



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104682871 B

(45)授权公告日 2018.05.15

(21)申请号 201410705981.X

(22)申请日 2014.11.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104682871 A

(43)申请公布日 2015.06.03

(30)优先权数据

2013-244626 2013.11.27 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 樋口哲平 田中雅章 牧克彦

(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.

H03B 5/04(2006.01)

H03M 1/12(2006.01)

(56)对比文件

US 2013176082 A1, 2013.07.11, 说明书第0024-0038段, FIG.3-FIG.4.

审查员 王学睿

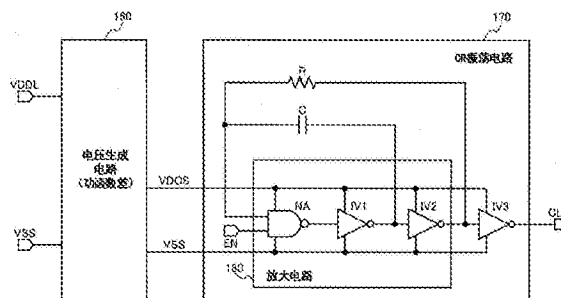
权利要求书3页 说明书25页 附图22页

(54)发明名称

时钟信号生成电路、检测装置、电子设备及移动体

(57)摘要

本发明提供一种时钟信号生成电路、检测装置、电子设备及移动体,其能够抑制电流消耗与电路规模的增加,同时实现对振荡频率的温度补偿。时钟信号生成电路包括:CR振荡电路(170),其具有电容器(C)、电阻(R)和放大电路(180);电压生成电路(160),其生成电源电压(VDOS)并将该电源电压(VDOS)向CR振荡电路(170)进行供给。电源电压(VDDL)为固定电压的情况下的CR振荡电路(170)的振荡频率具有正的温度特性。电压生成电路(160)根据晶体管的功函数差而生成具有负的温度特性的电源电压(VDOS),并将该电源电压(VDOS)作为CR振荡电路(170)的放大电路(180)的电源而进行供给。



1. 一种检测装置,其特征在于,包括:
时钟信号生成电路;
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;
控制部,其接收来自所述时钟信号生成电路的时钟信号,并对所述驱动电路以及所述检测电路进行控制,

所述时钟信号生成电路包括:
CR振荡电路,其具有电容器、电阻以及放大电路;
电压生成电路,其生成电源电压,并将所述电源电压向所述CR振荡电路供给,
所述电源电压为固定的情况下的所述CR振荡电路的振荡频率具有正的温度特性,
所述电压生成电路根据晶体管的功函数差而生成具有负的温度特性的所述电源电压,
并将该电源电压作为所述CR振荡电路的所述放大电路的电源而进行供给。

2. 如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,
所述电阻包括:
串联连接的多个电阻元件以及基准电阻元件;
多个熔断器元件,各个熔断器元件相对于所述多个电阻元件中的各个电阻元件以并联的方式被设置;

切断用辅助开关,其相对于所述基准电阻元件以并联的方式被设置,在熔断器切断前的振荡频率的第一测量模式中处于断开,而在所述熔断器切断前的振荡频率的第二测量模式中处于导通。

3. 如权利要求1所述的检测装置,其特征在于,
所述时钟信号生成电路通过加电复位解除而被设定为工作使能状态,并向所述控制部供给所述时钟信号,

通过所述时钟信号的供给而开始进行工作的所述控制部使所述驱动电路以及所述检测电路起动。

4. 一种检测装置,其特征在于,包括:
时钟信号生成电路,其利用CR振荡电路而生成时钟信号;
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;
控制部,其接收来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号,并对所述驱动电路以及所述检测电路进行控制,

所述CR振荡电路被供给负的温度特性的电源电压而进行工作,
所述时钟信号生成电路通过加电复位解除而被设定为工作使能状态,并向所述控制部供给所述时钟信号,

通过所述时钟信号的供给而开始进行工作的所述控制部使所述驱动电路以及所述检测电路起动。

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,
所述物理量转换器为振子,
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,其对所述振子的驱动信号进行输出;

增益控制电路,其对所述驱动信号的振幅进行控制;

高通滤波器,其被设置于所述放大电路与所述驱动信号输出电路之间,在所述振子的振荡的起动期间内,来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号经由构成所述高通滤波器的电阻元件而被输入至所述驱动信号输出电路。

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,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,

所述检测电路具有第一A/D转换电路,

所述第二检测电路具有第二A/D转换电路,

所述第一A/D转换电路以及所述第二A/D转换电路根据来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号而将模拟信号转换为数字信号。

7.如权利要求6所述的检测装置,其特征在于,

所述控制部包括数字信号处理部,所述数字信号处理部接收来自所述第一A/D转换电路以及所述第二A/D转换电路的数字信号,并对所述数字信号实施数字信号处理,

所述数字信号处理部根据来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号来实施所述数字信号处理。

8.如权利要求6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第二振子,

所述振子以第一频率进行振动,所述第二振子以与所述第一频率不同的第二频率进行振动。

9.如权利要求1至4中任一项所述的检测装置,其特征在于,包括:

电源端子,其被输入外部电源电压;

调节电路,其实施对来自所述电源端子的所述外部电源电压进行降压的电压调节,并将通过所述电压调节取得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进行供给,

所述电压生成电路根据所述调节电源电压而生成所述电源电压。

10.如权利要求9所述的检测装置,其特征在于,

包括缓冲电路,所述缓冲电路被供给所述外部电源电压,接收来自所述驱动电路的驱动信号,并向所述物理量转换器输出使所述驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号。

11.如权利要求10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进行输出,

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进行输出。

12.如权利要求11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,而向所述振子输出来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号。

13.一种传感器,其特征在于,包括:

权利要求1至12中任一项所述的检测装置;

所述物理量转换器。

14.一种电子设备,其特征在于,

包括权利要求1至12中任一项所述的检测装置。

15.一种移动体,其特征在于,

包括权利要求1至12中任一项所述的检测装置。

时钟信号生成电路、检测装置、电子设备及移动体

技术领域

[0001] 本发明涉及一种时钟信号生成电路、检测装置、传感器、电子设备以及移动体等。

背景技术

[0002] 一直以来,已知一种使用了振荡电路的时钟信号生成电路。在这样的振荡电路中,实施用于减少相对于温度变动的振荡频率的变动的温度补偿。作为振荡电路的温度补偿的现有技术,已知有专利文献1、2所公开的技术。

[0003] 例如在专利文献1的现有技术中,通过向负的温度特性的环形振荡电路供给正的温度特性的偏压电流,从而实现对振荡频率的温度补偿。

[0004] 在专利文献2的现有技术中,通过以温度特性不同的两种电阻来构成CR振荡电路的电阻部分,从而实现对振荡频率的温度补偿。

[0005] 然而,在这些现有技术中,基准电压发生电路、一个或多个运算放大器与放大电路(缓冲电路)成为必要,从而存在增加电流消耗或电路规模的课题。此外,在专利文献2的现有技术中,虽然为了温度补偿而使用着P+的扩散电阻,但因P+的扩散电阻的薄膜电阻值较低,所以为了确保必要的延迟量,P+的扩散电阻的占有面积变大,从而存在增大电路装置的布局面积的课题。

[0006] 此外,在数码照相机、智能手机等电子设备,或汽车、飞机等移动体中,组装有用于对由于外部因素而发生变化的物理量进行检测的陀螺传感器。陀螺传感器对角速度等物理量进行检测,并应用于所谓的手抖补正、姿态控制、GPS自动巡航等。作为该陀螺传感器的一种,已知使用了水晶振子的水晶压电振动的陀螺传感器。

[0007] 在这样的陀螺传感器中,使用与水晶振子的振荡频率(驱动频率)相同的频率(例如100KHz)的时钟信号来使检测装置的控制部进行工作。例如将检测装置的驱动电路所生成的用于同步检波的同步信号作为时钟信号而使用,来使控制部进行工作。因此,因为时钟信号的频率为例如100KHz这样的低频率,从而无法实现控制部的高速工作。此外,因为在水晶振子的振荡稳定前,无法取得稳定的时钟信号,因而到所需信号的检测开始为止的起动时间被延迟至,从而存在到适当的角速度数据被输出为止需要较长时间的课题。此外,在采用了在检测装置中组装了A/D转换电路以及数字信号处理部的数字陀螺仪的结构的情况下,存在当时钟信号的频率较低时,无法高速地执行数字滤波器处理等数字处理的问题。

[0008] 专利文献1:日本特开平6-169237号公报

[0009] 专利文献2:日本特开2002-33644号公报

发明内容

[0010] 根据本发明的几个方式,能够提供一种可对电流消耗与电路规模的增加等进行抑制,同时能够实现对振荡频率的温度补偿的时钟信号生成电路、检测装置、传感器、电子设备及移动体等。

[0011] 此外,根据本发明的几个方式,能够提供一种可维持检测性能,同时实现控制部的

处理的高速化与起动时间的缩短的时钟信号生成电路、检测装置、传感器、电子设备及移动体。

[0012] 本发明是为了解决上述课题中的至少一部分而被完成的,并可作为以下的形态或方式而实现。

[0013] 本发明的一个方式涉及一种时钟信号生成电路,包括:CR振荡电路,其具有电容器、电阻以及放大电路;电压生成电路,其生成电源电压,并将所述电源电压向所述CR振荡电路供给,所述电源电压为固定电压的情况下的所述CR振荡电路的振荡频率具有正的温度特性,所述电压生成电路根据晶体管的功函数差而生成具有负的温度特性的所述电源电压,并将该电源电压作为所述CR振荡电路的所述放大电路的电源而进行供给。

[0014] 根据本发明的一个实施方式,具有负的温度特性的电源电压被生成,并被供给至电源电压为固定电压的情况下的振荡频率的温度特性为正的CR振荡电路,从而时钟信号被生成。如此,由于CR振荡电路的振荡频率的正的温度特性的至少一部分通过电源电压的负的温度特性而被抵消,从而能够减少相对于温度变动的时钟信号的频率变动。因此,能够提供一种对电流消耗与电路规模的增加等进行抑制,同时实现对振荡频率的温度补偿的时钟信号生成电路。

[0015] 此外,在本发明的一个方式中,可以采用如下方式,即,所述电阻包括:串联连接的多个电阻元件以及基准电阻元件;多个熔断器元件,各个熔断器元件相对于所述多个电阻元件中的各个电阻元件以并联的方式被设置;切断用辅助开关,其相对于所述基准电阻元件以并联的方式被设置,并在熔断器切断前的振荡频率的第一测量模式中处于断开,而在所述熔断器切断前的振荡频率的第二测量模式中处于导通。

[0016] 如此,能够在熔断器切断前的第一测量模式中,将切断用辅助开关置于切断而对振荡频率进行测量,在第二测量模式中,将切断用辅助开关置于导通而对振荡频率进行测量。而且,能够使用以该方式所测量出的振荡频率,来决定切断多个熔断器元件中的哪一个。

[0017] 本发明的另一方式涉及一种检测装置,包括:上述记载的时钟信号生成电路;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;控制部,其接收来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号,并对所述驱动电路以及所述检测电路进行控制。

[0018] 如此,能够使用通过具有CR振荡电路的时钟信号生成电路而生成的时钟信号来使控制部进行工作,并对驱动电路与检测电路进行控制。由此,能够实现控制部的处理的高速化、驱动电路与检测电路的起动的高速化。

[0019] 此外,在本发明的另一方式中,可以采用如下方式,即,所述时钟信号生成电路通过加电复位解除而被设定为工作使能状态,并向所述控制部供给所述时钟信号,通过所述时钟信号的供给而开始进行工作的所述控制部使所述驱动电路以及所述检测电路起动。

[0020] 如此,通过加电复位解除,从而使时钟信号生成电路开始进行工作而生成时钟信号,由此能够通过根据该时钟信号而进行工作的控制部来使驱动电路与检测电路起动。

[0021] 本发明的另一方式涉及一种检测装置,包括:时钟信号生成电路,其利用CR振荡电路而生成时钟信号;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;控制

部,其接收来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号,并对所述驱动电路以及所述检测电路进行控制,所述CR振荡电路被供给负的温度特性的电源电压而进行工作,所述时钟信号生成电路通过加电复位解除而被设定为工作使能状态,并向所述控制部供给所述时钟信号,通过所述时钟信号的供给而开始进行工作的所述控制部使所述驱动电路以及所述检测电路起动。

[0022] 如此,能够使用通过具有CR振荡电路的时钟信号生成电路而生成的时钟信号来使控制部进行工作,并对驱动电路与检测电路进行控制。由此,能够实现控制部的处理的高速化、驱动电路与检测电路的起动的高速化。此外,通过向CR振荡电路供给负的温度特性的电源电压而生成时钟信号,从而能够减少相对于温度变动的时钟信号的频率变动。

[0023] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,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,其对所述振子的驱动信号进行输出;增益控制电路,其对所述驱动信号的振幅进行控制;高通滤波器,其被设置于所述放大电路与所述驱动信号输出电路之间,在所述振子的振荡的起动期间内,来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号经由构成所述高通滤波器的电阻元件而被输入至所述驱动信号输出电路。

[0024] 如此,能够有效地活用来自时钟信号生成电路的时钟信号,而实现振子的振荡源的生成与生长,由此实现振荡起动期间的缩短等。

[0025] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,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,所述检测电路具有第一A/D转换电路,所述第二检测电路具有第二A/D转换电路,所述第一A/D转换电路以及所述第二A/D转换电路根据来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号而将模拟信号转换为数字信号。

[0026] 如此,能够使第一、第二A/D转换电路根据来自时钟信号生成电路的时钟信号而进行工作,从而实现系统设计的简化等。

[0027] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,即,所述控制部包括数字信号处理部,所述数字信号处理部接收来自所述第一A/D转换电路以及所述第二A/D转换电路的数字信号,并对所述数字信号实施数字信号处理,所述数字信号处理部根据来自所述时钟信号生成电路的所述时钟信号来实施所述数字信号处理。

[0028] 如此,因为也能够通过来自时钟信号生成电路的时钟信号而使数字信号处理部进行工作,因此可实现系统设计的进一步简化等,所述数字信号处理部实施对来自第一、第二A/D转换电路的数字信号的数字信号处理。

[0029] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,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第二振子,所述振子以第一频率进行振动,所述第二振子以与所述第一频率不同的第二频率进行振动。

[0030] 如此,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涉。

[0031] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,即,包括:电源端子,其被输入外部电源电压;调节电路,其实施对来自所述电源端子的所述外部电源电压进行降压的

电压调节,并将通过所述电压调节取得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进行供给,所述电压生成电路根据所述调节电源电压而生成所述电源电压。

[0032] 只要以此种方式使驱动电路与检测电路通过调节电源电压而进行工作,便能够对由电源电压变动所导致的检测性能的降低等情况进行抑制,从而实现检测装置的检测性能的提高等。此外,由于电压生成电路根据调节电源电压而生成电源电压,从而不仅能够减少相对于温度变动的时钟信号的频率变动,还能够减少相对于电源电压变动的时钟信号的频率变动。

[0033] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,即,包括缓冲电路,所述缓冲电路被供给所述外部电源电压,接收来自所述驱动电路的驱动信号,并向所述物理量转换器输出使所述驱动信号的振幅增大后的放大驱动信号。

[0034] 如此,由于使缓冲电路不以调节电源电压而以电源电压进行工作,从而能够向物理量转换器输出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,因此可同时实现振子的振荡的起动时间的缩短与检测性能的提高等。

[0035] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,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进行输出,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进行输出。

[0036] 如此,能够在需要由放大驱动信号进行的驱动的情况下设定为第一模式,在优选由通常的驱动信号进行的驱动的情况下设定为第二模式,从而能够提高便利性。

[0037] 此外,在本发明的另一方式中,也可以采用如下方式,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内,设定为所述第一模式,而向所述振子输出来自所述缓冲电路的所述放大驱动信号。

[0038] 如此,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,因而可实现振子的振荡的起动时间的缩短。

[0039] 本发明的另一方式涉及一种传感器,包括:上述的任意一个检测装置;所述物理量转换器。

[0040] 本发明的另一方式涉及一种包括上述的时钟信号生成电路的电子设备。

[0041] 本发明的另一方式涉及一种包括上述的时钟信号生成电路的移动体。

附图说明

[0042] 图1为本实施方式的时钟信号生成电路的结构例。

[0043] 图2为电压生成电路的详细结构例。

[0044] 图3中的图3(A)为电源电压固定时的振荡频率的温度特性,图3(B)为表示通过电源电压生成电路所生成的电源电压的温度特性的图。

[0045] 图4表示振荡频率的变动率温度特性的图。

[0046] 图5为CR振荡电路的其他结构例。

[0047] 图6为CR振荡电路的其他结构例。

[0048] 图7中的图7(A)、图7(B)为利用熔断器切断所进行的振荡频率的调节方法的说明图。

- [0049] 图8为表示熔断器切断前的振荡频率与熔断器目标值以及熔断器值之间的关系的图。
- [0050] 图9中的图9 (A)、图9 (B) 为使用了切断用辅助开关的振荡频率的调节方法的说明图。
- [0051] 图10为使用了切断用辅助开关的振荡频率的调节方法的说明图。
- [0052] 图11为表示在使用了本实施方式的调节方法的情况下的、熔断器切断前的振荡频率与熔断器目标值以及熔断器值之间的关系的图。
- [0053] 图12为本实施方式的检测装置、电子设备、陀螺传感器的结构例。
- [0054] 图13为本实施方式的检测装置的详细的结构例。
- [0055] 图14为检测装置的起动时的动作说明图。
- [0056] 图15为通常工作、待机、休眠的各模式的说明图。
- [0057] 图16为驱动电路的详细的结构例。
- [0058] 图17中的图17 (A) 为表示电源电压VDD与零点变动量的关系的图,图17 (B) 为表示电源电压与起动时间的关系的图。
- [0059] 图18为缓冲电路的结构例。
- [0060] 图19中的图19 (A)、图19 (B) 为第一、第二模式的说明图。
- [0061] 图20为检测装置的其他的结构例。
- [0062] 图21为检测电路的详细的结构例。
- [0063] 图22为概要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

[0064] 以下,对本发明的优选的实施方式进行详细地说明。此外,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。

[0065] 1.时钟信号生成电路

[0066] 图1图示了本实施方式的时钟信号生成电路的结构例。时钟信号生成电路包括电压生成电路160与CR振荡电路170。另外,时钟信号生成电路不限于图1的结构,能够实施省略该结构要素的一部分或追加其他的结构要素等各种改变。

[0067] 电压生成电路160生成电源电压VDOS,并供给至CR振荡电路170。例如,生成基于函数差的电源电压VDOS并进行供给。

[0068] CR振荡电路170具有电容器C、电阻R与放大电路180(缓冲电路)。CR振荡电路170被供给电源电压VDOS而进行工作,从而生成时钟信号CLK(振荡信号)。具体而言,CR振荡电路170使用由电容器C与电阻R所构成的RC电路来将信号反馈至输入而生成振荡信号,并将对该振荡信号实施了波形整形后的信号作为时钟信号CLK而进行输出。

[0069] 放大电路180(反相放大电路)具有NAND电路NA与倒相电路IV1、IV2。倒相电路IV1的输出经由电容器C而被反馈至放大电路180的输入。倒相电路IV2的输出经由电阻R而被反馈至放大电路180的输入。NAND电路NA的第一输入成为放大电路180的输入,在NAND电路NA的第二输入中输入有使能信号EN。当使能信号EN成为高电平时,CR振荡电路170被设定为工作使能状态,当使能信号EN为低电平时,CR振荡电路170被设定为工作非使能状态。

[0070] 从倒相电路IV2所输出的振荡信号通过倒相电路IV3而被实施波形整形,并作为矩形波的时钟信号CLK而被输出。例如,振荡信号成为上升沿以及下降沿较钝的波形。倒相电路IV3对这种波形的振荡信号实施波形整形,使其成为上升沿以及下降沿较陡的矩形波。另外,也可以在倒相电路IV3的后段设置分频电路,从而输出通过对时钟信号CLK进行分频而取得的一个或多个时钟信号。

[0071] 电压生成电路160根据晶体管的功函数差而生成例如具有负的温度特性(第一温度特性)的电源电压VDOS,并将该电源电压VDOS作为CR振荡电路170的放大电路180的电源而进行供给。例如在电压生成电路160(调节电路)中供给有高电位侧的电源电压VDDL与低电位侧的电源电压VSS(GND)。并且,如后文所述那样,电压生成电路160具有第一晶体管以及栅极电极的导电性与第一晶体管不同的第二晶体管。例如,在第一晶体管的栅极电极为N型的情况下,第二晶体管的栅极电极为P型。并且,电压生成电路160将与第一、第二晶体管的功函数差相对应的电压作为电源电压VDOS而进行供给。即,供给基于不同种类的栅极的功函数差的电源电压VDOS。基于功函数差的电源电压VDOS例如具有负的温度特性,当温度上升时电源电压VDOS将降低。

[0072] 另一方面,CR振荡电路170的振荡频率在电源电压VDOS为固定电压(一定)的情况下具有正的温度特性。即,在电源电压VDOS为固定的条件下,当温度上升时振荡频率将升高。

[0073] 将排除了例如NAND电路NA或倒相电路IV1、IV2等各个电路的信号延迟的影响的情况下的、CR振荡电路170的振荡频率设为 f_0 。这样,振荡频率 f_0 一般可表示为下式(1)。另外,电容器C的电容值、电阻R的电阻值以相同的符号C、R来进行表示。

$$[0074] \quad f_0 = 1 / (2.2 \times C \times R) \quad (1)$$

[0075] 在本实施方式中,使用负的温度特性的电阻以作为电阻R。例如,使用多晶硅电阻等以作为电阻R。因为多晶硅电阻具有负的温度特性,所以当温度上升时电阻R的电阻值将降低。因此,当温度上升时,振荡频率 $f_0 = 1 / (2.2 \times C \times R)$ 将升高。即,排除了NAND电路等各个电路的信号延迟的影响的振荡频率 f_0 具有正的温度特性。

[0076] 此外,构成NAND电路NA、倒相电路IV1、IV2等各个电路的MOS晶体管的阈值电压具有负的温度特性,当温度上升时阈值电压将降低。当阈值电压降低时,NAND电路等各个电路中的信号的延迟时间将缩短,从而CR振荡电路170的振荡频率将上升。例如,当将各个电路的负载电容设为 C_L 、将漏极电流设为 I_D 、将电源电压设为VDOS、将预定系数设为 k 时,各个电路中的延迟时间可表示为下式(2)。

$$[0077] \quad t_d = k \{ (C_L \times V_{DOS}) / I_D \} \quad (2)$$

[0078] 根据上式(2),当温度上升,阈值电压降低时,漏极电流 I_D 将增大,从而延迟时间 t_d 变短,由此电源电压VDOS固定的情况下的振荡频率上升。

[0079] 图2为电压生成电路160的详细结构例。电压生成电路160具有差动部162与输出部164。并且电压生成电路160被供给有高电位侧的电源电压VDDL(例如1.8V)与低电位侧的电源电压VSS(例如0V)而进行工作。

[0080] 差动部162具有构成电流镜电路的晶体管TA1、TA2,构成差动对的晶体管TA3、TA4,构成电流源的晶体管TA5以及电阻元件RA1。晶体管TA1、TA2为例如P型晶体管(广义而言为第一导电型的晶体管),晶体管TA3、TA4、TA5为N型晶体管(广义而言为第二导电型的晶体

管)。此外,晶体管TA1、TA2、TA4为增强型的晶体管,晶体管TA3、TA5为耗尽型的晶体管。

[0081] 晶体管TA1被设置于电源电压VDDL(第一电源电压)的节点与节点NA1之间,晶体管TA2被设置于电源电压VDDL(第一电源电压)的节点与NA2之间。在晶体管TA1、TA2的源极供给有电源电压VDDL,晶体管TA1、TA2的栅极电极与晶体管TA2的漏极的节点NA2相连接。

[0082] 晶体管TA3被设置于节点NA1与节点NA3之间,晶体管TA4被设置于节点NA2与节点NA3之间。在晶体管TA3的栅极电极输入有电源电压VSS。晶体管TA4的栅极电极与电压生成电路160的输出节点NA4相连接。

[0083] 晶体管TA5、电阻元件RA1以串联的方式被设置在节点NA3与电源电压VSS的节点之间,并构成电流源。在晶体管TA5的栅极电极输入有电源电压VSS,晶体管TA5的源极与电阻元件RA1的一端相连接。电阻元件RA1的另一端与电源电压VSS的节点相连接。

[0084] 输出部164包括驱动用的晶体管TA6、晶体管TA7以及电阻元件RA2。晶体管TA6为增强型的P型晶体管,晶体管TA7为耗尽型的N型晶体管。晶体管TA6被设置于电源电压VDDL的节点与输出节点NA4之间,其栅极电极与差动部162的输出节点NA1相连接。晶体管TA7、电阻元件RA2以串联的方式被设置在输出节点NA4与电源电压VSS的节点之间,并构成电流源。在晶体管TA7的栅极电极输入有电源电压VSS。

[0085] 晶体管TA3为栅极电极的导电性与晶体管TA4不同的晶体管。例如晶体管TA3的栅极电极N型,则晶体管TA4的栅极电极P型。例如,虽然晶体管TA3与TA4的基板的杂质浓度或沟道的杂质浓度相同,但栅极电极的导电性不同,从而栅极电极的杂质浓度也不同。

[0086] 具体而言,MOS晶体管的阈值电压能够表示为 $V_{th} = \phi_{MS} - Q_{SS}/C_{OX} + 2\phi_F + Q_D/C_{OX}$ 。在此 ϕ_{MS} 为栅极电极与基板的功函数差, Q_{SS} 为氧化膜内的固定电荷, C_{OX} 为栅极氧化膜的每单位面积的电容, ϕ_F 为费米能级, Q_D 为耗尽层内的电荷。根据晶体管TA3的N型栅极电极的杂质浓度与晶体管TA4的P型栅极电极的杂质浓度的设定,耗尽型的晶体管TA3的阈值电压VTN例如被设定为-0.52V,增强型的晶体管TA4的阈值电压VTP例如被设定为0.45V。因此,在电压生成电路160的输出节点NA4输出有 $VTP - VTN = 0.97V$ 的电源电压VDOS。即,即使在电源电压VDDL发生变动的情况下,也能够供给固定电压的电源电压VDOS。

[0087] 此外,在图2中,因为晶体管TA5、TA7为耗尽型的晶体管,所以即使不另外设置偏压电流的生成电路,也能够实现使偏压电流流向差动部162、输出部164的电流源。

[0088] 另外,电压生成电路160不限于图2的结构,能够实施省略该结构要素的一部分或追加其他的结构要素等各种改变。例如电压生成电路160只需为,至少具有第一晶体管(TA3)、栅极电极的导电性与第一晶体管不同的第二晶体管(TA4),并能够供给与第一晶体管和第二晶体管的功函数差电压对应的负的温度特性的电压的电路即可。

[0089] 图3(A)为表示电源电压VDOS固定的情况下的振荡频率的温度特性的模拟试验结果的图。如上述那样,当温度上升时,电阻R的电阻值将降低, $f_0 = 1/(2.2 \times C \times R)$ 将增高,NAND电路等各个电路的延迟时间 t_d 将缩短。因此,如图3(A)所示那样,电源电压VDOS固定的情况下的CR振荡电路170的振荡频率在温度上升时升高,具有正的温度特性。

[0090] 图3(B)表示电源电压VDOS的温度特性的模拟试验结果的图。如上述那样,在本实施方式中,电压生成电路160根据晶体管的功函数差而生成负的温度特性的电源电压VDOS。因此,如图3(B)所示那样,电源电压VDOS在温度上升时减小,具有负的温度特性。

[0091] 图4为表示时钟信号生成电路的振荡频率的变动率的模拟试验结果以及实机测量

结果的图。

[0092] 在本实施方式中,向在如图3 (A) 所示那样电源电压VDOS为固定的情况下振荡频率具有正的温度特性的CR振荡电路170,供给如图3 (B) 所示那样具有负的温度特性的电源电压VDOS。这样,能够通过电源电压VDOS的负的温度特性(图3 (B)) 来抵消CR振荡电路170的单独的振荡频率所具有的的正的温度特性(图3 (A))。由此,如图4所示那样,能够将相对于温度变动的振荡频率的变动率抑制得较低,例如能够将变动率抑制在2%程度以下。如此,根据本实施方式,能够实施对振荡频率的恰当的温度补偿,从而能够供给相对于温度变动的频率的变动率较低的时钟信号CLK。

[0093] 例如,在前文所述的现有技术中,为了实现振荡频率的温度补偿,除了基准电压生成电路和振荡电路的放大电路之外,还需要另外设置除运算放大器等其他电路要素。因此,存在会引起功率消耗和电路规模的增加的问题。

[0094] 对于该问题,在本实施方式中,仅设置向CR振荡电路170供给如图3 (B) 那样的负的温度特性的电源电压VDOS的电压生成电路160,便能够实现对于振荡频率的温度补偿。因此,与现有技术相比,能够在抑制电流消耗和电路规模的增加的同时,实现对振荡频率的温度补偿。

[0095] 即,一般的温度补偿是通过对正负不同的温度特性的电路元件进行组合来实现的。与此相对,在本实施方式中,着眼于电源电压固定时的CR振荡电路170的振荡频率具有如图3 (A) 那样的正的温度特性,而向CR振荡电路170供给抵消(消除) 该正的温度特性的、负的温度特性的电源电压VDOS。因为这样的负的温度特性的电源电压VDOS能够利用晶体管的功函数差而通过较小的电路规模的简单的电路结构来生成,从而能够将电路规模的增加抑制在最小限度。此外,也能够通过利用功函数差,将相对于电源电压变动的振荡频率的变动抑制得较低。即,即使在图2中电源电压VDDL发生了变动的情况下,也能够使基于功函数差的电源电压VDOS的变动为最小限度。因此,只要通过这样的基于功函数差的负的温度特性的电源电压VDOS的供给,而抵消CR振荡电路170的正的温度特性,则不仅可将相对于温度变动的振荡频率的变动抑制在最小限度,还可将相对于电源电压变动的振荡频率的变动抑制在最小限度。

[0096] 此外,CR振荡电路170与例如使用了水晶等的振子的振荡电路相比,具有起动时间较短,从而能够尽早地供给稳定的高速的时钟信号的优点。因此,如果将通过CR振荡电路170所生成的时钟信号作为如后文所述的陀螺传感器等检测装置的工作用的时钟信号而使用,则能够实现检测装置的起动和工作速度的高速化。

[0097] 另外,通常的CR振荡电路170相对于如图3 (A) 那样的温度变动,其振荡频率会发生较大的变动。因此,当将通过CR振荡电路170所生成的时钟信号作为陀螺传感器等检测装置的工作用的时钟信号而直接使用时,存在由于时钟信号的频率变化而导致检测装置的性能降低的可能。

[0098] 对于这一点,根据本实施方式的时钟信号生成电路,因为CR振荡电路170的正的温度特性通过负的温度特性的电源电压VDOS的供给而被抵消,从而对振荡频率的温度补偿被实施,因而能够维持检测装置的性能。因此,根据本实施方式,能够同时实现检测装置的工作和起动的高速化与检测装置的性能的维持。

[0099] 2.CR振荡电路

[0100] 图5图示了CR振荡电路170的其他的结构例。在图5中,相对于图1的结构,电阻R等的连接结构有所不同。即,在图1中,为倒相电路IV2的输出通过电阻R而反馈至放大电路180的输出的连接结构,而在图5中,为NAND电路NA的输出通过电阻R而反馈至放大电路180的输入的连接结构。如此,作为电阻R、电容器C的连接结构,可实施各种改变。此外,缓冲电路180的结构也可实施各种改变,可以改变倒相电路的级数,或使用倒相电路或NOR电路等其他的电路来代替NAND电路。

[0101] 图6图示了CR振荡电路170的另外的结构例。在图6中,电阻R(电阻电路)具有串联连接的多个电阻元件R1~R6与基准电阻元件R7。此外,还具有串联连接的多个开关SW1~SW6。电阻元件R1~R6与基准电阻元件R7在放大电路180的输出节点NQ与输入节点NI之间被串联连接。开关SW1~SW6在输出节点NQ与节点N6之间被串联连接。相对于多个电阻元件R1~R6中的各个电阻元件,开关SW1~SW6中的各个开关以并联的方式被设置。开关SW1~SW6既可以通过例如MOS晶体管(传输门等)来实现,也可以通过如后文所述的熔断器元件等来实现。

[0102] 根据图6的结构,通过对SW1~SW6中的各个开关的导通与断开进行设定,从而能够将电阻R的电阻值设定为可变。例如,当将开关SW1~SW6全部断开时,电阻R的电阻值将成为 $R1+R2+R3+R4+R5+R6+R7$ 。另一方面,当将开关SW1~SW6全部导通时,电阻R的电阻值将成为R7。另外,在本实施方式中为了说明的简化,将电阻与电阻值以相同的符号来进行表示。

[0103] 电阻R1~R6的电阻值例如以二进制的方式被加权。例如R1~R6中的各个电阻通过一个或多个单位电阻而被构成。例如R1通过 $2^0=1$ 个单位电阻而被构成,R2通过被串联连接的 $2^1=2$ 个单位电阻而被构成,R3通过串联连接的 2^2 个单位电阻而被构成。同样地,R4、R5、R6分别通过被串联连接的 2^3 个、 2^4 个、 2^5 个单位电阻而被构成。因此,当将单元电阻的电阻值设为RU时,R1的电阻值被设定为 $2^0 \times RU (=RU)$,R2的电阻值被设定为 $2^1 \times RU (=2 \times RU)$,R3的电阻值被设定为 $2^2 \times RU$,R4的电阻值被设定为 $2^3 \times RU$,R5的电阻值被设定为 $2^4 \times RU$,R6的电阻值被设定为 $2^5 \times RU$ 。

[0104] 另外,R7为用于设定成为基准的振荡频率的基准电阻元件,当将作为R7的电阻值的基准电阻值设为RB时,RB能够被设例如与R6为大致相同的电阻值。通过这样进行设定,能够将电阻R的电阻值在预定范围内(例如 $RB \sim RB+RU \times (2^6-1)$ 的范围)设定为可变。另外电阻值的设定方法不限于这样的设定,可实施各种改变。

[0105] 3. 振荡频率的调节

[0106] 接下来对基于本实施方式的振荡频率的调节方法的一个示例进行说明。图7(A)、图7(B)为对通过熔断器切断来调节振荡频率的方法进行说明的图。

[0107] 在图7(A)、图7(B)中,设置有熔断器元件FU1~FU6以作为图6的开关元件SW1~SW6。即,电阻R具有:串联连接的多个电阻元件R1~R6以及基准电阻元件R7;多个熔断器元件FU1~FU6,相对于多个电阻元件R1~R6中的各个电阻元件,各个熔断器元件以并联的方式被设置。例如,在放大电路180的输出节点NQ与节点N1之间并联连接有电阻元件R1与熔断器元件FU1,在节点N1与节点N2之间并联连接有电阻元件R2与熔断器元件FU2。电阻元件R3~R6与熔断器元件FU3~FU6的连接结构也相同。这些R1~R6的电阻值例如以二进制的方式被加权,如前文所述那样,例如R1的电阻值被设定为 $2^0 \times RU$,R2的电阻值被设定为 $2^1 \times RU$,R3的电阻值被设定为 $2^2 \times RU$,……,R6的电阻值被设定为 $2^5 \times RU$ 。

[0108] 此外,基准电阻元件R7为如前文所述那样用于设定基准频率的电阻元件,其电阻值为基准电阻值RB。基准电阻元件R7被设置于电阻元件R6的一端的节点N6与放大电路180的输入节点NI之间。

[0109] 在熔断器切断前,如图7(A)所示那样全部熔断器FU1~FU6处于非切断状态。因此,电阻R的电阻值被设定为R7的基准电阻值RB(准确而言为RB+熔断器元件等的寄生电阻值)。在例如将目标振荡频率设为4MHz时,以在图7(A)的熔断器切断前,在制造工艺、温度等条件为标准条件下,振荡频率达到6MHz左右的方式,来设定基准电阻值RB。而后,在该状态下,CR振荡电路170的振荡频率被计测。当将所计测到的振荡频率设为fr时,通过例如像下式(3)所示那样由fr的一次式所表示的切断(trimming)式来计算熔断器值。另外a,b为常数。

[0110] 熔断器值= $a \times fr + b$ (3)

[0111] 根据所计算的熔断器值来决定对熔断器元件FU1~FU中的哪个进行切断(trimming)。例如,在图7(B)中,根据切断式所计算出的熔断器值,熔断器FU1、FU3、FU4、FU5被切断。在该情况下,电阻R的电阻值成为RB+R1+R3+R4+R5(+寄生电阻值)。

[0112] 具体而言,通过将熔断器值(变换为整数之后的熔断器值)转换为二进制表示的数据,从而能够决定需要切断的熔断器元件。例如,如果熔断器值= $1 = 2^0$,则对熔断器元件FU1进行切断,如果熔断器值= $2 = 2^1$,则对熔断器元件FU2进行切断。此外,如果熔断器值= $3 = 2^0 + 2^1$,则对熔断器元件FU1以及FU2进行切断,如果熔断器值= $4 = 2^2$,则对熔断器元件FU3进行切断,如果熔断器值= $5 = 2^0 + 2^2$,则对熔断器元件FU1以及FU3进行切断。即,熔断器FU1相当于二进制表示的熔断器值的LSB(Least Significant Bit:最低有效位),熔断器FU2相当于LSB的下一位,熔断器FU3相当于随后的下一位。同样地,熔断器值FU6相当于二进制表示的熔断器值的MSB(Most Significant Bit:最高有效位)。并且,如果熔断器值的LSB为1,则对熔断器FU1进行切断,如果为0则不进行切断。如果LSB的下一位为1,则对熔断器FU2进行切断,如果为0则不进行切断。

[0113] 图8为表示在熔断器切断前所测量出的振荡频率fr与熔断器目标值以及利用切断式(式(3))所计算出的熔断器值之间的关系的图。

[0114] 例如,图8中,实施改变了工艺条件的模拟试验,而求出将振荡频率设定为目标频率(例如4MHz)的熔断器目标值(熔断器值的目标值)。图8的FT1(黑圆)为,熔断器切断前的振荡频率(图7(A))为fr=fa的情况下的熔断器目标值。此外,图8的TR1为,相对于熔断器目标值FT1所设定的熔断器目标值范围。在目标频率例如为4MHz的情况下,熔断器目标值范围TR1被设定为,使振荡频率例如成为4MHz $\pm$ 5%的范围。即,在特定的工艺条件下,在熔断器切断前的振荡频率为fr=fa时,如果熔断器值落入熔断器目标值范围TR1内,则振荡频率收敛于4MHz $\pm$ 5%的范围内。

[0115] 如图8的B1、B2、B3、B4所示那样,熔断器目标值根据工艺条件而发生变化。

[0116] 例如图8的B1为与放大电路180的晶体管的阈值电压较高、电阻R的电阻值或电容器C的电容值较大这一工艺条件相对应的熔断器目标值。即,为在该工艺条件下实施的熔断器目标值的模拟试验结果。在该情况下,熔断器切断前的振荡频率fr为较低的频率,从而将振荡频率设定为目标频率的熔断器值成为较小的值。因此,通过以熔断器值成为较小的值的设定(被切断的熔断器的数目较少)来切断熔断器,从而能够使振荡频率接近目标频率。

[0117] 另一方面,图8的B4为与放大电路180的晶体管的阈值电压较低、电阻R的电阻值或

电容器C的电容值较小这一工艺条件相对应的熔断器目标值。在该情况下,熔断器切断前的振荡频率 f_r 为较高的频率,从而将振荡频率设定为目标频率的熔断器值成为较大的值。因此,通过以熔断器值成为较大的值的设定(被切断的熔断器的数目较多)来切断熔断器,从而能够使振荡频率接近目标频率。

[0118] 并且,能够根据图8的熔断器目标值的模拟试验结果而对上式(3)的熔断器值的切断式的系数a、b进行设定。

[0119] 然而,如图8的A1、A2所示那样,存在根据切断式所求出的熔断器值偏离出熔断器目标值范围(目标频率 $\pm 5\%$)的情况。例如,熔断器切断前的振荡频率为 $f_r = f_a$ 的情况下的熔断器值(白圆)偏离出熔断器目标值 $FT1$ (黑圆)的熔断器目标值范围 $TR1$ ($4MHz \pm 5\%$)。这是因为,上式(3)的切断式为 f_r 的一次式,如图8的B1、B2、B3、B4所示那样改变了工艺条件的情况下的熔断器目标值无法通过这种一次式的切断式来准确地进行拟合。即,其原因在于,由于晶体管的阈值电压的偏差等原因,与B1、B2、B3、B4的各工艺条件相对应的一次式的截矩的值针对于每个工艺条件而成为不同的值。

[0120] 因此,在使用上式(3)的切断式,根据熔断器切断前的振荡频率 f_r 来求取熔断器值,并根据所求出的熔断器值来决定需要切断的熔断器的方法中,存在难以使振荡频率收敛于所需的熔断器目标值范围($4MHz \pm 5\%$)的问题。

[0121] 为了解决这样的问题,在本实施方式中设置了图9(A)所示那样的切断用辅助开关SWAX。例如,在图9(A)中,电阻R具有:串联连接的多个电阻元件 $R1 \sim R6$ 以及基准电阻元件 $R7$;多个熔断器元件 $FU1 \sim FU6$,各个熔断器元件相对于多个电阻元件 $R1 \sim R6$ 中的各个电阻元件以并联的方式被设置。并且,切断用辅助开关SWAX相对于基准电阻元件 $R7$ 以并联的方式被设置。

[0122] 该切断用辅助开关SWAX如图9(A)所示那样,在熔断器切断前的振荡频率的第一测量模式中处于切断。由此,能够实现基准电阻元件 $R7$ 以及熔断器元件 $FU1 \sim FU6$ 在输出节点NQ与输入节点NI之间被串联连接的状态。

[0123] 另一方面,切断用辅助开关SWAX如图9(B)所示那样,在熔断器切断前的振荡频率的第二测量模式中处于导通。由此,能够实现熔断器元件 $FU1 \sim FU6$ 以及切断用辅助开关SWAX在输出节点NQ与输入节点NI之间被串联连接的状态。

[0124] 例如,将熔断器切断前的第一测量模式(图9(A))下的振荡频率设为 f_{r1} ,将熔断器切断前的第二测量模式(图9(B))下的振荡频率设为 f_{r2} 。在该情况下,通过由 f_{r1} 以及 f_{r2} 的一次式表示的下式(4)的切断式而对熔断器值进行计算。其中,c、d、e为常数。

[0125] 熔断器值 $= c \times f_{r1} + d \times f_{r2} + e$ (4)

[0126] 根据通过上式(4)的切断式所计算出的熔断器值,而像图10所示那样对熔断器进行切断。在图10中,熔断器 $FU1$ 、 $FU3$ 、 $FU4$ 、 $FU5$ 被切断。

[0127] 根据以上的本实施方式的方法,如图9(A)、图9(B)所示那样,能够在基准电阻素子 $R7$ 为连接状态的情况与为非连接状态的情况这两种状态下对熔断器切断前的振荡频率 f_{r1} 、 f_{r2} 进行测量。因此,能够如图9(B)那样,对由放大电路180的晶体管的阈值电压与电容器C的电容的特性所决定的振荡频率 f_{r2} 进行测量。由此,能够对由晶体管的阈值电压的偏差引起的熔断器值的偏差适当地进行补正。其结果为,易于将在根据切断式的计算值而对熔断器元件进行切断的情况下的振荡频率收敛于目标频率范围。

[0128] 例如,图11为表示在使用了本实施方式的调节方法的情况下的、熔断器切断前的振荡频率与熔断器值之间的关系的图。图11的熔断器值为通过上式(4)的切断式所计算出的值。

[0129] 例如,与振荡频率 f_a 对应的熔断器值在图8中如A1所示那样偏离出熔断器目标值范围TR1,但在图11中如C1所示那样收敛于熔断器目标范围TR1内。因此,根据本实施方式的调节方法,通过利用上式(4)的切断式对熔断器值进行计算,并根据所计算出的熔断器值对熔断器进行切断,从而能够使振荡频率收敛于所需的熔断器目标值范围($4\text{MHz} \pm 5\%$)。

[0130] 即,在本实施方式中,即使在由于晶体管的阈值电压的偏差等原因,与图11的D1、D2、D3、D4的各工艺条件相对应的一次式的截矩的值针对于每个工艺条件而成为不同的值的情况下,也能够计算出与熔断器目标值更为接近的熔断器值,并对熔断器进行切断。即,通过使用上式(4)的切断式,从而能够使熔断器值更加拟合于熔断器目标值,由此能够使振荡频率收敛于所需的熔断器目标值范围($4\text{MHz} \pm 5\%$)。因此,能够实现精度更高的振荡频率的调节方法。

[0131] 4. 电子设备、陀螺传感器

[0132] 图12图示了包括本实施方式的时钟信号生成电路150的检测装置20、包括该检测装置20的陀螺传感器510(广义而言为传感器)、包括该陀螺传感器510的电子设备500的结构例。

[0133] 另外,检测装置20、电子设备500、陀螺传感器510不限于图12的结构,能够实施省略该结构要素的一部分或追加其他的结构要素等各种改变。此外,作为本实施方式中的电子设备500,可假定数码照相机、摄像机、智能电话、移动电话、车辆导航系统、机器人、游戏机、钟表、健康器具或便携型信息终端等各种设备。此外,在下文中,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,但本发明不限于此。例如由硅基板等所形成的为静电电容检测方式的振子(振动陀螺仪),对与角速度信息等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、传感器等也可应用于本发明。

[0134] 电子设备500包括陀螺传感器510与处理部520。此外,还能够包括存储器530、操作部540、显示部550。处理部520(CPU、MPU等)实施对陀螺传感器510等的控制、对电子设备500的整体控制。此外,处理部520根据通过陀螺传感器510所检测出的角速度信息(广义而言为物理量)而实施处理。例如,根据角速度信息而实施用于手抖补正、姿态控制、GPS自动巡航等的处理。存储器530(ROM、RAM等)对控制程序或各种数据进行存储,并作为工作区域和数据存储区域而发挥功能。操作部540供用户对电子设备500进行操作,显示部550将各种信息对用户进行显示。

[0135] 陀螺传感器510(传感器)包括振子10、检测装置20。图12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所形成的音叉型的压电振子,并具有驱动用振子11、12与检测用振子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。

[0136] 检测装置20包括驱动电路30、检测电路60、控制部140、时钟信号生成部150。

[0137] 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(提取)与施加于振子10的物理量对应的所需信号(科里奥利力信号)。

[0138] 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。如此,由于逆电压效应,驱动用振子11开始振动,并且驱动用振子12通过音叉振动也开始振动。此时,由于驱动用振子12的压电效果而产生的电流(电荷)作为反馈信号而从驱动端子4被反馈至驱动电路30。由此形成了包括振子10的振荡回路。

[0139] 当驱动用振子11、12振动时,检测用振子16、17将在图12所示的方向上以振动速度 v 进行振动。如此,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,并检测与科里奥利力对应的信号亦即所需信号(所需波)。即,当振子10(陀螺传感器)以检测轴19为中心进行旋转时,将在与振动速度 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 、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通过检测与科里奥利力对应的信号亦即所需信号,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 ,处理部520能够实施用于手抖补正、姿态控制或GPS自动巡航等的各种处理。

[0140] 此外,在本实施方式中,时钟信号生成电路150通过CR振荡电路170而生成时钟信号。该CR振荡电路170像图1所说明那样被供给具有负的温度特性的电源电压,并通过CR振荡而生成时钟信号。另外,也可以使用与图1等不同的电路结构以作为CR振荡电路170。例如,电压生成电路160也可以不利用晶体管的功函数差而生成负的温度特性的电源电压。

[0141] 控制部140接收来自时钟信号生成电路150的时钟信号而实施各种控制处理。例如,根据时钟信号而对驱动电路30以及检测电路60进行控制。时钟信号也可以为对CR振荡电路170的振荡信号实施了分频后的信号。

[0142] 时钟信号生成电路150通过加电复位解除而被设定为工作使能状态,并向控制部140供给时钟信号。而后,通过时钟信号的供给而开始进行工作的控制部140使驱动电路30、检测电路60起动。并且使这些电路开始进行工作。

[0143] 检测电路60具有A/D转换电路100。该A/D转换电路100根据来自时钟信号生成电路150的时钟信号(例如分频后的时钟信号)而实施A/D转换。例如将模拟检测信号(所需信号)转换为数字信号(数字数据)。

[0144] 并且,控制部140所具有的DSP部(数字信号处理部)110接收来自A/D转换电路100的数字信号,并对该数字信号实施数字信号处理。该DSP(Digital Signal Processing:数字信号处理)部110根据来自时钟信号生成电路的时钟信号而执行数字信号处理。

[0145] 此外,在图12中,图示了振子10为音叉型的情况下的示例,本实施方式的振子10不限于这样的结构。例如也可以为T字型或双T字型等。此外振子10的压电材料也可以为水晶以外的材料。

[0146] 5. 检测装置

[0147] 图13图示了本实施方式的检测装置20的详细结构例。检测装置20包括驱动电路30与检测电路60,所述驱动电路30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,所述检测电路60接收来自振子10的检测信号IQ1、IQ2,并检测所需信号。此

外,检测装置20(集成电路装置)包括控制部140、时钟信号生成电路150。并且还能够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。

[0148] 在电源端子TVDD例如输入有外部电源电压VDD。该电源电压VDD被供给至调节电路22、缓冲电路24。电源端子TVDD例如为集成电路装置(IC芯片)中的衬垫。

[0149] 调节电路22实施对从电源端子TVDD所供给的电源电压VDD进行降压的电压调节。而后将通过电压调节所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进行供给。此外,调节电路22还将调节电源电压VDDL供给至控制部140、时钟信号生成电路150。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实施对该电源电压VDD进行降压的电压调节,例如将1.8V的固定电压的调节电源电压VDDL供给至驱动电路30、检测电路60、控制部140、时钟信号生成电路150。

[0150] 并且,如图1所示的时钟信号生成电路150的电压生成电路160根据该调节电源电压VDDL而生成电源电压VDOS。例如生成将调节电源电压VDDL进一步降压后的电源电压VDOS。

[0151] 在缓冲电路24中,供给有电源电压VDD。该电源电压VDD作为缓冲电路24的高电位侧电源电压而被使用。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的振幅增大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,将与第一振幅相比较大的第二振幅的驱动信号DQB向振子10输出。在该情况下,驱动信号DQ、DQB既可以为矩形波的信号,也可以为正弦波的信号。

[0152] 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;实施自动增益控制的增益控制电路40;将驱动信号DQ向振子10进行输出的驱动信号输出电路50。此外,还包括将同步信号SYC向检测电路60进行输出的同步信号输出电路52。另外,驱动电路30的结构不限于图13,能够实施省略这些结构要素的一部分或追加其他的结构要素等多种改变。

[0153] 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的电流信号DI转换为电压信号DV并输出。该放大电路32能够通过电容器、电阻元件、运算放大器等而实现。

[0154] 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能够通过比较器等而实现。

[0155] 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对信号DV进行监测,并对振荡回路的增益进行控制。例如为了将陀螺传感器的灵敏度保持为固定,在驱动电路30中,需要将供给于振子10(驱动用振子)的驱动电压的振幅保持为固定。因此,在驱动振动系统的振荡回路内设置有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)成为固定。

[0156] 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)输出至检测电路60。该同步信号输出电路52能够通过比较器与相位调节电路(移相器)等而实现,所述比较器实施对正弦波(交流)的信号DV的二值化处理而生成矩形波的同

步信号SYC,所述相位调节电路(移相器)实施对同步信号SYC的相位调节。

[0157] 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、第二的检测信号IQ1、IQ2,并实施信号放大、电荷/电压转换。同步检波电路81根据来自驱动电路30的同步信号SYC而实施同步检波。A/D转换电路100实施对同步检波后的信号的A/D转换。

[0158] 控制部140实施对检测装置20的控制处理。该控制部140能够通过逻辑电路(门阵列等)、处理器等而实现。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而被实施。

[0159] 6. 检测装置的动作

[0160] 接下来使用图14对起动时的检测装置20的动作进行说明。

[0161] 在接通电源后,当电源电压VDD上升时,加电复位信号XPOR将从低电平变化为高电平,从而电压生成电路160、CR振荡电路170通过加电复位解除而成为工作使能状态。例如图1的使能信号EN成为高电平,从而CR振荡电路170起动振荡动作。而后,当基于CR振荡电路170的CR振荡成为振荡状态时,通过时钟信号生成电路150所生成的时钟信号CLK将被供给至控制部140,从而控制部140开始进行控制工作。

[0162] 具体而言,首先,基准类电路通过控制部140的控制被设定为工作使能状态而起动。基准类电路例如为基准电流或基准电压的生成电路等。

[0163] 在基准类电路起动之后,驱动电路30通过控制部140的控制被设定为工作使能状态而起动。这样,振子10通过来自驱动电路30的驱动信号DQ而被驱动,从而形成振子10的振荡回路,振子10成为振荡状态。

[0164] 接下来,检测电路60通过控制部140的控制被设定为工作使能状态而起动。而后,所需信号的检测处理通过检测电路60而被实施,角速度数据从检测装置20被输出。

[0165] 图15为本实施方式的检测装置20的工作模式的说明图。作为检测装置20的工作模式,存在通常工作模式、待机模式、休眠模式。

[0166] 在通常工作模式中,调节电路22、电压生成电路160、CR振荡电路170、驱动电路30、检测电路60、DSP部110全部都进行工作。

[0167] 在待机模式中,调节电路22、电压生成电路160、CR振荡电路170、驱动电路30进行工作,而检测电路60、DSP部110停止工作。该待机模式为,使振荡的起动需要时间的水晶的振子10保持驱动的模式,通过从待机模式返回至通常工作模式,从而再次开始实施角速度的检测处理。即,在待机模式中,检测电路60的检测工作与DSP部110的信号处理停止,而由驱动电路30进行的对振子10的驱动继续进行。因此,虽然不能实施角速度的检测处理,但基于驱动电路30的振子10的振荡状态被维持。因此,在从待机模式切换至通常工作模式的情况下,不需要再次实施振子10的振荡的起动,从而能够立刻再次开始实施角速度的检测处理。此外,由于在待机模式中检测电路60与DSP部110的工作停止,从而可实现低功率消耗。

[0168] 在休眠模式中,调节电路22进行工作,但其以外的电路停止工作。而且控制部140成为等待来自外部的指令的状态。例如,在控制部140中,只有接收指令的接口部继续进行工作,从而成为可接收来自外部的指令的状态。在该休眠模式中,由于调节电路22以外的电路停止工作,从而与待机模式相比可进一步实现低功率消耗。

[0169] 例如,在现有的陀螺传感器中,使用与振子10的振荡频率(驱动频率)为相同频率

的时钟信号而使控制部140进行工作。具体而言,将用于实施同步检波的同步信号SYC作为时钟信号来使用而使控制部140进行工作。

[0170] 然而,振子10的振荡频率例如为100KHz的程度,并不为高速。因此,无法实现控制部140的高速工作。此外,因为在振子10的振荡稳定前无法取得稳定的时钟信号,因而到所需信号的检测开始为止的起动时间被延迟,从而存在到输出适当的角速度数据为止需要较长的时间的问题。

[0171] 对于这一点,在本实施方式中,通过基于CR振荡电路170的CR振荡,来生成控制部140的时钟信号。具体而言,CR振荡电路170被供给负的温度特性的电源电压而进行工作,通过CR振荡所取得的时钟信号被供给至控制部140。并且,CR振荡与振子10的振荡相比较,到成为振荡稳定状态为止的时间较短。因此,能够如图14所示那样,使由控制部140实施的驱动电路30、检测电路60等各个电路的起动高速化。此外,根据CR振荡,例如能够容易地生成4MHz等高速的时钟信号。因此也可实现控制部140、DSP部110、A/D转换电路100等的处理的高速化。

[0172] 特别是在将A/D转换电路100与DSP部110内置于检测装置20的数字陀螺仪中,需要执行数字滤波器处理等的负荷较重的处理。对于这一点,根据本实施方式,因为能够通过与振子10相比较可使振荡频率提高的CR振荡电路170而生成高速的时钟信号,因而具有数字信号处理等负荷较重的处理也能够高速地实现的优点。

[0173] 另一方面,当随着温度变动而产生的时钟信号的频率变动较大时,检测装置20的检测性能等有可能降低。例如当A/D转换电路100的采样频率、数字信号处理的时钟频率等随温度变动而变动时,陀螺传感器的性能将有可能降低。根据利用水晶的振子10的振荡而生成时钟信号的现有的方法,虽然能够将随着温度变动而产生的时钟信号的频率变动抑制得较低,但在CR振荡的情况下存在频率变动会增大的问题。

[0174] 对于这一点,在本实施方式中,向在电源电压为固定的情况下振荡频率成为正的温度特性的CR振荡电路170,供给具有负的温度特性的电源电压,而生成时钟信号。这样,由于CR振荡电路170的振荡频率的正的温度特性通过电源电压的负的温度特性而被抵消,从而能够将随着温度变动而产生的时钟信号的频率变动抑制在最小限度。因此,能够在通过CR振荡而实现各电路的处理与起动的高速化的同时,将检测装置20的检测性能的降低等抑制在最小限度。

[0175] 7.驱动电路的详细结构

[0176] 图16为驱动电路30的详细的结构例。在图16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),并具有运算放大器OPE、电容器CE及电阻元件RE。运算放大器OPE的非反相输入端子(第一输入端子)被设定为预定电位(例如AGND),在反相输入端子(第二输入端子)输入有来自振子10的信号DI。

[0177] 高通滤波器(HPF)34被设置于放大电路32与驱动信号输出电路50之间,并将经高通滤波器处理后的信号DV向驱动信号输出电路50进行输出。高通滤波器34具有电容器CH与电阻元件RH。

[0178] 增益控制电路40(AGC)为在振荡稳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,并具有全波整流器42、积分器44。

[0179] 全波整流器42对放大电路32的输出信号DV实施全波整流,并将全波整流后的信号

DR向积分器44进行输出。全波整流器42具有运算放大器OPF、电阻元件RF1、RF2、比较器CP3、开关元件SF1、SF2、倒相电路INV。

[0180] 开关元件SF1被设置于运算放大器OPF的输出节点与积分器44的输入节点NG1之间,开关元件SF2被设置于信号DV的节点与积分器44的输入节点NG1之间。并且,开关元件SF1、SF2根据对信号DV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,而以排他的方式被进行导通、断开控制。由此,信号DR成为将信号DV全波整流后的信号。

[0181] 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进行输出。具体而言,积分器44对通过全波整流器42而被实施了全波整流的信号DR进行积分处理,并将通过积分处理而取得控制电压DS向驱动信号输出电路50进行输出。

[0182] 积分器44具有运算放大器OPG、电阻元件RG、电容器CG。运算放大器OPG的非反相输入端子被设定为预定电压VR3。

[0183] 构成驱动信号输出电路50的比较器CP1的非反相输入端子被设定为预定电位(例如AGND),而在反相输入端子输入有被放大电路32放大后的信号DV(经滤波器处理后的信号)。并且,比较器CP1输出将信号DV二值化后的矩形波的驱动信号DQ。该比较器CP1具有差动部和与差动部相连接的输出部。而且,来自增益控制电路40(积分器)的控制电压DS作为比较器CP1的输出部的电源电压(高电位侧电源电压)而被供给。由此,比较器CP1所输出的驱动信号DQ的振幅按照增益控制电路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使回路增益为1的增益控制。

[0184] 另外,驱动电路30的结构不限于图16的结构,可实施为多种改变。例如在图16中,虽然驱动信号输出电路50通过输出矩形波的驱动信号DQ的比较器CP1而被构成,但该驱动信号输出电路50也可以通过输出正弦波的驱动信号DQ的增益放大器等而被构成。在该情况下,只需根据来自增益控制电路40的控制电压DS而对增益放大器的增益进行控制,从而对驱动信号DQ的振幅进行控制即可。

[0185] 如图16所示那样,在本实施方式中,在放大电路32与驱动信号输出电路50之间设置有高通滤波器34。而且在振子10的振荡的起动期间内,来自时钟信号生成电路150的时钟信号(时钟信号本身或分频后的时钟信号)经由构成高通滤波器34的电阻元件RH而被输入至驱动信号输出电路50。

[0186] 具体而言,在图16中,设置有源电路35。该源电路35具有开关元件SI1、SI2。开关元件SI1、SI2通过检测信号SWC而被控制导通、断开。该检测信号SWC通过对振荡状态进行检测的振荡检测器46而被生成。振荡检测器46通过对振荡检测用电压进行监测而对振荡状态进行检测,并输出检测信号SWC,所述振荡检测用电压为通过低通滤波器而对全波整流后的信号DR进行平滑后的电压。

[0187] 例如,虽然高通滤波器34是为了对放大电路32的DC偏移电压等的不良影响进行抑制而被设置的,但在设置有该高通滤波器34的情况下,用于生成振荡源的源电路35成为必要。

[0188] 而且,因为在电源接通后的初始状态下,来自振荡检测器46的检测信号SWC成为高电平,因此源电路35的开关元件SI1成为导通,开关元件SI2成为断开。因此,来自时钟信号生成电路150的时钟信号经由开关元件SI1、电阻元件RH而被输入至比较器CP1的非反相输入端子。由此,可形成振荡源,并使振荡生长。

[0189] 另一方面,当在振荡起动过程中振子10的振动生长时,作为使全波整流后的信号DR平滑化后的电压的上述的振荡检测用电压将上升。而且,振荡检测器46在振荡检测用电压超过了基准电压VRL的情况下,判断为振荡起动期间已经结束,并使检测信号SWC从高电平转换为低电平。当检测信号SWC成为低电平时,源电路35的开关元件SI1成为断开,开关元件SI2成为导通。由此,来自时钟信号生成电路150的时钟信号不会被输入至比较器50的非反相输入端子。

[0190] 即,在图16中,为了对放大电路32的DC偏移电压被传递至驱动信号输出电路50而对驱动信号DQ的生成造成不良影响的情况进行抑制,而设置了高通滤波器34。通过设置高通滤波器34,从而能够去除来自放大电路32的信号DV的DC成分。

[0191] 然而,当设置这样的高通滤波器34时,因为该高通滤波器34的滤波器作用,在振荡起动过程中振荡源的生成、生长会被妨碍,从而有可能产生无法使振子10的振荡起动,或振荡的起动延迟等问题。

[0192] 因此,在图16中设置了源电路35。而且,在开关元件SI1成为导通的振子10的振荡的起动期间,将来自时钟信号生成电路150的时钟信号经由高通滤波器34的电阻元件RH而输入至驱动信号输出电路50。

[0193] 这样,来自时钟信号生成电路150的时钟信号成为振荡源,并且振荡生长,从而能够实现振子10的恰当的振荡起动、振荡起动期间的缩短等。

[0194] 特别是,因为时钟信号生成电路150通过CR振荡电路170而生成时钟信号,从而能够在接通电源后,在短时间内输出时钟信号。因此,振荡源的生成与生长也被尽早地实施,从而能够进一步缩短振荡起动期间。

[0195] 8. 使用了缓冲电路的高振幅驱动

[0196] 在本实施方式中,如图13所示那样,利用调节电路22来实施对外部电源电压VDD进行降压的电压调节,并将被实施了电压调节后的调节电源电压VDDL供给至驱动电路30、检测电路60与时钟信号生成电路150。并且,驱动电路30与检测电路60将该调节电源电压VDDL作为工作电源电压而进行工作。此外,时钟信号生成电路150的电压生成电路160根据该调节电源电压VDDL而生成CR振荡电路170的电源电压VDOS。

[0197] 如此,只要生成被调节为固定电压的调节电源电压VDDL,并使用该调节电源电压VDDL而使驱动电路30、检测电路60等进行工作,便能够实现检测性能的提高等。

[0198] 此外,只要电压生成电路160根据该调节电源电压VDDL而生成电源电压VDOS,便能够对由电源电压变动引起的时钟信号的频率变动进行抑制。即,不仅能够对以温度变动为要因的时钟信号的频率变动进行抑制,还能够对以电源电压变动为要因的时钟信号的频率变动进行抑制。

[0199] 例如在像现有这样通过来自外部的电源电压VDD而使驱动电路30、检测电路60等进行工作的结构中,在电源电压VDD存在电压变动的情况下,存在因为该电压变动而产生例如陀螺仪的零点变动等的可能。

[0200] 对于这一点,在本实施方式中,不将电源电压VDD作为工作电源电压而使驱动电路30、检测电路60等进行工作,而是将通过调节电路22所生成的调节电源电压VDDL作为工作电源电压而使驱动电路30、检测电路60等进行工作。这样,即使在电源电压VDD存在电压变动的情况下,该电压变动会被调节电路22所吸收,因而能够对VDD的电压变动被传递至驱动

电路30、检测电路60、时钟信号生成电路150的情况进行抑制。

[0201] 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的范围内进行变动的情况下,也能够将调节电源电压VDDL的电压变动例如抑制在1mV以下(例如0.3mV以下)。此外,即使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,即使在存在电源电压VDD的变动的情况下,也能够将调节电压VDDL的变动抑制在最小限度,因而能够对由于电源电压VDD的变动而使零点(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情况进行抑制。

[0202] 例如图17(A)为表示像本实施方式那样使用了调节电路22的情况下的电源电压VDD与零点变动量的关系(采样数为4个)的图。如图17(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,也能够将零点变动量(dps:Degree per second,度每秒)抑制在最小限度(例如0.01dps以下)。

[0203] 此外,根据本实施方式,能够利用低电压的调节电源电压VDDL而使占检测装置的电路的大部分的驱动电路30、检测电路60等进行工作。因此,由于电路的大部分都通过低电源电压而进行工作,因而具有能够有效地减少功率消耗的优点。

[0204] 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进行工作时,那么就会产生振荡的起动时间变长的问题。例如,图17(B)为表示电源电压与起动时间的关系的图。如图17(B)所示那样,电源电压成越低,则起动时间越长。例如,图17(B)所示,振子10的驱动电流越大,则起动时间越长。而且,在驱动电流较大的情况下,例如在电源电压在2.7V程度以下的情况下,起动时间以指数函数的方式变长,从而可能会超过容许范围。即,当使用调节电源电压VDDL(例如1.8V)以作为驱动电路30等的电源电压时,起动时间将变得非常地长,可能会达到在使用上不能承受的程度。

[0205] 因此,在本实施方式中,如图13所示,将通过调节电路22而生成的调节电源电压VDDL供给至驱动电路30、检测电路60等,从而实现检测性能的提高与低功率消耗,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进行供给的情况相对,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,与供给电源电压VDD的第二电路部分。而且,要求检测性能的提高与低功率消耗的驱动电路30、检测电路60、控制部140、时钟信号生成电路150设为被供给调节电源电压VDDL的第一电路部分,另一方面,将缓冲电路24设为被直接供给电源电压VDD的第二电路部分。

[0206] 并且,缓冲电路24使用所供给的电源电压VDD而实施使来自驱动电路30的驱动信号DQ的振幅增大的转换,并向振子10输出高振幅的驱动信号(放大驱动信号)DQB。即,生成具有与驱动信号DQ的峰间电压相比较高的峰间电压的驱动信号DQB,并通过该驱动信号DQB来振子10进行驱动。

[0207] 这样,根据图17(B)可明确,与通过使用了调节电源电压VDDL的驱动信号DQ来对振子10进行驱动的情况相比,能够使起动时间缩短。即,在本实施方式中,成功地同时地实现了检测性能的提高及低功率消耗与起动时间的缩短。

[0208] 接下来,对缓冲电路24的具体的结构例进行说明。图18图示了缓冲电路24的第一结构例。

[0209] 在图18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。来自驱

动电路30的驱动信号DQ被输入至运算放大器OPM的非反相输入端子。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以串联的方式被设置在高振幅的驱动信号DQB的输出节点NM1与低电位侧电源(GND)的节点之间。而且,第一、第二电阻元件RM1、RM2的连接节点NM2与运算放大器OPM的反相输入端子相连接。另外,调节电路22也能够通过与图18的缓冲电路24相同的结构而实现。

[0210] 在图18中,将电阻元件RM1、RM2的电阻设为R1、R2,将驱动信号DQ、DQB的振幅设为AP、APB。这样,关系式 $APB = \{(R1+R2)/R2\} \times AP$ 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成为使驱动信号DQ的振幅(峰间电压)增至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。

[0211] 此外在本实施方式中,驱动电路30以及检测电路60等通过低耐压晶体管(第一耐压晶体管)而被构成,缓冲电路24通过高耐压晶体管(与第一耐压晶体管相比耐压较高的第二耐压晶体管)而被构成。例如,低耐压晶体管为耐压高于1.8V,且与高耐压晶体管相比耐压较低的晶体管,高耐压晶体管为耐压高于3.3V的晶体管。高耐压晶体管例如能够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。通过以低耐压晶体管来构成占据检测装置的大部分的驱动电路30、检测电路60与控制部140,从而能够实现检测装置的低功率消耗与电路布局的小面积化等。通过以高耐压晶体管来构成缓冲电路24,从而能够有效地防止因高振幅驱动所导致的晶体管的故障、损坏等不良情况。

[0212] 图19(A)、图19(B)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19(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)进行输出。另一方面,在图19(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进行输出。

[0213] 具体而言,在第二结构例中,开关元件SWM被设置于缓冲电路24的输出节点NM1与输入节点之间。而且,如图19(A)所示那样,在第一模式中,开关元件SWM处于断开。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,在该情况下,运算放大器OPM例如通过使能信号ENB而被设定为工作使能状态。

[0214] 另一方面,在第二模式中,开关元件SWM处于导通。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而向振子10被输出。另外,在该情况下,运算放大器OPM例如通过使能信号ENB而被设定为非工作使能状态。例如,运算放大器OPM的输出被设定为高阻抗状态。

[0215] 此外,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。而且,在图19(A)的第一模式中,开关元件SWM1、SWM2处于导通,另一方面,在图19(B)的第二模式中,开关元件SWM1、SWM2处于断开。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的反相输入端子施加不用的电压的情况。

[0216] 例如,如图19(A)所示,在振子10的振荡的起动期间中,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被输出至振子10。另一方面,如图19(B)所示,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被输出至振子10。

[0217] 例如在起动期间内,为了振子10的振荡的起动时间的缩短,优选为实施高振幅驱动。因此,在起动期间内如图19(A)所示那样使开关元件SWM断开,从而通过来自缓冲电路24的高振幅的驱动信号DQB来对振子10进行驱动,从而实现起动时间的缩短。

[0218] 另一方面,在起动期间结束,振子10成为稳定振荡状态的情况下,因为不再需要起动时间的缩短,所以如图19(B)所示那样使开关元件SWM导通(将SWM1、SWM2断开),从而通过来自驱动电路30的低振幅的驱动信号DQ来对振子10进行驱动。通过像这样以低振幅的驱动信号DQ来进行驱动,从而能够期待低功率消耗、噪声减少等。然而,根据应用的不同,也存在在起动期间结束,振子10成为稳定振荡状态之后,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,即使起动期间结束之后,也将检测装置设定为第一模式。

[0219] 另外,第一、第二模式的设定例如能够通过控制部140的控制处理而实现。例如能够通过控制部140对开关元件SWM、SWM1、SWM2的导通/断开进行控制而实现。此外,也能够通过设置于检测装置的寄存器部的寄存器设定来设定图19(A)、图19(B)的第一、第二的模式。例如能够经由外部接口访问寄存器部,而实施第一、第二模式的设定。

[0220] 9.多轴陀螺传感器

[0221] 图20图示了本实施方式的检测装置的改变例。图20为实施对绕多个轴的旋转角速度的检测的多轴陀螺传感器的检测装置的结构例。该结构例的检测装置实施对多个振子10-1、10-2、10-3的驱动以及检测。在此,例如,振子10-1为用于对绕第一轴(例如X轴)的旋转角速度进行检测的振子,振子10-2为用于对绕第二轴(例如Y轴)的旋转角速度进行检测的振子。此外,振子10-3为用于对绕第三轴(例如Z轴)的旋转角速度进行检测的振子。

[0222] 在多轴陀螺传感器中,所谓的轴间干涉成为问题。例如,作为本实施方式的比较例的方法,考虑将电源电压VDD作为工作电源电压而使检测装置的全部电路进行工作的方法。然而,在该比较例的方法中,存在如下的可能,即,产生例如由于第一轴用的驱动电路、检测电路进行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、检测电路带来不良影响的轴间干涉,而导致检测性能降低等的问题。例如,像后文所述那样,在本实施方式中,为了减少轴间干涉的影响而使振子10-1、10-2、10-3的驱动频率不同。当像这样使驱动频率不同时,例如由于第一轴用的驱动电路、检测电路进行工作而产生的电源电压VDD的变动给第二轴用、第三轴用的驱动电路、检测电路带来的不良影响变大。为了解决这样的问题,在本实施方式中采用如图20所示的结构。

[0223] 具体而言,在图20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,与振子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。此外还设置有振子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。另外图20为振子为三个的情况的示例,在振子为两个的情况下,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。

[0224] 因为振子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13的调节电路22、缓冲电路24、驱动电路30、检测电路60相同,因此省略对其的详细说明。

[0225] 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。

[0226] 调节电路22-2(第二调节电路)实施对来自电源端子TVDD的电源电压VDD进行降压的电压调节,并将通过电压调节所取得的调节电源电压VDDL2(第二调节电源电压)向驱动电路30-2以及检测电路60-2进行输出。

[0227] 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的振幅增大后的高振幅的驱动信号DQ2B(第二の放大驱动信号)输出至振子10-2。

[0228] 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。

[0229] 调节电路22-3(第三调节电路)实施对来自电源端子TVDD的电源电压VDD进行降压的电压调节,并将通过电压调节而取得的调节电源电压VDDL3(第三调节电源电压)输出至驱动电路30-3以及检测电路60-3。

[0230] 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的振幅增大后的高振幅的驱动信号DQ3B(第三放大驱动信号)输出至振子10-3。

[0231] 根据以上的图20的结构,在调节电路22-1、22-2、22-3中实施对电源电压VDD进行降压的电压调节。而后,将取得的调节电源电压VDDL1、VDDL2、VDDL3作为工作电源电压而分别供给至驱动电路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。因此,能够将轴间干涉抑制在最小限度。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进行工作所产生的电源电压变动被传递至另外的第二轴用、第三轴用的驱动电路30-2、30-3、检测电路60-2、60-3的情况抑制在最小限度。因此,减少了多轴陀螺传感器的轴间干扰,从而可实现检测性能的提高。

[0232] 而且,在图20中,对于缓冲电路24-1、24-2、24-3,通过经由端子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,能够同时实现由高振幅的驱动所达成的起动时间的缩短与由轴间干涉的减少所达成的检测性能的提高。

[0233] 此外,在图20中,在通过图19(A)进行说明的第一模式中,检测装置将来自缓冲电路24-1的高振幅的驱动信号DQ1B输出至振子10-1。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分别输出至振子10-2、10-3。

[0234] 另一方面,在通过图19(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输出至振子10-1。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分别输出至振子10-2、10-3。

[0235] 例如,在振荡的起动期间内,未实施所需信号的检测,因此前文所述的轴间干涉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来对振子10-1~10-3进行驱动。另一方面,在振荡的起动期间结束之后,为了对由轴间干涉等所导致的检测性能的降低进行抑制,以低振幅的驱动信号DQ1~DQ3来对振子10-1、10-2、10-3进行驱动。通过该方式,能够在多轴陀螺传感器等中同时实现振荡的起动时间的缩短与检测性能的提高。

[0236] 此外在图20中,A/D转换电路100-1(第一A/D转换电路)、A/D转换电路100-2(第二A/D转换电路)根据来自时钟信号生成电路150的时钟信号(分频后的时钟信号)来实施A/D转换。A/D转换电路100-3(第三A/D转换电路)也同样根据来自时钟信号生成电路150的时钟信号来实施A/D转换。A/D转换电路100-1、100-2、100-3将时钟信号例如作为采样时钟信号或工作时钟信号而实施A/D转换。

[0237] 此外,DSP部110接收来自A/D转换电路100-1、100-2、100-3的数字信号,并对该数字信号实施数字信号处理。并且,DSP部110根据来自时钟信号生成电路150的时钟信号而实施数字信号处理。通过该方式,能够高速地执行数字滤波器处理等数字信号处理。

[0238] 例如在现有的陀螺传感器中,采用了下述方法,即,使用根据振子的振荡所生成的时钟信号而使A/D转换电路与DSP部进行工作。

[0239] 然而,在图20的多轴陀螺传感器中,为了对前文所述的轴间干涉进行抑制,振子10-1、10-2、10-3的驱动频率(振动频率、振荡频率)有所不同。

[0240] 即,振子10-1、10-2、10-3相互的驱动频率越接近,则轴间干涉的影响越显著。例如在振子10-1与振子10-2的驱动频率的差与振子10-1或振子10-2的检测失谐频率接近的情况下,轴间干涉的影响将表现得较为明显。为了避免这样的轴间干涉的不良影响,在本实施方式中,使用频率相互分离的振子10-1、10-2、10-3。具体而言,振子10-1例如以110KHz(广义而言为第一频率)进行振动,振子10-2例如以120KHz(广义而言为与第一频率不同的第二频率)进行振动。此外振子10-3例如以130KHz(广义而言为与第一、第二频率不同的第三频率)进行振动。

[0241] 因此,当采用以基于振子的振荡的时钟信号来使A/D转换电路等进行工作的方法时,必须使A/D转换电路100-1、100-2、100-3以频率互不相同的工作时钟信号来进行工作。因此,A/D转换电路100-1、100-2、100-3与DSP部110之间的数字信号的交换接口变得较为复杂。此外,决定使DSP部110以哪个频率的时钟信号来进行工作也变得较为困难。其结果为,系统设计复杂化。

[0242] 对于这一点,在本实施方式中,不通过基于振子10-1、10-2、10-3的振荡的时钟信号,而是通过由时钟信号生成电路150的CR振荡电路170所生成的时钟信号来使A/D转换电路100-1、100-2、100-3与DSP部110进行工作。因此,能够简化A/D转换电路100-1、100-2、100-3与DSP部110之间的数字信号的交换接口。其结果为,能够在将轴间干涉抑制在最小限度的同时,实现系统设计的简化等。

[0243] 10. 检测电路

[0244] 图21图示了检测电路60的详细的结构例。图21为全差动开关型混频器方式的检测电路60的示例。

[0245] 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,开关型混频器80,第一、第二滤波器92、94,A/D转换电路100。另外,检测电路60的结构不限于图21,也能够实施省略结构要素的一部分或追加其他结构要素等多种改变。

[0246] Q/V转换电路62、64(电荷/电压转换电路)中输入有来自振子10的差动的第一、第二检测信号IQ1、IQ2。而后,Q/V转换电路62、64将在振子10中所产生的电荷(电流)转换为电压。该Q/V转换电路62、64为具有反馈电阻的连续型的电荷/电压转换电路。

[0247] 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实施增益调节并

进行放大。增益调节放大器72、74为所谓的可编程式增益放大器,其按照所设定的增益来对信号QA1、QA2进行放大。例如放大为适合于A/D转换电路100的电压转换范围的振幅的信号。

[0248] 开关型混频器80为根据来自驱动电路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,在开关型混频器80中,增益调节放大器72的输出信号QB1被输入至第一输入节点NI1,增益调节放大器74的输出信号QB2被输入至第二输入节点NI2。此外,通过来自驱动电路30的同步信号SYC来实施差动的同步检波,并将差动的第一、第二输出信号QC1、QC2分别输出至第一、第二输出节点NQ1、NQ2。通过该开关型混频器80,而将前级的电路(Q/V转换电路、增益调节放大器)所产生的噪声(1/f噪声)等无用信号频率转换至高频带域。此外,作为与科里奥利力对应的信号的所需信号落入直流信号。

[0249] 来自开关型混频器80的第一输出节点NQ1的第一输出信号QC1被输入至滤波器92。来自开关型混频器80的第二输出节点NQ2的第二输出信号QC2被输入至滤波器94。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。此外,滤波器92、94例如为通过无源元件而被构成的无源滤波器。即,能够采用不使用运算放大器而通过电阻元件或电容器等无源元件被构成的无源滤波器,以作为滤波器92、94。

[0250] 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,而实施差动的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)而实施输出信号QD1、QD2的采样并实施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不经由有源元件被输入至A/D转换电路100。

[0251] 作为A/D转换电路100,例如能够采用 $\Sigma-\Delta$ 型或逐次比较型等多种方式的A/D转换电路。在采用 $\Sigma-\Delta$ 型的情况下,例如能够使用具有用于减少1/f噪声的CDS(Correlated double sampling:相关双采样电路)、斩波器的功能等,例如通过2次的 $\Sigma-\Delta$ 调制器而被构成的A/D转换电路。此外,在采用逐次比较型的情况下,例如能够使用具有对由DAC的元件偏差所引起的S/N比(Signal/Noise,信噪比)的劣化进行抑制的DEM(Dynamic Element Matching:动态元件匹配)的功能等,通过电容DAC(Digital to Analog Conversion:数模转换)以及逐次比较控制逻辑而被构成的A/D转换电路。

[0252] DSP部110实施各种数字信号处理。例如,DSP部110实施与所需信号的应用相对应的频带限制的数字滤波器处理、对由A/D转换电路100等所产生的噪声进行去除的数字滤波器处理。此外,还实施增益补正(灵敏度调节)、偏移补正等数字补正处理。

[0253] 在图21的检测装置20中,采用全差动开关型混频器方式。根据该全差动开关型混频器方式,在Q/V转换电路62、64与增益调节放大器72、74中产生的1/f噪声等通过开关型混频器80的频率转换与基于滤波器92、94的低通滤波器特性而被去除。而且,成为如下结构,即,在增益调节放大器72、74与AD转换电路100之间设置虽然不产生增益但也不产生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与增益调节放大器72、74中所产生的噪声被去除,并且开关型混频器80与滤波器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进行输入,并实施A/D转换。并且,因为能够将信号QD1、QD2以差动信号的形式实施A/D转换,所以与以单端信号实施A/D转换的情况相比,能够进一步提高S/N比。

[0254] 另外,本实施方式的检测装置20不限于如图21所示的全差动开关型混频器方式的结构。例如能够采用由离散型Q/V转换电路和与该离散型Q/V转换电路直接连接的A/D转换电路构成的直接采样方式的结构等各种结构。

[0255] 图22图示了包括本实施方式的检测装置20的移动体的示例。本实施方式的检测装置20例如能够组装于汽车、飞机、摩托车、自行车或船舶等各种移动体中。移动体例如为具备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、各种电子设备,并在陆地上、空中或海上进行移动的设备或装置。图22示意性地图示了作为移动体的具体示例的汽车206。在汽车206中组装有具有振子10与检测装置20的陀螺传感器510(传感器)。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的检测信号能够被供给至车身姿态控制装置208。车身姿态控制装置208例如能够按照车身207的姿态而对悬架的软硬进行控制,或对各个车轮209的制动器进行控制。此外,此类姿态控制还能被利用于双足步行机器人、飞机或直升机等各种移动体中。在实现姿态控制时,能够组装陀螺传感器510。

[0256] 另外,虽然如上文所述对本发明的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多种改变。因此,这样的改变例全都被包含在本发明的保护范围内。例如,在说明书或附图中,至少一次与更为广义或同义的不同用语(传感器、物理量转换器等)一起被记载的用语(陀螺传感器、振子等)在说明书或附图的任意位置均能够被替换为该不同的用语。此外,时钟信号生成电路、检测装置、传感器、电子设备、移动体的结构、振子的结构等也不限于本实施方式所说明的内容,可以施以各种改变。

[0257] 符号说明

[0258] R…电阻;C…电容器;NA…NAND电路;CLK…时钟信号;IV1、IV2、IV3…倒相电路;TA1~TA7…晶体管;RA1、RA2、R1~R6…电阻元件;R7…基准电阻元件;SW1~SW6…开关元件;FU1~FU6…熔断器元件;OPA、OPE、OPF、OPG…运算放大器;CP1、CP3…比较器;CE、CG、CH…电容器;RE、RF1、RF2、RG、RH、RM1、RM2…电阻元件;SF1、SF2、SI 1、SI2、SWM、SWM1、SWM2…开关元件;10…振子;20…检测装置;22、22-1~22-3…调节电路;24、24-1~24-3…缓冲电路;30、30-1~30-3…驱动电路;32…放大电路(I/V转换电路);34高通滤波器;35…源电路;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、60-1~60-3…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…开关型混频器;81…同步检波电路;92、94…滤波器;100、100-1~100-3…A/D转换电路;110…DSP部;140…控制部;160…电压生成电路;162…差动部;164…输出部;170…CR振荡电路;180…放大电路;206…移动体(汽车);207…车身;208…车身姿态控制装置;209…车轮;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。

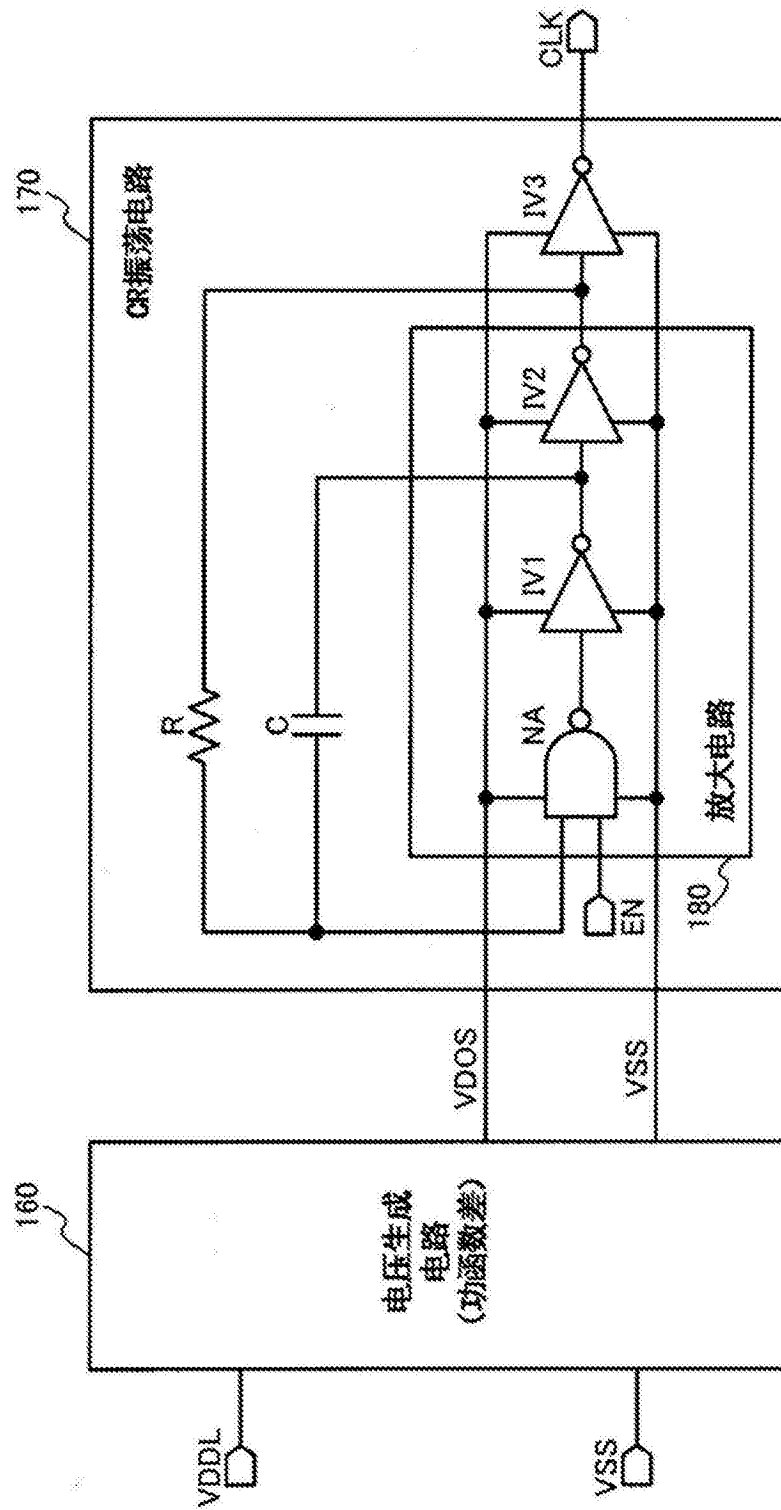
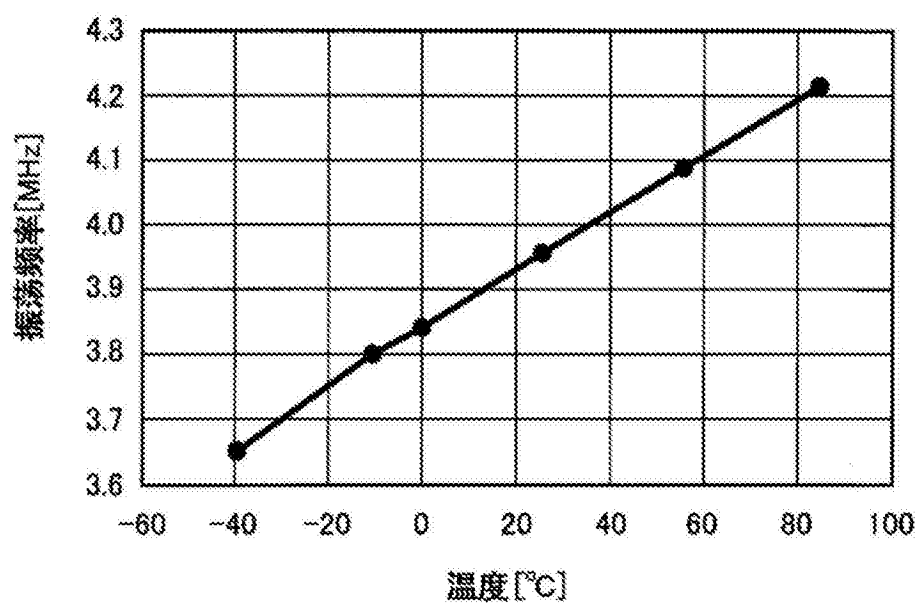


图1

(A) VDOS固定



(B)

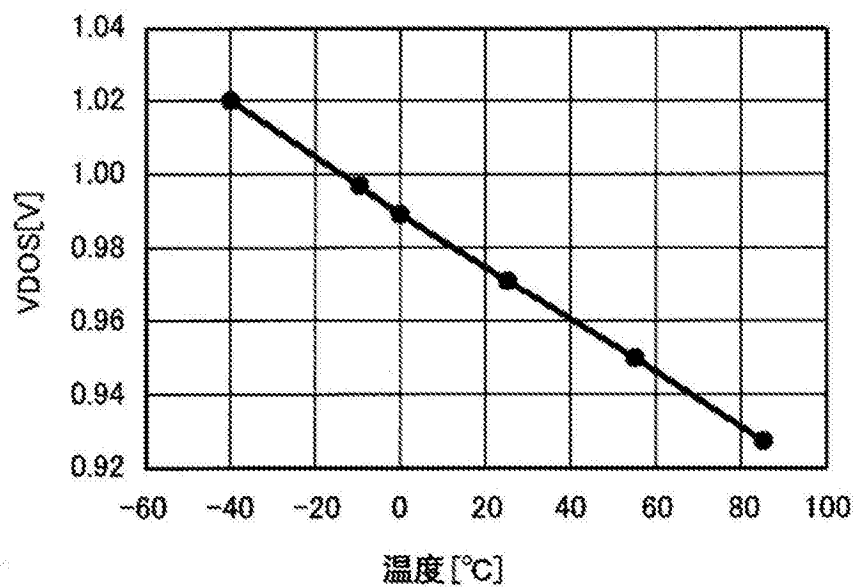


图3

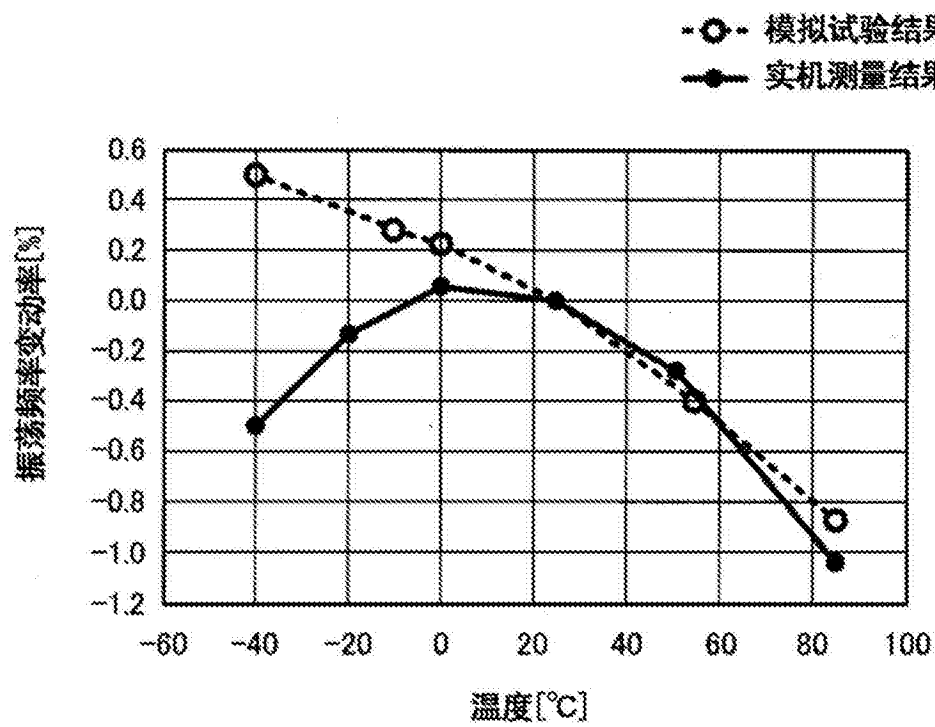


图4

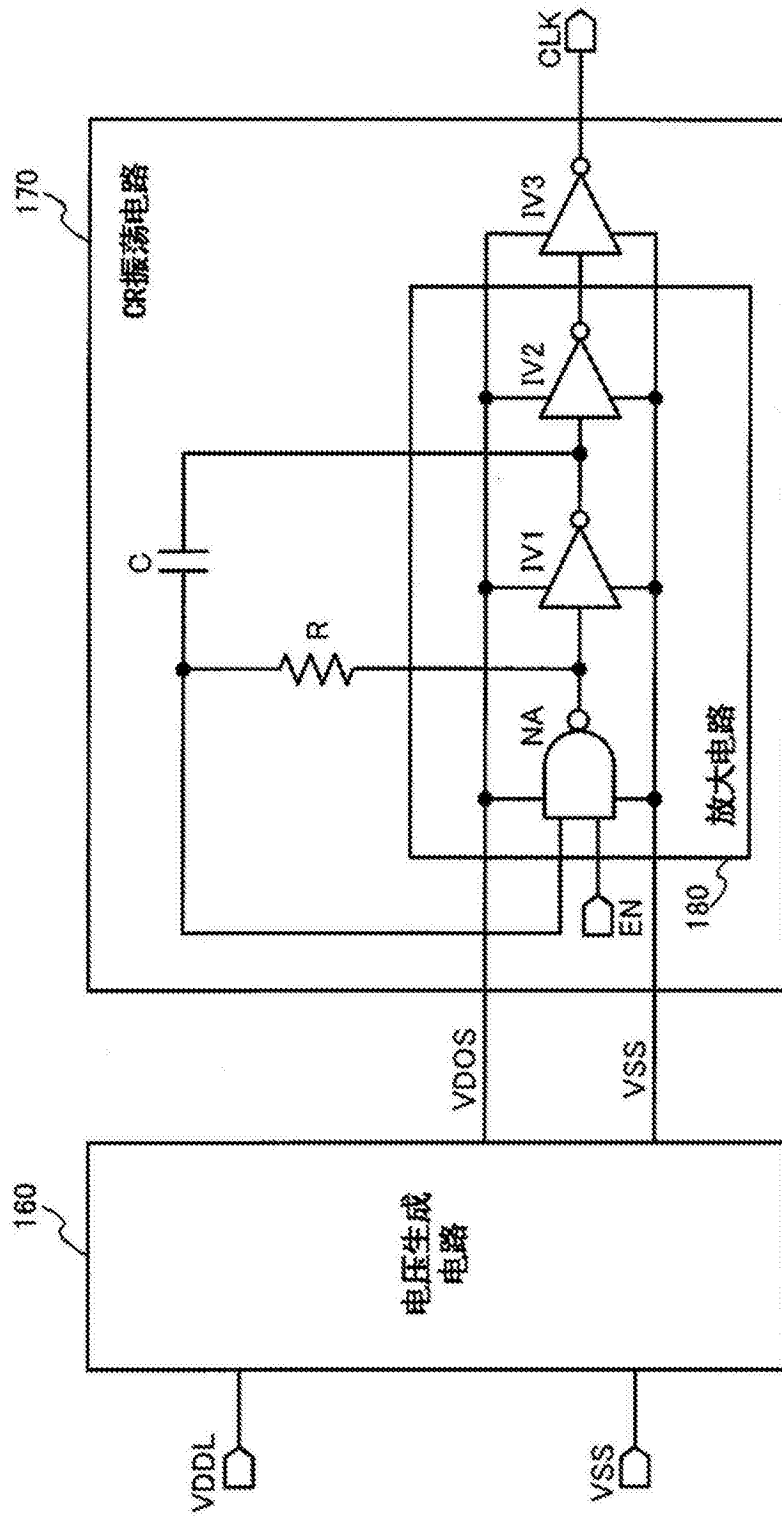


图5

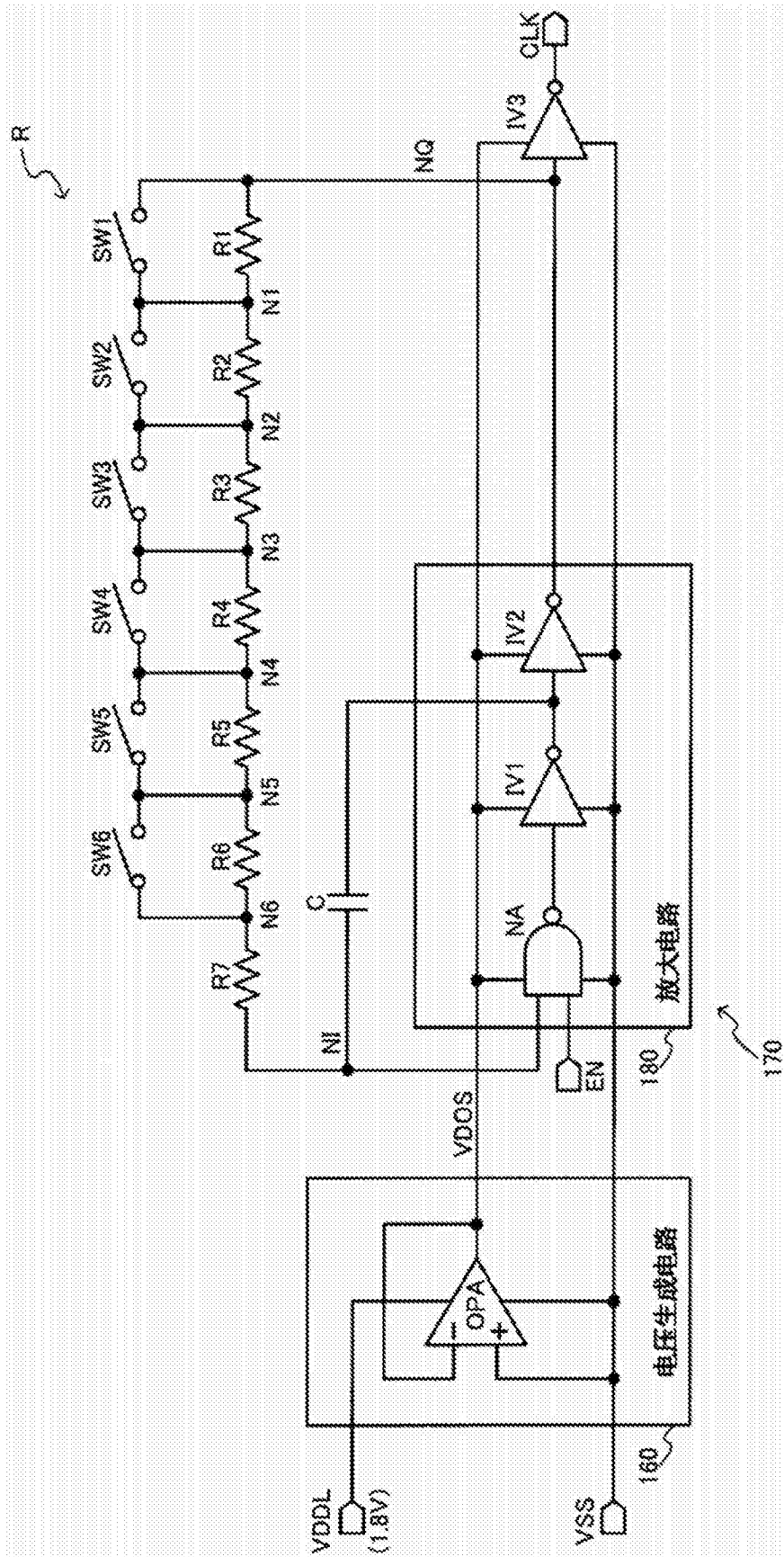
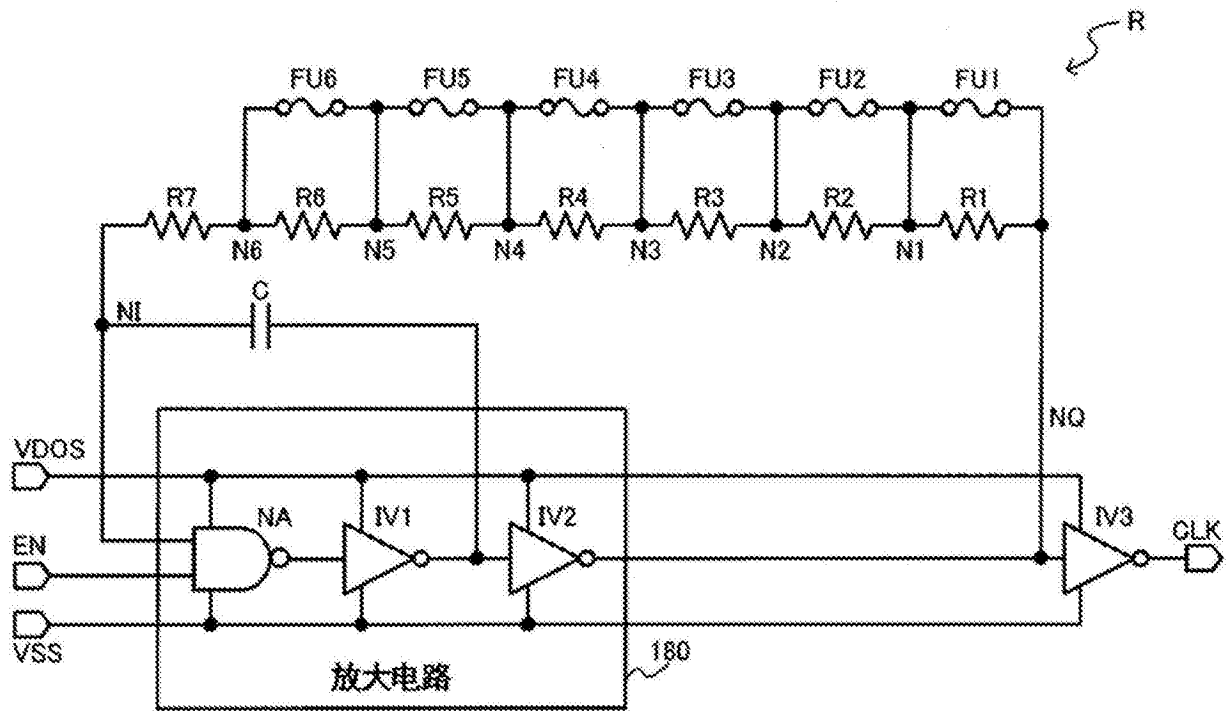


图6

(A) 熔断器切断前



(B) 熔断器切断后

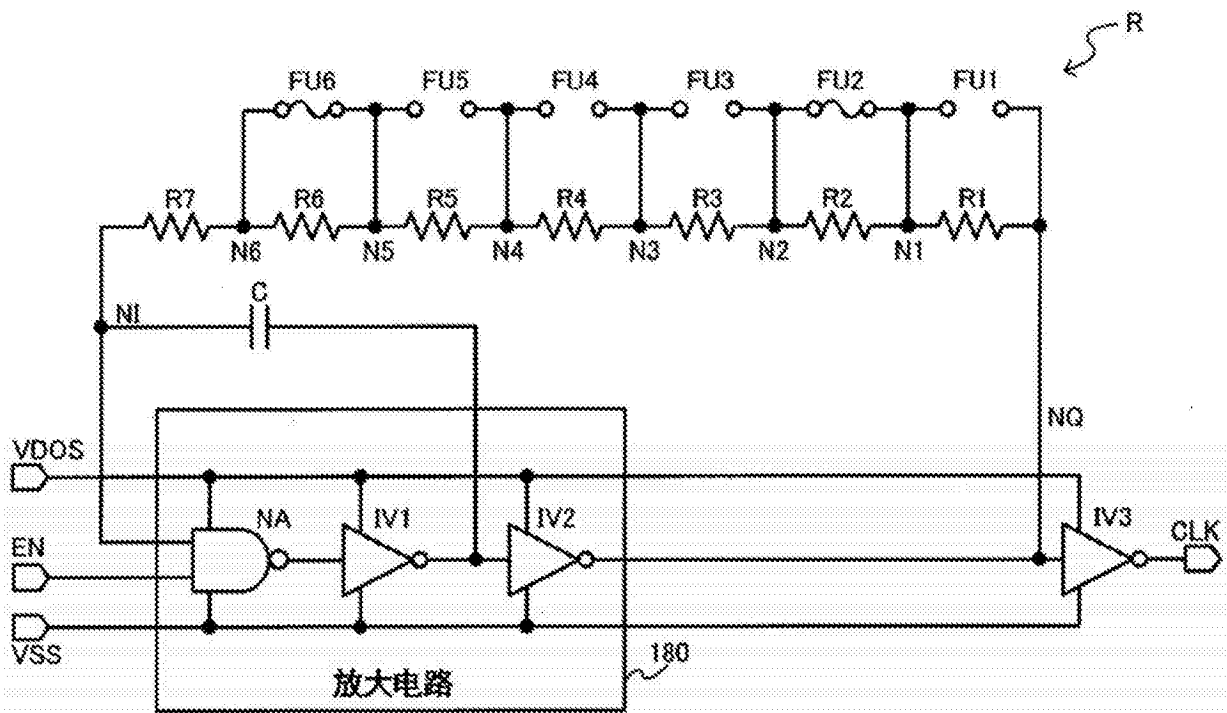


图7

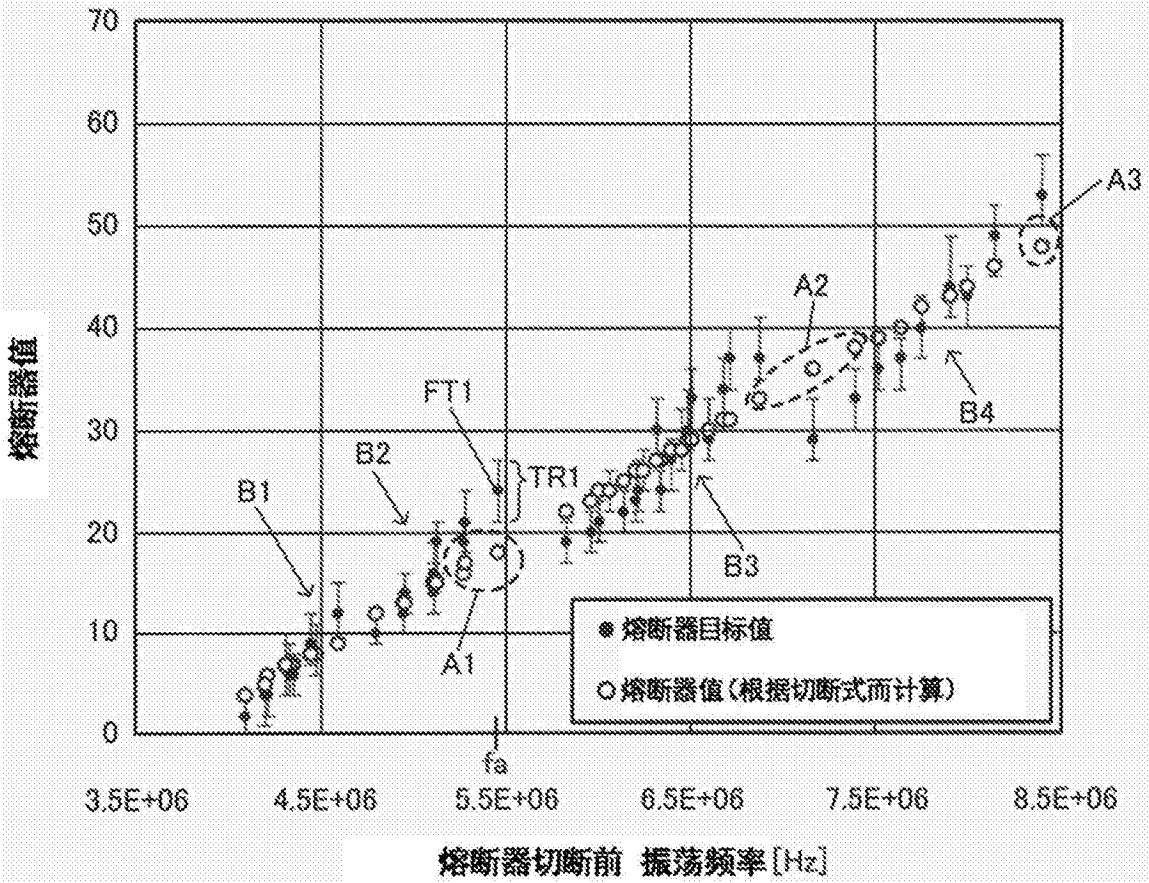
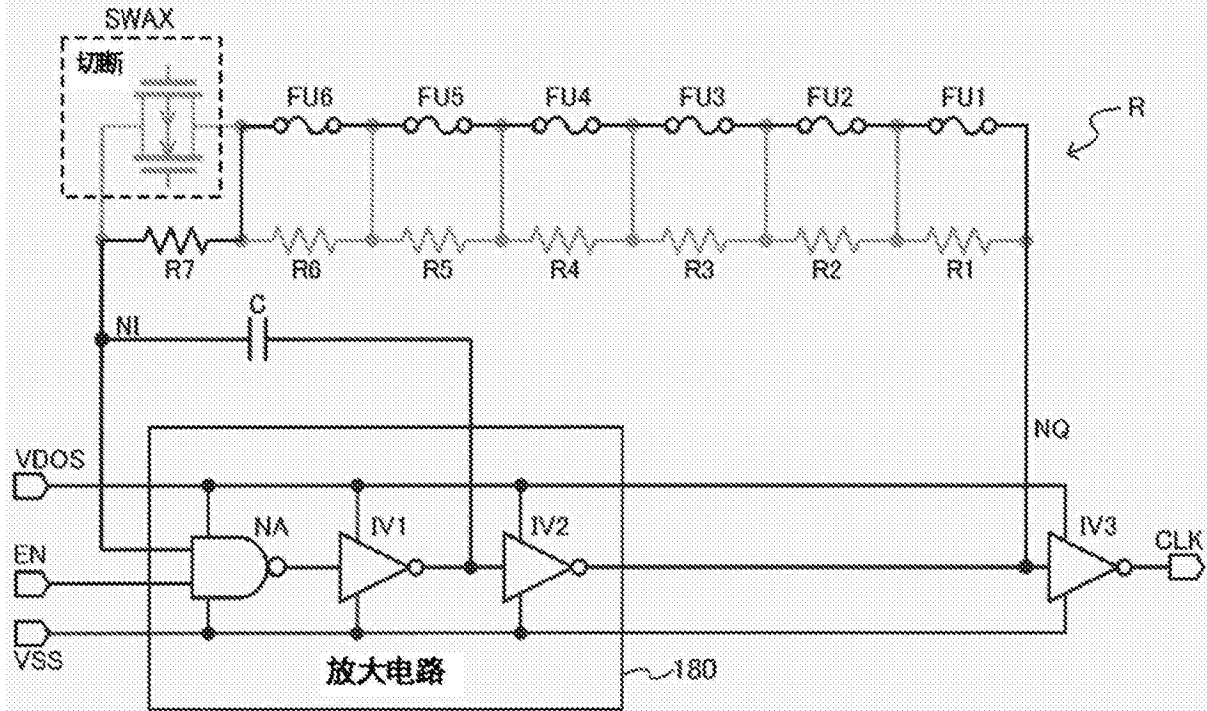


图8

(A) 熔断器切断前 第一测量模式



(B) 熔断器切断前 第二测量模式

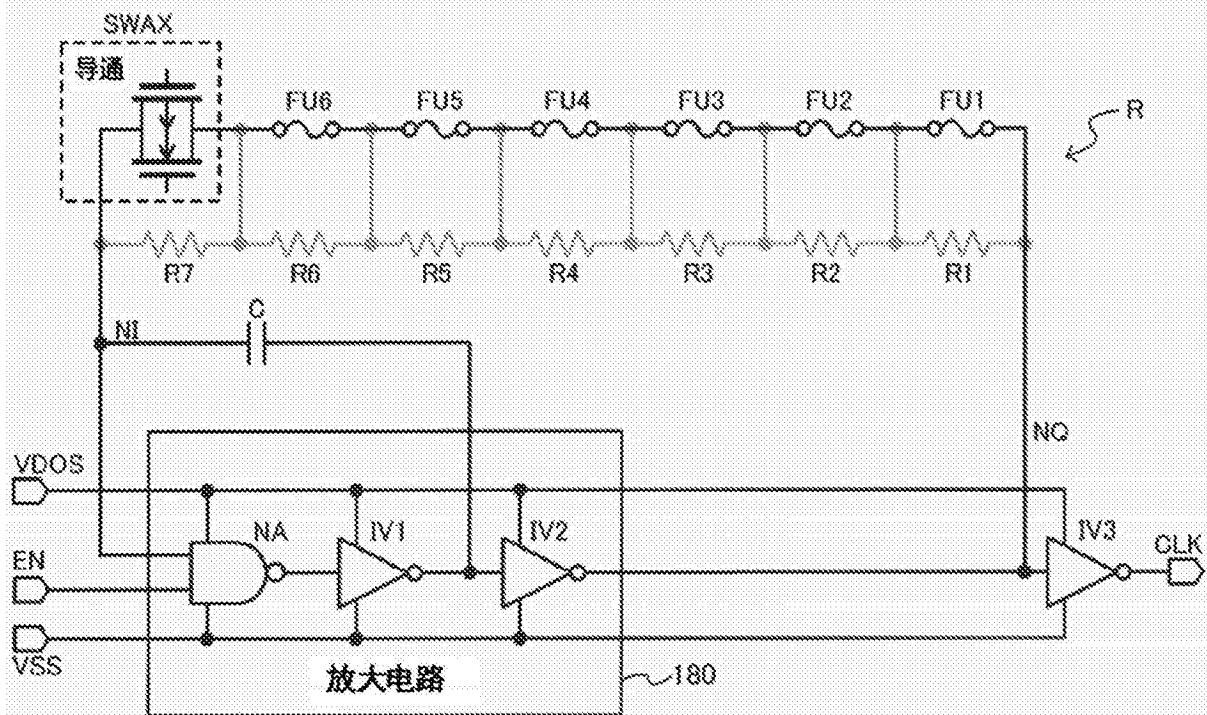


图9

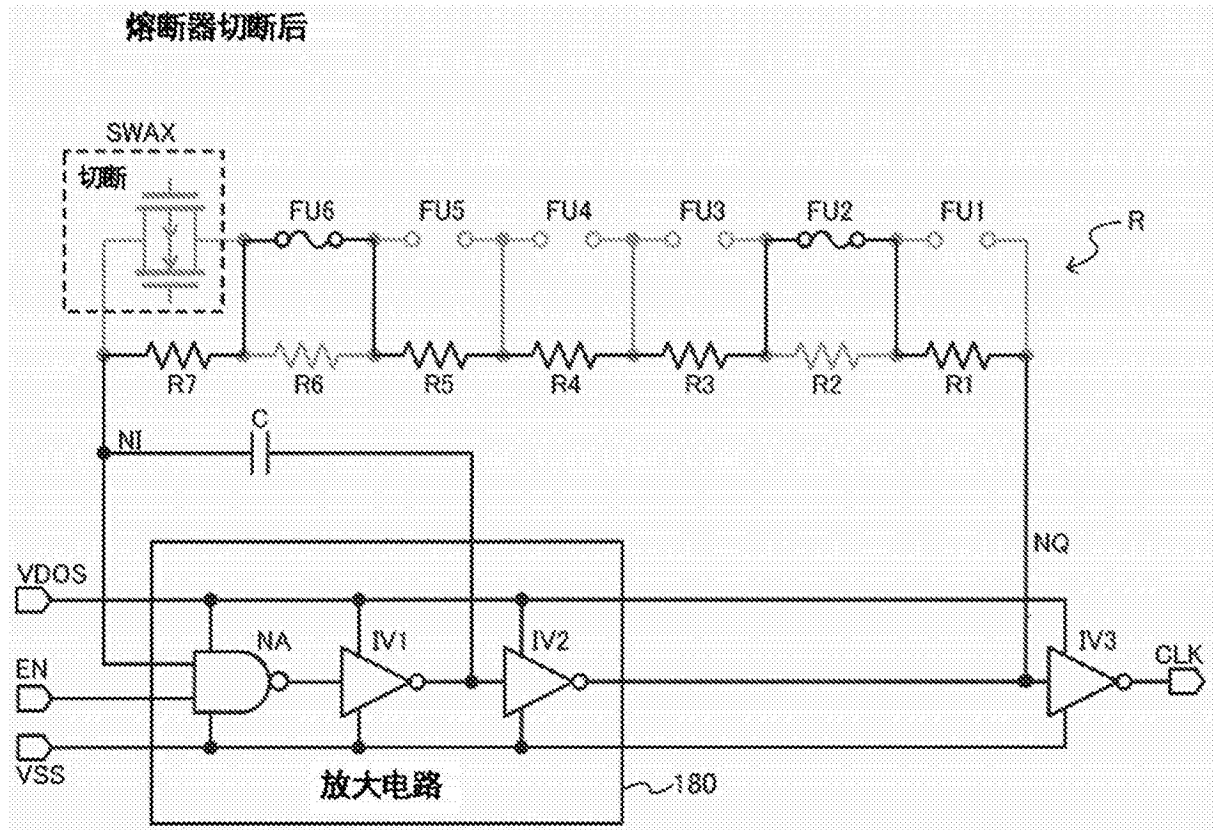


图10

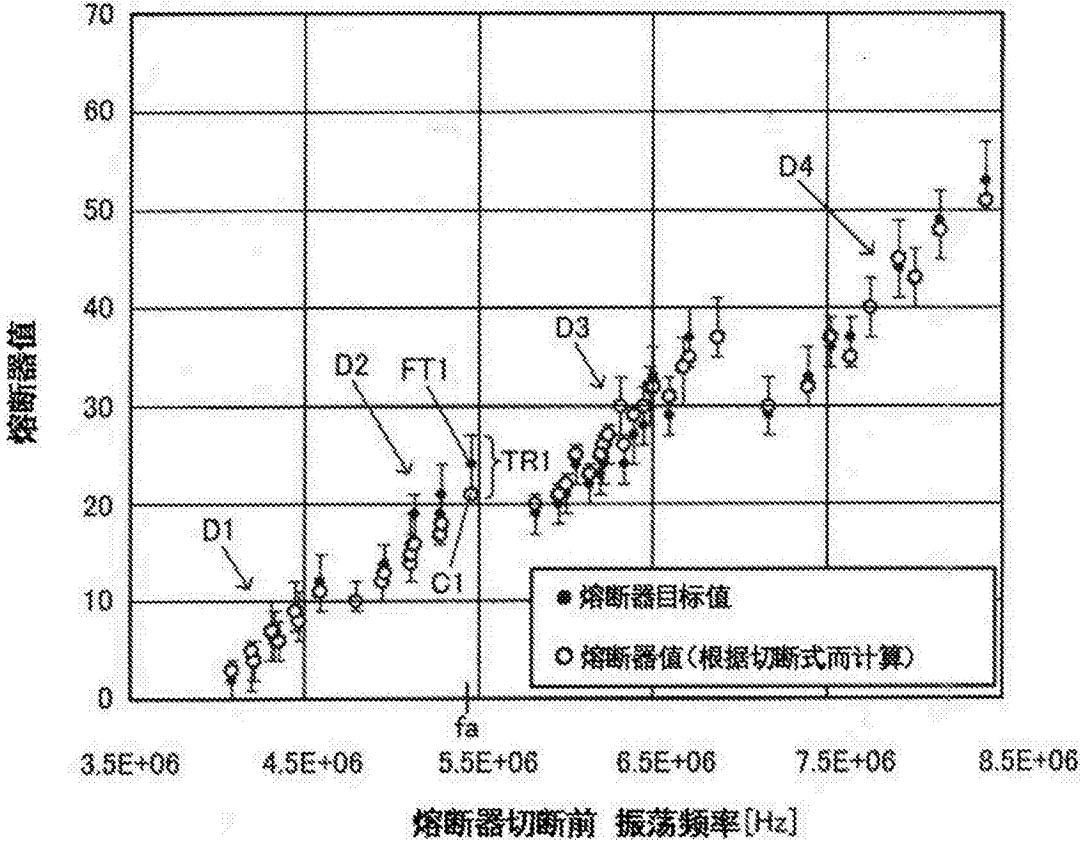


图11

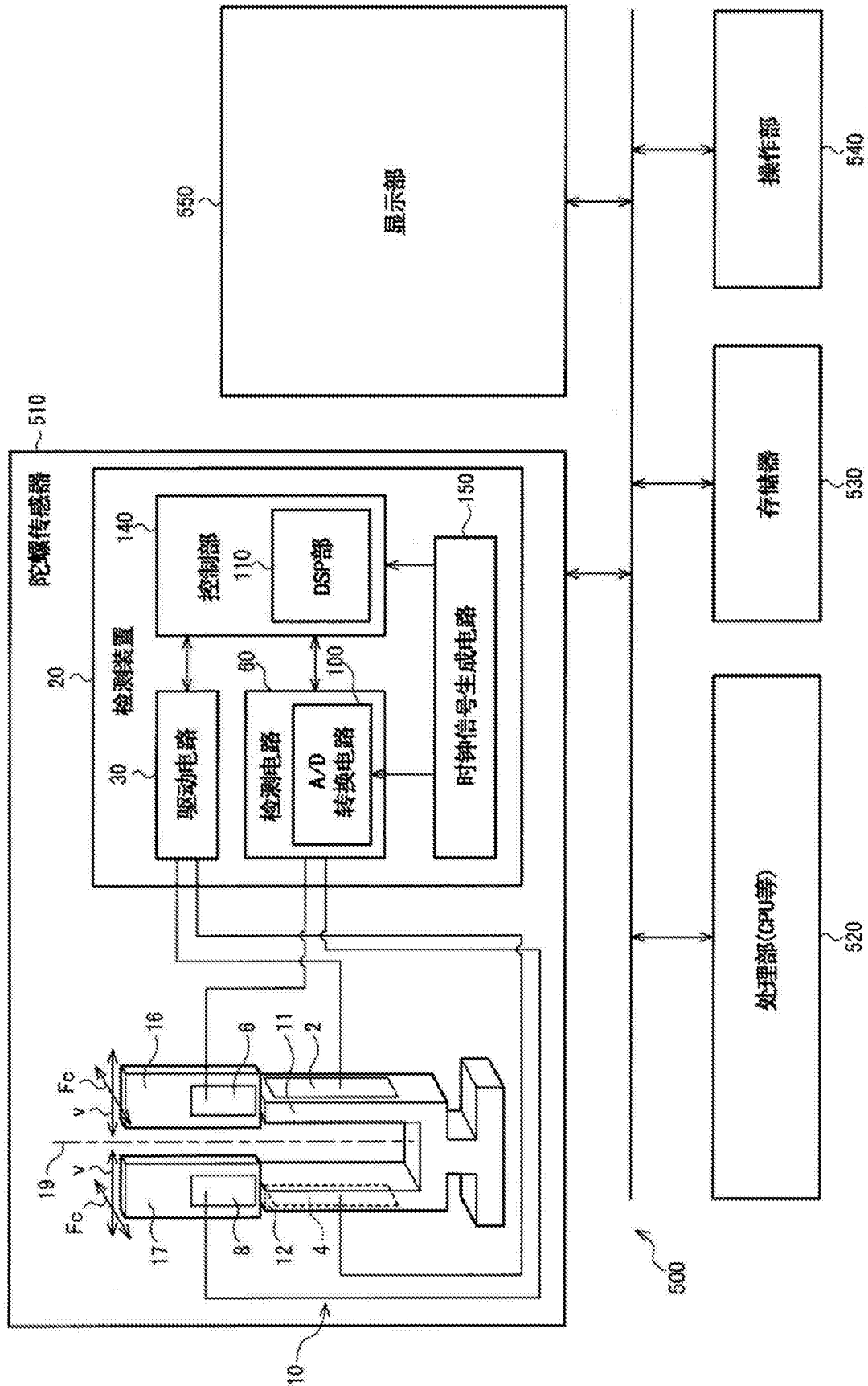


图12

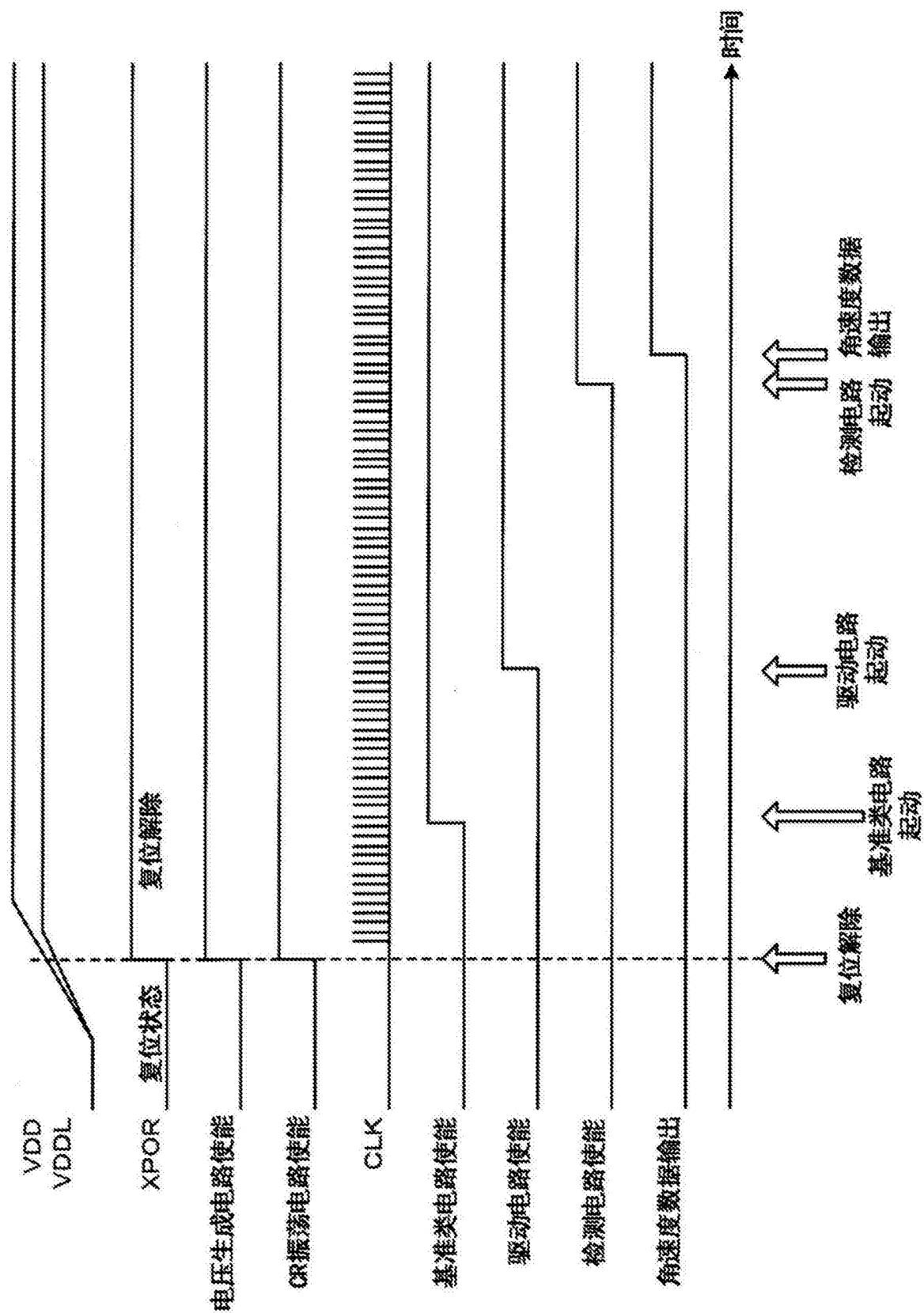


图14

	调节电路	电压生成电路	CR振荡电路	驱动电路	检测电路	DSP
通常工作	工作	工作	工作	工作	工作	工作
待机	工作	工作	工作	工作	停止	停止
休眠	工作	停止	停止	停止	停止	停止

图15

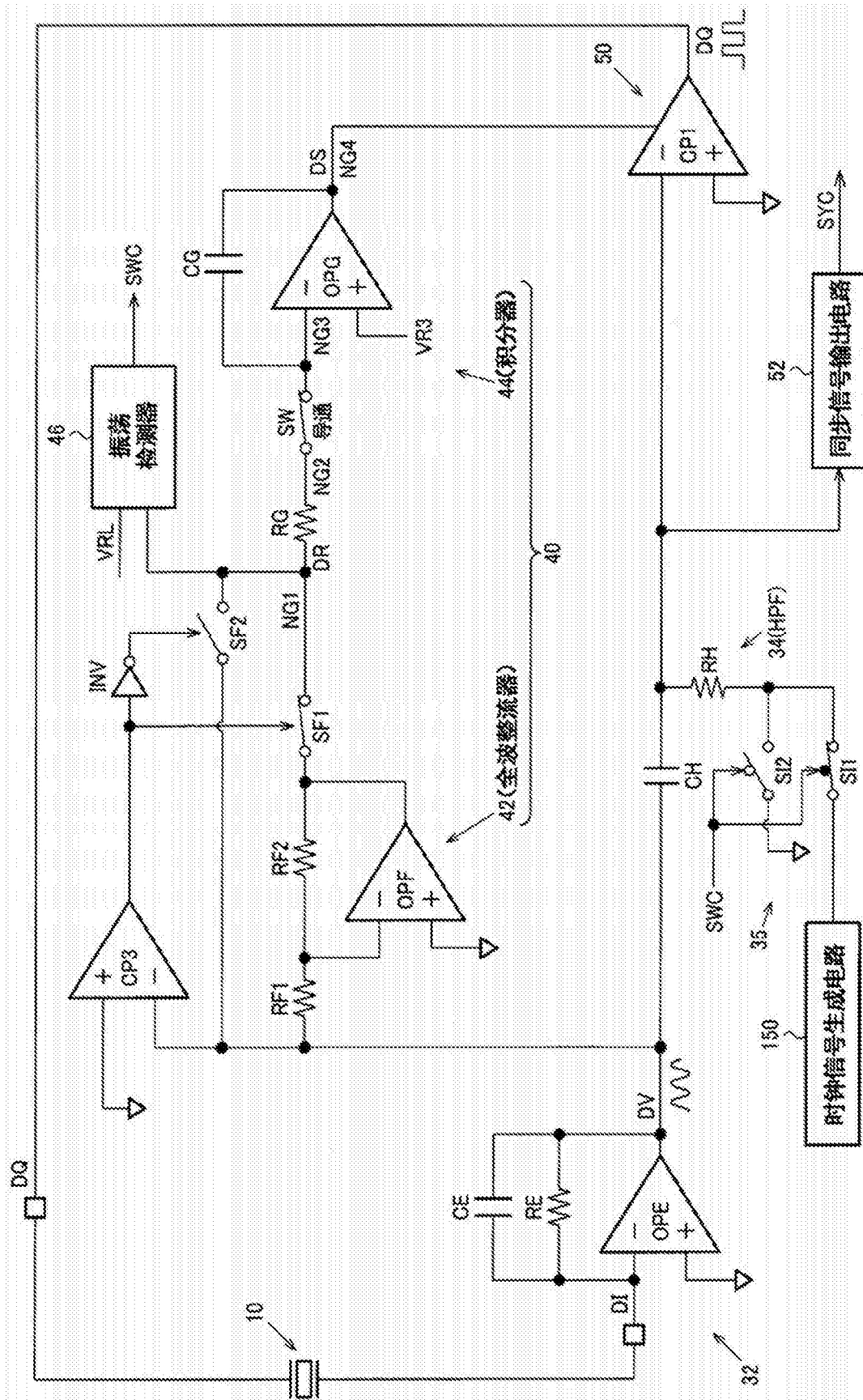
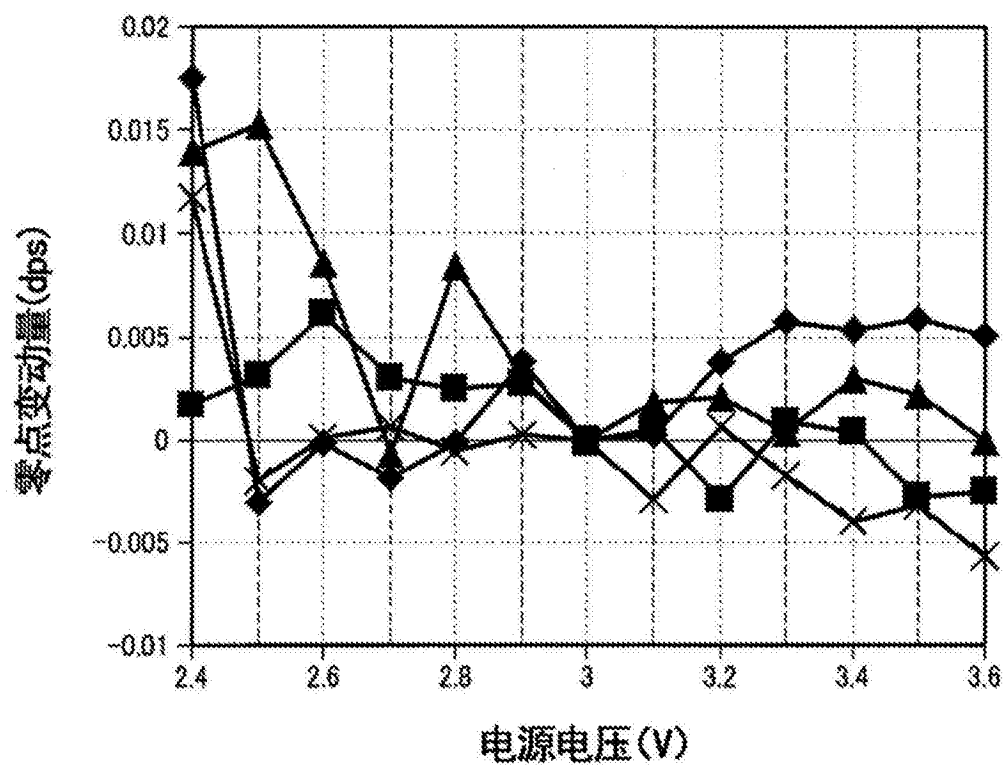


图16

(A)



(B)

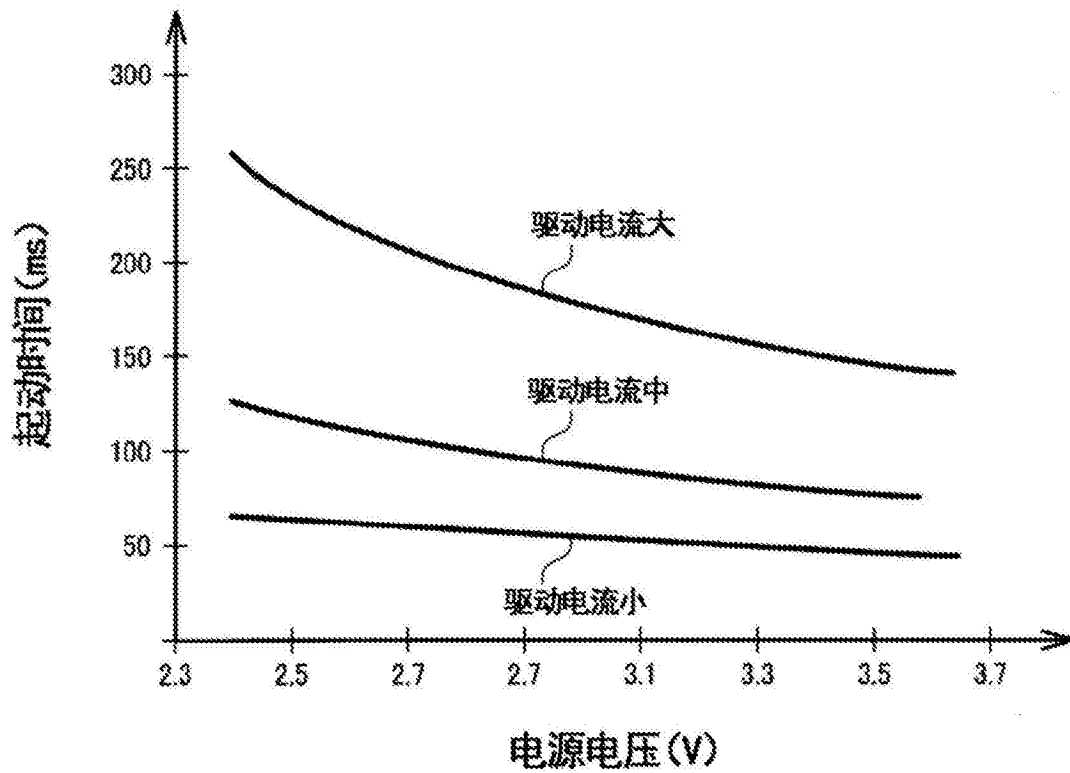


图17

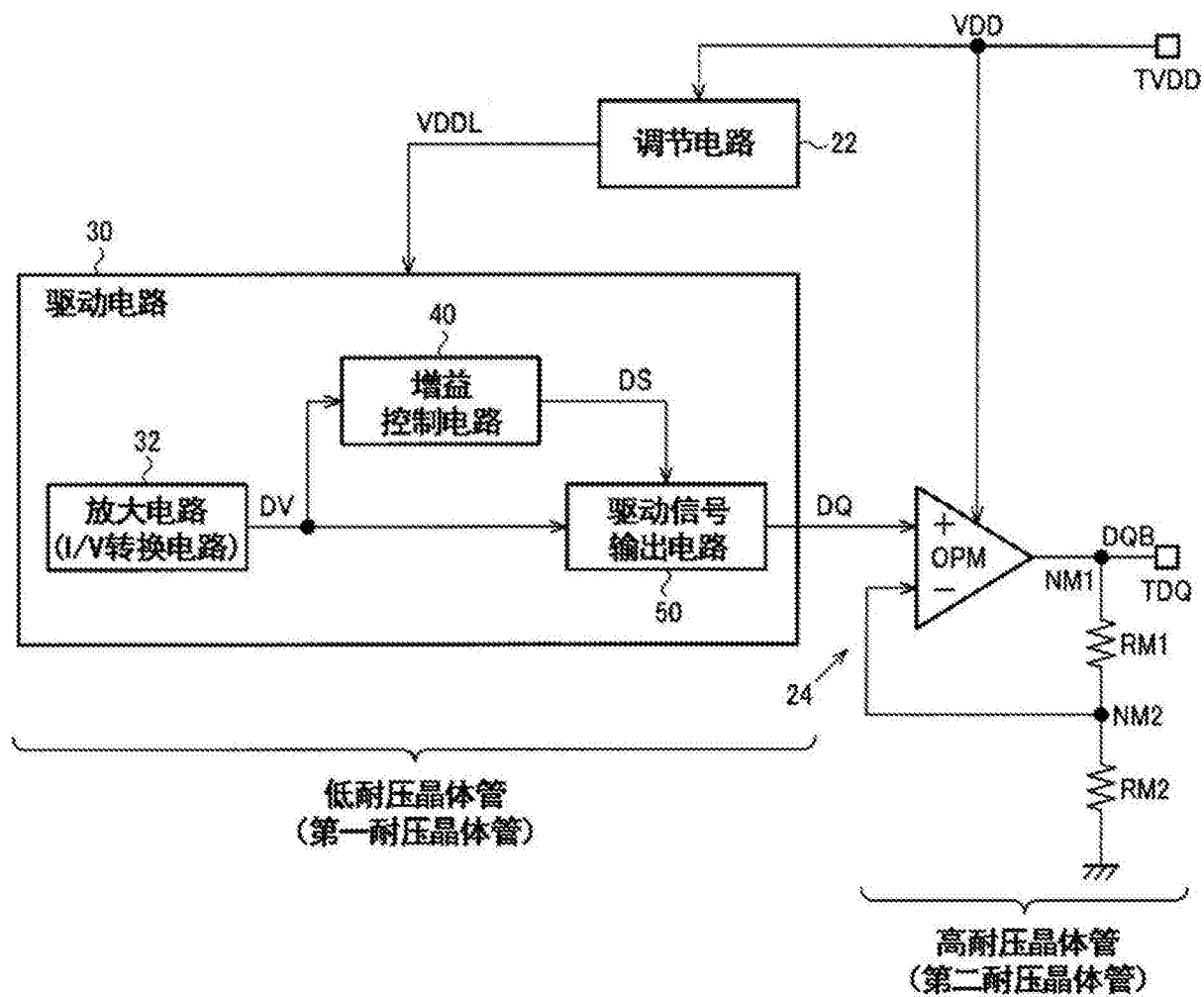


图18

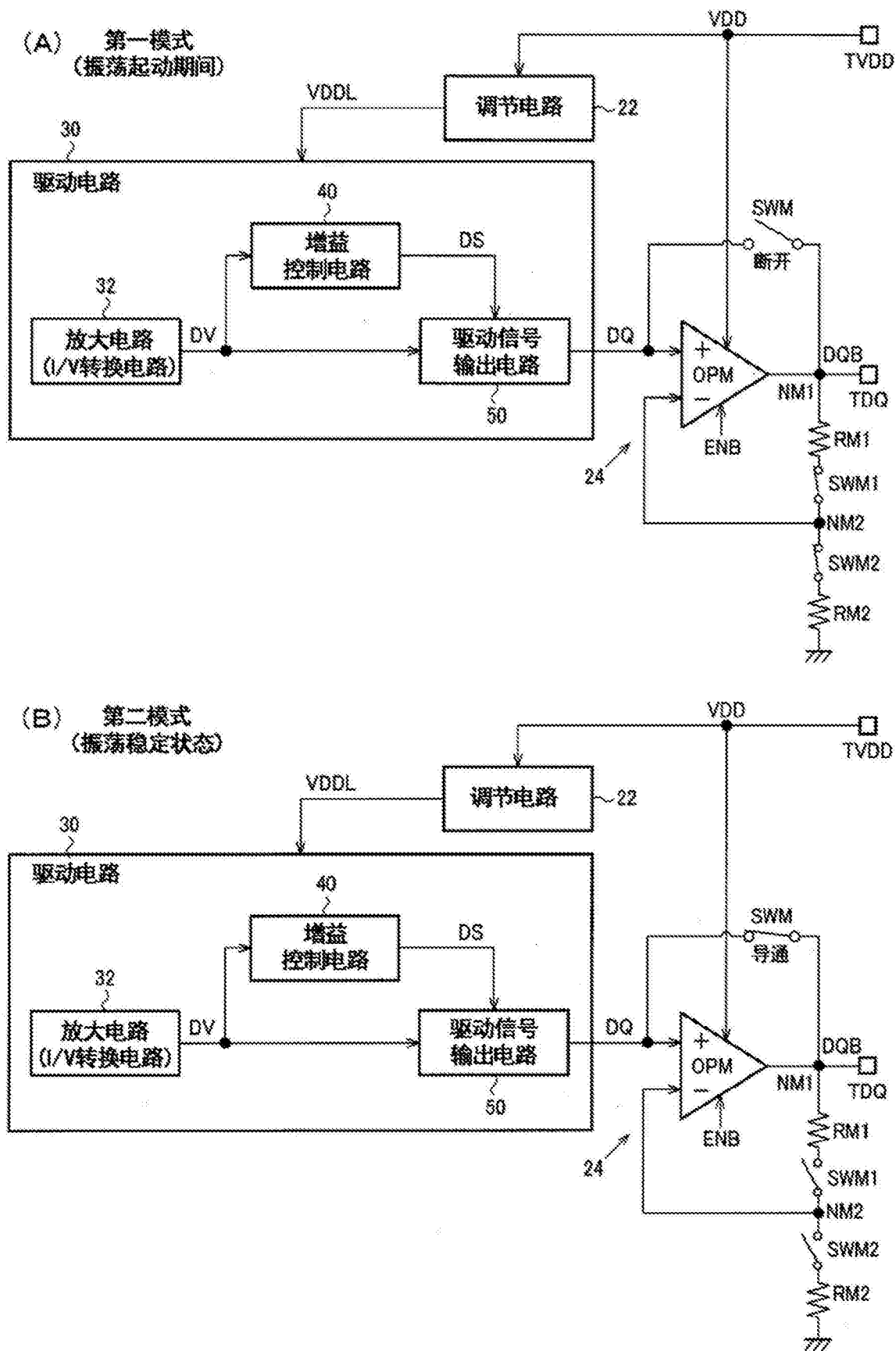


图19

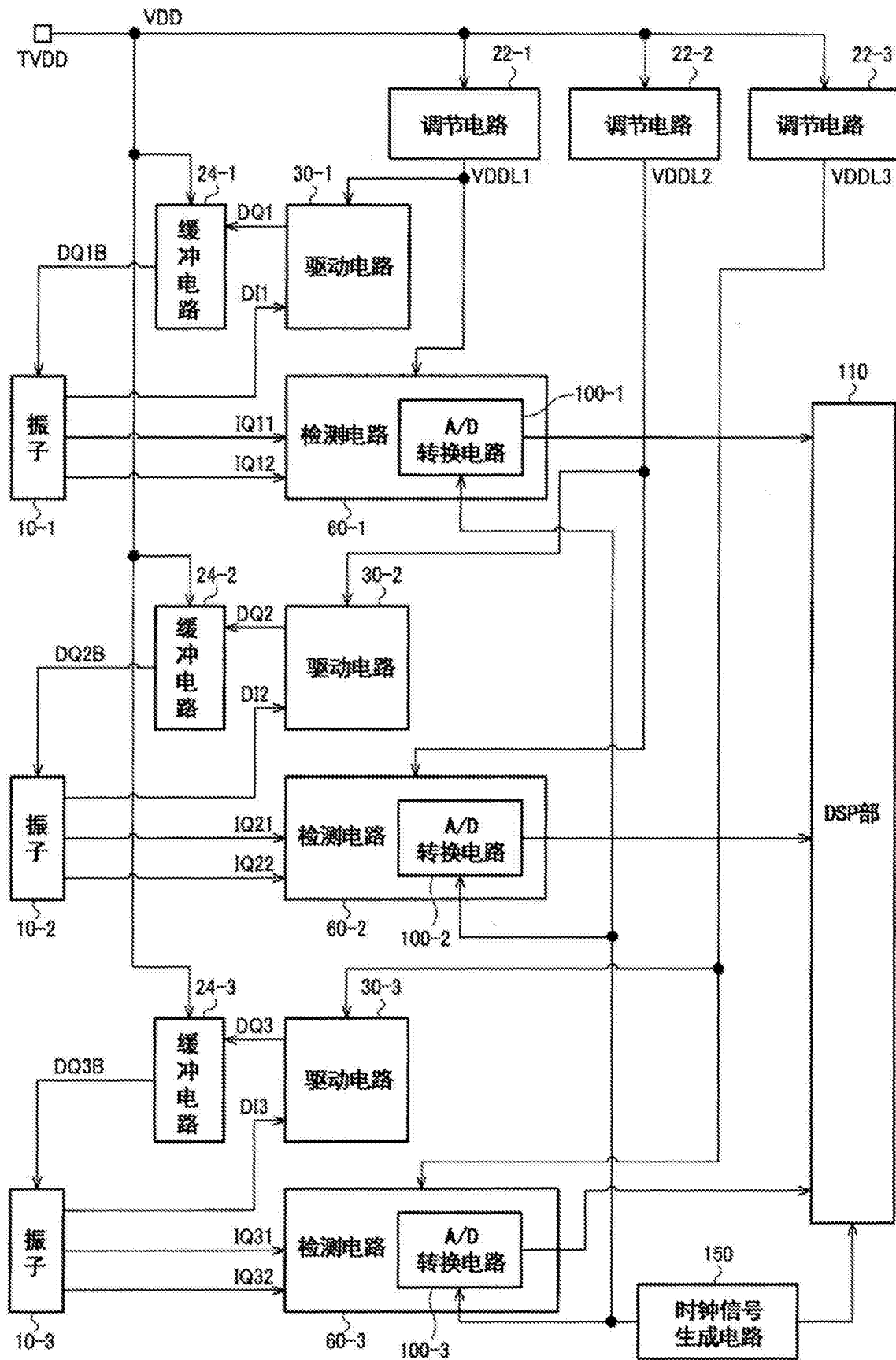


图20

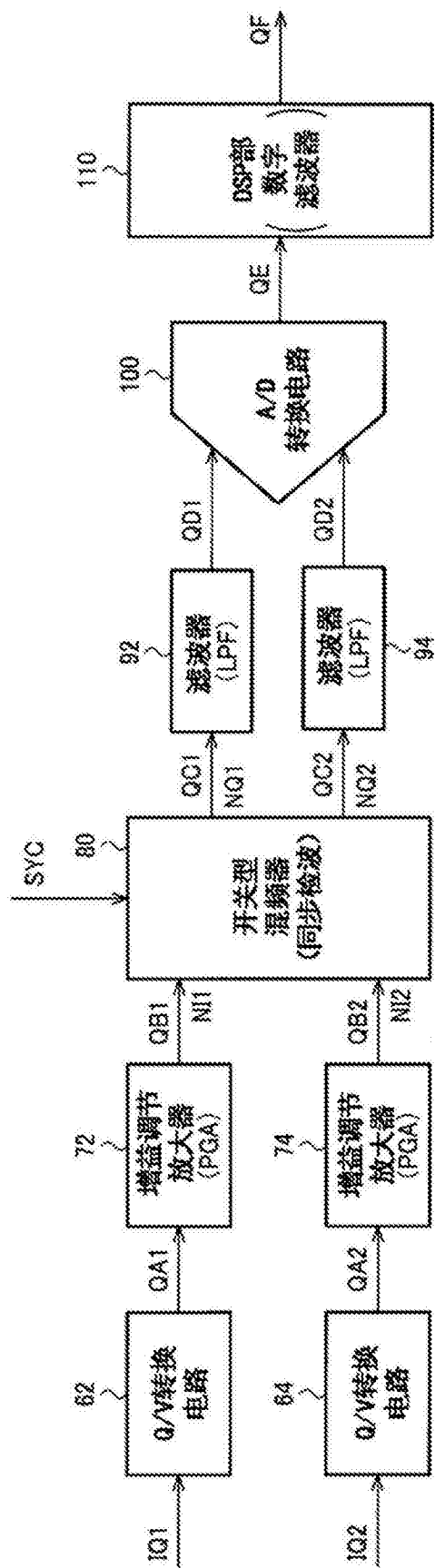


图21

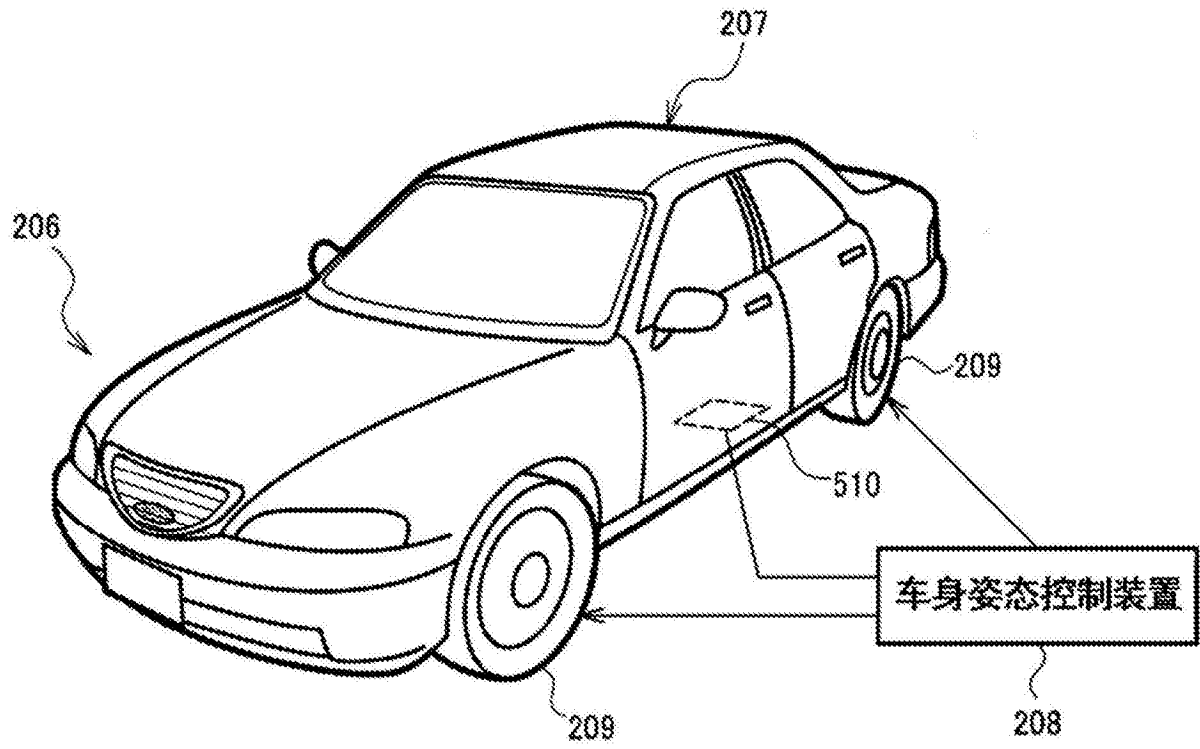


图22