



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104634335 B

(45)授权公告日 2018.06.19

(21)申请号 201410637881.8

(22)申请日 2014.11.06

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104634335 A

(43)申请公布日 2015.05.20

(30)优先权数据

2013-231343 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 樋口哲平 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

(51)Int.Cl.

G01C 19/56(2012.01)

(56)对比文件

JP 2008099257 A, 2008.04.24,

CN 1141429 A, 1997.01.29,

JP 2008-96244 A, 2008.04.24,

JP 特开平6-265358 A, 1994.09.20,

CN 101520327 A, 2009.09.02,

JP 2010169408 A, 2010.08.05,

审查员 沈新华

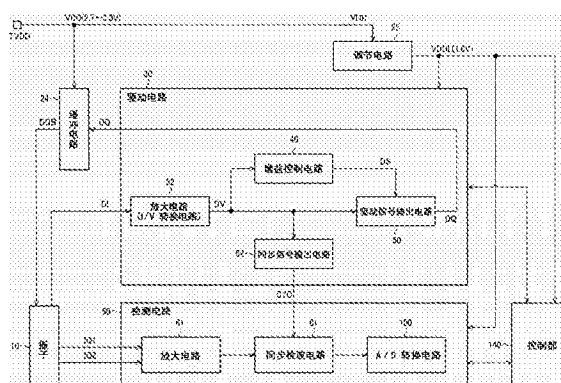
权利要求书3页 说明书19页 附图17页

(54)发明名称

检测装置、传感器、电子设备以及移动体

(57)摘要

本发明提供一种能够兼顾实现起动时间的缩短与检测性能的提高等的检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。检测装置包括:驱动物理量转换器(10)的驱动电路(30);检测所需信号的检测电路(60);被输入电源电压(VDD)的电源端子(TVDD);进行使来自电源端子(TVDD)的电源电压(VDD)降压的电压调节,并将通过电压调节得到的调节电源电压(VDDL)作为工作电源电压而向驱动电路(30)以及检测电路(60)供给的调节电路(22);被供给电源电压(VDD),接收来自驱动电路(30)的驱动信号(DQ),并将使驱动信号(DQ)的振幅增大后的放大驱动信号(DQB)向物理量转换器(10)输出的缓冲电路(26)。



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,并检测所需信号;

电源端子,其被输入电源电压;

调节电路,其进行使来自所述电源端子的所述电源电压降压的电压调节,并将通过所述电压调节得到的调节电源电压作为工作电源电压而向所述驱动电路以及所述检测电路供给;以及

缓冲电路,其被供给所述电源电压,接收来自所述驱动电路的驱动信号,并将使所述驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号向所述物理量转换器输出,

所述缓冲电路具有:

运算放大器,其将来自所述电源端子的所述电源电压作为工作电源电压而进行工作,在输入节点即非反转输入端子中输入有来自所述驱动电路的所述驱动信号,并向输出节点输出所述放大驱动信号;

第一电阻元件和第一开关元件,以串联的方式被设置于所述运算放大器的所述输出节点与和所述运算放大器的反转输入端子连接的连接节点之间;

第二电阻元件和第二开关元件,以串联的方式被设置于所述连接节点与低电位侧电源的节点之间;

第三开关,其被设置于所述运算放大器的所述输出节点与所述输入节点之间,

所述缓冲电路

在第一模式中,通过所述第一开关元件以及所述第二开关元件导通,所述第三开关元件断开,从而将所述放大驱动信号向所述物理量转换器输出,

在第二模式中,通过所述第一开关元件以及所述第二开关元件断开,所述第三开关元件导通,从而将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述物理量转换器输出。

2. 根据权利要求1所述的检测装置,其特征在于,

所述物理量转换器为振子,

在所述振子的振荡的起动期间内,设定为所述第一模式,而将来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号向所述振子输出。

3. 根据权利要求2所述的检测装置,其特征在于,

在所述起动期间结束后,设定为所述第二模式,而将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述振子输出。

4. 根据权利要求1至3中任一项所述的检测装置,其特征在于,

所述驱动电路以及所述检测电路通过第一耐压的晶体管构成,

所述缓冲电路通过耐压比所述第一耐压高的第二耐压的晶体管构成。

5. 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,并检测所需信号;

电源端子,其被输入电源电压;

调节电路,其进行使来自所述电源端子的所述电源电压降压的电压调节,并将通过所述电压调节得到的调节电源电压作为工作电源电压而向所述驱动电路以及所述检测电路

供给;以及

缓冲电路,其被供给所述电源电压,接收来自所述驱动电路的驱动信号,并将使所述驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号向所述物理量转换器输出,

所述物理量转换器为振子,

所述驱动电路具有:

电流/电压转换电路,其接收所述反馈信号,进行电流/电压转换;

驱动信号输出电路,其对由所述电流/电压转换电路进行了电流/电压转换后的输入电压信号进行放大,并输出正弦波的所述驱动信号;以及

增益控制电路,其对所述驱动信号输出电路中的对所述驱动信号的放大的增益进行控制,

当将所述电流/电压转换电路的电流/电压转换用的电阻设为 R_I ,将由所述驱动信号输出电路与所述缓冲电路进行的对驱动信号的放大的增益设为 K ,并将所述振子的基波模式下的等效串联电阻设为 R 的情况下,所述增益控制电路以满足 $K \times R_I = R$ 的方式进行增益控制。

6. 根据权利要求5所述的检测装置,其特征在于,

所述驱动信号输出电路具有:

运算跨导放大器电路,其根据来自所述增益控制电路的控制电压而设定跨导,并将所述输入电压信号转换为电流信号;以及

第二电流/电压转换电路,其对来自所述运算跨导放大器电路的所述电流信号进行电流/电压转换,并输出所述驱动信号。

7. 根据权利要求6所述的检测装置,其特征在于,

所述运算跨导放大器电路具有:

电压/电流转换电路,其将来自所述增益控制电路的所述控制电压转换为控制电流;以及

差分部,其使根据所述控制电流而被设定的偏压电流在偏压电流源中流通,在第一差分输入端子中输入有模拟基准电压,在第二差分输入端子中输入有所述输入电压信号,并将所述电流信号向所述第二电流/电压转换电路输出。

8. 根据权利要求1至3中任一项所述的检测装置,其特征在于,包括:

第二驱动电路,其接收来自第二物理量转换器的第二反馈信号,并对所述第二物理量转换器进行驱动;

第二检测电路,其接收来自所述第二物理量转换器的第二检测信号,并检测所需信号;

第二调节电路,其进行使来自所述电源端子的所述电源电压降压的电压调节,并将通过所述电压调节得到的第二调节电源电压向所述第二驱动电路以及所述第二检测电路供给;以及

第二缓冲电路,其被供给所述电源电压,接收来自所述第二驱动电路的第二驱动信号,并将使所述第二驱动信号的振幅增大后的第二放大驱动信号向所述第二物理量转换器输出。

9. 根据权利要求8所述的检测装置,其特征在于,

在第一模式中,将来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号向所述物理量转换器输出,

将来自所述第二缓冲电路的所述第二放大驱动信号向所述第二物理量转换器输出，

在第二模式中，将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述物理量转换器输出，将来自所述第二驱动电路的所述第二驱动信号向所述第二物理量转换器输出。

10. 根据权利要求8所述的检测装置，其特征在于，

所述物理量转换器为用于对绕第一轴的旋转角速度进行检测的振子，

所述第二物理量转换器为用于对绕第二轴的旋转角速度进行检测的振子。

11. 一种传感器，其特征在于，包括：

权利要求1至10中任一项所述的检测装置；以及

所述物理量转换器。

12. 一种电子设备，其特征在于，包括：

权利要求1至10中任一项所述的检测装置。

13. 一种移动体，其特征在于，包括：

权利要求1至10中任一项所述的检测装置。

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] 在数码摄像机、智能电话等电子设备或车、飞机等移动体中组装有用于对因外部因素而发生变化的物理量进行检测的陀螺仪传感器。这样的陀螺仪传感器检测角速度等物理量,并在所谓的手抖补正、姿态控制、GPS自动巡航等中使用。

[0003] 作为这样的陀螺仪传感器之一,已知有水晶压电振动陀螺仪传感器等振动陀螺仪传感器。在振动陀螺仪传感器中,检测与因旋转而产生的科里奥利力对应的物理量。作为这样的振动陀螺仪传感器的检测装置,例如已知有在专利文献1、2中所公开的现有技术。

[0004] 在专利文献1的现有技术中,设置将第一电源电压升压至第二电源电压的升压电路,在起动期间,通过将较高的第二电源电压设为工作电源电压,从而实现振荡电路的起动时间的缩短化。然而,在该专利文献1的方法中,从起动开始到升压电路能够供给较高的第二电源电压为止将花费时间,从而存在起动时间的缩短不充分的问题。

[0005] 为了解决这样的问题,在专利文献2的现有技术中,采用如下的方法,即,首先将较低的第一电源电压作为工作电源电压而使检测装置工作,接着由第一电源电压切换至较高的第二电源电压,随后再切换至较低的第一电源电压的方法。

[0006] 然而,在专利文献1、2的现有技术中,均通过检测装置整体的工作电源电压的切换来实现起动时间的缩短化。因此,存在难以兼顾实现起动时间的缩短与检测性能的提高等的问题。

[0007] 专利文献1:日本特开平5-259738号公报

[0008] 专利文献2:日本特开2008-99257号公报

发明内容

[0009] 根据本发明的几个方式,能够提供可兼顾实现起动时间的缩短与检测性能的提高等的检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。

[0010] 本发明是为了解决上述的课题的至少一部分而完成的,并能够作为如下的形态或者方式而实现。

[0011] 本发明的一个方式涉及一种检测装置,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,并检测所需信号;电源端子,其被输入电源电压;调节电路,其进行使来自所述电源端子的所述电源电压降压的电压调节,并将通过所述电压调节得到的调节电源电压作为工作电源电压而向所述驱动电路以及所述检测电路供给;以及缓冲电路,其被供给所述电源电压,接收来自所述驱动电路的驱动信号,并将使所述驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号向所述物理量转换器输出。

[0012] 在本发明的一个方式中,调节电路进行使来自电源端子的电源电压降压的电压调

节,并将调节电源电压向驱动电路以及检测电路供给。驱动电路以及检测电路将从调节电路供给的调节电源电压作为工作电源电压而工作。另一方面,向缓冲电路供给来自电源端子的电源电压并且输入来自驱动电路的驱动信号。此外,缓冲电路输出使驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号而驱动物理量转换器。这样,只要通过由调节电路进行了电压调节后的调节电源电压使驱动电路以及检测电路工作,便能够抑制由电源电压变动所导致的检测性能的降低等的情况,从而实现检测装置的检测性能的提高等。另一方面,对于缓冲电路,通过电源电压而非调节电源电压进行工作,并能够将使来自驱动电路的驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号向物理量转换器输出,因此能够兼顾实现起动时间的缩短与检测性能的提高等。

[0013] 另外,在本发明的一方式中,可以采用如下方式,即,在第一模式中,将来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号向所述物理量转换器输出,在第二模式中,将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述物理量转换器输出。

[0014] 如此一来,当需要由放大驱动信号进行的驱动的情况下,能够设定为第一模式,当优选由通常的驱动信号进行的驱动的情况下,能够设定为第二模式,从而能够提高便利性。

[0015] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述物理量转换器为振子,在所述振子的振荡的起动期间,设定成所述第一模式,而将来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号向所述振子输出。

[0016] 如此一来,由于在作为物理量转换器的振子的振荡的起动期间内,实施由放大驱动信号进行的驱动,因此实现了振荡的起动时间的缩短化。

[0017] 另外,在本发明的一方式中,可以采用如下方式,即,在所述起动期间结束后,设定为所述第二模式,而将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述振子输出。

[0018] 如此一来,在起动期间结束后的振荡的稳定状态下,利用来自驱动电路的低振幅的驱动信号而非放大驱动信号来驱动振子,因此能够期待所需信号的检测性能的提高等。

[0019] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述缓冲电路具有:运算放大器,其在非反转输入端子中输入有来自所述驱动电路的所述驱动信号;以及第一电阻元件和第二电阻元件,以串联的方式设置于所述运算放大器的输出节点与低电位侧电源的节点之间,所述第一电阻元件与所述第二电阻元件的连接节点被连接于所述运算放大器的反转输入端子。

[0020] 如此一来,能够将来自驱动电路的驱动信号的振幅以通过第一、第二电阻元件的电阻值而设定的放大率放大。

[0021] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述驱动电路以及所述检测电路通过第一耐压的晶体管构成,所述缓冲电路通过耐压比所述第一耐压高的第二耐压的晶体管构成。

[0022] 这样,由于以低耐压的第一耐压的晶体管构成驱动电路以及检测电路,从而实现了低耗电化等。另一方面,由于通过高耐压的第二耐压的晶体管构成缓冲电路,从而能够有效地防止因高振幅驱动而产生晶体管的故障、损坏等不良情况。

[0023] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述物理量转换器为振子,所述驱动电路具有:电流/电压转换电路,其接收所述反馈信号,进行电流/电压转换;驱动信号输出电路,其对由所述电流/电压转换电路进行了电流/电压转换后的输入电压信号进

行放大,并输出正弦波的所述驱动信号;以及增益控制电路,其对所述驱动信号输出电路中的对所述驱动信号的放大的增益进行控制,当将所述电流/电压转换电路的电流/电压转换用的电阻设为 R_I ,将由所述驱动信号输出电路与所述缓冲电路进行的对驱动信号的放大的增益设为 K ,并将所述振子的基波模式下的等效串联电阻设为 R 的情况下,所述增益控制电路以满足 $K \times R_I = R$ 的方式进行增益控制。

[0024] 这样,通过以满足 $K \times R_I = R$ 的方式进行增益控制,从而能够将驱动电路侧的负电阻设定为与振子的等效串联电阻相应的电阻。由此,能够实现由正弦波的驱动信号进行的对振子的驱动,从而实现检测装置的检测性能的提高等。

[0025] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述驱动信号输出电路具有:OTA(运算跨导放大器Operational Transconductance Amplifier)电路,其根据来自所述增益控制电路的控制电压而设定跨导,并将所述输入电压信号转换为电流信号;以及第二电流/电压转换电路,其对来自所述OTA电路的所述电流信号进行电流/电压转换,并输出所述驱动信号。

[0026] 如此一来,能够以根据控制电压而被设定的跨导,将输入电压信号转换为电流信号,并将对该电流信号进行了电流/电压转换后的信号作为驱动信号而生成。

[0027] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述OTA电路具有:电压/电流转换电路,其将来自所述增益控制电路的所述控制电压转换为控制电流;以及差分部,其使根据所述控制电流而被设定的偏压电流在偏压电流源中流通,在第一差分输入端子中输入有模拟基准电压,在第二差分输入端子中输入有所述输入电压信号,并将所述电流信号向所述第二电流/电压转换电路输出。

[0028] 如此一来,能够将控制电压转换为控制电流,并使与该控制电流相应的偏压电流在差分部的偏压电流源中流通。由此,能够以根据控制电压而被设定的跨导,将输入电压信号转换为电流信号。

[0029] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,包括:第二驱动电路,其接收来自第二物理量转换器的第二反馈信号,并对所述第二物理量转换器进行驱动;第二检测电路,其接收来自所述第二物理量转换器的第二检测信号,并检测所需信号;第二调节电路,其进行使来自所述电源端子的所述电源电压降压的电压调节,并将通过所述电压调节得到的第二调节电源电压向所述第二驱动电路以及所述第二检测电路供给;以及第二缓冲电路,其被供给所述电源电压,接收来自所述第二驱动电路的第二驱动信号,并将使所述第二驱动信号的振幅增大后的第二放大驱动信号向所述第二物理量转换器输出。

[0030] 如此一来,能够实现对多个物理量转换器的驱动以及检测。此外,例如能够有效地抑制由物理量转换器的驱动、检测所产生的电源电压变动等负面影响波及至第二物理量转换器的驱动、检测的情况,或者能够有效地抑制由第二物理量转换器的驱动、检测所产生的电源电压变动等负面影响波及至物理量转换器的驱动、检测的情况。

[0031] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,在第一模式中,将来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号向所述物理量转换器输出,将来自所述第二缓冲电路的所述第二放大驱动信号向所述第二物理量转换器输出,在第二模式中,将来自所述驱动电路的所述驱动信号向所述物理量转换器输出,将来自所述第二驱动电路的所述第二驱动信号向所述第二物理量转换器输出。

[0032] 如此一来,在进行对多个物理量转换器的驱动以及检测的情况下,在需要由放大驱动信号进行的驱动的情况下能够设定为第一模式,在优选由通常的驱动信号进行的驱动的情况下能够设定为第二模式,从而能够提高便利性。

[0033] 另外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述物理量转换器为用于对绕第一轴的旋转角速度进行检测的振子,所述第二物理量转换器为用于对绕第二轴的旋转角速度进行检测的振子。

[0034] 如此一来,能够有效地减少在对绕多个旋转轴的旋转角速度进行检测时的轴间干扰。

[0035] 另外,本发明的其他方式涉及一种传感器,其特征在于,包括:上述任意一项所述的检测装置;和所述物理量转换器。

[0036] 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述的检测装置。

[0037] 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述的检测装置。

附图说明

[0038] 图1为本实施方式的电子设备、陀螺仪传感器的结构例。

[0039] 图2为本实施方式的检测装置的结构例。

[0040] 图3中,图3(A)为表示电源电压VDD与0点变动量的关系的图,图3(B)为表示电源电压与起动时间的关系的图。

[0041] 图4为缓冲电路的第一结构例。

[0042] 图5中,图5(A)、图5(B)为缓冲电路的第二结构例。

[0043] 图6为关于第一、第二模式的说明图。

[0044] 图7为通过正弦波驱动使振子振荡的驱动电路的结构例。

[0045] 图8中,图8(A)~图8(C)为关于振子的驱动电路的负电阻的说明图。

[0046] 图9中,图9(A)、图9(B)为通过正弦波驱动使振子振荡的方法的说明图。

[0047] 图10中,图10(A)~图10(D)也是通过正弦波驱动使振子振荡的方法的说明图。

[0048] 图11为通过正弦波驱动使振子振荡的驱动电路的详细结构例。

[0049] 图12为关于由正弦波驱动所实现的高次谐波成分的减少的说明图。

[0050] 图13为OTA电路的详细结构例。

[0051] 图14为本实施方式的检测装置的其他结构例。

[0052] 图15为检测电路的结构例。

[0053] 图16中,图16(A)、图16(B)为检测电路的其他结构例。

[0054] 图17为示意性表示作为移动体的一个具体示例的汽车的结构的概念图。

具体实施方式

[0055] 以下,对本发明的优选的实施方式进行详细说明。另外,以下将进行说明的本实施方式并不是不当地对权利要求书中所记载的本发明的内容进行限定的方式,并且在本实施方式中所说明的全部结构也不一定是作为本发明的解决方法所必须的。例如,以下将以物理量转换器为压电型的振子(振动陀螺仪)、传感器为陀螺仪传感器的情况为例进行说

明,但本发明并不局限于此。例如,还可以将本发明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物理量进行检测的物理量转换器(transducer)、传感器等。

[0056] 1、电子设备、陀螺仪传感器

[0057] 图1中图示了包含本实施方式的检测装置20的陀螺仪传感器510(广义而言为传感器)和包含陀螺仪传感器510的电子设备500的结构例。此外,电子设备500、陀螺仪传感器510不局限于图1的结构,能够实施省略其结构要素的一部分或者追加其他结构要素等各种改变。并且,作为本实施方式的电子设备500,可以假定数码照相机、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各种的设备。

[0058] 电子设备500包括陀螺仪传感器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)进行对陀螺仪传感器510等的控制、对电子设备500的整体控制。另外,处理部520基于由陀螺仪传感器510检测到的角速度信息(广义而言为物理量)而进行处理。例如基于角速度信息进行用于手抖补正、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、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用于供用户操作电子设备500,显示部550将各种的信息向用户进行显示。

[0059] 陀螺仪传感器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)为由水晶等压电材料的薄板形成的音叉型的压电振子,并具有驱动用振子11、12和检测用振子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。

[0060] 检测装置20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),并依据检测信号而检测(抽取)与向振子10施加的物理量相应的所需信号(科里奥利力信号)。

[0061] 具体而言,来自驱动电路30的交流的驱动信号(驱动电压)被施加给驱动用振子11的驱动端子2。如此一来,由于逆电压效应,驱动用振子11开始振动,并且通过音叉振动,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以反馈信号的形式被反馈给驱动电路30。由此形成了包括振子10的振荡回路。

[0062] 如果驱动用振子11、12振动,则检测用振子16、17将在图1所示的方向上以振动速度 v 振动。如此一来,通过检测用振子16、17的压电效应而产生的电流(电荷)作为检测信号(第一、第二检测信号)而从检测端子6、8输出。如此一来,检测电路60接收来自该振子10的检测信号,并检测与科里奥利力相应的信号亦即所需信号(所需波)。即,如果振子10(陀螺仪传感器)以检测轴19为中心进行旋转,则会在与振动速度 v 的振动方向正交的方向上产生科里奥利力 F_c 。例如在将以检测轴19为中心进行旋转时的角速度设为 ω 、振子的质量设为 m 、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通过检测与科里奥利力相应的信号亦即所需信号,而能够求出陀螺仪传感器的旋转角速度 ω 。然后,通过使用所求出的角速度 ω ,处理部520能够进行用于手抖补正、姿态控制或者GPS自动巡航等的各种的处理。

[0063] 此外,在图1中,图示了振子10为音叉型的情况的示例,但本实施方式的振子10并不局限于这样的构造。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。

[0064] 2、检测装置

[0065] 图2中图示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,并检测所需信号的检测电路60。

[0066] 另外,检测装置20(集成电路装置)包括被输入电源电压VDD的电源端子TVDD、调节电路22、缓冲电路24。

[0067] 在电源端子TVDD中例如从外部输入有电源电压VDD。该电源电压VDD向调节电路22、缓冲电路24被供给。电源端子TVDD例如为集成电路装置(IC芯片)中的焊盘。

[0068] 调节电路22进行使从电源端子TVDD供给的电源电压VDD降压的电压调节。然后将通过电压调节得到的调节电源电压VDDL作为工作电源电压而向驱动电路30以及检测电路60供给。另外,调节电路22将调节电源电压VDDL向控制部140供给。例如在作为来自外部的电源电压VDD而供给了2.7V~3.3V的电压的情况下,调节电路22进行使该电源电压VDD降压的电压调节,例如将1.8V的恒定电压的电源电压VDDL向驱动电路30、检测电路60、控制部140供给。

[0069] 向缓冲电路24供给电源电压VDD。该电源电压VDD被作为缓冲电路24的高电位侧电源电压而使用。此外,缓冲电路24接收来自驱动电路30的驱动信号DQ,并将使驱动信号DQ的振幅增加后的高振幅的驱动信号(放大驱动信号)DQB向振子10(物理量转换器)输出。例如在将驱动信号DQ的振幅设为第一振幅的情况下,将比第一振幅大的第二振幅的驱动信号DQB向振子10输出。在这种情况下,驱动信号DQ、DQB既可以是矩形波的信号,也可以是正弦波的信号。

[0070] 驱动电路30包括:被输入来自振子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;和将驱动信号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的结构并不局限于图2,能够实施省略这些结构要素的一部分或者追加其他结构要素等各种的改变。

[0071] 放大电路32(I/V转换电路)对来自振子10的反馈信号DI进行放大。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、运算放大器等实现。

[0072] 驱动信号输出电路50基于由放大电路32放大后的信号DV而输出驱动信号DQ。例如在驱动信号输出电路50输出矩形波(或者正弦波)的驱动信号的情况下,驱动信号输出电路50能够通过比较器等实现。

[0073] 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,并对驱动信号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。例如为了将陀螺仪传感器的灵敏度保持为恒定,在驱动电路30中,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助于自动调节增益的增益控制电路40。增益控制电路40对增益以可变的方式进行自动调节,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。

[0074] 同步信号输出电路52接收由放大电路32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进行二值化处理而生成矩形波的同步信号SYC的比较器、进行对同步信号SYC的相位调节的相位调节电路(移相器)等而实现。

[0075] 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的第一、第二检测信号IQ1、IQ2,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,如后所述可采用各种方式的结构。对此将在后文中详细叙述。

[0076] 检测装置20可以进一步包括控制部140。控制部140进行对检测装置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而进行。

[0077] 3、使用缓冲电路的高振幅驱动

[0078] 在本实施方式中,如图2所示,利用调节电路22进行使来自外部的电源电压VDD降压的电压调节,将电压调节后的调节电源电压VDDL向驱动电路30、检测电路60供给。然后驱动电路30、检测电路60以该调节电源电压VDDL为工作电源电压而进行工作。

[0079] 这样,只要生成被调节为恒定电压的调节电源电压VDDL,并使用该调节电源电压VDDL使驱动电路30、检测电路60工作,便能够实现检测性能的提高等。

[0080] 即,在如现有技术这种利用来自外部的电源电压VDD使驱动电路30、检测电路60工作的结构中,在电源电压VDD存在电压变动的情况下,存在因该电压变动而产生例如陀螺仪的0点变动等。

[0081] 对此,在本实施方式中,并非以电源电压VDD为工作电源电压来使驱动电路30、检测电路60工作,而是以通过调节电路22生成的调节电源电压VDDL为工作电源电压来使驱动电路30、检测电路60工作。如此一来,即使在电源电压VDD存在电压变动的情况下,该电压变动也会被调节电路22吸收,因此能够抑制VDD的电压变动传递给驱动电路30、检测电路60的情况。

[0082] 即,如果使用本实施方式的调节电路22,即使在例如电源电压VDD在2.7V~3.3V的范围内变动的情况下,也能够将调节电源电压VDDL的电压变动抑制在例如1mV以下(例如0.3mV以下)。另外,在存在温度变化的情况下,也能够将调节电源电压VDDL的变动抑制在例如±几十mV以下(例如±30mV以下)。因此,即使在电源电压VDD存在变动的情况下,也能够将调节器电压VDDL的变动抑制在最小限度,因此能够对由于电源电压VDD的变动而使0点(陀螺仪的静止状态时的输出)产生变动,导致检测性能恶化的事态进行抑制。

[0083] 例如图3(A)是表示在如本实施方式这样使用了调节电路22的情况下的、电源电压VDD与0点变动量的关系(取样数为四个)的图。如图3(A)所示,在本实施方式中,即使在例如电源电压VDD在2.7V~3.3V的范围内变动的情况下,也能够将0点变动量(dps:Degree per second,度每秒)抑制在最小限度(例如0.01dps以下)。

[0084] 另外,根据本实施方式,能够利用较低的调节电源电压VDDL使占据检测装置的电路的大部分的驱动电路30、检测电路60、控制部140工作。因此,电路的大部分以低电源电压工作,因此具有对于耗电也能够有效地减少的效果。

[0085] 然而,如果以此种方式使驱动电路30等以低电压的调节电源电压VDDL工作,那么就会产生振荡的起动时间变长的问题。例如,图3(B)是表示电源电压与起动时间的关系的图。如图3(B)所示,电源电压越低,则起动时间越长。例如,如图3(B)所示,振子10的驱动电流越大,则起动时间越长。此外,当驱动电流较大时,在电源电压例如在2.7V程度以下的情况下,起动时间呈指数函数地变长,从而有可能超出允许范围。即,如果作为驱动电路30等的电源电压使用调节电源电压VDDL(例如1.8V),则起动时间将变得极长,而有可能成为在使用上不能承受的程度。

[0086] 因此,在本实施方式中,如图2所示,将由调节电路22生成的调节电源电压VDDL向驱动电路30、检测电路60供给,从而实现检测性能的提高、低耗电化,另一方面,对于用于缓冲驱动信号DQ的缓冲电路24供给电源电压VDD而非调节电源电压VDDL。即,与到目前为止将电源电压VDD向检测装置的全部电路供给的情况相对,在本实施方式中,将检测装置的电路(集成电路装置)分为供给调节电源电压VDDL的第一电路部分和供给电源电压VDD的第二电路部分。此外,要求检测性能的提高和低耗电化的驱动电路30、检测电路60、控制部140为供给调节电源电压VDDL的第一电路部分,另一方面,缓冲电路24为直接供给电源电压VDD的第二电路部分。

[0087] 并且,缓冲电路24使用所供给的电源电压VDD进行使来自驱动电路30的驱动信号DQ的振幅增加的转换,并将高振幅的驱动信号(放大驱动信号)DQB向振子10输出。即,生成具有比驱动信号DQ的峰间电压高的峰间电压的驱动信号DQB,利用该驱动信号DQB来驱动振子10。

[0088] 如此一来,由图3(B)可明确,与通过使用调节电源电压VDDL的驱动信号DQ来驱动振子10的情况相比,能够缩短起动时间。即,在本实施方式中,成功地兼顾实现检测性能的提高、低耗电化与起动时间的缩短化。

[0089] 4、缓冲电路的结构例

[0090] 接着对缓冲电路24的具体的结构例进行说明。图4中示出缓冲电路24的第一结构例。

[0091] 在图4中,缓冲电路24具有运算放大器OPM和第一、第二电阻元件RM1、RM2。运算放大器OPM在非反转输入端子中输入有来自驱动电路30的驱动信号DQ。运算放大器OPM将来自电源端子TVDD的电源电压VDD作为工作电源电压而进行工作。第一、第二电阻元件RM1、RM2以串联的方式被连接于高振幅的驱动信号DQB的输出节点NM1与低电位侧电源(GND)的节点之间。此外,第一、第二电阻元件RM1、RM2的连接节点NM2被连接于运算放大器OPM的反转输入端子。此外,调节电路22也可以通过与图4的缓冲电路24相同的结构来实现。

[0092] 在图4中,将电阻元件RM1、RM2的电阻设为R1、R2,并将驱动信号DQ、DQB的振幅设为AP、APB。如此一来, $APB = \{(R1+R2)/R2\} \times AP$ 的关系式成立。例如在 $R1 = 200K\Omega$ 、 $R2 = 400K\Omega$ 的情况下, $APB = \{(200K\Omega + 400K\Omega)/400K\Omega\} \times AP = 1.5 \times AP$,从而驱动信号DQB成为驱动信号DQ的振幅(峰间电压)的1.5倍的信号。因此,能够实现振子10的高振幅驱动,从而能够实现振荡的起动时间的缩短化等。

[0093] 另外,在本实施方式中,驱动电路30以及检测电路60通过低耐压晶体管(第一耐压的晶体管)构成,缓冲电路24通过高耐压晶体管(耐压比第一耐压高的第二耐压的晶体管)构成。例如,低耐压晶体管是耐压比1.8V高且耐压比高耐压晶体管低的晶体管,高耐压晶体

管是耐压比3.3V高的晶体管。高耐压晶体管例如可通过相比于低耐压晶体管而增厚栅极氧化膜的膜厚或者增加栅极长度等来实现。通过利用低耐压晶体管构成占据检测装置的大部分驱动电路30、检测电路60、控制部140,从而实现检测装置的低耗电化、电路布局的小面积化等。通过利用高耐压晶体管构成缓冲电路24,从而能够有效地防止因高振幅驱动而产生晶体管的故障、损坏等不良情况。

[0094] 图5(A)、图5(B)中图示了缓冲电路24的第二结构例。具有该第二结构例的缓冲电路24的检测装置在图5(A)的第一模式中,将来自缓冲电路24的高振幅的驱动信号DQB向振子10(物理量转换器)输出。另一方面,在图5(B)的第二模式中,将来自驱动电路30的驱动信号DQ向振子10输出。

[0095] 具体而言,在第二结构例中,在缓冲电路24的输出节点NM1与输入节点之间设置有开关元件SWM。此外,如图5(A)所示,在第一模式中,开关元件SWM断开。由此,来自缓冲电路24的高振幅的驱动信号DQ向振子10被输出。另外,在这种情况下,例如利用使能信号ENB而将运算放大器OPM设定为工作使能状态。

[0096] 另一方面,在第二模式中,开关元件SWM导通。由此,来自驱动电路30的低振幅的驱动信号DQ经由开关元件SWM向振子10被输出。另外,在这种情况下,例如通过使能信号ENB而将运算放大器OPM设定为工作非使能状态。例如,运算放大器OPM的输出被设定为高阻抗状态。

[0097] 另外,在第二结构例中,与电阻元件RM1、RM2对应地设置有开关元件SWM1、SWM2。并且,在图5(A)的第一模式中,开关元件SWM1、SWM2导通,另一方面,在图5(B)的第二模式中,开关元件SWM1、SWM2断开。由此,在第二模式中,能够防止从缓冲电路24的输出节点NM1向VSS(GND)流通无用的电流或者向运算放大器OPM的反转输入端子施加无用的电压的情况。

[0098] 例如,如图6所示,在振子10的振荡的起动期间,检测装置被设定为第一模式。由此,来自缓冲电路24的高振幅的驱动信号DQB向振子10被输出。另一方面,在起动期间结束后,检测装置被设定为第二模式。例如在振荡稳定状态下被设定为第二模式。由此,来自驱动电路30的低振幅的驱动信号DQ向振子10被输出。

[0099] 例如在起动期间内,为了缩短振子10的振荡的起动时间,优选进行高振幅驱动。因此,在起动期间,如图5(A)所示将开关元件SWM断开,通过来自缓冲电路24的高振幅的驱动信号DQB来驱动振子10,从而实现起动时间的缩短化。

[0100] 另一方面,当起动期间结束,振子10成为稳定振荡状态的情况下,由于不再需要起动时间的缩短化,因此如图5(B)所示,将开关元件SWM导通(将SWM1、SWM2断开),利用来自驱动电路30的低振幅的驱动信号DQ来驱动振子10。像这样通过低振幅的驱动信号DQ进行驱动,从而能够期待低耗电化、噪声减少等。但是,根据应用的不同,也存在在起动期间结束,振子10成为稳定振荡状态后,仍优选由使用了例如2.7V~3.3V的电源电压VDD的驱动信号DQB进行的驱动的情况。因此,在这样的情况下,即使在起动期间结束后,也将检测装置设定为第一模式。

[0101] 此外,第一、第二模式的设定例如可以通过控制部140的控制处理来实现。例如,通过由控制部140控制开关元件SWM、SWM1、SWM2的导通/断开来实现。另外,可以通过被设置在检测装置中的寄存器部的寄存器设定来设定图5(A)、图5(B)的第一、第二模式。例如可以由外部接口访问寄存器部,进行第一、第二模式的设定。

[0102] 5、正弦波的驱动信号

[0103] 在本实施方式中,可以通过矩形波的驱动信号来驱动振子,但也可以通过正弦波的驱动信号进行驱动。以下对于利用该正弦波的驱动信号的驱动方法进行详细说明。

[0104] 例如在图7中,增益控制电路40控制驱动信号输出电路50中的对驱动信号DQ的放大的增益。此外,I/V转换电路32具有I/V转换用的电阻元件RE。另外,在后文中,将图2的放大电路32记做I/V转换电路32。例如,I/V转换电路32具有运算放大器OPE和被设置在运算放大器OPE的输出节点与反转输入端子的节点之间的反馈的电阻元件RE。

[0105] 在此,将作为电阻元件RE的电阻值的I/V转换用(电流/电压转换用)的电阻设为RI。并且将由驱动信号输出电路50与缓冲电路24进行的对驱动信号DQ的放大的增益设为K。并且将振子10的基波模式中的等效串联电阻(等效串联电阻值)设为R。例如,振子10如图7所示那样通过C、L、R的等效电路表示,将该等效串联电阻(共振电阻)设为R。

[0106] 在这种情况下,增益控制电路40以满足 $K \times RI = R$ 的方式进行增益控制。例如,以使由 $K \times RI = R$ 的关系式表示的增益成为目标增益的方式,实施由AGC回路进行的增益控制。此外,驱动信号输出电路50以及缓冲电路24以使 $K \times RI = R$ 这一关系式成立的增益,对由I/V转换电路32进行了I/V转换后的电压信号DV进行放大,并将驱动信号DQB向振子10输出。如此一来,可以采用如下方式,即,作为驱动信号DQB,将正弦波信号而非矩形波信号向振子10输出并进行驱动。

[0107] 此外,为了使振子振荡,需要由有源电路来实现足以抵消振子所具有的电阻成分(以及因振子与电路的连接而产生的接触电阻、布线电阻等寄生电阻)的负电阻。换句话说,关于实现负电阻的电路结构、负电阻的值的设定的设计思想尤为重要。

[0108] 例如,振子(水晶振子)的电的等效电路如图8(A)所示。A1所示的等效串联电阻R、等效串联电感L、等效串联电容C为与机械式的共振电路相当的部分。A2所示的电容C0的电要素作为有源电路侧的要素,而考虑为负电阻。

[0109] 例如,如图8(B)所示,在使用了逆变器电路IV的通常的振荡器的电路中,不需要流较大的电流,只需使振子振荡便可。在该电路中,负电阻RN可以由下式(1)表示。

$$[0110] \quad RN = -(CG \times CD) / (Gm \times C0) \quad (1)$$

[0111] 在此,CG、CD为逆变器电路IV的栅极、漏极的寄生电容,Gm为跨导。

[0112] 另一方面,如图8(C)所示,在陀螺仪传感器的电路中,为了取得检测灵敏度而需要使振子大幅振动,因此需要流通较大的驱动电流ID。在该电路中,负电阻RN可以由下式(2)表示。

$$[0113] \quad RN = -K \times RI \quad (2)$$

[0114] 在此,K为驱动信号DQB的信号放大的增益,RI为I/V转换用的电阻(例如电阻元件RE的电阻值)。

[0115] 接着对于将负电阻RN设为怎样的值进行考察。在图9(A)的等效电路中,作为阻抗最小点的共振点可以由图9(A)的C1所示的式子表示。在此,C、L、R分别为振子的等效串联电容、等效串联电感、等效串联电阻。

[0116] 因此,在 $R + RN > 0$ 的情况下,如图9(B)的D1所示,共振点位于S平面的左半面。在这种情况下,随着时间迁移,振荡的振幅将减少。因此,最终振荡将停止。

[0117] 另一方面,在 $R + RN = 0$ 的情况下,如图9(B)的D2所示,共振点位于S平面的虚轴上,

频率表示为 $\omega_s = 1/(L \times C)^{1/2}$, 形成为恒定的振幅的振荡。并且, 在这种情况下振荡持续。

[0118] 另外, 在 $R+R_N < 0$ 的情况下, 如图9 (B) 的D3所示, 共振点位于S平面的右半面, 随着时间的迁移, 振荡的振幅增大。在这种情况下振荡也持续。

[0119] 此外, 在图10 (A) 中, I/V转换电路32的输出信号DV在将输入电流(驱动电流)设为ID的情况下, 表示为 $DV = -R_I \times I_D$ 。并且该信号DV通过以增益K对信号进行放大的驱动信号输出电路50以及缓冲电路24而被放大, 因此驱动信号成为 $DQB = -K \times DV = K \times R_I \times I_D$ 。

[0120] 在此, 在如图9 (B) 的D1所示那样 $R+R_N > 0$ 的情况下, 如图10 (B) 所示, 驱动信号DQB的振幅比信号DV小, 振荡停止。

[0121] 另外, 在如图9 (B) 的D2所示那样 $R+R_N = 0$ 的情况下, 如图10 (C) 所示, 驱动信号DQB的振幅比信号DV大, 并且形成正弦波的信号, 振荡持续。

[0122] 另一方面, 在如图9 (B) 的D3所示那样 $R+R_N < 0$ 的情况下, 如图10 (D) 所示, 驱动信号DQB的振幅超出高电位侧电源电压VDD~低电位侧电源电压VSS (GND) 的电压范围, 形成矩形波的信号。在这种情况下振荡本身也持续。

[0123] 然而, 如图10 (D) 所示, 当驱动信号DQB成为矩形波信号时, 如后文所述, 矩形波信号中多含有高次谐波成分, 因此由于该高次谐波成分而使检测装置的检测性能降低。

[0124] 另一方面, 在如图10 (B) 所示那样 $R+R_N > 0$ 的情况下, 驱动信号DQB的振幅变小, 振荡停止而不再继续。

[0125] 因此, 在本实施方式中, 如图7所示, 当将I/V转换用的电阻设为 R_I 、驱动信号输出电路50以及缓冲电路24中的增益设为K、振子10的等效串联电阻(含寄生电阻)设为R的情况下, 增益控制电路40以使 $K \times R_I = R$ 的关系式成立的方式进行增益控制。换句话说, 进行以形成 $K \times R_I = R$ 的关系为目标的增益控制。此外, 以 $K \times R_I = R$ 作为目标, 无需一定严格地形成 $K \times R_I = R$ 。

[0126] 在此, 如上式(2)所示, 在如本实施方式这样的驱动电路30中, 关于负电阻, $R_N = -K \times R_I$ 的关系式成立。因此, 通过以满足 $K \times R_I = R$ 的方式进行增益控制, 从而使得 $R+R_N = K \times R_I + (-K \times R_I) = 0$ 成立。因此, 能够实现由图10 (C) 所示的正弦波进行的对振子10的驱动。

[0127] 换句话说, 如果进行设定为 $K \times R_I = R$ 的增益控制, 则 $R+R_N = 0$ 的关系成立, 因此如图9 (B) 的D2所示, 共振点位于S平面的虚轴上。

[0128] 此外, 例如, 如果共振点如图9 (B) 的D1所示那样移动至S平面的左半面侧, 从而如图10 (B) 所示成为驱动信号DQB的振幅变小的状况, 则增益控制电路40的AGC回路进行工作, 实施使共振点返回到虚轴上的增益控制。由此, 能够抑制驱动信号DQB的振幅减小而使振荡停止的事态的发生。

[0129] 另一方面, 如果共振点如图9 (B) 的D3所示那样移动至S平面的右半面侧, 从而如图10 (D) 所示成为驱动信号DQB形成矩形信号的状况, 则增益控制电路40的AGC回路进行工作, 实施使共振点返回至虚轴上的增益控制。由此, 能够抑制驱动信号DQB成为矩形信号而导致检测性能降低的事态的发生。

[0130] 例如, 在现有技术中, 仅以将振子10的驱动电流形成恒定为目的, 来实施利用AGC回路的增益控制。在这种情况下, 如果增益K较小, 则如图10 (B) 所示那样, 驱动信号DQB的振幅减小而使振荡停止, 因此通过尽量增大增益K的设计方法进行电路设计。

[0131] 然而, 在该设计方法中, 由于将增益K设定为较大的值, 从而负电阻 $R_N (= -K \times R_I)$

的绝对值也变大,因此 $R+R_N<0$ 的关系成立。因此,结果为,成为图10 (D) 所示的矩形波驱动,从而导致因高次谐波成分的发生而致使检测性能降低的事态的发生。

[0132] 对此,本申请的发明人着眼于图10 (A) 的I/V转换用的电阻 R_I 与增益 K 的关系。并且发现通过进行满足 $K \times R_I = R$ 的利用AGC回路的增益控制,从而能够实现由图10 (C) 所示的正弦波的驱动信号 D_{QB} 进行的对振子10的驱动。

[0133] 即,并不是仅以将振子10的驱动电流形成为恒定的目的,而是作为用于使 $K \times R_I = R$ 成立的电路来利用具有AGC回路的增益控制电路40。如此一来,以如图9 (B) 的D2所示那样使共振点位于S平面的虚轴上的方式,实施由AGC回路进行的增益控制,从而可抑制振荡停止或者驱动信号 D_{QB} 成为矩形波信号的事态的发生。其结果为,能够实现由正弦波的驱动信号 D_{QB} 进行的对振子10的驱动,从而成功地使检测装置的检测性能等提高。

[0134] 6、驱动电路的详细的结构例

[0135] 图11中图示了正弦波驱动的情况下的驱动电路30的详细的结构例。

[0136] 图11中,I/V转换电路32为具有低通滤波器特性的积分型的电流/电压转换电路,并具有运算放大器OPE、电容器CE、电阻元件RE。在此,该电阻元件RE的电阻值成为电流/电压转换用的电阻 R_I 。运算放大器OPE的非反转输入端子(第一输入端子)被设定为预定电位(例如AGND),在反转输入端子(第二输入端子)中输入有来自振子10的信号 D_I 。电容器CE以及电阻元件RE被设置在I/V转换电路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。

[0137] 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为1的电路,并具有全波整流器42、积分器44。此外,在增益控制电路40中可以包含对振荡状态进行检测的振荡检测器等。

[0138] 全波整流器42对I/V转换电路32的I/V转换后的信号 D_V 进行全波整流,并将全波整流后的信号 D_R 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 RF_1 、 RF_2 、比较器CP3、开关元件 SF_1 、 SF_2 、逆变器电路INV。

[0139] 电阻元件 RF_1 被设置在信号 D_V 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 RF_2 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。

[0140] 开关元件 SF_1 被设置在运算放大器OPF的输出节点与积分器44的输入节点之间,开关元件 SF_2 被设置在信号 D_V 的节点与积分器44的输入节点之间。此外,开关元件 SF_1 、 SF_2 基于对信号 D_V 的电压与预定电位的电压进行比较的比较器CP3的输出信号,而被排他性地进行导通、断开控制。由此,信号 D_R 成为将信号 D_V 全波整流后的信号。

[0141] 积分器44将驱动信号 D_Q 的振幅的控制电压 D_S 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 D_R 进行积分处理,并将通过积分处理得到的控制电压 D_S 向驱动信号输出电路50输出。

[0142] 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的输出节点与运算放大器OPG的反转输入端子的节点之间。运算放大器OPG的非反转输入端子被设定为预定电压 VR_3 。电阻元件RG被设置在积分器44的输入节点与运算放大器OPG的反转输入端子的节点之间。

[0143] 此外,在本实施方式中,驱动信号输出电路50具有OTA (Operational Transconductance Amplifier,运算跨导放大器) 电路36与I/V转换电路39 (第二电流/电压

转换电路)。此外,在驱动信号输出电路50的输入级侧设置有高通滤波器34。该高通滤波器34具有电阻元件RH与电容器CH。此外,可以实施省略高通滤波器34的结构或取代高通滤波器34而设置低通滤波器等的各种改变。

[0144] OTA电路36接收来自增益控制电路40的控制电压DS和由I/V转换电路32进行了I/V转换后的输入电压信号DV(高通滤波器处理后的信号)。此外,OTA电路36例如根据控制电压DS而被设定跨导(G_m),并将输入电压信号DV转换为电流信号DA。I/V转换电路39对来自OTA电路36的电流信号DA进行I/V转换(电流/电压转换),并输出驱动信号DQ。

[0145] OTA电路36例如是输出与输入电压成比例(大致成比例)的电流的电路,当将OTA电路36中的跨导设为 G_m 的情况下,以 G_m 为比例常数而将输入电压信号DV转换为电流信号DA。此外,OTA电路36的跨导 G_m 根据来自积分器44的控制电压DS而被设定,因此OTA电路36以与控制电压DS相对应的跨导 G_m 而将输入电压信号DV转换为电流信号DA。然后,I/V转换电路39(IV2)将来自OTA电路36的电流信号DA转换为电压信号,并作为驱动信号DQ输出。因此,结果为,驱动信号输出电路50以与控制电压DS相对应的增益对输入电压信号DV进行放大,并输出驱动信号DQ。

[0146] 然后,缓冲电路24(BUF)接收来自驱动信号输出电路50的驱动信号DQ,并将使驱动信号DQ的振幅增加后的高振幅的驱动信号DQB向振子10输出。

[0147] 此外,在图11中,I/V转换用的电阻被设定为 $R_I = 40K\Omega$ 。该电阻 R_I 在图11中为I/V转换电路32的反馈用的电阻元件RE的电阻值。并且,高通滤波器34的增益为1倍。因此,当将作为输入电流信号的反馈信号DI的峰间电流设为 $5\mu A_{pp}$ 的情况下,驱动信号输出电路50的输入电压信号DV的峰间电压为 $V_{P1} = 5\mu A_{pp} \times 40K\Omega = 0.2V_{pp}$ 。换句话说,以AGND(模拟基准电压)为中心电压,峰间电压为 $V_{P1} = 0.2V_{pp}$ 的正弦波的输入电压信号DV向驱动信号输出电路50被输入。

[0148] 此外,由驱动信号输出电路50与缓冲电路24所产生的增益为 $K = 7.5$ 倍。例如,驱动信号输出电路50(OTA电路26、I/V转换电路39与高通滤波器34)中的增益为5倍,缓冲电路24中的增益为1.5倍,因此合计为7.5倍的增益。因此,峰间电压为 $V_{P2} = V_{P1} \times K = 0.2V_{pp} \times 7.5 = 1.50V_{pp}$ 的正弦波信号作为驱动信号DQB而被输出。

[0149] 另一方面,振子10的驱动电流的峰间电流被设定为 $I_{DR} = 5\mu A$,振子10的等效串联电阻为 $R = 300K\Omega$ 。因此,从驱动电流的角度出发,驱动信号DQ的峰间电压为 $V_{P2} = 5\mu A \times 300K\Omega = 1.50V_{pp}$ 。这与依据增益 $K = 7.5$ 倍求出的上述的 $V_{P2} = V_{P1} \times K = 0.2V_{pp} \times 7.5 = 1.50V_{pp}$ 一致。

[0150] 这样,在图11中,当将输入电压信号DV的峰间电压设为 V_{P1} 、驱动信号DQB的峰间电压设为 V_{P2} 、通过增益控制电路40的AGC回路设定的振子10的驱动电流的峰间电流设为 I_{DP} 的情况下, $V_{P2} = K \times V_{P1} = I_{DP} \times R$ 的关系成立。这意味着前述的 $K \times R_I = R, R + R_N = 0$ 的关系成立。例如 $K = 7.5$ 倍、 $R_I = 40K\Omega$ 、 $R = 300K\Omega$,从而 $K \times R_I = 7.5 \times 40K\Omega = R$ 成立。因此,能够实现图9(B)的D2、图10(C)中所说明的恰当的正弦波驱动。

[0151] 另外,在图11中,在将高电位侧电源电压VDD与低电位侧电源电压VSS(GND)的电压差设为VDS的情况下, $V_{DS} > V_{P2} = K \times V_{P1} = I_{DP} \times R$ 的关系成立。这意味着驱动信号DQB并不是振幅超过VDD~VSS的电压差VDS的矩形波信号,而是振幅未超出电压差VDS的正弦波信号。

[0152] 例如,在为矩形波驱动的情况下,驱动信号输出电路50通过比较器构成,输出矩形波的驱动信号。

[0153] 此外,在该矩形驱动中,如图12所示的驱动信号的频谱图的频率特性所示,由于出现B1所示这种高次谐波成分,因此检测装置的检测性能降低。与此相对,根据图11的结构,将成为如图12的B2所示的频率特性,与矩形波驱动的情况相比,高次谐波成分减少,从而能够提高检测装置的检测性能。

[0154] 图13中图示了OTA电路36的具体的结构例。该OTA电路36具有V/I转换电路37(电压/电流转换电路)、差分部38。此外,OTA电路36的结构不局限于图13,能够实施各种的改变。

[0155] V/I转换电路37将来自增益控制电路40的控制电压DS转换为控制电流IDS。该V/I转换电路37由晶体管TA1、TA2、TA3、TA4与电阻元件RA构成。P型的晶体管TA1、TA2的栅极被共同连接。N型的晶体管TA3的漏极连接于晶体管TA1的漏极,且在栅极中输入有控制电压DS,源极连接于电阻元件RA的一端。N型的晶体管TA4的漏极以及栅极连接于晶体管TA2的漏极。

[0156] 差分部38使根据控制电流IDS而被设定的偏压电流IBS在偏压电流源(TA9)中流通,在第一差分输入端子(反转输入端子)中输入有AGND(模拟基准电压),在第二差分输入端子(非反转输入端子)中输入有输入电压信号DV。此外,将电流信号DA向I/V转换电路39(第二电流/电压转换电路)输出。

[0157] 差分部38通过晶体管TA5、TA6、TA7、TA8、TA9构成。P型的晶体管TA5、TA6的栅极被共同连接。N型的晶体管TA7的漏极连接于晶体管TA5的漏极,在栅极中输入有AGND,源极连接于晶体管TA9的漏极。N型的晶体管TA8的漏极连接于晶体管TA6的漏极,在栅极中输入有输入电压信号DV,源极连接于晶体管TA9的漏极。N型的晶体管TA9为成为偏压电流源的晶体管,其栅极与V/I转换电路37的晶体管TA4的栅极共同连接。在晶体管TA9中流通的偏压电流IBS成为对由V/I转换电路37生成的控制电流IDS进行了镜像后的电流。

[0158] 图13中,当为控制电压 $DS=0.9V$ 的情况下,晶体管TA3的源极电压成为 $0.5V$ 左右,在电阻元件RA中流通有 $10\mu A$ 的电流。因此,作为控制电流,流通有 $IDS=10\mu A$ 的电流。利用该控制电流IDS,在差分部38中,作为偏压电流而流通有 $IBS=10\mu A$ 的电流。此外,通过如此设定偏压电流IBS,从而OTA电路36能够输出 $\pm 5\mu A$ 的正弦波的电流信号DA。

[0159] 另一方面,如图11所示,为 $AGND=0.9V$,输入电压信号DV成为,以AGND为中心电压的峰间电压为 $VP1=0.2V_{pp}$ 的信号,并成为 $\pm 0.1V$ 的正弦波的电压信号。因此,跨导 G_m 被设定为 $5\mu A/(V_{inp}-V_{inm})=5\mu A/0.1V=50\mu S$ 。

[0160] 在图13的结构中,利用来自积分器44的控制电压DS来设定控制电流IDS,并设定在差分部38中流通的偏压电流IBS。此外,利用该偏压电流IBS来设定OTA电路36的跨导 G_m 。即,如果控制电压DS增减,则控制电流IDS、偏压电流IBS也增减,跨导 G_m 也增减。然后,OTA电路36以如此根据控制电压DS而被设定的跨导 G_m ,将输入电压信号DV转换为电流信号DA。然后,I/V转换电路39对该电流信号DA进行I/V转换,并输出驱动信号DQ。然后,缓冲电路24输出使该驱动信号DQ的振幅增加后的高振幅的驱动信号DQB。如此一来,能够将根据控制电压DS而对振幅(峰间电压)进行AGC控制的正弦波的驱动信号DQ向振子10输出。

[0161] 7、改变例

[0162] 图14中图示了本实施方式的检测装置的改变例。图14为进行对绕多个轴的旋转角速度的检测的多轴陀螺仪传感器的检测装置的结构例。该结构例的检测装置进行对多个振子10-1、10-2、10-3的驱动以及检测。在此,例如振子10-1为用于检测绕第一轴(例如X轴)的旋转角速度的振子,振子10-2为用于检测绕第二轴(例如Y轴)的旋转角速度的振子。并且振子10-3为用于检测绕第三轴(例如Z轴)的旋转角速度的振子。

[0163] 在多轴陀螺仪传感器中,所谓的轴间干扰成为问题。例如,作为本实施方式的比较例的方法,考虑以电源电压VDD为工作电源电压来使检测装置的全部电路工作的方法。然而,在该比较例的方法中,存在如下的可能,即,产生例如因第一轴用的驱动电路、检测电路工作所产生的电源电压VDD的微小的变动等对第二轴用、第三轴用的驱动电路、检测电路带来负面影响的轴间干扰,而导致检测性能降低等的问题。特别是,在多个振子的驱动频率互不相同的情况下会成为较大的问题。为了解决这样的问题,在本实施方式中采用图14所示的结构。

[0164] 具体而言,在图14中,设置有振子10-1用的调节电路22-1、缓冲电路24-1、驱动电路30-1、检测电路60-1,和振子10-2用的调节电路22-2、缓冲电路24-2、驱动电路30-2、检测电路60-2。并且设置有振子10-3用的调节电路22-3、缓冲电路24-3、驱动电路30-3、检测电路60-3。此外,图14为振子为3个的情况的示例,但当振子为2个的情况下,不需要振子10-3用的调节电路22-3、缓冲电路24-3、驱动电路30-3、检测电路60-3的结构。

[0165] 振子10-1用的调节电路22-1、缓冲电路24-1、驱动电路30-1、检测电路60-1的结构以及动作与图2的调节电路22、缓冲电路24、驱动电路30、检测电路60相同,因此省略详细的说明。

[0166] 振子10-2用的驱动电路30-2(第二驱动电路)接收来自振子10-2(第二物理量转换器)的反馈信号DI2(第二反馈信号),并对振子10-2进行驱动。检测电路60-2(第二检测电路)接收来自振子10-2的检测信号IQ21、IQ22,并检测所需信号。

[0167] 调节电路22-2(第二调节电路)进行使来自电源端子TVDD的电源电压VDD降压的电压调节,并将通过电压调节得到的调节电源电压VDDL2(第二调节电源电压)向驱动电路30-2以及检测电路60-2输出。

[0168] 此外,缓冲电路24-2(第二缓冲电路)被供给电源电压VDD,接收来自驱动电路30-2的驱动信号DQ2(第二驱动信号),并将使驱动信号DQ2的振幅增加后的高振幅的驱动信号DQ2B(第二放大驱动信号)向振子10-2输出。

[0169] 振子10-3用的驱动电路30-3(第三驱动电路)接收来自振子10-3(第三物理量转换器)的反馈信号DI3(第三反馈信号),并对振子10-3进行驱动。检测电路60-3(第三检测电路)接收来自振子10-3的检测信号IQ31、IQ32,并检测所需信号。

[0170] 调节电路22-3(第三调节电路)进行使来自电源端子TVDD的电源电压VDD降压的电压调节,并将通过电压调节得到的调节电源电压VDDL3(第三调节电源电压)向驱动电路30-3以及检测电路60-3输出。

[0171] 此外,缓冲电路24-3(第三缓冲电路)被供给电源电压VDD,接收来自驱动电路30-3的驱动信号DQ3(第三驱动信号),并将使驱动信号DQ3的振幅增加后的高振幅的驱动信号DQ3B(第三放大驱动信号)向振子10-3输出。

[0172] 根据以上的图14的结构,进行使电源电压VDD在调节电路22-1、22-2、22-3中降压

的电压调节。然后,所得到的调节电源电压VDDL1、VDDL2、VDDL3分别作为工作电源电压而向驱动电路30-1以及检测电路60-1、驱动电路30-2以及检测电路60-2、驱动电路30-3以及检测电路60-3被供给。因此,能够将轴间干扰抑制在最小限度。能够通过调节电路22-1、22-2、22-3而将例如因第一轴用的驱动电路30-1、检测电路60-1工作而产生的电源电压变动向另外的第二轴用、第三轴用的驱动电路30-2、30-3、检测电路60-2、60-3传递的情况抑制在最小限度。因此,减少了多轴陀螺仪传感器的轴间干扰,从而实现了检测性能的提高。

[0173] 此外,图14中,对于缓冲电路24-1、24-2、24-3,通过由端子TVDD从外部输入的电源电压VDD而非调节电源电压来使之工作,从而生成高振幅的驱动信号DQ1B、DQ2B、DQ3B。因此,能够兼顾实现由高振幅的驱动所达成的起动时间的缩短和由轴间干扰的减少所达成的检测性能的提高。

[0174] 另外,在图14中,在由图5(A)所说明的第一模式中,检测装置将来自缓冲电路24-1的高振幅的驱动信号DQ1B向振子10-1输出。同样地,检测装置在第一模式中将来自缓冲电路24-2、24-3的高振幅的驱动信号DQ2B、DQ3B向振子10-2、10-3输出。

[0175] 另一方面,在图5(B)所说明的第二模式中,检测装置将来自驱动电路30-1的低振幅的驱动信号DQ1向振子10-1输出。同样地,检测装置在第二模式中将来自驱动电路30-2、30-3的低振幅的驱动信号DQ2、DQ3向振子10-2、10-3输出。

[0176] 例如,在振动的起动期间中,未进行所需信号的检测,因此前述的轴间干扰不会成为较大的问题。因此,在起动期间,将检测装置设定为第一模式,通过高振幅的驱动信号DQ1B~DQ3B来驱动振子10-1~10-3。另一方面,在振动的起动期间结束后,为了抑制轴间干扰等所导致的检测性能的降低,通过低振幅的驱动信号DQ1~DQ3来驱动振子10-1、10-2、10-3。如此一来,能够在多轴陀螺仪传感器等中兼顾实现振荡的起动时间的缩短与检测性能的提高。

[0177] 8、检测电路

[0178] 图15中图示了检测电路60的详细的结构例。图15为全差分开关式混频器方式的检测电路60的示例。

[0179] 如图15所示,全差分开关式混频器方式的检测电路60包括:第一、第二Q/V转换电路62、64,第一、第二增益调节放大器72、74,开关式混频器80,第一、第二滤波器92、94,A/D转换电路100,DSP部110(数字信号处理部)。

[0180] 向Q/V转换电路62、64(电荷/电压转换电路)输入来自振子10的差分的第一、第二检测信号IQ1、IQ2。然后,Q/V转换电路62、64将在振子10中产生的电荷(电流)转换为电压。

[0181] 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为所谓的可编程式增益放大器,按照由控制部140设定的增益对信号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。

[0182] 开关式混频器80为基于来自驱动电路30的同步信号SYC而进行差分的同步检波的混频器。具体而言,在开关式混频器80中,增益调节放大器72的输出信号QB1向第一输入节点NI1输入,增益调节放大器74的输出信号QB2向第二输入节点NI2输入。此外,利用来自驱动电路30的同步信号SYC进行差分的同步检波,并将差分的第一、第二输出信号QC1、QC2向第一、第二输出节点NQ1、NQ2输出。利用该开关式混频器80,前级的电路(Q/V转换电路、增益调节放大器)所产生的噪声(1/f噪声)等无用信号被频率转换至高频带域。另外,与科里奥

利力相应的信号亦即所需信号落入直流信号。

[0183] 向滤波器92输入来自开关式混频器80的第一输出节点NQ1的第一输出信号QC1。向滤波器94输入来自开关式混频器80的第二输出节点NQ2的第二输出信号QC2。这些滤波器92、94例如为具有去除(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,通过开关式混频器80而被频率转换至高频带域的 $1/f$ 噪声等无用信号被滤波器92、94去除。另外,滤波器92、94为不使用运算放大器,而由电阻元件或电容器等无源元件构成的无源滤波器。

[0184] 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,进行差分的A/D转换。具体而言,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),而进行输出信号QD1、QD2的取样并进行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不经由有源元件被输入至A/D转换电路100。作为A/D转换电路100,例如可以采用 $\Sigma-\Delta$ 型或逐次比较型等各种方式的A/D转换电路。当采用 $\Sigma-\Delta$ 型的情况下,例如可以使用具有用于减少 $1/f$ 噪声的CDS(Correlated double sampling,相关双取样电路)、斩波器的功能等,例如由2次的 $\Sigma-\Delta$ 调制器等构成的A/D转换电路。

[0185] DSP(Digital Signal Processing,数字信号处理)部110进行各种的数字信号处理。例如,DSP部110进行例如与所需信号的应用相应的频带限制的数字滤波器处理、去除由A/D转换电路100等产生的噪声的数字滤波器处理。另外,进行增益补正(灵敏度调节)、偏置补正等数字补正处理。

[0186] 在图15的检测电路60中,采用全差分开关式混频器方式。即,来自振子10的差分的检测信号IQ1、IQ2通过Q/V转换电路62、64、增益调节放大器72、74被进行信号放大、增益调节,并作为差分的信号QB1、QB2而被输入至开关式混频器80。然后,对于这些差分的信号QB1、QB2,通过开关式混频器80进行将无用信号频率转换至高频带域的同步检波处理。然后,通过滤波器92、94去除被频率转换至高频带域的无用信号,然后作为差分的信号QD1、QD2向A/D转换电路100被输入,并被进行差分的A/D转换。

[0187] 根据这样的全差分开关式混频器方式的检测电路60,在Q/V转换电路62、64或增益调节放大器72、74中产生的 $1/f$ 噪声等通过开关式混频器80中的频率转换与滤波器92、94的低通滤波器特性而被去除。此外,成为如下结构,即,在增益调节放大器72、74与AD转换电路100之间设置不产生增益但产生噪声较少的(不产生 $1/f$ 噪声的)开关式混频器80、由低噪声的无源元件构成的滤波器92、94。因此,在Q/V转换电路62、64或增益调节放大器72、74中产生的噪声被去除,并且开关式混频器80、滤波器92、94所产生的噪声也被抑制在最小限度,因此能够将低噪声的状态的信号QD1、QD2向A/D转换电路100输入,并进行A/D转换。并且,能够将信号QD1、QD2以差分信号的形式进行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。

[0188] 此外,本实施方式的检测电路60并不局限于图15所示的全差分开关式混频器方式。例如可以采用图16(A)所示的直接取样方式或图16(B)所示的模拟同步检波方式等各种方式的检测电路60。

[0189] 图16(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方面占优的结构。但是,由于在A/D转

换电路270的前级不存在抗混叠用的滤波器,因此存在无法避免由重叠噪声导致的性能恶化的问题。与此相对,在图15的全差分开关式混频器方式中,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,因此能够防止在直接取样方式中产生的由重叠噪声导致的性能恶化的问题,从而具有能够以小规模的电路结构实现低噪声的检测处理的优点。

[0190] 图16(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、差分放大电路366、高通滤波器367、AC放大器368、偏置调节电路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(开关电容滤波器)。另外,例如作为检测装置的外部的电路,设置有A/D转换电路390、DSP部392(数字滤波器)。

[0191] 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。但是,由于电路集成块数较多,电路趋于大规模化或消耗大量电流的模拟的电路集成块较多,因此存在消耗电力过大的问题。与此相对,图15的全差分开关式混频器方式与模拟同步检波方式相比具有电路集成块数少,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,在全差分开关式混频器方式中,来自振子10的差分的信号IQ1、IQ2以差分信号的状态被进行增益调节、同步检波处理、滤波器处理,然后向A/D转换电路100被输入,并被进行A/D转换。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,在噪声减少方面是较为有利的结构。

[0192] 此外,本实施方式的陀螺仪传感器510(传感器)例如可以安装于车、飞机、摩托车、自行车或者船舶等各种移动体中。移动体例如为具有发动机或电动机等的驱动机构、方向盘或转向舵等的转向机构、各种的电子设备,并在地上、空中或海上移动的设备或装置。

[0193] 图17示意性地图示了作为移动体的一个具体示例的汽车206。在汽车206中设置有具有振子10以及检测装置20的陀螺仪传感器510。陀螺仪传感器510能够检测车身207的姿态。陀螺仪传感器510的检测信号能够向车身姿态控制装置208供给。车身姿态控制装置208例如能够根据车身207的姿态而对悬架的软硬或各个车轮209的制动器进行控制。此外,这样的姿态控制还能够在双足步行机器人、飞机、直升机等各种移动体中被利用。在实现姿态控制时,可以组装陀螺仪传感器510。

[0194] 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,能够容易地理解可进行在实质上不脱离本发明的新颖事项以及效果的诸多改变。因此,这样的改变例全部都包含在本发明的范围内。例如,在说明书或者附图中,至少一次与更为广义或者同义的不同用语(传感器、物理量转换器、物理量等)一同被记载的用语(陀螺仪传感器、振子、角速度信息等)在说明书或者附图的任何位置均能够更换为该不同的用语。另外,检测装置、传感器、电子设备、移动体的结构、振子的构造等也不局限于本实施方式所说明的情况,可以施以各种的改变。

[0195] 符号说明

[0196] OPE、OPF、OPG、OPK、OPM 运算放大器,

[0197] CP3 比较器,CE、CG、CH、CK 电容器,

[0198] RE、RF1、RF2、RG、RH、RK、RM1、RM2 电阻元件,

[0199] SF1、SF2、SWM、SWM1、SWM2 开关元件,

[0200] TA1~TA9 晶体管,10 振子,20 检测装置,

- [0201] 22、22/1~22/3 调节电路,24、24/1~24/3 缓冲电路,
- [0202] 30、30/1~30/3 驱动电路,32放大电路(I/V转换电路),
- [0203] 34 高通滤波器,36 OTA电路,
- [0204] 37 V/I转换电路(电压/电流转换电路),38 差分部,
- [0205] 39 I/V转换电路(第二电流/电压转换电路),
- [0206] 40 增益控制电路,42 全波整流器,44 积分器,
- [0207] 50 驱动信号输出电路,52 同步信号输出电路,
- [0208] 60、60/1~60/3 检测电路,61 放大电路,
- [0209] 62、64 Q/V转换电路,72、74 增益调节放大器,
- [0210] 80 开关式混频器,81 同步检波电路,92、94 滤波器,
- [0211] 100 A/D转换电路,110 DSP部,140 控制部,
- [0212] 206 移动体(汽车),207 车身,208 车身姿态控制装置,
- [0213] 209 车轮,260 离散型Q/V转换电路,270 A/D转换电路,
- [0214] 280 DSP部,362、364 Q/V转换电路,366 差分放大电路,
- [0215] 367 高通滤波器,368 AC放大器,370 偏置调节电路,
- [0216] 380 同步检波电路,382 低通滤波器,384 增益调节放大器,
- [0217] 386 DC放大器,388 SCF,390 A/D转换电路,392 DSP部,
- [0218] 500 电子设备,510 陀螺仪传感器,520 处理部,530 存储器,
- [0219] 540 操作部,550 显示部。

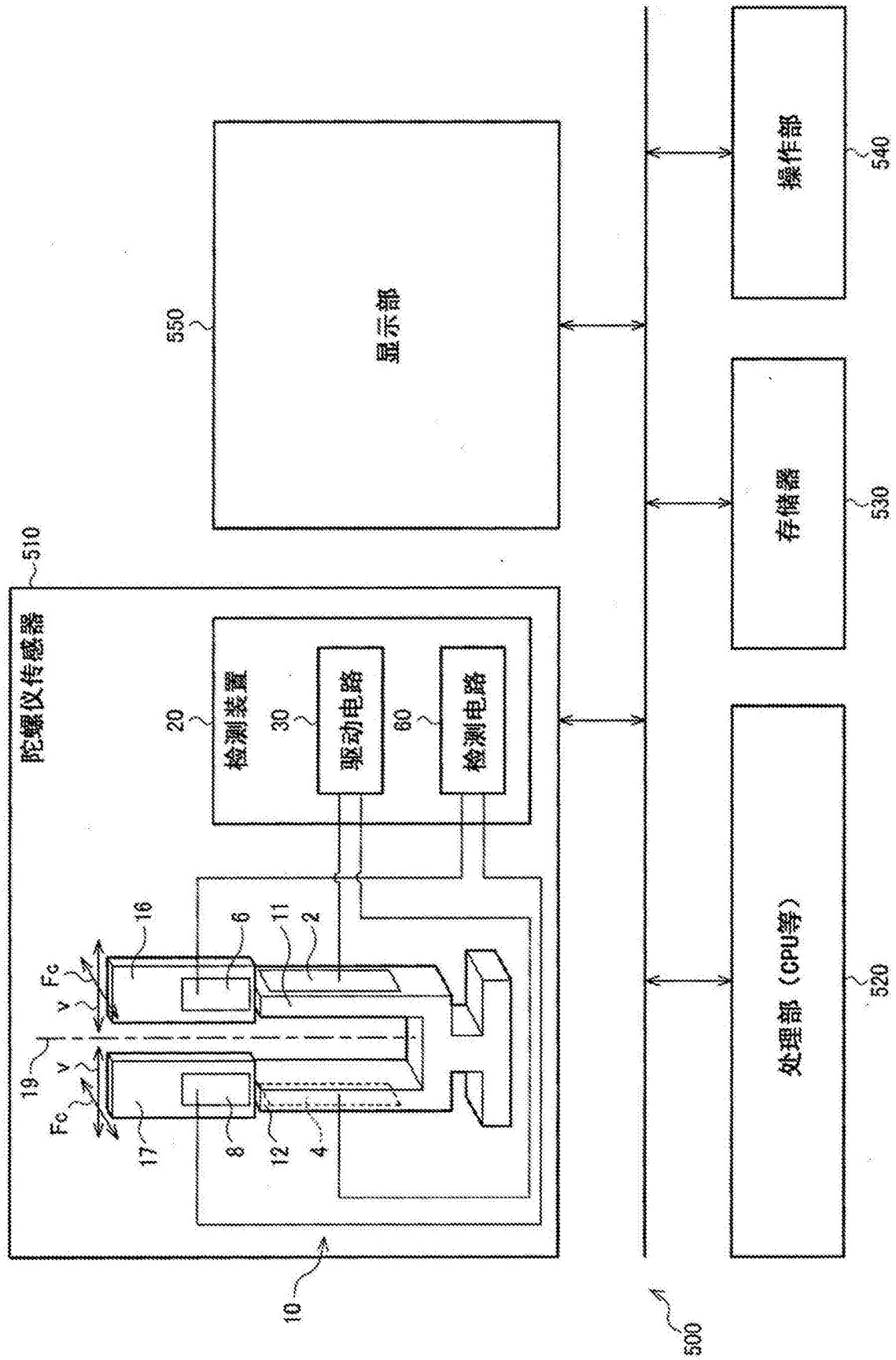


图1

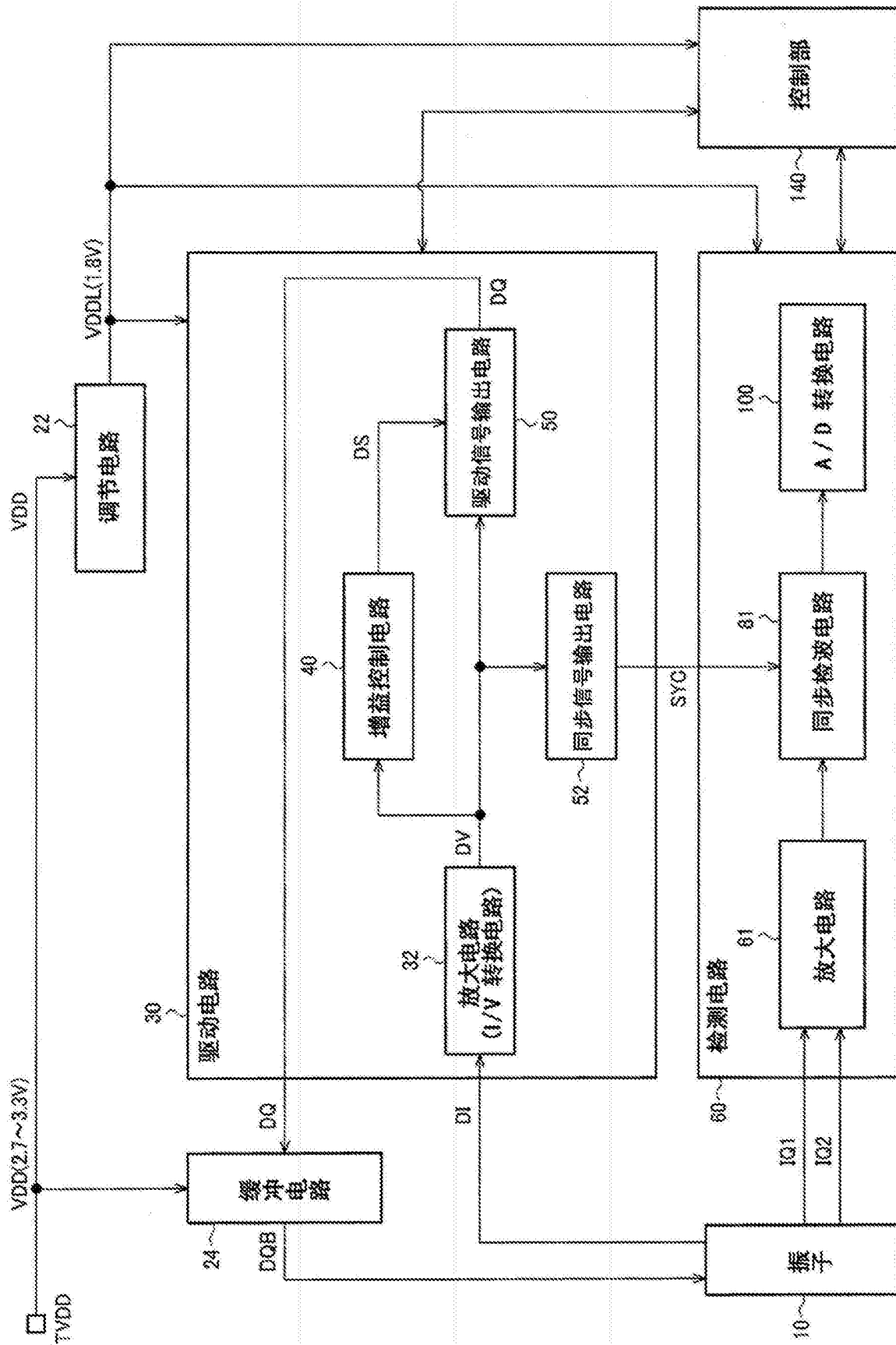


图2

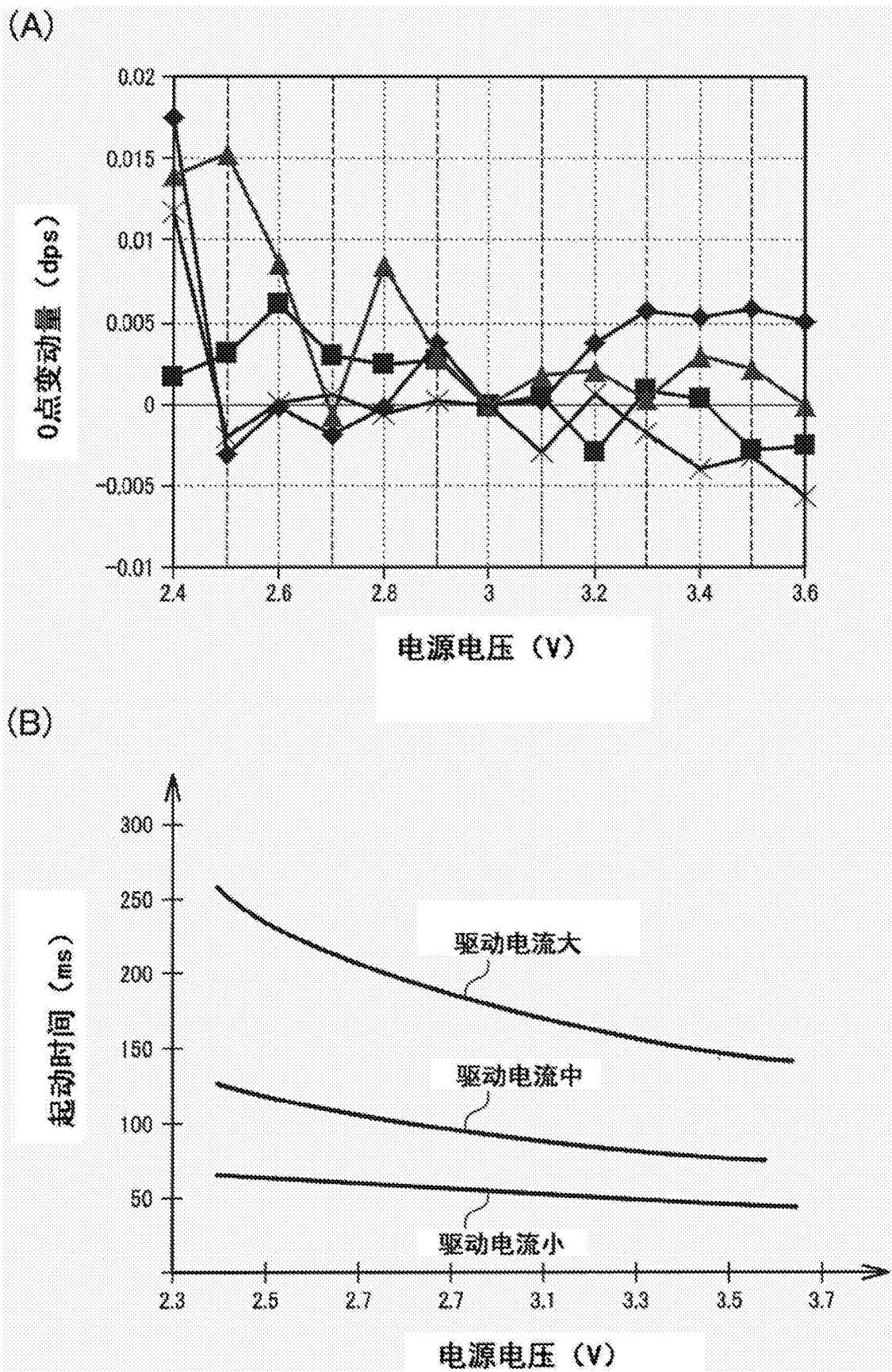


图3

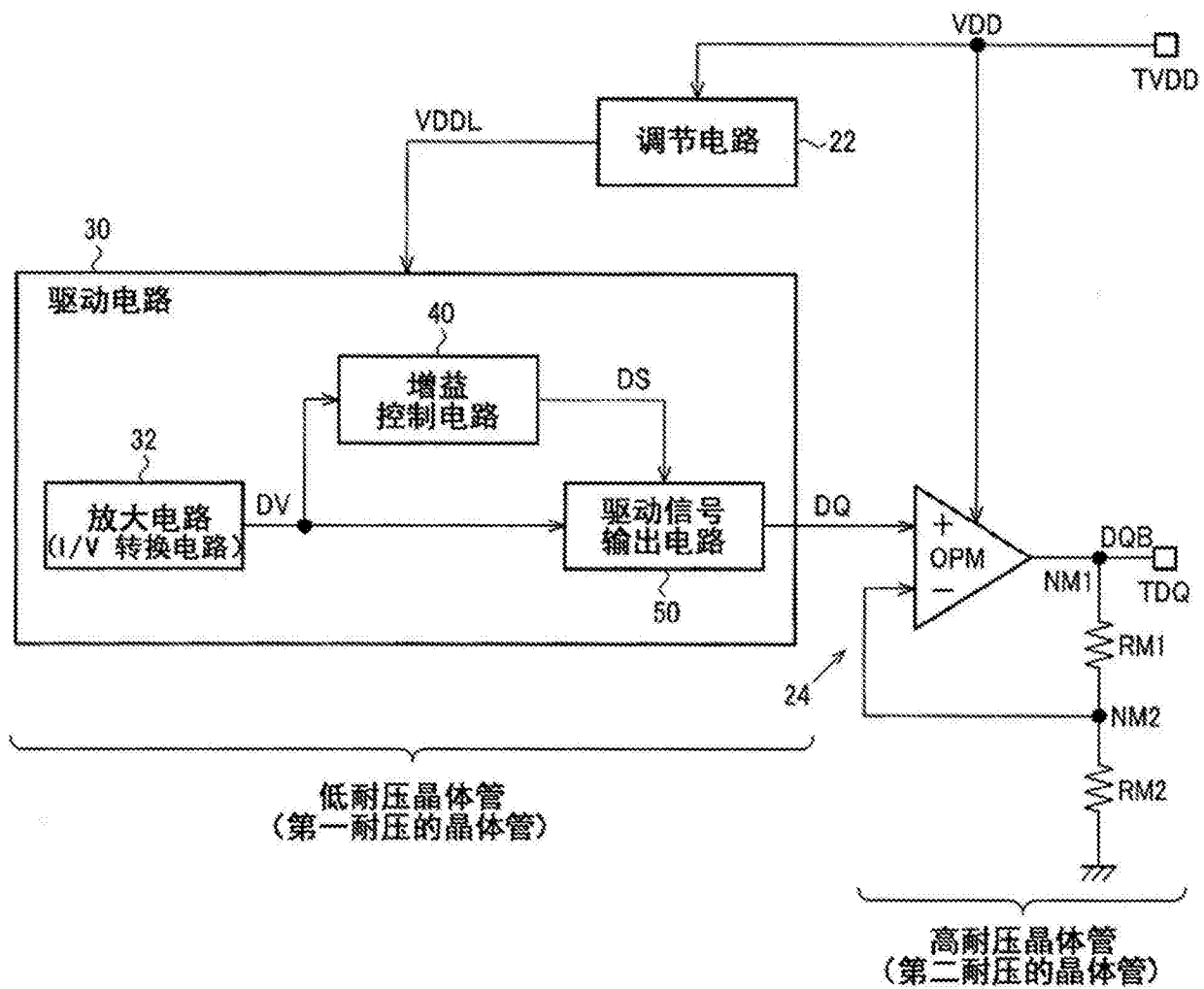


图4

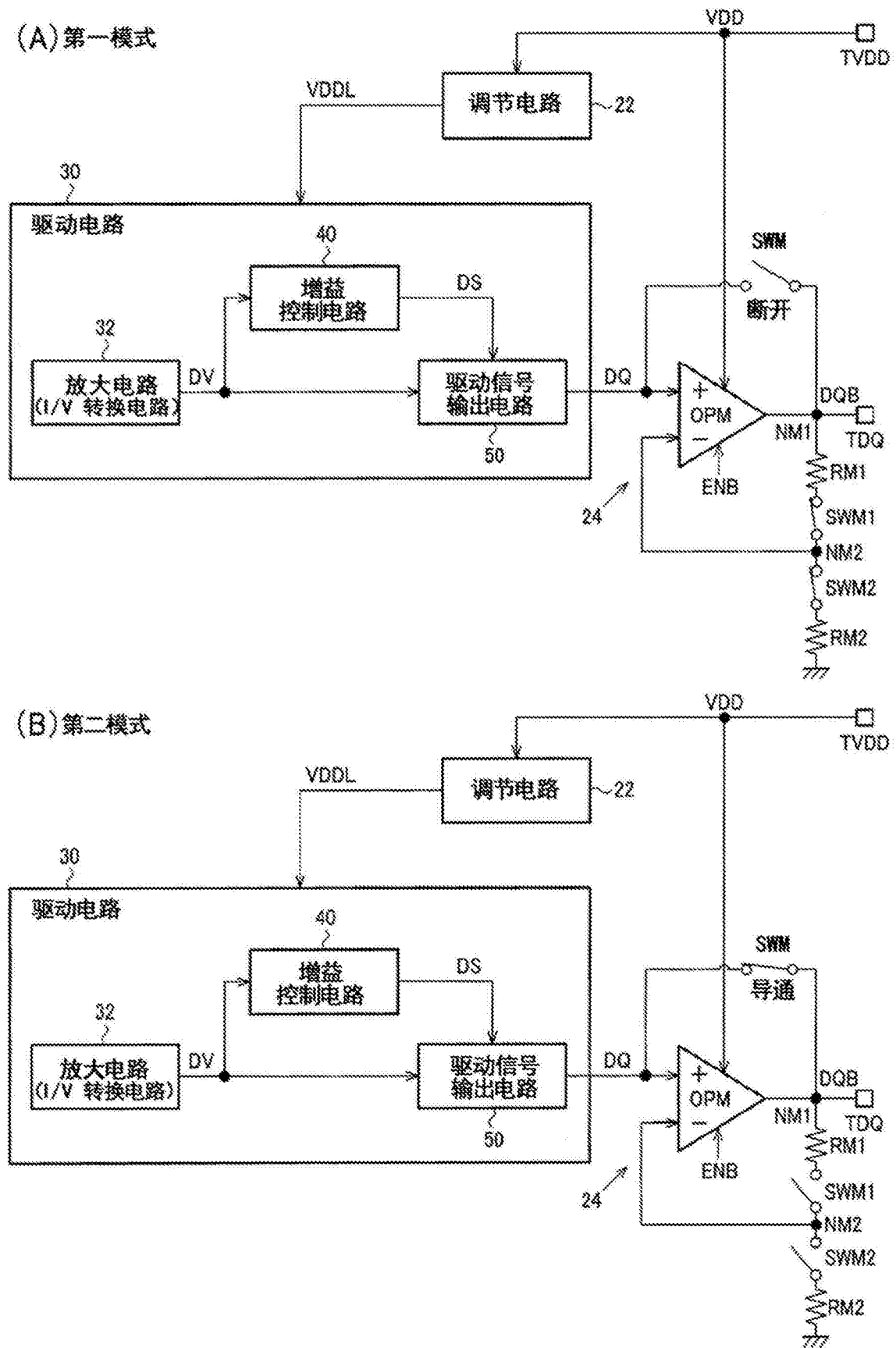


图5

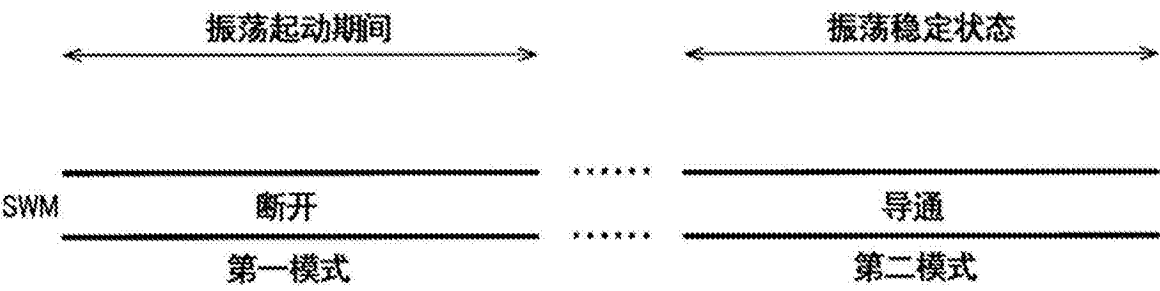
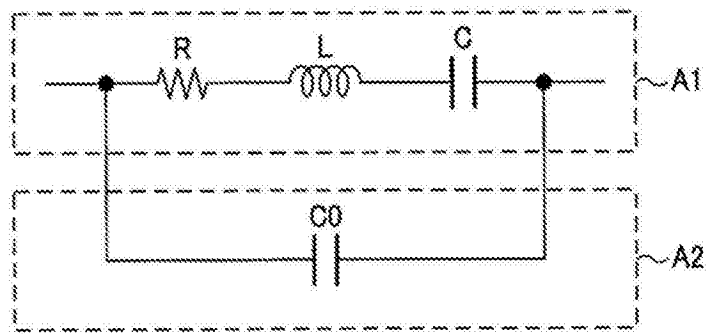
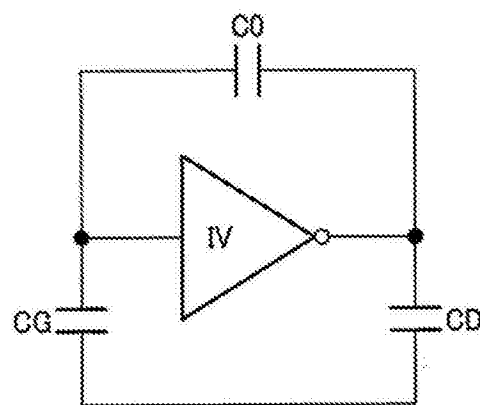


图6

(A)



(B)



(C)

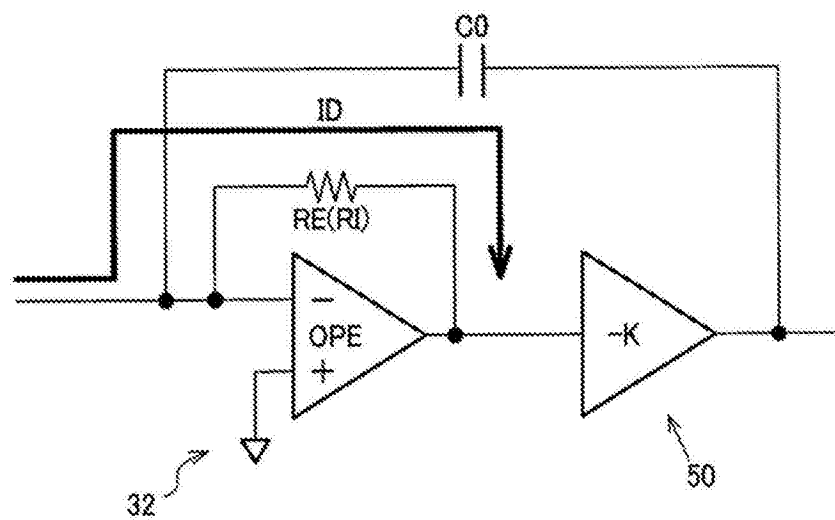
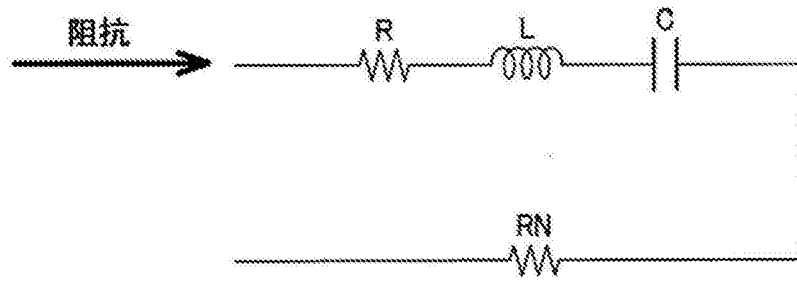


图8

(A)



$$\text{阻抗最小点(共振点)} = \sqrt{\frac{L^2 \times (R+R_N)^2 - 4 \times L \times C - C \times (R+R_N)}{2 \times L \times C}}$$

(B)

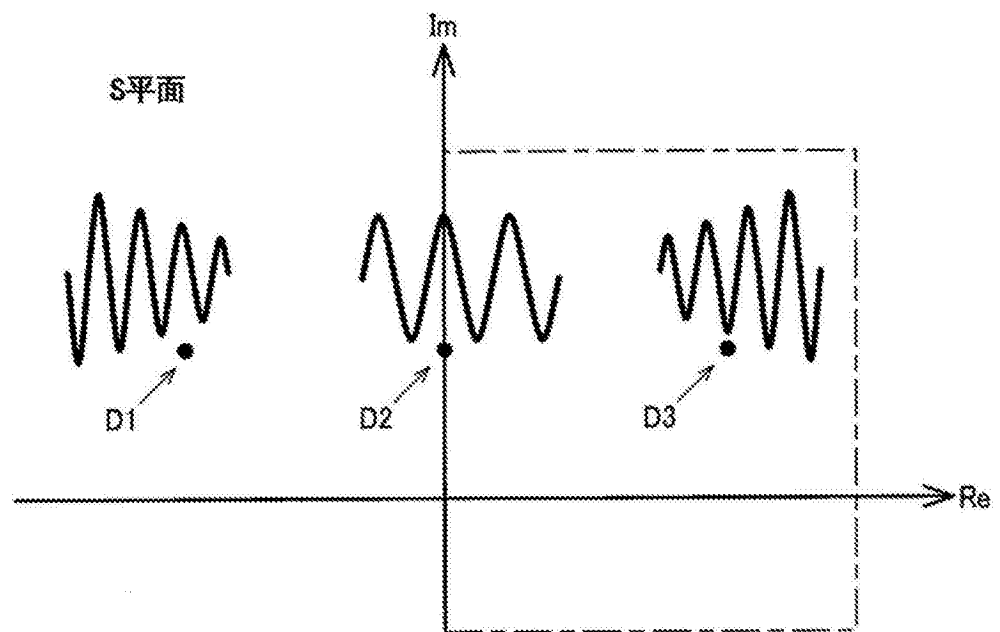


图9

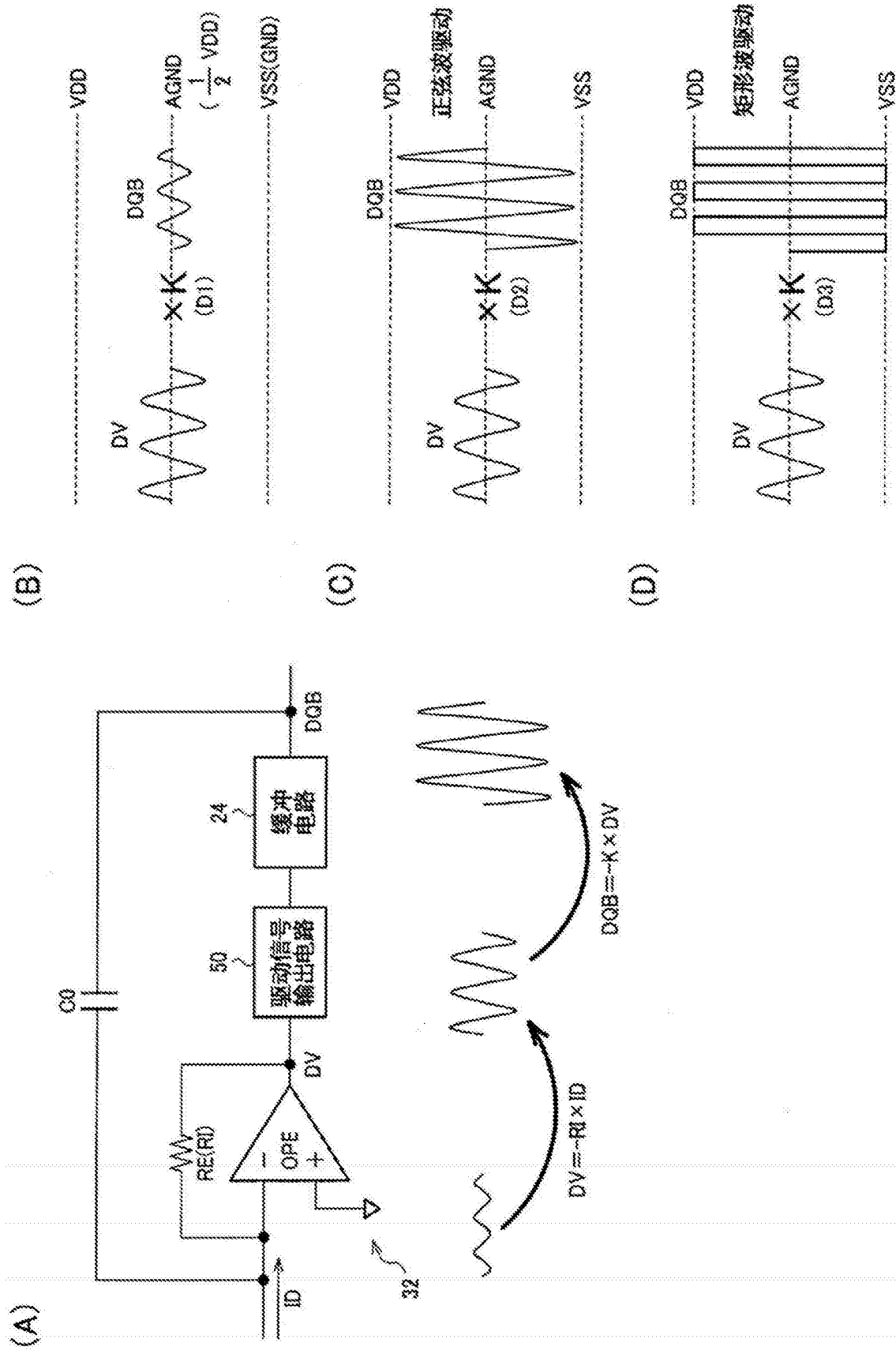


图10

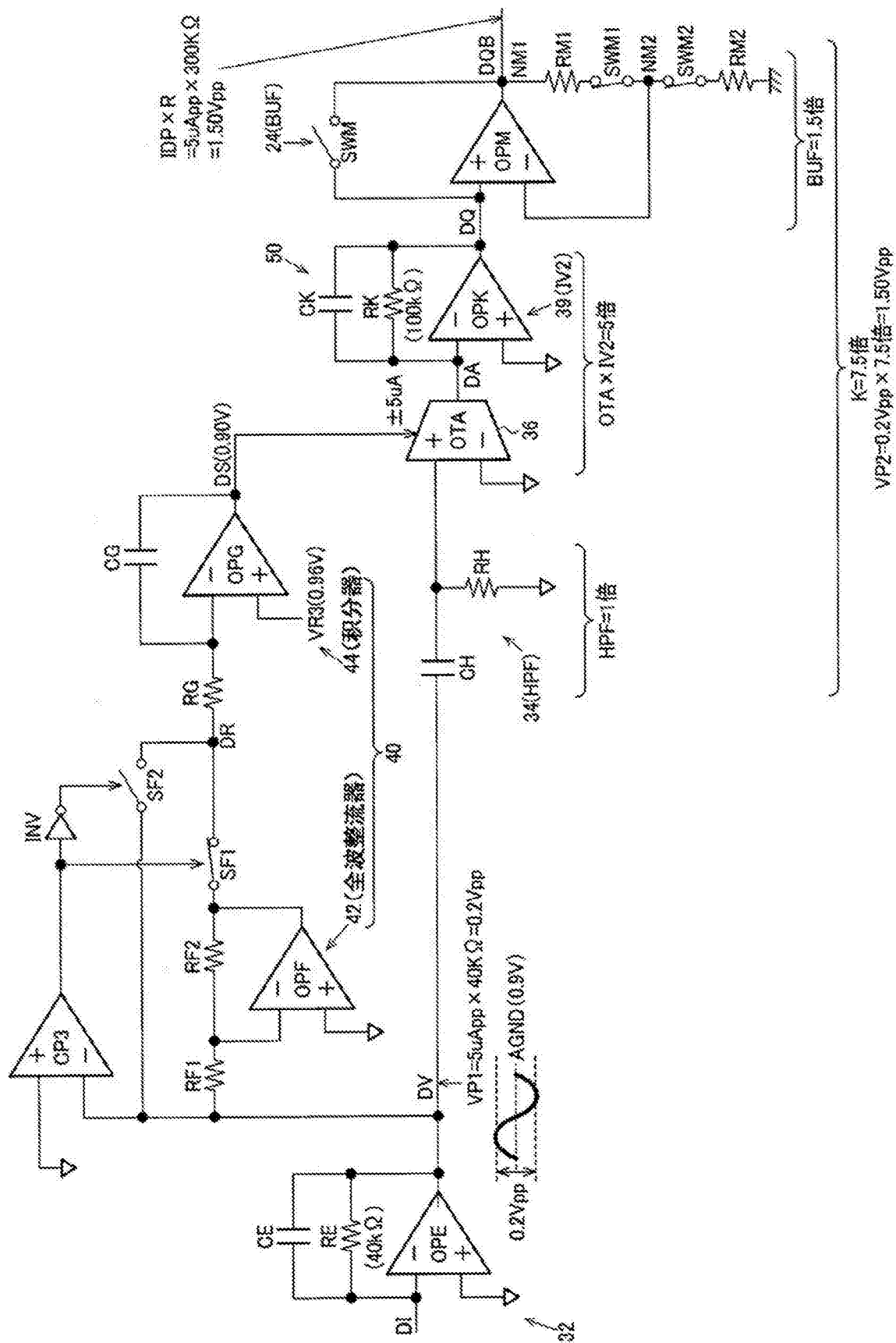


图 11

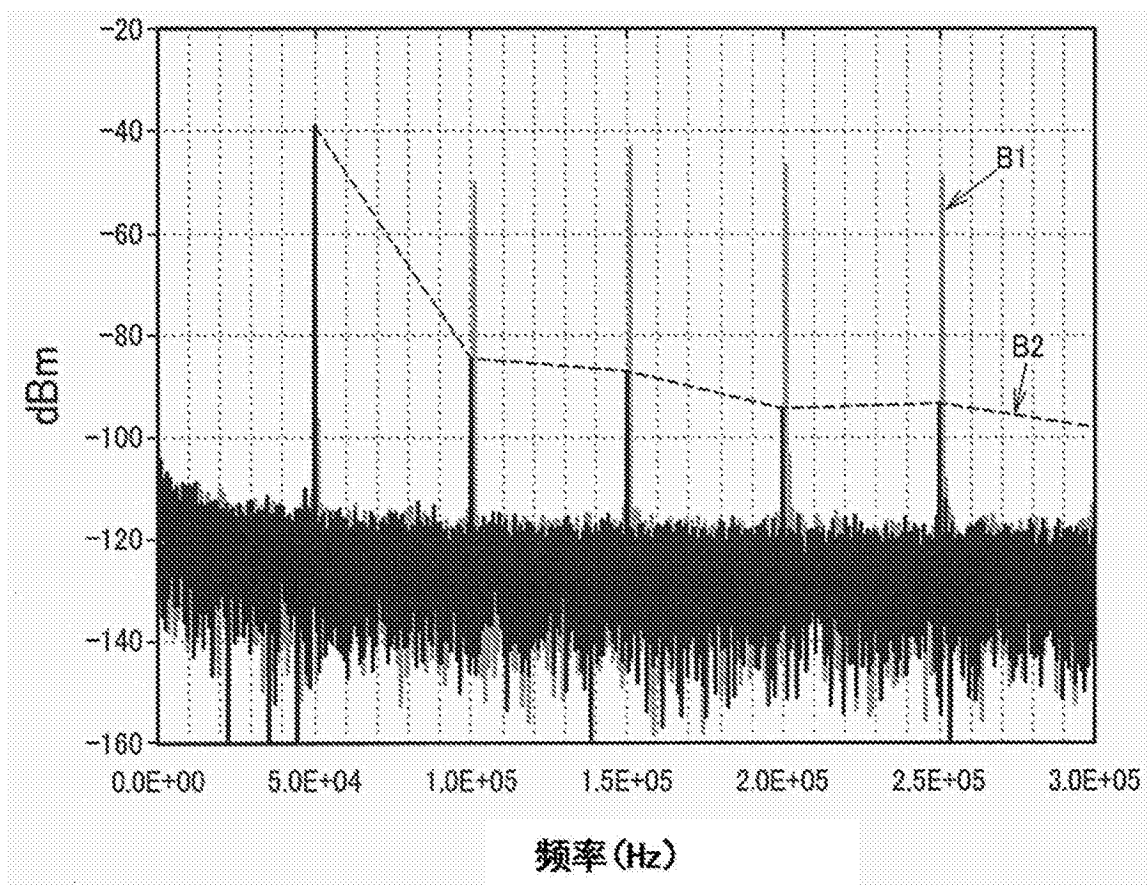


图12

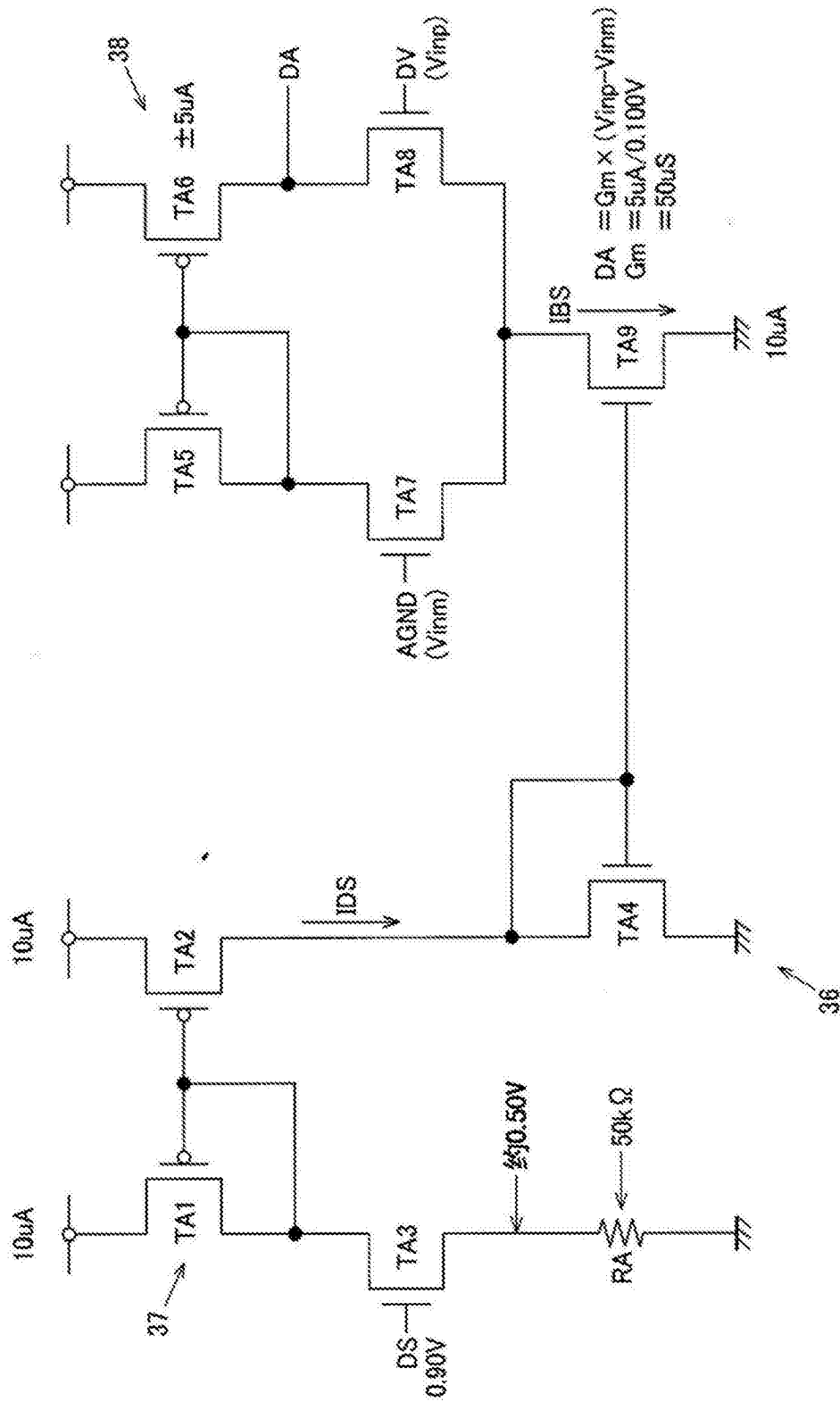


图13

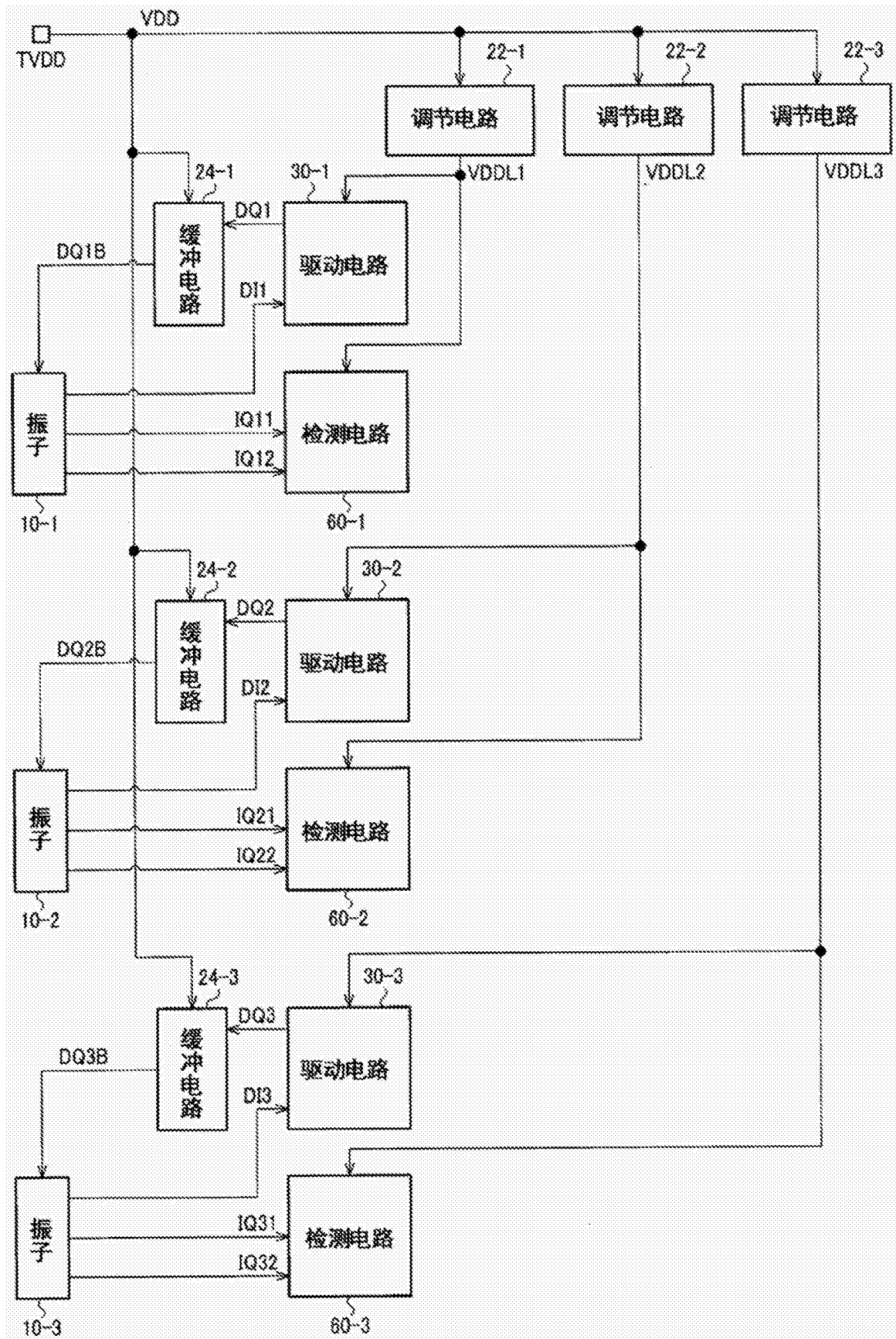


图14

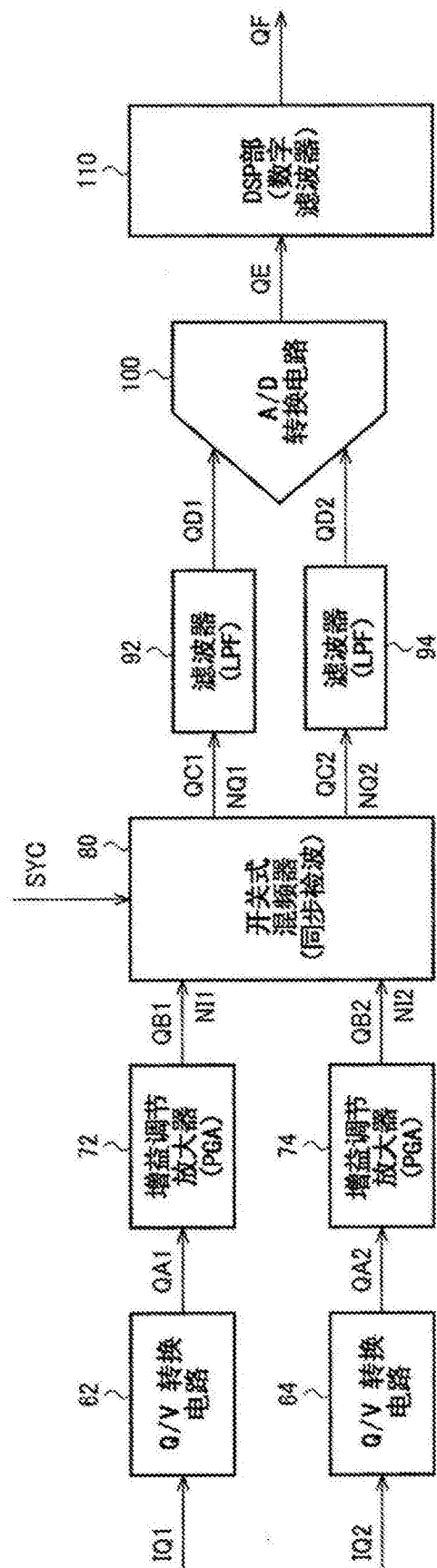


图15

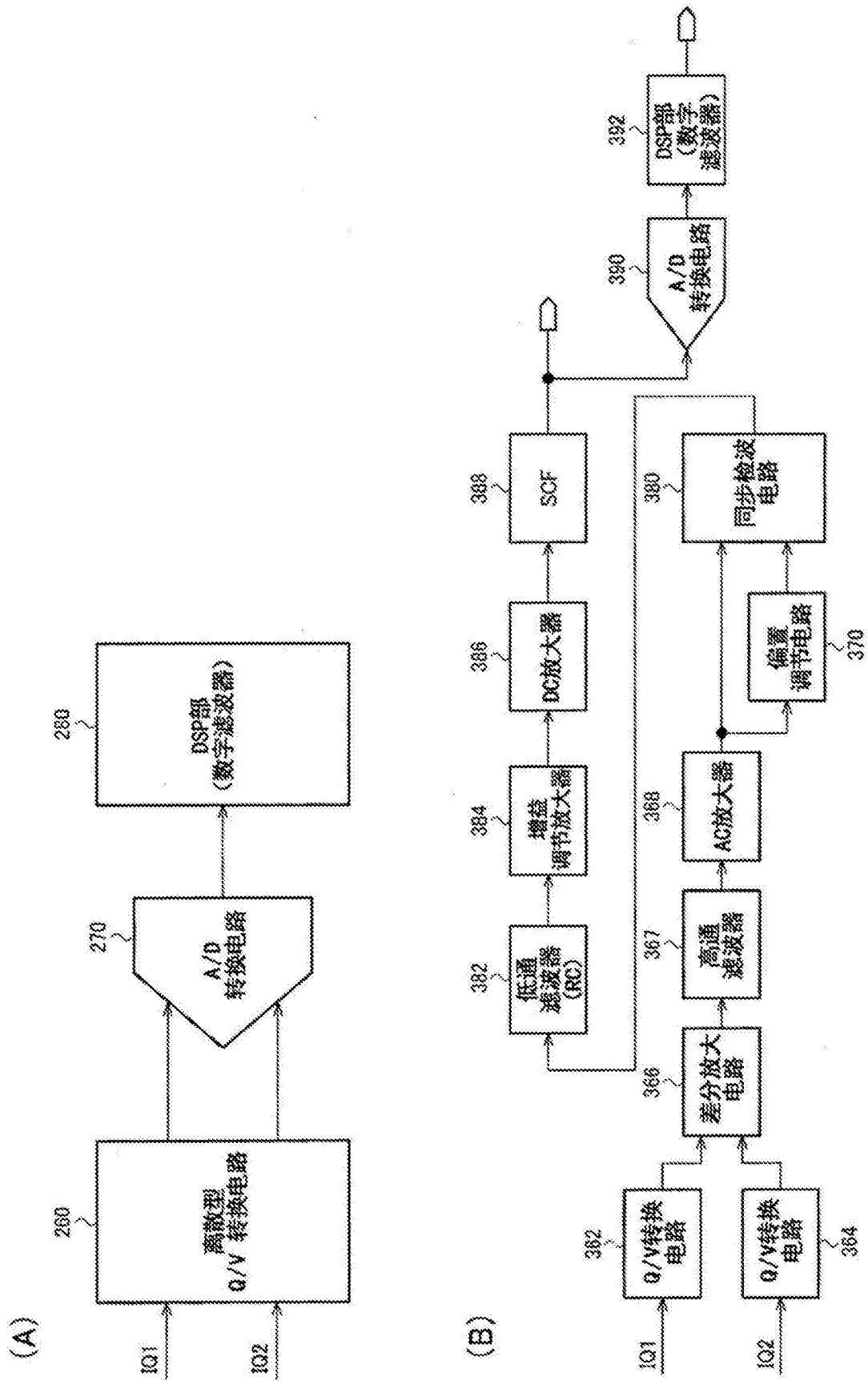


图16

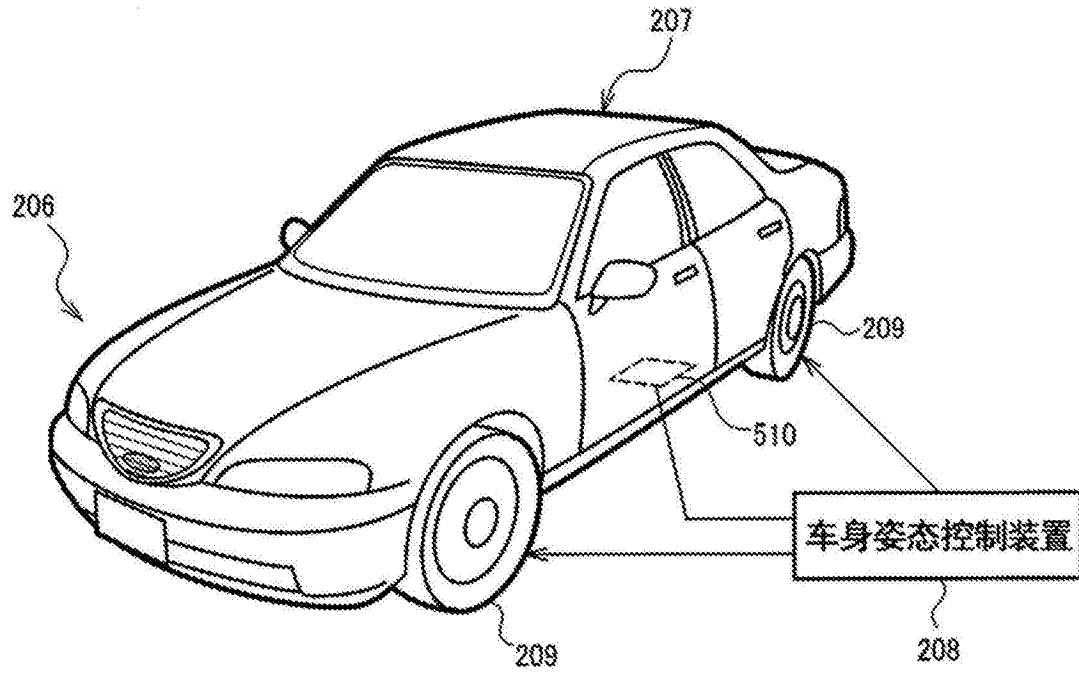


图17