



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101520327 B

(45) 授权公告日 2012. 04. 04

(21) 申请号 200910118539. 6

(56) 对比文件

(22) 申请日 2009. 02. 26

US 7216538 B2, 2007. 05. 15, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 彭博

2008-049286 2008. 02. 29 JP

2008-307619 2008. 12. 02 JP

(73) 专利权人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 野泽俊之

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 黄纶伟 马建军

(51) Int. Cl.

G01C 19/5607(2012. 01)

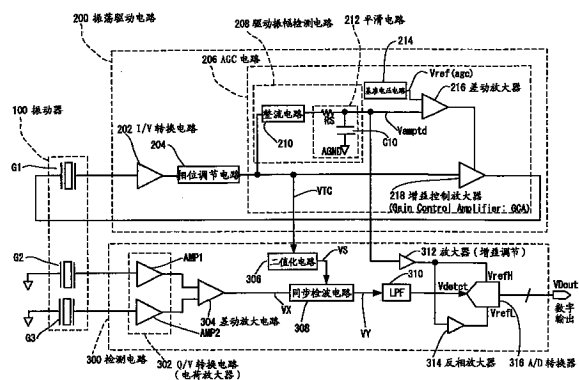
权利要求书 2 页 说明书 13 页 附图 12 页

(54) 发明名称

物理量测定装置以及电子设备

(57) 摘要

本发明提供即使驱动振动的振幅发生变动也能够确保与要检测的物理量相对的检测灵敏度恒定的物理量测定装置以及电子设备。该物理量测定装置包含形成物理量变换器(100)和振荡环路、并对物理量变换器激励驱动振动的振荡驱动电路(200);以及在利用检波电路(308)对从物理量变换器输出的模拟检测信号进行检波后将检波到的信号经由A/D转换器(316)转换为数字信号并输出的检测电路(300),振荡驱动电路(200)具有检测驱动振动的振幅的驱动振幅检测电路(208),检测电路(300)包含的A/D转换器(316)的基准电压(V_{refH} , V_{refL})的电压电平根据驱动振幅检测电路(208)的检测输出信号(V_{amptd})来进行控制。



1. 一种陀螺传感器,其特征在于,该陀螺传感器包含:

振荡驱动电路,其形成物理量变换器和振荡环路,并对上述物理量变换器激励驱动振动;以及

检测电路,其在通过检波电路对从上述物理量变换器输出的模拟检测信号进行检波后,将检波到的信号利用 A/D 转换器转换为数字信号并输出,

上述振荡驱动电路具有用于检测上述驱动振动的振幅的驱动振幅检测电路,

上述检测电路包含的上述 A/D 转换器的基准电压的电压电平根据上述驱动振幅检测电路的检测输出信号来进行控制。

2. 根据权利要求 1 所述的陀螺传感器,其特征在于,

控制上述 A/D 转换器的基准电压的电压电平,使上述 A/D 转换器的转换幅度与上述驱动振动的振幅成比例。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述振荡驱动电路具有用于使上述驱动振动的振幅恒定的 AGC 电路,上述驱动振幅检测电路是构成上述 AGC 电路的电路之一。

4. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

将上述驱动振幅检测电路的检测输出信号以及使上述检测输出信号的电压电平反相后的信号的至少一方作为上述 A/D 转换器的上述基准电压进行使用。

5. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

将通过调节上述驱动振幅检测电路的检测输出信号的电压电平而取得的信号设为第 1 信号,将使上述第 1 信号的电压电平反相后的信号设为第 2 信号,在此情况下,将上述第 1 信号和上述第 2 信号的至少一方作为上述 A/D 转换器的上述基准电压进行使用。

6. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述检测电路具有偏移调节电路,该偏移调节电路用于补偿与上述驱动振幅检测电路的检测输出信号叠加的偏移电压。

7. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述驱动振幅检测电路具有:

整流电路,其整流上述振荡环路的振荡信号;以及

平滑电路,其平滑上述整流电路的输出信号。

8. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述驱动振幅检测电路由整流 / 积分电路构成,该整流 / 积分电路是对上述振荡环路的振荡信号进行整流的整流电路、以及对整流后的信号进行积分的积分电路一体化而成的。

9. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述振荡驱动电路具有振幅限制电路,该振幅限制电路用于限制上述驱动振动的振幅的上限以及下限的至少一方,该振幅限制电路是取代用于使上述驱动振动的振幅恒定的 AGC 电路而设置的。

10. 根据权利要求 1 或 2 所述的陀螺传感器,其特征在于,

上述物理量变换器是通过上述振荡驱动电路来激励驱动振动、并且生成与角速度相应的振幅的检测信号的振动型陀螺仪元件。

11. 一种电子设备,其特征在于,该电子设备包含:
权利要求 1 ~ 9 中任一项所述的陀螺传感器;以及
与上述陀螺传感器同时运转的可动机构。
12. 一种电子设备,其特征在于,该电子设备包含:
权利要求 1 ~ 9 中任一项所述的陀螺传感器;以及
可动机构,
上述陀螺传感器的动作期间和上述可动机构的动作期间有重叠。
13. 根据权利要求 12 所述的电子设备,其特征在于,
上述可动机构包含机械的可动构成要素。
14. 根据权利要求 12 所述的电子设备,其特征在于,
上述可动机构是发生冲击的冲击源。
15. 根据权利要求 12 所述的电子设备,其特征在于,
上述可动机构是发生振动的振动源。

物理量测定装置以及电子设备

技术领域

[0001] 本发明涉及物理量测定装置（例如，通过检测与振动器的振动运动相对的哥氏力来检测角速度的振动型陀螺仪）以及电子设备等。

背景技术

[0002] 例如，在专利文献 1 记载了振动型陀螺仪的构成例。在专利文献 1 中，在对振动器激励驱动振动的振荡驱动电路中设有用于使驱动振动的振幅恒定的 AGC 电路（自动增益控制电路）。

[0003] 【专利文献 1】日本特开 2002-174520 号公报

[0004] 专利文献 1 的振动型陀螺仪（以下，称为陀螺仪）如上所述构成为，通过 AGC 电路确保驱动振幅恒定，不过在没有通过 AGC 电路实现振幅恒定的状态下，检测灵敏度不恒定。尤其在振荡启动时，由于振幅缓缓增大，所以灵敏度缓缓变化。因此，现有的陀螺仪仅在振荡启动期间内取得的检测信号无效，由此，用于取得希望的检测灵敏度的启动时间变长。

[0005] 另外，驱动振动的振幅由于各种干扰（例如，电源电压的变动或者从外部对陀螺仪的冲击等）而发生变动。即使设有 AGC 电路，在受到干扰而变动的振幅收敛至希望电平之前的期间内，驱动振动的振幅紊乱也会一直持续。由此，在此期间内检测灵敏度发生变化。

[0006] 例如，在为了补正照相机的抖动而使用陀螺仪时，即使仅对照相机施加轻微的冲击，驱动振动的振幅也发生变化。在希望实现更高精度的陀螺仪时，除了考虑应对电源电压变动等电气干扰的对策之外，还需要考虑应对机械干扰（对电子设备施加的冲击和摆动等）的对策。在现有技术中，无法解决这样的课题。

[0007] 发明内容

[0008] 本发明正是根据这样的考虑而开发的。通过本发明的几个实施方式，例如，即使驱动振动的振幅发生变动也能够使与要检测的物理量相对的检测灵敏度保持恒定，从而能够进行高精度的检测。

[0009] (1) 在本发明的物理量测定装置的一个形态中，该物理量测定装置包含：振荡驱动电路，其形成物理量变换器和振荡环路，并对上述物理量变换器激励驱动振动；以及检测电路，其在通过检波电路对从上述物理量变换器输出的模拟检测信号进行检波后，将检波到的信号利用 A/D 转换器转换为数字信号并输出，上述振荡驱动电路具有用于检测上述驱动振动的振幅的驱动振幅检测电路，上述检测电路包含的上述 A/D 转换器的基准电压的电压电平根据上述驱动振幅检测电路的检测输出信号来进行控制。

[0010] 例如，在采用物理量测定装置来检测角速度时，伴随着旋转对作为物理量变换器的振动器施加的哥氏力 F 可表示为 $F = 2mv\Omega$ （ m 是振动器的质量， v 是振动器的速度， Ω 是角速度）。当振动器的驱动振动的振幅变化时，速度 v 变化，哥氏力 F 变化。因此在本形态中，与驱动振动的振幅相对应，可变地（相应地）控制在检测电路的输出级上设置的 A/D 转换器的基准电压（基准）的电压电平，当驱动振幅变动时，A/D 转换器的基准电压（基准）也随着其变动而发生变化。由此，确保从 A/D 转换器输出的代码（例如，在 256 灰度的 A/D

转换器时,输出代码为代码 0 ~ 代码 255 的任意一个) 恒定。由此,希望检测的物理量的检测灵敏度与干扰无关地始终保持恒定。即,在本形态中,可实现与振动器的驱动振动相对的比率 (ratio metric) (检测灵敏度不根据驱动振幅的变动而变化的新比率结构)。

[0011] (2) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,控制上述 A/D 转换器的基准电压的电压电平,使上述 A/D 转换器的转换幅度与上述驱动振动的振幅成比例。

[0012] 例如,假设使用 V_{refH} 和 V_{refL} 这两个基准电压作为 A/D 转换器的基准电压 (基准) 的情况。由 V_{refH} 及 V_{refL} 规定的动态范围是 A/D 转换器的转换幅度。另外,将在驱动振幅变动前的状态下的检波电路的检测输出设为 $V_{detect1}$,将变动后的状态下的检测输出设为 $V_{detect2}$ 。此时根据本形态, $(V_{detect1}-V_{refL})$ 与 $(V_{refH}-V_{detect1})$ 的比和 $(V_{detect2}-V_{refL})$ 与 $(V_{refH}-V_{detect2})$ 的比相同。由此,从 A/D 转换器输出的代码即使驱动振幅变动也是相同的,这样能够确保物理量的检测灵敏度恒定。

[0013] (3) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述振荡驱动电路具有用于使上述驱动振动的振幅恒定的 AGC 电路,上述驱动振幅检测电路是构成上述 AGC 电路的电路之一。

[0014] 当在振荡驱动电路中安装有 AGC 电路时,在 AGC 电路中必然设有用于检测驱动振动的振幅 (振荡环路的振荡振幅) 的驱动振幅检测电路。为了控制 A/D 转换器的基准电压 (基准) 而挪用该驱动振幅检测电路的检测信号,由此,不需要重新设置驱动振幅检测电路。从而,不产生电路的占有面积增大。

[0015] (4) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,将上述驱动振幅检测电路的检测输出信号以及使上述检测输出信号的电压电平反相后的信号的至少一方作为上述 A/D 转换器的上述基准电压进行使用。

[0016] 可将驱动振幅检测电路的检测输出信号 (或者,该电压电平反相后的信号) 直接作为 A/D 转换器的基准电压进行使用。A/D 转换器的基准电压有两个 (V_{refH} 和 V_{refL}),在分别相应地使该两个基准电压变化时,可将驱动振幅检测电路的检测输出信号和该电压电平反相后的信号分别作为基准电压 V_{refH} 以及 V_{refL} 进行使用。在相应地使 A/D 转换器的两个基准电压中的任意一个 (V_{refH} 或者 V_{refL}) 变化时,可将驱动振幅检测电路的检测输出信号或该电压电平反相后的信号的任意一个作为基准电压 V_{refH} 或 V_{refL} 进行使用。

[0017] (5) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,将通过调节上述驱动振幅检测电路的检测输出信号的电压电平而取得的信号设为第 1 信号,将使上述第 1 信号的电压电平反相后的信号设为第 2 信号,在此情况下,将上述第 1 信号和上述第 2 信号的至少一方作为上述 A/D 转换器的上述基准电压进行使用。

[0018] 在实现与驱动振动相对的比率后,有时需要调节检测输出信号的电压电平。例如,采用具有规定放大率的放大器 (或者可变增益放大器) 来放大驱动振幅检测电路的检测信号,由此可调节 (增减) 电压电平。

[0019] (6) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述检测电路具有偏移调节电路,该偏移调节电路用于补偿与上述驱动振幅检测电路的检测输出信号叠加的偏移电压。

[0020] 当在振荡驱动电路 (以及检测电路) 的信号通路的基准偏置电压 AGND (模拟接地;例如 $AGND = VDD/2$) 上叠加有偏移电压 (由于放大器、晶体管的特性变动等各种原因而产生) 时,该偏移电压成为在实现与振动器的驱动振动相对的比率方面的误差原因。因此,

设置偏移调节电路来补偿偏移电压。由此,即使在偏移与驱动振幅检测电路的检测输出叠加时,也不发生检测灵敏度的变动。

[0021] (7) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述驱动振幅检测电路具有:整流电路,其整流上述振荡环路的振荡信号;以及平滑电路,其平滑上述整流电路的输出信号。

[0022] 根据该结构,可生成与驱动振动的振幅对应的电压信号。

[0023] (8) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述驱动振幅检测电路由整流/积分电路构成,该整流/积分电路是将对上述振荡环路的振荡信号进行整流的整流电路、以及对整流后的信号进行积分的积分电路一体化而成的。

[0024] 通过该结构,可简化驱动振幅检测电路的电路结构。能够降低电路的占有面积。

[0025] (9) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述振荡驱动电路具有振幅限制电路,该振幅限制电路用于限制上述驱动振动的振幅的上限以及下限的至少一方,该振幅限制电路是取代用于使上述驱动振动的振幅恒定的 AGC 电路而设置的。

[0026] 如上所述,在本发明的各形态的物理量测定装置中,即使驱动振幅变动,A/D 转换器的基准电压(基准)也随着该变动而变化,物理量的检测灵敏度与干扰无关地保持恒定。因此,在振荡驱动电路中,取代 AGC 电路而采用设置振幅限制电路(振幅限制器)这样的简易电路结构(即,仅是将驱动振动的振幅的变动幅度的最大值抑制在规定电平以下的电路结构)。由此,可实现振荡驱动电路占有面积的降低和功耗的削减。

[0027] (10) 在本发明的电子设备的一个形态中,该电子设备包含:上述的物理量测定装置;以及与上述物理量测定装置同时动作的可动机构。

[0028] 本发明的物理量测定装置可与干扰无关地确保物理量的检测灵敏度恒定,所以即使在振荡启动期间(从电源接通时刻到振荡稳定状态的期间),也能够取得有效的物理量检测信号,由此,能够缩短电子设备的启动等待时间。另外,还能够实现应对电源电压变动等电气干扰的对策和应对机械干扰(对电子设备施加的冲击和摆动等)的对策。此外,电子设备在具有与本发明的物理量测定装置同时动作的可动机构时,能够排除来自可动机构的振动和冲击的影响。由此,使电子设备的性能提高。

[0029] 这样,根据本发明的几个实施方式,例如,即使驱动振动的振幅变动,也能够确保与希望检测的物理量相对的检测灵敏度恒定,能够进行高精度的检测。

[0030] (11) 在本发明的物理量测定装置的其他形态中,上述任意一个物理量测定装置是振动型陀螺仪,上述物理量变换器是通过上述振荡驱动电路激励驱动振动、并且生成与角速度相应的振幅的检测信号的振动型陀螺仪元件。

[0031] 由此,可构成能够实现应对电源电压变动等电气干扰的对策和应对机械干扰(对电子设备施加的冲击和摆动等)的对策、并且可进行高精度测定的振动型陀螺仪。

[0032] (12) 在本发明的电子设备的其他形态中,该电子设备包含:上述任意一个物理量测定装置;以及可动机构,上述物理量测定装置的动作期间和上述可动机构动作期间有重叠。

[0033] 即使在电子设备包含的可动机构动作期间与物理量测定装置的动作期间有重叠时,也不发生由于来自可动机构的振动和冲击的影响而使物理量测定装置的测定精度降低这样的不良状况。由此,使电子设备的性能提高。

[0034] (13) 在本发明的电子设备的其他形态中,上述可动机构包含机械的可动构成要素。

[0035] 作为包含机械的可动要素的可动机构,例如可举出在照相机中设置的机械快门、在单反照相机中设置的反射镜折叠机构(或快速倒转机构)和自动对焦(AF)控制机构、或者在家庭用游戏控制器中设置的振子等。

[0036] (14) 在本发明的电子设备的其他形态中,上述可动机构是发生冲击的冲击源。

[0037] 例如,因为瞬时地开闭设置在照相机上的机械快门,所以随着该开闭动作而发生机械的冲击。另外,例如在单反照相机中设置的反射镜折叠机构(或快速倒转机构)进行使反射镜从光轴上瞬时退避、或者返回到初始位置的动作,所以伴随该动作发生机械的冲击。另外,例如在单反照相机中设置的自动对焦(AF)控制机构有时也伴随 AF 电动机的驱动或驱动停止而发生机械的冲击。因此,可动机构能够成为冲击源。

[0038] 在照相机(包含单反照相机)中,例如为了补正抖动而在照相机内设置本发明的陀螺仪时,该陀螺仪不会受由于可动机构动作而产生的机械冲击的影响,能够始终执行高精度的角速度等的测定。由此,可实现正确的抖动补正。

[0039] (15) 在本发明的电子设备的其他形态中,上述可动机构是发生振动的振动源。

[0040] 例如,为了享受充满现场感的游戏,有时在家庭用游戏控制器中内置振子。振子是机械的振动源。例如,为了检测游戏控制器的姿势而在游戏控制器内设置本发明的陀螺仪时,该陀螺仪不受由于可动机构动作而发生的机械冲击的影响,能够始终执行高精度的角速度等的测定。由此,可进行正确的姿势检测。

附图说明

[0041] 图 1 是表示振动型陀螺仪的基本结构的一例的图。

[0042] 图 2(A) ~ 图 2(D) 是用于说明构成振荡驱动电路的主要电路的具体例的电路图。

[0043] 图 3(A) ~ 图 3(D) 是用于说明基准电压电路的结构例以及同步检波电路的动作的图。

[0044] 图 4 是表示驱动振动的振幅不同的状态下的 A/D 转换状况的示意图。

[0045] 图 5 是表示并联型 A/D 转换器的电路例(2 比特)的图。

[0046] 图 6 是表示电荷放大器的电路例的图。

[0047] 图 7 是表示差动放大器的电路结构的一例的图。

[0048] 图 8 是表示二值化电路和同步检波电路的电路结构的一例的图。

[0049] 图 9 是表示本发明的振动型陀螺仪的结构的其他例的图。

[0050] 图 10 是表示本发明的振动型陀螺仪的结构的其他例的图。

[0051] 图 11 是用于说明振动型陀螺仪的动作原理的图。

[0052] 图 12 是表示安装有陀螺传感器的照相机(电子设备)的主要结构的框图。

[0053] 图 13 是表示内置本发明的陀螺传感器(振动型陀螺仪)的数字单反照相机的主要结构的一例的图。

[0054] 图 14 是表示内置本发明的陀螺传感器(振动型陀螺仪)的游戏控制器的主要结构的一例的图。

[0055] 符号说明:

[0056] 100 振动器（振动型陀螺仪元件）；200 振荡驱动电路（振荡电路）；206AGC 电路；208 驱动振幅检测电路；210 整流电路；212 平滑电路；214 基准电压电路（带隙电路）；216 差动放大器；218 增益控制放大器（GCA）；300 检测电路；302 电荷放大器（Q/V 转换电路）；304 差动放大电路；306 二值化电路；308 同步检波电路；310 低通滤波器（LPF）；312 增益调节用放大器（为了生成基准电压而调节电压振幅的电路）；314 反相放大器。

具体实施方式

[0057] 接着，参照附图对本发明的实施方式进行了说明。另外，以下说明的本实施方式并非用于限定权利要求书中记载的本发明的内容，本实施方式中说明的全部结构并非必须作为本发明的解决手段。

[0058] （第 1 实施方式）

[0059] 首先，对振动型陀螺仪的动作原理进行了说明。振动型陀螺仪是利用了由石英或陶瓷等制造的压电振动器、以及由硅等制造的静电驱动振动器等（物理量变换器）的角速度测定装置。当对进行振动运动（驱动振动）的振动器施加角速度时，在与振动方向正交的方向上哥氏力发生作用，其结果是在哥氏力的方向上开始振动（检测振动）。该哥氏力引起的振动具有与驱动振动相同的频率，振幅与输入的角速度成比例。通过测定哥氏力引起的振动（检测振动）的强度，可测定施加给振动器的角速度。

[0060] 图 11 是用于说明振动型陀螺仪的动作原理的图。在采用音叉型石英振动器作为振动型陀螺仪的振动器 1 时，在该振动器 1 表面的规定位置上设有激励用的驱动电极 2 以及哥氏力检测用的检测电极 3。在驱动电极 2 上连接有用于提供交流（AC）驱动电压的振荡电路 4。另外，在检测电极 3 上连接有检测电路 5。

[0061] 振动器 1 具有质量 m ，当从振荡电路 4 向驱动电极 2 施加 AC 驱动电压时，该振动器 1 以规定的频率沿着 X 轴在 B 方向上进行振动。当围绕 Y 轴施加角速度 Ω 时，在与 X 轴正交的 Z 轴方向上发生哥氏力 $F (= 2mv\Omega)$ 。其中， v 是压电振动器 1 的速度。因为规定哥氏力 F 与角速度 Ω 的大小成比例，所以利用检测电极 3 以及检测电路 5 将哥氏力 F 作为压电振动器 1 的挠曲位移量进行检测，由此能够求出该压电振动器 1 的角速度 Ω 的大小。

[0062] 这里，由振荡电路驱动的振动器的速度 v 可由驱动振动的振幅 a 、驱动振动的角频率 ω_0 、时间 t 表示为 $v = a \sin \omega_0 t$ 。由此可知，为了使与固定角速度输入 Ω 相对的哥氏力以及检测信号恒定，需要确保驱动振动的振幅 a 恒定。（如果振幅变大则检测灵敏度变高，如果振幅变小则检测灵敏度变低）。另外可知，检测输出以与驱动振动相同的频率，利用具有与角速度输入 Ω 成比例的振幅的振幅调制波（AM）进行输出。

[0063] 因此，在一般的振动型陀螺仪的驱动检测电路中，振荡电路 4 具有用于使振荡振幅恒定的自动增益控制电路（Automatic Gain Control:AGC），并采用使驱动振动的振幅 a 保持恒定的结构。

[0064] （振动型陀螺仪的电路结构的一例）

[0065] 图 1 是表示振动型陀螺仪的基本结构的一例的图。在图 1 的振动型陀螺仪（以下，有时称为陀螺仪或者传感器）中，在陀螺仪（传感器）的检测电路 300 的输出级设有 A/D 转换器 316，作为数字输出。此外，根据振荡驱动电路 200 侧的 AGC 电路 206 包含的驱动振幅检测电路 208 的输出信号（ $V_{amp\,td}$ ），可变地（相应地）控制 A/D 转换器 316 的基准电

压（基准： V_{refH} 以及 V_{refL} ）的电压电平。由此，可实现与振动器的驱动振动相对的比率（即，检测灵敏度不根据驱动振幅的变动而变化的新比率结构），与驱动振幅无关地始终保持恒定的灵敏度。

[0066] （整体结构）

[0067] 如图 1 所示，振荡驱动电路 200 具有： I/V 转换电路 202、相位调节电路 204 和 AGC 电路 206。振荡驱动电路 200 形成作为物理量变换器的振动器 100 和振荡环路，并对振动器 100 激励驱动振动。AGC 电路 206 具有：驱动振幅检测电路 208（包含整流电路 210 和平滑电路 212）、基准电压电路 214、差动放大器 216 和增益控制放大器（GCA）218。平滑电路 212 包含电阻 R_S 以及电容 C_{10} 。平滑电路 212 输出与振荡环路的驱动信号（即，振动器的驱动振动）的振幅对应的电压电平的信号（即，驱动振幅检测电路 208 的检测输出信号） V_{amptd} 。差动放大器 216 放大 V_{amptd} 与基准电压 $V_{ref}(agc)$ 的差，该放大后的信号为增益控制放大器（GCA）218 的增益控制信号。GCA218 在振荡稳定状态下控制振荡振幅，以使振荡振幅成为由基准电压 $V_{ref}(agc)$ 规定的振幅。

[0068] 另外，振动型陀螺仪的检测电路 300 具有：具备 AMP1 及 AMP2 的 Q/V 转换电路（电荷放大器）302、差动放大电路（差动放大器）304、二值化电路 306、同步检波电路 308、低通滤波器（LPF）310、增益调节用放大器 312、反相放大器 314 和 A/D 转换器 316。二值化电路 306 例如对作为正弦波的振荡环路内的信号 V_{TC} 进行二值化处理，将经过二值化处理取得的同步信号（参照信号） V_S 提供给同步检波电路 308。该二值化电路 306 可通过比较器等来实现。同步检波电路 308 的输入信号是 V_X ，输出信号是 V_Y ，利用低通滤波器（LPF）310 来平滑同步检波电路 308 的输出信号 V_Y ，由此能够取得检波输出（直流电压） V_{detect} 。A/D 转换器 316 将检波输出（直流电压） V_{detect} 转换为数字代码，并作为数字输出（ V_{Dout} ）来输出。另外，作为物理量变换器的振动器（振动型陀螺仪元件）100 例如是石英振动器，例如，具有图 11 所示的音叉型结构。在图 1 中描述了振动器 100 的等效电路（即，具有三个电气振动器 $G_1 \sim G_3$ 的电路结构）。

[0069] 根据振荡驱动电路 200 侧的 AGC 电路 206 包含的驱动振幅检测电路 208 的输出信号（ V_{amptd} ），可变地（相应地）控制 A/D 转换器 316 的基准电压（基准： V_{refH} 以及 V_{refL} ）的电压电平。在图 1 的情况下，将增益调节用放大器 312 的输出信号设为 V_{refH} ，将增益调节用放大器 312 的输出信号的电压电平经由反相放大器 314 反相后的信号设为 V_{refL} 进行使用。另外，还可采用使 V_{refH} 和 V_{refL} 的一方为固定值、仅使另一方相应地变化的结构。另外，还有将驱动振幅检测电路 208 的输出信号（ V_{amptd} ）直接作为 A/D 转换器 316 的基准电压（ V_{refH} 以及 V_{refL} ）进行使用的情况。在该情况下，不需要增益调节用放大器 312。

[0070] （振荡驱动电路 200 的结构和动作）

[0071] 振荡驱动电路（以下，仅记述为驱动电路）200 是将振动器（振动型陀螺仪元件）100 作为谐振子的振荡电路。从振动器 100 输出的电流信号利用 I/V 转换电路（电流/电压转换电路）202 转换为电压。相位调节电路 204 是为了使振荡电路维持振荡状态而调节相位的电路，在即使省略该相位调节电路也能够维持稳定的振荡状态的情况下可将其省略。从 I/V 转换电路 202 输出、并利用相位调节电路 204 进行相位调节后的信号在经由增益控制放大器（GCA）218 放大后，反馈到振动器 100，构成振荡环路。在振荡环路中设有使振荡振幅恒定的自动增益控制（AGC）电路 206。AGC 电路 206 除了先前所述的 GCA 之外，还

具有检测驱动振幅的驱动振幅检测电路 208、给出振幅基准的基准电压电路 214、以及放大从驱动振幅检测电路 208 输出的振幅信号 (V_{amptd}) 和基准电压 ($V_{ref(agc)}$) 之差的差动放大器 216。在 AGC 电路 206 中,如果检测出的驱动振幅大于基准电压,则进行降低 GCA218 的增益、降低驱动振幅的动作,相反,如果驱动振幅小于基准,则进行提高 GCA218 的增益、提高驱动振幅的动作。由此,以保持恒定驱动振幅的方式进行动作。

[0072] 图 2(A) ~ 图 2(D) 是用于说明构成振荡驱动电路的主要电路的具体例的电路图。

[0073] 图 2(A) 表示 I/V 转换电路 202 的结构例。I/V 转换电路 202 在信号频率 f_{sig} 低于由反馈电阻 R_F 、反馈电容 C_F 决定的切断频率的区域中进行使用 ($f_{sig} < 1/2\pi R_F C_F$)。 C_F 是用于防止振荡的电容,如果电路稳定则可以拆下。

[0074] 图 2(B) 表示 GCA218 的电路例 (作为一般的模拟乘法电路的吉尔伯特单元 (Gilbert cell))。即,GCA218 由 MOS 晶体管 $M1 \sim M7$ 和电阻 R_{D1} 、 R_{D2} 构成。在图 2(B) 中仅表示吉尔伯特单元,不过还可以连接用于调节增益的放大器。另外,图 2(C) 表示将 MOS 晶体管 $M10$ 作为可变电阻使用来控制增益的类型的 GCA 电路例。图 2(C) 的电路由电阻 $R10$ 、MOS 晶体管 $M10$ 、运算放大器 $OP10$ 和反馈电阻 $R20$ 构成。

[0075] 驱动振幅检测电路 208 是输出与驱动振幅对应的 (直流) 电压 V_{amptd} 的电路,例如由整流电路和平滑电路构成。整流电路的结构例如图 2(D) 所示 (参照晶体管技术 SPECIAL 增刊,基于 OP 放大器的实用电路设计, p. 207 等)。图 2(D) 的电路由电阻 $R1 \sim R5$ 、运算放大器 $OP30$ 及 $OP40$ 和二极管 $D1$ 、 $D2$ 构成。该图表示全波整流电路 (绝对值电路),不过即使是半波整流也不要紧 (仅仅改变从驱动振幅到驱动振幅检测电路的输出电压 V_{amptd} 的增益)。

[0076] 放大与驱动振幅相应的电压 V_{amptd} 和基准电压 $V_{ref(agc)}$ 之间的差分,控制 GCA 的增益,由此来实现自动增益控制 (AGC) 功能。如果 V_{amptd} 大于基准电压,则控制为降低 GCA218 的增益,相反,如果 V_{amptd} 小于基准电压,则控制为提高 GCA218 的增益。这样,可控制为使驱动振幅恒定。

[0077] 图 3(A) ~ 图 3(D) 是用于说明基准电压电路的结构例以及同步检波电路的动作的图。基准电压电路 214 可以利用带隙基准或者基于稳压二极管 (图 3(A)) 等的恒定电压,也可以从电源电压分压等而发生电压 (图 3(B))。在图 3(B) 的情况下,由 AGC 控制的振幅为与电源电压相应地变化的比率结构。图 3(A) 的电路由稳压二极管 $D10$ 和电阻 $R30$ 构成,从稳压二极管 $D10$ 和电阻 $R30$ 的共用连接点取出电压。图 3(B) 的电路由在高电平电源与接地电位之间串联连接的电阻 $R50$ 、 $R40$ 、电容 $C20$ 以及运算放大器 $OP50$ 构成。

[0078] (检测电路的结构和动作)

[0079] 另一方面,检测电路 300 由以下部件构成:电荷电压转换电路 (电荷放大器) 302,其接收由于哥氏力的挠曲位移而从振动器 100 输出的电荷并转换为电压;差动放大电路 304;对振幅调制后的信号进行解调的同步检波电路 308;低通滤波器 (LPF) 310;以及 A/D 转换器 (ADC) 316。

[0080] 由电荷放大器 302 接收到的信号利用差动放大器 304 进行放大,并输入到同步检波电路 308。在此时刻,信号是与角速度输入 Ω (和驱动振幅 a) 相应的 AM 信号 (参照图 3(C))。当利用同步检波电路 308 对该信号进行解调时,成为图 3(D) 所示的波形 (半波整流后的波形),当将该信号经过低通滤波器 (LPF) 进行平滑时,取得与角速度输入 Ω 相应的

电压。而且,将 LPF310 的输出电压利用 A/D 转换器 316 转换为数字值,由此取得与角速度输入 Ω 相应的数字输出。

[0081] 在本实施方式中,根据 AGC 电路 206 的驱动振幅检测电路 208 的输出 V_{amptd} 来相应地控制 A/D 转换器 316 的基准电压 ($V_{\text{refH}}, V_{\text{refL}}$)。换言之,还可视为根据 AGC 电路 206 的驱动振幅检测电路 208 的输出 V_{amptd} 来生成基准电压 ($V_{\text{refH}}, V_{\text{refL}}$)。

[0082] 设驱动振幅为 a 、驱动振幅检测电路 208 的转换系数为 k_a ,驱动振幅检测电路 208 的输出 V_{amptd} 表示为 $V_{\text{amptd}} = k_a \times a$ 。

[0083] 此外,如果将增益调节用放大器的增益设为 k_r ,则 A/D 转换器 316 的基准电压可表示为 $V_{\text{refH}} = k_r \times V_{\text{amptd}} = k_r \times k_a \times a$ 、 $V_{\text{refL}} = -k_r \times V_{\text{amptd}} = -k_r \times k_a \times a$ 。即,A/D 转换器 316 将 $2 \times k_r \times k_a \times a$ 范围的信号转换为规定比特数的数字值。

[0084] 另一方面,与角速度 Ω 相对的哥氏力是 $F = 2 \times m \times a \sin \omega_0 t \times \Omega$,其与驱动振幅 a 成比例。由此,检测电路的 LPF 输出 V_{detect} 可表示为 $V_{\text{detect}} = k_d \times a \times \Omega$ 。输入到 A/D 转换器 316 的 LPF310 的输出 V_{detect} 与驱动振幅 a 成比例,经由与驱动振幅 a 相应的基准电压 ($V_{\text{refH}}, V_{\text{refL}}$) 的 A/D 转换器 316 对该输出 V_{detect} 进行 A/D 转换,所以能够从 A/D 转换后的数据中消去依赖于驱动振幅 a 的项。

[0085] 图 4 是表示驱动振动的振幅不同的状态下的 A/D 转换状况的示意图。因为 A/D 转换器 316 的基准电压 ($V_{\text{refH}}, V_{\text{refL}}$) 与驱动振幅 a 成比例,所以相对于角速度输入 Ω ,与驱动振幅 a 无关地输出恒定的数字代码。以下,具体进行说明。

[0086] 将由两个基准电压 (V_{refH} 以及 V_{refL}) 规定的动态范围设为 A/D 转换器 316 的转换幅度。另外,将驱动振幅变动前的状态下的检测输出设为 V_{detect1} ,将变动后的状态下的检测输出设为 V_{detect2} 。此时如图 4 所示, $(V_{\text{detect1}} - V_{\text{refL}})$ 与 $(V_{\text{refH}} - V_{\text{detect1}})$ 的比为 $A1 : B1$ 。

[0087] 另一方面, $(V_{\text{detect2}} - V_{\text{refL}})$ 与 $(V_{\text{refH}} - V_{\text{detect2}})$ 的比为 $A2 : B2$ 。如图所示, $A1 : B1 = A2 : B2$,在振幅变动的前后比值无变化。由此,即使驱动振幅发生变动,从 A/D 转换器 316 输出的数字代码(如果是 256 灰度则成为代码 0 ~ 代码 255 中的任意一个)也是相同的,物理量的检测灵敏度保持恒定。由此,能够进行高精度的检测。

[0088] 图 5 是表示并联型 A/D 转换器的电路例(2 比特)的图。 $R_{d1} \sim R_{d5}$ 构成梯形电阻。 $50a \sim 50d$ 是比较器。 60 是编码器。

[0089] 根据以上内容,即使在驱动振幅没有恒定的条件(启动时等)下,也能够构成与驱动振幅无关的恒定灵敏度的陀螺仪。而且,不使用模拟乘法器而利用 ADC 的基准电压来使灵敏度恒定,所以相对于温度/晶体管的参数变动是稳定的。

[0090] 图 6 是表示电荷放大器的电路例的图。设置于检测电路 300 内的电荷放大器 302 在信号频率 f_{sig} 高于由反馈电阻 R_F 、反馈电容 C_F 决定的切断频率的区域中进行使用。即,设定为 $f_{\text{sig}} > 1/2\pi R_F C_F$ 。 R_F 是直流分量的反馈用电阻,其使用大的电阻值。图 6 的电路具有:运算放大器 OP80、反馈电阻 R_F 和反馈电容 C_F 。图 7 是表示差动放大器的电路结构的一例的图。差动放大器 304 可采用运算放大器 OP90 来构成。另外, R_x 、 R_y 是输入电阻, R_z 是反馈电阻。这些都是很普遍的电路,可省略动作说明。

[0091] 图 8 是表示二值化电路和同步检波电路的电路结构的一例的图。图 8 表示基于开关混频器的同步检波电路 308,不过也可以使用吉尔伯特混频器等其他结构。另外,作为使

用开关混频器时的二值化电路 306,如图 8 所示,可不使用比较器 400 而使用施密特触发器输入的反相等。图 8 的同步检波电路 308 具有反相通路和同相通路,在反相通路中设有反相器 INV2 和开关 SW1,在同相通路中设有开关 SW2。开关 SW1 根据二值化电路 306 的输出信号来进行接通 / 关断驱动,另外,开关 SW2 根据反相器 INV1 的输出信号来进行接通 / 关断驱动。

[0092] 另外,作为 A/D 转换器 316 可采用并联型、逐次比较型、流水线型、 $\Delta \Sigma$ 型等各种电路结构。

[0093] (第 2 实施方式)

[0094] 图 9 是表示本发明的振动型陀螺仪结构的其他例的图。图 9 的基本结构与图 1 相同,不过 AGC 电路 206 中的进行整流动作和积分动作的部分的电路结构不同。另外,在检测电路 300 中设有偏移调节电路 320 这一点上也与图 1 不同。

[0095] 在第 1 实施方式中,由“与驱动振幅对应的电压”来控制 A/D 转换器 316 的基准电压(基准);在本实施方式中,利用“放大与驱动振幅对应的电压和确定驱动振幅的基准电压之间的偏差而得到的电压”来控制 A/D 转换器 316 的基准电压(基准)。即,作为 GCA 的控制电路,不采用驱动振幅检测电路和差动放大器而采用整流电路和积分电路一体构成的整流 / 积分电路。二极管 D100 构成半波整流电路。该电路为利用积分电路来放大流过 D100 的平均电流 I1 和流过 D200 的电流 I2 之间的偏差并输出的电路。由于 I1、I2 由电阻来确定,所以其结果无非是比较振幅电压和基准电压(例如参照振荡电路的设计与应用,稻葉保著,CQ 出版社)。通过该结构可简化驱动振幅检测电路(在图 9 的情况下,整流 / 积分电路 610 与其相当)的电路结构。由此,可降低电路的占有面积。

[0096] 在图 9 中,从整流 / 积分电路的输出(即, GCA 的控制电压)取出检测电路的 A/D 转换器 316 的基准电压(在图 1 中,从驱动振幅检测电路 208 的输出取出 A/D 转换器的基准电压)。在图 9 的电路中,根据由表示振荡环路的振幅的电压减去与 AGC 的振幅控制的基准电压 $V_{ref(amptd)}$ 相当的电压而得到的电压来控制为使 A/D 转换器 316 的基准电压(V_{refH} , V_{refL})与驱动振幅 a 成比例。

[0097] 在图 9 中,整流 / 积分电路(算出与基准振幅的差的电路)610 由电阻 R100、R200、二极管 D100、D200、发生基准电压 $V_{ref(amptd)}$ 的电压源 E1、运算放大器 OP100、反馈电阻 R300、R400 以及反馈电容(积分电容)C100、C200 来构成。

[0098] 在图 9 中,将节点 N1 的电压设为 V_{N1} ,节点 N2 的电压设为 V_{N2} 。在 $V_{N1} > V_{N2}$ 时,流过电流 I1。另外,在 V_{N2} 超过 $V_{ref(amptd)}$ 时,流过电流 I2。通过运算放大器 OP100、反馈电阻 R300、R400 和反馈电容(积分电容)C100、C200 来构成积分电路。该积分电路对电流 I1 和电流 I2 之差(I1 和 I2 的偏差)进行积分,生成与其差对应的电压,该生成的电压为增益控制放大器 218 的控制电压。另外,将增益控制放大器 218 的控制电压提供给检测电路 300 内的加法器 332。

[0099] 另外,在检测电路 300 中,即使在检测信号 V_{detect} 的中心电压和 A/D 转换器 316 的基准电压的中心电压不同时,也能够通过设置偏移调节电路 320 来消除 DC 偏移,进行没有矛盾的处理。在图 9 中通过加法器 332 来使由偏移调节电路 320 生成的偏移补偿电压与整流 / 积分电路 610 的输出信号 VQ 相加。由此,生成补偿了偏移的、与驱动振幅对应的信号 V_{offm} 。增益调节用放大器 312 调节 V_{offm} 的电压电平(振幅)。根据调节了电压电平

的信号来动态控制 A/D 转换器 316 的高电平的基准电压 (V_{refH})。

[0100] 这里,调节了电压电平的信号本身作为 V_{refH} 来使用。但不限于此,可构成另外设置发生 V_{refH} 的可变基准电压电路,将与驱动振动的振幅对应的电压信号用作控制信号,可变地控制该可变基准电压电路的输出电压电平。

[0101] 另外,在图 9 中,将经由反相放大器 314 使调节了电压电平的信号的电压电平反相后的信号作为低电平的基准电压 (V_{refL}) 来使用。还可构成另外设置发生 V_{refL} 的可变基准电压电路,通过使与驱动振动的振幅对应的信号反相后的信号,可变地控制可变基准电压电路的输出电压电平。

[0102] 即,当在振荡驱动电路(以及检测电路)的信号通路的基准偏置电压 AGND(例如, $AGND = VDD/2$) 上叠加有偏移电压(基于放大器或晶体管的特性变动等各种原因而产生的)时,该偏移电压成为在实现与振动器的驱动振动相对的比率方面的误差原因。因此,设置偏移调节电路 320 来补偿偏移电压。由此,即使在偏移与驱动振幅检测电路(在图 9 的情况下,整流/积分电路 610 与其相当)的检测输出叠加时,也不发生检测灵敏度的变动。即使是本实施方式的陀螺仪也能够取得与第 1 实施方式同样的效果。

[0103] (第 3 实施方式)

[0104] 图 10 是表示本发明的振动型陀螺仪的结构的其他例的图。在第 1 实施方式中采用了利用 AGC 来确保驱动振幅 a 恒定的结构。但是,当使用本发明时,可与驱动振幅 a 无关地使与角速度相对的灵敏度恒定,因此无需 AGC 电路。

[0105] 因此在本实施方式中,利用振幅限制电路 500 来限制振荡驱动电路 200 中的驱动振幅的变动幅度。之后,根据驱动振幅检测电路 208 的检测信号来可变地(相应地)控制 A/D 转换器 316 的基准电压(基准)。另外,振幅限制电路 500 具有电阻 R100 和二极管 D10 以及 D20,在二极管 D10 的正极上连接有下限电压 $V(L)$,在二极管 D20 的负极上连接有上限电压 $V(H)$ 。

[0106] 在该情况下,可取得与前述实施方式同样的效果。另外,由于没有设置 AGC 电路,所以可简化电路结构、降低消耗电流并降低成本。

[0107] 在图 10 中,利用振幅限制电路 500 来进行驱动振幅的限制,不过在通过振荡驱动电路 200 内的非线性来确保振幅大致恒定时,不需要设置振幅限制电路 500。此时,可实现电路的进一步简化。另外,可通过限制用于驱动振动器 100 的放大器 502 的输出振幅来进行振幅限制。

[0108] (第 4 实施方式)

[0109] 在将本发明的陀螺传感器(陀螺仪)用于例如数字照相机的抖动防止时,针对抖动防止机构发生的振动、以及反射镜和快门发生的冲击,受到的影响小,所以能够实现更高精度的抖动防止。由此,可提高电子设备的性能。

[0110] 图 12 是表示安装有陀螺传感器的照相机(电子设备)的主要结构的框图。图 12 的照相机 30 具有:CPU21、快门按钮 22、作为位移传感器的陀螺传感器 23、AF(自动焦点单元)24、AE(自动曝光单元)25、驱动器 26、驱动机构 27、CCD(摄像部)28 和快门 29。

[0111] 照相机 30 设有用于补正抖动导致的摄影图像紊乱的抖动补正单元。即,CCD28 可通过驱动机构 27 例如在 X 方向和 Y 方向上独立地移动。驱动机构 27 例如具有作为驱动源的致动器,例如柱塞和压电元件等,CCD28 的移动量根据施加给致动器的电压而变化。

[0112] 当用户按下在照相机 30 上设置的快门按钮 22 时,快门 29 动作,同时作为位移传感器的陀螺传感器 23 动作,而且同时利用驱动器 26 来驱动驱动机构 27,使 CCD28 的位置瞬时变化来进行抖动补正。

[0113] 在照相机 30 中含有与作为位移传感器的陀螺传感器 23(包含陀螺传感器 23 的物理量测定装置)同步动作的可动机构。该可动机构与作为位移传感器的陀螺传感器 23(物理量测定装置)同时动作。即,存在可动期间的动作期间和陀螺传感器的动作期间具有重叠的情况。

[0114] 这里,可动机构(可动部)例如是具有机械可动部分的结构,或者是具有包含其位置可变的机械构成要素的可动部分的结构。例如,快门 29、包含致动器等的驱动机构 27 以及具有可移动的结构 CCD28 与可动机构(可动部)相当。

[0115] 由此,在作为位移传感器的陀螺传感器 23 动作时,受到由可动机构产生的振动和冲击的影响,如果是现有的陀螺传感器则还有其灵敏度变化的情况。即,现有的比率结构是针对“电源电压”使传感器的灵敏度恒定的结构,该比率结构能够与电源电压的变动对应,但是相对于如上所述的机械性的振动和冲击,不能使传感器的灵敏度保持恒定。

[0116] 但是,在本发明的陀螺传感器 23 的情况下,采用与“振动器的驱动振幅(驱动振动的振幅)”相对的比率结构(即,即使产生驱动振动的振幅变动,检测灵敏度也不变化的新比率结构),所以能够排除来自可动机构的振动和冲击的影响。由此,使照相机(即电子设备)的摄像性能提高。

[0117] (第 5 的实施方式)

[0118] 在本实施方式中,将本发明的陀螺传感器(陀螺仪)用于例如数字单反照相机的抖动防止。

[0119] 图 13 是表示内置本发明的陀螺传感器(振动型陀螺仪)的数字单反照相机的主要结构的一例的图。在图 13 中对与图 12 共用的部分标注相同的参照符号。图 13 的数字单反照相机 31 除了图 12 所示的构成要素之外,还具有:AF 电动机驱动器 32、AF 电动机 33、摄影镜头 34、反射镜折叠(flip-up)机构 36 和反射镜 37。还可以设置快速倒转机构来取代反射镜折叠机构 36。另外,AF 电动机驱动器 32 和 AF 电动机 33 构成用于调节摄影镜头 34 的位置实现自动对焦(自动焦点控制)的自动对焦(AF)控制机构(AF 控制部)。

[0120] 反射镜折叠机构 36 进行使反射镜 37 从光轴上瞬时退避、或者返回到初始位置这样的动作,所以伴随该动作发生机械的冲击。因此,作为可动机构的反射镜折叠机构 36 可成为冲击源。另外,设置在单反照相机 31 上的自动对焦(AF)控制机构有时也伴随 AF 电动机的驱动和驱动停止而发生机械的冲击。因此,可动机构成为冲击源。

[0121] 安装在数字单反照相机 31 上的本发明的陀螺传感器(陀螺仪)23 不会受由作为冲击源的可动机构的动作而发生的机械冲击的影响,始终能够高精度地测定角速度等。由此,可始终实现正确的抖动补正。

[0122] (第 6 的实施方式)

[0123] 在本实施方式中,将本发明的陀螺传感器(陀螺仪)例如安装到家庭用游戏控制器(便携型游戏控制器)中。

[0124] 图 14 是表示内置本发明的陀螺传感器(振动型陀螺仪)的游戏控制器的主要结构的一例的图。游戏控制器 40 通过有线通信或者无线通信与游戏机主体 46 连接。游戏控

制器 40 具有：操作开关 41、CPU42、陀螺传感器 43、加速度传感器 44、和用于使游戏控制器主体振动的振子 45。CPU42 对游戏机主体 46 发送用于进行游戏的控制信号 (VQout) 等。另外，从游戏机主体 46 对 CPU42 输入用于控制振子 45 的运动的指令等 (VQin)。

[0125] 振子 45 是为了享受充满现场感的游戏而设置的。振子 45 是机械的振动源。例如，为了检测游戏控制器 40 的姿势而设置本发明的陀螺传感器（陀螺仪）43。另外，例如为了检测游戏控制器 40 的倾斜度而设置加速度传感器 44。

[0126] 本发明的陀螺传感器（陀螺仪）43 不会受由作为可动机构的振子 45 的运动（振动）而发生的机械冲击的影响，始终能够高精度地测定角速度等。由此，始终能够正确地进行姿势检测。

[0127] 如以上说明，根据本发明的几个实施方式例如可获得以下效果。不过，并没有限定为同时获得以下效果，以下效果的列举不能用作限定本发明技术范围的依据。

[0128] (1) 例如，在振动型陀螺仪中，即使没有确保驱动振动的振幅恒定，也能够确保与角速度相对的灵敏度恒定。

[0129] (2) 即使在具有可确保驱动振动的振幅恒定的电路（自动增益控制电路 AGC）的情况下，在振荡启动等时驱动振动的振幅也不恒定，如果适用本发明，则即使驱动振动的振幅不恒定，也能够使对检测灵敏度的影响最小化，由此，例如可构成具有更稳定的灵敏度的陀螺仪。

[0130] (3) 作为使检测灵敏度恒定的手段，采用了根据驱动振动的振幅来使 A/D 转换器的基准电压（基准）变化这样的方法，所以与使用模拟乘法器或增益控制放大器的情况相比，在温度特性、线性等方面良好，从而能够更简单地实现正确的控制。

[0131] (4) 因为能够与干扰无关地确保物理量的检测灵敏度恒定，所以即使在振荡启动期间（从电源接通时刻到振荡稳定状态的期间），也能够取得有效的物理量检测信号，由此，可缩短启动的等待时间。

[0132] (5) 同时实现了应对电源电压变动等电气干扰的对策和应对机械干扰（对电子设备施加的冲击和摆动等）的对策。由此，使电子设备的性能提高。

[0133] 另外，虽然对本实施方式进行了详细的叙述，但在不脱离本发明的新事项以及效果的范围内可进行多种变形，这对于本领域技术人员来说是容易理解的。由此，这样的变形例全部包含在本发明中。

[0134] 例如，在说明书或附图中，至少一次与更广义或同义的不同用语共同记载的用语，无论在说明书或附图的哪个位置都能够置换为该不同用语。另外，本实施方式以及变形例的全部组合都包含在本发明的范围内。此外，振动器的构造、检测装置、驱动电路、检测电路、传感器、电子设备的结构以及动作都限定在本实施方式所说明的内容中，还可进行各种变形实施。

[0135] 在上述实施方式中，举物理量变换器是压电振动器（振动陀螺：振动陀螺仪元件）、传感器是陀螺传感器的情况为例进行了说明，不过本发明并不限于此。本发明例如可完全适用于振动型陀螺仪的驱动 / 检测电路。不仅石英等的压电驱动型的物理量变换器、即使是硅 MEMS 这样的静电驱动型也可以为同样的结构，并能够取得同样的效果。

[0136] 另外，本发明的物理量测定装置例如可安装在摄像机或数字照相机、导航系统、航天飞机或机器人中。如上所述，本发明的物理量测定装置能够与干扰无关地确保物理量的

检测灵敏度恒定,所以即使在振荡启动期间(从电源接通时刻到振荡稳定状态的期间),也能够取得有效的物理量检测信号,由此,能够缩短启动的等待时间。

[0137] 另外,同时实现了应对电源电压变动等电气干扰的对策和应对机械干扰(对电子设备施加的冲击和摆动等)的对策。尤其当将本发明的陀螺传感器用于具有与陀螺传感器同时动作的可动机构的电子设备时,能够预防由于可动机构发生的振动影响而导致的传感器的精度降低。例如,在将本发明的陀螺传感器用于数字照相机的抖动防止时,因为针对抖动防止机构发生的振动以及反射镜和快门发生的冲击,受到的影响少,所以能够实现更高精度的抖动防止。这样,可提高电子设备的性能。

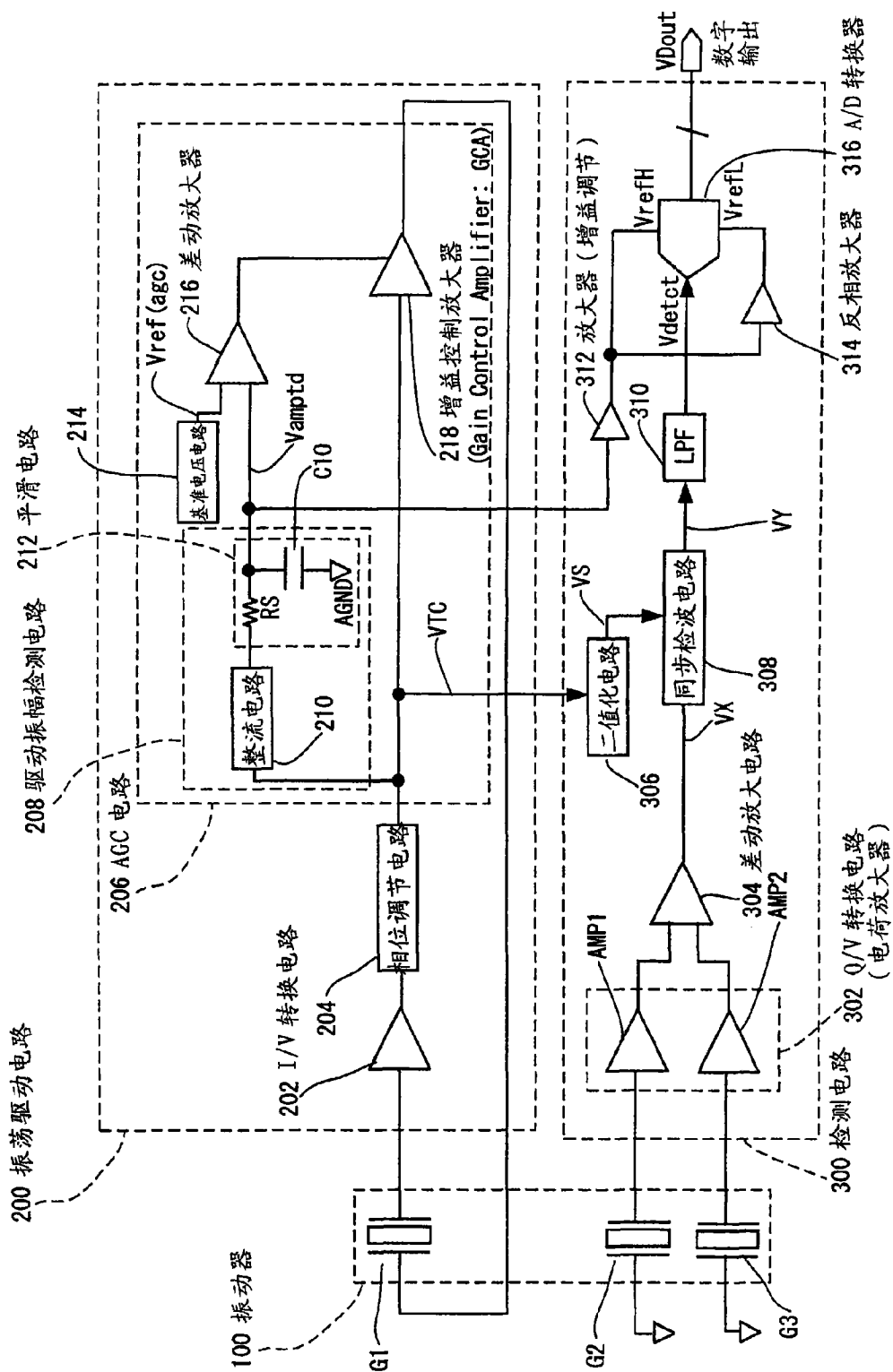


图 1

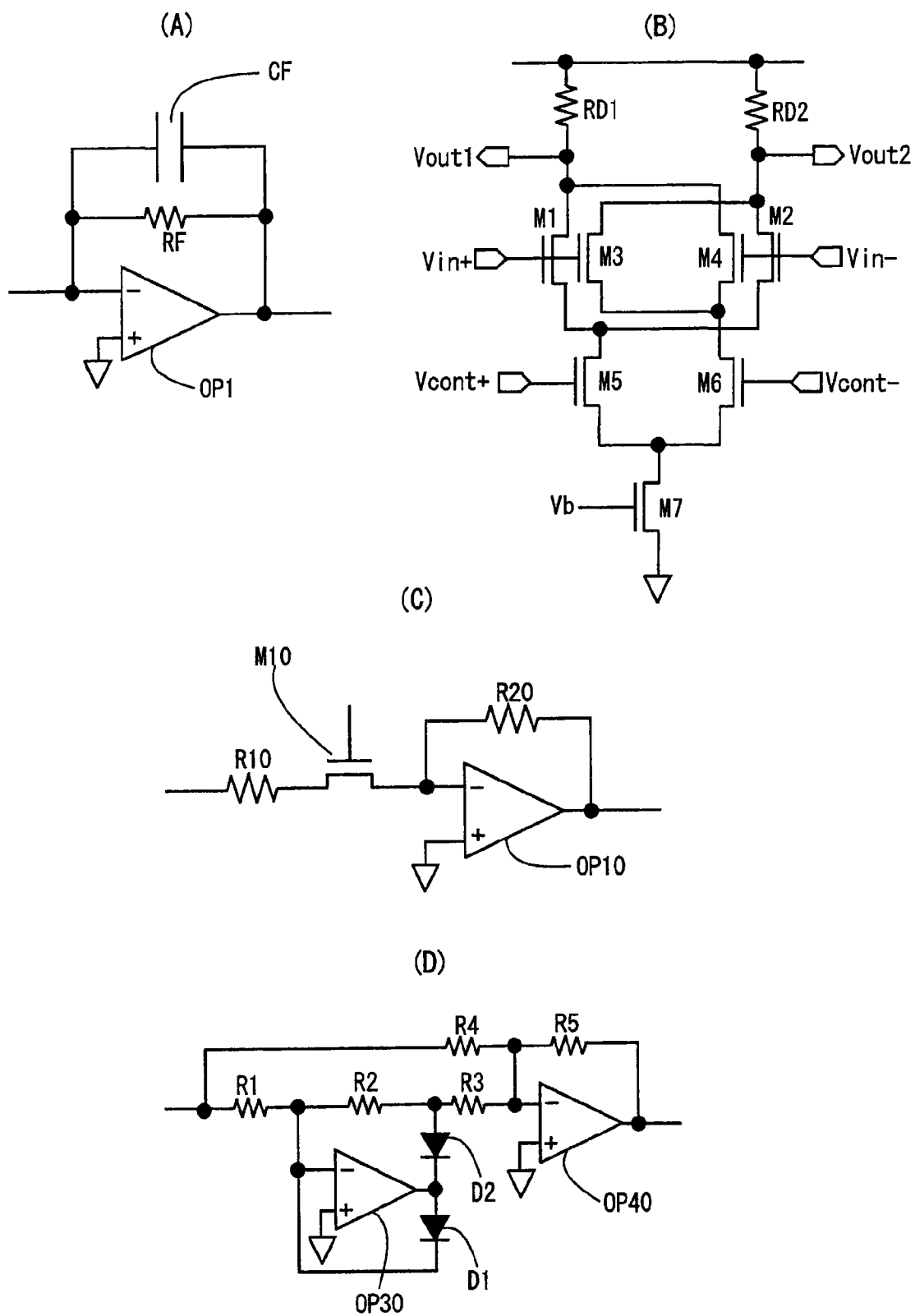


图 2

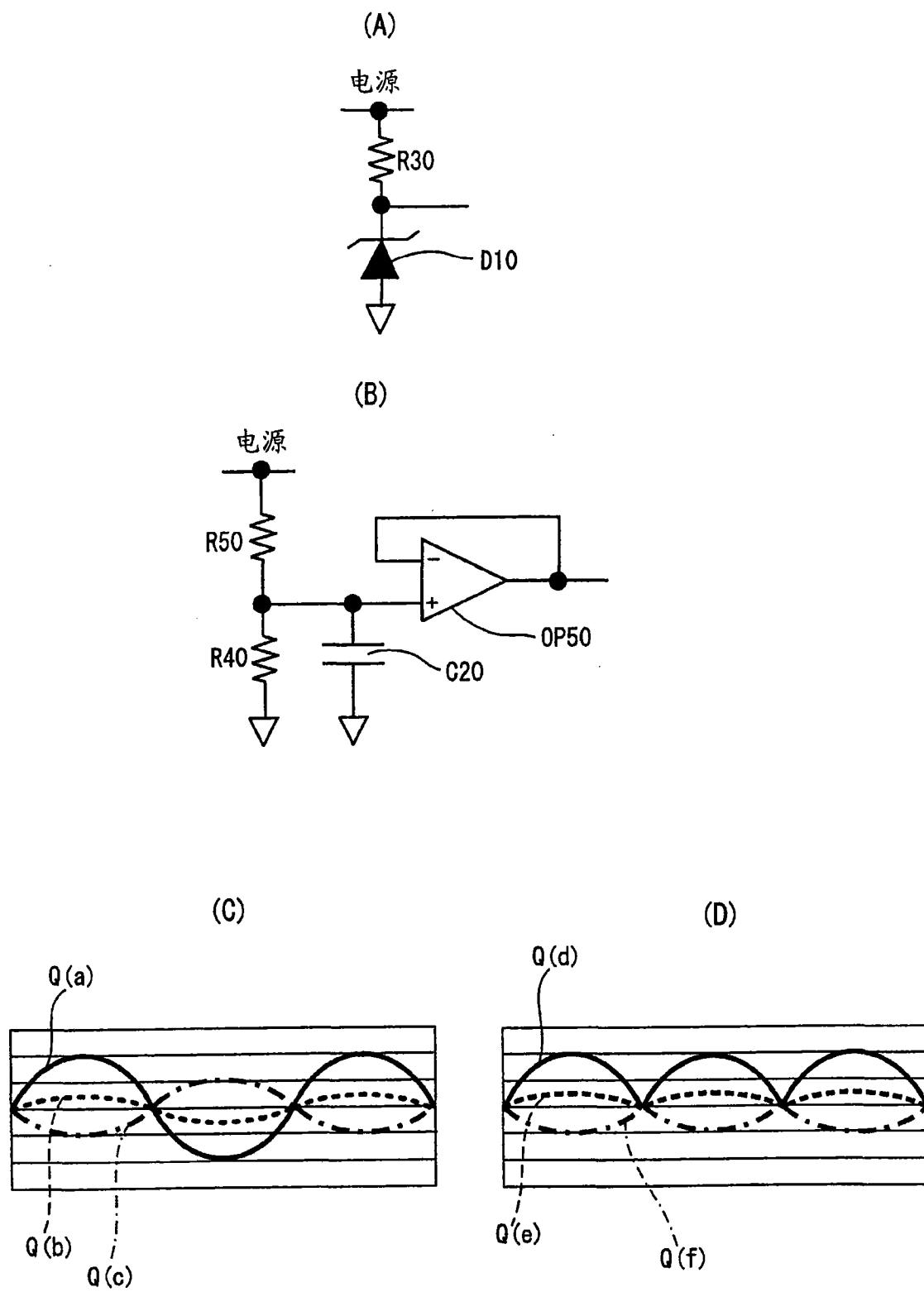


图 3

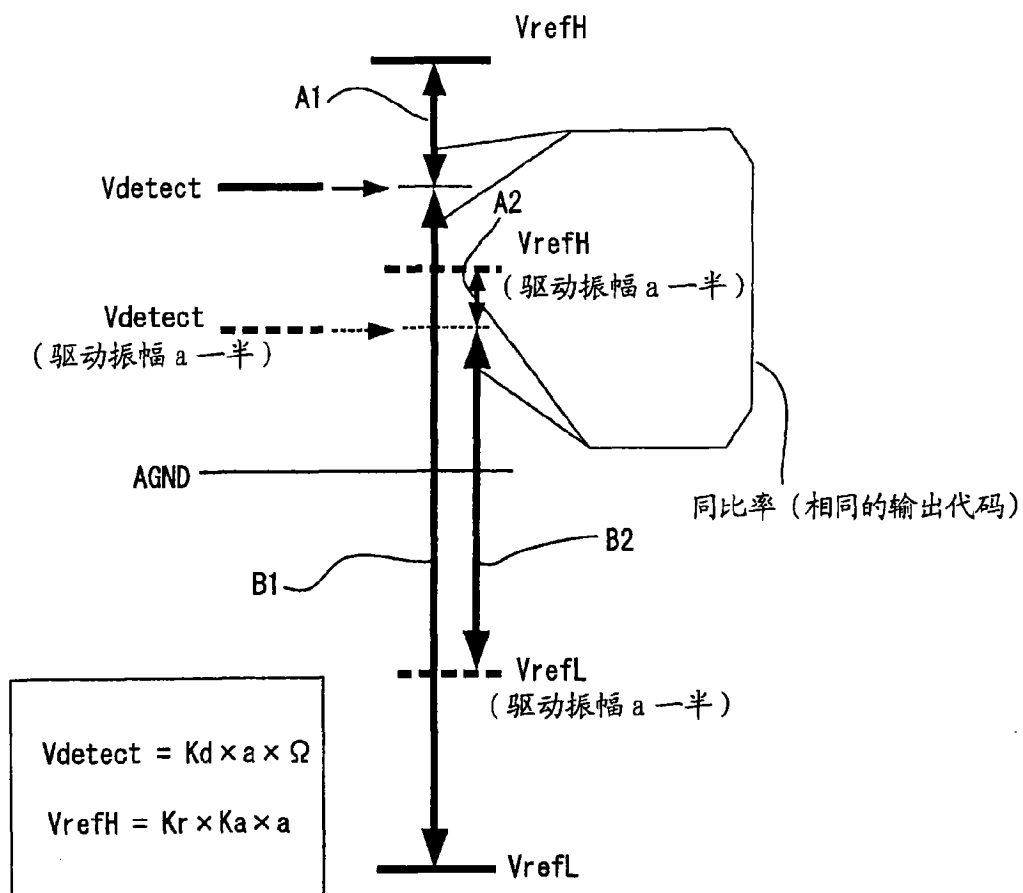


图 4

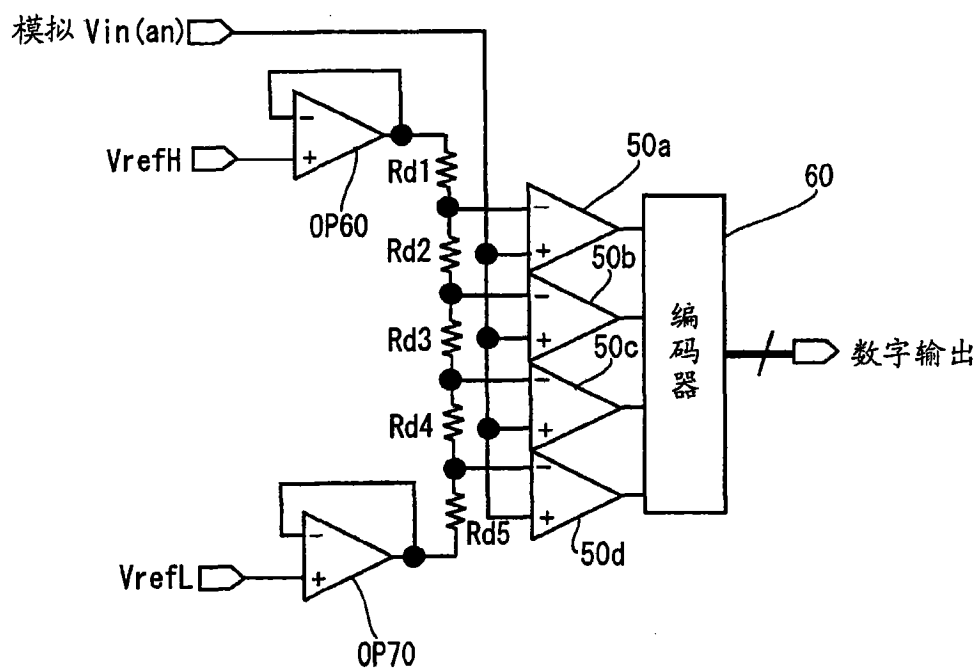


图 5

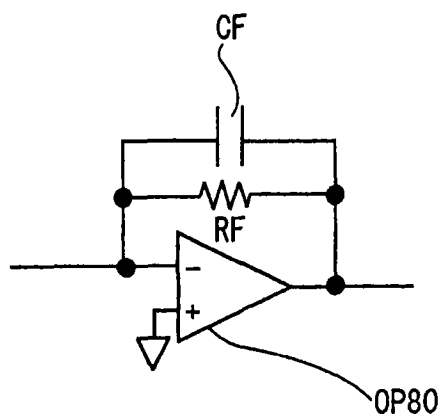


图 6

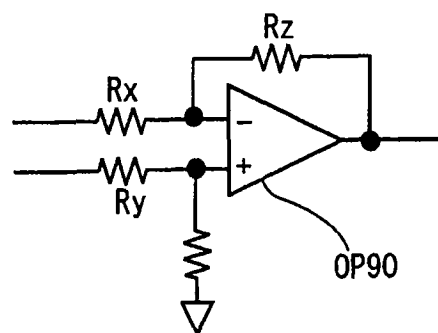


图 7

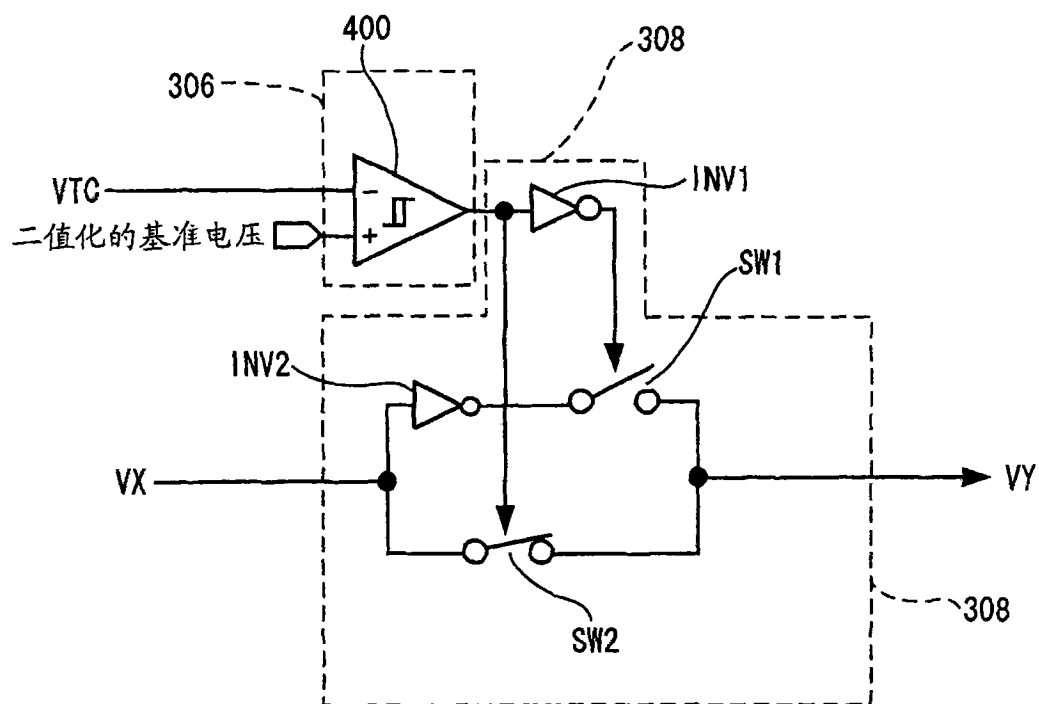
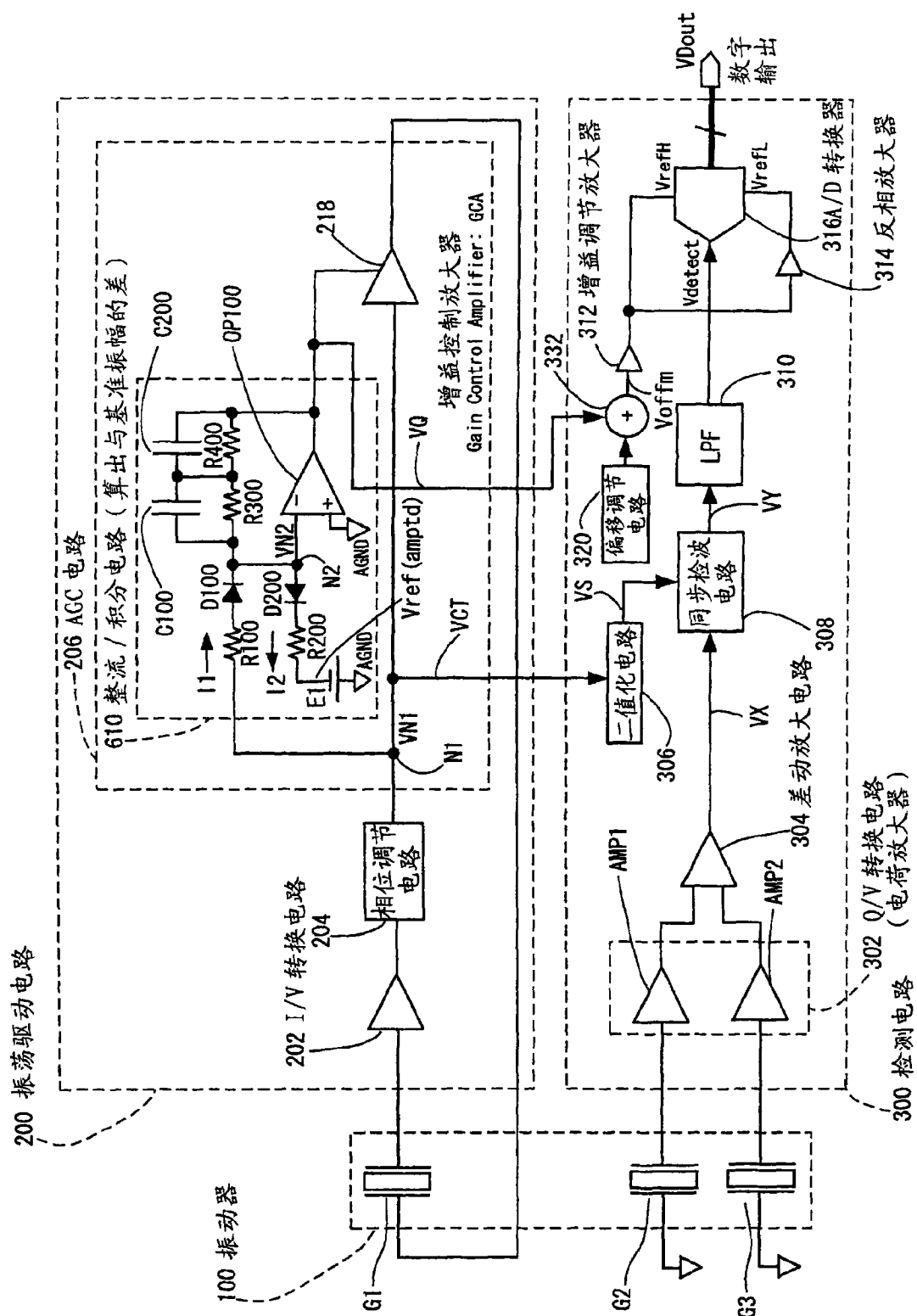


图 8



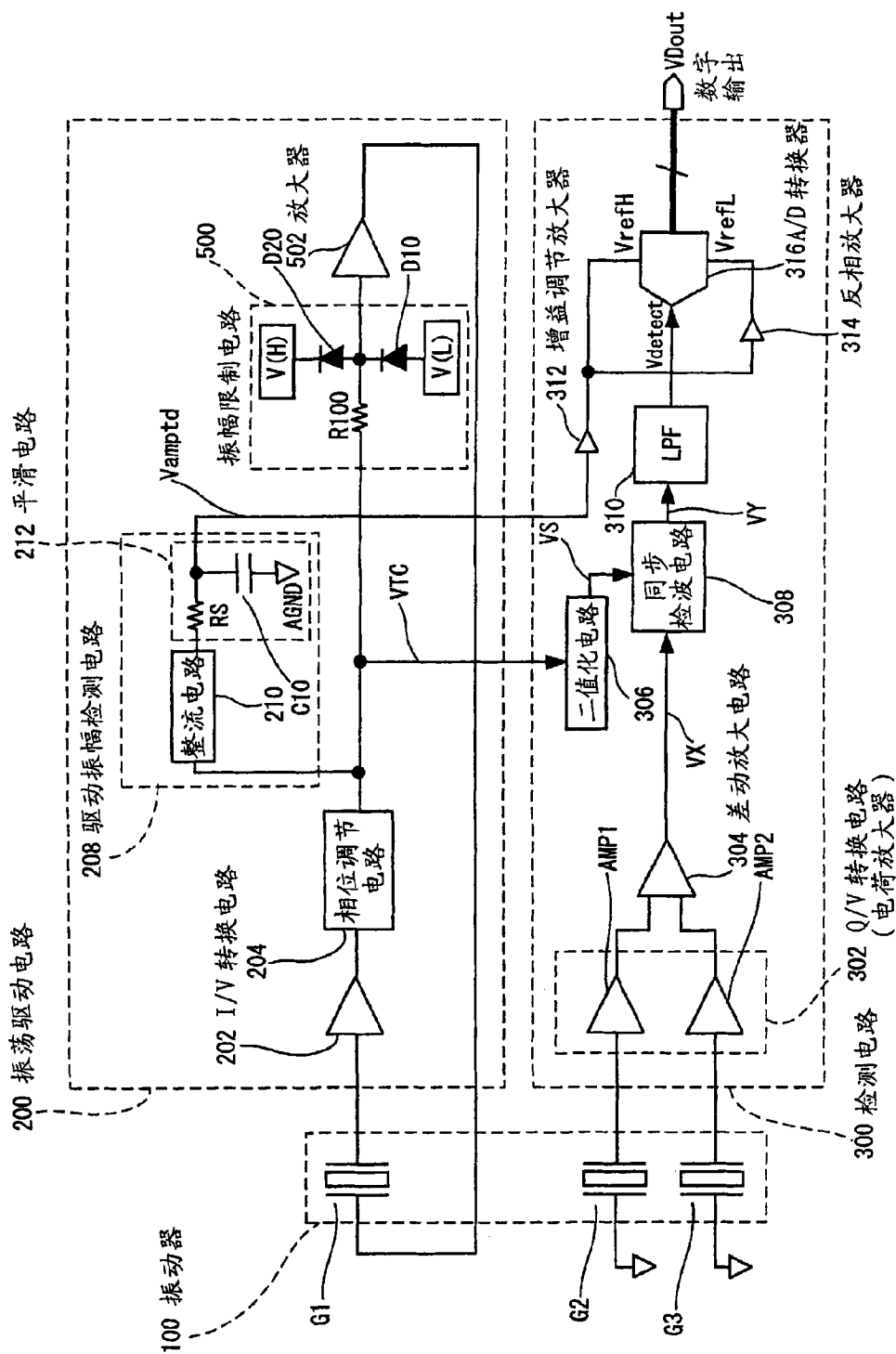


图 10

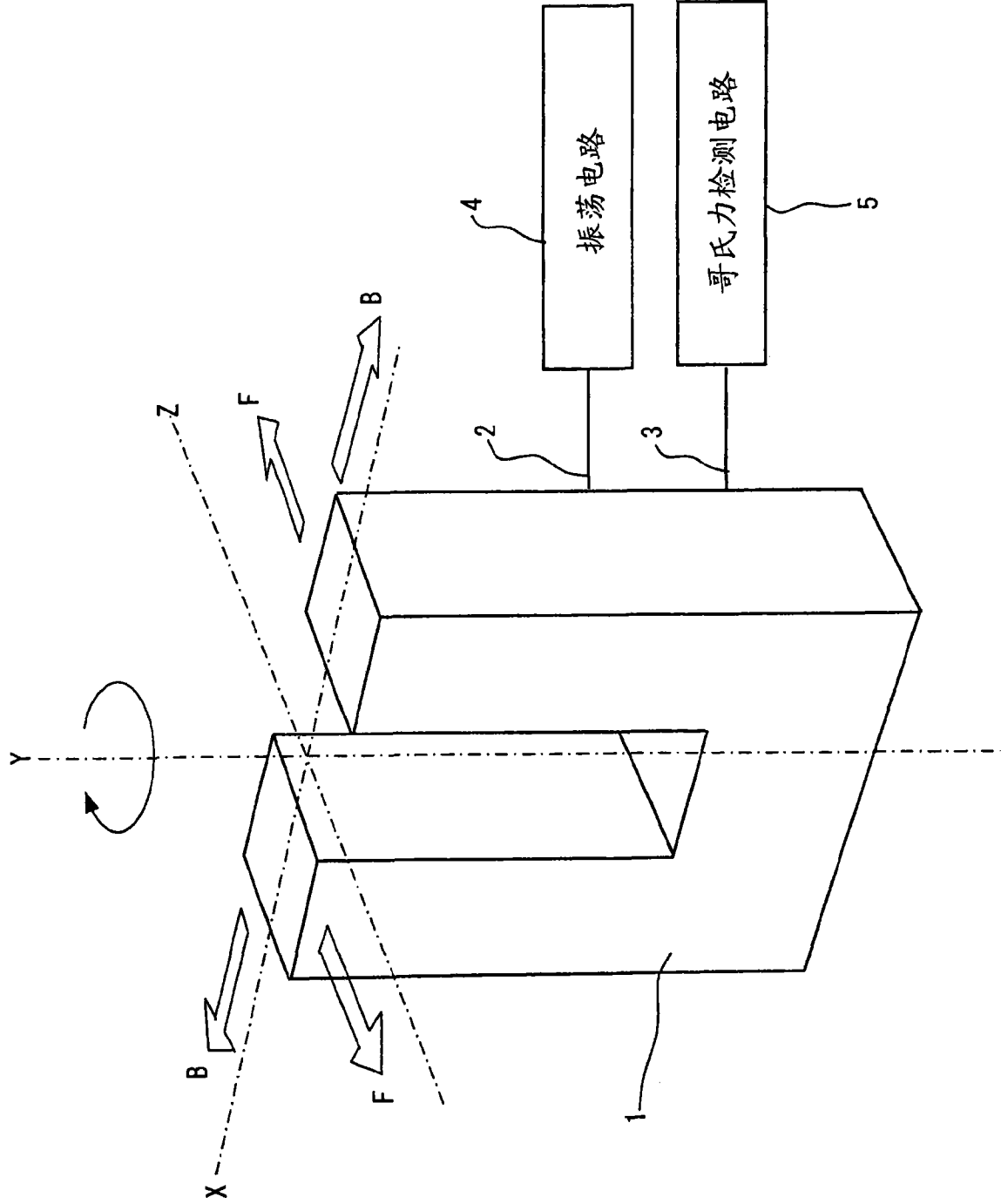


图 11

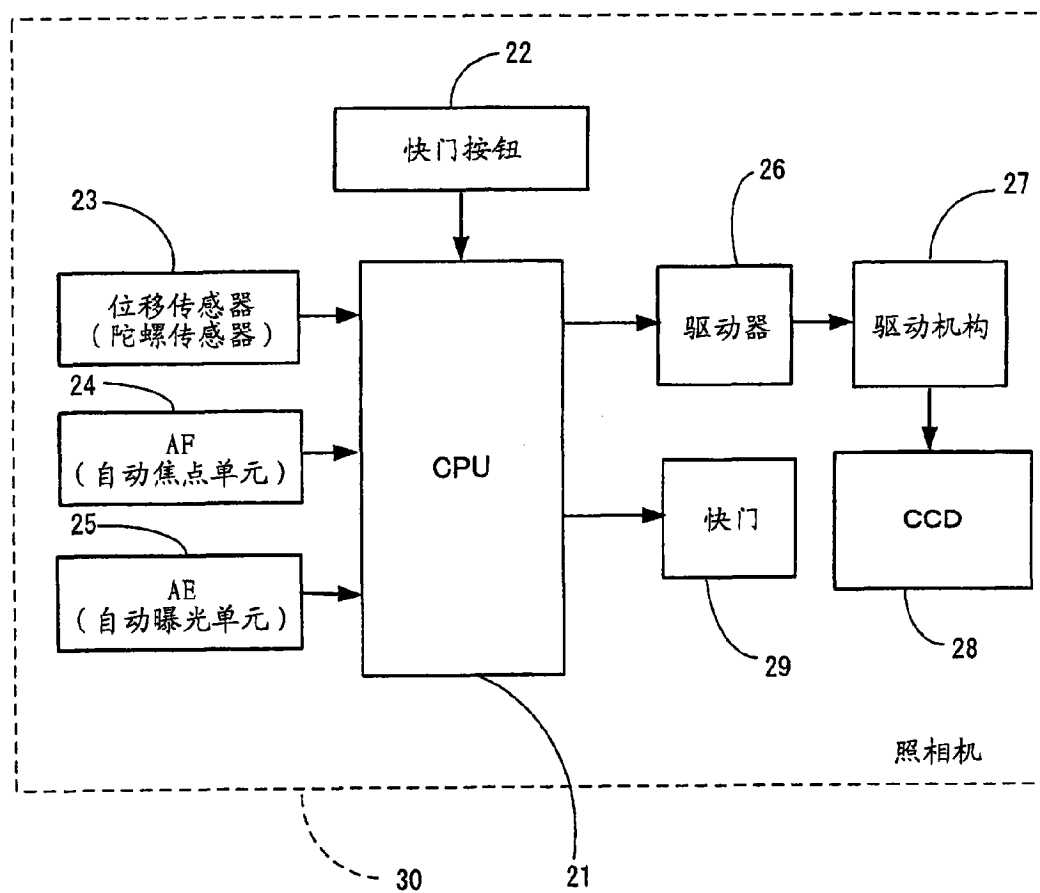


图 12

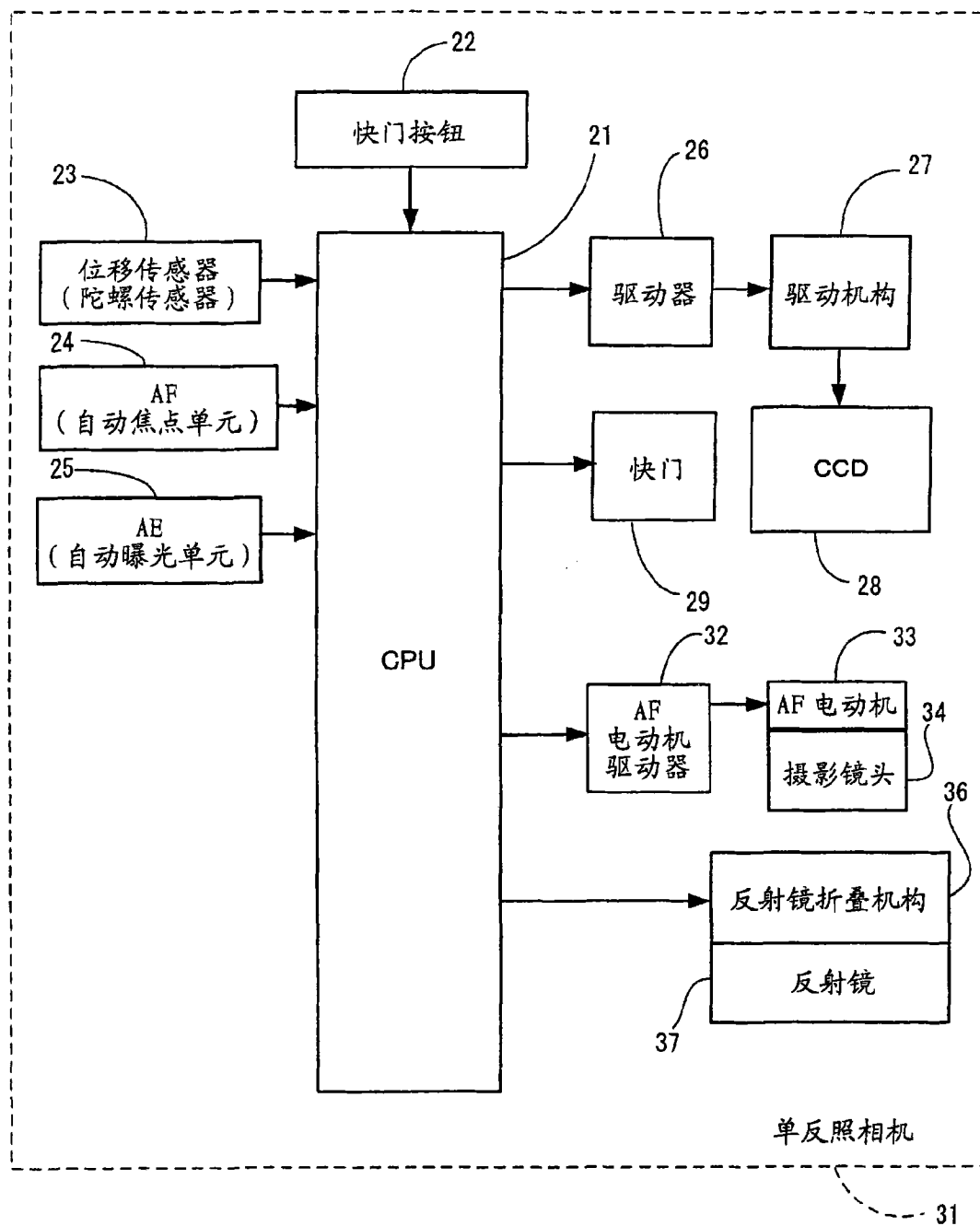


图 13

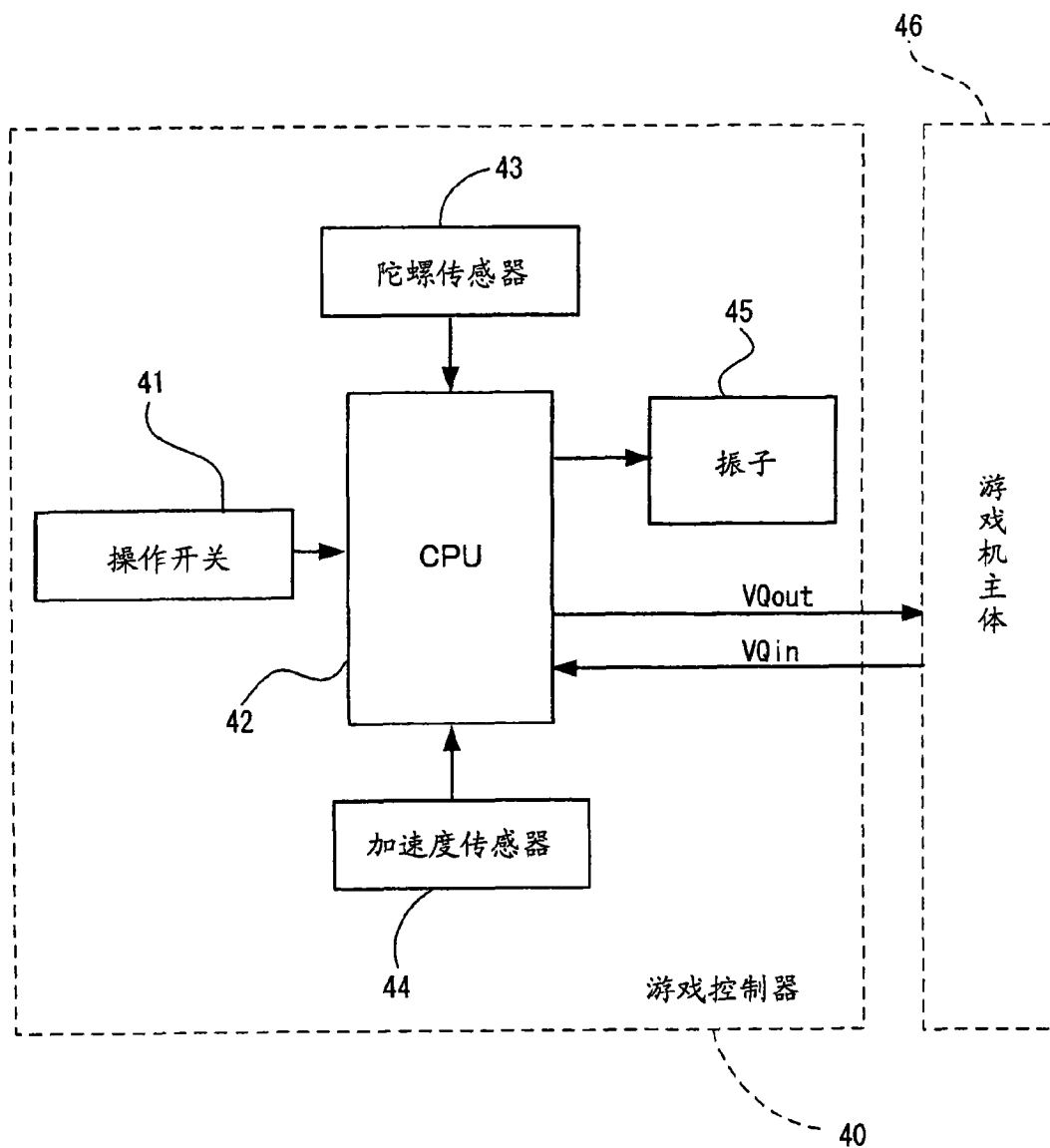


图 14