



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104634336 B

(45)授权公告日 2018.07.20

(21)申请号 201410638604.9

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2014.11.06

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 104634336 A

审查员 陈丹华

(43)申请公布日 2015.05.20

(30)优先权数据

2013-231342 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 金井正博

(74)专利代理机构 北京金信知识产权代理有限公司 11225

代理人 黄威 苏萌萌

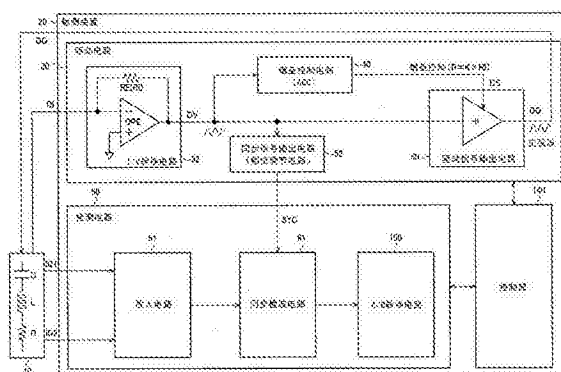
权利要求书2页 说明书15页 附图15页

(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等,其能够通过设定成与振子的等效串联电阻相对应的负性电阻来进行正弦波驱动。检测装置包括对振子(10)进行驱动的驱动电路(30)和对所需信号进行检测的检测电路(60)。驱动电路(30)具有:电流/电压转换电路(32),其接收反馈信号(DI)并实施电流/电压转换;驱动信号输出电路(50),其对电流/电压转换后的输入电压信号(DV)进行放大并输出正弦波的驱动信号(DQ);增益控制电路(40),其对驱动信号输出电路(50)中的驱动信号(DQ)的放大的增益进行控制。在将电流/电压转换用的电阻设为 R_I 、将驱动信号输出电路(50)中的驱动信号(DQ)的放大的增益设为 K 、将振子(10)的基本波模式中的等效串联电阻设为 R 的情况下,增益控制电路以成为 $40K \times R_I = R$ 的方式而实施增益控制。



1. 一种检测装置,其特征在于,包括:

驱动电路,其接收来自振子的反馈信号,并对所述振子进行驱动;

检测电路,其接收来自所述振子的检测信号,并检测出所需信号,

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,并实施电流/电压转换;

驱动信号输出电路,其对通过所述电流/电压转换电路而获得的电流/电压转换后的输入电压信号进行放大,并输出正弦波的驱动信号;

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

在将所述电流/电压转换电路的电流/电压转换用的电阻设为 R_I 、将所述驱动信号输出电路中的所述驱动信号的放大的增益设为 K 、将所述振子的基本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成为 $K \times R_I = R$ 的方式而实施增益控制。

2. 如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,

所述驱动信号输出电路具有:

跨导运算放大器电路,其通过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;

第2电流/电压转换电路,其实施来自所述跨导运算放大器电路的所述电流信号的电流/电压转换,并输出所述驱动信号。

3. 如权利要求2所述的检测装置,其特征在于,

所述跨导运算放大器电路具有:

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;

差动部,其使通过所述控制电流而设定的偏压电流流过偏压电流源,并使第1差动输入端子中被输入模拟基准电压,使第2差动输入端子中被输入所述输入电压信号,且向所述第2电流/电压转换电路输出所述电流信号。

4. 如权利要求2所述的检测装置,其特征在于,

所述增益控制电路具有:

全波整流器,其实施所述电流/电压转换电路的电流/电压转换后的信号的全波整流;

积分器,其实施通过所述全波整流器而获得的全波整流后的信号的积分处理,

所述电压/电流转换电路将来自所述积分器的所述控制电压转换为所述控制电流。

5. 如权利要求1至4中任一项所述的检测装置,其特征在于,

在将所述驱动信号输出电路的所述输入电压信号的峰间电压设为 V_{P1} 、将所述驱动信号的峰间电压设为 V_{P2} 、将通过所述增益控制电路的自动增益控制回路而设定的所述振子的驱动电流的峰间电流设为 I_{DP} 、将高电位侧电源电压与低电位侧电源电压的电压差设为 V_{DS} 的情况下, $V_{DS} > V_{P2} = K \times V_{P1} = I_{DP} \times R$ 。

6. 如权利要求1至4中任一项所述的检测装置,其特征在于,

所述驱动信号输出电路具有矩形波信号输出电路,所述矩形波信号输出电路接收所述输入电压信号,并输出矩形波信号,

所述驱动信号输出电路在所述振子的起振期间内将来自所述矩形波信号输出电路的所述矩形波信号作为所述驱动信号而向所述振子输出,

在所述起振期间结束后,输出正弦波的所述驱动信号。

7.一种传感器,其特征在于,包括:

权利要求1至6中任一项所述的检测装置;

所述振子。

8.一种电子设备,其特征在于,

包括权利要求1至6中任一项所述的检测装置。

9.一种移动体,其特征在于,

包括权利要求1至6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发生变化的物理量进行检测的陀螺传感器。这样的陀螺传感器对角速度等的物理量进行检测,并被使用于所谓的手抖补偿、姿态控制、GPS自动巡航等中。

[0003] 作为这样的陀螺传感器之一,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,对与因旋转而产生的科里奥利力对应的物理量进行检测。作为这样的振动陀螺传感器的检测装置,例如已知有在专利文献1、2和非专利文献1中所公开的现有技术。

[0004] 在专利文献1的现有技术中,通过利用AGC(Automatic Gain control:自动增益控制)电路而使振幅受到控制的矩形波的驱动信号,来对振子进行驱动。然而,由于在矩形波的驱动信号中含有较多的谐波成分,因此因该谐波成分而会使检测装置的检测性能降低。

[0005] 另一方面,在非专利文献1的现有技术中,AGC电路的输出信号被输入至带通滤波器,并将带通滤波器处理后的信号作为驱动信号而向振子输出。由于通过实施这样的带通滤波器处理,从而能够去除驱动频率成分以外的谐波成分,因此能够某种程度地抑制主要由谐波成分而引起的检测装置的检测性能的降低。然而,为了通过带通滤波器处理而得到变形较少的正弦波的驱动信号,从而需要窄带域的带通滤波器,其设计并不容易,难以充分地减少驱动信号的谐波成分。

[0006] 另外,在专利文献2的现有技术中,在振子的第1侧面形成两个压电元件,并向与第1侧面对置的第2侧面输入振荡电路的输出信号。而且,通过将这两个压电元件的输出信号在加法电路中相加,并将加法输出信号向振荡电路输入,从而得到正弦波的驱动信号。然而,在该现有技术中,为了得到正弦波的驱动信号而需要特殊的结构的振子。另外,在专利文献1、2和非专利文献1中,均未公开关于考虑到了振子的等效串联电阻与负性电阻的关系的正弦波的驱动信号的设计思想。

[0007] 专利文献1:日本特许4930253号

[0008] 专利文献2:日本特开2006-29901号公报

[0009] 非专利文献1:Panasonic Technical Journal Vol.58No.1Apr.2012,“民生用3轴角速度(动作)传感器的研发”,佐佐木、藤井、吉内、森仲、中村、山崎

发明内容

[0010] 根据本发明的几个方式,能够提供一种通过设定成与振子的等效串联电阻相对应的负性电阻来进行正弦波驱动的检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。

[0011] 本发明是为了解决上述的课题中的至少一部分而完成的,其能够以以下的形态或者方式来实现。

[0012] 本发明的一种方式涉及一种如下的检测装置,即,包括:驱动电路,其接收来自振子的反馈信号,并对所述振子进行驱动;检测电路,其接收来自所述振子的检测信号,并检测出所需信号,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,并实施电流/电压转换;驱动信号输出电路,其对通过所述电流/电压转换电路而获得的电流/电压转换后的输入电压信号进行放大,并输出正弦波的驱动信号;增益控制电路,其对所述驱动信号输出电路中的所述驱动信号的放大的增益进行控制,在将所述电流/电压转换电路的电流/电压转换用的电阻设为 R_I 、将所述驱动信号输出电路中的所述驱动信号的放大的增益设为 K 、将所述振子的基本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成为 $K \times R_I = R$ 的方式而实施增益控制。

[0013] 根据本发明的一种方式,来自振子的反馈信号通过电流/电压转换电路的电流/电压转换用的电阻而被进行电流/电压转换。然后以增益控制电路的增益控制为基础,驱动信号输出电路对电流/电压转换后的输入电压信号进行放大,从而向振子输出驱动信号。在这种情况下,在本发明的一个方式中,由于以成为 $K \times R_I = R$ 的方式而实施增益控制,因此能够将驱动电路侧的负性电阻设定为与振子的等效串联电阻相对应的电阻。由此,能够实施利用正弦波的驱动信号而进行的振子的驱动,从而实现检测装置的检测性能的提高等。

[0014] 另外,在本发明的一个方式中,也可以采用如下的方式,即,所述驱动信号输出电路具有:OTA(Operational Transconductance Amplifier:跨导运算放大器)电路,其通过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;第2电流/电压转换电路,其实施来自所述OTA电路的所述电流信号的电流/电压转换,并输出所述驱动信号。

[0015] 通过这种方式,利用通过控制电压而被设定的跨导,而将输入电压信号转换为电流信号,并能够将对该电流信号进行了电流/电压转换的信号作为驱动信号而向振子输出。

[0016] 另外,在本发明的一个方式中,也可以采用如下的方式,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;差动部,其使通过所述控制电流而被设定的偏压电流流过偏压电流源,并使第1差动输入端子中被输入模拟基准电压,使第2差动输入端子中被输入所述输入电压信号,并向所述第2电流/电压转换电路输出所述电流信号。

[0017] 通过这种方式,将控制电压转换为控制电流,并能够使与该控制电流相对应的偏压电流流过差动部的偏压电流源。由此,通过利用控制电压而设定的跨导,从而能够将输入电压信号转换为电流信号。

[0018] 另外在本发明的一个方式中,也可以采用如下的方式,即,所述增益控制电路具有:全波整流器,其实施所述电流/电压转换电路的电流/电压转换后的信号的全波整流;积分器,其实施由所述全波整流器而进行的全波整流后的信号的积分处理,所述电压/电流转换电路将来自所述积分器的所述控制电压转换为所述控制电流。

[0019] 通过这种方式,通过实施电流/电压转换后的信号的全波整流,并实施全波整流后的信号的积分处理,从而生成控制电压,并利用该控制电压而对OTA电路的跨导进行设定,能够将输入电压信号转换为电流信号。

[0020] 另外在本发明的一个方式中,也可以采用如下的方式,即,在将所述驱动信号输出电路的所述输入电压信号的峰间电压设为 V_{P1} 、将所述驱动信号的峰间电压设为 V_{P2} 、将通

过所述增益控制电路的AGC (Automatic Gain control:自动增益控制) 回路而被设定的所述振子的驱动电流的峰间电流设为IDP、将高电位侧电源电压与低电位侧电源电压的电压差设为VDS的情况下,成为 $VDS > VP2 = K \times VP1 = IDP \times R$ 。

[0021] 这样,通过使 $VDS > VP2 = K \times VP1 = IDP \times R$ 的关系成立,从而将驱动电路侧的负性电阻设定为与振子的等效串联电阻相对应的电阻,进而能够进行利用正弦波的驱动信号而实施的振子的驱动。

[0022] 另外在本发明的一个方式中,也可以采用如下的方式,即,所述驱动信号输出电路具有矩形波信号输出电路,所述矩形波信号输出电路接收所述输入电压信号,并输出矩形波信号,所述驱动信号输出电路在所述振子的起振期间内将来自所述矩形波信号输出电路的所述矩形波信号作为所述驱动信号而向所述振子输出,并在所述起振期间结束后,输出正弦波的所述驱动信号。

[0023] 通过这种方式,在起振期间内,能够将来自矩形波信号输出电路的矩形波信号作为驱动信号而向振子输出,因此能够缩短起振期间。并且在起振期间的结束后能够通过正弦波的驱动信号来驱动振子,因此实现了检测性能的提高等。

[0024] 另外,本发明的其他方式涉及一种传感器,其包括上述任一项所述的检测装置、所述振子。

[0025] 另外,本发明的其他方式涉及一种电子设备,其包括上述任一项所述的检测装置。

[0026] 另外,本发明的其他方式涉及一种移动体,其包括上述任一项所述的检测装置。

附图说明

[0027] 图1为本实施方式的电子设备、陀螺传感器的结构例。

[0028] 图2为本实施方式的检测装置的结构例。

[0029] 图3(A)~图3(C)为关于振子的驱动电路的负性电阻的说明图。

[0030] 图4(A)、图4(B)为以通过正弦波驱动而使振子进行振荡的方法的说明图。

[0031] 图5(A)~图5(D)也为通过正弦波驱动而使振子进行振荡的方法的说明图。

[0032] 图6为实现本实施方式的方法的驱动电路的详细的结构例。

[0033] 图7为比较例的驱动电路的结构例。

[0034] 图8为关于由正弦波驱动而实现的谐波成分的减少的说明图。

[0035] 图9为OTA电路的详细的结构例。

[0036] 图10为驱动电路的第1改变例。

[0037] 图11为驱动电路的第2改变例。

[0038] 图12为关于矩形波驱动与正弦波驱动的切换方法的说明图。

[0039] 图13为检测电路的结构例。

[0040] 图14(A)、图14(B)为检测电路的其他结构例。

[0041] 图15为概要性地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

[0042] 以下,对本发明的优选的实施方式进行详细说明。另外,以下所说明的本实施方式并不对权利要求书所记载的本发明的内容进行不适当的限定,在本实施方式中所说明的全

部结构未必都是作为本发明的解决手段所必需的。例如,在以下,虽然以振子为压电型的振子(振动陀螺仪)、传感器为陀螺传感器的情况为例而进行说明,但本发明并不限于此。例如本发明还可以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、角速度信息以外的物理量进行检测的传感器等之中。

[0043] 1. 电子设备、陀螺传感器

[0044] 在图1中示出了包含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)、包含陀螺传感器510的电子设备500的结构例。此外,电子设备500、陀螺传感器510并不限于图1的结构,还能够进行省略其结构要素的一部分或者追加其他结构要素等的各种各样的改变而实施。并且,作为本实施方式的电子设备500,可以假设数码照相机、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的各种的设备。

[0045] 电子设备500包括陀螺传感器510和处理部520。并且能够包括存储器530、操作部540、显示部550。处理部520(CPU、MPU等)实施陀螺传感器510等的控制、电子设备500的整体控制。另外,处理部520基于由陀螺传感器510检测出的角速度信息(广义而言为物理量)而进行处理。例如基于角速度信息而进行用于手抖补偿、姿态控制、GPS自动巡航等的处理。存储器530(ROM、RAM等)对控制程序、各种数据进行存储,或者作为工作区域、数据储存区域而发挥功能。操作部540为用于供用户操作电子设备500的部件,显示部550将各种各样的信息向用户显示。

[0046] 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:驱动用振子11、12,它们为由水晶等的压电材料的薄板形成的音叉型的压电振子;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。

[0047] 检测装置20中所包含的驱动电路30输出驱动信号(驱动电压)从而对振子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),并根据检测信号而对与被施加于振子10上的物理量相对应的所需信号(科里奥利力信号)进行检测(提取)。

[0048] 具体而言,来自驱动电路30的交流的驱动信号(驱动电压)被施加于驱动用振子11的驱动端子2上。通过这种方式,由于逆电压效应而使驱动用振子11开始振动,且由于音叉振动而使驱动用振子12也开始振动。此时,由于驱动用振子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。

[0049] 当驱动用振子11、12进行振动时,检测用振子16、17在图1所示的方向上以振动速度 v 进行振动。于是,由于检测用振子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 。例如在将以检测轴19为中心而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,科里奥利力被表示为 $F_c = 2m \cdot v \cdot \omega$ 。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 。然

后通过使用所求出的角速度 ω ，从而处理部520能够进行用于手抖补偿、姿态控制或者GPS自动巡航等的各种的处理。

[0050] 此外，虽然在图1中，图示了振子10为音叉型的情况的例子，但本实施方式的振子10并不限定于这样的构造。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。

[0051] 2. 检测装置

[0052] 图2中表示本实施方式的检测装置20的结构例。检测装置20包括：驱动电路30，其接收来自振子10（物理量转换器）的反馈信号DI并对振子10进行驱动；检测电路60，其接收来自振子10的检测信号IQ1、IQ2并对所需信号进行检测。

[0053] 驱动电路30包括：放大电路32，其输入来自振子10的反馈信号DI；增益控制电路40，其实施自动增益控制；驱动信号输出电路50，其向振子10输出驱动信号DQ。而且，还包括向检测电路60输出同步信号SYC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，能够进行省略这些结构要素的一部分或追加其他结构要素等的各种各样的改变而实施。

[0054] I/V转换电路32（电流/电压转换电路）接收来自振子10的反馈信号DI，并进行I/V转换（电流/电压转换）。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I/V转换电路32（放大电路）能够通过电容器、电阻元件、运算放大器等来实现。

[0055] 驱动信号输出电路50（增益放大器）基于由I/V转换电路32进行的I/V转换后（放大后）的信号DV而输出驱动信号DQ。例如驱动信号输出电路50对I/V转换后的信号DV进行放大，并输出正弦波的驱动信号DQ。此外，也可以在I/V转换电路32与驱动信号输出电路50之间设置其他电路要素，I/V转换后（放大后）的信号DV也可以是该电路要素的输出信号。

[0056] 增益控制电路40对驱动信号输出电路50（增益放大器）中的驱动信号DQ的放大的增益进行控制。例如向驱动信号输出电路50输出控制电压DS，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对信号DV进行监视，并对振荡回路的增益进行控制。例如在驱动电路30中，为了恒定地保持陀螺传感器的灵敏度，从而需要恒定地保持供给至振子10（驱动用振子）的驱动电压的振幅。因此，在驱动振动类的振荡回路内设置用于对增益进行自动调节的增益控制电路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。

[0057] 同步信号输出电路52接收由I/V转换电路32进行的I/V转换后的信号DV，并向检测电路60输出同步信号SYC（参照信号）。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、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。

[0058] 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实施同步检波后的信号的A/D转换。此外，作为检测电路60的结构，如后文所述能够采用各种的方式的结构。对此将在后文中进行详细叙述。

[0059] 检测装置20能够还包括控制部140。控制部140实施检测装置20的控制处理。该控制部140能够通过逻辑电路（门阵列等）、信息处理器等来实现。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。

[0060] 3. 正弦波的驱动信号

[0061] 在本实施方式中,驱动信号输出电路50输出正弦波的驱动信号DQ,并且对振子10进行驱动。具体而言,如上所述增益控制电路40对驱动信号输出电路50中的驱动信号DQ的放大的增益进行控制。此外I/V转换电路32具有I/V转换用的电阻元件RE。例如,I/V转换电路32具有运算放大器OPE、设置在运算放大器OPE的输出节点和反转输入端子的节点之间的反馈的电阻元件RE。

[0062] 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。此外,将驱动信号输出电路50中的驱动信号DQ的放大的增益设为K。此外,将振子10的基本波模式中的等效串联电阻(等效串联电阻值)设为R。如图2所示,例如振子10通过C、L、R的等效电路而被表示,并将该等效串联电阻(共振电阻)设为R。

[0063] 在这种情况下,增益控制电路40以成为 $K \times RI = R$ 的方式进行增益控制。例如,以使由 $K \times RI = R$ 的关系式所表示的增益成为目标增益的方式而实施由AGC回路进行的增益控制。而且,驱动信号输出电路50以 $K \times RI = R$ 的关系式成立的增益对由I/V转换电路32进行的I/V转换后的电压信号DV进行放大,并输出驱动信号DQ。通过这种方式,作为驱动信号DQ,能够向振子10输出正弦波信号而非矩形波信号来进行驱动。

[0064] 此外,为了使振子进行振荡,需要由有源电路来实现用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、布线电阻等的寄生电阻)所需的足够的负性电阻。也就是说,关于实现负性电阻的电路结构、负性电阻的值的设定的设计思想尤为重要。

[0065] 例如振子(水晶振子)的电气的等效电路以图3(A)所示的方式而表示。A1所示的等效串联电阻R、等效串联阻抗L、等效串联电容C为相当于机械式的共振电路的部分。A2所示的容量C0的电要素作为有源电路侧的要素,考虑为负性电阻。

[0066] 例如如图3(B)所示,在使用了转换器电路IV的通常的振荡器的电路中,无需流过较大的电流,只要使振子进行振荡便可。在该电路中,负性电阻RN可以由下式(1)表示。

$$[0067] \quad RN = -(CG \times CD) / (Gm \times C0) \quad (1)$$

[0068] 在此,CG、CD为转换器电路IV的栅极、漏极的寄生电容,Gm为跨导(transconductance)。

[0069] 另一方面,如图3(C)所示,在陀螺传感器的电路中,由于为了取得检测灵敏度,而需要使振子大幅度地进行振动,因此需要流过较大的驱动电流ID。在该电路中,负性电阻RN能够由下式(2)表示。

$$[0070] \quad RN = -K \times RI \quad (2)$$

[0071] 在此,K为驱动信号输出电路50中的信号放大的增益,RI为I/V转换用的电阻(例如电阻元件RE的电阻值)。

[0072] 接下来,对于将负性电阻RN设为什么样的值进行考察。在图4(A)的等效电路中,作为阻抗最小点的共振点能够以如图4(A)的C1所示的数学式来表示。在此,C、L、R分别为振子的等效串联电容、等效串联阻抗、等效串联电阻。

[0073] 因此,在 $R+RN > 0$ 的情况下,如图4(B)的D1所示,共振点将位于S平面的左半面。在这种情况下,随着时间经过而振荡的振幅将减少。因此,不久后振荡将停止。

[0074] 另一方面,在 $R+R_N=0$ 的情况下,如图4(B)的D2所示,共振点位于S平面的虚轴上,频率被表示为 $\omega_s=1/(L \times C)^{1/2}$,形成恒定的振幅的振荡。并且,在这种情况下振荡持续进行。

[0075] 另外,在 $R+R_N<0$ 的情况下,如图4(B)的D3所示,共振点位于S平面的右半面,并随着时间的经过而振荡的振幅将增大。在这种情况下振荡也持续进行。

[0076] 此外,在图5(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 $DV=-R_I \times I_D$ 。而且,由于该信号DV通过以增益K对信号进行放大的驱动信号输出电路50而被放大,因此驱动信号成为 $DQ=-K \times DV=K \times R_I \times I_D$ 。

[0077] 在此,如图4(B)的D1所示在 $R+R_N>0$ 的情况下,如图5(B)所示,驱动信号DQ的振幅小于信号DV,振荡将停止。

[0078] 另外,如图4(B)的D2所示在 $R+R_N=0$ 的情况下,如图5(C)所示,驱动信号DQ的振幅大于信号DV,并且成为正弦波的信号,振荡将持续进行。

[0079] 另一方面,如图4(B)的D3所示在 $R+R_N<0$ 的情况下,如图5(D)所示,驱动信号DQ的振幅将会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,将会成为矩形波的信号。在这种情况下振荡本身也持续进行。

[0080] 然而,如图5(D)所示当驱动信号DQ成为矩形波信号时,如后文所述在矩形波信号中含有较多的谐波成分,因此由于该谐波成分而使检测装置的检测性能降低。

[0081] 另一方面,如图5(B)所示在 $R+R_N>0$ 的情况下,驱动信号DQ的振幅将会变小,振荡不再继续进行而停止。

[0082] 因此,在本实施方式中,如图2所示,在将I/V转换用的电阻设为 R_I 、驱动信号输出电路50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而实施增益控制。换句话说,实施以成为 $K \times R_I=R$ 的关系为目标的增益控制。另外,以 $K \times R_I=R$ 作为目标,严格来说未必必需形成 $K \times R_I=R$ 。

[0083] 在此,如上述的式(2)所示,在本实施方式的驱动电路30中,关于负性电阻而 $R_N=-K \times R_I$ 的关系式将成立。因此,通过以使成为 $K \times R_I=R$ 的方式进行增益控制,从而使 $R+R_N=K \times R_I+(-K \times R_I)=0$ 成立。因此,能够进行由图5(C)所示的正弦波进行的振子10的驱动。

[0084] 换句话说,由于当进行被设定为 $K \times R_I=R$ 的增益控制时, $R+R_N=0$ 的关系成立,因此如图4(B)的D2所示,共振点位于S平面的虚轴上。

[0085] 而且,例如,当共振点如图4(B)的D1所示移动至S平面的左半面侧,并且如图5(B)所示成为驱动信号DQ的振幅变小的状况时,增益控制电路40的AGC回路发挥作用,而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DQ的振幅减小而振荡将会停止的情况的发生。

[0086] 另一方面,当共振点如图4(B)的D3所示移动至S平面的右半面侧,并且如图5(D)所示而成为驱动信号DQ变为矩形信号的状况时,增益控制电路40的AGC回路发挥作用,而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DQ变为矩形信号而使检测性能降低的情况的发生。

[0087] 例如,在现有技术中,仅以将振子10的驱动电流置于恒定为目的,来实施由AGC回路进行的增益控制。在这种情况下,当增益K较小时,由于如图5(B)所示驱动信号DQ的振幅减小而振荡将会停止,因此以尽量增大增益K这样的设计方法来进行了电路设计。

[0088] 然而,由于在该设计方法中,通过将增益 K 设定为较大的值,从而负性电阻 $R_N (= -K \times R_I)$ 的绝对值也会变大,因此 $R + R_N < 0$ 的关系将成立。因此,结果为,成为图5 (D) 所示的矩形波驱动,从而导致因谐波成分的发生而使检测性能降低的情况发生。

[0089] 对此,本申请的发明人关注了图5 (A) 的 I/V 转换用的电阻 R_I 与驱动信号输出电路50的增益 K 之间的关系。而且,发现了通过实施成为 $K \times R_I = R$ 的由AGC回路进行的增益控制,从而能够进行由图5 (C) 所示的正弦波的驱动信号 DQ 而进行的振子10的驱动。

[0090] 即,不只是简单地使振子10的驱动电流置于恒定这样的目的,而是作为用于使 $K \times R_I = R$ 成立的电路,而利用具有AGC回路的增益控制电路40。通过采用这种方式,从而由AGC回路进行的增益控制将发挥作用以使共振点如图4 (B) 的D2所示而位于 S 平面的虚轴上,并抑制了振荡停止或者驱动信号 DQ 变为矩形波信号的情况的发生。其结果为,能够进行由正弦波的驱动信号 DQ 而进行的振子10的驱动,并成功地使检测装置的检测性能等提高。

[0091] 4. 驱动电路的详细的结构例

[0092] 图6中示出了实现本实施方式的方法的驱动电路30的详细的结构例。

[0093] 图6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,并且具有运算放大器 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1输入端子)被设定为预定电位(例如 $AGND$),向反转输入端子(第2输入端子)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 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。

[0094] 增益控制电路40 (AGC) 为,在振荡恒定状态下对增益进行自动调节以使回路增益成为1的电路,并且具有全波整流器42、积分器44。此外,在增益控制电路40中也可以包含对振荡状态进行检测的振荡检测器等。

[0095] 全波整流器42对 I/V 转换电路32的 I/V 转换后的信号 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 $SF1$ 、 $SF2$ 、转换器电路 INV 。

[0096] 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。

[0097] 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(on)/断开(off)控制。由此信号 DR 成为对信号 DV 进行了全波整流的信号。

[0098] 积分器44向驱动信号输出电路50输出驱动信号 DQ 的振幅的控制电压 DS 。具体而言,积分器44实施通过全波整流器42而被全波整流后的信号 DR 的积分处理,并向驱动信号输出电路50输出通过积分处理而得到的控制电压 DS 。

[0099] 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 $VR3$ 。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。

[0100] 此外,在本实施方式中,驱动信号输出电路50具有OTA (Operational Transconductance Amplifier:跨导运算放大器) 电路36与 I/V 转换电路39(第2电流/电压

转换电路)。此外,在驱动信号输出电路50的输入端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,能够进行省略高通滤波器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的改变来实施。

[0101] OTA电路36接收来自增益控制电路40的控制电压DS、和通过I/V转换电路32而获得的I/V转换后的输入电压信号DV(高通滤波器处理后的信号)。而且,OTA电路36例如通过控制电压DS而设定跨导(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实施来自OTA电路36的电流信号DA的I/V转换(电流/电压转换),并输出驱动信号DQ。

[0102] 另外,也可以利用缓冲电路而对I/V转换电路39的输出信号进行缓冲,并对驱动信号DQ的振幅进行放大并向振子10输出。在设置这样的缓冲电路的情况下, $K \times RI = R$ 的关系式中的增益K为使驱动信号输出电路50的信号放大的增益与缓冲电路的振幅放大的增益双方合在一起的值。

[0103] OTA电路36例如为,将与输入电压成比例(大致比例)的电流输出的电路,在将OTA电路36中的跨导设为 G_m 的情况下,以 G_m 作为比例常量而将输入电压信号DV转换为电流信号DA。而且,由于OTA电路36的跨导 G_m 通过来自积分器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。而且,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而输出。因此,结果驱动信号输出电路50以与控制电压DS相对应的增益而对输入电压信号DV进行放大,并输出驱动信号DQ。

[0104] 此外,在图6中,I/V转换用的电阻被设定为 $RI = 40K \Omega$ 。该电阻RI为,在图6中I/V转换电路32的反馈用的电阻元件RE的电阻值。此外,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的峰间电压成为 $VP1 = 5\mu A_{pp} \times 40K \Omega = 0.2V_{pp}$ 。换句话说,以AGND(模拟基准电压)作为中心电压、且峰间电压为 $VP1 = 0.2V_{pp}$ 的正弦波的输入电压信号DV被输入至驱动信号输出电路50。

[0105] 而且,在驱动信号输出电路50中的增益(OTA电路36、I/V转换电路39和由高通滤波器34而产生的增益)为 $K = 5$ 倍。因此,驱动信号输出电路50将峰间电压成为 $VP2 = VP1 \times K = 0.2V_{pp} \times 5 = 1.00V_{pp}$ 的正弦波信号作为驱动信号DQ而输出。

[0106] 另一方面,振子10的驱动电流的峰间电流被设定为 $IDR = 5\mu A$,振子10的等效串联电阻成为 $R = 200K \Omega$ 。因此,从驱动电流的观点出发,驱动信号DQ的峰间电压成为 $VP2 = 5\mu A \times 200K \Omega = 1.00V_{pp}$ 。这与依据增益 $K = 5$ 倍而求出的上述的 $VP2 = VP1 \times K = 0.2V_{pp} \times 5 = 1.00V_{pp}$ 一致。

[0107] 这样在图6中,在将输入电压信号DV的峰间电压设为 $VP1$ 、驱动信号DQ的峰间电压设为 $VP2$ 、由增益控制电路40的AGC回路而被设定的振子10的驱动电流的峰间电流设为 IDP 的情况下, $VP2 = K \times VP1 = IDP \times R$ 的关系成立。这意味着上述的 $K \times RI = R$ 、 $R + RN = 0$ 的关系将成立。例如为 $K = 5$ 倍, $RI = 40K \Omega$, $R = 200K \Omega$,从而 $K \times RI = 5 \times 40K \Omega = R$ 成立。因此,能够实现图4(B)的D2和图5(C)中所说明的适当的正弦波驱动。

[0108] 另外,在图6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, $VDS > VP2 = K \times VP1 = IDP \times R$ 的关系将成立。这意味着驱动信号DQ并不是其振幅超过VDD~VSS的电压差VDS的矩形波信号,而是其振幅不超过电压差VDS的正弦波

信号。

[0109] 图7中示出了本实施方式的比较例的驱动电路的结构。在该驱动电路中,驱动信号输出电路50由比较仪CP1构成,并输出矩形波的驱动信号DQ。

[0110] 而且,在图7的结构中,由于如图8所示的驱动信号DQ的光谱图的频率特性所示,出现了B1所示的谐波成分,因此检测装置的检测性能将降低。与此相对,根据本实施方式的驱动电路30,成为图8的B2所示的频率特性,与图7的结构相比,谐波成分减少,从而能够提高检测装置的检测性能。

[0111] 图9中示出了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)、差动部38。此外,OTA电路36的结构并不限于图9,而可以进行各种的改变来实施。

[0112] 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和电阻元件RA构成。P型的晶体管TA1、TA2的栅极被共通地连接。N型的晶体管TA3的漏极连接于晶体管TA1的漏极,且其栅极中被输入控制电压DS,而其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。

[0113] 在差动部38中,通过控制电流IDS而设定的偏压电流IBS流过偏压电流源(TA9),并向第1差动输入端子(反转输入端子)输入AGND(模拟基准电压),而向第2差动输入端子(非反转输入端子)输入输入电压信号DV。而且,向I/V转换电路39(第2电流/电压转换电路)输出电流信号DA。

[0114] 差动部38通过晶体管TA5、TA6、TA7、TA8、TA9而构成。P型的晶体管TA5、TA6的栅极被共通地连接。N型的晶体管TA7的漏极连接于晶体管TA5的漏极,其栅极中被输入AGND,而其源极连接于晶体管TA9的漏极。N型的晶体管TA8的漏极连接于晶体管TA6的漏极,其栅极中被输入输入电压信号DV,而其源极连接于晶体管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的栅极共通地连接。流过晶体管TA9的偏压电流IBS成为,对由V/I转换电路37而生成的控制电流IDS进行了电流镜的电流。

[0115] 图9中,由于当为控制电压 $DS=0.9V$ 的情况下,晶体管TA3的源极电压成为 $0.5V$ 左右,因此在电阻RA中流过 $10\mu A$ 的电流。因此,作为控制电流,流过 $IDS=10\mu A$ 的电流。利用该控制电流IDS,从而在差动部38中作为偏压电流而流过 $IBS=10\mu A$ 的电流。而且,通过如此设定偏压电流IBS,从而使OTA电路36能够输出 $\pm 5\mu A$ 的正弦波的电流信号DA。

[0116] 另一方面,如图6所示 $AGND=0.9V$,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 $5\mu A/(V_{inp}-V_{inm})=5\mu A/0.1V=50\mu S$ 。

[0117] 在图9的结构中,利用来自积分器44的控制电压DS而设定控制电流IDS,并设定在差动部38中流动的偏压电流IBS。而且,利用该偏压电流IBS,来设定OTA电路36的跨导 G_m 。即,当控制电压DS进行增减时,控制电流IDS、偏压电流IBS也进行增减,且跨导 G_m 也进行增减。而且,OTA电路36通过以此方式根据控制电压DS而被设定的跨导 G_m ,而将输入电压信号DV转换为电流信号DA。而且,I/V转换电路39实施该电流信号DA的I/V转换,并输出驱动信号DQ。通过这种方式,能够向振子10输出通过控制电压DS而使其振幅(峰间电压)被进行AGC控制的正弦波的驱动信号DQ。

[0118] 5.改变例

[0119] 接下来,对驱动电路30的各种改变例进行说明。图10为驱动电路30的第1改变例。图6的结构与图10的第1改变例的区别点如下文所述。

[0120] 首先,图6中电阻元件RE的电阻RI为40K Ω ,与此相对,在图10中电阻RI为160K Ω 。此外,在图10中,在驱动信号输出电路50的输入端侧还设置有反转放大电路33。

[0121] 在图10中,由于电阻元件RE的电阻RI为160K Ω ,因此信号DV的峰间电压为 $VP1 = 5\mu App \times 160K\Omega = 0.8Vpp$,并大于图6的峰间电压 $VP1 = 0.2Vpp$ 。

[0122] 另一方面,在图10中,在驱动信号输出电路50中设置有反转放大电路33(AMP),并且该反转放大电路33的增益为 $RJ2/RJ1 = 50K\Omega / 200K\Omega = 0.25$ 。因此,驱动信号输出电路50的增益成为 $K = 0.25 \times 5 = 1.25$ 。因此,在图10的情况下, $K \times RI = 1.25 \times 160K\Omega = 200K\Omega = R$ 的关系式也成立,因此能够实现在图4(B)的D2和图5(C)中所说明的适当的正弦波驱动。

[0123] 图11为驱动电路30的第2改变例。在图11的第2改变例中,对于图6的结构例,还设置有振荡检测器46、起源电路35、矩形波信号输出电路54。

[0124] 振荡检测器46(启动判断电路)为对振荡进行检测的电路,其对振荡回路是否处于振荡状态进行检测。具体而言,振荡检测器46基于全波整流器42的全波整流后的信号DR而对是否为振荡状态进行检测,并输出振荡的检测信号SW。利用该振荡检测器46而能够对起振期间是否结束进行判断。

[0125] 振荡检测器46具有比较仪CPL、开关元件SL1、SL2、电阻元件RL、电容器CL。由电阻元件RL、电容器CL而构成了低通滤波器,通过低通滤波器而对全波整流后的信号DR进行了平滑化的电压VLPF被输入至比较仪CPL的反转输入端子。而且,由于在电源导通后的初始状态下,检测信号SW成为H等级,因此开关元件SL1成为导通(on),开关元件SL2成为断开(off)。因此,向比较仪CPL的非反转输入端子输入低电位的基准电压VRL,比较仪CPL实施该基准电压VRL与通过全波整流后的信号DR而得到的电压VLPF之间的比较。

[0126] 在起振过程中,当振子10的振荡增长时,伴随于此电压VLPF将上升。而且,当电压VLPF超过基准电压VRL时,检测信号SW从H等级变为L等级,开关元件SL1变为断开(off),开关元件SL2变为导通(on)。由此,由于向比较仪CPL的非反转输入端子输入高电位的基准电压VRH(>VRL),因此维持信号SW的L等级被维持。

[0127] 起源电路35具有开关元件SI1、SI2。例如,虽然为了抑制I/V转换电路32的DC偏移电压等的负面影响而设置了高通滤波器34,但在设置了该高通滤波器34的情况下,需要用于生成振荡的起源的起源电路35。而且,由于在电源导通后的初始状态下,振荡检测器46的检测信号SW成为H等级,因此开关元件SI1成为导通(on),开关元件SI2成为断开(off)。因此,来自另行设置的振荡器OSC的振荡信号经由开关元件SI1、电阻元件RH而被输入至OTA电路36的非反转输入端子,由此形成振荡的起源,并能够使振荡增长。而且当起振期间结束,并且检测信号SW成为L等级时,开关元件SI1成为断开(off),开关元件SI2成为导通(on)。由此,来自振荡器OSC的振荡信号不会被输入至OTA电路36的非反转输入端子。

[0128] 而且,在本实施方式中,驱动信号输出电路50具有接收输入电压信号DV并输出矩形波信号的矩形波信号输出电路54。该矩形波信号输出电路54通过非反转输入端子中被输入AGND而反转输入端子中被输入输入电压信号DV的比较仪CPM来实现。

[0129] 而且,驱动信号输出电路50在振子10的起振期间内,如图11所示,将来自矩形波信

号输出电路54的矩形波信号作为驱动信号DQ而向振子10输出。而且,在起振期间结束后,向振子10输出正弦波的驱动信号DQ。即,当起振期间结束而成为振荡恒定状态时,驱动信号输出电路50输出正弦波的驱动信号DQ。

[0130] 具体而言,矩形波信号输出电路54的比较仪CPM与OTA电路36根据来自振荡检测器46的检测信号SW而设定其动作启动状态、禁止状态。而且,在起振期间,开关信号SW成为H等级,并且比较仪CPM被设定为动作启动状态,OTA电路36被设定为动作禁止状态。由此从驱动信号输出电路50输出由比较仪CPM而生成的矩形波的驱动信号DQ。

[0131] 另一方面,当起振期间结束时,开关信号SW成为L等级,比较仪CPM被设定为动作禁止状态,OTA电路36被设定为动作启动状态。由此从驱动信号输出电路50输出由OTA电路36以及I/V转换电路39而生成的正弦波的驱动信号DQ。

[0132] 例如在由正弦波的驱动信号DQ而进行的振子10的驱动中,尽管如图8所示能够减少谐波成分并提高检测性能,但存在振荡的增长将会非常缓慢这样的问题。

[0133] 对此,在图11的结构中,由于在起振期间内,从驱动信号输出电路50输出比较仪CPM所生成的矩形波的驱动信号,因此能够加速振荡的增长,从而能够提前结束起振期间。

[0134] 此外,当通过振荡检测器46的检测而判断为振荡期间结束时,从驱动信号输出电路50输出由OTA电路36以及I/V转换电路39而生成的正弦波的驱动信号DQ。因此,如图8所示能够减少谐波成分并能够提高检测性能,从而能够同时实现起振期间的缩短与检测性能的提高这两者。

[0135] 6. 检测电路

[0136] 图13中示出了检测电路60的详细结构例。图13为全差动切换式混频器方式的检测电路60的例子。

[0137] 如图13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)。

[0138] 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中产生的电荷(电流)转换为电压。

[0139] 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,其按照通过控制部140而设定的增益来对信号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。

[0140] 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被输入至第1输入节点NI1,增益调节放大器74的输出信号QB2被输入至第2输入节点NI2。而且,利用来自驱动电路30的同步信号SYC而进行差动的同步检波,并向第1、第2输出节点NQ1、NQ2输出差动的第1、第2输出信号QC1、QC2。利用该切换式混频器80,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)等的无用信号被转换频率至高频带域。另外,与科里奥利力相对应的信号即所需信号被固定为直流信号。

[0141] 向滤波器92输入来自切换式混频器80的第1输出节点NQ1的第1输出信号QC1。向滤波器94输入来自切换式混频器80的第2输出节点NQ2的第2输出信号QC2。这些滤波器92、94

为例如具有去除(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 $1/f$ 噪声等的无用信号通过滤波器92、94而被去除。另外滤波器92、94为不使用运算放大器,而由电阻元件、电容器等的无源元件构成的无源滤波器。

[0142] 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),并实施输出信号QD1、QD2的取样从而进行A/D转换。而且在本实施方式中,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,例如能够采用 $\Delta\Sigma$ 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(Correlated double sampling:相关双取样)、斩波器的功能等,例如由2次的 $\Delta\Sigma$ 调制器等构成的A/D转换电路。

[0143] 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实施例如与所需信号的应用相对应的带域限制的数字滤波器处理、去除因A/D转换电路100等而产生的噪声的数字滤波器处理。此外,实施增益修正(灵敏度调节)、偏移修正等的数字修正处理。

[0144] 在图13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而实施信号放大、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。而且,对于这些差动的信号QB1、QB2,通过切换式混频器80而实施无用信号被变频至高频带域的同步检波处理。而且,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,并实施差动的A/D转换。

[0145] 根据这样的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、和增益调节放大器72、74中产生的 $1/f$ 噪声等通过切换式混频器80中的频率转换与由滤波器92、94进行的低通滤波器特性而被去除。而且,还成为如下的结构,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)切换式混频器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、和增益调节放大器72、74中产生的噪声被去除,并且切换式混频器80、滤波器92、94所产生的噪声也被抑制为最小限度,因此向A/D转换电路100输入低噪声的状态的信号QD1、QD2,能够实施A/D转换。并且,由于能够将信号QD1、QD2作为差动信号而进行A/D转换,因此与以单端的信号来进行A/D转换的情况相比,能够进一步提高S/N比。

[0146] 此外,本实施方式的检测电路60并不限定于图13所示的全差动切换式混频器方式。例如能够采用图14(A)所示的直接取样方式、图14(B)所示的模拟同步检波方式等的各种方式的检测电路60。

[0147] 图14(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。该直接取样方式在电路的小规模化的意义方面为占优的结构。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,因此存在无法避免因返回杂音而引起的性能恶化的问题。与此相对,由于在图13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,因此能够防止在直接取样方式中产

生的翻译杂音而引起的性能恶化的问题,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。

[0148] 图14(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A/D转换电路390、DSP部392(数字滤波器)。

[0149] 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13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集成块数少,能够容易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以差动信号的状态被进行增益调节、同步检波处理、滤波器处理,并输入至A/D转换电路100而进行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,在噪声减少方面较为有利。

[0150] 此外,本实施方式的陀螺传感器510(传感器)例如可以安装于车、飞机、摩托车、自行车或者船舶等的各种移动体中。移动体例如具有发动机、电机等的驱动机构、方向盘或转向舵等的转向操纵机构、各种的电子设备,在地上、空中、海上进行移动的设备或装置。

[0151] 图15概要地图示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能够对车身207的姿态进行检测。陀螺传感器510的检测信号能够供给至车身姿态控制装置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的制动进行控制。此外,这样的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。在姿态控制的实现中,可以设置陀螺传感器510。

[0152] 此外,虽然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能够容易理解到,能够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应该包含于本发明的范围内。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)一同记载的用语(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所说明的情况,可以进行各种的改变而实施。

[0153] 符号说明

[0154] OPE、OPF、OPG、OPJ、OPK 运算放大器,

[0155] CP1、CP3、CPL、CPM 比较仪,

[0156] CE、CG、CH、CL、CK 电容器,

[0157] RE、RF1、RF2、RG、RH、RJ1、RJ2、RK 电阻元件,

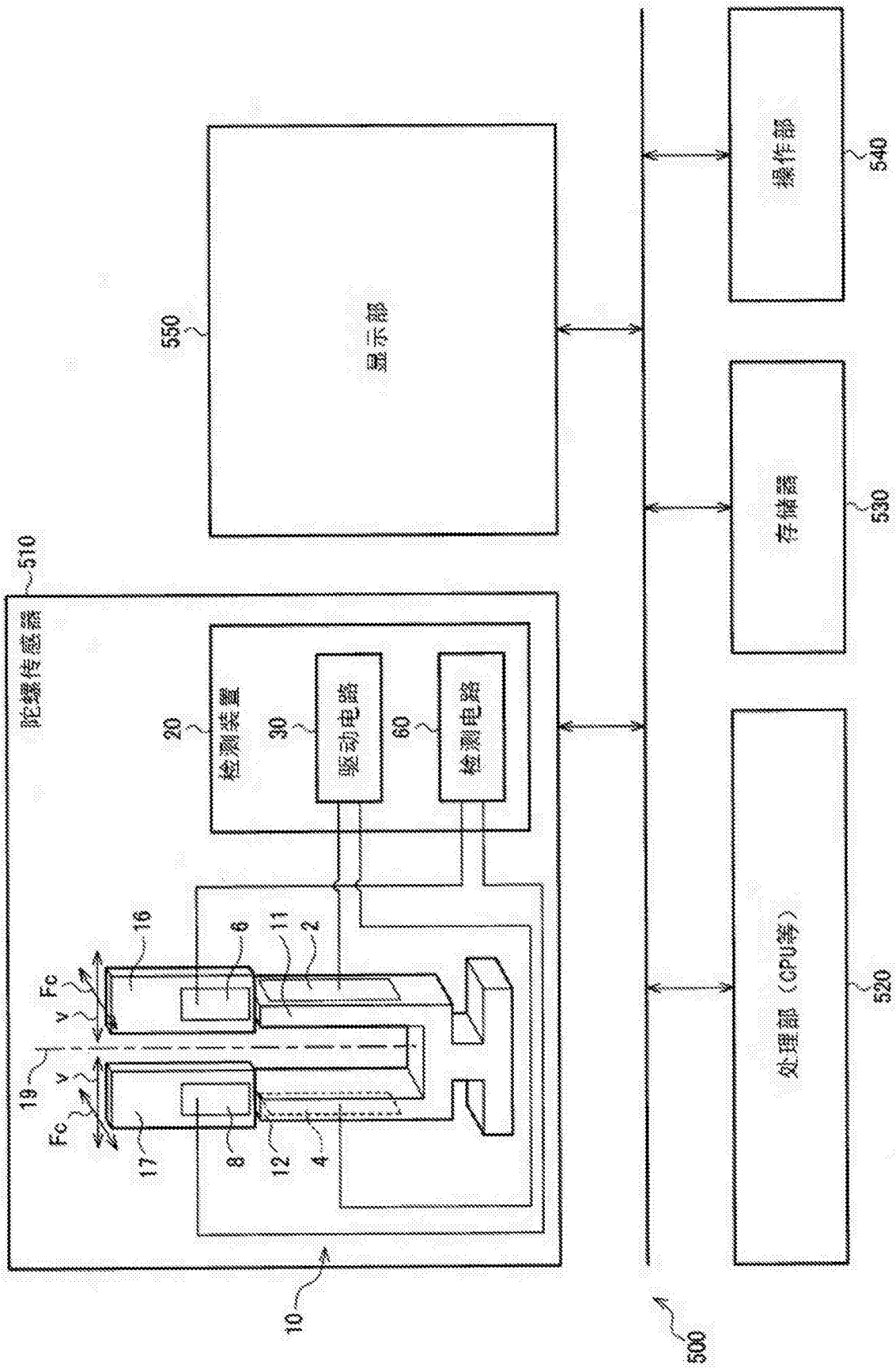
[0158] SF1、SF2、SL1、SL2、SI1、SI2 开关元件,

[0159] TA1~TA9 晶体管,

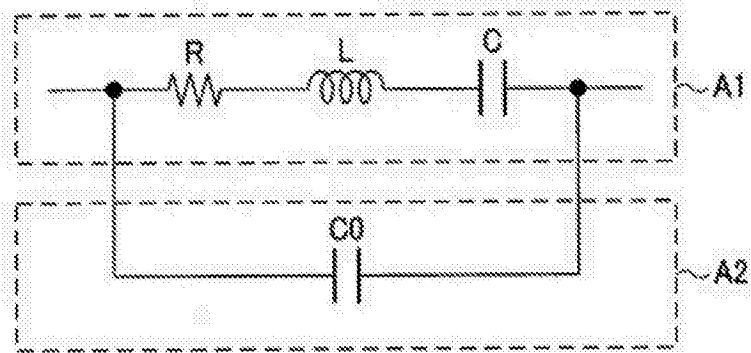
[0160] 10 振子,20 检测装置,30 驱动电路,

[0161] 32 I/V转换电路(电流/电压转换电路),33反转放大电路,

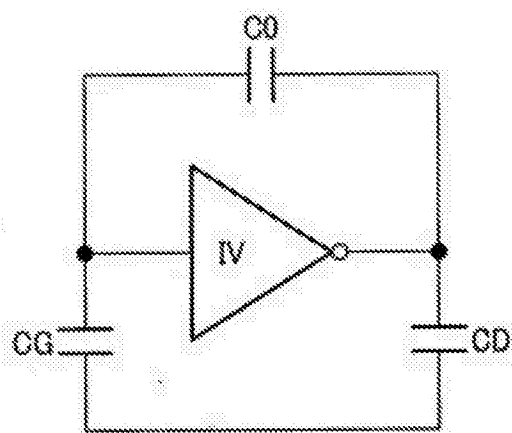
- [0162] 34 高通滤波器,35 起源电路,36 OTA电路,
- [0163] 37 V/I转换电路(电压-电流转换电路),38 差动部,
- [0164] 39 I/V转换电路(第2电流/电压转换电路),40 增益控制电路,
- [0165] 42 全波整流器,44 积分器,46 振荡检测器,
- [0166] 50 驱动信号输出电路,52 同步信号输出电路,54 矩形波信号输出电路,60 检测电路,61 放大电路,62、64 Q/V转换电路,
- [0167] 72、74 增益调节放大器,80 切换式混频器,81 同步检波电路,
- [0168] 92、94 滤波器,100 A/D转换电路,110 DSP部,140 控制部,
- [0169] 206 移动体(汽车),207 车身,
- [0170] 208 车身姿态控制装置,209 车轮,260 离散型Q/V转换电路,
- [0171] 270 A/D转换电路,280 DSP部,362、364 Q/V转换电路,
- [0172] 366 差动放大电路,367 高通滤波器,368 AC放大器,
- [0173] 370 偏移调节电路,380 同步检波电路,382 低通滤波器,
- [0174] 384 增益调节放大器,386 DC放大器,388 SCF,
- [0175] 390 A/D转换电路,392 DSP部,500 电子设备,
- [0176] 510 陀螺传感器,520 处理部,530 存储器,540 操作部,
- [0177] 550 显示部。



(A)



(B)



(C)

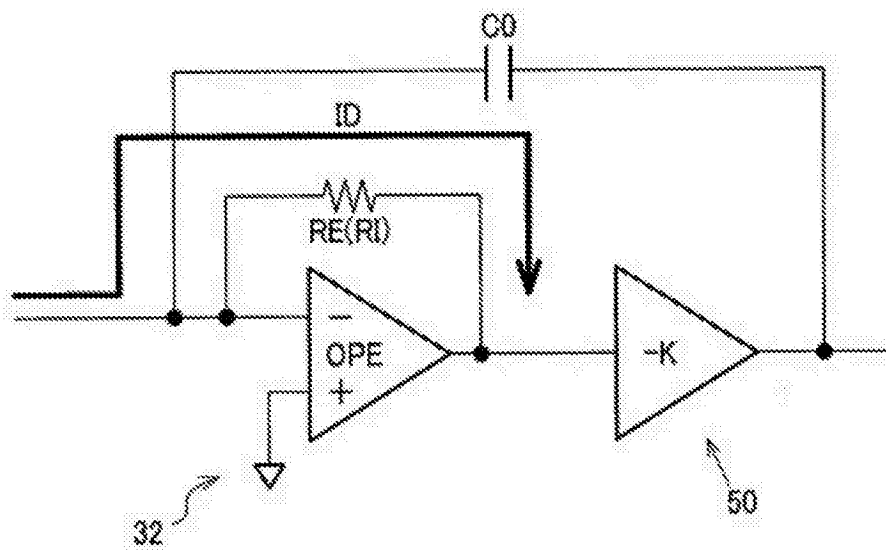


图3

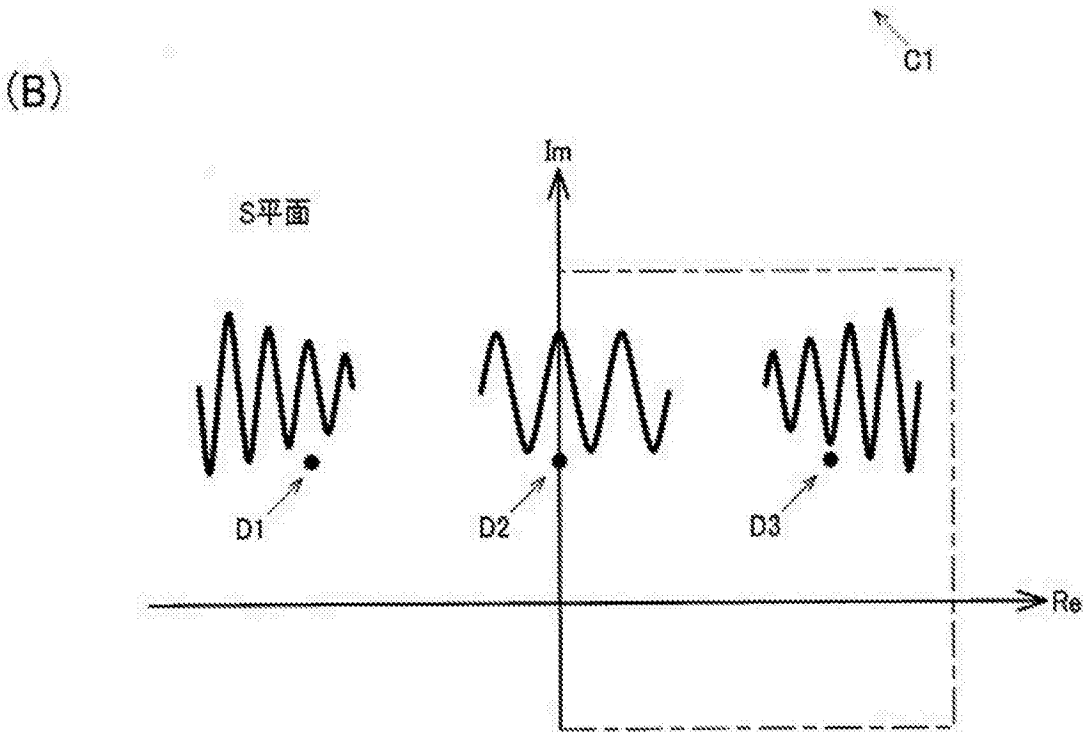
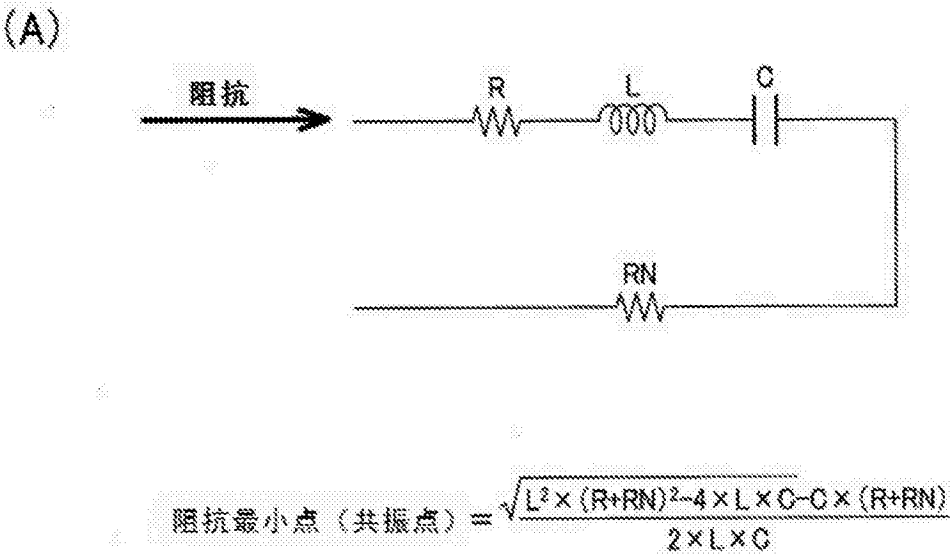


图4

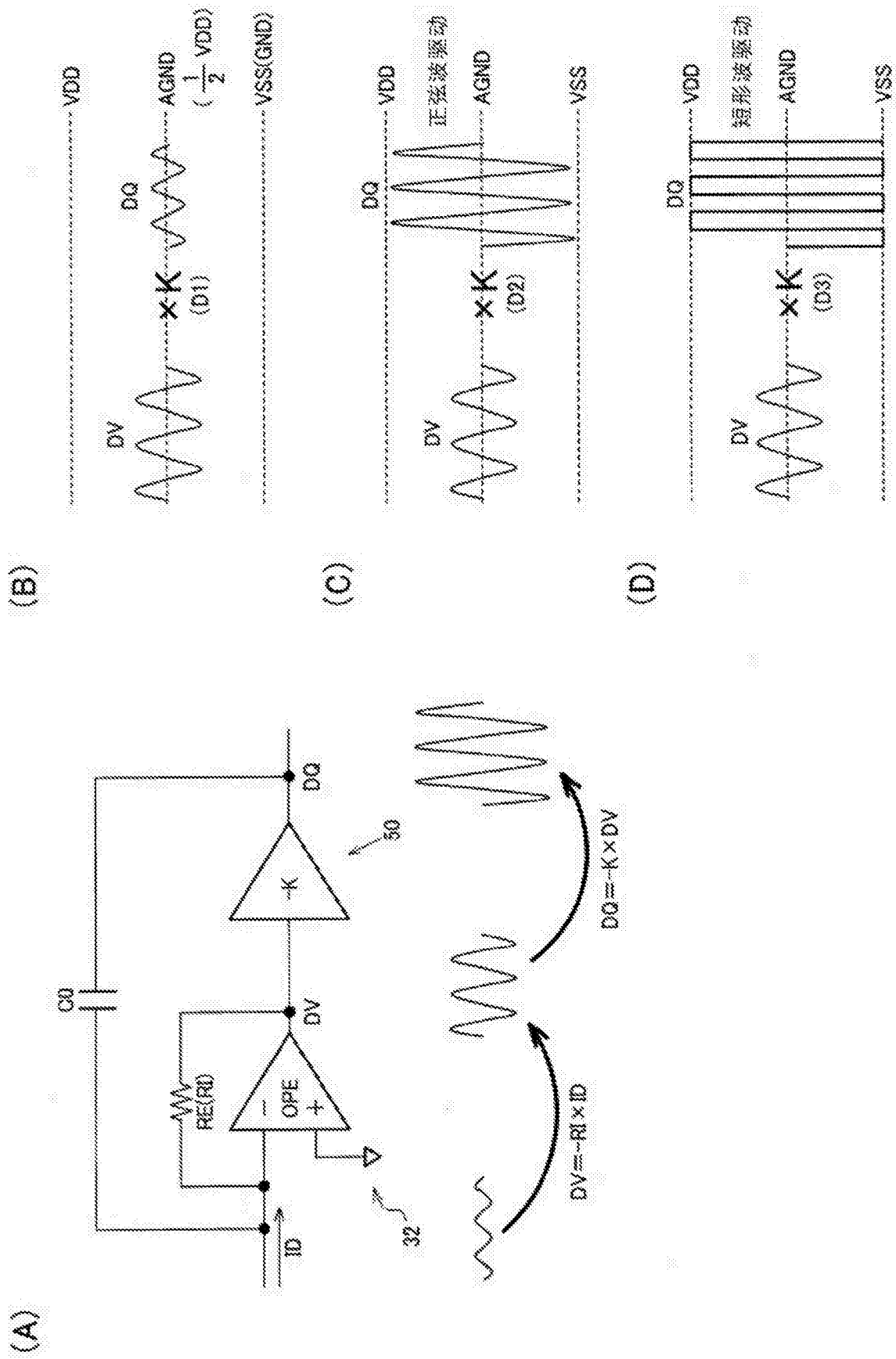


图5

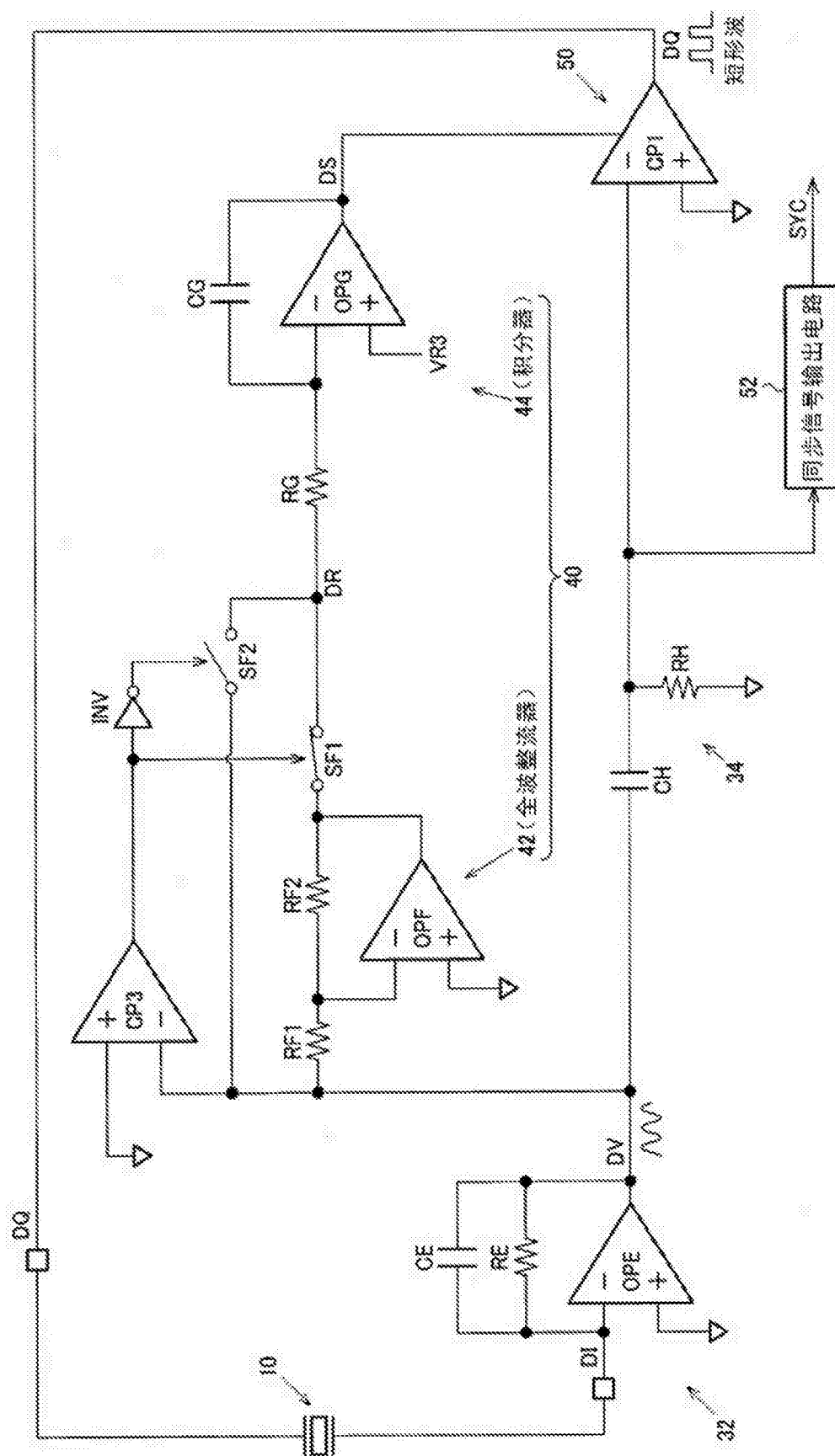


图7

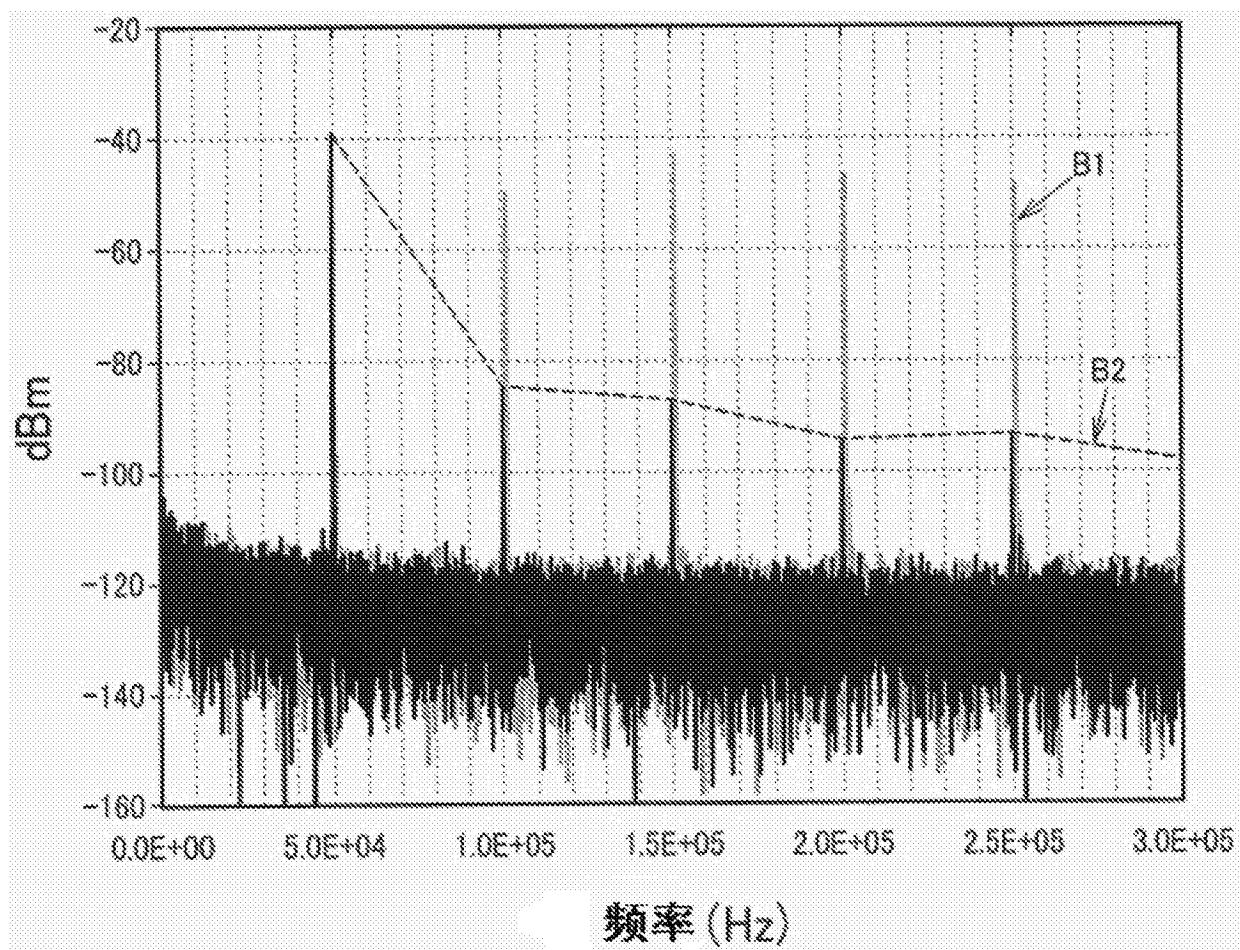


图8

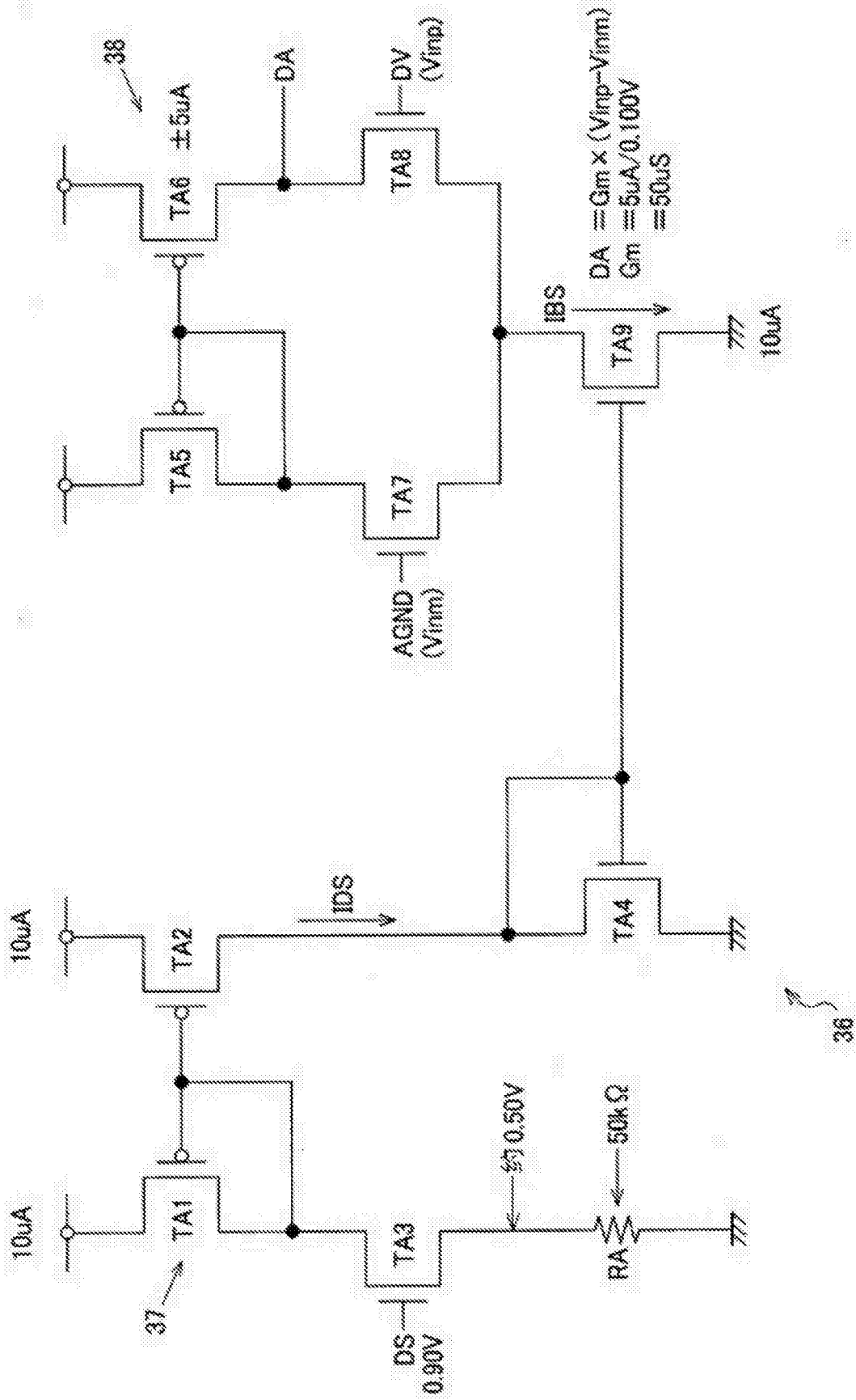


图9

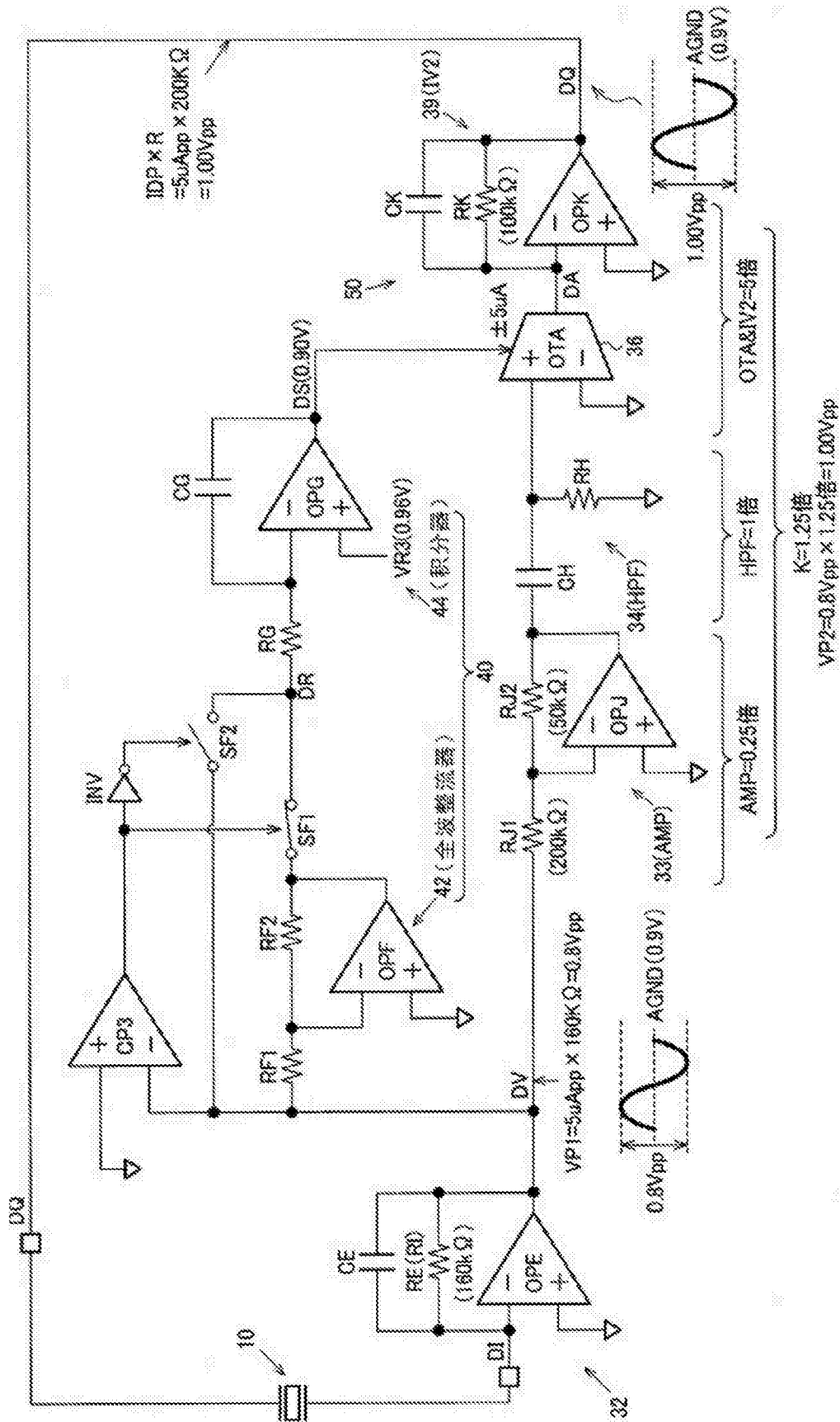


图10

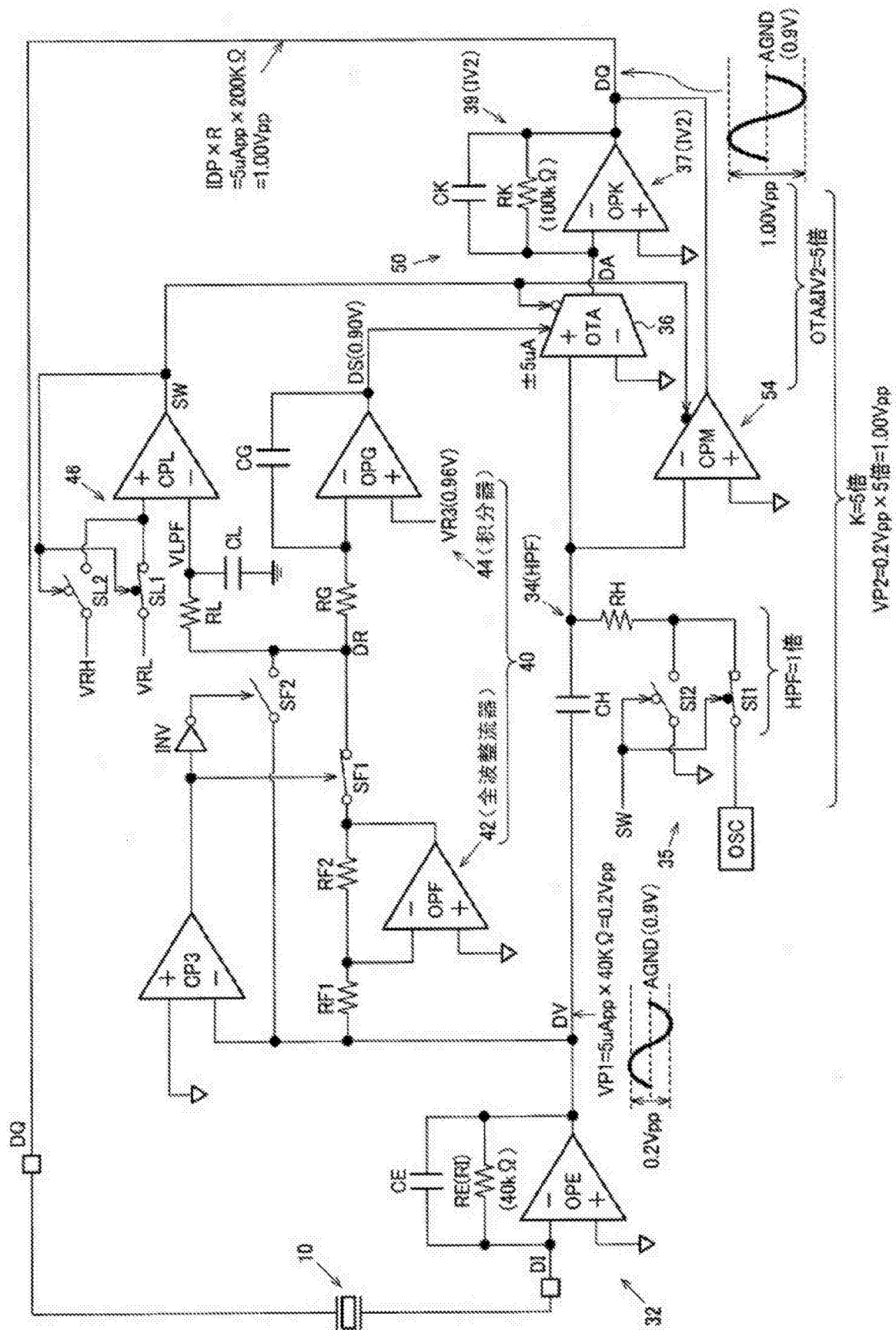


图11

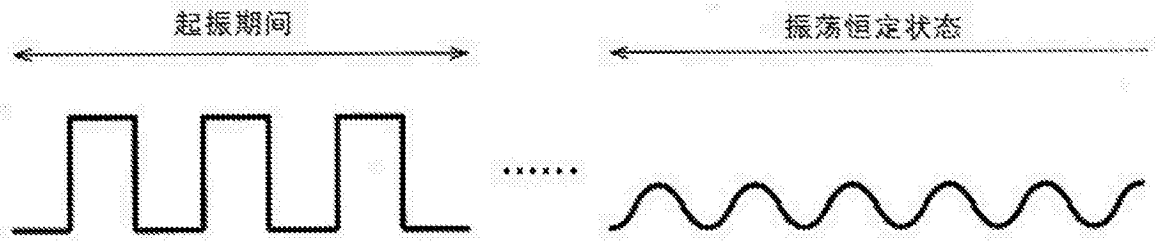


图12

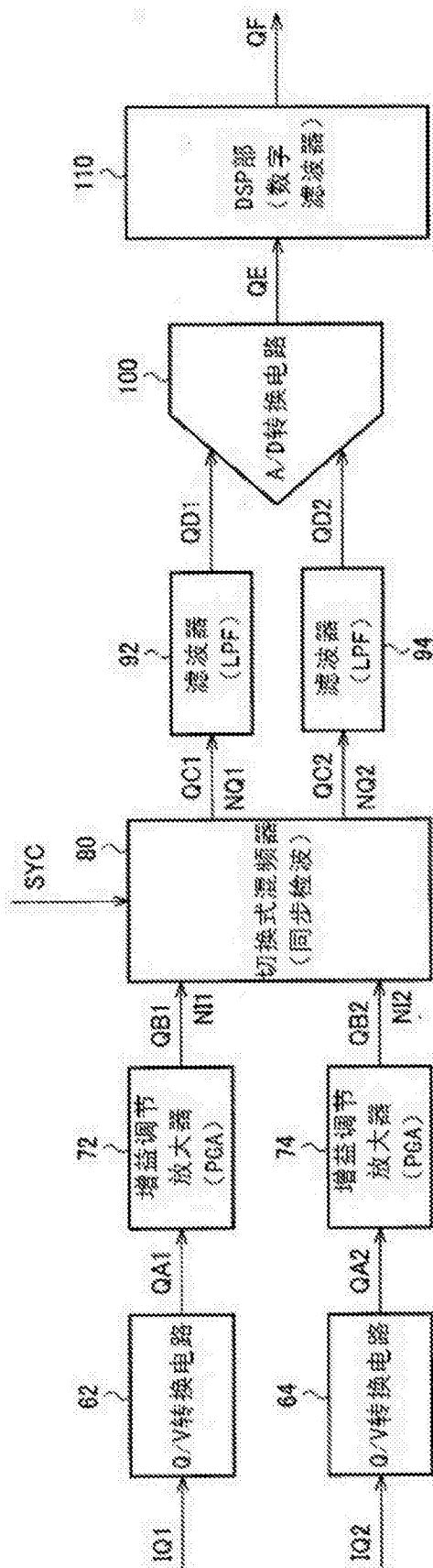


图13

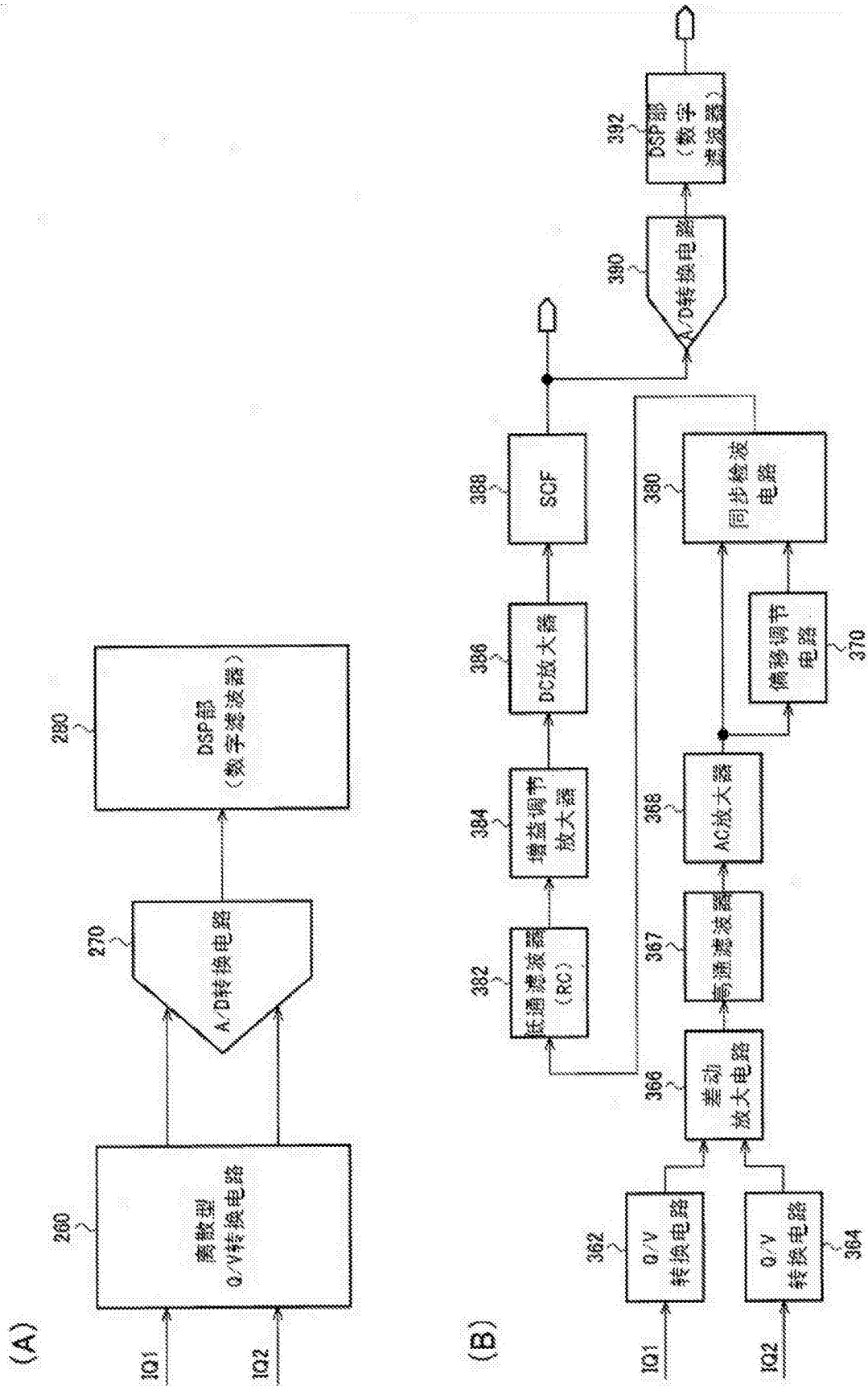


图14

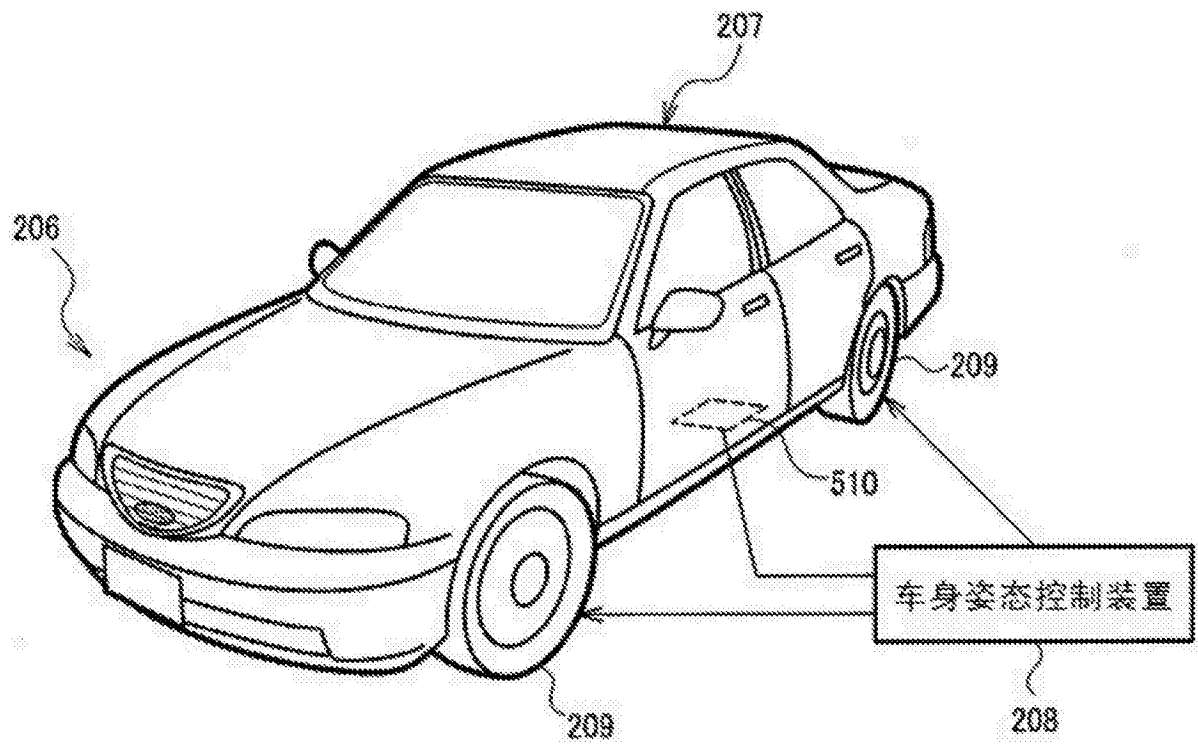


图15