



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104634337 B

(45)授权公告日 2018.10.12

(21)申请号 201410642926.0

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2014.11.07

G01C 19/5607(2012.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

G01C 19/5614(2012.01)

申请公布号 CN 104634337 A

审查员 陈丹华

(43)申请公布日 2015.05.20

(30)优先权数据

2013-231341 2013.11.07 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 牧克彦 野宫崇

(74)专利代理机构 北京金信知识产权代理有限公司

公司 11225

代理人 黄威 苏萌萌

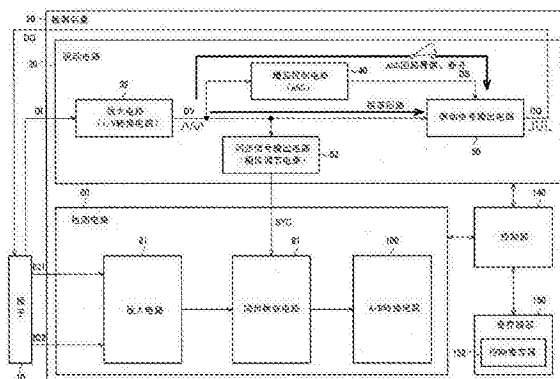
权利要求书3页 说明书18页 附图19页

(54)发明名称

检测装置、传感器、电子设备以及移动体

(57)摘要

本发明提供一种检测装置、传感器、电子设备以及移动体。检测装置包括：接收来自物理量转换器的反馈信号并驱动物理量转换器的驱动电路、接收来自物理量转换器的检测信号并检测出所需信号的检测电路、对驱动电路中的AGC回路的导通/断开进行控制的控制部。驱动电路在AGC回路的断开期间内，将基于在AGC回路的导通期间内由AGC回路所设定的控制电压的驱动信号向物理量转换器输出，从而驱动物理量转换器。



1. 一种检测装置,其特征在于,包括:

驱动电路,其接收来自物理量转换器的反馈信号,并对所述物理量转换器进行驱动;

检测电路,其接收来自所述物理量转换器的检测信号,并检测出所需信号;

控制部,其对所述驱动电路中的自动增益控制回路的导通、断开进行控制,

所述驱动电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于在所述自动增益控制回路的导通期间内由所述自动增益控制回路所设定的控制电压而得到的驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动,

所述驱动电路包括:

放大电路,其对所述反馈信号进行放大;

驱动信号输出电路,其基于通过所述放大电路而获得的放大后的信号,来输出所述驱动信号;

增益控制电路,其向所述驱动信号输出电路输出所述控制电压,并对所述驱动信号的振幅进行控制,

所述控制部通过对在所述增益控制电路中设置于所述自动增益控制回路的路径上的开关元件的导通、断开进行控制,从而对所述自动增益控制回路的导通、断开进行控制,

所述增益控制电路具有,将对所述驱动信号的振幅进行控制的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出的积分器,

所述积分器包括:

运算放大器;

电容器,其被设置于所述运算放大器的输出节点与所述运算放大器的反转输入端子的节点之间;

电阻元件,其一端被电连接于所述积分器的输入节点上,

所述开关元件为,被设置于所述电阻元件的另一端与所述运算放大器的所述反转输入端子的节点之间的开关元件,

所述增益控制电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将通过所述开关元件成为断开从而被取样保持于所述积分器中的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出,

所述驱动信号输出电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于被取样保持的所述控制电压而得到的所述驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动,

所述电阻元件为电阻可变的电阻元件,

在所述自动增益控制回路的导通期间内,所述电阻元件被设定为第1电阻值,在所述自动增益控制回路的断开期间内,所述电阻元件被设定为高于所述第1电阻值的第2电阻值。

2. 如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,

在所述自动增益控制回路从导通被切换为断开的时刻之前的时刻,所述电阻元件从所述第1电阻值被切换为所述第2电阻值。

3. 如权利要求2所述的检测装置,其特征在于,

在所述自动增益控制回路从断开被切换为导通的时刻之前的时刻,所述电阻元件从所述第2电阻值被切换为所述第1电阻值。

4. 如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,

所述增益控制电路包括全波整流器,所述全波整流器对所述放大电路的输出信号进行全波整流,并将全波整流后的信号向所述积分器输出,

在所述自动增益控制回路的断开期间内,所述全波整流器被设定为动作断开状态或者低耗电模式。

5.如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,

包括寄存器部,所述寄存器部具有所述自动增益控制回路的导通、断开控制用的控制寄存器,

所述控制部根据所述控制寄存器的设定来进行所述自动增益控制回路的导通、断开控制。

6.如权利要求5所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,反复实施所述自动增益控制回路的导通、断开的模式的设定寄存器。

7.如权利要求5所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,在起动时自动增益控制回路成为导通、而在起动完毕后自动增益控制回路成为断开的模式的设定寄存器。

8.如权利要求5所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,对所述自动增益控制回路的导通期间的长度信息以及所述自动增益控制回路的断开期间的长度信息中的至少一方进行设定的寄存器。

9.一种检测装置,其特征在于,包括:

驱动电路,其接收来自物理量转换器的反馈信号,并对所述物理量转换器进行驱动;

检测电路,其接收来自所述物理量转换器的检测信号,并检测出所需信号;

控制部,其对所述驱动电路中的自动增益控制回路的导通、断开进行控制,

所述驱动电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于在所述自动增益控制回路的导通期间内由所述自动增益控制回路所设定的控制电压而得到的驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动,

所述驱动电路包括:

放大电路,其对所述反馈信号进行放大;

驱动信号输出电路,其基于通过所述放大电路而获得的放大后的信号,来输出所述驱动信号;

增益控制电路,其向所述驱动信号输出电路输出所述控制电压,并对所述驱动信号的振幅进行控制,

所述控制部通过对在所述增益控制电路中设置于所述自动增益控制回路的路径上的开关元件的导通、断开进行控制,从而对所述自动增益控制回路的导通、断开进行控制,

所述增益控制电路具有,被设置在所述开关元件与所述放大电路的输出节点之间的第2开关元件,

在所述自动增益控制回路的断开期间内,所述第2开关元件成为断开。

10.如权利要求9所述的检测装置,其特征在于,

所述驱动电路包括:

放大电路,其对所述反馈信号进行放大;

驱动信号输出电路,其基于通过所述放大电路而获得的放大后的信号来输出所述驱动信号;

增益控制电路,其向所述驱动信号输出电路输出所述控制电压,并对所述驱动信号的振幅进行控制,

所述增益控制电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,对在所述自动增益控制回路的导通期间内被设定的所述控制电压进行取样保持,并将被取样保持的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出,

所述驱动信号输出电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于被取样保持的所述控制电压而得到的所述驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动。

11.如权利要求9所述的检测装置,其特征在于,

包括寄存器部,所述寄存器部具有所述自动增益控制回路的导通、断开控制用的控制寄存器,

所述控制部根据所述控制寄存器的设定来进行所述自动增益控制回路的导通、断开控制。

12.如权利要求11所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,反复实施所述自动增益控制回路的导通、断开的模式的设定寄存器。

13.如权利要求11所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,在起动时自动增益控制回路成为导通、而在起动完毕后自动增益控制回路成为断开的模式的设定寄存器。

14.如权利要求11所述的检测装置,其特征在于,

所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,对所述自动增益控制回路的导通期间的长度信息以及所述自动增益控制回路的断开期间的长度信息中的至少一方进行设定的寄存器。

15.一种传感器,其特征在于,包括:

权利要求1或9所述的检测装置;

所述物理量转换器。

16.一种电子设备,其特征在于,包括:

权利要求1或9所述的检测装置。

17.一种移动体,其特征在于,包括:

权利要求1或9所述的检测装置。

检测装置、传感器、电子设备以及移动体

技术领域

[0001] 本发明涉及一种检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。

背景技术

[0002] 在数码照相机、智能电话等的电子设备或车、飞机等的移动体中,装入有用于对因外部因素而变化的物理量进行检测的陀螺传感器。这种陀螺传感器对角速度等的物理量进行检测,并被应用于所谓的手抖补偿、姿态控制、GPS自动导航法等之中。

[0003] 作为这种陀螺传感器之一,已知有水晶压电振动陀螺传感器等的振动陀螺传感器。在振动陀螺传感器中,是对与因旋转而产生的科里奥利力相对应的物理量进行检测。作为这种振动陀螺传感器的检测装置,例如已知有在专利文献1中所公开的现有技术。

[0004] 在专利文献1的现有技术中,准备了用于实现低耗电的睡眠模式。然而,在专利文献1中,当为睡眠模式时,将形成与通过AGC (Automatic Gain control:自动增益控制) 而实现的振荡回路不同的其他振荡回路,并通过使用被设置于该振荡回路上的比较仪而生成的驱动信号,来对振子进行驱动。此外,在通过与这种AGC的控制完全不相关的驱动信号而进行的驱动中,由于不发挥将振子的驱动电流置于恒定的功能,因此无法适当地检测出所需信号。因此,虽然利用该睡眠模式而实现了低耗电化,却存在在睡眠模式期间中无法实现使用振子而进行的对所需信号的适当的检测处理这一课题。

[0005] 专利文献1:日本特开2008-139287号公报

发明内容

[0006] 根据本发明的几个方式,能够提供通过AGC回路的断开期间中的驱动而实现高检测性能下的所需信号的检测处理的检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。

[0007] 本发明是为了解决上述的课题的至少一部分而实施的,其能够以下面的形态或者方式实现。

[0008] 本发明的一种方式涉及一种检测装置,包括:驱动电路,其接收来自物理量转换器的反馈信号,并对所述物理量转换器进行驱动;检测电路,其接收来自所述物理量转换器的检测信号,并检测出所需信号;控制部,其对所述驱动电路中的回路的导通、断开进行控制,所述驱动电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于在所述自动增益控制回路的导通期间内由所述自动增益控制回路所设定的控制电压而得到的驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动。

[0009] 在本发明的一种方式中,通过控制部而使驱动电路中的AGC回路的导通、断开受到控制。此外,在AGC回路的断开期间内,输出基于在AGC回路的导通期间内由AGC回路所设定的控制电压而获得的驱动信号,从而对物理量转换器进行驱动。通过采用这种方式,能够在被认为噪声较少的AGC回路的断开期间内,通过基于在AGC回路的导通期间内的设定而获得的驱动信号来对物理量转换器进行驱动,从而执行所需信号的检测处理。因此,与仅通过AGC回路的导通期间内的驱动而进行检测处理的情况相比,能够以较高的检测性能来实现

所需信号的检测处理。

[0010] 另外,本发明的一种方式涉及一种检测装置,其包括接收来自物理量转换器的反馈信号、形成上述物理量转换器与振荡回路并对上述振荡回路的增益进行控制的AGC (Automatic Gain control)回路,并包括:对上述物理量转换器进行驱动的驱动电路、接收来自上述物理量转换器的检测信号并检测出所需信号的检测电路、对上述驱动电路的上述AGC回路的导通、断开进行控制的控制部,上述驱动电路在上述AGC回路的断开期间内,将基于在上述AGC回路的导通期间内由上述AGC回路所设定的控制电压而得到的驱动信号向上述物理量转换器输出,从而对上述物理量转换器进行驱动。

[0011] 在本发明的一种方式中,利用控制部而使驱动电路中的AGC回路的导通、断开受到控制。并且,在AGC回路的断开期间内,将基于在AGC回路的导通期间由AGC回路所设定的控制电压而获得的驱动信号输出,从而对物理量转换器进行驱动。通过采用这种方式,能够在被认为噪声少的AGC回路的断开期间内,通过基于AGC回路的导通期间内的设定而获得的驱动信号来对物理量转换器进行驱动,从而执行所需信号的检测处理。因此,与仅通过AGC回路的导通期间内的驱动来进行检测处理的情况相比,能够以较高的检测性能来实现所需信号的检测处理。

[0012] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,放大电路,其对所述反馈信号进行放大;驱动信号输出电路,其基于通过所述放大电路而获得的放大后的信号,来输出所述驱动信号;增益控制电路,其向所述驱动信号输出电路输出所述控制电压,并对所述驱动信号的振幅进行控制,所述控制部通过对在所述增益控制电路中设置于所述自动增益控制回路的路径上的开关元件的导通、断开进行控制,从而对所述自动增益控制回路的导通、断开进行控制。

[0013] 通过采用这种方式,通过将设置于AGC回路的路径上的开关元件设为断开,从而能够将AGC回路设为断开,并在被认为噪声较少的AGC回路的断开期间内,将基于AGC回路的导通期间内的设定而获得的驱动信号向物理量转换器输出而进行驱动。

[0014] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述增益控制电路具有,将对所述驱动信号的振幅进行控制的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出的积分器,所述积分器包括:运算放大器;电容器,其被设置于所述运算放大器的输出节点与所述运算放大器的反转输入端子的节点之间;电阻元件,其一端被电连接于所述积分器的输入节点上,所述开关元件为,被设置于所述电阻元件的另一端与所述运算放大器的所述反转输入端子的节点之间的开关元件,所述增益控制电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将通过所述开关元件成为断开从而被取样保持于所述积分器中的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出,所述驱动信号输出电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于被取样保持的所述控制电压而得到的所述驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动。

[0015] 通过采用这种方式,能够有效地灵活运用增益控制电路中所使用的积分器的电路结构,并对AGC回路的导通期间内的控制电压进行取样保持,且在AGC回路的断开期间内将基于该取样保持的控制电压而获得的驱动信号向物理量转换器输出。

[0016] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述电阻元件为电阻可变的电阻元件,在所述自动增益控制回路的导通期间内,所述电阻元件被设定为第1电阻值,在

所述自动增益控制回路的断开期间内,所述电阻元件被设定为高于所述第1电阻值的第2电阻值。

[0017] 通过采用这种方式,由于在开关元件断开的AGC回路的断开期间内电阻元件成为高电阻,因而能够对来自开关元件的漏电电流的电流路径等进行限制,从而能够抑制从控制电压的电荷蓄积节点的电荷泄漏等。

[0018] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,在所述自动增益控制回路从导通被切换为断开的时刻之前的时刻,所述电阻元件从所述第1电阻值被切换为所述第2电阻值。

[0019] 通过采用这种方式,在AGC回路从导通被切换为断开的时刻,电阻元件被设定为高电阻。因此,能够将由该时刻变动所导致的控制电压的电荷蓄积节点的电位变动抑制于最小限度。

[0020] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,在所述自动增益控制回路从断开被切换为导通的时刻之前的时刻,所述电阻元件从所述第2电阻值被切换为所述第1电阻值。

[0021] 通过采用这种方式,在AGC回路从断开被切换为导通的时刻,电阻元件被设定为低电阻。因此,能够使AGC的增益控制的收敛时间缩短化,并使AGC的收敛动作高速化。

[0022] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述增益控制电路包括全波整流器,所述全波整流器对所述放大电路的输出信号进行全波整流,并将全波整流后的信号向所述积分器输出,在所述自动增益控制回路的断开期间内,所述全波整流器被设定为动作断开状态或者低耗电模式。

[0023] 通过采用这种方式,在AGC回路的断开期间内,能够抑制在全波整流器中进行电力的无谓消耗的情况。

[0024] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述增益控制电路具有,被设置在所述开关元件与所述放大电路的输出节点之间的第2开关元件,在所述自动增益控制回路的断开期间内,所述第2开关元件成为断开。

[0025] 如此,在AGC回路的断开期间内,由于只要将开关元件的前部的第2开关元件断开,便能够对开关元件的漏电电流的电流路径进行限制,因此能够抑制由于该漏电电流所导致的电荷泄漏等。

[0026] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述驱动电路包括:放大电路,其对所述反馈信号进行放大;驱动信号输出电路,其基于通过所述放大电路而获得的放大后的信号来输出所述驱动信号;增益控制电路,其向所述驱动信号输出电路输出所述控制电压,并对所述驱动信号的振幅进行控制,所述增益控制电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,对在所述自动增益控制回路的导通期间内被设定的所述控制电压进行取样保持,并将被取样保持的所述控制电压向所述驱动信号输出电路输出,所述驱动信号输出电路在所述自动增益控制回路的断开期间内,将基于被取样保持的所述控制电压而得到的所述驱动信号向所述物理量转换器输出,从而对所述物理量转换器进行驱动。

[0027] 通过采用这种方式,在AGC回路的导通期间内所设定的控制电压被取样保持,并在AGC回路的断开期间内,将基于被取样保持的控制电压而得到的驱动信号向物理量转换器输出。因此,能够利用基于在AGC回路的导通期间内通过AGC回路所设定的控制电压而获得

的驱动信号,来对物理量转换器进行驱动。

[0028] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,包括寄存器部,所述寄存器部具有所述自动增益控制回路的导通、断开控制用的控制寄存器,所述控制部根据所述控制寄存器的设定来进行所述自动增益控制回路的导通、断开控制。

[0029] 通过采用这种方式,能够对控制寄存器进行与应用相适应的优选的设定,并执行AGC回路的导通、断开控制。

[0030] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,反复实施所述自动增益控制回路的导通、断开的模式的设定寄存器。

[0031] 通过采用这种方式,即使在例如驱动电流在AGC回路的断开期间内发生了变动的情况下,也能够接下来的导通期间内使驱动电流复原。因此,对于检测处理跨越较长时间的这种应用,能够实现优选的AGC回路的导通、断开控制。

[0032] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,在起动时自动增益控制回路成为导通、而在起动完毕后自动增益控制回路成为断开的模式的设定寄存器。

[0033] 通过采用这种方式,对于仅在起动后的预定期间内要求较高的检测性能的检测处理的这种应用,能够实现优选的AGC回路的导通、断开控制。

[0034] 另外在本发明的一种方式中,可以采用如下方式,即,所述寄存器部中作为所述控制寄存器而具有,对所述自动增益控制回路的导通期间的长度信息以及所述自动增益控制回路的断开期间的长度信息中的至少一方进行设定的寄存器。

[0035] 通过采用这种方式,能够将AGC回路的导通期间、断开期间的长度设定为与应用等相适应的优选的期间长度。

[0036] 另外,本发明的其他方式涉及一种传感器,其特征在于,包括:上述任意一项所记载的检测装置、上述物理量转换器。

[0037] 另外,本发明的其他方式涉及一种电子设备,其包括上述任意一项所记载的检测装置。

[0038] 另外,本发明的其他方式涉及一种移动体,其包括上述任意一项所记载的检测装置。

附图说明

[0039] 图1为本实施方式的电子设备、陀螺传感器的结构例。

[0040] 图2为本实施方式的检测装置的结构例。

[0041] 图3为将AGC回路导通、断开的情况下的噪声的频率特性的例子。

[0042] 图4为驱动电路的详细结构以及动作的说明图。

[0043] 图5为驱动电路的详细结构以及动作的说明图。

[0044] 图6为用于求解AGC的闭回路频率特性的驱动电路的电路模型的例子。

[0045] 图7为AGC的闭回路频率特性。

[0046] 图8中,图8(A)~图8(C)为关于AGC回路的导通时的检测性能降低的问题的说明图。

[0047] 图9为由AGC回路的断开时的开关元件的漏电电流而产生的问题点的说明图。

[0048] 图10为表示伴随于AGC回路的断开期间内的时间迁移而产生的驱动电流的变动率的图。

[0049] 图11中,图11(A)、图11(B)为关于AGC回路的导通断开重复模式、起动完毕后断开模式的说明图。

[0050] 图12中,图12(A)~图12(D)为AGC回路的导通、断开的控制寄存器的寄存器映射图示例。

[0051] 图13为对由AGC回路的断开时的开关元件的漏电电流所造成的负面影响进行抑制的方法的说明图。

[0052] 图14中,图14(A)、图14(B)为积分器的电阻元件的电阻控制方法的说明图。

[0053] 图15中,图15(A)~图15(C)为积分器的电阻元件的电阻控制方法的详细例的说明图。

[0054] 图16中,图16(A)、图16(B)为表示积分器的电阻元件的电阻的大小与AGC的收敛时间的关系的图。

[0055] 图17为检测电路的结构例。

[0056] 图18中,图18(A)、图18(B)为检测电路的其他结构例。

[0057] 图19示意性地表示作为移动体的一个具体例的汽车的结构的概念图。

具体实施方式

[0058] 以下,对本发明的优选的实施方式进行详细说明。以下所说明的本实施方式并非用于对权利要求书所记载的本发明的内容进行不适当的限定的方式,本实施方式中所说明的全部结构也不一定均为本发明的必要技术特征。例如,虽然以下将以物理量转换器为压电型的振子(振动陀螺仪)、传感器为陀螺传感器的情况为例进行说明,但本发明并不限定于此。本发明例如也能够应用于由硅基板等形成的静电电容检测方式的振子(振动陀螺仪)、对与角速度信息等效的物理量或角速度信息以外的物理量进行检测的物理量转换器、传感器等之中。

[0059] 1. 电子设备、陀螺传感器

[0060] 图1中示出了包括本实施方式的检测装置20的陀螺传感器510(广义而言为传感器)、和包括陀螺传感器510的电子设备500的结构例。此外,电子设备500、陀螺传感器510并不限定于图1的结构,可以省略其结构要素中的一部分或者追加其他结构要素等而进行各种改变来实施。并且,作为本实施方式的电子设备500,可以假设为数码照相机、视频摄像机、智能电话、移动电话机、汽车导航系统、机器人、游戏机、钟表、健康器具或者便携式信息终端等的各种设备。

[0061] 电子设备500包括陀螺传感器510与处理部520。并且可以包括存储器530、操作部540、显示部550。处理部520(CPU、MPU等)进行陀螺传感器510等的控制和电子设备500的全体控制。另外,处理部520基于由陀螺传感器510检测到的角速度信息(广义而言为物理量)来进行处理。例如基于角速度信息来进行用于实施手抖补偿、姿态控制、GPS自动巡航等的处理。存储器530(ROM、RAM等)存储控制程序及各种数据,或者作为工作区域、数据储存区域而发挥功能。操作部540为用于由用户操作电子设备500的构件,显示部550将各种的信息向用户进行显示。

[0062] 陀螺传感器510 (传感器) 包括振子10、检测装置20。图1的振子10 (广义而言为物理量转换器) 具有:由水晶等压电材料的薄板而形成的音叉型的压电振子、驱动用振子11、12、检测用振子16、17。在驱动用振子11、12上设置有驱动端子2、4,在检测用振子16、17上设置有检测端子6、8。

[0063] 检测装置20中所含的驱动电路30输出驱动信号 (驱动电压) 而对振子10进行驱动。并且从振子10接收反馈信号,由此来激励振子10。检测电路60从通过驱动信号而被驱动的振子10接收检测信号 (检测电流、电荷),并从检测信号中检测 (抽取) 出与被施加在振子10上的物理量相对应的所需信号 (科里奥利力信号)。

[0064] 具体而言,来自驱动电路30的交流的驱动信号 (驱动电压) 被施加在驱动用振子11的驱动端子2上。于是,由于逆电压效应而使驱动用振子11开始振动,通过音叉振动而使驱动用振子12也开始振动。此时,因驱动用振子12的压电效应而产生的电流 (电荷) 从驱动端子4作为反馈信号而被反馈至驱动电路30。由此形成了包括振子10在内的振荡回路。

[0065] 当驱动用振子11、12进行振动时,检测用振子16、17将在图1所示的方向上以振动速度 v 进行振动。于是,通过检测用振子16、17的压电效应而产生的电流 (电荷) 将作为检测信号 (第1、第2检测信号) 而从检测端子6、8被输出。于是,检测电路60接收来自该振子10的检测信号,并检测出与科里奥利力相对应的信号、即所需信号 (所需波)。即,当振子10 (陀螺传感器) 以检测轴19为中心而进行旋转时,会在与振动速度 v 的振动方向正交的方向上产生科里奥利力 F_c 。例如当将以检测轴19为中心进行旋转时的角速度设为 ω 、将振子的质量设为 m 、将振子的振动速度设为 v 时,科里奥利力表示为 $F_c = 2m \cdot v \cdot \omega$ 。因此检测电路60通过检测出与科里奥利力相对应的信号、即所需信号,从而能够求出陀螺传感器的旋转角速度 ω 。并且通过使用该求出的角速度 ω ,从而处理部520能够进行用于实施手抖补偿、姿态控制或者GPS自动巡航等的各种的处理。

[0066] 此外,在图1中,例示了振子10为音叉型的情况下的例子,但本实施方式的振子10并不限定于这种构造。例如还可以是T字型、双T字型等。另外,振子10的压电材料也可以是水晶以外的材料。

[0067] 2. 检测装置

[0068] 图2中示出了本实施方式的检测装置20的结构例。检测装置20包括:接收来自振子10 (物理量转换器) 的反馈信号DI并对振子10进行驱动的驱动电路30;接收来自振子10的检测信号IQ1、IQ2并检测出所需信号的检测电路60。

[0069] 驱动电路30包括:输入来自振子10的反馈信号DI的放大电路32、进行自动增益控制的增益控制电路40、将驱动信号DQ向振子10输出的驱动信号输出电路50。并且包括将同步信号SYC向检测电路60输出的同步信号输出电路52。此外,驱动电路30的结构并不限定于图2,可以进行省略这些结构要素的一部分或者追加其他结构要素等的各种改变而实施。

[0070] 放大电路32 (I/V转换电路) 将来自振子10的反馈信号DI放大。例如将来自振子10的电流的信号DI转换为电压的信号DV并输出。该放大电路32可以通过电容器、电阻元件、运算放大器等来实现。

[0071] 驱动信号输出电路50基于由放大电路32而获得的放大后的信号DV来输出驱动信号DQ。例如,驱动信号输出电路50输出矩形波 (或者正弦波) 的驱动信号。该驱动信号输出电路50能够通过比较仪等来实现。

[0072] 增益控制电路40 (AGC) 向驱动信号输出电路50输出控制电压DS,从而对驱动信号DQ的振幅进行控制。具体而言,增益控制电路40监视信号DV,并对振荡回路的增益进行控制。例如在驱动电路30中,为了将陀螺传感器的灵敏度保持为恒定,需要将向振子10 (驱动用振子) 供给的驱动电压的振幅保持为恒定。因此,在驱动振动系统的振荡回路内,设置有用于自动调节增益的增益控制电路40。增益控制电路40对增益可变地进行自动调节,以使来自振子10的反馈信号DI的振幅(振子的振动速度 v) 成为恒定。

[0073] 同步信号输出电路52接收由放大电路32获得的放大后的信号DV,并将同步信号SYC (参照信号) 向检测电路60输出。该同步信号输出电路52可以通过对正弦波 (交流) 的信号DV进行二值化处理并生成矩形波的同步信号SYC的比较仪、和进行同步信号SYC的相位调节的相位调节电路 (移相器) 等来实现。

[0074] 检测电路60包括:放大电路61、同步检波电路81、A/D转换电路100。放大电路61接收来自振子10的第1、第2检测信号IQ1、IQ2,并进行信号放大、电荷-电压转换。同步检波电路81基于来自驱动电路30的同步信号SYC而进行同步检波。A/D转换电路100对同步检波后的信号进行A/D转换。此外,作为检测电路60的结构,如后文所述可以采用各种方式的结构。对此将在后文中进行详细叙述。

[0075] 检测装置20可以进一步包括控制部140、寄存器部150。控制部140进行检测装置20的控制处理。该控制部140可以通过逻辑电路 (栅极阵列等)、信息处理器等实现。检测装置20中的各种的开关控制、模式设定等通过该控制部140进行。

[0076] 检测装置20可以进一步包括控制部140、寄存器部150。控制部140进行检测装置20的控制处理。该控制部140可以通过逻辑电路 (门阵列等)、信息处理器等来实现。寄存器部150具有用于进行检测装置20的各种控制及各种设定的寄存器。寄存器部150的寄存器例如可以通过存储器、触发电路等来实现。在寄存器部150的寄存器中,例如经由未图示的外部接口而设定有寄存器值。此外,控制部140基于寄存器的寄存器值来执行各种控制处理。

[0077] 3. AGC回路的导通、断开控制

[0078] 在本实施方式中,驱动电路30中的AGC (Automatic Gain control) 回路的导通、断开受到控制。例如AGC回路的导通、断开控制由控制部140进行。此外,驱动电路30在AGC回路的断开期间内,将基于在AGC回路的导通期间内的设定而得到的驱动信号DQ向振子10输出,从而对振子10 (物理量转换器) 进行驱动。例如在AGC回路的断开期间内,将基于在AGC回路的导通期间内由AGC回路 (增益控制电路40) 设定的控制电压DS (控制信号) 而得到的驱动信号DQ向振子10输出,从而进行驱动。

[0079] 即,在AGC回路的导通期间内,增益控制电路40将通过AGC回路而生成的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。具体而言,输出以使振荡回路的增益、即回路增益为1的方式而由AGC回路所设定的控制电压DS。驱动信号输出电路50输出通过该控制电压DS而被控制了振幅的驱动信号DQ。即,输出以使回路增益为1的方式而被控制的驱动信号DQ。该驱动信号DQ例如为矩形波的信号,但也可以为正弦波的信号。并且,检测电路60接收来自通过这种驱动信号DQ而被驱动的振子10的检测信号IQ1、IQ2,并检测出所需信号。

[0080] 另一方面,在AGC回路的断开期间内,增益控制电路40将基于在该断开期间之前的AGC回路的导通期间内的设定而获得的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。例如,增益控制电路40对在AGC回路的导通期间内所设定的控制电压DS进行取样保持。例如,通过后述

的积分器44而对控制电压DS进行取样保持。但是,也可以通过积分器44以外的电路结构来对控制电压DS进行取样保持。此外,增益控制电路40在AGC回路的断开期间内,将在导通期间内被取样保持的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。并且,驱动信号输出电路50在AGC回路的断开期间内,将基于取样保持的控制电压DS而获得的驱动信号DQ向振子10输出,从而对振子10进行驱动。

[0081] 如此,驱动信号输出电路50将基于在AGC回路的导通期间由AGC回路设定的控制电压DS而获得的驱动信号DQ输出,从而对振子10进行驱动。此外,检测电路60在AGC回路的断开期间内接收来自振子10的检测信号IQ1、IQ2,并检测出所需信号,其中,振子10通过基于在导通期间被取样保持的控制电压DS而获得的驱动信号DQ而被驱动。

[0082] 在此,AGC回路的断开期间是指,AGC回路被切断从而由AGC回路实现的增益控制变得不再发挥作用的期间。另一方面,AGC回路的导通期间是指,AGC回路未被切断,从而由AGC回路实施的增益控制发挥作用而使驱动信号DQ的振幅受到控制的期间。例如,在增益控制电路40中的AGC回路的路径上设置有开关元件(例如后述的开关元件SW)。而且,控制部140通过对设置于该AGC回路的路径上的开关元件的导通、断开进行控制,从而对AGC回路的导通、断开进行控制。

[0083] 由增益控制电路40的AGC回路实施的增益控制例如是以无论温度如何均使振子10的驱动电流恒定从而使检测灵敏度恒定为目的而实施的。具体而言,增益控制电路40生成基于来自振子10的反馈信号而获得的控制电压DS,并向驱动信号输出电路50输出。而且,驱动信号输出电路50通过基于该控制电压DS而对振子10的驱动信号DQ的振幅(电压等级)进行调节,从而实施将驱动电流保持为恒定的反馈控制。

[0084] 然而,当实施由这种AGC回路而实现的反馈控制时,已知存在噪声增加且检测性能恶化的情况。

[0085] 例如,在图3中示出了在将AGC回路导通、断开了的情况下的陀螺传感器输出中的噪声的频率特性。如图3所示,当将AGC回路设为导通时,与将AGC回路设为断开的情况相比,在例如100Hz附近(数十Hz~数百Hz)的频带RFZ中,噪声成分(噪声密度)变高,从而检测装置的检测性能恶化。在该噪声成分变高的频带RFZ中,存在产品的误差,且例如会根据检测装置的电路常量等发生变动。

[0086] 作为应对这种检测性能的恶化的方法,例如考虑到将检测装置的数字滤波器处理的断开频率设定为与频带RFZ相比而较低的频率,从而除去该噪声成分的方法。即,在检测装置中设置有进行数字滤波处理的DSP部,并将该DSP部的数字滤波处理的断开频率设定为与频带RFZ相比而较低,其中,所述数字滤波处理为,与所需信号的应用相对应的带域限制的数字滤波处理。

[0087] 然而,根据应用不同,存在要求了由与频带RFZ相比而较高的断开频率(例如200Hz)而进行的带域限制的情况。因此,为了应对这样的应用,产生了变更检测装置的电路常量等的必要性。换句话说,由于变得必须针对每个应用而变更检测装置的电路常量等,从而变得无法使用具有共通的电路常量的电路,因此会招致产品成本的增加及产品管理的复杂化等的状况。

[0088] 另一方面,当采用如前文所述的专利文献1的睡眠模式那样切换成与通常动作时不同的振荡回路的方法时,存在如下的课题,即,在使用了该振荡回路的振子的驱动中,无

法将振子的驱动电流设为恒定,从而无法适当地检测出所需信号。

[0089] 因此,在本实施方式中,在将AGC回路设为导通并通过由该AGC回路而进行的增益控制来对振子10进行了驱动后,将AGC回路切换为断开。此外,利用基于在导通期间由AGC回路设定的控制电压DS而获得的驱动信号DQ,而在AGC回路的断开期间内也对振子10进行驱动,从而由检测电路60检测出所需信号。

[0090] 通过这种方式,由于在噪声较少的AGC回路的断开期间内,能够进行所需信号的检测处理,因此与仅在AGC回路的导通期间内进行检测处理的情况相比,能够提高检测装置的检测性能。

[0091] 而且在本实施方式中,使用基于在AGC回路的导通期间所设定的控制电压DS而获得的驱动信号DQ,来进行在AGC回路的断开期间内的振子10的驱动。例如,通过使用基于被取样保持于增益控制电路40中的控制电压DS而获得的驱动信号DQ,从而能够使用与例如在从AGC回路的导通期间向断开期间切换的切换时刻的信号相同的状态下的驱动信号DQ来驱动振子10。因此,具有能够在维持使驱动电流恒定的功能的同时提高检测装置的检测性能的优点。

[0092] 另外在本实施方式中,作为实现这样的AGC回路的导通、断开方法的模式,准备了各种模式。

[0093] 具体而言,在本实施方式中,如图2所示,在寄存器部150中设置了AGC回路的导通、断开控制用的控制寄存器152。即,设置了用于实施对于AGC回路的导通断开控制的各种模式的设定、和导通期间及断开期间的长度信息的设定的控制寄存器152。并且控制部140基于控制寄存器152的设定(寄存器值)来进行AGC回路的导通断开控制。

[0094] 例如,寄存器部150中作为控制寄存器152而具有反复实施AGC回路的导通、断开的模式的设定寄存器。当设定为此模式时,控制部140实施每隔预定期间就重复进行AGC回路的导通、断开(设置在AGC回路的路径上的开关元件的导通、断开)的控制。

[0095] 例如,在利用陀螺传感器而进行惯性导航法的应用中,在AGC回路从导通被切换为断开后,如果断开期间长时间持续,则驱动电流将会变动,从而有可能变得无法实现适当的检测处理。因此,在这样的应用中,通过设定成重复实施AGC回路的导通、断开的模式,从而即使在持续较长时间的检测处理中,也能够维持检测性能。

[0096] 另外,寄存器部150中作为控制寄存器152而具有在起动时(起动期间)使AGC回路导通,而在起动完毕后(起动期间过后)使AGC回路断开的模式的设定寄存器。当设定为此模式时,控制部140进行在振荡的起动时(电源导通时)将AGC回路设为导通、并在判断为起动完毕后将AGC回路设为断开的控制。

[0097] 例如,在数码照相机等的应用中,多采用如下的使用方法,即,在将电源导通并按压快门后立刻切断电源。因此,在这样的应用中,通过设定为在起动时(起动期间)将AGC回路设为导通并在起动完毕后(起动期间经过之后)将AGC回路设为断开的模式,能够同时实现检测性能的提高与低耗电化。

[0098] 另外,寄存器部150中作为控制寄存器152而具有设定AGC回路的导通期间的长度信息以及AGC回路的断开期间的长度信息的至少一方的寄存器。例如,在重复AGC回路的导通、断开的模式中,根据控制寄存器152的长度信息,而使设定了该期间长度的导通期间以及断开期间被交替重复。另外,即使在起动时AGC回路成为导通而在起动完毕后AGC回路成

为断开的模式中,也基于设定在控制寄存器152中的长度信息而设定了起动时的AGC回路的导通期间的长度等。

[0099] 通过设置这种设定导通期间、断开期间的长度信息的寄存器,从而能够将导通期间、断开期间设定为与各应用相对应的最佳的期间长度。此外,长度信息例如为表示期间的长度的时间信息,但本实施方式并不限于此,而可以采用实际确定期间的长度的各种信息。

[0100] 4.驱动电路的详细结构以及动作

[0101] 图4、图5为对驱动电路30的详细结构以及动作进行说明的图。

[0102] 图4中,放大电路32为具有低通滤波器特性的积分型的电流/电压转换电路(I/V转换电路),具有:运算放大器OPE、电容器CE、电阻元件RE。运算放大器OPE的非反转输入端子(第1输入端子)被设定为预定电位(例如AGND),在反转输入端子(第2输入端子)中被输入来自振子10的信号DI。电容器CE以及电阻元件RE被设置在放大电路32的输出节点与运算放大器OPE的反转输入端子的节点之间。

[0103] 低通滤波器34被设置在放大电路32与驱动信号输出电路50之间,将低通滤波器处理后的信号DV向驱动信号输出电路50输出。该低通滤波器34具有电阻元件RH与电容器CH。此外,可以进行省略低通滤波器34的结构、或者代替低通滤波器34而设置高通滤波器等的各种改变来实施。

[0104] 增益控制电路40(AGC)为在振荡稳定状态下自动调节增益以使回路增益成为1的电路,其具有全波整流器42、积分器44。此外,在增益控制电路40中也可以包括对振荡状态进行检测的振荡检测器等。

[0105] 全波整流器42对放大电路32的输出信号DV进行全波整流,并将全波整流后的信号DR向积分器44输出。全波整流器42具有运算放大器OPF、电阻元件RF1、RF2、比较仪CP3、开关元件SF1、SF2、变换器电路INV。

[0106] 电阻元件RF1被设置在信号DV的输入节点与运算放大器OPF的反转输入端子的节点之间,电阻元件RF2被设置在运算放大器OPF的输出节点与反转输入端子的节点之间。

[0107] 开关元件SF1被设置在运算放大器OPF的输出节点与积分器44的输入节点NG1之间,开关元件SF2被设置在信号DV的节点与积分器44的输入节点NG1之间。此外,开关元件SF1、SF2基于对信号DV的电压与预定电位的电压进行比较的比较仪CP3的输出信号,而被排他性地进行导通、断开控制。由此信号DR成为对信号DV进行了全波整流的信号。

[0108] 积分器44将驱动信号DQ的振幅的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。具体而言积分器44对由全波整流器42进行了全波整流后的信号DR进行积分处理,并将通过积分处理而得到的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。

[0109] 积分器44具有运算放大器OPG、电阻元件RG、电容器CG。电容器CG被设置在运算放大器OPG的输出节点NG4与运算放大器OPG的反转输入端子的节点NG3之间。运算放大器OPG的非反转输入端子被设定为预定电压VR3。电阻元件RG设置在积分器44的输入节点NG1与运算放大器OPG的反转输入端子的节点NG3之间。

[0110] 构成驱动信号输出电路50的比较仪CP1的非反转输入端子被设定为预定电位(例如AGND),且在反转输入端子中被输入放大电路32中的放大后的信号DV(例如滤波处理后的信号)。此外,比较仪CP1输出对信号DV进行二值化后的矩形波的驱动信号DQ。即使将矩形波

的驱动信号DQ向振子10输出,也能够利用振子10所具有的频率滤波器作用而使无用的高频谐波减少,从而能够得到作为目标的频率(谐振频率)的驱动信号DQ。该比较仪CP1具有差动部、连接于差动部的输出部。此外,来自增益控制电路40(积分器)的控制电压DS被作为比较仪CP1的输出部的电源电压(高电位侧电源电压)而被供给。由此,比较仪CP1输出的驱动信号DQ的振幅将根据增益控制电路40的控制电压DS而进行变化,从而实现了在振荡稳定状态下将回路增益设为1的增益控制。

[0111] 此外,驱动电路30的结构并不限于图4的结构,而能够进行各种改变而实施。例如,虽然在图4中,驱动信号输出电路50由输出矩形波的驱动信号DQ的比较仪CP1构成,但也可以通过输出正弦波的驱动信号DQ的增益放大器等来构成驱动信号输出电路50。在这种情况下,通过基于来自增益控制电路40的控制电压DS而对增益放大器的增益进行控制,从而只要控制驱动信号DQ的振幅即可。

[0112] 此外,在本实施方式中,在增益控制电路40的AGC回路的路径上设置有开关元件SW。控制部140通过对该开关元件SW的导通、断开进行控制,从而对AGC回路的导通、断开进行控制。

[0113] 例如当将AGC回路设为导通的情况下,如图4所示将开关元件SW设为导通。通过这种方式,从而基于来自振子10的反馈信号DI而被AGC回路所控制的控制电压DS将被输出到驱动信号输出电路50,进而以使驱动电流成为恒定的方式而使驱动信号DQ的振幅受到控制。

[0114] 另一方面,当将AGC回路设为断开的情况下,如图5所示将开关元件SW设为断开。通过采用这种方式,AGC回路将被切断。而且,在这种情况下,在AGC回路的导通期间被设定的控制电压DS也被输出到驱动信号输出电路50,且驱动信号输出电路50输出基于该控制电压DS而得到的驱动信号DQ,从而对振子10进行驱动。例如,虽然在前文所述的专利文献1的睡眠模式中被切换为其他的振荡回路,但在本实施方式中,即使将AGC回路从导通切换为断开,但仍使用相同的振荡回路,并通过基于AGC回路的导通期间内的控制电压DS而得到的驱动信号DQ来进行振子10的振荡驱动。

[0115] 具体而言,积分器44的电阻元件RG的一端与积分器44的输入节点NG1电连接,开关元件SW被设置在该电阻元件RG的另一端与运算放大器OPG的反转输入端子的节点之间。通过设置这样的开关元件SW,能够使积分器44作为控制电压DS的取样保持电路而发挥功能。即,由于当开关元件SW断开时,蓄积于电容器CG的节点NG3侧的电极的电荷的移动将受到限制,因此在AGC从导通被切换成了断开的时刻处的控制电压DS将被取样保持于积分器44中。

[0116] 并且,增益控制电路40通过将开关元件SW设为断开从而将被取样保持于积分器44中的控制电压DS向驱动信号输出电路50输出。驱动信号输出电路50在AGC回路的断开期间内,将基于被取样保持的控制电压DS而获得的驱动信号DQ向振子10输出从而进行驱动。

[0117] 在这种情况下,如果AGC回路的导通期间的长度足够长,则振子10的振荡的起动将处于完毕。因此,如果在AGC回路(开关元件SW)由导通切换成断开的切换时刻通过基于被取样保持的控制电压DS而获得的振幅的驱动信号DQ来进行驱动,则能够期待在某种程度上将振子10的驱动电流保持为恒定。

[0118] 接下来,对于如图3所示在AGC回路的导通时噪声性能降低的现象的理由进行说明。

[0119] 图6为用于求取AGC的闭回路频率特性的驱动电路30的电路模型的例子。水晶的振子10如图6所示,通过电感L、电阻R、寄生电容CP的等效电路来表示。此外,关于水晶的容量成分予以省略。

[0120] 放大电路32、积分器44被设为与实际的电路相符的电路模型。另一方面,关于全波整流器42,作为具有 $1/\pi$ 的增益的电路而进行模型化,关于驱动信号输出电路50(比较仪CP1),作为具有 $4/\pi$ (矩形波) $\times 1/2$ (时间) $= 2/\pi$ 的增益的电路而进行模型化。

[0121] 在这样的电路模型中,当对于运算放大器OPG的非反转输入端子输入小振幅信号IN,并求取反转输入端子的输出信号OUT的增益以及相位的频率特性时,结果如图7所示。

[0122] 原本,IN的非反转输入端子的节点与OUT的反转输入端子的节点为通过负反馈而成为虚拟接地状态的节点,因此作为增益应该期待0dB(增益=1)。

[0123] 然而,由于在用图7所示的算式来表示的频率FZ中存在零点,因此实际情况下增益不会成为0dB。因此积分器44输出的控制电压DS、即驱动信号DQ的高电位侧电压VTC会以通过频率FZ而进行波动的方式发生微小变化。

[0124] 在此如图8(A)所示,在驱动电路30的驱动端子与检测电路60的输入端子之间存在寄生电容CP1、CP2,由于该寄生电容CP1、CP2产生因所谓的漏静电而产生的无用信号。而且,如果CP1、CP2的电容值相同,则能够通过由图2的放大电路61所实现的差动放大来除去CP1、CP2所产生的无用信号。然而,当CP1、CP2的电容值不同时,通过由放大电路61而实现的差动放大将无法除去该无用信号,从而检测装置的检测性能将会降低。另外如图8(B)、图8(C)所示,还存在由于驱动信号DQ的高电位侧电压VTC以较低的频率FZ而进行微小变化从而使检测电流(电荷)发生变动、并使检测灵敏度发生变动的可能性。例如,频率FZ所导致的微小的摆动通过振荡回路的驱动频率FD被进行频率变换,从而呈现为 $FD \pm FZ$ 的频率的噪声(相位噪声)。

[0125] 关于这一点,在本实施方式中,AGC回路被设为断开,并通过基于导通期间内的控制电压DS的设定而获得的驱动信号DQ来对振子10进行驱动。因此,能够抑制控制电压DS通过频率FZ而发生变动的情况,从而能够抑制以控制电压DS的微小变动为主要原因的上述的缺陷的产生,并能够提高检测装置的检测性能。

[0126] 5. 电荷泄漏现象

[0127] 此外在本实施方式中,虽然在AGC回路的断开期间内将开关元件SW设为断开,但是有可能会在处于断开的开关元件SW中发生电荷泄漏的现象。

[0128] 例如在开关元件SW由晶体管(MOS晶体管)构成的情况下,会产生由晶体管的漏电电流所导致的电荷泄漏的现象。具体而言,在图9中,当开关元件SW成为断开的情况下,由于朝向构成开关元件SW的晶体管的基极侧的漏电电流ILB、和朝向沟道侧的漏电电流ILC,将会产生电容器CG的蓄积电荷的电荷泄漏现象。当产生这样的电荷泄漏现象时,会产生被取样保持于积分器44中的控制电压DS发生变化,从而使驱动电流产生变动的问题。例如在图4的电路结构中,当因电荷泄漏现象而使得控制电压DS上升时,驱动信号DQ的振幅将变大,并产生伴随于时间经过而驱动电流增加的现象。

[0129] 例如,图10为表示在各温度下的驱动电流相对于时间的变动率的图。如图10所示,随着时间经过,驱动电流将增加。另外,由于温度越高漏电电流越大,因此驱动电流的变动率也变大。

[0130] 因此,在本实施方式中,如图11(A)所示,准备了反复实施AGC回路的导通、断开的模式(以下,适当地称为导通断开重复模式)。根据这种导通断开重复模式,从而在AGC回路的断开期间内,即使在如图10所示驱动电流因电荷泄漏现象而发生了变动的情况下,在接下来的AGC回路的导通期间内,AGC回路所产生的增益控制也会发挥作用。由此,在AGC回路的断开期间内发生了变动(增加了)的驱动电流将通过AGC回路的增益控制而返回至适当的电流值。因此,能够将由电荷泄漏现象而导致的驱动电流的变动的的影响抑制于最小限度。

[0131] 在例如惯性导航法等的应用中,需要跨较长时间而从振子10的检测信号中检测出所需信号(角速度)。因此,在这样的应用中,优选设定为图11(A)所示的导通断开重复模式。如图10所示,由于随着时间经过而产生的驱动电流的变动率并不那么大,因此通过缩短AGC回路的导通、断开的重复周期,从而能够将因驱动电流的变动而产生的负面影响抑制于最小限度。此外如图3中所说明的那样,通过将AGC回路设为断开,从而能够减少噪声成分,并提高检测装置的检测性能。

[0132] 另一方面,在数码照相机等的电子设备的应用中采用如下的通常用法,即,在将照相机的电源设为导通并按下快门后,不等待太长时间就将电源设为断开。因此,在这种应用中,如图11(B)所示,采用在起动时将AGC回路设为导通,而在起动完毕后将AGC回路设为断开的模式(以下,适当地称为起动完毕后断开模式)。

[0133] 如果设定为这种起动完毕后断开模式,则当电子设备的电源变为导通时,AGC回路将变为导通,并开始进行由驱动电路30实施的振子10的起振,并实施使驱动电流为恒定的AGC的控制。并且,当经过了起动期间,并到达驱动电流成为恒定从而判断为振荡的起动完毕的时刻时,AGC回路成为断开。并且,例如在该AGC回路的断开期间内,通过由检测电路60从检测信号中检测出所需信号,从而能够实现高检测性能下的所需信号的检测。而且此后,由于预想为不经过太长时间电子设备的电源就变为断开,因此图10的这种驱动电流的变动不会成为大的问题。

[0134] 在图12(A)~图12(D)中示出了AGC回路的导通、断开的控制寄存器的寄存器映射图的例子。

[0135] 图12(A)为检测装置的动作模式的设定寄存器的例子,通过AGMODE[1:0]的寄存器值的设定,从而能够实现AGC回路始终成为导通的模式、图11(A)的导通断开重复模式、AGC回路始终成为断开的模式、图11(B)的起动完毕后断开模式的设定。例如,用户通过外部接口访问该寄存器并设定寄存器值,由此能够将检测装置的动作模式设定为最适合于应用的模式。

[0136] 图12(B)为用于在上述的起动完毕后断开模式(图11(B))中,用于设定AGC回路从导通起到被切换为断开为止的期间的长度的寄存器的例子。通过AGSTART[1:0]的寄存器值的设定,从而能够设定从驱动电流达到预定电流(例如 $20\mu\text{App}$)起经过多长时间后AGC回路由导通被切换为断开。即,通过该寄存器值的设定,从而能够在图11(B)的起动完毕后断开模式中设定AGC回路的导通期间的长度。

[0137] 图12(C)、图12(D)为用于在上述的导通断开重复模式(图11(A))中设定AGC回路的断开期间、导通期间的长度的寄存器的例子。通过AGOFTM[7:0]、AGONTM[7:0]的寄存器值的设定,从而能够设定导通断开重复模式中的AGC回路的断开时间、导通时间。

[0138] 另外,在本实施方式中,如图13所示,在AGC回路的断开期间内,将全波整流器42设

定为动作断开状态(或者低耗电模式)。该动作断开状态的设定例如由控制部140来实施。

[0139] 即,在AGC回路的断开期间内,由于由AGC回路所实施的增益控制不发挥作用,因此如果在该断开期间内全波整流器42进行着动作,则会造成电力的无谓消耗。

[0140] 关于这一点,在本实施方式中,由于在AGC回路的断开期间内将全波整流器42设定为动作断开状态(低耗电模式),因此能够抑制这种电力的无谓消耗,从而实现检测装置的节电化。

[0141] 另外,这种全波整流器42的动作断开状态的设定是通过将全波整流器42的运算放大器OPF、比较仪CP3设为动作断开来实现的。具体而言,是通过将运算放大器OPF、比较仪CP3的偏压电流设为断开等来实现的。而且,当运算放大器OPF、比较仪CP3动作成为断开时,如图13所示,从这些运算放大器OPF、比较仪CP3的输出侧观察到的阻抗将成为高阻抗状态。而且,如果以这种方式而设定为高阻抗状态,则图9的开关元件SW中的漏电电流ILC的流动的电流路径将收到抑制,其结果为,抑制了因漏电电流ILC而导致的电荷泄漏。由此,减少了电荷泄漏所导致的负面影响,并能够抑制在AGC回路的断开期间内的驱动电流的变动等。此外,在AGC回路的断开期间内,也可以将全波整流器42设定为低耗电模式,而非完全的动作断开状态。在低耗电模式中,进行使偏压电流等比通常动作时减少等的设定。

[0142] 另外,在本实施方式中,如图13所示,在AGC回路的断开期间内,将开关元件SF1、SF2设为断开。

[0143] 即,在图13中,增益控制电路40具有设置在开关元件SW与放大电路32的输出节点之间的开关元件SF1、SF2(广义而言为第2开关元件)。在这种情况下,在开关元件SW成为断开的AGC回路的断开期间内,开关元件SF1、SF2(第2开关元件)也将设为断开。即,控制部140在AGC回路的断开期间内,不仅将开关元件SW设为断开,对于前部的构成全波整流器42的开关元件SF1、SF2也设为断开。换句话说,将在AGC回路的导通期间内的全波整流的动作时排他性地成为导通、断开的开关元件SF1、SF2的双方,均在AGC的断开期间内设为断开。

[0144] 如果以这种方式将开关元件SW的前部的开关元件SF1、SF2设为断开,则能够对图9的开关元件SW的漏电电流ILC的电流路径进行限制,因而能够抑制因漏电电流ILC而导致的电荷泄漏。即,开关元件SW中流向沟道侧的漏电电流ILC由于开关元件SF1、SF2成为断开从而使得其电流路径被限制(截断)。由此,减少了由电荷泄漏所造成的负面影响,从而能够抑制AGC回路的断开期间内的驱动电流的变动等。

[0145] 此外,虽然在图13中,有效地灵活运用全波整流器42的开关元件SF1、SF2而对开关元件SW的漏电电流ILC的电流路径进行了限制,但也可以另外设置与开关元件SF1、SF2不同的开关元件来限制漏电电流ILC的电流路径。

[0146] 另外在本实施方式中,如图14(A)、图14(B)所示,作为积分器44的电阻元件RG使用了电阻可变的电阻元件。而且如图14(A)所示,在AGC回路的导通期间内,电阻元件RG被设定为低电阻(第1电阻值)。即,通过控制部140的控制,从而以电阻元件RG的电阻降低的方式而进行设定。另一方面,在AGC回路的断开期间内,电阻元件RG被设定为高电阻(与第1电阻值相比而较高的第2电阻值)。即,通过控制部140的控制,从而以电阻元件RG的电阻升高的方式而进行了设定。

[0147] 例如在AGC回路的导通期间内,通过将电阻元件RG设定为低电阻,从而能够提高积分器44的积分处理的响应性。另一方面,在AGC回路的断开期间,通过将电阻元件RG设定为

高电阻,从而与电阻元件RG为低电阻的情况相比,能够进一步对开关元件SW的漏电电流ILC的电流路径进行限制。因此,能够抑制因漏电电流ILC而导致的电荷泄漏。

[0148] 图15(A)~图15(C)为本实施方式的电阻控制方法的详细示例的说明图。图15(A)为在图12(A)的寄存器映射图中设定了始终使AGC回路导通的模式的情况下的例子。在这种情况下,在起振期间内,开关元件SW变为导通从而AGC回路变为导通,并且电阻元件RG被设定为低电阻。此外,在起振期间的完毕后,也继续维持AGC回路成为导通且电阻元件RG为低电阻的状态。

[0149] 图15(B)为在图12(A)的寄存器映射图中设定了起动完毕后断开模式的情况下的例子。首先,在时刻 $t_1 \sim t_2$ 的起振期间内,开关元件SW成为导通从而AGC回路成为导通,并且电阻元件RG被设定为低电阻。然后在时刻 t_2 处电阻元件RG从低电阻被切换为高电阻,且在之后的时刻 t_3 处,开关元件SW从导通变为断开从而AGC回路从导通被切换为断开。即,在AGC回路从导通被切换为断开的时刻 t_3 之前的时刻 t_2 处,电阻元件RG从低电阻被切换为高电阻。

[0150] 图15(C)为在图12(A)的寄存器映射图中设定了导通断开重复模式的情况下的例子。首先,在时刻 $t_1 \sim t_2$ 的起振期间内,开关元件SW成为导通从而AGC回路成为导通,并且电阻元件RG被设定为低电阻。然后在时刻 t_2 处电阻元件RG从低电阻被切换为高电阻,且在之后的时刻 t_3 处,开关元件SW从导通变为断开,从而AGC回路从导通变为断开。接下来,在时刻 t_4 处电阻元件RG从高电阻被切换为低电阻,且在之后的时刻 t_5 处,开关元件SW从断开变为导通,从而AGC回路从断开被切换为导通。即,在AGC回路从断开被切换为导通的时刻 t_5 之前的时刻 t_4 处,电阻元件RG从高电阻被切换为低电阻。

[0151] 如前文所述,虽然开关元件SW的导通、断开控制由控制部140进行,但该导通、断开控制的时刻上存在误差。例如控制部140使用基于振子10的振荡(水晶振荡)而获得的时钟信号(同步信号SYC)等,来对开关元件SW的导通、断开进行控制,但电路的元件延迟量会因温度等而发生变动,因此开关元件SW的导通、断开控制的时刻也会发生变动。

[0152] 而且,在图15(B)、图15(C)中,在开关元件SW从导通被切换为断开的时刻 t_3 处,在积分器44中取样保持有在AGC回路的断开期间内所使用的控制电压DS。因此,如果在该时刻 t_3 处存在时间的变动,则被取样保持的控制电压DS的电位也会发生变动。而且,当如此使得控制电压DS的电位发生变动时,AGC回路的断开期间内的驱动电流也将发生变动。

[0153] 在此,在图14(A)、图14(B)的积分器44中,当电容器CG的电容值为恒定的情况下,电阻元件RG的电阻越高,则电荷蓄积节点NG3的电位变动越少。因此,在图15(B)、图15(C)中,只要在时刻 t_2 处预先将电阻元件RG从低电阻切换为高电阻,则在随后的时刻 t_3 处开关元件SW从导通被切换为断开时,便能够电荷蓄积节点NG3处的电位变动抑制于最小限度。如此,如果电荷蓄积节点NG3处的电位变动被抑制于最小限度,则被取样保持的控制电压DS的电位变动也会被抑制,从而能够抑制AGC回路的断开期间内的驱动电流的变动(误差量)。即,能够将由于开关元件SW从导通被切换为断开的时刻 t_3 发生偏移所导致的驱动电流的变动抑制于最小限度。

[0154] 图16(A)、图16(B)为表示积分器44的电阻元件RG的电阻的大小与AGC的收敛时间的关系的图。图16(A)为电阻元件RG为低电阻的情况,图16(B)为电阻元件RG为高电阻的情况。如图16(A)、图16(B)所示,积分器44的电阻元件RG的电阻越高,则AGC的响应速度越慢,

且AGC的收敛时间越长。

[0155] 因此在图15(B)、(C)中,在开关元件SW从断开被切换为导通的时刻 t_5 之前的时刻 t_4 处,将电阻元件RG从高电阻切换为低电阻。通过这种方式,由于当在时刻 t_5 处AGC回路从断开变为导通,并开始实施将驱动电流设为恒定的AGC回路的增益控制时,电阻元件RG被设定为低电阻,因此能够如图16(A)所示而缩短AGC的收敛时间。即,能够使到驱动电流成为恒定为止的时间缩短化,从而能够使AGC的收敛动作高速化。

[0156] 6. 检测电路

[0157] 图17中示出了检测电路60的详细的结构例。图17为全差动切换式混频器方式的检测电路60的例子。

[0158] 如图17所示,全差动切换式混频器方式的检测电路60包括:第1、第2Q/V转换电路62、64、第1、第2增益调节放大器72、74、切换式混频器80、第1、第2滤波器92、94、A/D转换电路100、DSP部110(数字信号处理部)。

[0159] Q/V转换电路62、64(电荷-电压转换电路)中被输入有来自振子10的差动的第1、第2检测信号IQ1、IQ2。而且Q/V转换电路62、64将在振子10处产生的电荷(电流)转换为电压。

[0160] 增益调节放大器72、74对Q/V转换电路62、64的输出信号QA1、QA2进行增益调节并放大。增益调节放大器72、74为所谓的可编程的增益放大器,并以由控制部140所设定的增益而对信号QA1、QA2进行放大。例如放大至适于A/D转换电路100的电压转换范围的振幅的信号。

[0161] 切换式混频器80为基于来自驱动电路30的同步信号SYC而进行差动的同步检波的混频器。具体而言,在切换式混频器80中,增益调节放大器72的输出信号QB1向第1输入节点NI1输入,增益调节放大器74的输出信号QB2向第2输入节点NI2输入。此外,利用来自驱动电路30的同步信号SYC来进行差动的同步检波,并将差动的第1、第2输出信号QC1、QC2向第1、第2输出节点NQ1、NQ2输出。利用该切换式混频器80,将前部的电路(Q/V转换电路、增益调节放大器)所产生的噪声($1/f$ 噪声)等的无用信号变频至高频带域。另外,将与科里奥利力相对应的信号、即所需信号固定为直流信号。

[0162] 滤波器92中被输入有来自切换式混频器80的第1输出节点NQ1的第1输出信号QC1。滤波器94中被输入有来自切换式混频器80的第2输出节点NQ2的第2输出信号QC2。这些滤波器92、94例如为,具有通过去除(衰减)无用信号而使所需信号通过的频率特性的低通滤波器。例如通过切换式混频器80而被变频至高频带域的 $1/f$ 噪声等的无用信号将被滤波器92、94去除。另外滤波器92、94是不使用运算放大器而由电阻元件、电容器等的无源元件构成的无源滤波器。

[0163] A/D转换电路100接收来自滤波器92的输出信号QD1与来自滤波器94的输出信号QD2,并进行差动的A/D转换。具体地说,A/D转换电路100将滤波器92、94作为抗混叠用的滤波器(前置滤波器),并进行输出信号QD1、QD2的取样从而进行A/D转换。此外在本实施方式中,来自滤波器92的输出信号QD1以及来自滤波器94的输出信号QD2在不经由有源元件的条件下被输入至A/D转换电路100。作为A/D转换电路100,例如可以采用 $\Delta\Sigma$ 型或逐个比较型等的各种方式的A/D转换电路。当采用 $\Delta\Sigma$ 型的情况下,例如可以使用具有用于减少 $1/f$ 噪声的CDS(相关双取样Correlated double sampling)、斩波器的功能等的、例如由二次的 $\Delta\Sigma$ 调制器等构成的A/D转换电路。

[0164] DSP (Digital Signal Processing) 部110进行各种数字信号处理。例如DSP部110进行与例如所需信号的应用相对应的带域限制的滤波处理、去除由A/D转换电路100等产生的噪声的滤波处理。另外,进行增益补正(灵敏度调节)、偏移补正等的数字修正处理。

[0165] 在图17的检测电路60中,采用了全差动切换式混频器方式。即,来自振子10的差动的检测信号IQ1、IQ2通过Q/V转换电路62、64、增益调节放大器72、74而被进行信号放大及增益调节,并作为差动的信号QB1、QB2而被输入至切换式混频器80。并且,对于这些差动的信号QB1、QB2,通过切换式混频器80而进行将无用信号变频至高频带域的同步检波处理。然后,通过滤波器92、94来去除被变频至高频带域的无用信号,并作为差动的信号QD1、QD2而向A/D转换电路100输入,并进行差动的A/D转换。

[0166] 根据这种全差动切换式混频器方式的检测电路60,在Q/V转换电路62、64、增益调节放大器72、74中产生的 $1/f$ 噪声等,将通过切换式混频器80中的变频与滤波器92、94所具有的低通滤波器特性而被去除。此外,在增益调节放大器72、74与AD转换电路100之间设置有不产生增益但所产生噪声较少的(不产生 $1/f$ 噪声的)切换式混频器80以及由低噪声的无源元件构成的滤波器92、94。因此,由于在Q/V转换电路62、64、增益调节放大器72、74处产生的噪声将被除去,并且切换式混频器80、滤波器92、94所产生的噪声也被抑制于最小限度,因此将低噪声的状态下的信号QD1、QD2向A/D转换电路100输入,从而能够进行A/D转换。并且,能够将信号QD1、QD2作为差动信号而进行A/D转换,因此与以单端的信号进行A/D转换的情况相比,能够进一步提高S/N比。

[0167] 此外,本实施方式的检测电路60并不限定于图17所示的全差动切换式混频器方式。例如可以采用图18(A)所示的直接取样方式、或图18(B)所示的模拟同步检波方式等的各种方式的检测电路60。

[0168] 图18(A)的直接取样方式的检测电路60具有离散型Q/V转换电路260、A/D转换电路270、DSP部280。该直接取样方式为在电路的小规模化的意义上讲占优的结构。其中,由于在A/D转换电路270的前部不存在抗混叠用的滤波器,因此存在无法避免由返回杂音而致使性能恶化的课题。与此相对,在图17的全差动切换式混频器方式中,Q/V转换电路62、64为具有反馈电阻元件的连续型的电荷-电压转换电路,因此能够防止由在直接取样方式中所产生的返回杂音所导致的性能恶化的问题,并具有能够以小规模的电路结构来实现低噪声的检测处理的优点。

[0169] 图18(B)的模拟同步检波方式的检测电路60具有:Q/V转换电路362、364、差动放大电路366、高通滤波器367、AC放大器368、偏移调节电路370、同步检波电路380、低通滤波器382、增益调节放大器384、DC放大器386、SCF388(切换电容滤波器)。另外,例如作为检测装置的外接的电路,设置有A/D转换电路390以及DSP部392(数字滤波器)。

[0170] 在该模拟同步检波方式中,具有例如能够通过增大检测电路60中的信号的增益来提高噪声特性的优点。其中,由于电路组块数目较多,从而使电路大规模化或消耗较多电流的模拟的电路组块较多,因此存在消耗电力过大的问题。与此相对,图17的全差动切换式混频器方式与模拟同步检波方式相比具有电路组块数目较少,从而具有能够容易地实现电路的小规模化、消耗电力的减少化的优点。并且在全差动切换式混频器方式中,来自振子10的差动的信号IQ1、IQ2以差动信号的状态而被进行增益调节、同步检波处理、滤波器处理,并

被输入到A/D转换电路100中而进行A/D转化。因此,与以单端信号的状态进行滤波器处理、同步检波处理、增益调节处理等的模拟同步检波方式相比,在噪声减少这一点上为有利的结构。

[0171] 此外,本实施方式的陀螺传感器510(传感器)例如可以组装于车、飞机、摩托车、自行车或者船舶等的各种移动体上。移动体例如为,具有发动机或电机等的驱动机构、方向盘或转向舵等的转向机构、各种的电子设备,并在地上、空中、海上进行移动的设备或装置。

[0172] 图19示意性地示出了作为移动体的一个具体例的汽车206。在汽车206上设置有具有振子10以及检测装置20的陀螺传感器510。陀螺传感器510能够检测出车身207的姿态。陀螺传感器510的检测信号能够被供给到车身姿态控制装置208。车身姿态控制装置208例如能够根据车身207的姿态而对悬架的硬软进行控制或对各个车轮209的制动器进行控制。此外,这种姿态控制还可以在两脚步行机器人、飞机、直升机等的各种移动体中利用。在姿态控制的实现时能够组装有陀螺传感器510。

[0173] 此外,如上所述对本实施方式进行了详细说明,但对于本领域技术人员而言能够容易地理解到,可以进行在实质上不脱离本发明的新事项以及效果的多种改变。因此,这种改变例全部都包括在本发明的范围内。例如,在说明书或者附图中,至少进行了一次与更广义或者同义的不同用语(传感器、物理量转换器、物理量等)一起进行记载的用语(陀螺传感器、振子、角速度信息等),在说明书或者附图的任何位置处都能够替换为该不同用语。另外,检测装置、传感器、电子设备、移动体的结构、振子的构造等也不限于本实施方式中所说明的内容,而可以进行各种改变并实施。

[0174] 符号说明:

[0175] OPE、OPF、OPG 运算放大器,CP1、CP3 比较仪,CE、CG、CH 电容器,RE、RF1、RF2、RG、RH 电阻元件,SW、SF1、SF2 开关元件,10 振子,20 检测装置,30 驱动电路,32 放大电路,34 低通滤波器,40 增益控制电路,42 全波整流器,44 积分器,50 驱动信号输出电路,52 同步信号输出电路,60 检测电路,61 放大电路,62、64 Q/V转换电路,72、74 增益调节放大器,80 切换式混频器,81 同步检波电路,92、94 滤波器,100 A/D转换电路,110 DSP部,140 控制部,150寄存器部,152 控制寄存器,206 移动体(汽车),207 车身,208 车身姿态控制装置,209 车轮,260 离散型Q/V转换电路,270 A/D转换电路,280 DSP部,362、364 Q/V转换电路,366 差动放大电路,367 高通滤波器,368 AC放大器,370 偏移调节电路,380 同步检波电路,382 低通滤波器,384 增益调节放大器,386 DC放大器,388 SCF,390 A/D转换电路,392 DSP部,500 电子设备,510 陀螺传感器,520 处理部,530 存储器,540 操作部,550 显示部。

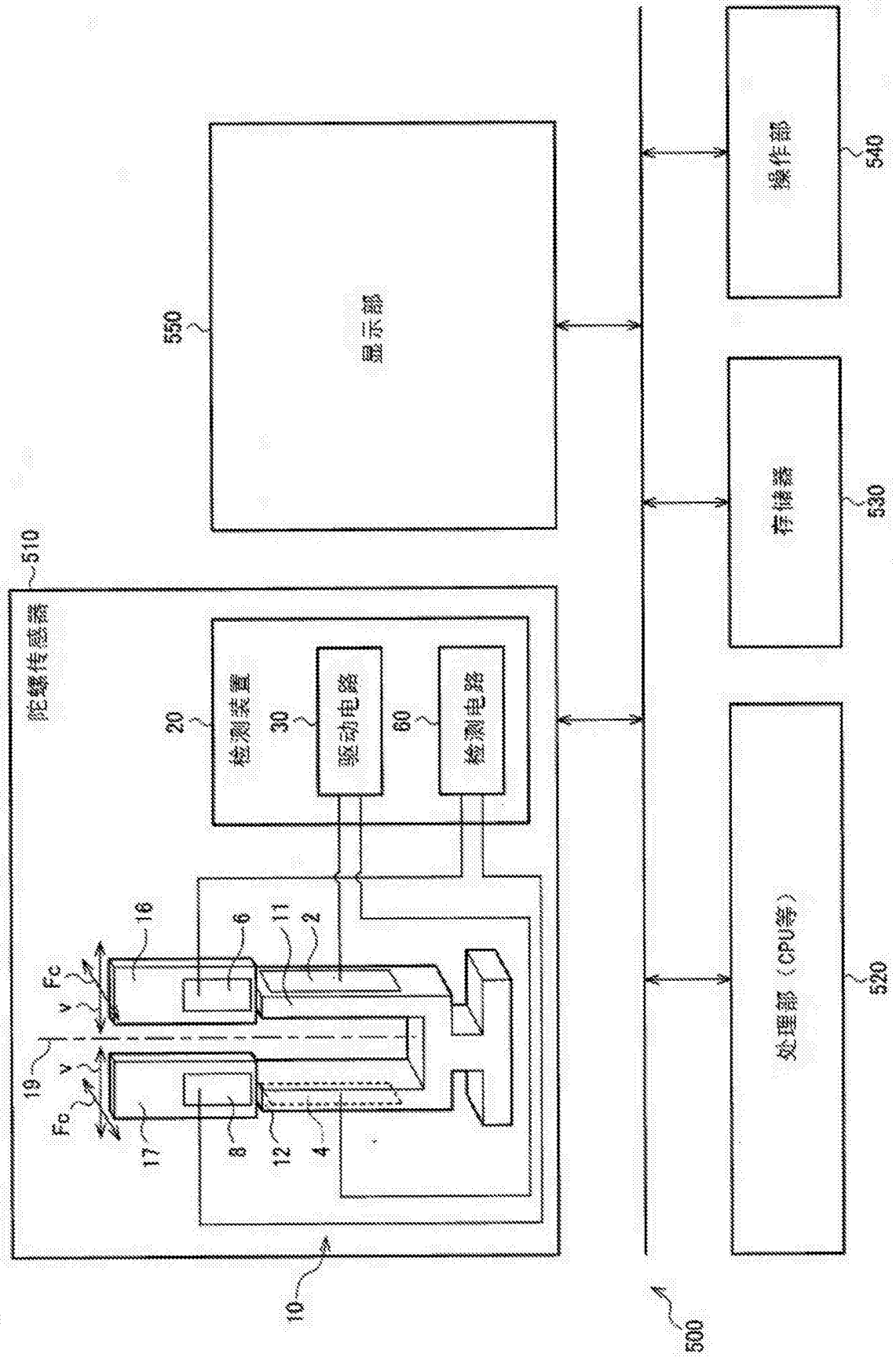


图1

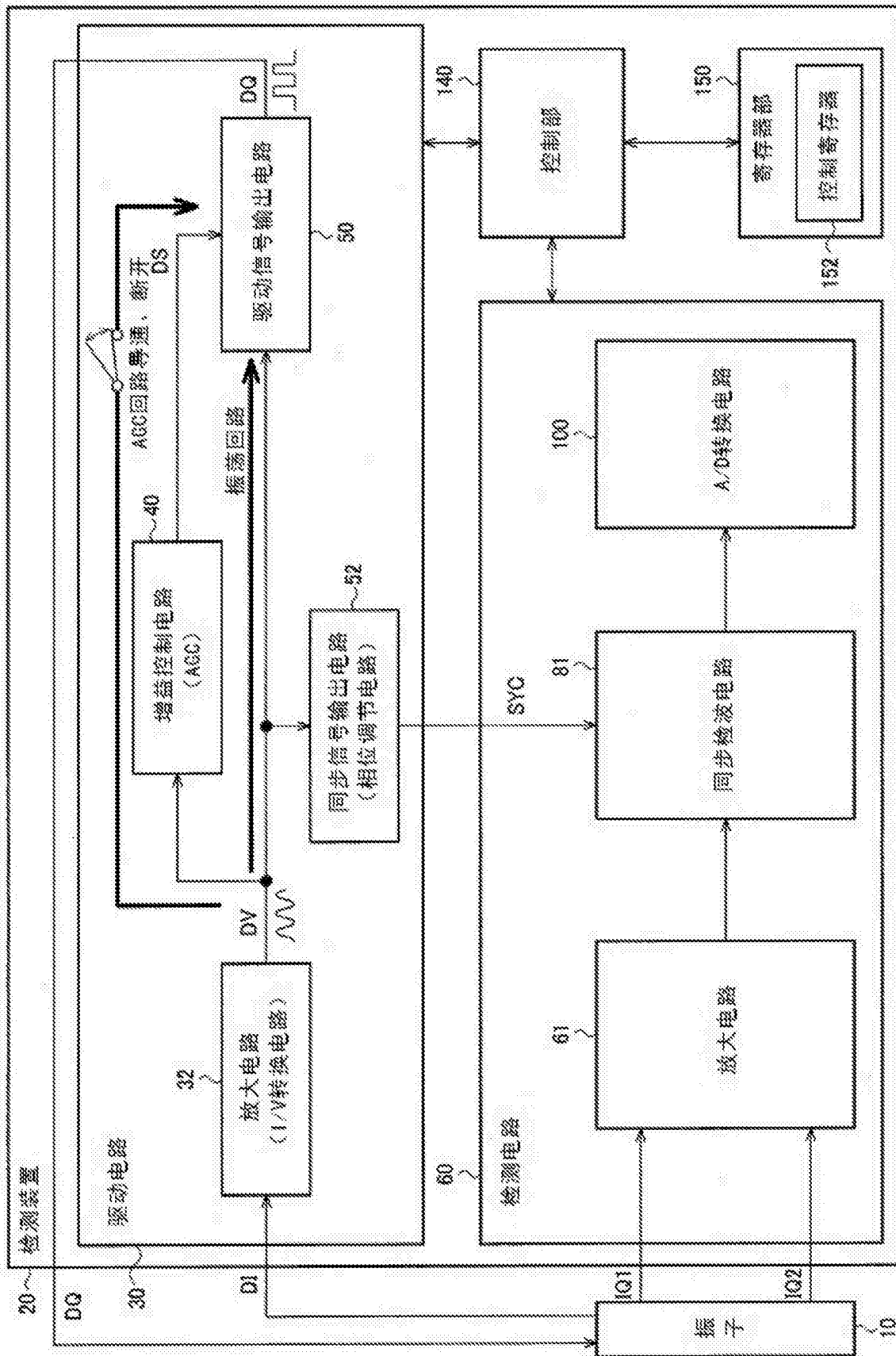


图2

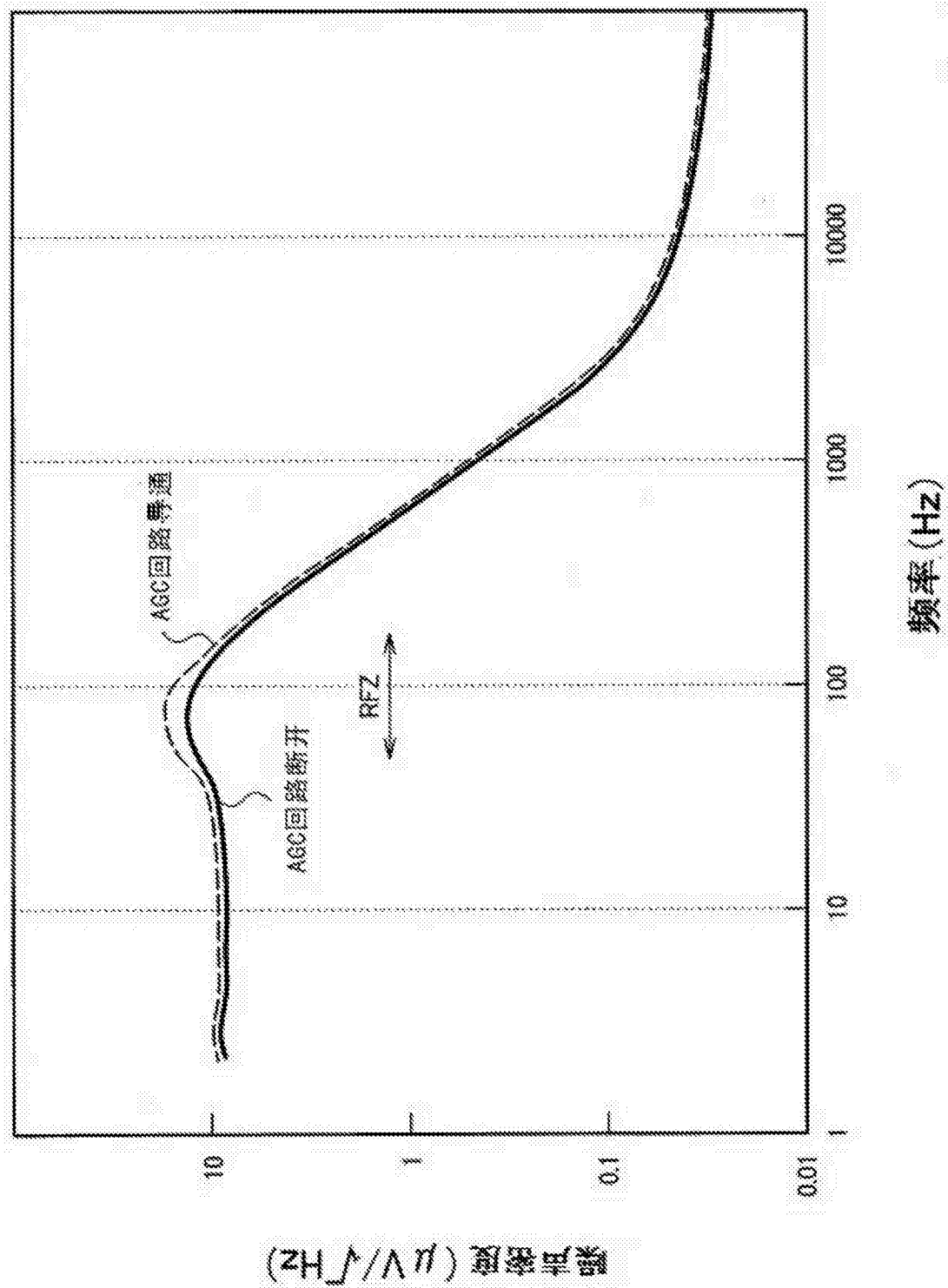


图3

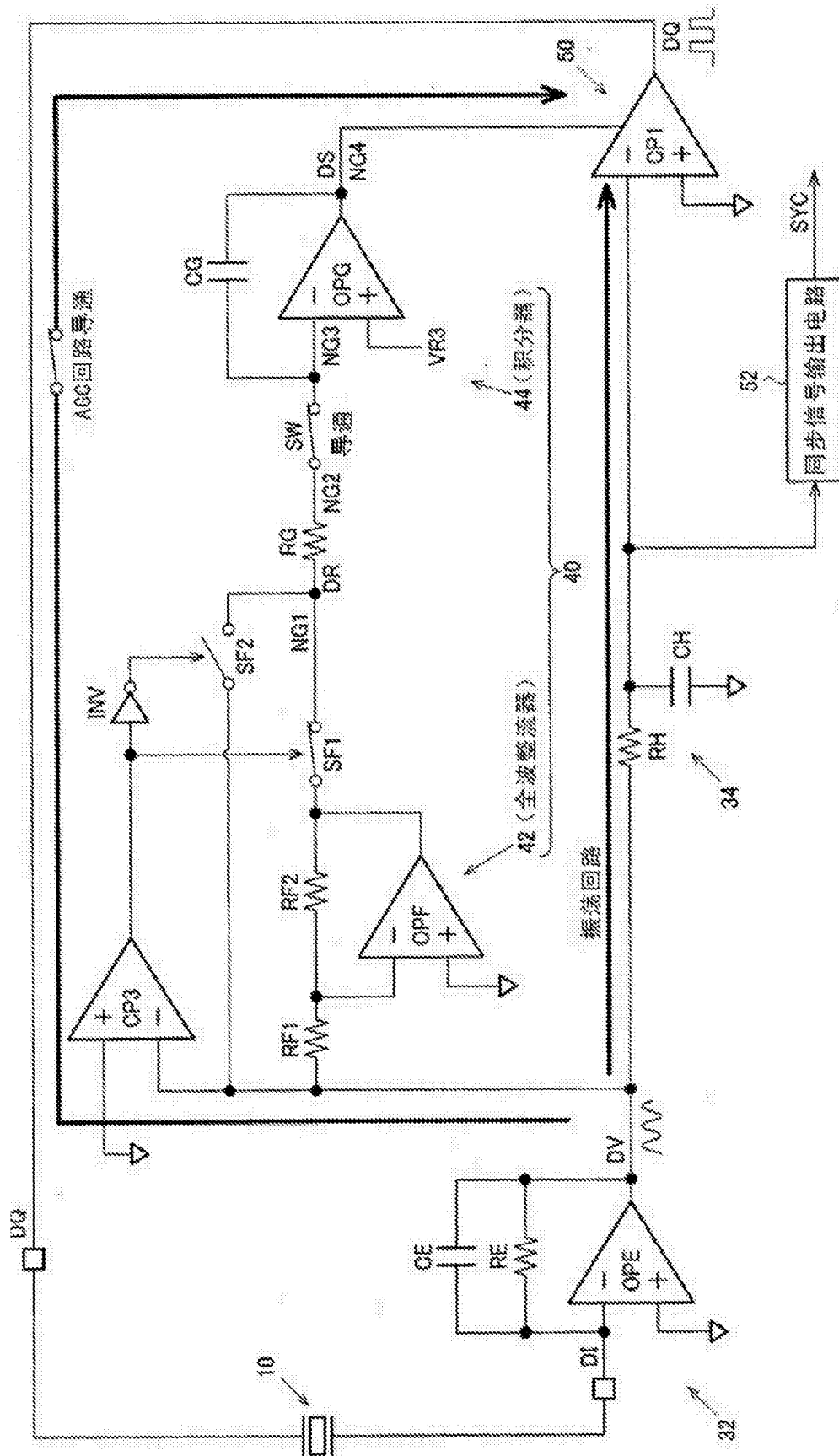


图4

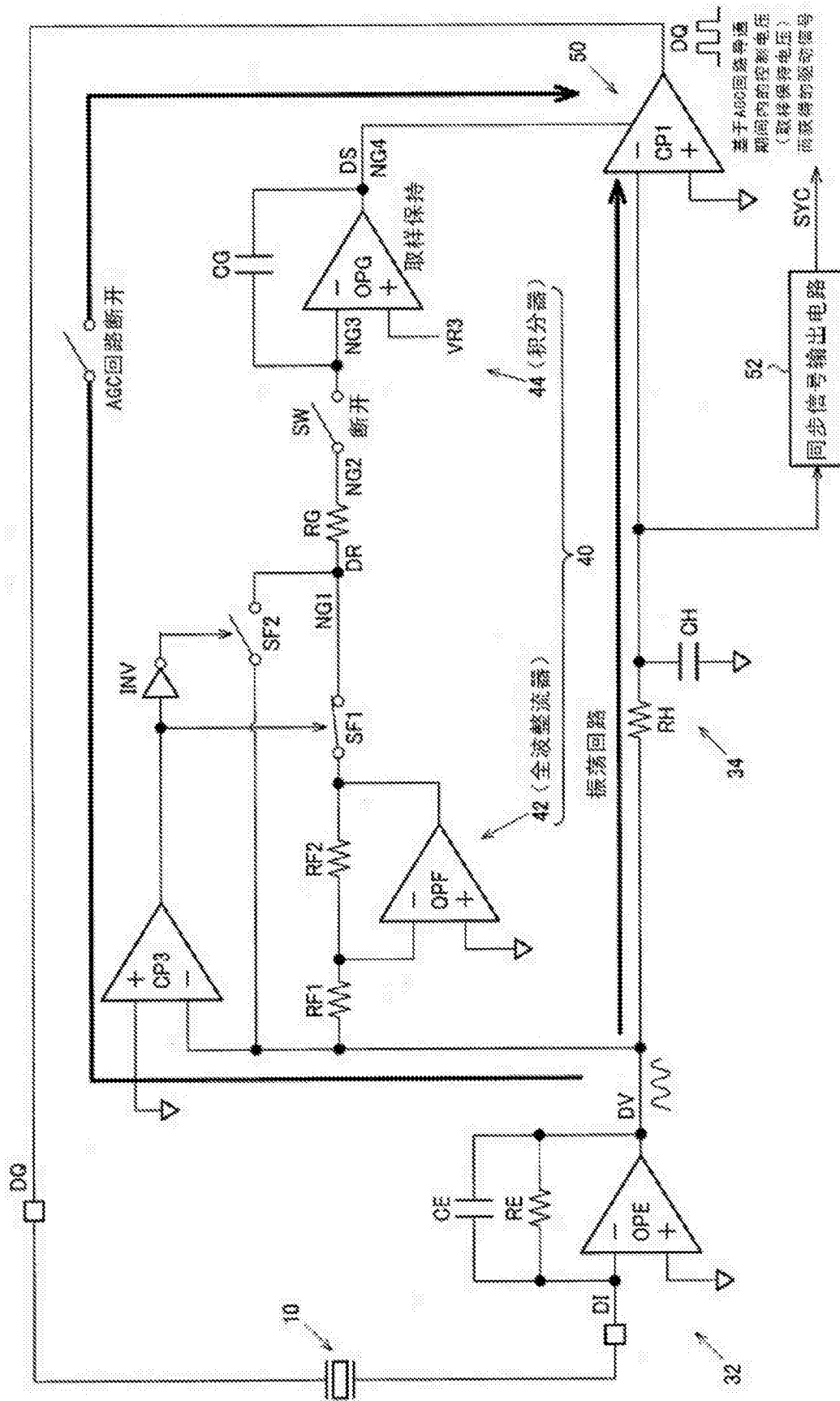


图5

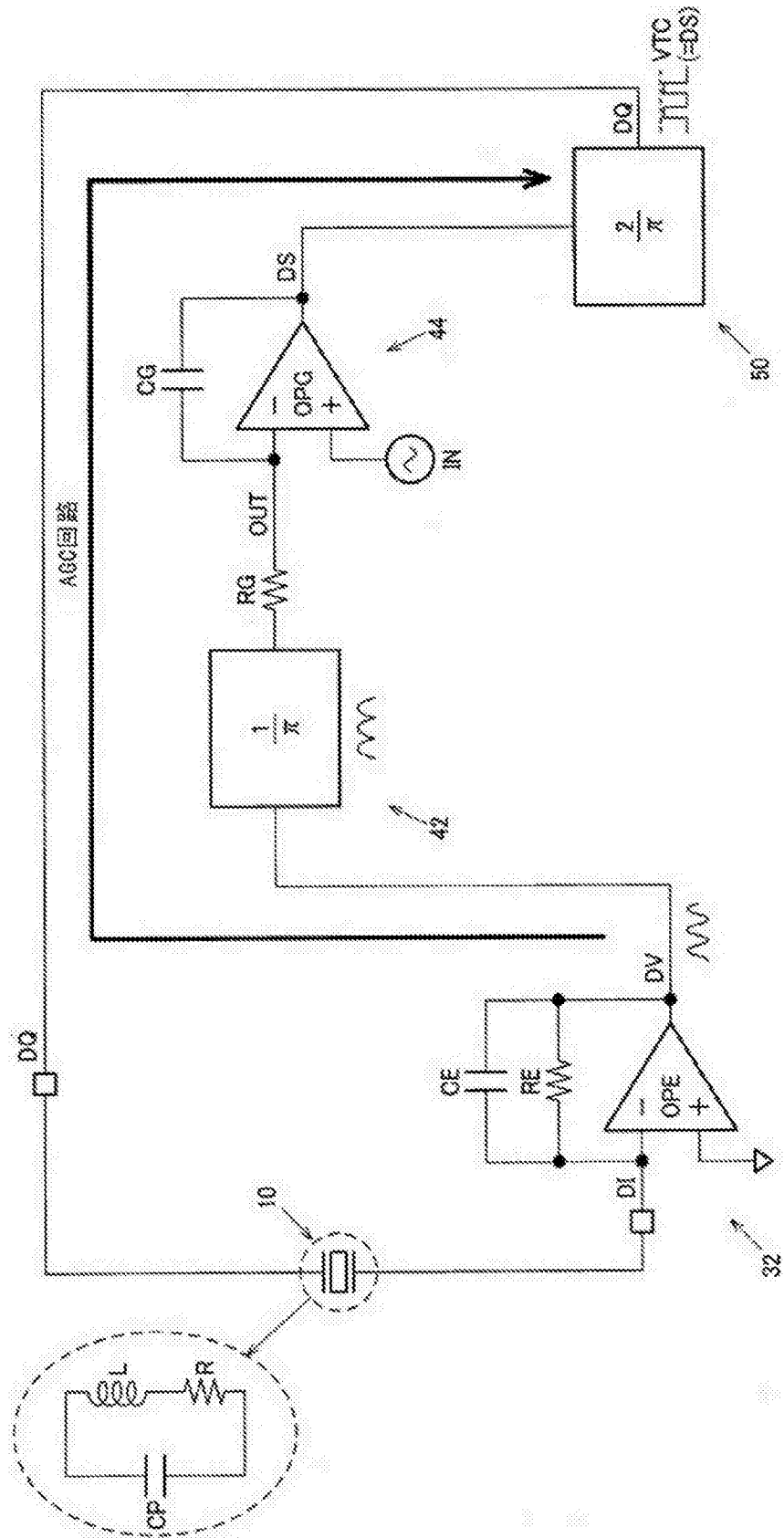


图6

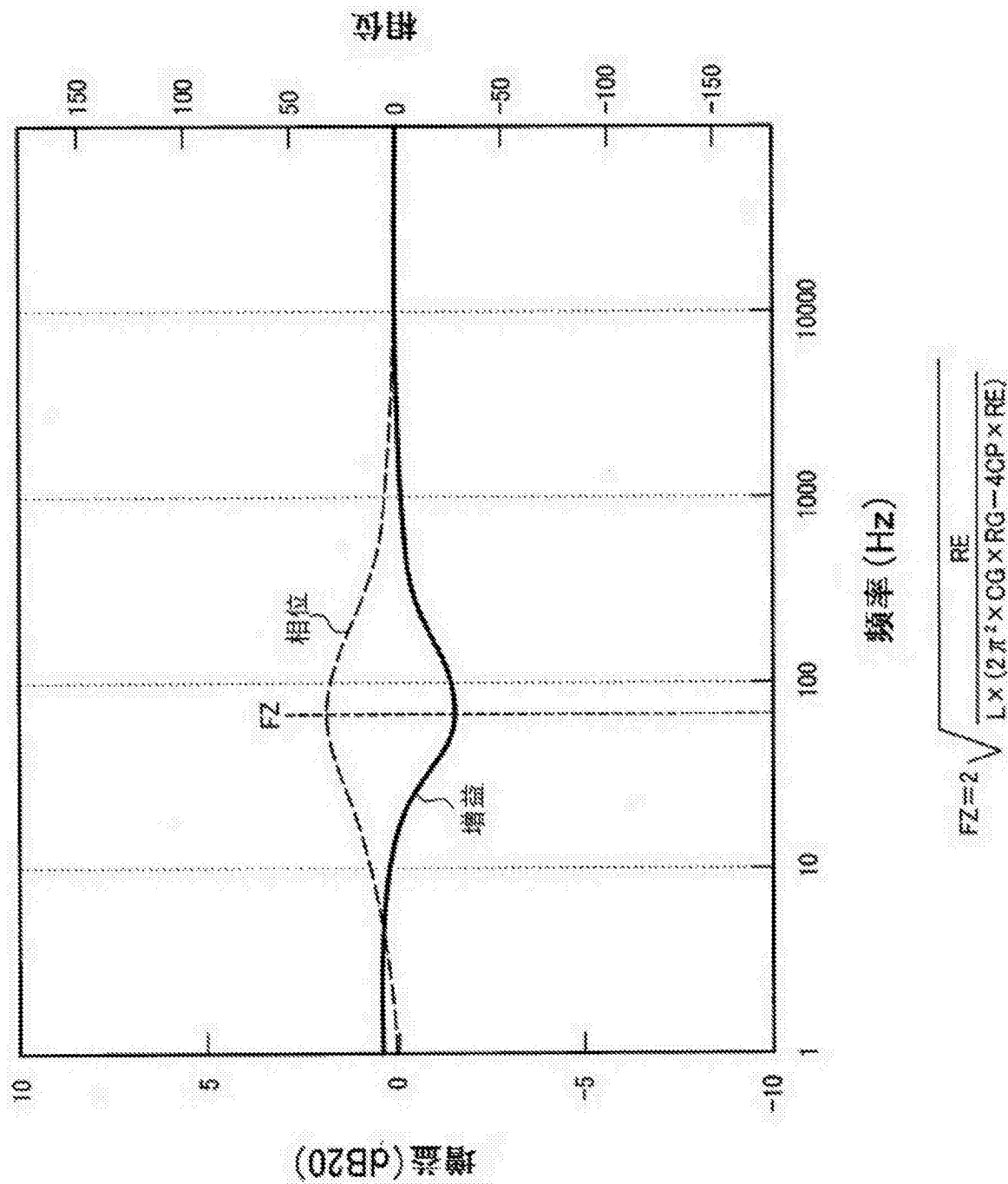


图7

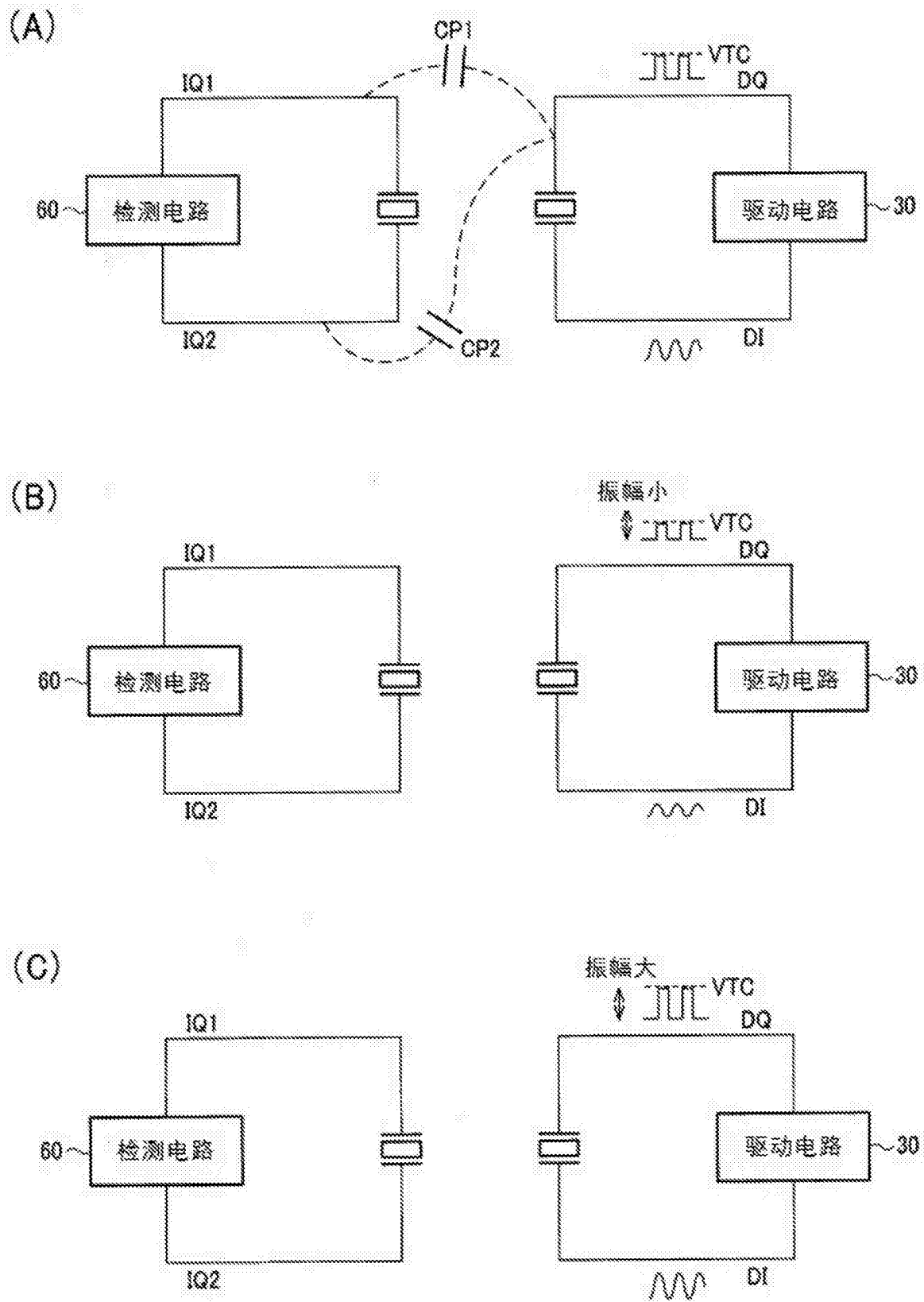


图8

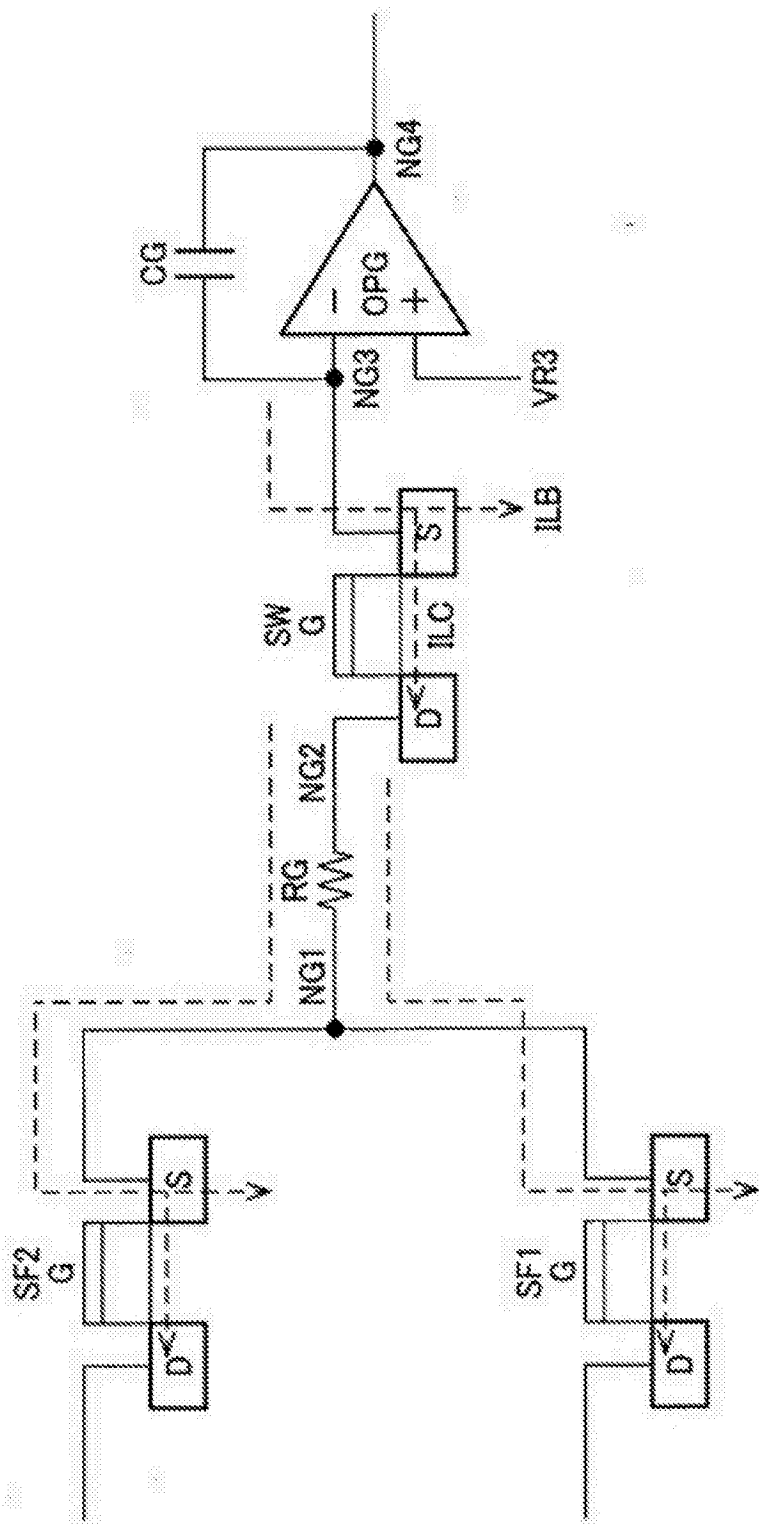


图9

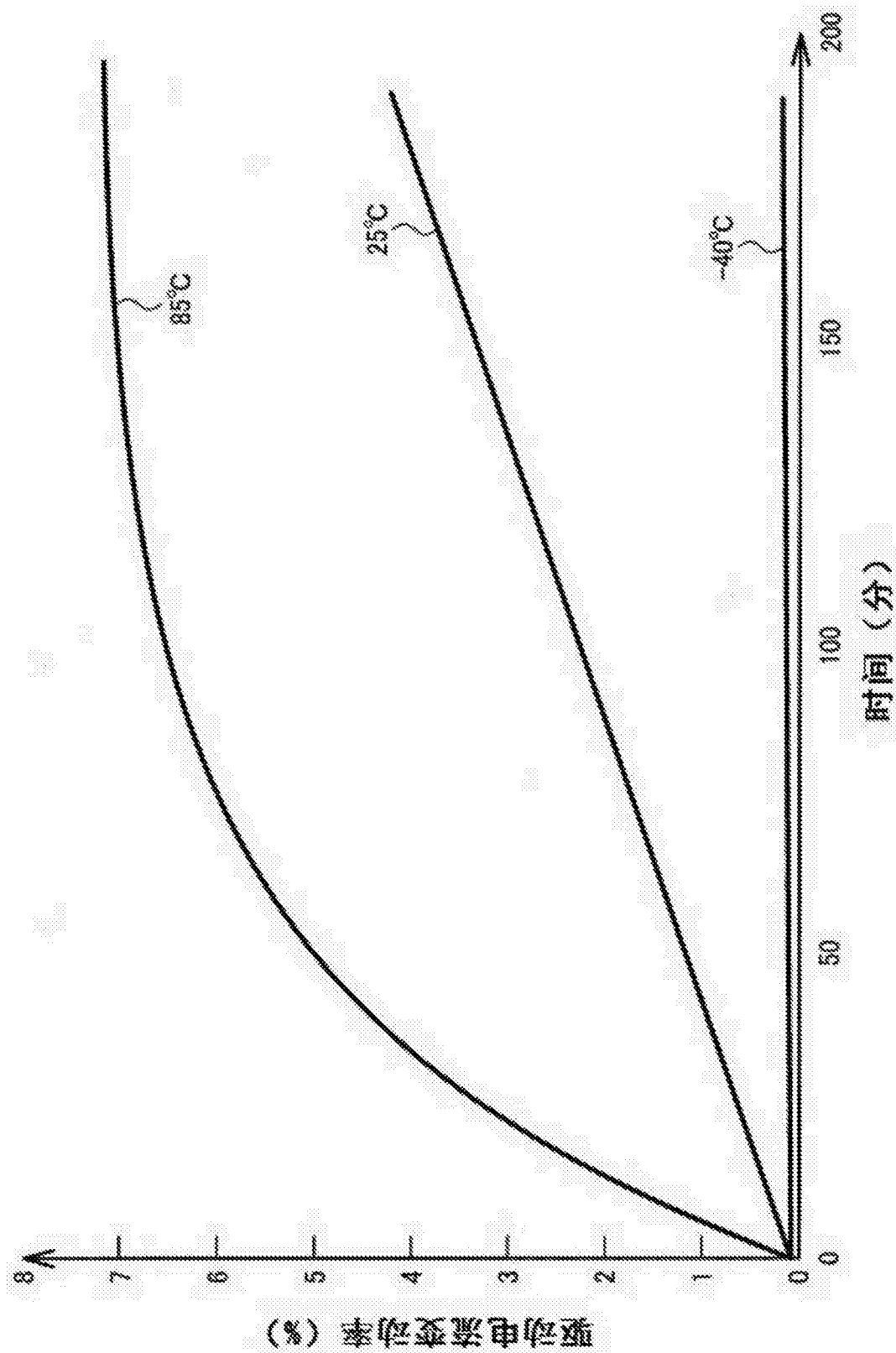


图10

(A)



(B)



图11

(A)

AGMODE[1:0]	内容
00	始终AGC回路导通
01	AGC回路导通、断开切换动作
10	始终AGC回路断开
11	起动时AGC回路导通、起动完毕后AGC回路断开

(B)

AGSTART[1:0]	内容
00	在驱动电流达到预定电流的 50ms后将AGC回路从导通设为断开
01	在驱动电流达到预定电流的 100ms后将AGC回路从导通设为断开
10	在驱动电流达到预定电流的 150ms后将AGC回路从导通设为断开
11	在驱动电流达到预定电流的 200ms后将AGC回路从导通设为断开

(C)

AGOFTM[7:0]	AGC回路断开时间（以100ms为单位能够从 8h01（100ms）设定到8hff（25.5s））
-------------	--

(D)

AGONTM[7:0]	AGC回路导通时间（以100ms为单位能够从 8h00（100ms）设定到8hff（25.5s））
-------------	--

图12

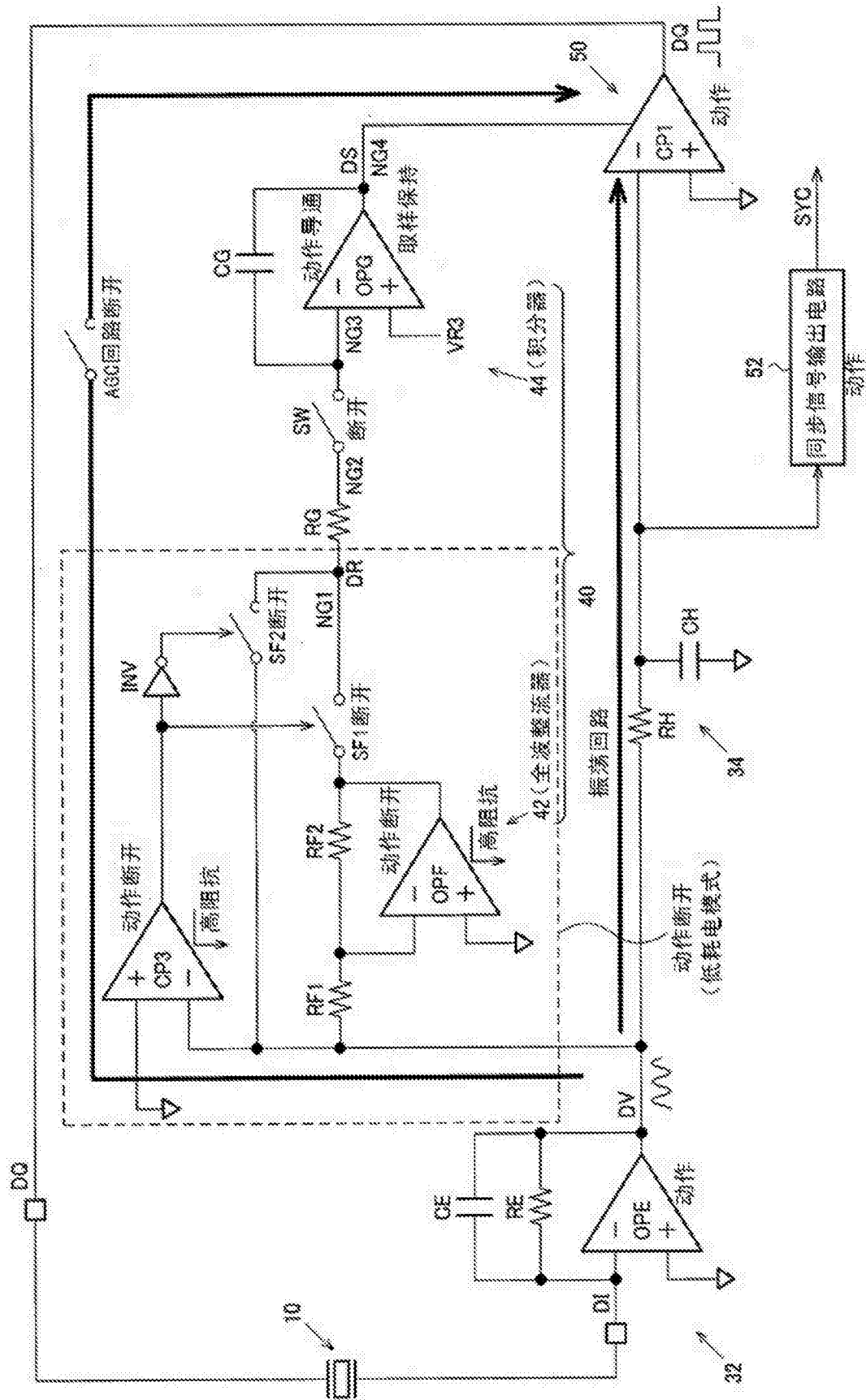


图13

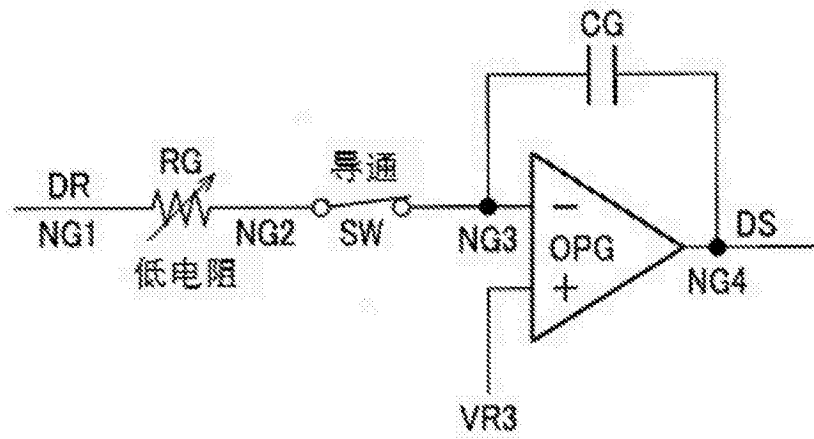
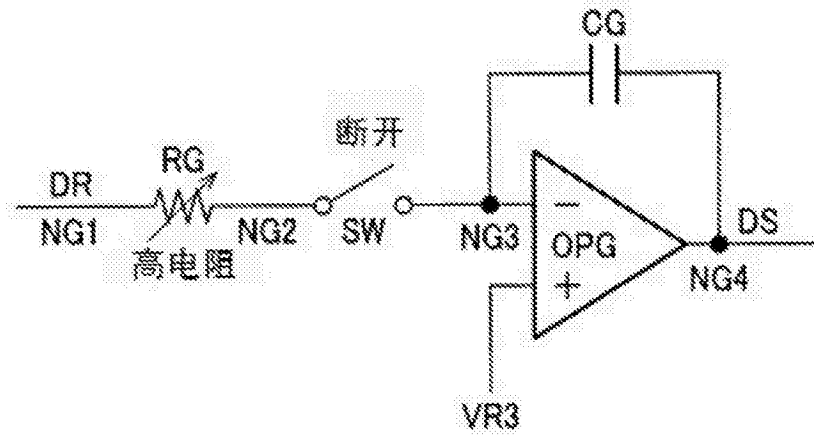
(A) AGC回路导通期间**(B) AGC回路断开期间**

图14

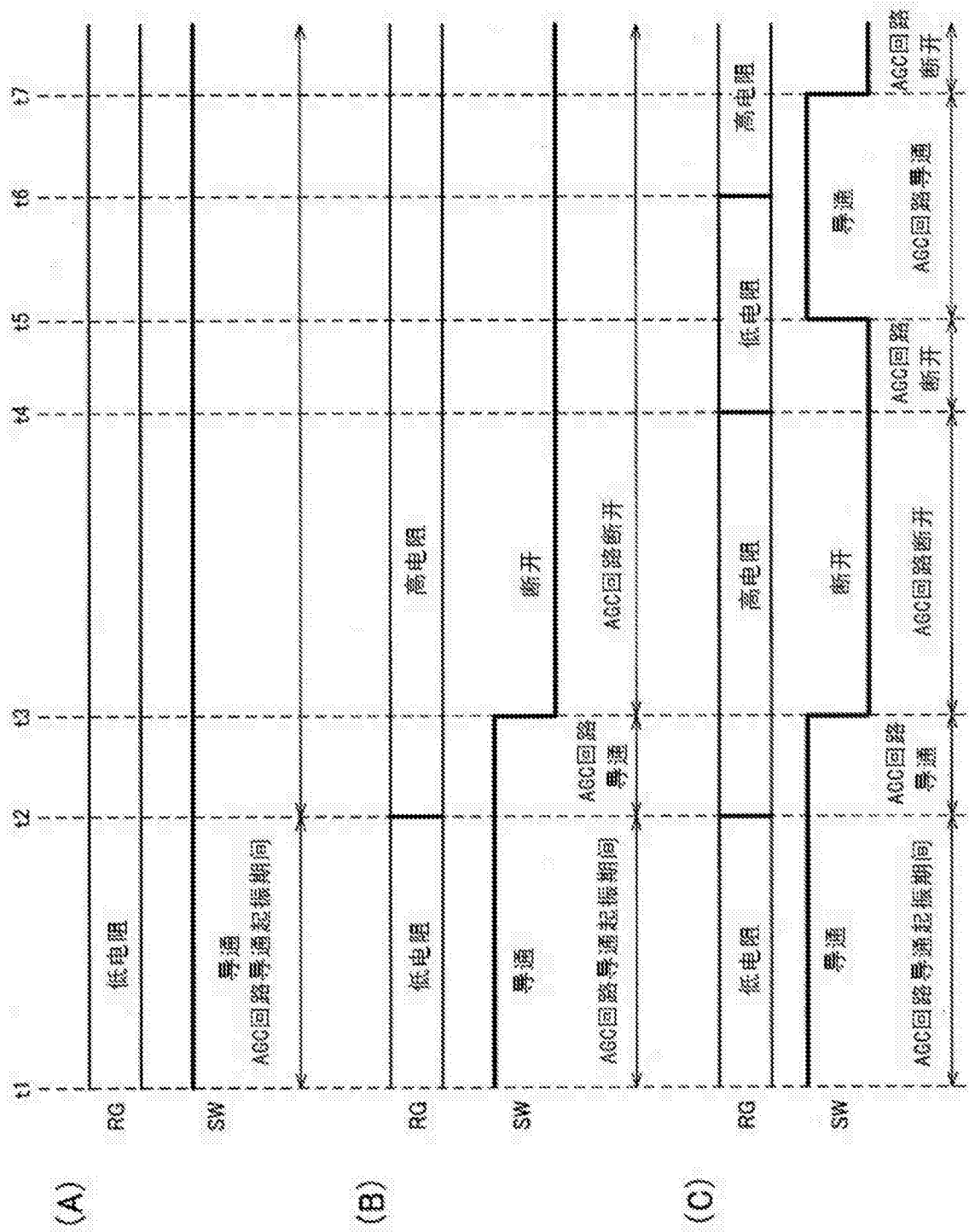


图15

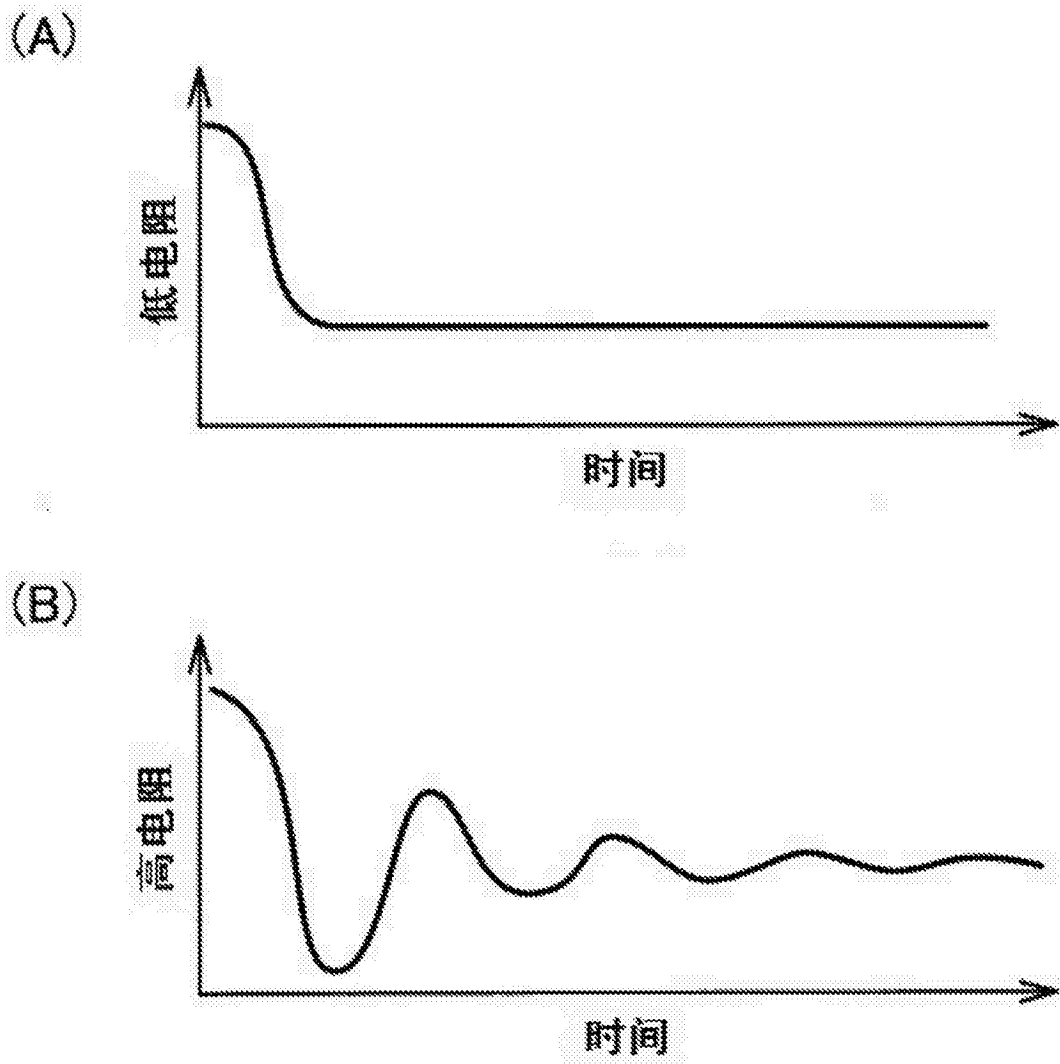


图16

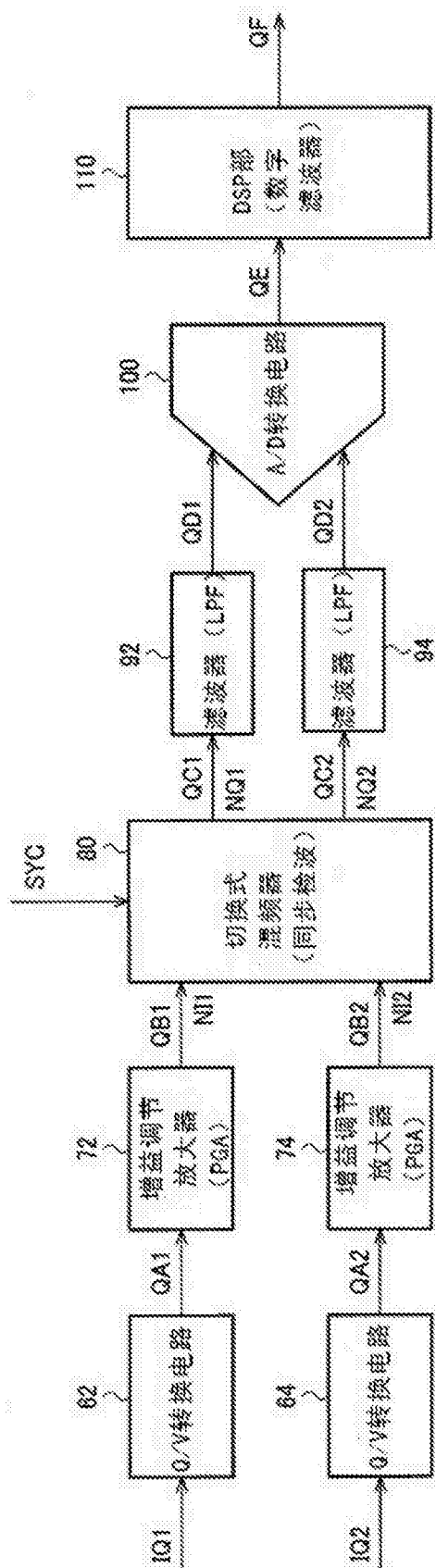


图17

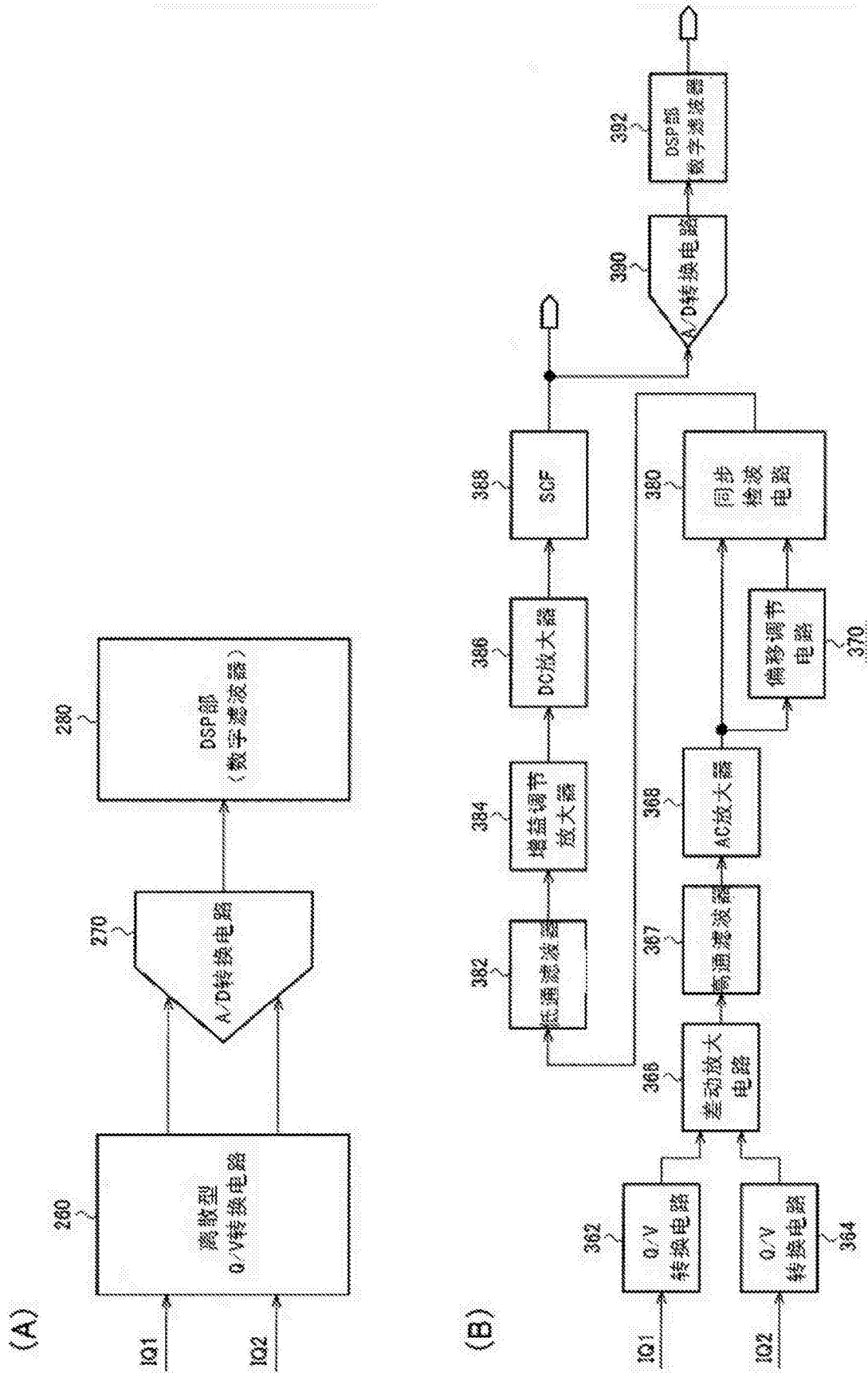


图18

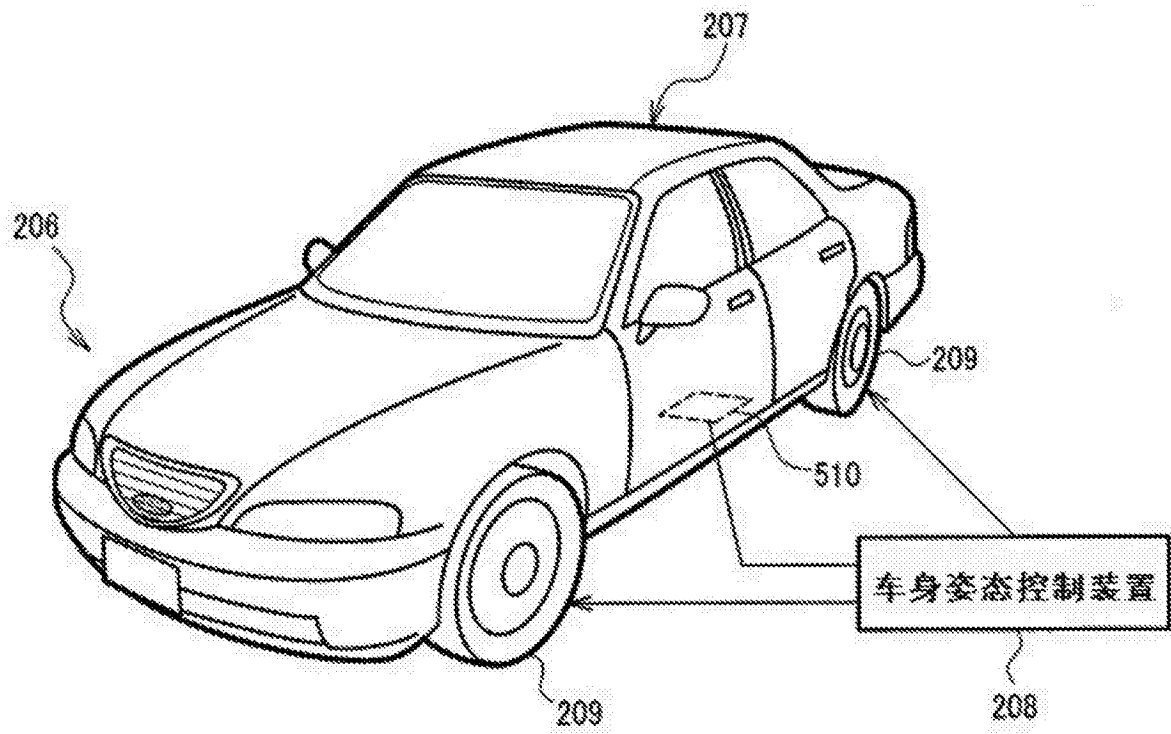


图19