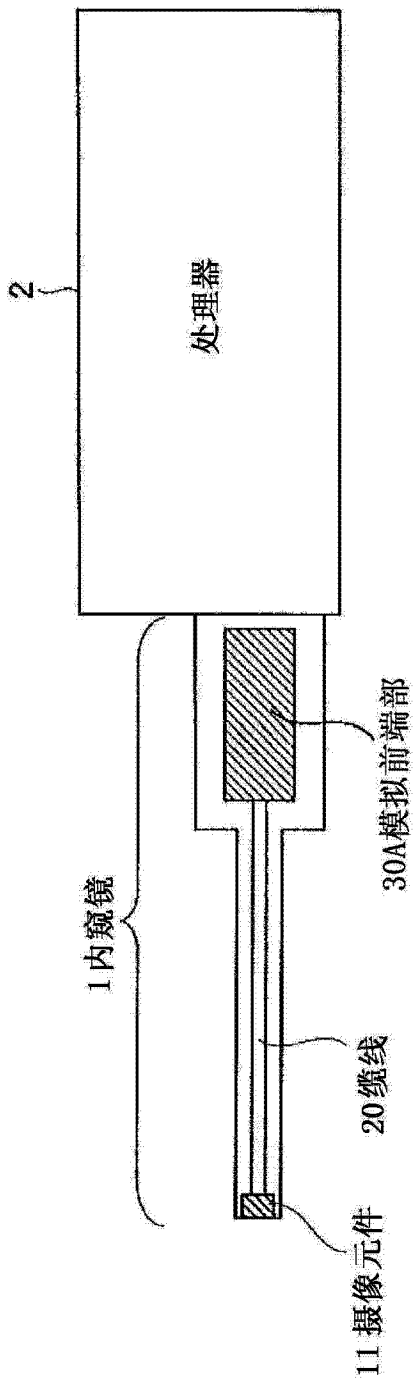


图 6

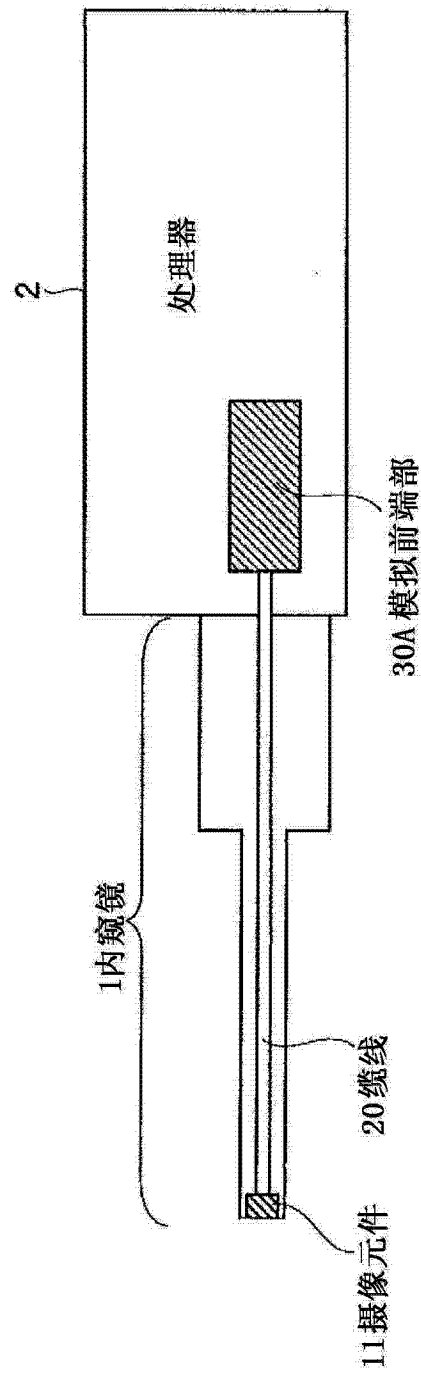


图 7

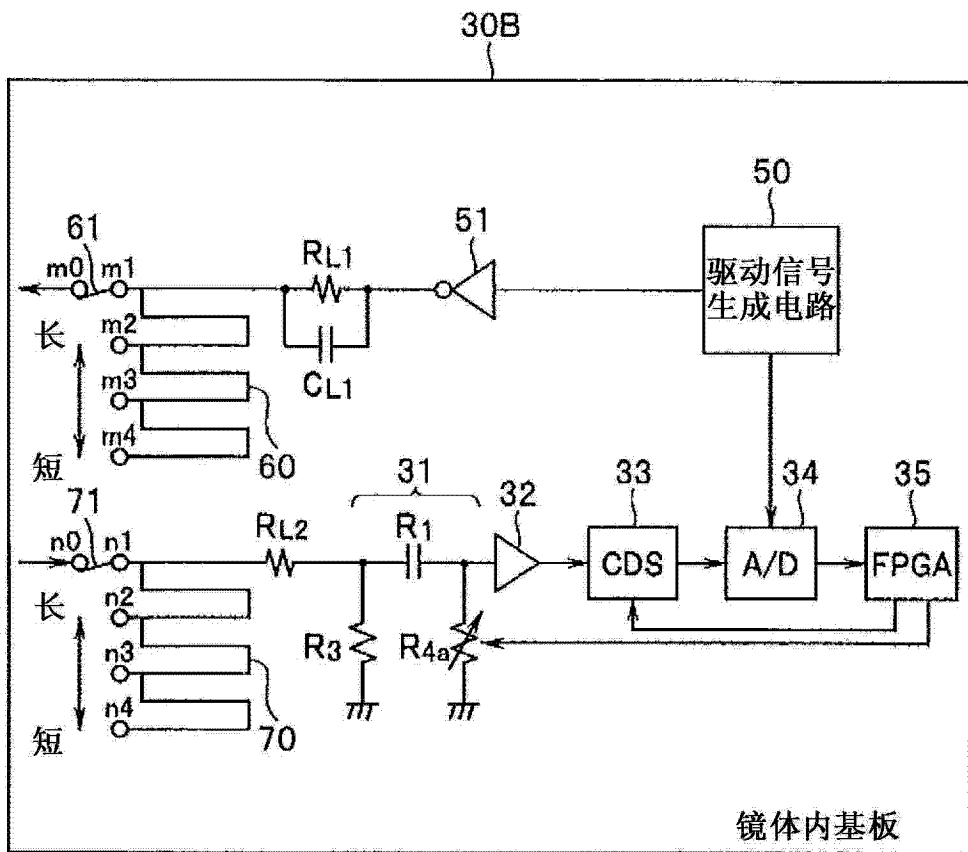


图 8

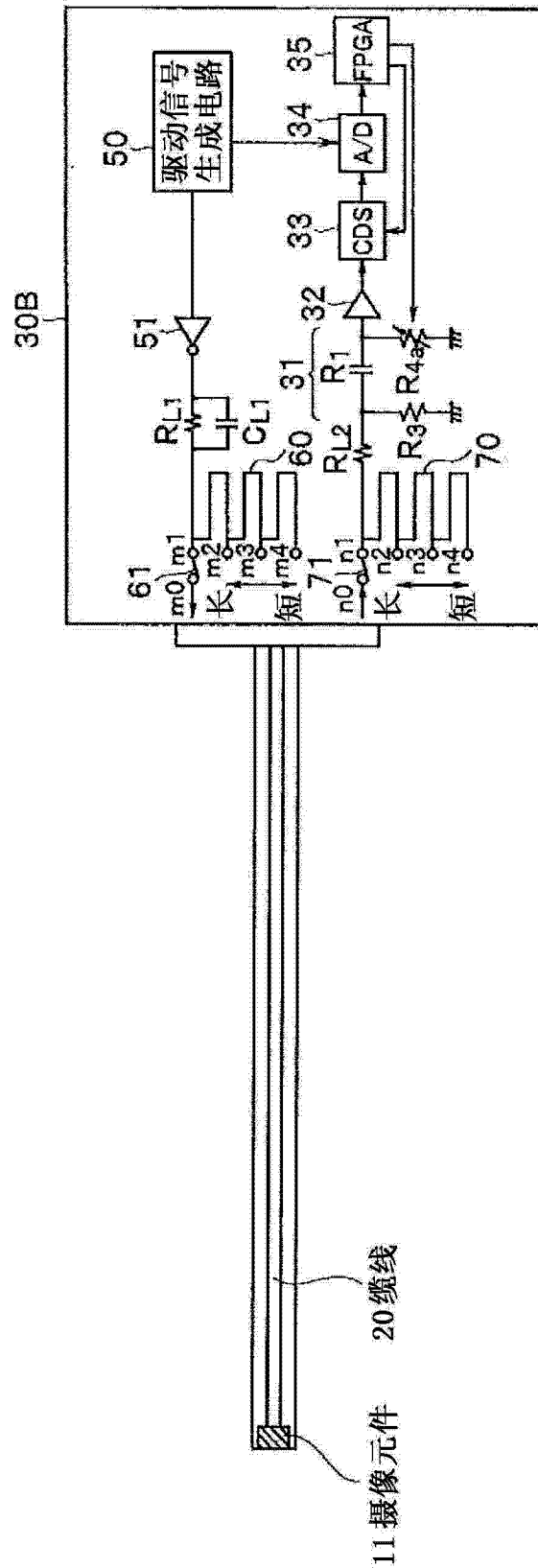


图 9

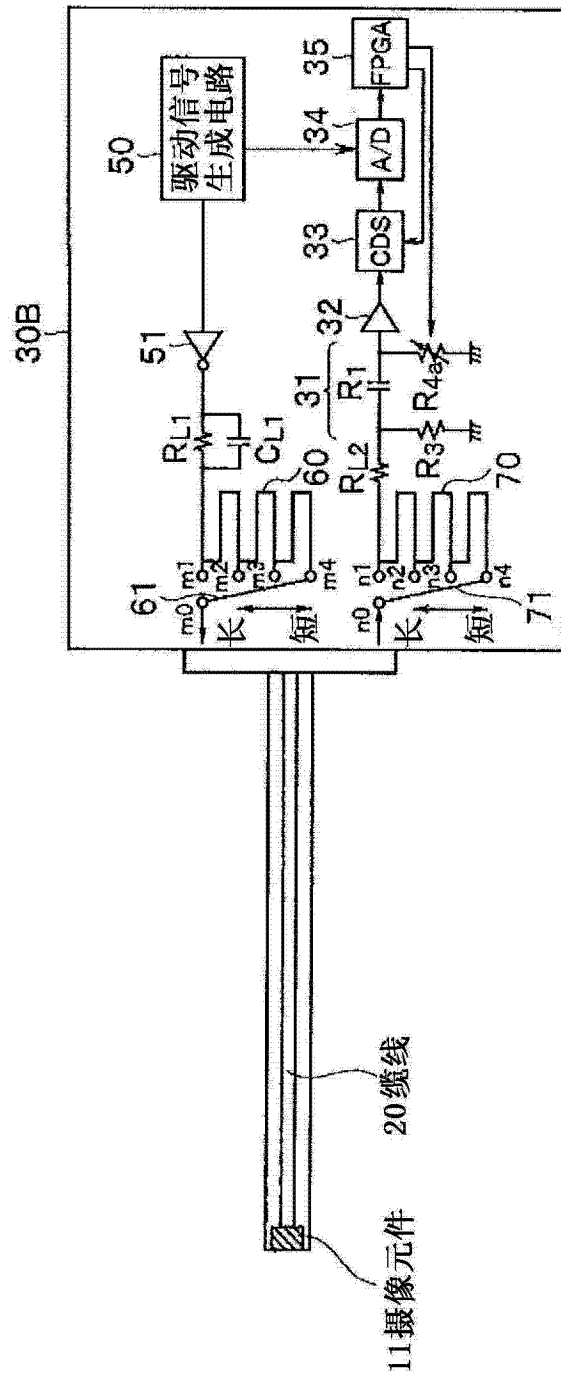


图 10

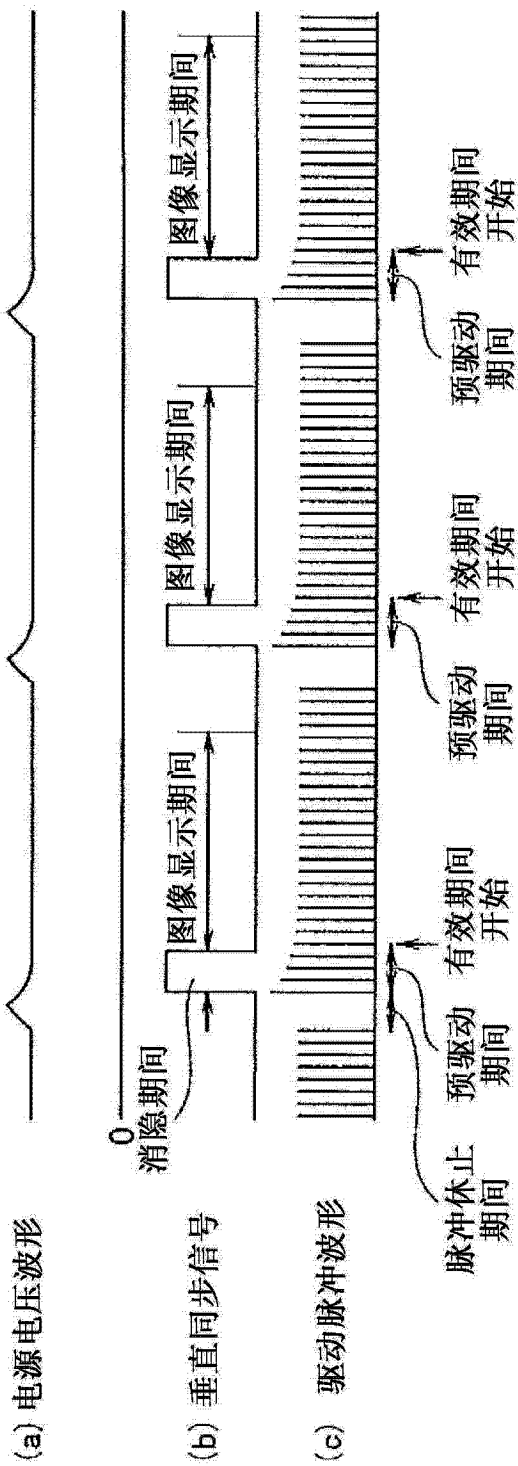


图 11

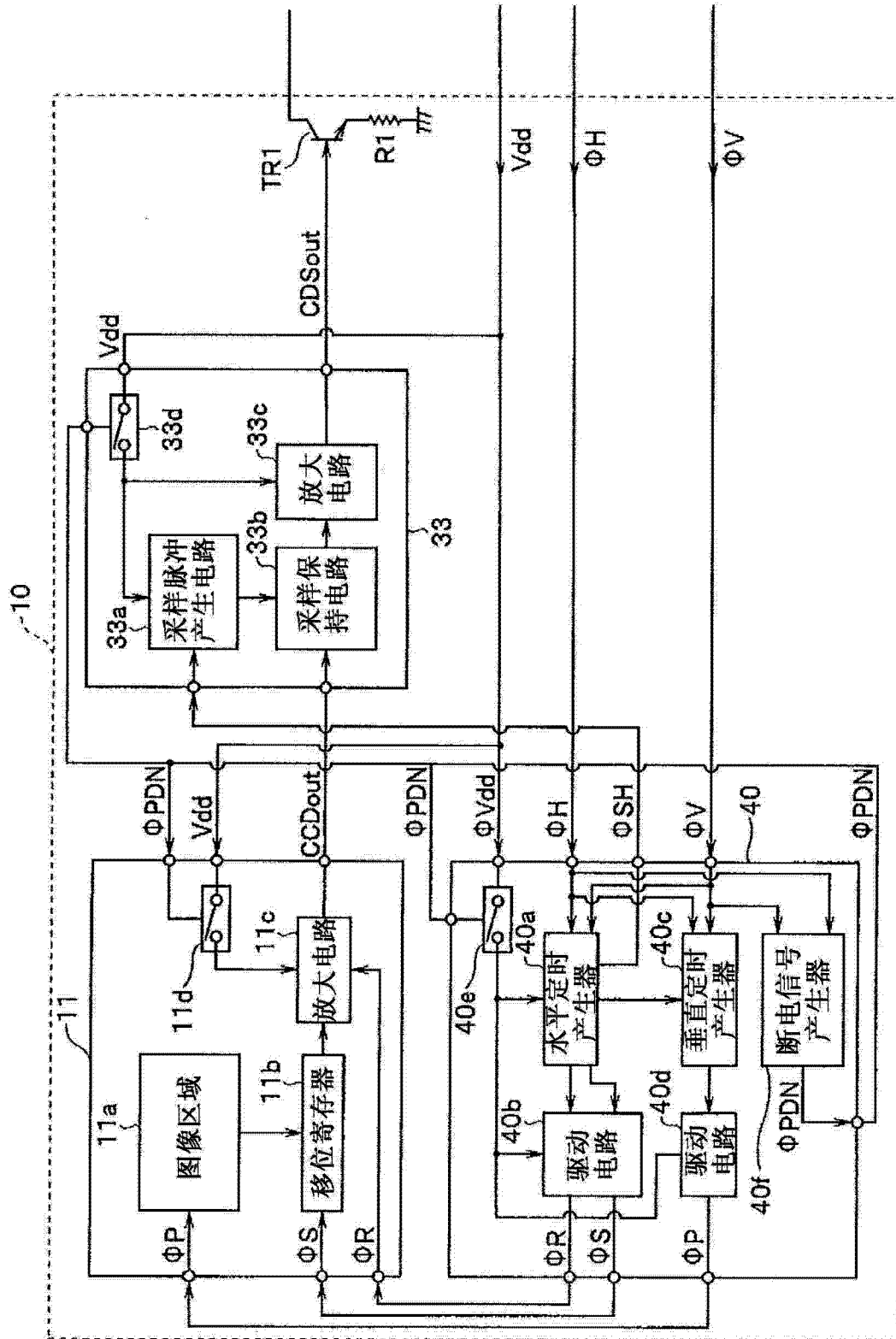


图 12

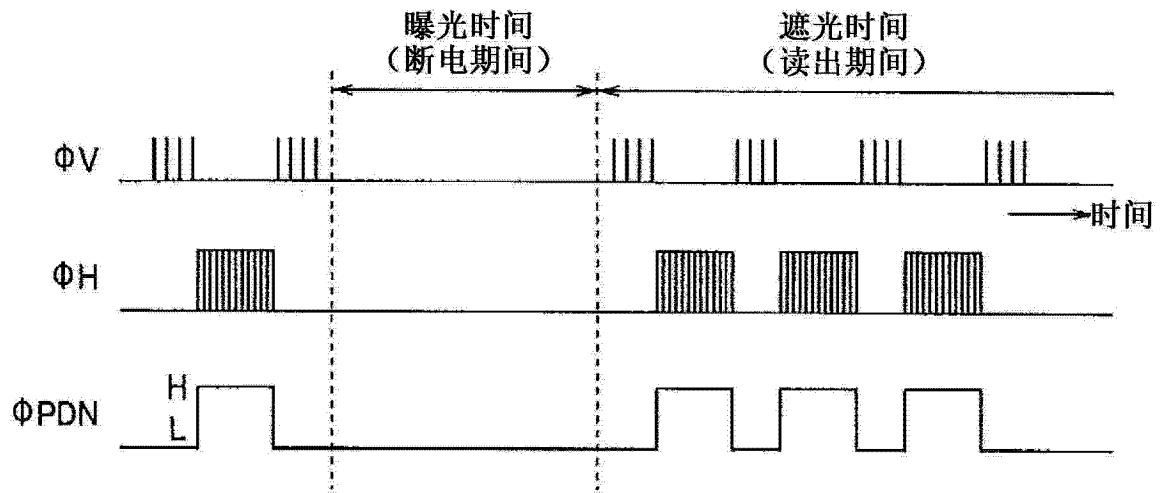


图 13

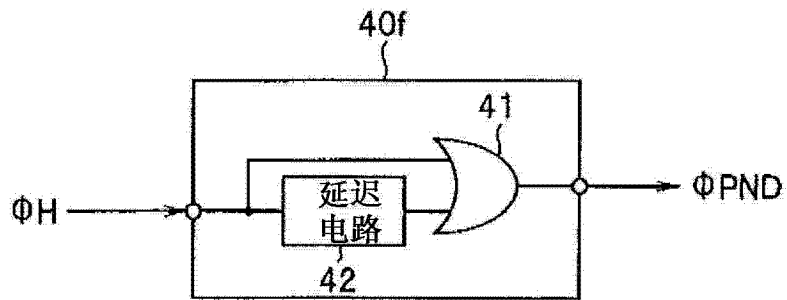


图 14

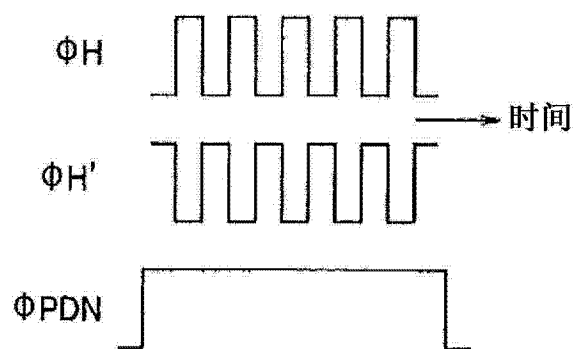


图 15

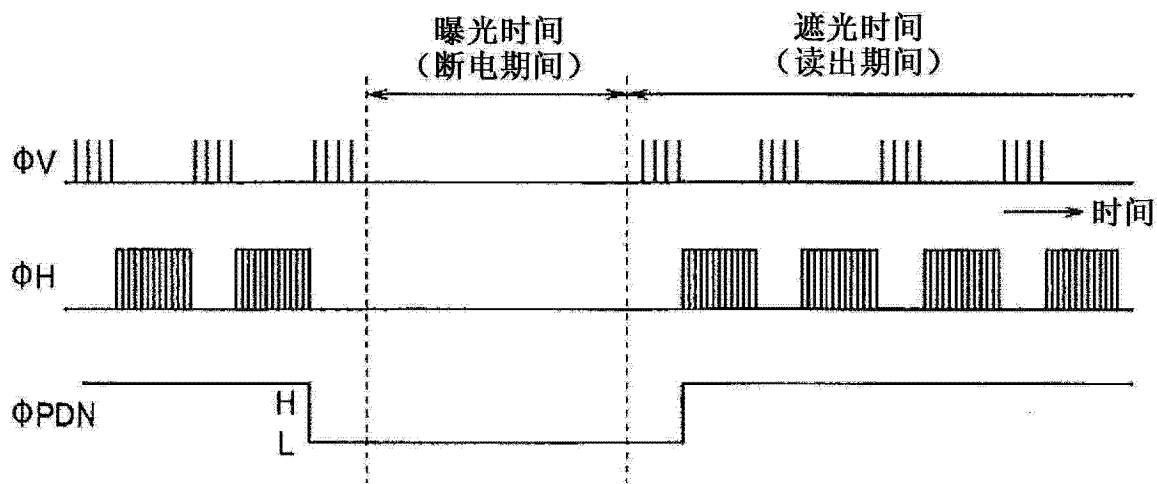


图 16

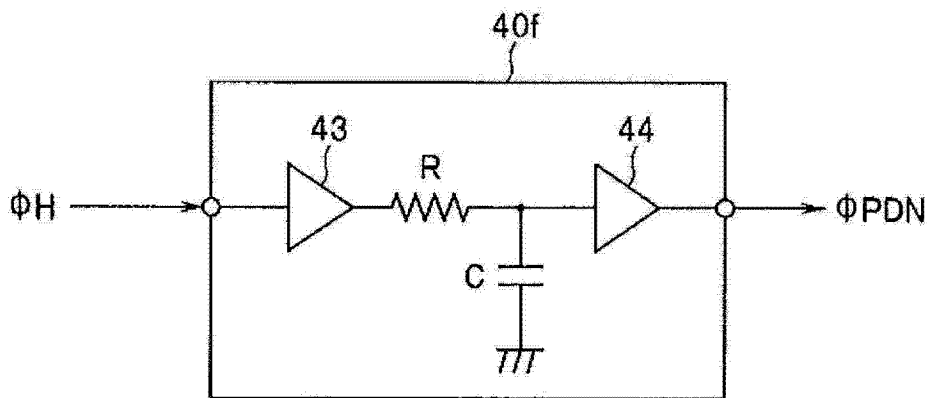


图 17

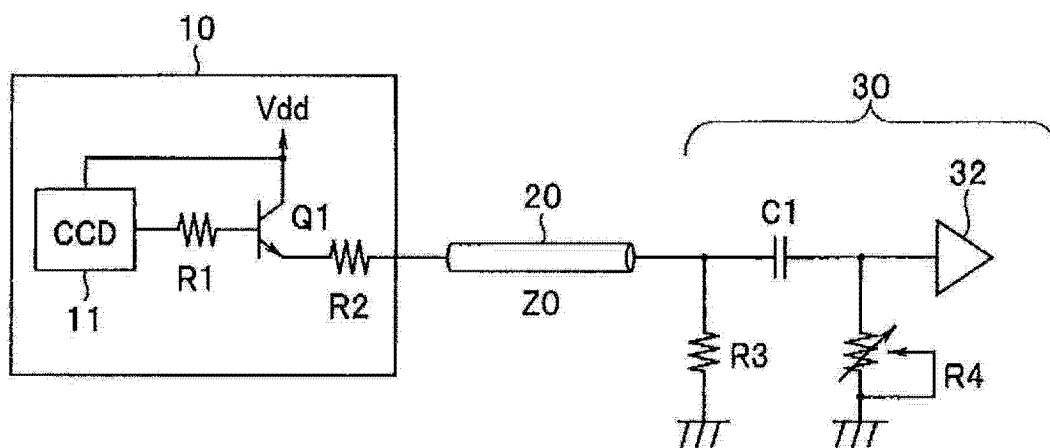


图 18

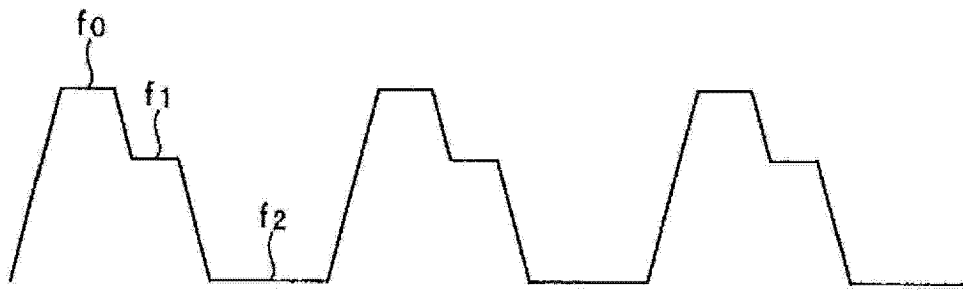


图 19

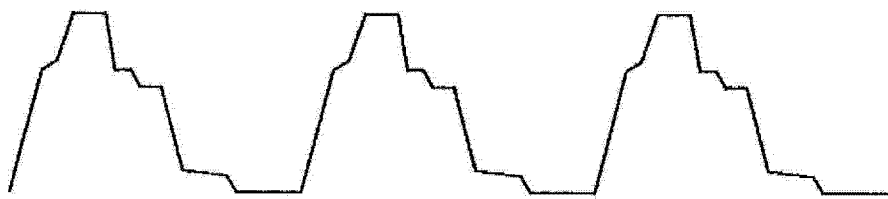


图 20

专利名称(译)	阻抗匹配装置和具有该阻抗匹配装置的内窥镜		
公开(公告)号	CN102893598A	公开(公告)日	2013-01-23
申请号	CN201180023661.0	申请日	2011-08-05
[标]申请(专利权)人(译)	奥林巴斯医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	奥林巴斯医疗株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	奥林巴斯医疗株式会社		
[标]发明人	桥本秀范 田中靖洋 石原英明		
发明人	桥本秀范 田中靖洋 石原英明		
IPC分类号	H04N5/378 A61B1/04 H03H7/40 H04N5/225		
CPC分类号	A61B1/00018 A61B1/00009 H04N5/378 H04N2005/2255 H03H7/40		
代理人(译)	李辉		
优先权	2010178834 2010-08-09 JP		
其他公开文献	CN102893598B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

阻抗匹配装置具有：缆线，其传送从固体摄像元件输出的矩形波；相关双重采样电路，其按照如下方式进行相关双重采样：将馈通采样脉冲的定时固定成由缆线传送的矩形波表现为高值的定时，以固定的馈通采样脉冲的定时为基准一边改变信号钳位脉冲的定时一边对矩形波进行采样，由此扫描矩形波；电阻值可变的可变电阻，其设置在缆线的终端侧；以及电阻值可变单元，其根据作为一边改变可变电阻的电阻值一边进行扫描的结果而从相关双重采样电路输出的信号，改变可变电阻的电阻值，使得可变电阻的电阻值与所述缆线的特性阻抗匹配。

