



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107017887 B

(45) 授权公告日 2022. 01. 04

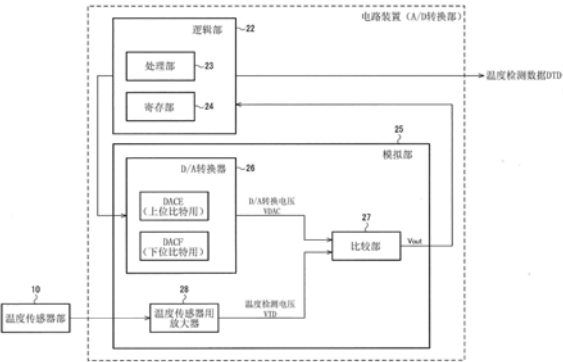
(21) 申请号 201610997561.2
(22) 申请日 2016.11.10
(65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 107017887 A
(43) 申请公布日 2017.08.04
(30) 优先权数据
 2015-236404 2015.12.03 JP
(73) 专利权人 精工爱普生株式会社
 地址 日本东京都
(72) 发明人 加纳新之助
(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127
 代理人 李辉 马建军

(51) Int.Cl.
 H03M 1/46 (2006.01)
 H03B 5/04 (2006.01)
 H03L 1/02 (2006.01)
(56) 对比文件
 CN 102204107 A, 2011.09.28
 CN 101924536 A, 2010.12.22
 审查员 陈哲

权利要求书2页 说明书28页 附图26页

(54) 发明名称
 电路装置、振荡器、电子设备和移动体

(57) 摘要
 本发明提供电路装置、振荡器、电子设备和移动体，能够在以逐次比较型为基准的结构中实现高速且高精度的A/D转换。电路装置包含：寄存器，其存储结果数据；D/A转换器，其对结果数据进行D/A转换而输出D/A转换电压；比较部，其进行输入电压与D/A转换电压之间的比较；以及处理部，其通过基于比较部的比较结果的判定处理进行结果数据的更新处理，求出输入电压的A/D转换结果数据，处理部在第1判定期间进行A/D转换结果数据的MSB侧的判定处理，在作为比第1判定期间长的期间的第2判定期间进行A/D转换结果数据的LSB侧的判定处理。



1. 一种电路装置,其特征在于,所述电路装置包含:

寄存部,其存储结果数据;

D/A转换器,其对所述结果数据进行D/A转换而输出D/A转换电压;

比较部,其进行输入电压与来自所述D/A转换器的所述D/A转换电压之间的比较;以及

处理部,其根据所述比较部的比较结果进行判定处理,根据所述判定处理进行所述结果数据的更新处理,求出所述输入电压的A/D转换结果数据,

所述处理部在第1判定期间进行所述A/D转换结果数据的MSB侧的所述判定处理,在作为比所述第1判定期间长的期间的第2判定期间进行所述A/D转换结果数据的LSB侧的所述判定处理,在比所述第1判定期间长且比所述第2判定期间短的第3判定期间进行所述A/D转换结果数据的所述MSB侧与所述LSB侧之间的比特范围内的所述判定处理,

所述处理部通过设定所述比较部中的比较期间的长度和蓄积与所述输入电压对应的电荷的采样期间的长度,设定所述第1判定期间、所述第2判定期间和所述第3判定期间的长度,

所述第3判定期间比所述第1判定期间至少长所述比较期间的长度,

所述第2判定期间比所述第1判定期间长所述比较期间和所述采样期间的长度。

2. 根据权利要求1所述的电路装置,其特征在于,

所述处理部在所述电路装置的启动期间的前半期间进行所述A/D转换结果数据的所述MSB侧的所述判定处理,在所述电路装置的所述启动期间的后半期间进行所述A/D转换结果数据的所述LSB侧的所述判定处理。

3. 根据权利要求2所述的电路装置,其特征在于,

所述处理部在所述启动期间以第1A/D转换方式求出所述A/D转换结果数据,其中,所述第1A/D转换方式是在所述第1判定期间进行所述MSB侧的所述判定处理,在所述第2判定期间进行所述LSB侧的所述判定处理,

所述处理部在所述启动期间之后的通常动作期间,将所述启动期间内的所述A/D转换结果数据作为初始值,以与所述第1A/D转换方式不同的第2A/D转换方式求出所述A/D转换结果数据。

4. 根据权利要求3所述的电路装置,其特征在于,

在设A/D转换中的数据的最小分辨率为LSB的情况下,所述处理部进行以作为所述第2A/D转换方式的如下方式求出所述A/D转换结果数据的处理:在设第1输出时刻的所述A/D转换结果数据为第1A/D转换结果数据,所述第1输出时刻的接下来的第2输出时刻的所述A/D转换结果数据为第2A/D转换结果数据的情况下,所述第2A/D转换结果数据相对于所述第1A/D转换结果数据的变化为 $k \times \text{LSB}$ 以下,其中, k 为满足 $k < j$ 的整数, j 为表示A/D转换的分辨率的整数。

5. 根据权利要求4所述的电路装置,其特征在于,

所述比较部比较由所述D/A转换器对与所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据对应的上次的最终结果数据进行转换而得到的所述D/A转换电压和所述输入电压,输出第1比较结果,

所述比较部比较由所述D/A转换器对在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内更新所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据后的数据进行转换而得到的所述D/A转换电压和所述输入电压,输

出第2比较结果，

所述处理部进行基于所述第1比较结果和所述第2比较结果的所述判定处理，并根据所述判定处理进行所述更新处理，在该更新处理中，在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内更新所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据，确定为第2输出时刻处的所述A/D转换结果数据。

6. 根据权利要求1~5中的任意一项所述的电路装置，其特征在于，

所述处理部将所述A/D转换结果数据按照给定的比特宽划分成多个比特范围，在划分出的各个比特范围内从MSB侧向LSB侧确定比特值。

7. 根据权利要求6所述的电路装置，其特征在于，

在将所述A/D转换结果数据划分成第1比特范围~第N比特范围的情况下，所述A/D转换结果数据的MSB侧的所述判定处理包含针对第1比特范围~第p比特范围的判定处理，所述A/D转换结果数据的LSB侧的所述判定处理包含针对第q比特范围~第N比特范围的判定处理，

其中，N为2以上的整数，p为1以上的整数，q为满足 $p < q \leq N$ 的整数。

8. 根据权利要求7所述的电路装置，其特征在于，

所述处理部根据所述第1比特范围~第N比特范围中的第r比特范围内的所述判定处理的结果，变更所述第r比特范围的MSB侧的第r-1比特范围内的所述判定处理的结果，其中，r为满足 $2 \leq r \leq N$ 的整数。

9. 根据权利要求1~5中的任意一项所述的电路装置，其特征在于，

所述输入电压是来自温度传感器部的温度检测电压，

所述A/D转换结果数据是作为所述温度检测电压的A/D转换结果的温度检测数据。

10. 根据权利要求9所述的电路装置，其特征在于，所述电路装置包含：

A/D转换电路，其包含所述D/A转换器、所述比较部和所述处理部；

数字信号处理部，其输出基于所述温度检测数据的频率控制数据；以及

振荡信号生成电路，其使用来自所述数字信号处理部的所述频率控制数据和振子，生成根据所述频率控制数据设定的振荡频率的振荡信号。

11. 一种振荡器，其特征在于，

所述振荡器包含权利要求10所述的电路装置和所述振子。

12. 一种电子设备，其特征在于，

所述电子设备包含权利要求1~10中的任意一项所述的电路装置。

13. 一种移动体，其特征在于，

所述移动体包含权利要求1~10中的任意一项所述的电路装置。

电路装置、振荡器、电子设备和移动体

技术领域

[0001] 本发明涉及电路装置、振荡器、电子设备和移动体等。

背景技术

[0002] 以往,广泛公知有将模拟信号转换成数字数据的模拟数字转换(以下,A/D转换)以及进行A/D转换的电路即A/D转换电路。作为A/D转换电路的方式,公知有快速(flash)型、逐次比较型、 $\Delta \Sigma$ 型等各种方式。例如,在专利文献1中公开有执行逐次比较型的A/D转换的一种方法。

[0003] 此外,公知有使用作为对来自温度传感器部的温度检测信号(模拟信号)进行A/D转换而得到的结果的温度检测数据的各种电路。例如,一直以来,公知有一种被称作TCXO(temperature compensated crystal oscillator:温度补偿石英振荡器)的温度补偿型振荡器。该TCXO被用作例如便携通信终端、GPS相关设备、可穿戴设备或车载设备等的基准信号源等。作为数字方式的温度补偿型振荡器即DTCXO的现有技术,公知有专利文献2中公开的技术。

[0004] 【专利文献1】日本特开2011-223404号公报

[0005] 【专利文献2】日本特开昭64-82809号公报

[0006] 存在对于高速(在较短的A/D转换期间的期间内)输出作为A/D转换结果的A/D转换结果数据的要求。例如,DTCXO等数字方式的振荡器有时产生要在短时间内使作为输出的振荡频率稳定这样的要求,此时,必须能够高速输出用于温度补偿处理的温度检测数据。

[0007] 但是,在专利文献1中没有触及到A/D转换的速度。此外,专利文献2公开有使用冗余转换算法的A/D转换器,尤其公开有其高效的试验方法,没有公开具体的高速化方法。

发明内容

[0008] 根据本发明的几个方式,能够提供在以逐次比较型为基准的结构中实现高速且高精度的A/D转换的电路装置、振荡器、电子设备和移动体等。

[0009] 本发明的一个方式涉及电路装置,该电路装置包含:寄存部,其存储作为中途结果数据或最终结果数据的结果数据;D/A转换器,其对所述结果数据进行D/A转换而输出D/A转换电压;比较部,其进行输入电压与来自所述D/A转换器的所述D/A转换电压之间的比较;以及处理部,其根据所述比较部的比较结果进行判定处理,根据所述判定处理进行所述结果数据的更新处理,求出所述输入电压的A/D转换结果数据,所述处理部在第1判定期间进行所述A/D转换结果数据的MSB侧的所述判定处理,在作为比所述第1判定期间长的期间的第2判定期间进行所述A/D转换结果数据的LSB侧的所述判定处理。

[0010] 在本发明的一个方式中,在通过进行基于D/A转换电压与输入电压之间的比较结果的判定处理而进行结果数据的更新处理,求出输入电压的A/D转换结果数据的结构的电路装置中,在MSB侧和LSB侧对判定期间的长度设置差。这样,能够设定适合各个比特(比特范围)的判定期间,因此,能够高速地实现高精度的A/D转换等。

[0011] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述处理部在所述电路装置的启动期间的前半期间进行所述A/D转换结果数据的所述MSB侧的所述判定处理,在所述电路装置的所述启动期间的后半期间进行所述A/D转换结果数据的所述LSB侧的所述判定处理。

[0012] 这样,能够在电路装置的启动期间进行本实施方式的A/D转换等。

[0013] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述处理部在所述启动期间以第1A/D转换方式求出所述A/D转换结果数据,其中,所述第1A/D转换方式是在所述第1判定期间进行所述MSB侧的所述判定处理,在所述第2判定期间进行所述LSB侧的所述判定处理,所述处理部在所述启动期间之后的通常动作期间,将所述启动期间内的所述A/D转换结果数据作为初始值,以与所述第1A/D转换方式不同的第2A/D转换方式求出所述A/D转换结果数据。

[0014] 这样,能够在启动期间和启动期间之后的通常动作期间切换A/D转换方式等。

[0015] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,在设A/D转换中的数据的最小分辨率为LSB的情况下,所述处理部进行以作为所述第2A/D转换方式的如下方式求出所述A/D转换结果数据的处理:在设第1输出时刻的所述A/D转换结果数据为第1A/D转换结果数据,所述第1输出时刻的接下来的第2输出时刻的所述A/D转换结果数据为第2A/D转换结果数据的情况下,所述第2A/D转换结果数据相对于所述第1A/D转换结果数据的变化为 $k \times \text{LSB}$ 以下,其中, k 为满足 $k < j$ 的整数, j 为表示A/D转换的分辨率的整数。

[0016] 这样,能够抑制A/D转换结果数据的急剧变化,抑制由于该变化引起的不良情况等。

[0017] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述比较部比较由所述D/A转换器对与所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据对应的上次的所述最终结果数据进行转换而得到的所述D/A转换电压和所述输入电压,输出第1比较结果,所述比较部比较由所述D/A转换器对在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内更新所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据后的数据进行转换而得到的所述D/A转换电压和所述输入电压,输出第2比较结果,所述处理部进行基于所述第1比较结果和所述第2比较结果的所述判定处理,并根据所述判定处理进行所述更新处理,在该更新处理中,在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内更新所述第1输出时刻处的所述A/D转换结果数据,确定为第2输出时刻处的所述A/D转换结果数据。

[0018] 这样,能够根据多次的比较结果,将从上次的最终结果数据起在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内变化后的值确定为本次的最终结果数据(温度检测数据)。

[0019] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述处理部通过设定所述比较部中的比较期间的长度来设定所述第1判定期间和所述第2判定期间的长度。

[0020] 这样,能够通过设定比较部的比较期间,对判定期间设置差。

[0021] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述处理部将所述A/D转换结果数据按照给定的比特宽划分成多个比特范围,在划分出的各个比特范围内从MSB侧向LSB侧确定比特值。

[0022] 这样,能够以比特范围为单位进行A/D转换等。

[0023] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,在将所述A/D转换结果数据划分成第1比特范围~第N比特范围的情况下,所述A/D转换结果数据的MSB侧的所述判定处理包含针对第1比特范围~第p比特范围的判定处理,所述A/D转换结果数据的LSB侧的所述判定处理包含针对第q比特范围~第N比特范围的判定处理,其中, N 为2以上的整数, p 为1以上的整数, q

为满足 $p < q \leq N$ 的整数。

[0024] 这样,能够将数字数据划分成多个比特范围,设包含其中的MSB的一个或多个比特范围为MSB侧并设包含LSB的一个或多个比特范围为LSB侧来执行A/D转换等。

[0025] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述处理部根据所述第1比特范围~第N比特范围中的第r比特范围内的所述判定结果,变更所述第r比特范围的MSB侧的第r-1比特范围的结果,其中,r为满足 $2 \leq r \leq N$ 的整数。

[0026] 由此,能够根据LSB侧的判定结果来变更MSB侧的判定结果,因此,能够提高A/D转换的精度等。

[0027] 此外,在本发明的一个方式中,也可以是,所述输入电压是来自温度传感器部的温度检测电压,所述A/D转换结果数据是作为所述温度检测电压的A/D转换结果的温度检测数据。

[0028] 由此,能够对温度检测电压进行A/D转换来求出温度检测数据。

[0029] 此外,在本发明的一个方式中,也可以包含:A/D转换电路,其包含所述D/A转换器、所述比较部和所述处理部;数字信号处理部,其根据所述温度检测数据进行振荡频率的温度补偿处理,输出所述振荡频率的频率控制数据;以及振荡信号生成电路,其使用来自所述数字信号处理部的所述频率控制数据和振子来生成根据所述频率控制数据设定的所述振荡频率的振荡信号。

[0030] 这样,能够实现DTCX0等进行基于温度检测电压的温度补偿处理并输出振荡信号的电路等。

[0031] 此外,本发明的其它方式涉及振荡器,所述振荡器包含上述任意一项所述的电路装置和所述振子。

[0032] 此外,本发明的其它方式涉及电子设备,所述电子设备包含上述任意一项所述的电路装置。

[0033] 此外,本发明的其它方式涉及移动体,所述移动体包含上述任意一项所述的电路装置。

附图说明

[0034] 图1是本实施方式的电路装置的基本的结构例。

[0035] 图2A、图2B、图2C是关于DTCX0的优点及问题点的说明图。

[0036] 图3是对由于 $k \times \text{LSB}$ 以下的更新而产生的课题进行说明的图。

[0037] 图4是本实施方式的电路装置的结构例。

[0038] 图5是示出振子的温度特性及其偏差的示例的图。

[0039] 图6是温度补偿处理的说明图。

[0040] 图7A、图7B、图7C是比较部的结构例。

[0041] 图8是比较部的波形图的示例。

[0042] 图9是由于频率漂移的原因而发生的通信错误的说明图。

[0043] 图10是对通常动作模式的处理进行说明的流程图。

[0044] 图11A、图11B是模拟信号与数字数据的关系例。

[0045] 图12是比较部的另一结构例。

- [0046] 图13A、图13B是高速模式下的判定期间的设定例。
- [0047] 图14A是对高速模式的处理进行说明的流程图,图14B、图14C是判定处理的具体例。
- [0048] 图15是高速模式下的结果数据的转变的具体例。
- [0049] 图16是利用A/D转换部以外的结构来抑制频率跳变等的方法的说明图。
- [0050] 图17A、图17B是利用A/D转换部以外的结构来抑制频率跳变等的方法的说明图。
- [0051] 图18是对频率跳变进行说明的说明图。
- [0052] 图19A、图19B、图19C是温度传感器部的详细的结构例及其说明图。
- [0053] 图20是振荡电路的详细结构例。
- [0054] 图21是本实施方式的变形例的电路装置的结构例。
- [0055] 图22A、图22B、图22C是振荡器、电子设备、移动体的结构例。
- [0056] 标号说明
- [0057] ANT:天线;C:电容器;DDS:频率控制数据;
- [0058] DTD:温度检测数据;FD:允许频率漂移;FR:频率可变范围;IS:电流源;S1~S4:开关元件;TDAC:期间;TP:规定期间;Tr:晶体管;VFS:满量程电压;XTAL:振子;
- [0059] 10:温度传感器部;20:A/D转换部;22:逻辑部;23:处理部;24:寄存部;25:模拟部;26:D/A转换器;27:比较部;28:温度传感器用放大器;50:数字信号处理部;80:D/A转换部;140:振荡信号生成电路;142:可变电容电路;150:振荡电路;
- [0060] 160:缓存电路;206:汽车;207:车体;208:控制装置;209:车轮;400:振荡器;410:封装;420:振子;
- [0061] 500:电路装置;510:通信部;520:处理部;530:操作部;
- [0062] 540:显示部;550:存储部。

具体实施方式

[0063] 以下,对本发明的优选实施方式详细地进行说明。另外,以下说明的本实施方式并非不当地限定权利要求书所述的本发明的内容,本实施方式中说明的全部结构并非都是作为本发明的解决手段所必须的。

[0064] 1. 本实施方式的方法

[0065] 1.1 高速模式的概要

[0066] 首先,对本实施方式的方法进行说明。公知有对给定的模拟信号进行A/D转换而取得数字数据的电路装置,尤其是根据该数字数据在数字信号处理部(例如DSP、digital signal processor)中进行各种处理的电路装置。作为一例,公知有DTCX0,该DTCX0根据作为来自温度传感器部的温度检测电压的A/D转换结果的温度检测数据,通过数字处理进行频率的温度补偿处理。

[0067] 对于这种电路装置中的A/D转换有各种要求。例如,对于提高A/D转换的速率(缩短A/D转换期间)有要求。这是因为,如果能够高速取得A/D转换结果数据,则在使用该A/D转换结果数据的处理等中的优点很多。

[0068] 例如,如果A/D转换是高速的,则能够与之对应地较快地进行使用A/D转换结果数据的处理。相反来说,如果取得A/D转换结果数据花费时间,则在此后的处理中可能会发生

产生等待等问题。例如,在作为A/D转换结果数据取得温度检测数据DTD并利用该温度检测数据DTD进行针对振荡频率的温度补偿处理的DTCX0的情况下,还有可能在输出温度检测数据DTD之前无法执行温度补偿处理。

[0069] 尤其成为问题的是启动电路装置时。在启动电路装置时等,在此之前未取得温度检测数据DTD。因此,设定任意的值,例如15比特时设定“1000000000000000”这样的中间值作为初始值,则该初始值成为与实际温度没有任何关系的值。即,在启动之后,在直到最初的温度检测数据DTD的输出为止的期间(启动期间)内,无法执行与实际温度对应的温度补偿处理,其结果是,无法使作为输出的振荡频率稳定在适当的值。

[0070] 例如,在便携电话的通信中利用DTCX0的情况下,具有从启动起在2msec以内使输出频率稳定的要求。因此,最坏也必须在比2msec短的时间内使温度补偿用的温度检测数据DTD成为高精度的值,A/D转换的高速化非常重要。

[0071] 并且,利用A/D转换结果数据,尤其是利用对温度检测电压VTD进行A/D转换而得到的温度检测数据DTD的电路装置并不限于DTCX0。例如,公知陀螺传感器的输出具有温度特性,由于该温度特性会导致输出数据产生误差。因此,有时会根据温度检测数据DTD来进行对陀螺传感器的输出的温度特性进行补偿的处理(例如零点校正处理),也可以将本实施方式中的电路装置用于这种陀螺传感器。

[0072] 已知A/D转换有各种方式,有逐次比较型、 $\Delta\Sigma$ 型、快速(flash)型等。其中, $\Delta\Sigma$ 型由于要通过积分电路,因此难以进行高速的输出。此外,快速型虽然高速,但比特数越多,则电路规模越增大,因此,不适合例如超过10比特的A/D转换。逐次比较型也需要次数与比特数相当的比较处理,因此,例如以2K采样/sec进行15次比较时,直到输出为止需要7.5msec,无法满足上述2msec这样的要求。

[0073] 在逐次比较型的情况下,只要缩短每1比特的比较处理花费的时间,就能够缩短直到输出为止所需的时间。但是,已知如果缩短进行比较处理的时间,则判定精度变低。如果是利用使用图7A等后述的斩波电路的比较部27的示例,则使开关S1断开并使S2、S3接通来缩短将与温度检测电压VTD对应的电荷蓄积到电容器C中的时间(采样模式,图8的A1、A5),并且,使开关S1接通并使S2、S3断开来缩短用于输出D/A转换电压VDAC与蓄积着的电荷的关系的时间(比较模式,图8的A2、A6),因此,在电路状态充分稳定之前输出比较处理的结果,导致精度降低。

[0074] 根据以上内容,本申请人提出一种以逐次比较型为基准的同时实现速度和精度的A/D转换方法。具体而言,如图1所示,本实施方式的电路装置包含:寄存部,其存储作为中途结果数据或最终结果数据的结果数据;D/A转换器26,其对结果数据进行D/A转换并输出D/A转换电压;比较部27,其进行输入电压与来自D/A转换器26的D/A转换电压VDAC之间的比较;以及处理部23,其根据比较部27的比较结果进行判定处理,根据判定处理进行结果数据的更新处理,求出输入电压的A/D转换结果数据。并且,处理部23在第1判定期间进行A/D转换结果数据的MSB(most significant bit)侧的判定处理,在作为比第1判定期间长的期间的第2判定期间进行A/D转换结果数据的LSB(least significant bit)侧的判定处理。

[0075] 在此,中途结果数据和最终结果数据是存储于寄存部24的数字数据。最终结果数据与一个A/D转换结果(在温度的情况下为温度检测数据DTD)对应,中途结果数据是在求最终结果数据的过程中求出的数据。例如,在使用图15后述的示例中,虽然DB、DO双方包含在

结果数据中,但是,DB是与中途结果数据对应的。此外,关于D0,图15的处理结束时的值为最终结果数据,但是,图15的处理中的值是与中途结果数据对应的。此外,在后述的通常动作模式的情况下,上次的最终结果数据加上(减去)1LSB得到的数据与中途结果数据对应,通过判定处理求出的数据与最终结果数据对应。

[0076] 在此,虽然可以考虑“MSB侧”、“LSB侧”的各种定义,但是,例如也可以是,MSB侧是指由更靠近MSB(最上位比特)的位置的一个或多个比特构成的比特范围,LSB侧是指由比MSB侧更靠近LSB(最下位比特)的位置的一个或多个比特构成的比特范围。狭义上也可以是,MSB侧是指包含MSB的一个或多个比特,LSB侧是指包含LSB的一个或多个比特。

[0077] MSB侧的数据表示较大的值,因此,与该比特是0的情况对应的模拟信号(电压值)和与该比特是1的情况对应的模拟信号之间的差异较大。相反地,LSB侧的数据表示较小的值,因此,与该比特是0的情况对应的模拟信号和与该比特是1的情况对应的模拟信号之间的差异较小。

[0078] 即,MSB侧与LSB侧相比,即使进行粗略的比较处理,也能够降低错误判定的可能性。考虑到这一点,通过相对地缩短MSB侧的判定处理的期间,能够缩短一次A/D转换所需的时间。可以考虑各种具体的数值例,但是,如果是使用例如图13A、图13B后述的示例,则在1.5msec左右的所需时间内就能够输出A/D转换结果数据。

[0079] 并且,为了进一步提高A/D转换的精度,也可以使用根据LSB侧的判定结果来更新(修正)MSB侧的判定结果的方法。在本实施方式中,LSB侧的判时刻间相对较长,因此,也能够期待判定精度。即,利用精度较高的判定结果来更新精度相对较低的判定结果,由此,能够提高作为A/D转换整体的精度。具体的方法将在后面进行叙述。

[0080] 以下,为了与后述的通常动作模式进行区别,将进行上述A/D转换的模式记作高速模式。

[0081] 并且,处理部23在电路装置的启动期间的前半期间进行A/D转换结果数据的MSB侧的判定处理,在电路装置的启动期间的后半期间进行A/D转换结果数据的LSB侧的判定处理。

[0082] 如上所述,对于缩短从启动电路装置起直到输出最初的A/D转换结果数据为止的时间有要求,因此,在启动期间使用高速模式的优点很多。此时,如果先对MSB侧进行判定,然后再对LSB侧进行判定,则能够利用与一般的逐次比较型相同的方法进行A/D转换。进一步来说,在使用利用LSB侧的结果来变更MSB侧的结果的方法的情况下,需要在LSB侧的判定之前进行MSB侧的判定。

[0083] 此外,根据以上内容可知,MSB侧的判定与LSB侧的判定的顺序非常重要,可以对具体的判定期间的长度及开始时刻结束时刻等实施各种变形。因此,将MSB侧记作启动期间的“前半期间”,将LSB侧记作启动期间的“后半期间”,但是,各个期间无需为相同的长度。前半期间也可以是包含启动期间的开始时刻的给定长度的期间,后半期间也可以是包含启动期间的结束时刻的给定长度的期间。

[0084] 1.2通常动作模式的概要

[0085] 此外,虽然不是必须的结构,但是,在本实施方式中,也可以进行方式与上述的高速模式不同的A/D转换。具体而言,也可以是,处理部23在启动期间以第1A/D转换方式(高速模式)求出A/D转换结果数据,该第1A/D转换方式是在第1判定期间进行MSB侧的判定处理,

在第2判定期间进行LSB侧的判定处理,处理部23在启动期间之后的通常动作期间将启动期间内的A/D转换结果数据作为初始值,以与第1A/D转换方式不同的第2A/D转换方式(通常动作模式)求出A/D转换结果数据。

[0086] 上述的高速模式能够在确保精度的情况下实现比一般的逐次比较型高速的A/D转换。但是,高速模式不利用过去的温度检测数据DTD等,因此,每次要从头开始求出全部比特(例如15比特)的值。如启动期间(在此为电路装置启动之后直到输出最初的A/D转换结果数据为止的期间)那样,可以在根本没有假定利用在此之前的温度检测数据DTD的事例中使用高速模式。但是,在高速模式下,如上所述,由于要从头开始求出全部比特的关系,A/D转换结果数据有可能会在较短期间内大幅度地变动。

[0087] 这是因为,在A/D转换结果数据的值在较短期间内大幅度地变化的情况下,例如在给定的输出时刻处的A/D转换结果数据与接下来的输出时刻的A/D转换结果数据之间的值的变动过大的情况下,由于该变动有可能会产生不良情况。

[0088] 例如,在DTCX0等数字方式的振荡器中存在如下问题:由于该振荡频率的频率漂移,在装入有振荡器的通信装置中发生通信错误等。在数字方式的振荡器中,对来自温度传感器部的温度检测电压进行A/D转换,根据得到的温度检测数据进行频率控制数据的温度补偿处理,并根据该频率控制数据生成振荡信号。该情况下,已判明在由于温度变化而导致频率控制数据的值大幅度地变化时,由此会产生频率跳变的问题。在发生这种频率跳变时,以GPS相关的通信装置为例,会产生GPS的锁脱落等问题。要抑制这种问题的产生就需要抑制用于温度补偿处理的温度检测数据的变动。并且,如后所述,还可以通过A/D转换以外的部分(例如数字信号处理部的处理)来抑制频率跳变,在本实施方式的电路装置中,也可以组合使用上述方法。

[0089] 以下,对作为TCX0采用数字方式的DTCX0的情况下可能产生的频率漂移的问题简单地说明。作为温度补偿型振荡器的TCX0要求提高频率精度以及低功耗化。例如GPS内置的钟表或脉搏等活体信息的测定设备等可穿戴设备需要延长电池的动作持续时间。因此,要求作为基准信号源的TCX0在确保频率精度的同时更加低功耗。

[0090] 此外,作为通信终端与基站之间的通信方式,提出有各种方式。例如在TDD(Time Division Duplex:时分双工)方式中,各设备在被分配的时隙中发送数据。并且,通过在时隙(上行线路时隙、下行线路时隙)之间设定保护时间,能够防止时隙重合。在第二代的通信系统中,例如已提出使用一个频带(例如50GHz)以TDD方式进行数据通信的方案。

[0091] 可是,在采用这种TDD方式的情况下,各设备需要进行时刻同步,要求正确的绝对时刻的计时。为了实现这种要求,还考虑了例如在各设备中设置原子钟表(原子振荡器)作为基准信号源的方法,但是,将导致设备的高成本化或者产生设备大型化等问题。

[0092] 并且,在使用ATCX0(模拟方式的TCX0)作为基准信号源的情况下,在要使频率精度高精度化时,如图2A所示,电路装置的芯片尺寸增加,难以实现低成本化以及低功耗化。另一方面,如图2A所示,DTCX0存在如下优点:无需使电路装置的芯片尺寸太大,就能够实现频率精度的高精度化。

[0093] 可是,由于存在上述频率漂移的问题,因此,尽管对于DTCX0等数字方式的振荡器提出了各种电路方式,但现状是,作为这样的通信错误成为问题的实际产品的基准信号源,几乎不采用数字方式的振荡器,而是采用ATCX0等模拟方式的振荡器。

[0094] 例如,图2B是示出ATCX0的频率漂移的图。如图2B所示,在温度伴随着时间经过发生变化的情况下,ATCX0的频率漂移也被收缩在允许频率漂移(允许频率错误)的范围内($\pm FD$)。在图2B中,以相对于公称振荡频率(例如16MHz左右)的比例(频率可靠性,ppb)示出频率漂移(频率错误)。例如,为了不产生通信错误,需要在规定期间TP(例如20msec)内将频率漂移收缩在允许频率漂移的范围内($\pm FD$)。在此,FD例如为几ppb左右。

[0095] 另一方面,图2C是示出使用现有的DTCX0的情况下的频率漂移的图。如图2C所示,在现有的DTCX0中,其频率漂移未被收缩在允许频率漂移的范围内,发生超过该范围的频率跳变。因此,发生由于该频率跳变引起的通信错误(GPS的锁脱落等),成为采用DTCX0作为实际产品的基准信号源的障碍。

[0096] 由此,作为第2A/D转换方式,例如可以使用抑制A/D转换结果数据的变动的方法。具体而言,在设A/D转换中的数据的最小分辨率为LSB的情况下,处理部23进行以作为第2A/D转换方式的如下方式求出A/D转换结果数据的处理:在设第1输出时刻的温度检测数据DTD为第1A/D转换结果数据,第1输出时刻的接下来的第2输出时刻的A/D转换结果数据为第2A/D转换结果数据的情况下,第2A/D转换结果数据相对于第1A/D转换结果数据的变化为 $k \times \text{LSB}$ (k 为满足 $k < j$ 的整数, j 为表示A/D转换的分辨率的整数)以下。

[0097] 并且,这里的输出时刻表示输出一个温度检测数据的时刻,例如在以15比特进行A/D转换的情况下,表示输出15比特精度的A/D转换结果数据的时刻。在本实施方式中,通过如下的以逐次比较型为基准的方式进行A/D转换:进行多次基于暂定值(中途结果数据)的比较处理,根据该多次比较处理的结果求出15比特精度的A/D转换结果数据(最终结果数据)。即,在输出一A/D转换结果数据时,输出一个或多个中途结果数据作为多次比较处理的结果。中途结果数据在广义上也是A/D转换处理中的输出,但是,这里的“输出时刻”仅仅表示最终的A/D转换结果数据(15比特精度的温度检测数据)的输出,而不是中途结果数据的输出时刻。

[0098] 此外,表示A/D转换的分辨率的整数 j 是依赖于A/D转换结果数据的比特数的值,在设比特数为 p 的情况下,也可以是 $j = 2^p$ 。

[0099] 根据本实施方式的方法,相邻的两个时刻之间的A/D转换结果数据(狭义上为温度检测数据DTD)的变动被抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下。并且,这里的LSB是A/D转换中的数据的最小分辨率,因此,例如在作为温度检测数据以 p 比特的数字数据来表述 $T1^\circ\text{C}$ 至 $T2(>T1)^\circ\text{C}$ 的温度范围的情况下,1LSB的变动表示与 $(T2 - T1) / 2^p^\circ\text{C}$ 对应的温度变动。在不设置这样的条件的情况下,A/D转换结果数据最大可能变化 $2^p (= j) \text{LSB}$ 。 2^pLSB 的变化相当于第1时刻处的A/D转换结果数据为假定的最小值(最大值),第2时刻处的A/D转换结果数据为假定的最大值(最小值)的情况。

[0100] 由此,如果是上述的DTCX0的示例,则通过抑制温度检测数据的变动,频率跳变收缩在允许频率漂移的范围内可能性也得到提高。此外,在DTCX0以外的示例中,通过抑制A/D转换结果数据的变动,也能够抑制不良情况的产生。

[0101] 此外,本实施方式中的输入电压也可以是来自温度传感器部10的温度检测电压VTD,A/D转换结果数据也可以是作为温度检测电压VTD的A/D转换结果的温度检测数据DTD。

[0102] 该情况下,通常动作模式成为用于抑制温度检测数据DTD的变动的方法,采用该方法存在合理的理由。已知自然条件下的温度变动(环境温度的变动)并不那么大,可以认为,

最大也就例如 $0.28^{\circ}\text{C}/\text{sec}$ 左右的温度变动。因此,如果设A/D转换的速率为 2K 采样/ sec ,则每个A/D转换期间的温度变动,即给定的输出时刻与其接下来的输出时刻之间的温度检测数据的假定最大变化量为 $0.14\text{m}^{\circ}\text{C}/\text{采样}$ 。

[0103] 在此,如果设在电路装置中应考虑的温度范围为 125°C (例如上述的 $T_1 = -40^{\circ}\text{C}$ 、 $T_2 = 85^{\circ}\text{C}$)、 $p = 15$,则每LSB的温度变化为 $125/2^{15} \approx 4\text{m}^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ 。即,对上述的 $0.14\text{m}^{\circ}\text{C}/\text{采样}$ 与 $4\text{m}^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ 进行比较可知,只要假定在自然条件下进行30次A/D转换结果数据的输出的期间不会发生1LSB的值的这种程度的温度变化即可。

[0104] 如本实施方式的方法那样,在抑制了作为输出的温度检测数据DTD的变动的情况下,产生实际的温度与温度检测数据DTD的背离成为问题。例如,在作为模拟信号的温度检测电压VTD大幅度地发生变化(具体而言,相比与 $k \times \text{LSB}$ 对应的电压值更大程度地发生变化)的情况下,作为输出的数字数据的温度检测数据DTD无法追随该变化(只能变化至 $k \times \text{LSB}$)而产生实际温度与温度检测数据DTD的背离。但是,在自然条件下且将A/D转换的转换速率和比特数设定成上述值的示例中,相邻输出时刻之间的实际温度变化为小于1LSB的程度。因此,可以认为,即使将相对于前面的输出时刻处的温度检测数据DTD的变动限定成 $k \times \text{LSB}$ (该示例中 $k = 1$),也不会产生实际温度与温度检测数据DTD的背离,能够进行适当的A/D转换。

[0105] 并且,如上所述,自然条件下的环境温度的变动被定义成每单位时间(例如1秒或10秒)的变动。因此,在相邻的输出时刻之间假定的温度变动根据该相邻的输出时刻之间的长度即A/D转换期间而发生变化。A/D转换期间越长,则假定的温度变动越大,而且,A/D转换期间越短,则假定的温度变动越小。

[0106] 由此,在本实施方式中,也可以设定A/D转换期间,使得一次A/D转换期间内的温度检测电压VTD的电压变化量为与 $k \times \text{LSB}$ 对应的电压以下。如果进行这样的设定,则温度变动(实际上是由该变动引起的温度检测电压VTD的变化量)为 $k \times \text{LSB}$ 以下(实际上是与 $k \times \text{LSB}$ 对应的D/A转换电压以下),因此,即使将温度检测数据DTD的变动抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下,也能够抑制与实际温度的背离。

[0107] 在此,如上所述,用 $^{\circ}\text{C}$ (或绝对温度)等定义温度变动,因此,1LSB与几 $^{\circ}\text{C}$ 对应也变得重要。例如,在减少A/D转换的比特数(上述的 p)的情况下,或者在扩大在电路装置中应考虑的温度范围(上述的示例中为 125°C)的情况下,在数字数据变动1LSB的情况下,由该数字数据表示的温度变动变大。

[0108] 仅考虑满足自然条件下的环境温度的变动 $<$ 与 $k \times \text{LSB}$ 对应的温度变动这一条件时,看起来好像是可以提高每1LSB的温度(减小 p ,扩大温度范围)。但是,最初的课题是抑制A/D转换结果数据的变动,抑制由频率跳变等引起的不良情况。即,即使将A/D转换结果数据的变动抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下,如果与该 $k \times \text{LSB}$ 对应的温度较大,则结果还是允许了较大的温度变动,这是不适当的。

[0109] 由此,在本实施方式中,从抑制频率跳变的观点出发来设定例如在电路装置中假定的温度范围及A/D转换的比特数,并根据设定好的条件,以自然条件下的温度变动 $<$ 与 $k \times \text{LSB}$ 对应的温度变动的方式来设定A/D转换期间。

[0110] 由于能够将值的变动限定在 $k \times \text{LSB}$ 以下,因此,还能够高效地(高速地)执行A/D转换。如果是通常的 p 比特的A/D转换,则在各输出时刻,全部 2^p 那样的值成为候选,因此,必须

执行可输出全部该 2^p 那样的值的转换。例如,如果是一般的逐次比较型的A/D转换,则逐个确定p比特的各比特的值,因此,需要进行p次比较处理。关于这一点,如果是本实施方式的方法,则针对上次的输出时刻处的温度检测数据DTD,仅将原来的值(变化0)、 $\pm 1\text{LSB}$ 、 $\pm 2\text{LSB}$, $\dots \pm k \times \text{LSB}$ 的值作为候选即可。尤其是,如果 $k=1$,则仅考虑值的候选是变化为0或 $\pm 1\text{LSB}$ 这三种即可,因此,能够简化A/D转换所需的处理。具体而言,能够减少比较部27中的比较处理以及该比较处理中使用的模拟信号的生成处理(D/A转换处理)的次數。

[0111] 即,根据本实施方式的方法,起到抑制由于频率跳变等A/D转换结果数据的急剧变动导致的不良情况以及实现高效的A/D转换处理这两个效果,并且,即使执行该A/D转换,也能够抑制实际温度与温度检测数据DTD的背离。

[0112] 而且,对将变动抑制在这样的 $k \times \text{LSB}$ 以下的通常动作模式与上述高速模式进行组合也存在合理的理由。如上所述,如果考虑自然条件下的温度变化,则可以说,温度检测数据DTD的变化被抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下的通常动作模式是合理的方式。但是,这是以要求在给定的输出时刻处与实际温度(温度检测电压VTD)一致的适当的温度检测数据DTD为前提的。

[0113] 因此,当像启动时的初始值那样从未反映出实际的温度的值开始通常动作模式时,即使在实际温度与初始值大不相同的情况下,由于作为输出的温度检测数据DTD每次输出只能变化 $k \times \text{LSB}$,因此,输出变得稳定需要花费大量的时间。

[0114] 图3示出该情况下的温度检测数据DTD的时间变化例。图3的纵轴表示温度检测数据DTD,横轴表示时间。DTDA是温度检测数据DTD的初始值,DTDB表示与实际的温度对应的数字值。如果是高速模式或一般的逐次比较型的A/D转换那样随时求出全部p比特的值的方式,则即使初始值与实际温度之差较大,在接下来的输出时刻,也能够求出与实际温度对应的温度检测数据。但是,在本实施方式的通常动作模式下,相对于上次的输出的变动被抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下,因此,如图3所示,即使DTDA与DTDB之差较大,温度检测数据DTD也只能阶梯状地每次变化 $k \times \text{LSB}$ 。其结果是,温度检测数据DTD追随实际温度需要花费较长的时间。例如,在设上述的中间值为初始值,与实际温度对应的数据与“1111111111111111”或“0000000000000000”这样的值对应的情况下,如果 $k=1$,则经过 2^{p-1} 次输出后,最终实际温度与温度检测数据DTD一致。

[0115] 具体而言,直到变得稳定为止的时间T还取决于初始值的设定或A/D转换期间的长度,最坏的情况下需要10秒以上。在该期间,温度检测数据DTD并不反映正确的温度,因此,之后的处理,例如DTCX0的温度补偿处理也无法正确地进行而成为问题。尤其是,对启动之后使输出高速稳定的要求也较多,因此该问题变得重要。即,在作为A/D转换结果数据输出温度检测数据DTD的情况下,即使确实是通常动作模式所适合的方法,也无法从启动期间开始以通常动作模式进行动作。

[0116] 关于这方面,在本实施方式中,首先,利用高速模式预先求出温度检测数据DTD,然后再以该温度检测数据DTD作为初始值开始通常动作模式。在高速模式下,对相对于以前的输出的变化幅度没有制约,因此,能够将与实际温度一致的温度检测数据DTD作为初始值输出。并且,如上所述,如果能够确定与实际温度一致的初始值,则之后即使使用通常动作模式也没有问题。

[0117] 以下,对本实施方式详细地进行说明。首先,对本实施方式的电路装置的结构例进行说明。如使用图4等后述的那样,对假定DTCX0等的数字方式的振荡器中使用的电路装置

的结构例进行说明,但是,本实施方式的电路装置不限于此。然后,对图4的各部的详细情况进行说明。具体而言,关于通常动作模式、高速模式的各个模式对A/D转换的具体方法进行说明。进而对数字信号处理部(DSP)及D/A转换电路、温度传感器部、振荡电路等进行说明。另外,还对通过数字信号处理部的处理抑制DTCX0的频率跳变的方法进行说明。然后,对几个变形例进行说明,进而对包含本实施方式的电路装置的电子设备等的示例进行说明。

[0118] 2. 结构

[0119] 图4示出本实施方式的电路装置的结构例。该电路装置是实现DTCX0、OCX0等数字方式的振荡器的电路装置(半导体芯片)。例如通过将该电路装置和振子XTAL收纳于封装中来实现数字方式的振荡器。

[0120] 图4的电路装置包含A/D转换部20、数字信号处理部50和振荡信号生成电路140。并且,图1所示的电路装置的各部分的结构包含在例如A/D转换部20中。此外,电路装置可以包含温度传感器部10和缓存电路160。并且,电路装置的结构不限于图4的结构,可以实施省略其一部分结构要素(例如温度传感器部、缓存电路等)或追加其它结构要素等各种变形。

[0121] 振子XTAL例如是石英振子等压电振子。振子XTAL也可以是设置于恒温槽内的恒温型振子(OCX0)。振子XTAL也可以是谐振器(电气方式或机械方式的谐振器或电气方式的谐振电路)。作为振子XTAL,可以采用压电振子、SAW(Surface Acoustic Wave:声表面波)谐振器、MEMS(Micro Electro Mechanical Systems:微电子机械系统)振子等。作为振子XTAL的基板材料,可以采用石英、钽酸锂、铌酸锂等压电单晶,锆钛酸铅等压电陶瓷等压电材料或硅半导体材料等。作为振子XTAL的激励手段,可以采用基于压电效应的激励手段,也可以采用基于库仑力的静电驱动。

[0122] 温度传感器部10输出温度检测电压VTD。具体而言,输出根据环境(电路装置)的温度发生变化的温度依赖电压作为温度检测电压VTD。对于温度传感器部10的具体结构例将在后面进行叙述。

[0123] A/D转换部20进行来自温度传感器部10的温度检测电压VTD的A/D转换,输出温度检测数据DTD。例如输出与温度检测电压VTD的A/D转换结果对应的数字的温度检测数据DTD(A/D转换结果数据)。如上所述,例如可以切换通常动作模式和高速模式来使用A/D转换部20的A/D转换方式,详细情况将在后面叙述。

[0124] 数字信号处理部50(DSP部)进行各种信号处理。例如,数字信号处理部50(温度补偿部)根据温度检测数据DTD来进行振荡频率(振荡信号的频率)的温度补偿处理。然后,输出振荡频率的频率控制数据DDS。具体而言,数字信号处理部50基于根据温度发生变化的温度检测数据DTD(温度依赖数据)和温度补偿处理用的系数数据(近似函数的系数数据)等,在存在温度变化的情况下,也进行用于使振荡频率恒定的温度补偿处理。该数字信号处理部50可以通过门阵列等的ASIC电路来实现,也可以通过处理器和在处理器上进行动作的程序来实现。

[0125] 振荡信号生成电路140生成振荡信号SSC。例如,振荡信号生成电路140使用来自数字信号处理部50的频率控制数据DDS和振子XTAL来生成根据频率控制数据DDS设定的振荡频率的振荡信号SSC。作为一例,振荡信号生成电路140使振子XTAL以根据频率控制数据DDS设定的振荡频率振荡,生成振荡信号SSC。

[0126] 并且,振荡信号生成电路140也可以是通过直接数字合成方式生成振荡信号SSC的

电路。例如,也可以将振子XTAL(固定振荡频率的振荡源)的振荡信号作为参考信号,以数字的方式生成根据频率控制数据DDS设定的振荡频率的振荡信号SSC。

[0127] 振荡信号生成电路140可以包含D/A转换部80和振荡电路150。但是,振荡信号生成电路140不限于这样的结构,可以实施省略其一部分结构要素或追加其它结构要素等各种变形。

[0128] D/A转换部80进行来自数字信号处理部50的频率控制数据DDS(处理部的输出数据)的D/A转换。被输入到D/A转换部80的频率控制数据DDS是由数字信号处理部50进行温度补偿处理之后的频率控制数据(频率控制码)。作为D/A转换部80的D/A转换方式,例如可以采用电阻串型(电阻分型)。但是,D/A转换方式不限于此,可以采用电阻梯型(R-2R梯型等)、电容阵列型或脉宽调制型等各种方式。此外,除了D/A转换器以外,D/A转换部80还可以包含其控制电路、调制电路和滤波电路等。

[0129] 振荡电路150使用D/A转换部80的输出电压VQ和振子XTAL来生成振荡信号SSC。振荡电路150经由第1振子用端子、第2振子用端子(振子用盘)与振子XTAL连接。例如,振荡电路150通过使振子XTAL(压电振子、谐振器等)振荡而生成振荡信号SSC。具体而言,振荡电路150使振子XTAL以将D/A转换部80的输出电压VQ作为频率控制电压(振荡控制电压)的振荡频率振荡。例如,在振荡电路150是通过电压控制来控制振子XTAL的振荡的电路(VCO)的情况下,振荡电路150可以包含电容值与频率控制电压对应地发生变化的可变电容电容器(变容二极管等)。

[0130] 并且,如上所述,也可以通过直接数字合成方式来实现振荡电路150,该情况下,振子XTAL的振荡频率成为参考频率,成为与振荡信号SSC的振荡频率不同的频率。

[0131] 缓存电路160进行由振荡信号生成电路140(振荡电路150)生成的振荡信号SSC的缓存,输出缓存之后的信号SQ。即,进行用于使得能够充分驱动外部负载的缓存。信号SQ例如是限幅正弦波信号。但是,信号SQ也可以是矩形波信号。或者,缓存电路160也可以是作为信号SQ能够输出限幅正弦波信号和矩形波信号双方的电路。

[0132] 图5是示出由于振子XTAL(AT振子等)的温度引起的振荡频率的频率偏差的一例的图。数字信号处理部50进行温度补偿处理,该温度补偿处理用于使具有图5的温度特性的振子XTAL的振荡频率不依赖于温度而恒定。

[0133] 具体而言,数字信号处理部50执行使得A/D转换部20的输出数据(温度检测数据DTD)和D/A转换部80的输入数据(频率控制数据)成为图6所示的对应关系的温度补偿处理。能够利用例如将装入有电路装置的振荡器放入恒温槽,对各温度下的D/A转换部80的输入数据(DDS)和A/D转换部20的输出数据(DTD)进行监视等方法,取得图6的对应关系(频率校正表)。

[0134] 并且,将用于实现图6的对应关系的温度补偿用的近似函数的系数数据预先存储于电路装置的存储器部(非易失性存储器)。并且,数字信号处理部50根据从存储器部读出的系数数据和来自A/D转换部20的温度检测数据DTD来进行运算处理,由此,实现用于与温度无关地使振子XTAL的振荡频率恒定的温度补偿处理。

[0135] 并且,如后所述,温度传感器部10的温度检测电压VTD例如具有负的温度特性。因此,能够利用图6的温度补偿特性抵消图5的振子XTAL的振荡频率的温度依赖性来进行补偿。

[0136] 3.A/D转换部

[0137] 接下来,对A/D转换部20的详细情况进行说明。具体而言,对A/D转换部20的结构例进行说明之后,对通常动作模式、高速模式的各个模式的方法进行说明。

[0138] 3.1结构例

[0139] A/D转换部20的结构例如图1所示。如图1所示,A/D转换部20包含处理部23、寄存部24、D/A转换器26(DACE、DACF)和比较部27。此外,还可以包含温度传感器用放大器28。处理部23和寄存部24被设置成逻辑部22,D/A转换器26、比较部27和温度传感器用放大器28被设置成模拟部25。

[0140] 寄存部24存储A/D转换的中途结果数据和最终结果数据等结果数据。该寄存部24例如相当于逐次比较方式中的逐次比较结果寄存器。D/A转换器26(DACE、DACF)对寄存部24的结果数据进行D/A转换。作为上述DACE、DACF,可以采用公知的各种D/A转换器。比较部27进行D/A转换器26的输出电压(D/A转换电压VDAC)与温度检测电压VTD(由温度传感器用放大器28放大之后的电压)之间的比较。例如可以通过斩波型比较器等实现比较部27。处理部23根据比较部27的比较结果来进行判定处理,并进行寄存部24的结果数据的更新处理。然后,将通过该更新处理求出的最终的温度检测数据DTD作为温度检测电压VTD的A/D转换结果从A/D转换部20输出。利用这样的结构,能够实现通常动作模式、高速模式或一般的逐次比较方式等的A/D转换。

[0141] 此外,D/A转换器26进行处理部23中的更新处理之后的结果数据的D/A转换。由此,在接下来的比较处理中,可以将更新处理之后的结果数据用作与温度检测电压VTD进行比较的比较对象。

[0142] 即,通过反复进行如下的循环,能够适当地更新温度检测数据DTD:根据比较结果进行判定处理,通过判定处理进行结果数据的更新处理,再进一步将更新处理之后的结果数据用于接下来的比较处理。

[0143] 具体而言,也可以是,比较部27比较由D/A转换器26对上次的结果数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD,处理部23根据比较结果进行判定处理,并进行在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内对结果数据进行更新的更新处理。这是与后述的通常动作模式对应的。在进一步以接下来的时刻为基准的情况下,将更新处理之后的结果数据作为“上次的温度检测数据DTD”进行处理,因此,在D/A转换器26中进行如下处理:进行该结果数据的D/A转换后输出到比较部27。通过反复进行该循环,能够在通常动作模式下在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内对温度检测数据DTD(最终结果数据)进行更新。

[0144] 图7A示出比较部27的结构例。比较部27包含:第1开关S1,其被输入作为由D/A转换器26对寄存部24的结果数据进行D/A转换而得到的结果的D/A转换电压;第2开关S2,其被输入温度检测电压VTD;电容器C,其一端(设这里为输入端子Nin)与S1和S2连接;晶体管Tr,其栅极端子与电容器C的另一端连接;第3开关S3,其设置在晶体管Tr的栅极端子与漏极端子之间;以及电流源IS,其设置在晶体管Tr的漏极端子与高电位侧电源端子之间。晶体管Tr的源极端子与低电位侧电源端子(接地)连接。此外,输出端子Nout与晶体管Tr的漏极端子连接,从Nout输出输出电压Vout。

[0145] 比较部27具有采样模式和比较模式这两个模式。在采样模式下,开关S1被设定成断开,S2和S3被设定成接通。图7B是表示采样模式的状态的示意图。该情况下,由电流源IS

和晶体管Tr构成的逆变器的增益为1,因此,利用下式(1)求出采样模式下的输出电压Vout1。在下式(1)中,Vc表示电容器C的两端的电位差,Vth表示晶体管Tr的阈值电压。

$$[0146] \quad V_{out1} = V_{th} = (V_{TD} + V_c) \quad (1)$$

[0147] 在执行采样模式之后,比较部27转移至比较模式。在比较模式下,S1被设定成接通,S2和S3被设定成断开。图7C是表示比较模式的状态的示意图。在将逆变器的增益设为-Gx的情况下,利用下式(2)求出比较模式下的输出电压Vout2。

$$[0148] \quad V_{out2} = -G_x \times \{ (V_{DAC} + V_c) - V_{th} \}$$

$$[0149] \quad = -G_x (V_{DAC} - V_{TD}) \quad (2)$$

[0150] 这样,根据VTD和VDAC的大小关系来确定晶体管Tr的接通/断开。具体而言,如果D/A转换电压VDAC大于温度检测电压VTD,则晶体管Tr导通,因此,输出电压Vout成为低电位侧电源电压(例如接地)。相反地,如果D/A转换电压VDAC小于温度检测电压VTD,则晶体管Tr截止,因此,输出电压Vout成为高电位侧电源电压(例如VDD)。这样,能够根据比较模式下的输出电压,比较温度检测电压VTD和D/A转换电压VDAC。

[0151] 图8是比较部27的具体的波形图。Vcom是控制第1开关S1的控制电压,Vsmp是控制第2开关S2和第3的开关S3的控制电压。与Vcom和Vsmp为“高”时对应的开关接通,与“低”时对应的开关断开。此外,Vin是斩波电路的输入电压(输入端子Nin的电压),Vout是输出电压。

[0152] 图8的A1是与采样模式对应的期间,Vsmp为“高”,Vcom为“低”,因此,S1被设定成断开,S2和S3被设定成接通。在该状态下,被输入温度检测电压VTD,逐渐在电容器C中蓄积电荷,在稳定的状态下,Vin成为与VTD和Vc对应的电压。根据图8的A2可知,并不是立刻进行电容器C的充电,因此,当过度地缩短采样模式的期间时,Vc不会成为与温度检测电压VTD对应的值,精度降低。

[0153] 图8的A3是比较模式,Vcom为“高”,Vsmp为“低”,因此,S1被设定成接通,S2和S3被设定成断开。在该状态下,Vin成为D/A转换电压VDAC。在图8的示例中,VDAC<VTD,因此,Vout逐渐变大,在稳定的状态下成为高电位侧电源电压。

[0154] 在处理部23中,在判定为Vout为高电位侧电源电压(或接近高电位侧电源电压的电压)的情况下,成为温度检测电压VTD大于D/A转换电压VDAC而进行上升判定。

[0155] 根据图8的A4可知,Vout并不是立刻向高电位侧电源电压变化,因此,当过度地缩短比较模式的期间时,Vout不会成为与温度检测电压VTD和D/A转换电压VDAC的关系对应的值,精度降低。例如,如果不将Vout发生变化的长度的期间设置到能够与VDAC>VTD的情况下(后述的A6的情况下)的Vout明确地进行区别的程度,则判定精度降低。此外,根据图8的A2与A4的比较可知,在比较模式下,直到电路状态稳定为止所需的时间比采样模式长。因此,优选被设定成比较模式的期间比被设定成采样模式的期间长。

[0156] 此外,在本实施方式的方法中,针对给定的时刻处的温度检测电压VTD,进行使用至少两个D/A转换电压VDAC的比较处理。A1和A3与使用了第一个D/A转换电压VDAC的比较处理相当。在A3结束之后,进行使用温度检测电压VTD和第二个D/A转换电压VDAC的比较处理。该第二次比较处理与A5、A6对应。

[0157] A5与A1相同,是蓄积与温度检测电压VTD对应的电荷的采样模式。并且,在A1和A5中,以相同的温度检测电压VTD为对象,在理想情况下,即使在比较模式的期间也将电容器C

的充电电压 V_c 保持恒定,因此,可以认为,不需要A5的采样模式,实际上也可以省略A5。但是,在对采样模式和比较模式进行切换时,要进行模拟开关(S1~S3)的接通/断开,因此,可能会发生电荷泄漏。在图8的示例中,考虑到该电荷泄漏的可能性,在第二次比较处理时,也设置再次以采样模式进行动作的期间A5。

[0158] A6与A3相同, V_{com} 为“高”, V_{smp} 为“低”,被输入D/A转换电压VDAC。但是,输入的D/A转换电压VDAC成为对与A3不同的数字数据(如果是通常动作模式,则是如后所述加上1LSB得到的值)进行D/A转换而得到的电压,由此,在A3和A6中 V_{in} 的值不同。

[0159] 在图8的示例中,在A6中, $VDAC > VTD$,因此, V_{out} 逐渐减小,在稳定的状态下成为低电位侧电源电压。在处理部23中,在判定为 V_{out} 为低电位侧电源电压(或接近低电位侧电源电压的电压)的情况下,成为温度检测电压VTD小于D/A转换电压VDAC而进行下降判定。

[0160] 在处理部23中,只要与这样的上升判定、下降判定的组合对应地确定作为输出的温度检测数据DTD的值即可。关于在D/A转换电压VDAC的生成中使用的具体的数字值以及温度检测数据DTD的具体的确定方法,对通常动作模式、高速模式的各个模式将在后面进行叙述。

[0161] 3.2通常动作模式

[0162] 如上所述,通常动作模式是抑制由于A/D转换结果数据的急剧变化引起的不良情况例如由于频率跳变引起的不良情况等的方法。首先,使用图9,对由于频率跳变而产生的GPS(Global Positioning System:全球定位系统)的通信错误进行说明。

[0163] GPS卫星将与卫星轨道、时刻等相关的信息包含在图9的导航消息中,作为GPS卫星信号,以50bps的数据传输速率进行发送。因此,1比特的长度为20msec(PN码的20周期)。一个导航消息由一个主帧构成,一个主帧由1500比特构成的25个帧构成。

[0164] 如图9所示,根据导航消息的比特值,通过BPSK调制方式对GPS卫星信号进行调制。具体而言,对导航消息乘以PN码(伪随机码)进行扩频,对扩频之后的信号乘以载波(1575.42MHz),由此进行BPSK调制。在图9中示出导航消息的B1的部分PN码,并示出PN码的B2的部分载波。在PN码的逻辑电平发生变化的时刻,如B3所示,载波进行相比特反转。载波的1个波长的期间为0.635ns左右。GPS接收器接收通过BPSK调制方式调制后的导航消息的载波,进行载波的接收信号的解调处理,由此取得导航消息。

[0165] 在进行这样的接收信号的解调处理时,如果不能将与载波的频率(1575.42MHz)之间的残差频率收缩在4Hz/20msec内,则在解调处理中会发生误判定。即,在作为GPS导航消息的1比特长度的期间(GPS导航消息的周期)的 $TP=20msec$ 中,如果不能将与载波的频率之间的残差频率收缩在4Hz内,则会发生由于频率跳变引起的通信错误。

[0166] 并且,上述4Hz相对于载波频率1575.42MHz的比例为几ppb左右,因此,图2B、图2C所示的允许漂移频率FD也为几ppb左右。

[0167] 例如,GPS的接收器中,根据由本实施方式的电路装置(振荡器)生成的振荡信号来设定解调处理中的载波频率。因此,需要在 $TP=20msec$ 内将振荡信号的振荡频率的频率漂移收缩在 $\pm FD$ 内。由此,能够在GPS卫星信号的接收信号的解调处理中防止误判定的发生,能够避免发生通信错误(接收错误)。

[0168] 可是,现有的DTCX0等数字方式的振荡器未进行在期间TP(20msec)内将频率漂移抑制在 $\pm FD$ (几ppb左右)内的动作。因此,存在由于图2C所示的频率跳变而发生由于解调处

理的误判定引起的通信错误的问题。

[0169] 对此,在通常动作模式下相邻的输出时刻之间的温度检测数据DTD的变化为 $k \times \text{LSB}$ 以下,因此,能够抑制频率跳变等。

[0170] 图10是对通常动作模式下的处理进行说明的流程图。并且,在此,首先,以 $k=1$ 的情况为例进行说明。当通常动作模式开始时,首先,由D/A转换器26对上次的温度检测数据DTD的码进行D/A转换而成为D/A转换电压VDAC(S101)。然后,使用图8,如上所述,利用采样模式(例如A1)、比较模式(例如A3)进行与温度检测电压VTD之间的比较处理,取得是上升判定还是下降判定的结果。

[0171] 接下来,对寄存部的值即上次的温度检测数据DTD的值本身加上1LSB,并由D/A转换器26对相加后的数据进行D/A转换而成为D/A转换电压VDAC(S102)。然后,使用图8,如上所述,利用采样模式(例如A5)、比较模式(例如A6)进行与温度检测电压VTD之间的比较处理,取得是上升判定还是下降判定的结果。

[0172] 比较部27通过S101、S102输出第1比较结果和第2比较结果,所述第1比较结果是比较由D/A转换器26对上次的输出时刻处的温度检测数据DTD(上次的最终结果数据)进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD的比较结果,所述第2比较结果是比较由D/A转换器26对上次的最终结果数据加上1LSB得到的第2数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD的比较结果。

[0173] 处理部23根据这两个比较处理的结果来进行用于确定本次的温度检测数据DTD的判定处理(S103)。

[0174] 首先,在通过基于第1比较结果的判定处理判定为温度检测电压VTD大于D/A转换电压VDAC的情况下,即,是上升判定且基于第2比较结果的判定处理的结果也是上升判定的情况下,将本次的所述最终结果数据确定为第2数据,即对上次的温度检测数据DTD加上1LSB得到的值(步骤S104)。

[0175] 两个比较处理都为上升判定的情况,与当前的温度比上次的输出时刻处的温度足够大的状态对应。因此,可以使本次的温度检测数据DTD大于上次的温度检测数据DTD,在此,设变化幅度为1LSB以下,因此,输出加上1LSB得到的值即可。

[0176] 此外,在通过基于第1比较结果的判定处理判定为温度检测电压VTD小于D/A转换电压VDAC的情况下,即,是下降判定且基于第2比较结果的判定处理的结果也是下降判定的情况下,将本次的最终结果数据确定为上次的最终结果数据减去1LSB得到的数据(步骤S105)。

[0177] 两个比较处理都为下降判定的情况,与当前的温度比上次的输出时刻处的温度足够小的状态对应。因此,可以使本次的温度检测数据DTD小于上次的温度检测数据DTD,在此,设变化幅度为1LSB以下,因此,输出减去1LSB得到的值即可。

[0178] 此外,基于第1比较结果的判定处理的结果是上升判定且基于第2比较结果的判定处理的结果是下降判定的情况,与温度的变化不大的状态对应。因此,只要本次的温度检测数据DTD维持上次的温度检测数据DTD的值即可(步骤S106)。

[0179] 此外,基于第1比较结果的判定处理的结果是下降判定且基于第2比较结果的判定处理的结果是上升判定的情况是通常不可能产生的状态。这是因为,该情况下的温度检测电压VTD比给定的电压小,且比大于该给定的电压的电压大,这样的电压值不存在。在该状

态下,有可能无法适当地进行第1比较处理、第2比较处理中的至少一方,因此,使通过这样的不适当的判定输出的温度检测数据DTD的值变动不是优选的。由此,在本实施方式中,在第1比较结果是下降判定且第2比较结果是上升判定的情况下,本次的温度检测数据DTD维持上次的温度检测数据DTD的值(步骤S106)。

[0180] 在此,设 $k=1$,因此,比较处理为两次,但是在 k 为2以上的情况下,可简化处理这一点也是相同的。即,对于超过 $\pm k \times \text{LSB}$ 的MSB侧的比特,可以直接挪用已求出的上次的温度检测数据DTD的值,因此,具有可省略用于确定该比特的比较处理的效果。

[0181] 例如,比较部27比较由D/A转换器26对与上次的输出时刻处的温度检测数据DTD对应的上次的最终结果数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD,输出第1比较结果,并比较由D/A转换器26对在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内更新上次的最终结果数据得到的数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD,输出第2比较结果。然后,处理部23可以进行基于第1比较结果和第2比较结果的判定处理,并根据判定处理进行更新处理,在该更新处理中,在 $k \times \text{LSB}$ 以下的范围内对上次的最终结果数据进行更新,确定为本次的最终结果数据。

[0182] 在步骤S104~S106中的任意一个步骤的处理之后,对是否结束通常动作模式,例如是否被输入禁止信号进行判定(步骤S107),在S107中为“是”的情况下,结束通常动作模式,在为“否”的情况下,返回步骤S101,继续处理。

[0183] 并且,以上作为给定的数字数据和与该数字数据对应的模拟信号(D/A转换电压)之间的关系,假定了图11A所示的关系。具体而言是如下的关系:作为数字数据设定给定的值 D 和 $D+1\text{LSB}$ 、 $D-1\text{LSB}$,在设与各数字数据对应的模拟信号(电压值)为 V_D 、 V_{D+1} 、 V_{D-1} 的情况下,与电压值为 $V_{D-1} \sim V_D$ 的情况对应的数字数据为 $D-1\text{LSB}$,与电压值为 $V_D \sim V_{D+1}$ 的情况对应的数字数据为 D ,与电压值为 $V_{D+1} \sim V_{D+2}$ 的情况对应的数字数据为 $D+1\text{LSB}$ 。如果是本示例,则使作为输出的数字数据为 D 还是 $D \pm 1\text{LSB}$ 的边界就是 $B01$ 和 $B02$,即 V_D 和 V_{D+1} 。因此,使用S101、S102,如上所述,关于输入到D/A转换器26的数据(码),只要使用上次的温度检测数据DTD以及上次的温度检测数据DTD加上 1LSB 得到的值,就能够适当地判定是将本次的温度检测数据DTD直接设为上次的值还是设为 $\pm 1\text{LSB}$ 。

[0184] 但是,模拟信号与数字数据之间的关系不限于图11A,例如也可以使用图11B。在图11B中,与电压值为 $V_{D-2} \sim V_{D-1}$ 的情况对应的数字数据为 $D-1\text{LSB}$,与电压值为 $V_{D-1} \sim V_D$ 的情况对应的数字数据为 D ,与电压值为 $V_D \sim V_{D+1}$ 的情况对应的数字数据为 $D+1\text{LSB}$ 。如果是图11B的示例,则使作为输出的数字数据为 D 还是 $D \pm 1\text{LSB}$ 的边界就是 $B03$ 和 $B04$,即 V_{D-1} 和 V_D 。因此,关于输入到D/A转换器26的数据(码),可以使用上次的温度检测数据DTD以及上次的温度检测数据DTD减去 1LSB 得到的值。

[0185] 该情况下,比较部27可以输出第1比较结果和第2比较结果,所述第1比较结果是比较由D/A转换器26对与上次的输出时刻处的温度检测数据DTD对应的上次的最终结果数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD的比较结果,所述第2比较结果是比较由D/A转换器26对上次的最终结果数据减去 1LSB 得到的第2数据进行转换而得到的D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD的比较结果。

[0186] 该情况下,可以相同地进行处理部23中的判定。在基于第1比较结果的判定处理的结果是上升判定且基于第2比较结果的判定处理的结果也是上升判定的情况下,处理部23

将本次的最终结果数据确定为上次的最终结果数据加上1LSB得到的数据。此外,在基于第1比较结果的判定处理的结果是下降判定且基于第2比较结果的判定处理的结果也是下降判定的情况下,处理部23将本次的最终结果数据确定为第2数据(减去1LSB得到的数据)。

[0187] 此外,在基于第1比较结果的判定处理的结果和基于第2比较结果的判定处理的结果的一方是上升判定且另一方是下降判定的情况下,处理部23只要将本次的最终结果数据(温度检测数据DTD)确定为上次的最终结果数据即可。

[0188] 并且,在图7A中,将向比较部27的输入设为D/A转换电压VDAC和温度检测电压VTD这两个,但不限于此。如上所述,在通常动作模式下,作为与温度检测电压VTD进行比较的比较对象的电压是对上次的温度检测数据DTD进行D/A转换而得到的第1D/A转换电压VDACA、以及对上次的温度检测数据DTD加上(减去)1LSB得到的数据进行D/A转换而得到的第2D/A转换电压VDACB这两个电压。即,只要能够对比较部27输入VDACA和VDACB即可,因此,如图7A~图7C所示,可以按照时分方式利用一个输入路径来设置输入VDACA的期间和输入VDACB的期间,也可以另行设置输入VDACA的路径和输入VDACB的路径。

[0189] 图12是另行设置路径的情况下的比较部27的结构例。如图12所示,比较部27包含第4开关S4,该第4开关S4设置在D/A转换器26与电容器C的一端之间,从D/A转换器26对S4输入第2D/A转换电压VDACB。在本示例中,在对VDACA与VTD进行比较的比较模式(图8的A3)下,可以设定成接通S1并断开S2~S4,在对VDACB与VTD进行比较的比较模式(图8的A5)下,可以设定成断开S1~S3并接通S4。

[0190] 3.3高速模式

[0191] 接下来,作为第1A/D转换方式的具体例对高速模式进行说明。如上所述,高速模式是在判定期间内对MSB侧与LSB侧之间设置差的方法,因此,首先,对具体的判定期间进行说明。

[0192] 如上所述,MSB侧的比特与较大的值对应,因此,根据该比特为0还是1,值(在进行D/A转换的情况下是作为模拟信号的电压值)大幅度地发生变化。因此,比较部27中的比较处理的误判定的可能性比LSB侧低。但是,虽说如此,还是有误判定的可能性,而且,在本实施方式中,由于MSB侧的判定期间较短,因此误判定的可能性也增大。而且,如上所述,MSB侧对值非常有帮助,因此,发生误判时刻的影响非常大。

[0193] 在本实施方式中,考虑到这一点,根据LSB侧的判定结果对MSB侧的判定结果进行修正。LSB侧的判定期间相对较长,因此,也能够提高判定精度。即,利用判定精度较高的LSB侧的结果来修正判定精度相对较低的MSB侧的结果,由此,能够提高温度检测数据DTD的精度。由此,以下对该修正方法进行说明。

[0194] 并且,高速模式是以逐次比较型为标准的方法,不会妨碍从MSB侧1比特1比特地确定温度检测数据DTD的值。但是,如后所述,在要通过从下位比特起的进位或退位来实现基于LSB侧的结果的MSB侧的结果的修正的情况下,必须考虑在每1比特的处理中对全部比特进行进位、退位的可能性,从而比较处理的次数增加。例如在以15比特进行A/D转换的情况下,在除了最上位比特以外的14比特的处理中,每次都必须对有无进位退位进行判定。该情况下,即使缩短每次比较处理的时间,高速化的效果也有可能减弱。

[0195] 由此,为了在进行从下位比特起的进位或退位的同时高效地进行高速化,可以减少对进位(退位)的发生进行判定的次数。例如,在以2比特为1个单位进行了处理的情况下,

如后所述,15比特被划分在8个比特范围内,可以在最上位2比特以外的7个比特范围内进行进位退位的判定。

[0196] 由此,以下以将A/D转换结果数据按照给定的比特宽划分在多个比特范围内,在划分出的各个比特范围内从MSB侧向LSB侧确定比特值的情况为例进行说明。尤其在后述的示例中,给定的比特宽是2比特。当然也可以将这里给定的比特宽设为3比特以上,也可以如上所述以1比特为单位进行处理。此外,在图13A和图13B中,由最下位比特以1比特为单位可知,无需将全部比特范围设定为相同的比特宽,例如还可以实施在MSB侧与LSB侧设定不同比特宽这样的变形。

[0197] 3.3.1 MSB侧与LSB侧的判定期间之差

[0198] 图13A、图13B示出高速模式下的判定期间的设定例。图13A的横轴表示时间。图13A的上段表示模式,在此,即使在高速模式中,也设定有判定期间的长度不同的3个模式(模式1~模式3)。图13A的下段表示15比特的A/D转换结果数据中的哪个比特成为判定对象。 $D[x:y]$ 这样的表述表示A/D转换结果数据中的、具有从最下位比特(LSB)数第y比特至第x比特的 $x-y+1$ 比特的宽度的数据。由于最下位比特为 $D[0]$,因此,例如如果是 $D[14:13]$,则表示最靠MSB侧的2比特。

[0199] 根据图13A可知,在 $D[14:13] \sim D[6:5]$ 的5个划分中,设定成判定期间最短的(最高速的)模式1。并且,在图13A中, $D[14:13]$ 与除此以外的划分之间判定期间的长度不同,但是,这是从在最上位的比特中也可以不考虑进位退位的观点出发的,一次比较处理所需的时间不存在差。

[0200] 并且,在 $D[4:3]$ 中,设定成判定期间比模式1长的模式2,在 $D[2:1]$ 中,设定成判定期间更长的模式3。此外,对于最下位的比特 $D[0]$,设定比模式3更长的判定期间。详细情况将在后面叙述,例如也可以通过与上述的通常动作模式相同的处理来实现 $D[0]$ 的判定。

[0201] 图13B是具体的判定期间的设定例。在图13B的示例中,在最高速的模式1下,对于采样模式和比较模式,都换算成A/D转换中使用的时钟来设定2个时钟量的期间。可以设定各种时钟,例如为128KHz。

[0202] 对于 $D[14:13]$,如使用图14A的步骤S201、步骤S203(或步骤S204)后述的那样,确定该2比特的数据进行两次比较处理即可。即, $D[14:13]$ 对于第一次采样模式、第一次比较模式、第二次采样模式、第二次比较模式的各个模式需要2个时钟量的期间,因此,合计设定8个时钟量的期间作为判定期间。如果时钟为128KHz,则 $D[14:13]$ 的判定期间为 $62.5\mu\text{sec}$ 。

[0203] 对于 $D[12:11] \sim D[6:5]$ 这4个划分,如使用图14A的步骤S206、步骤S208和步骤S209(或步骤S210和步骤S211)后述的那样,确定该2比特的数据和确定有无进位退位需要三次比较处理。由此,分别各执行三次采样模式和比较模式,各个期间为2个时钟量,因此,合计设定12个时钟量的期间作为判定期间。如果时钟为128KHz,则 $D[12:11] \sim D[6:5]$ 的各个划分的判定期间为 $93.75\mu\text{sec}$ 。

[0204] 在 $D[4:3]$ 中,为了与MSB侧相比进一步提高判定精度,设定较长的判定期间。此时,如使用图8的波形图说明的那样,延长比较模式的期间比延长采样模式的期间对精度的帮助更大。由此,在图13B的示例中,在模式2下,对采样模式分配2个时钟量的期间,对比较模式分配6个时钟量的期间。即使在 $D[4:3]$ 中,要进行的比较处理也是三次,因此,设定 $(2+6) \times 3$ 的合计24个时钟量的期间作为判定期间。如果时钟为128KHz,则 $D[4:3]$ 的判定期间为

187.5 μ sec。

[0205] 在D[2:1]中,设定更长的判定期间。在图13B的示例中,在模式3下,对比较模式分配12个时钟量的期间。此外,如使用图8上述的那样,采样模式也长可以期待精度,因此,在此将采样模式的期间也扩大到4个时钟量。即使在D[2:1]中,要进行的比较处理也是三次,因此,设定 $(4+12) \times 3$ 的合计48个时钟量的期间作为判定期间。如果时钟为128KHz,则D[2:1]的判定期间为375 μ sec。

[0206] 在D[0]中,设定更长的判定期间。在图13B的示例中,对比较模式分配24个时钟量的期间,对采样模式分配8个时钟量的期间。并且,也可以如后所述在D[0]中进行与通常动作模式相同的处理。该情况下,比较处理为两次,因此,设定 $(8+24) \times 2$ 的合计64个时钟量的期间作为判定期间。如果时钟为128KHz,则D[0]的判定期间为500 μ sec。

[0207] 并且,在通常动作模式的说明中没有触及到具体的判定期间,作为一例,与D[0]相同,可以对比较模式分配24个时钟量的期间,对采样模式分配8个时钟量的期间。当然无需使D[0]的处理内容和判定期间与通常动作模式相同,可以实施各种变形。

[0208] 此外,如使用图14A的流程图后述的那样,考虑到高速模式本身是确定至D[14:1]的模式,在高速模式内,也可以不确定D[0]。该情况下,将由在高速模式下确定的D[14:1]和保持着初始状态(在后述的示例中为0)的D[0]构成的15比特的数据作为初始值,转移到通常动作模式。最下位的比特及其附近的比特与实际温度之间有可能产生误差,但该误差足够小,即使在通常动作模式下使值每次接近 $k \times \text{LSB}$ 的处理中也不会产生较大的问题。

[0209] 观察图13B的转换时间的累计可知,例如能够在1.5msec内执行15比特精度的A/D转换,能够满足上述的2msec以内的要求。

[0210] 并且,图13A、图13B是高速模式下的判定期间的设定的一例,可以实施各种变形。例如,可以将对采样模式和比较模式分配的时钟数设定成与图13B不同的值,也可以如上所述省略第二次和第三次的采样模式本身。或者,只要是在基于LSB侧的判定结果修正MSB侧的判定结果,例如在不考虑进位或退位的情况下,就能够使D[12:11]~D[2:1]的各个区间的比较处理的次数减少,因此,能够进一步实现高速化。此外,在此示出在高速模式的模式1~3和正常模式的4个阶段变更判定期间的设定例,但是,只要至少MSB侧与LSB侧的判定期间不同即可,因此,可以按照两个阶段或三个阶段使判定期间的长度变化,也可以按照5个阶段以上使判定期间的长度变化。

[0211] 如上所述,处理部23也可以通过设定比较部27中的比较期间的长度来设定第1判定期间(MSB侧的判定期间)和第2判定期间(LSB侧的判定期间)的长度。

[0212] 具体而言,这里的比较期间可以是执行采样模式的期间和执行比较模式的期间双方,也可以将执行比较模式的期间认为是比较期间。如上所述,通过延长执行比较模式的期间,能够高效地提高A/D转换的精度。

[0213] 此外,也可以是,在将A/D转换结果数据划分成第1比特范围~第N(N为2以上的整数)比特范围的情况下,A/D转换结果数据的MSB侧的判定处理包含针对第1比特范围~第p(p为1以上的整数)比特范围的判定处理,A/D转换结果数据的LSB侧的判定处理包含针对第q(q为满足 $p < q \leq N$ 的整数)比特范围~第N比特范围的判定处理。

[0214] 在图13A、图13B的示例中, $N=8, p=5, q=8$ 。即,D[14:13]~D[6:5]的第1比特范围~第5比特范围为MSB侧,利用最短的判定期间对该5个范围进行判定处理。此外,作为D[0]

的第8比特范围为LSB侧,利用最长的判定期间对该1个范围进行判定处理。此外,在图13A、图13B的示例中,通过4个阶段来变更判定期间,存在设定有中间长度的判定期间的比特范围。具体而言,设定作为第6比特范围的D[4:3]比第1比特范围~第5比特范围长且比第8比特范围短的判定期间,并且,设定作为第7比特范围的D[2:1]比第6比特范围长且比第8比特范围短的判定期间。

[0215] 3.3.2基于LSB侧的判定结果修正MSB侧的判定结果

[0216] 图14A是对高速模式下的具体的处理的流程进行说明的流程图。高速模式大致可以分成对D[14:13]进行判定的部分(步骤S201~S205)以及对D[12:1]进行判定的部分(步骤S206~S213)。两者的差异为有无朝向MSB侧的进位退位。以下,详细地进行说明。

[0217] 在开始高速模式时,设定中间值作为A/D转换结果数据。例如为“1000000000000000”这样的数据。首先,在D[14:13]的判定中,对在该2比特中设置了“10”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S201),在处理部23中进行基于其结果的判定处理(步骤S202)。并且,对于不作为判定对象的其它13比特,预先设置已判定完的值或初始值即可。在D[14:13]的情况下,D[12:0]为未判定且初始值全部为0,因此,在D[14:13]中设置了“10”时的数据为“1000000000000000”。

[0218] 在步骤S202中VTD>VDAC即为上升判定的情况下,对在D[14:13]中设置了“11”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S203)。另一方面,在步骤S202中VTD<VDAC即为下降判定的情况下,对在D[14:13]中设置了“01”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S204)。

[0219] 然后,处理部23对步骤S203或S204的结果进行判定(步骤S205)。图14B是示出具体判定内容的图。在“10”是上升判定且“11”也是上升判定的情况下(转移至步骤S203,在步骤S203也是上升判定的情况下),设D[14:13] = “11”。在“10”是上升判定且“11”是下降判定的情况下(转移至步骤S203,在步骤S203是下降判定的情况下),设D[14:13] = “10”。在“10”是下降判定且“01”是上升判定的情况下(转移至步骤S204,在步骤S204是上升判定的情况下),设D[14:13] = “01”。在“10”是下降判定且“01”也是下降判定的情况下(转移至步骤S204,在步骤S204也是下降判定的情况下),设D[14:13] = “00”。

[0220] 以上的处理与一般的比较处理相同,尤其是可以不考虑进位退位。

[0221] 接下来,转移至2比特LSB侧的判定处理。首先,对于D[12:11]的2比特,对设置了“10”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S206),在处理部23中进行基于其结果的判定处理(步骤S207)。该情况下,在D[14:13]中设置在步骤S205中被确定的值,并在D[10:0]中设置初始值(在此为“0”)。例如,在确定为D[14:13] = “11”的情况下,在步骤S206中设置的数据为“1110000000000000”。

[0222] 在步骤S207中为上升判定的情况下,对在D[12:11]中设置了“11”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S208)。但是,在设置了“11”的情况下,即使VTD>VDAC,在步骤S205中,仅通过如上所述将D[12:11]判定为“11”,无法进一步对MSB侧的比特(在此为D[14:13])进行修正。由此,为了考虑进位,与在D[12:11]中设置“11”相比,需要设置更大的值。

[0223] 具体而言,对设置了产生进位的状态的数据后的数据进行D/A转换而生成D/A转换

电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S209)。在该示例中,可以设D[12:11] = “00”并使D[13]的值增大1。例如,在判定为D[14:13] = “01”的情况下,设置D[14:11] = “1000”。即,在步骤S208中,设置D[14:11] = “0111”,在步骤S209中,设置比其更大的“1000”。

[0224] 此外,在步骤S207中为下降判定的情况下,对在D[12:11]中设置了“01”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S210)。但是,在设置了“01”的情况下,即使VTD < VDAC,在步骤S205中,仅通过如上所述将D[12:11]判定为“00”,无法进一步对MSB侧的比特进行修正(具体而言是减小的修正)。由此,为了考虑退位,与在D[12:11]中设置“01”相比,需要设置更小的值。具体而言,对在D[12:11]中设置了“00”的数据进行D/A转换而生成D/A转换电压VDAC,进行与温度检测电压VTD之间的比较处理(步骤S211)。

[0225] 然后,处理部23进行基于步骤S208、S209的比较结果或步骤S210、S211的比较结果的判定。图14C是示出具体判定内容的图。首先,对在207中为上升判定的情况进行说明。该情况下,进行步骤S208、S209的比较处理,关于各个比较处理,可能存在上升判定、下降判定,因此,合计可能存在4种模式。

[0226] 可知在步骤S208、S209双方为上升判定的情况下,温度检测电压VTD大到需要进位的程度。由此,将作为判定对象的2比特的值确定为“00”,对其1个MSB侧的比特加上1。此外,可知在步骤S208、S209双方为下降判定的情况下,温度检测电压VTD位于设置了“10”的情况与设置了“11”的情况之间,因此,将作为判定对象的2比特确定为“10”。

[0227] 此外,可知在步骤S208中为上升判定、在步骤S209中为下降判定的情况下,温度检测电压VTD位于设置了“11”的情况与产生进位的情况之间,因此,将作为判定对象的2比特确定为“11”。

[0228] 此外,可知在步骤S208中为下降判定且在步骤S209中为上升判定的情况下,为通常不可能产生的错误状态。可以考虑各种错误状态时的处理,在此,设定“11”这样的值。即,关于步骤S208、209,考虑(1)双方为上升判定的情况下(2)双方为下降判定的情况下(3)一方是上升判定而另一方是下降判定的情况下的3个模式来确定值。

[0229] 接下来,对在207中为下降判定的情况进行说明。该情况下,进行步骤S210、S211的比较处理,关于各个比较处理,可能存在上升判定、下降判定,因此,合计可能存在4种模式。

[0230] 可知在步骤S210、S211双方为上升判定的情况下,温度检测电压VTD位于设置了“01”的情况与设置了“10”的情况之间,因此,将作为判定对象的2比特确定为“01”。可知在步骤S210、S211双方为下降判定的情况下,温度检测电压VTD小到需要退位的程度。由此,将作为判定对象的2比特的值确定为“11”,从其1个MSB侧的比特减去1。例如,在D[14:13] = “10”且被判定为在D[12:11]中需要退位的情况下,可以确定为D[14:11] = “0111”。

[0231] 此外,可知在步骤S210中为下降判定且在步骤S211中为上升判定的情况下,温度检测电压VTD位于设置了“00”的情况与设置了“01”的情况之间,因此,将作为判定对象的2比特确定为“00”。

[0232] 此外,可知在步骤S210中为上升判定且在步骤S211中为下降判定的情况下,为通常不可能产生的错误状态。可以考虑各种错误状态时的处理,在此,设定“00”这样的值。即,关于步骤S210、S211,考虑(1)双方为上升判定的情况下(2)双方为下降判定的情况下(3)一

方是上升判定而另一方是下降判定的情况下的3个模式来确定值。

[0233] 图15示出高速模式下的具体数值的确定例。纵轴表示时间,处理从表的上方朝下方进行。DB[14:0]表示作为D/A转换器26的D/A转换对象的数据(作为D/A转换电压VDAC的基础的数据),DO[14:0]表示作为高速模式的输出的15比特精度的A/D转换结果数据。一边对DB的值进行各种变更一边进行比较处理、判定处理,利用其结果对DO进行更新。并且,处理至LSB侧的比特为止结束的時刻处的DO与A/D转换结果数据对应。并且,如上所述,实际上MSB侧与LSB侧之间的判定期间不同,但是,在图15中,为了方便,未对纵轴的长度设置差。此外,DB、DO中的以底纹示出的部分表示值更新后的比特。如使用C8后述的那样,在产生进位退位的情况下,不是处理对象的比特也有可能成为更新对象。

[0234] 首先,设置最靠MSB侧的2比特的“10”(与C1、步骤S201对应),进行判定处理。在此是上升判定,因此,接下来对该2比特设置“11”(与C2、步骤S203对应),进行判定处理。在此也是上升判定,因此,将DO[14:13]确定为“11”(C3),转移至D[12:11]的判定。

[0235] 在D[12:11]中,首先设置“10”(与C4、步骤S206对应),进行判定处理。在此是下降判定,因此,设置“01”、“00”(与C5、C6、步骤S210、211对应)。在图15的示例中,C5、C6双方都为上升判定,因此,将DO[12:11]确定为“01”(C7),转移至D[10:9]的判定。

[0236] 以下,简化说明。在D[10:9]中,“10”为上升判定,且“11”、“100(进位)”的一方为上升判定而另一方为下降判定,将DO[10:9]确定为“11”。并且,在设置“100”时产生进位,因此,DB[12:11]为“10”(C8)。

[0237] 在D[8:7]中,“10”为下降判定,且“01”、“00”双方都为下降判定,产生退位。具体而言,将DO[8:7]确定为“11”,并且,对被确定为“11”的D[10:9]进行减法运算,将D[10:9]修正为“10”。

[0238] 在D[6:5]中,“10”为上升判定,且“11”、“100(进位)”双方都为上升判定,产生进位。具体而言,将DO[6:5]确定为“00”,并且,对被确定为“11”的D[8:7]进行加法运算。该情况下,进位进一步波及到MSB侧的比特,将原来是D[10:7] = “1011”的修正为“1100”。

[0239] 在D[4:3]中,“10”为上升判定,且“11”、“100(进位)”两者都为上升判定,将DO[4:3]确定为“10”。

[0240] 在D[2:1]中,“10”为下降判定,且“01”、“00”的一方为上升判定而另一方为下降判定,将DO[2:1]确定为“00”。

[0241] 在D[0]中,与通常动作模式相同,因此,只要进行设置了此前确定的DO[14:0]的情况下的比较处理以及设置了DO[14:0]加上1LSB得到的值的情况下的比较处理,并在1LSB以下的范围内对值进行更新即可。在该示例中,D[0]的初始值为0,因此,在减去1LSB的情况下产生退位。如果想产生进位,则只要将初始值设置为1即可。

[0242] 或者,通常动作模式也可以变更动作而实施如下的变形:首先设置“1”,在上升判定的情况下设置“10(进位)”,在下降判定的情况下设置“0”。在该示例中,只要在双方都为上升判时刻进位,在双方都为下降判时刻退位,在“1”为上升判定且“10”为下降判定的情况下确定为“1”,在“1”为下降判定且“0”为上升判定的情况下确定为“0”即可。

[0243] 如上所述,处理部23根据第1比特范围~第N比特范围内的、第r(r为满足 $2 \leq r \leq N$ 的整数)比特范围内的判定结果,变更第r比特范围的MSB侧的第r-1比特范围的结果。

[0244] 例如,在图15的示例中,第4比特范围(D[8:7])的判定结果为退位,由此,变更作为

比第4比特范围更接近MSB的比特范围的第3比特范围(D[10:9])。具体而言,将D[10:9]从“11”变更成“10”。相同地,第5比特范围(D[6:5])的判定结果为进位,由此,变更作为比第5比特范围更接近MSB的比特范围的第4比特范围(D[8:7])。并且,有时进位和退位会波及到上位比特,因此,还可以考虑根据第r比特范围内的判定结果来变更第r-2比特范围以及MSB侧的比特范围的结果的情况。

[0245] 4.DTCX0时的其它结构示例

[0246] 如使用图4上述的那样,本实施方式的电路装置也可以是包含:A/D转换部20,其包含D/A转换器26、比较部27和处理部23;数字信号处理部50,其根据温度检测数据DTD进行振荡频率的温度补偿处理,输出振荡频率的频率控制数据;以及振荡信号生成电路140,其使用来自数字信号处理部50的频率控制数据和振子XTAL来生成根据频率控制数据设定的振荡频率的振荡信号。

[0247] 在该示例中,也可以通过将作为A/D转换部20的输出的温度检测数据DTD的变化抑制在 $k \times \text{LSB}$ 以下来实现频率跳变。但是,由于频率跳变直接与振荡信号生成电路140的输出变动关联,因此,在涉及该输出的其它结构中也可以并用抑制频率跳变的方法。

[0248] 以下,在对具体的方法进行说明之后,对实现该方法的数字信号处理部50、D/A转换部80的结构例进行说明。此外,还对DTCX0中使用的温度传感器部10及振荡电路150的结构例进行说明。

[0249] 4.1基于除了A/D转换部以外的结构的频率跳变的抑制方法

[0250] 为了抑制频率跳变,如图16所示,在温度已从第1温度T1变化至第2温度T2的情况下,只要将以小于第1控制电压VC1与第2控制电压VC2的差分电压VDF的绝对值的电压幅度变化的输出电压VQ从D/A转换部80输出至振荡电路150即可。

[0251] 差分电压VDF的绝对值例如是 $|VC1 - VC2|$ 。该情况下,可以是 $VC1 > VC2$,也可以是 $VC1 < VC2$ 。此外,由于不存在温度变化等,在 $VC1 = VC2$ ($DTD1 = DTD2$) 的情况下,输出电压VQ的变化电压幅度也当然成为0V,差分电压VDF的绝对值与输出电压VQ的变化电压幅度一致。即,该事例成为本实施方式的方法的例外事例。

[0252] 例如,在没有采用该方法的情况下,在温度已从T1变化至T2的情况下,如图16的D1所示,D/A转换部80的输出电压VQ会以差分电压VDF的步幅发生变化。

[0253] 与此相对,在本实施方式的方法中,如图16的D2所示,以小于该差分电压VDF的绝对值的电压幅度VA使D/A转换部80的输出电压VQ变化。电压幅度VA例如为期间TDAC内的输出电压VQ的电压变化。

[0254] 如图16的D2所示,如果以成为 $VA < VDF$ 的方式使D/A转换部80的输出电压VQ变化,则与D1的情况相比,振荡电路150的振荡频率的变化也变得非常小。因此,能够抑制图2C所示的频率跳变的发生,还能够防止图9中说明的通信错误的发生。

[0255] 具体而言,在温度已从第1温度变化至第2温度的情况下,数字信号处理部50只要输出从与第1温度(第1温度检测数据)对应的第1数据到与第2温度(第2温度检测数据)对应的第2数据以 $k' \times \text{LSB}$ 为单位变化(每次变化 $k' \times \text{LSB}$)的频率控制数据DDS即可。在此, k' 为1以上的整数。并且, k' 可以是与上述的k相同的值,也可以是不同的值。

[0256] 图17A是在频率区域对本实施方式的方法进行说明的图。例如,设振荡信号生成电路140(D/A转换部80和振荡电路150)的振荡频率的频率可变范围为FR。例如,振荡信号生成

电路140针对温度变化进行图17B所示的频率调节,该频率调节的频率可变范围为FR。即,只要是收缩在该频率可变范围FR内的温度变化,就能够由振荡信号生成电路140进行频率调节。

[0257] 此外,设规定期间TP内的振荡频率的允许频率漂移为FD。例如,为了防止图9中说明的通信错误的发生,需要使规定期间TP内的振荡频率的频率漂移收缩在允许频率漂移FD内。如果不将振荡频率的频率漂移收缩在允许频率漂移FD内,则由于图2C所示的频率跳变,例如会在GPS卫星信号等接收信号的解调处理中发生误判定,导致发生通信错误。

[0258] 此外,设D/A转换部80的满量程电压为VFS。D/A转换部80能够使输出电压VQ在该满量程电压VFS的范围内变化。该满量程电压VFS与例如输入到D/A转换部80的频率控制数据DDS如 $0 \sim 2^i$ 那样满量程变化时的电压范围相当。

[0259] 并且,设图16中说明的D/A转换部80的D/A转换间隔(TDAC)的输出电压VQ的电压变化的电压幅度为VA。该情况下,在本实施方式的方法中,如图17A所示,下式(3)成立。

$$[0260] \quad VA < (FD/FR) \times VFS \quad (3)$$

[0261] 具体而言,在设D/A转换部80的分辨率为i比特的情况下,下式(4)成立。

$$[0262] \quad 1/2^i < (FD/FR) \quad (4)$$

[0263] 如图17A所示,通过采用上式(3)、(4)所示的本实施方式的方法,能够将规定期间TP(例如20msec)内的、振荡频率相对于公称振荡频率fos(例如16MHz左右)的频率漂移收缩在允许频率漂移FD内(例如几ppb左右)。由此,能够抑制由于在图2C等中说明的频率跳变引起的通信错误等的发生。

[0264] 例如,上式(3)的右边 $(FD/FR) \times VFS$ 是允许频率漂移FD相对于频率可变范围FR的比率 (FD/FR) 乘以D/A转换部80的满量程电压VFS而得到的。

[0265] 并且,如果使D/A转换部80的D/A转换间隔(TDAC)的输出电压VQ的变化的电压幅度VA小于该 $(FD/FR) \times VFS$,则在频率区域中,如图17A所示,能够使相对于公称振荡频率fos的频率漂移收缩在允许频率漂移FD内。即,能够如图16的D2所示使D/A转换部80的输出电压VQ的变化的电压幅度VA减小,能够抑制频率跳变的发生。

[0266] 例如,如果上式(3)不成立,则如图18所示,产生相对于公称振荡频率fos的频率漂移无法收缩在允许频率漂移FD内的频率跳变,导致发生图9中说明的通信错误等。在本实施方式中,通过使D/A转换部80的输出电压VQ变化以使上式(3)成立,能够抑制这样的频率跳变的发生,防止通信错误等。

[0267] 可以考虑各种用于实现上述方法的D/A转换部80的结构。例如,D/A转换部80也可以包含调制电路、D/A转换器以及滤波电路(LPF)。数字信号处理部50输出比特数比作为D/A转换器的分辨率的n比特(例如16比特)多的 $i = m + n$ 比特的频率控制数据DDS。数字信号处理部50进行浮点运算等以实现例如温度补偿处理等数字信号处理,因此,输出这样的比特数比n比特(例如n=16比特)多的 $i = m + n$ 比特的频率控制数据DDS很容易。

[0268] 并且,调制电路根据 $i = m + n$ 中的m比特的数据,进行 $i = m + n$ 中的n比特的数据的调制(PWM调制等),并将调制后的n比特的数据DM输出到D/A转换器。然后,D/A转换器进行数据DM的D/A转换,滤波电路进行得到的输出电压VDA的平滑处理,由此,能够实现 $i = m + n$ 比特(例如20比特)这样的高分辨率的D/A转换。

[0269] 4.2温度传感器部、振荡电路

[0270] 图19A示出温度传感器部10的第1结构例。图19A的温度传感器部10具有电流源IST以及来自电流源IST的电流被供给至集电极的双极型晶体管TRT。双极型晶体管TRT成为其基极与集电极连接的二极管连接,具有温度特性的温度检测电压VTD被输出至双极型晶体管TRT的集电极的节点。温度检测电压VTD的温度特性是由于双极型晶体管TRT的基极-发射极间电压的温度依赖性而产生的。如图19C所示,温度检测电压VTD具有负的温度特性(具有负梯度的1次温度特性)。

[0271] 图19B示出温度传感器部10的第2结构例。在图19B中,由电阻RT实现图19A的电流源IST。并且,电阻RT的一端与电源电压的节点连接,另一端与双极型晶体管TRT1的集电极连接。此外,双极型晶体管TRT1的发射极与双极型晶体管TRT2的集电极连接。并且,双极型晶体管TRT1、TRT2都成为二极管连接,输出至双极型晶体管TRT1的集电极的节点的电压VTSQ如图19C所示具有负的温度特性(具有负梯度的1次温度特性)。

[0272] 此外,在图19B的温度传感器部10中还设有运算放大器OPD和电阻RD1、RD2。电压VTSQ被输入到运算放大器OPD的非反转输入端子,电阻RD1的一端和电阻RD2的一端与反转输入端子连接。并且,基准温度电压VTA0被供给至电阻RD1的另一端,电阻RD2的另一端与运算放大器OPD的输出端子连接。

[0273] 利用这样的运算放大器OPD和电阻RD1、RD2,构成以基准温度电压VAT0为基准对电压VTSQ进行正转放大的放大器。由此,从温度传感器部10输出温度检测电压 $VTD = VAT0 + (1 + RD2/RD1) \times (VTSQ - VAT0)$ 。并且,能够通过调节基准温度电压VAT0,进行基准温度T0的调节。

[0274] 图20示出振荡电路150的结构例。该振荡电路150具有电流源IBX、双极型晶体管TRX、电阻RX、可变电容器CX1以及电容器CX2、CX3。

[0275] 电流源IBX将偏置电流供给至双极型晶体管TRX的集电极。电阻RX设置于双极型晶体管TRX的集电极与基极之间。

[0276] 电容可变的可变电容器CX1的一端与振子XTAL的一端连接。具体而言,可变电容器CX1的一端经由电路装置的第1振子用端子(振子用盘)与振子XTAL的一端连接。电容器CX2的一端与振子XTAL的另一端连接。具体而言,电容器CX2的一端经由电路装置的第2振子用端子(振子用盘)与振子XTAL的另一端连接。电容器CX3的一端与振子XTAL的一端连接,其另一端与双极型晶体管TRX的集电极连接。

[0277] 由振子XTAL的振荡而产生的基极/发射极之间电流流过双极型晶体管TRX。并且,当基极-发射极间电流增加时,双极型晶体管TRX的集电极-发射极间电流增加,从电流源IBX分支到电阻RX的偏置电流减少,因此集电极电压VCX降低。另一方面,当双极型晶体管TRX的基极-发射极间电流减少时,集电极-发射极间电流减少,从电流源IBX分支到电阻RX的偏置电流增加,因此集电极电压VCX上升。该集电极电压VCX经由电容器CX3被反馈给振子XTAL。

[0278] 振子XTAL的振荡频率具有温度特性(例如图5的温度特性),利用D/A转换部80的输出电压VQ(频率控制电压)对该温度特性进行补偿。即,输出电压VQ被输入到可变电容器CX1,利用输出电压VQ来控制可变电容器CX1的电容值。当可变电容器CX1的电容值变化时,振荡环的谐振频率变化,因此,对由于振子XTAL的温度特性引起的振荡频率的变动进行补偿。可通过例如可变电容器二极管(变容二极管)等实现可变电容器CX1。

[0279] 并且,本实施方式的振荡电路150不限于图20的结构,可以实施各种变形。例如,在

图20中,以设CX1为可变电容电容器的情况为例进行了说明,但是,也可以设CX2或CX3为由输出电压VQ控制的可变电容器。或者,也可以设CX1~CX3中的多个CX为由VQ控制的可变电容器。

[0280] 5. 变形例

[0281] 接下来,对本实施方式的各种变形例进行说明。图21示出本实施方式的变形例的电路装置的结构例。图21的电路装置包含:A/D转换部20,其进行来自温度传感器部10的温度检测电压VTD的A/D转换,输出温度检测数据DTD;数字信号处理部50,其根据温度检测数据DTD进行振荡频率的温度补偿处理,输出振荡频率的频率控制数据DDS;以及振荡信号生成电路140。

[0282] 并且,在温度已从第1温度变化至第2温度的情况下,数字信号处理部50输出从与第1温度对应的第1数据到与第2温度对应的第2数据以 $k' \times \text{LSB}$ 为单位变化的频率控制数据DDS。并且,振荡信号生成电路140使用来自数字信号处理部50的频率控制数据DDS和振子XTAL来生成根据频率控制数据DDS设定的振荡频率的振荡信号SSC。

[0283] 即,在图21中,与图4、图19不同,在振荡信号生成电路140中未设置D/A转换部80。并且,根据来自数字信号处理部50的频率控制数据DDS直接控制由振荡信号生成电路140生成的振荡信号SSC的振荡频率。即,不经由D/A转换部而控制振荡信号SSC的振荡频率。

[0284] 例如,在图21中,振荡信号生成电路140具有可变电容电路142和振荡电路150。在该振荡信号生成电路140中未设置图4、图19的D/A转换部80。并且,设有该可变电容电路142来代替图20的可变电容器CX1,可变电容电路142的一端与振子XTAL的一端连接。

[0285] 该可变电容电路142根据来自数字信号处理部50的频率控制数据DDS来控制其电容值。例如,可变电容电路142具有:多个电容器(电容器阵列);以及多个开关元件(开关阵列),根据频率控制数据DDS来控制各开关元件的接通、断开。这多个开关元件的各开关元件与多个电容器的各电容器电连接。并且,通过使这多个开关元件接通或断开而使得多个电容器中的、一端与振子XTAL的一端连接的电容器的个数发生变化。由此,控制可变电容电路142的电容值,使得振子XTAL的一端的电容值发生变化。因此,能够利用频率控制数据DDS直接控制可变电容电路142的电容值,从而控制振荡信号SSC的振荡频率。

[0286] 这样,在如图21所示在振荡信号生成电路140中不设置D/A转换部80的结构中,也能够实现以 $k' \times \text{LSB}$ 为单位使频率控制数据DDS变化的本实施方式的方法。并且,通过以 $k' \times \text{LSB}$ 为单位使频率控制数据DDS变化,能够实现与在图16~图17B中说明的本实施方式的方法相同的效果,能够抑制图2C的频率跳变的发生,防止由于频率跳变引起的通信错误等的发生。并且,在图21的结构中,也能够通过直接数字合成方式生成振荡信号SSC。

[0287] 6. 振荡器、电子设备、移动体

[0288] 图22A示出包含本实施方式的电路装置500的振荡器400的结构例。如图22A所示,振荡器400包含振子420和电路装置500。振子420和电路装置500被安装于振荡器400的封装410内。并且,振子420的端子与电路装置500(IC)的端子(盘)通过封装410的内部布线电连接。

[0289] 图22B示出包含本实施方式的电路装置500的电子设备的结构例。该电子设备包含本实施方式的电路装置500、石英振子等振子420、天线ANT、通信部510以及处理部520。此外,还可以包含操作部530、显示部540以及存储部550。由振子420和电路装置500构成振荡

器400。并且,电子设备并不限于图22B的结构,可以实施省略上述部件的一部分结构要素或追加其它结构要素等各种变形。

[0290] 作为图22B的电子设备,例如可以假定下述的各种设备:GPS内置钟表、活体信息测定设备(脉搏计、测步计等)或头戴式显示装置等可穿戴设备以及智能手机、便携电话、便携式游戏装置、笔记本电脑或平板电脑等便携信息终端(移动终端)以及发布内容的内容提供终端以及数字照相机或摄像机等视频设备或基站或路由器等网络相关设备等。

[0291] 通信部510(无线电路)进行经由天线ANT从外部接收数据或向外部发送数据的处理。处理部520进行电子设备的控制处理以及经由通信部510发送接收的数据的各种数字处理等。能够通过例如微型计算机等的处理器实现该处理部520的功能。

[0292] 操作部530用于由用户进行输入操作,能够通过操作按钮或触摸面板显示器等来实现。显示部540用于显示各种信息,能够通过液晶或有机EL等显示器来实现。并且,在使用触摸面板显示器作为操作部530的情况下,该触摸面板显示器兼具操作部530和显示部540的功能。存储部550用于存储数据,其功能能够通过RAM、ROM等半导体存储器或HDD(硬盘驱动器)等来实现。

[0293] 图22C示出包含本实施方式的电路装置的移动体的示例。本实施方式的电路装置(振荡器)例如可以装入汽车、飞机、摩托车、自行车或船舶等各种移动体中。移动体例如是具有发动机或马达等驱动机构、把手或舵等转向机构以及各种电子设备(车载设备),在地上、天空或海上移动的设备/装置。图22C概要地示出作为移动体的具体例的汽车206。汽车206中装入有具有本实施方式的电路装置和振子的振荡器(未图示)。控制装置208通过由该振荡器生成的时钟信号进行动作。控制装置208例如根据车体207的姿态来控制悬架的硬度,对各个车轮209的制动器进行控制。例如也可以利用控制装置208来实现汽车206的自动运转。并且,装入本实施方式的电路装置及振荡器的设备并不限于这样的控制装置208,还可以装入到设置于汽车206等移动体的各种设备(车载设备)。

[0294] 并且,如上所述,对本实施方式详细地进行了说明,但本领域技术人员能够容易地理解可进行不实质上脱离发明的新颖性和效果的许多变形。因此,这样的变形例全部包含在本发明的范围内。例如,可以将至少一次与更广义或同义的不同的术语一同记载于说明书或附图中的术语在说明书或附图的任何一个位置替换成该不同的术语。此外,本实施方式和变形例的全部组合也包含在本发明的范围内。此外,电路装置、振荡器、电子设备、移动体的结构/动作以及A/D转换方法、D/A转换方法、频率控制数据的处理方法、处理部的频率控制数据的输出方法、D/A转换部的电压的输出方法、振子的频率控制方法等也不限于本实施方式中进行了说明的,可以实施各种变形。

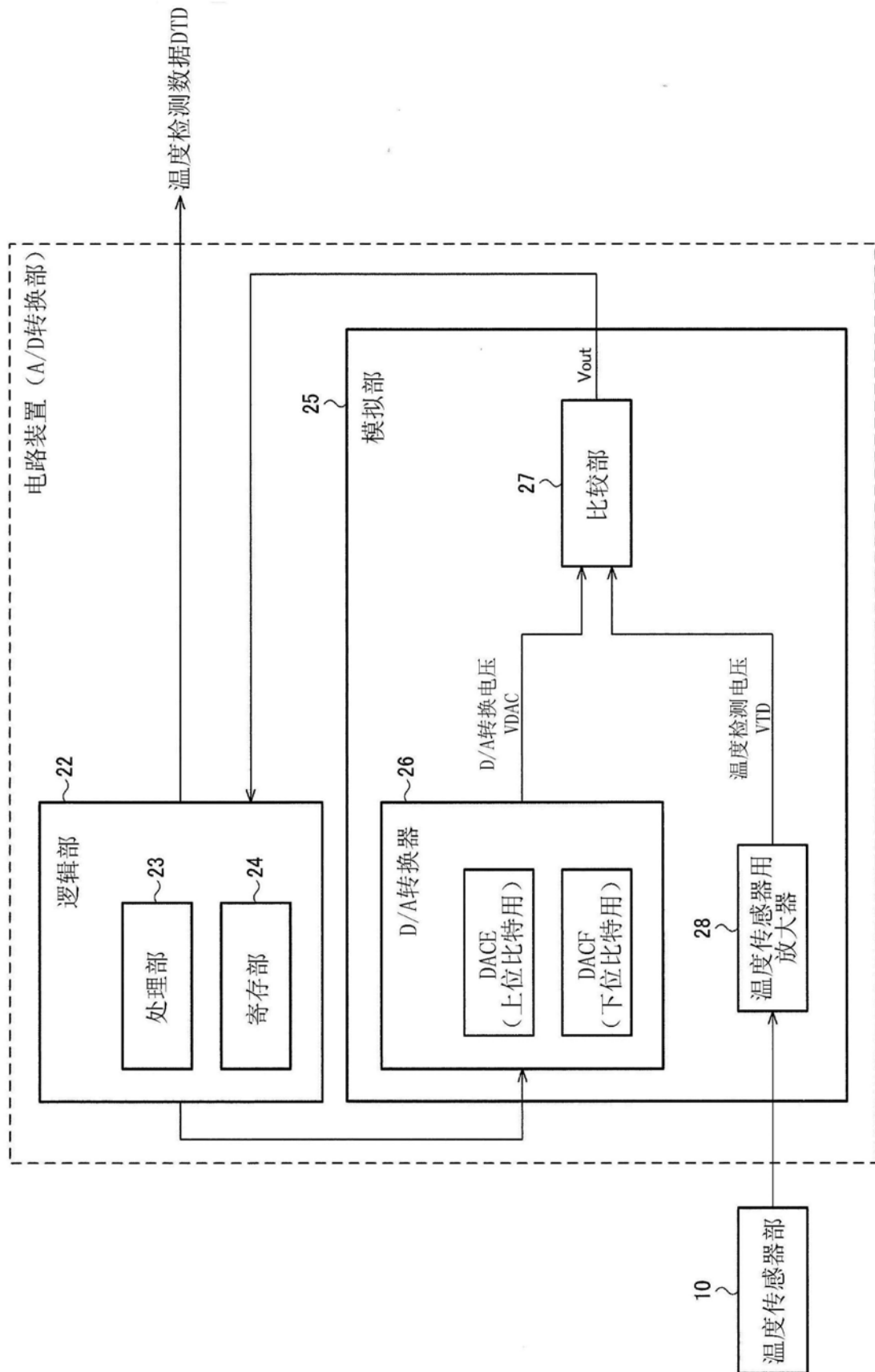


图1

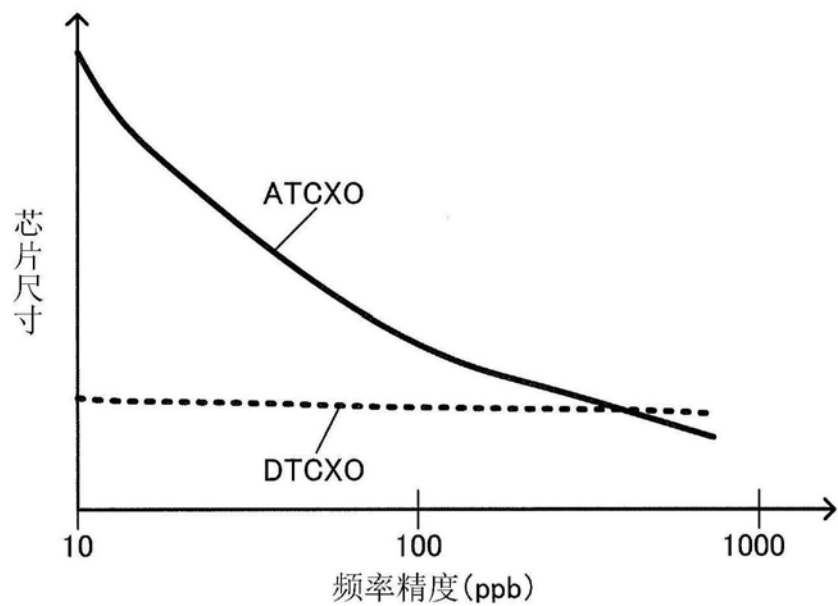


图2A

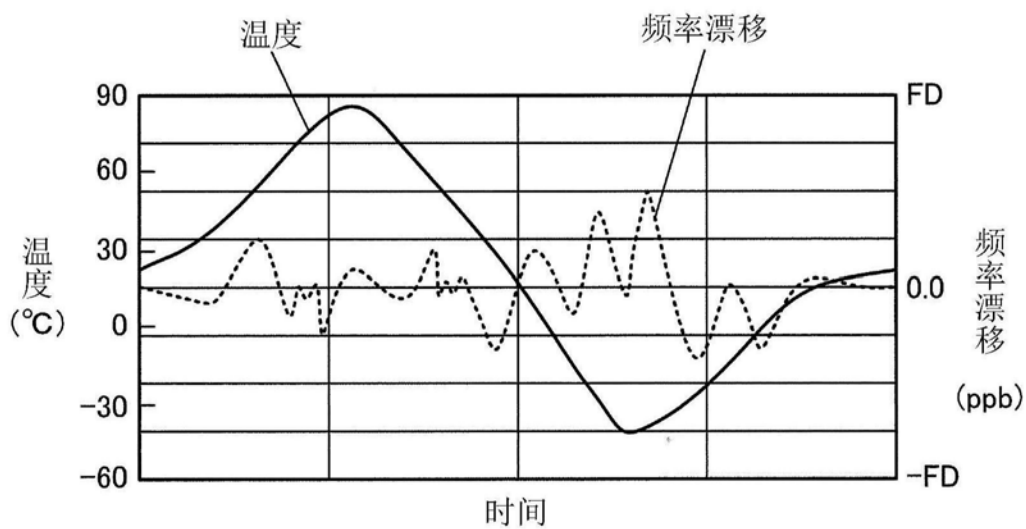


图2B

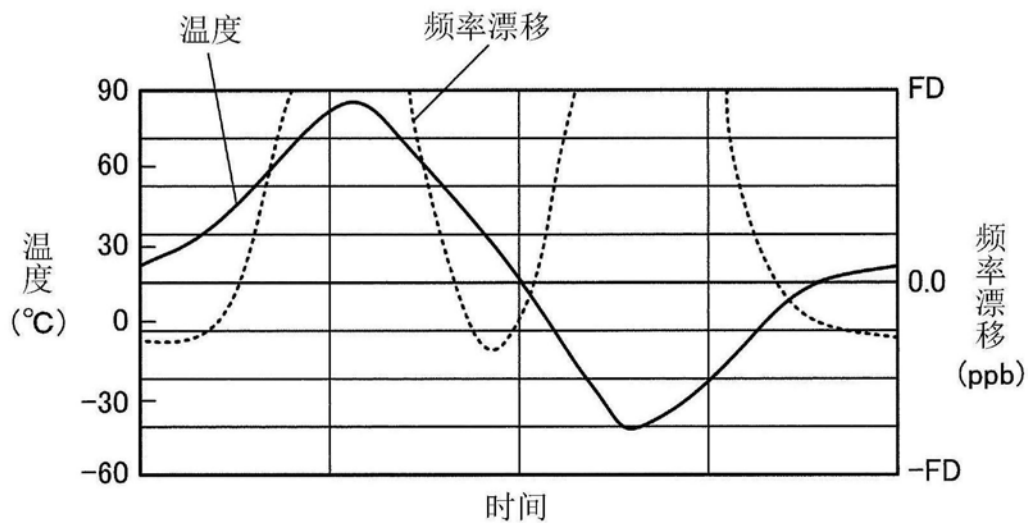


图2C

温度检测数据

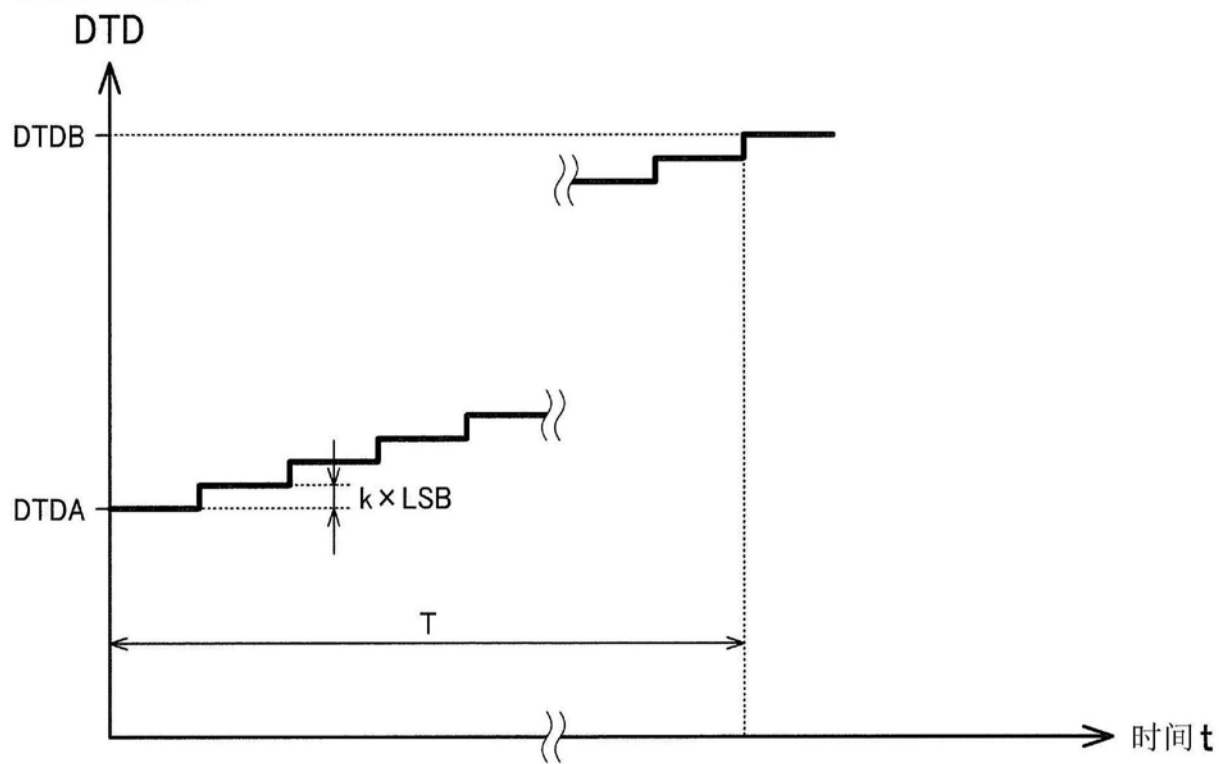


图3

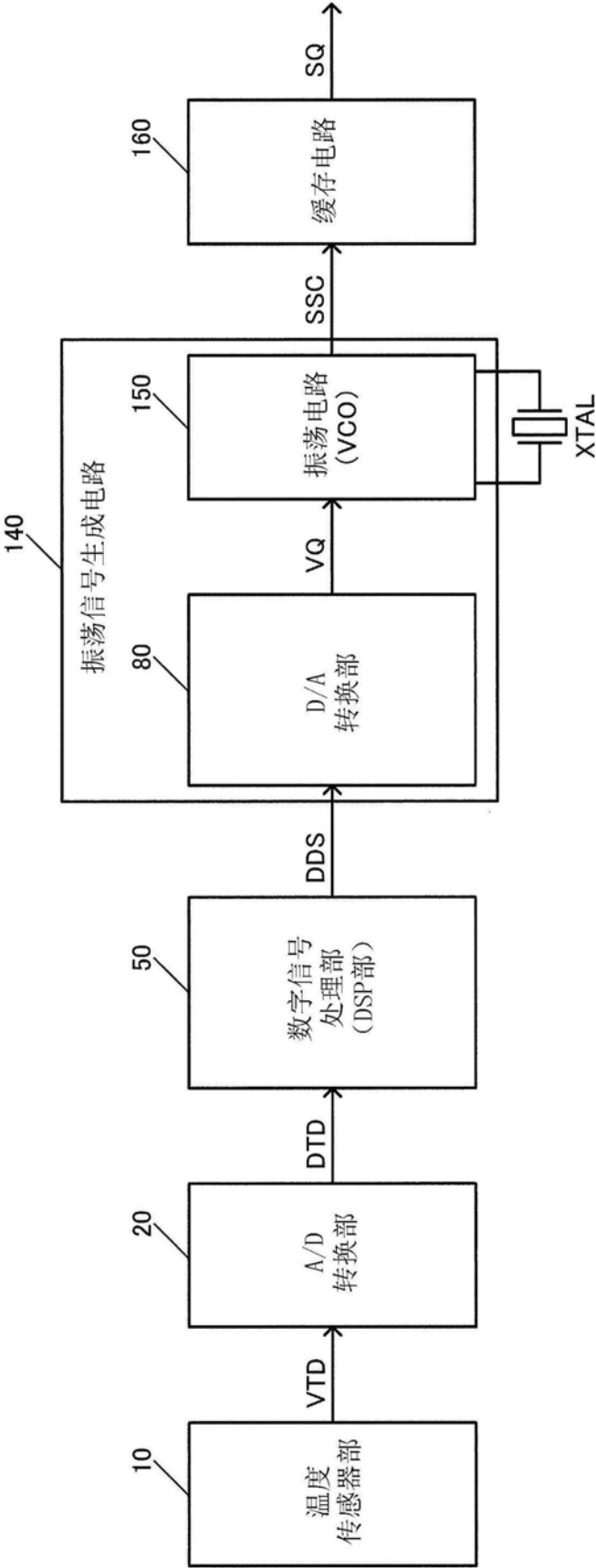


图4

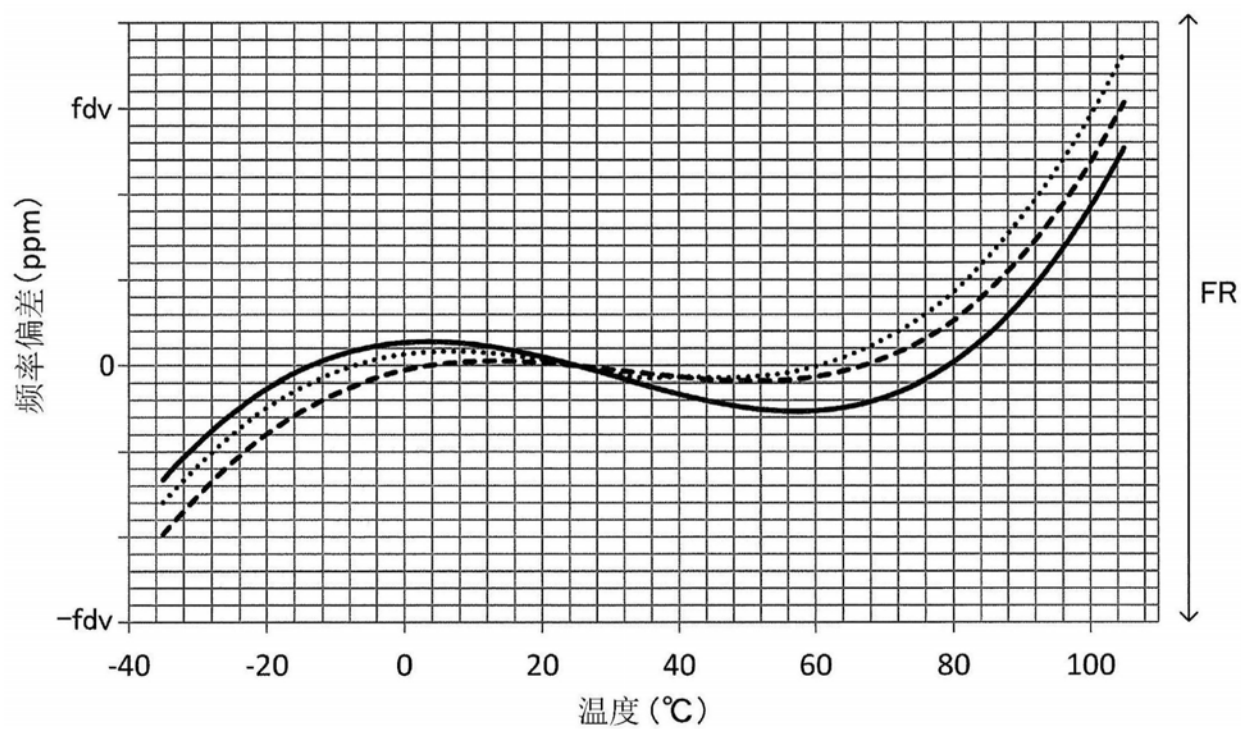


图5

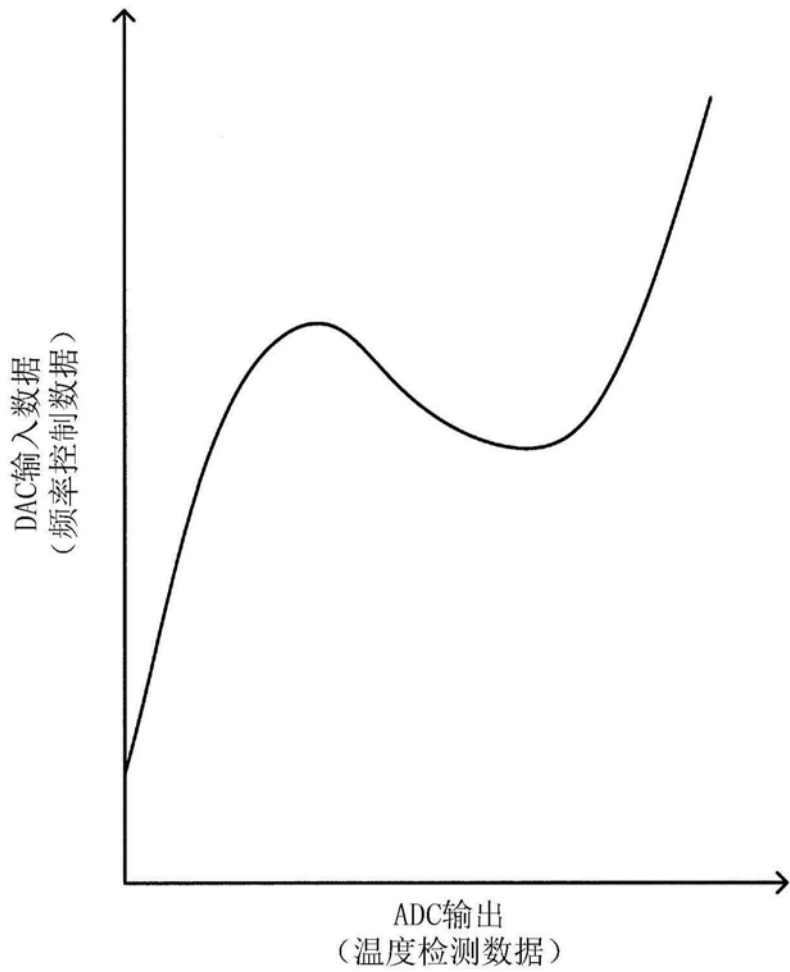


图6

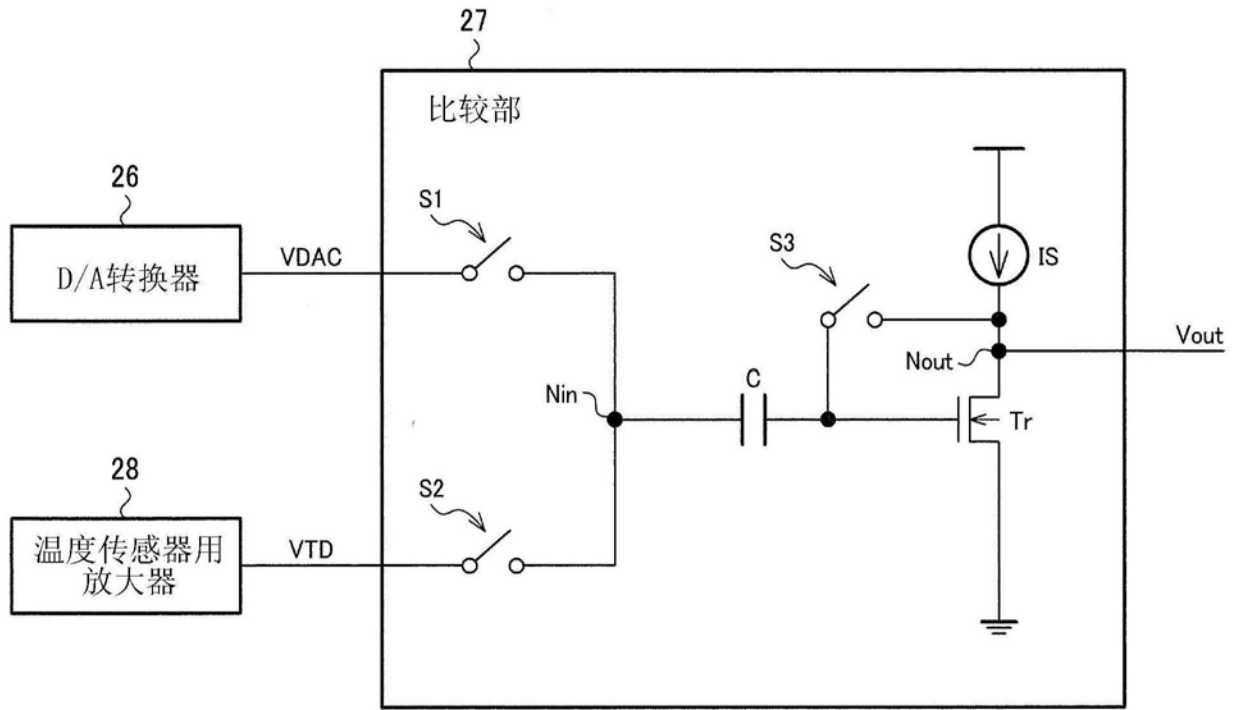


图7A

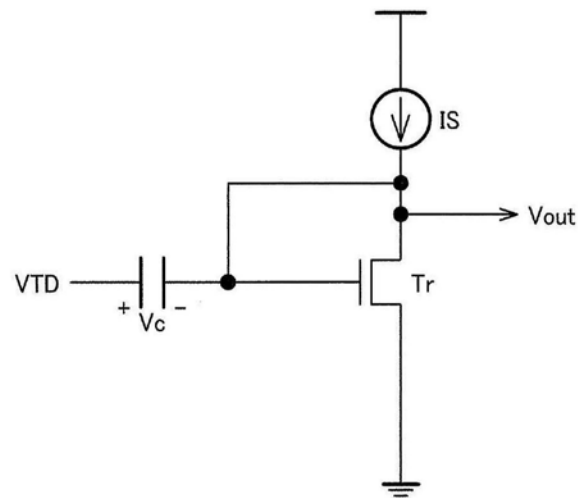


图7B

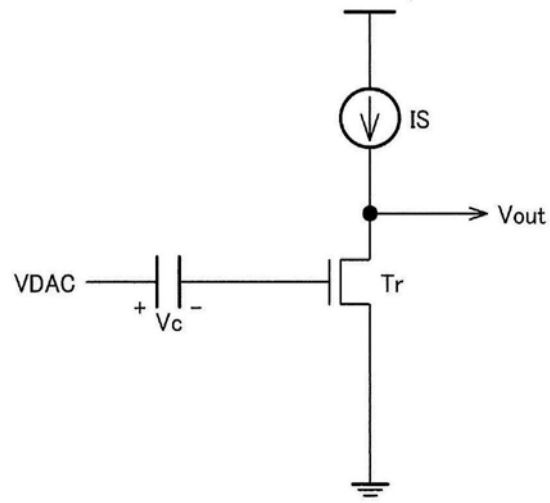


图7C

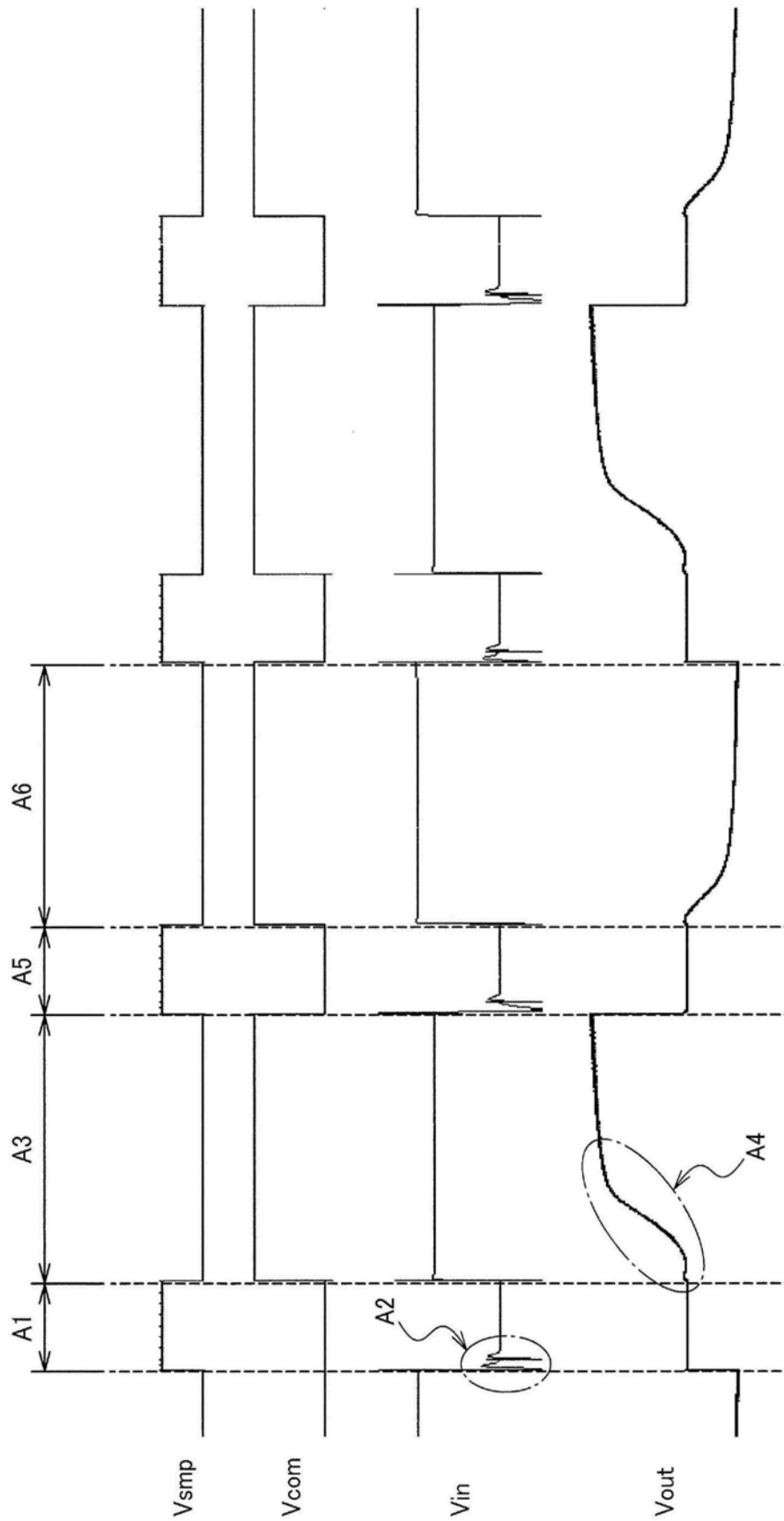


图8

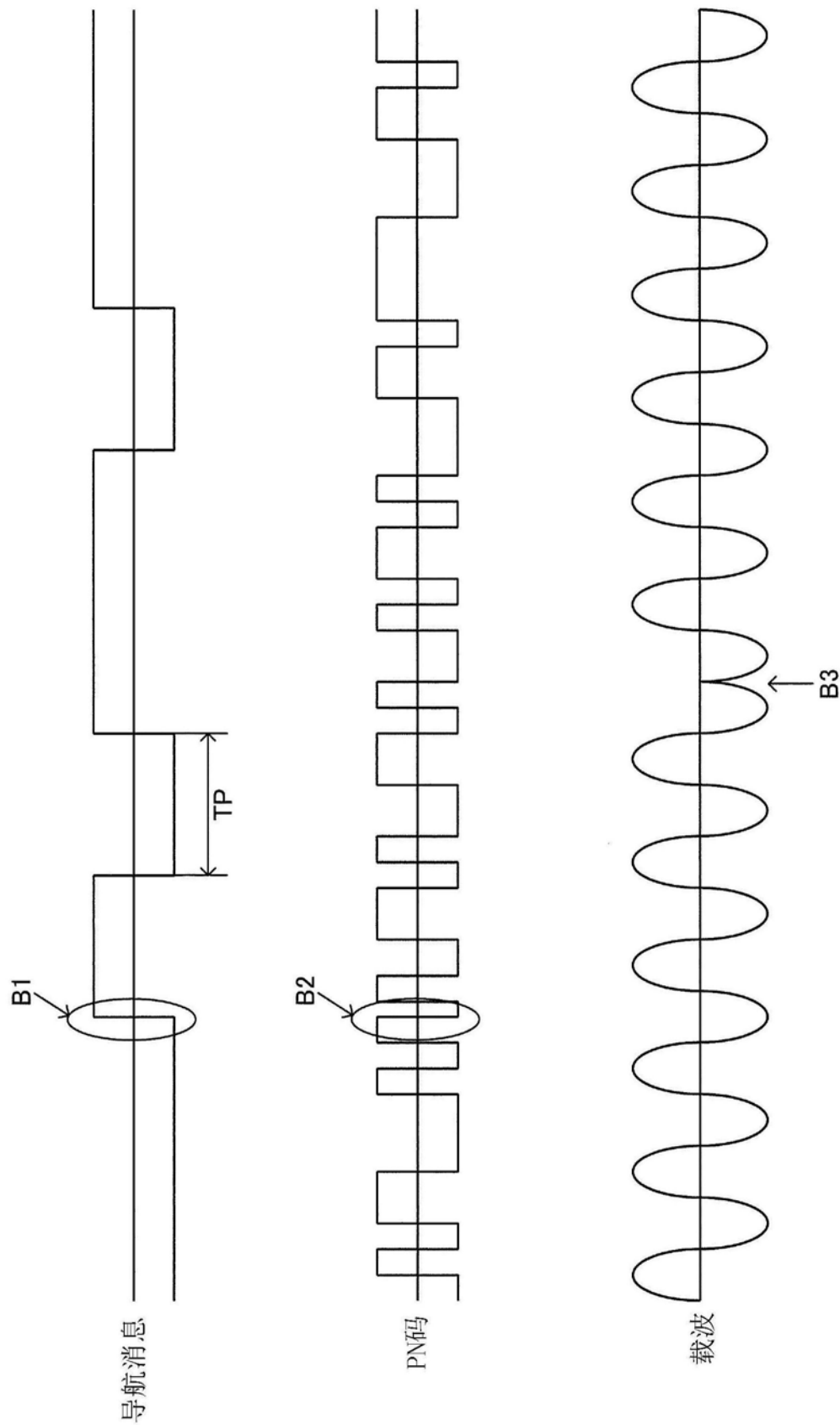


图9

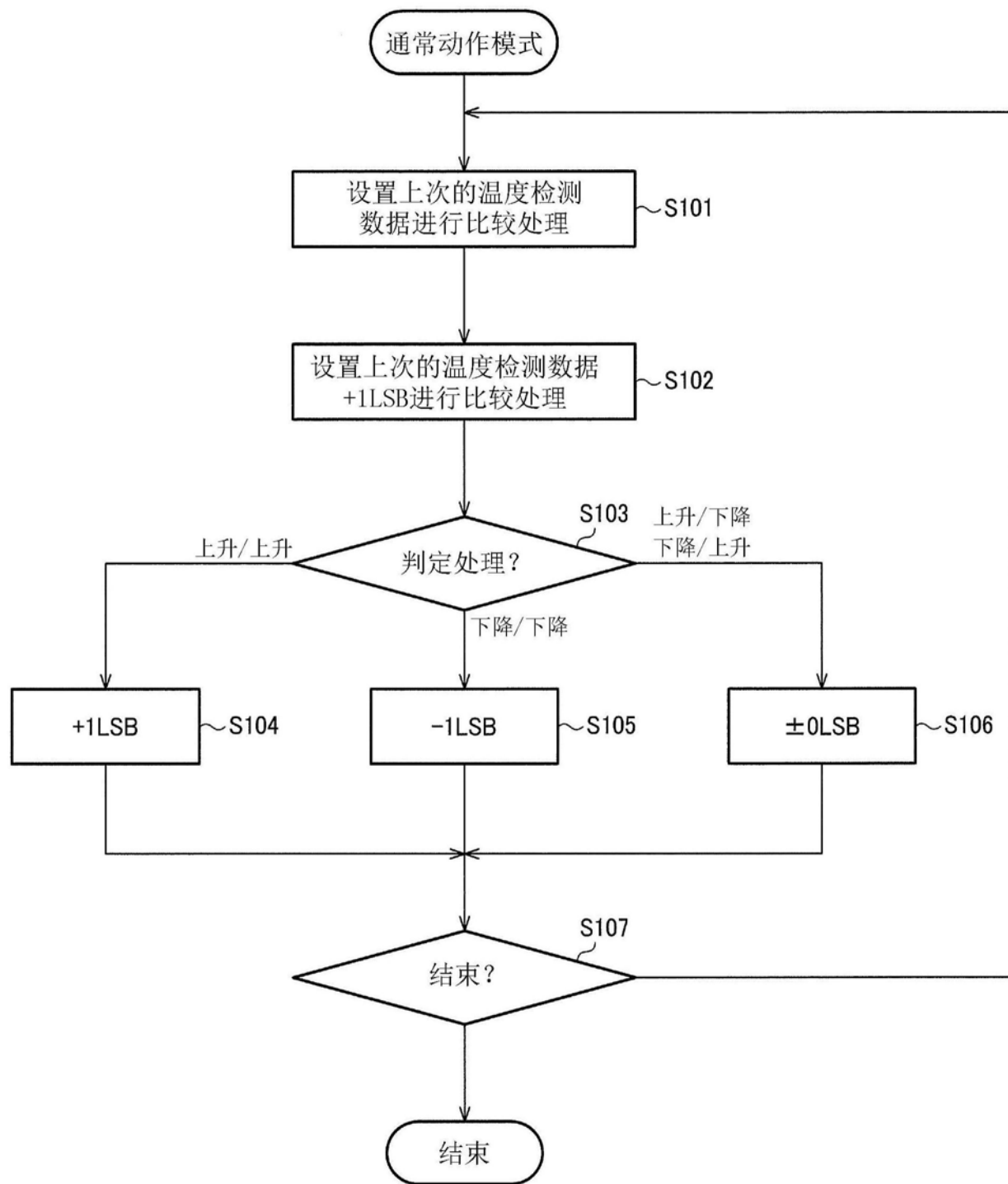


图10

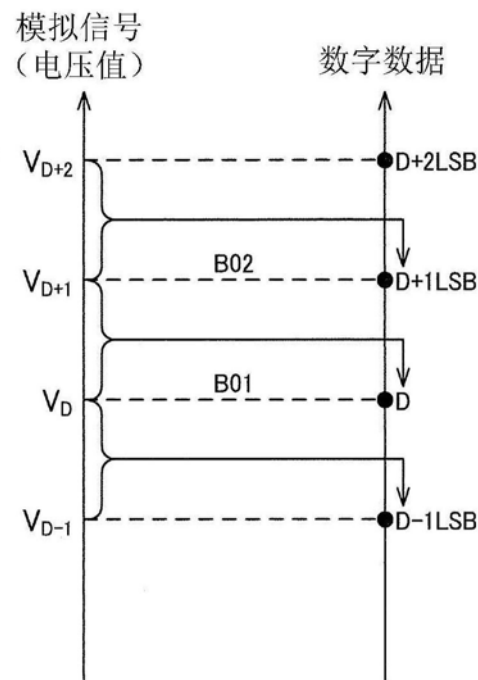


图11A

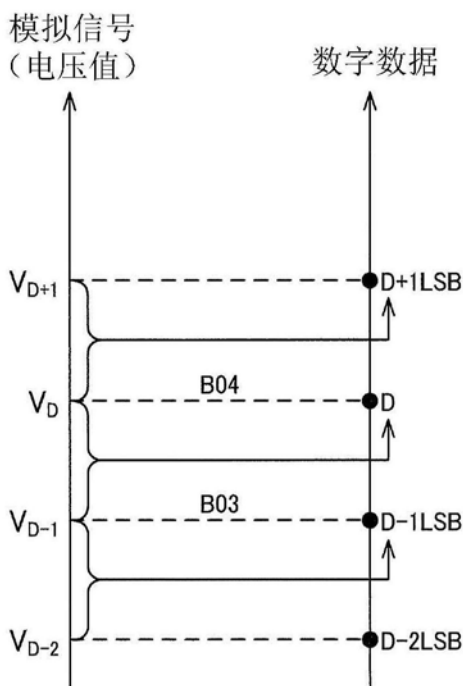


图11B

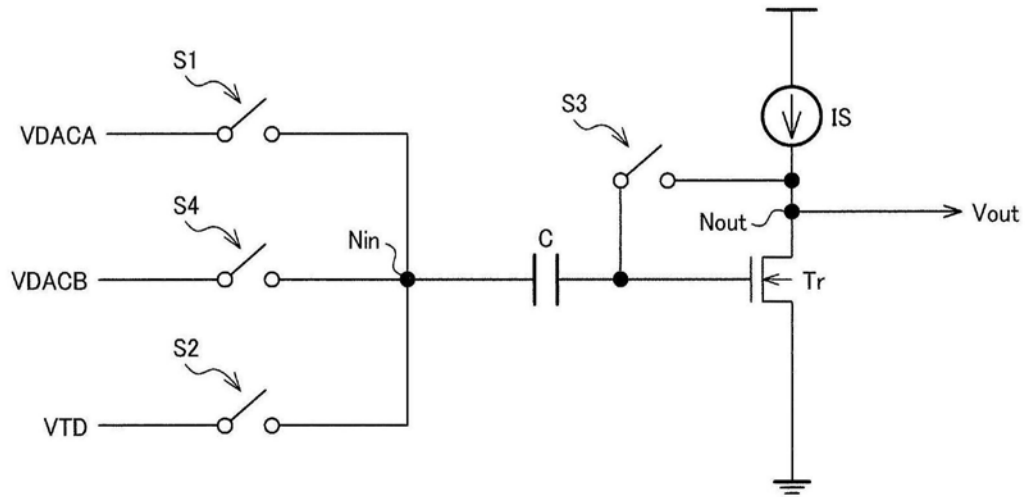


图12

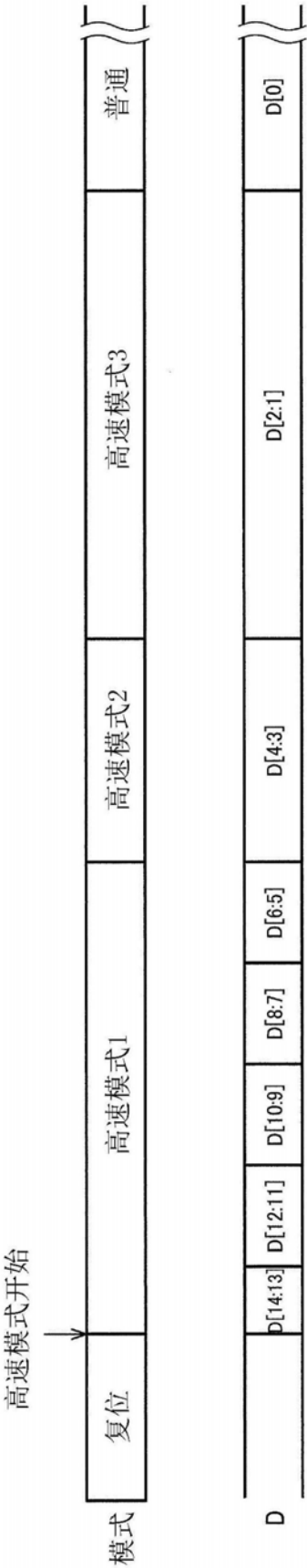


图13A

D[14:0]	时钟数		比较次数	合计时钟数	转换时间	
	采样	比较器			对象比特	累计
14	2	2	2	8	62.5	62.5
13						
12	2	2	3	12	93.75	156.25
11						
10	2	2	3	12	93.75	250
9						
8	2	2	3	12	93.75	343.75
7						
6	2	2	3	12	93.75	437.5
5						
4	2	6	3	24	187.5	625
3						
2	4	12	3	48	375	1000
1						
0	8	24	2	64	500	1500

(μ sec)

图13B

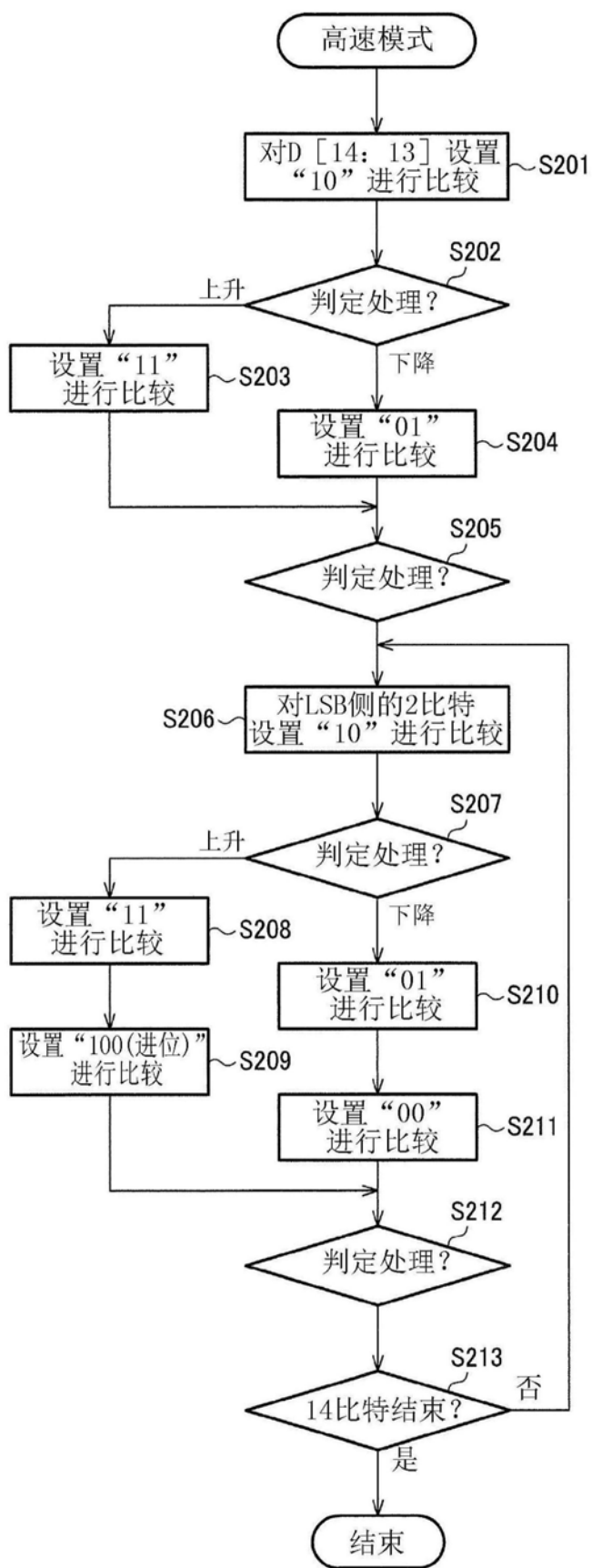


图14A

“10”	“11”	判定结果
上升	上升	“11”
	下降	“10”
“10”	“01”	判定结果
下降	上升	“01”
	下降	“00”

图14B

“10”	“11”	“100”	判定结果
上升	上升	上升	进位
	上升	下降	“11”
	下降	上升	
	下降	下降	“10”
“10”	“01”	“00”	判定结果
下降	上升	上升	“01”
	上升	下降	“00”
	下降	上升	
	下降	下降	退位

图14C

判定对象 比特	设置的值	DB[14:0]	DO[14:0]	判定结果	
D[14:13]	“10”←C1 “11”←C2	100 0000 0000 0000 110 0000 0000 0000	100 0000 0000 0000 (初始值)	上升 上升	确定为D [14: 13] = “11”
D[12:11]	“10”←C4 “01”←C5 “00”←C6	111 0000 0000 0000 110 1000 0000 0000 110 0000 0000 0000	110 1000 0000 0000←C3	下降 上升 上升	确定为D [12: 11] = “01”
D[10:9]	“10” “11” “100”	110 1100 0000 0000 110 1110 0000 0000 111 0000 0000 0000←C8	110 1000 0000 0000←C7	上升 上升(下降) 下降(上升)	确定为D [10: 9] = “11”
D[8:7]	“10” “01” “00”	110 1111 0000 0000 110 1110 1000 0000 110 1110 0000 0000	110 1110 0000 0000	上升 下降 下降	确定为D [8: 7] = “11” 且退位
D[6:5]	“10” “11” “100”	110 1101 1100 0000 110 1101 1110 0000 110 1110 0000 0000	110 1101 1000 0000	上升 上升 上升	确定为D [6: 5] = “100 (进位)”
D[4:3]	“10” “11” “100”	110 1110 0001 0000 110 1110 0001 1000 110 1110 0010 0000	110 1110 0000 0000	上升 下降 下降	确定为D [4: 3] = “10”
D[2:1]	“10” “01” “00”	110 1110 0001 0100 110 1110 0001 0010 110 1110 0001 0000	110 1110 0001 0000	下降 下降(上升) 上升(下降)	确定为D [2: 1] = “00”
D[0]	当前值 加上1LSB	110 1110 0001 0000 110 1110 0001 0001	110 1110 0001 0000		与通常模式相同的判定

时间t

图15

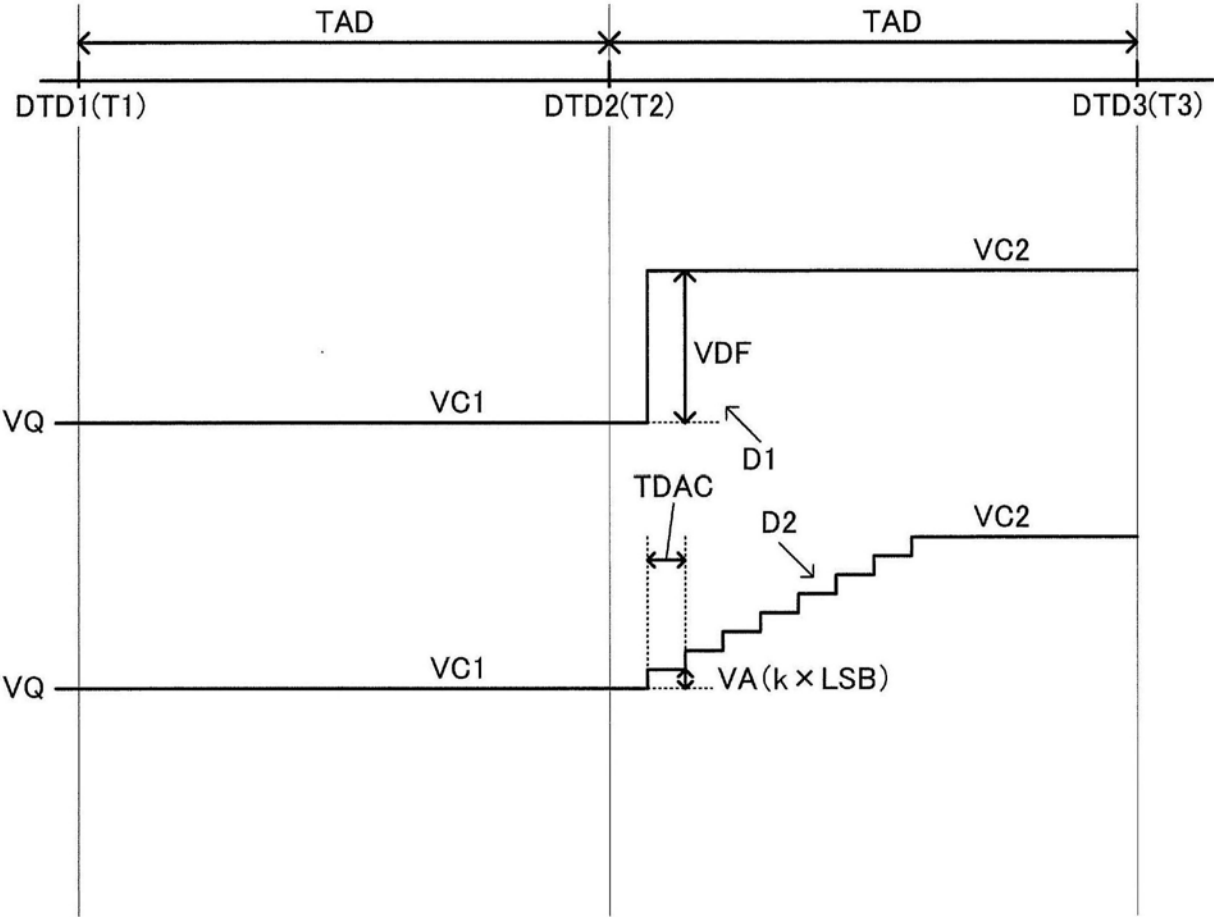
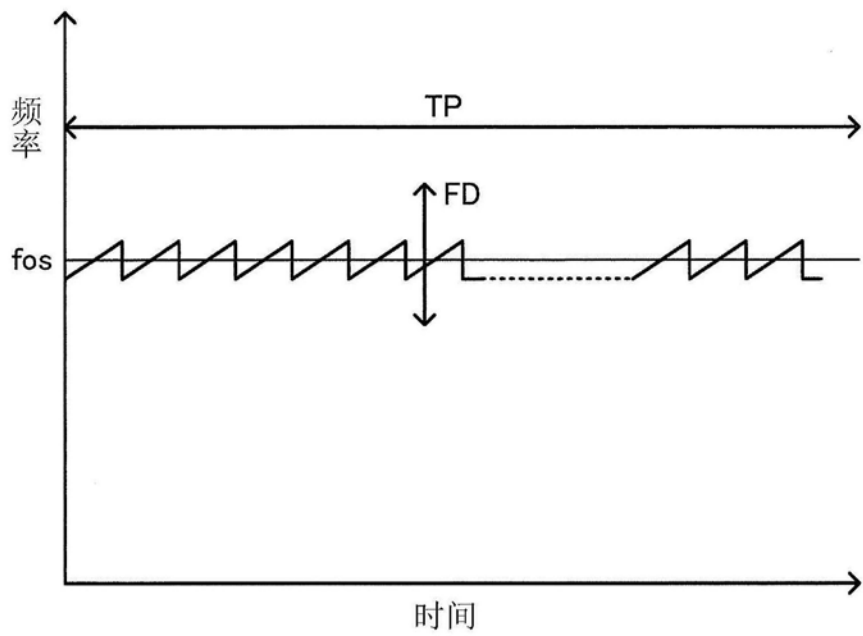


图16



$$VA < (FD/FR) \times VFS$$
$$1/2^i < (FD/FR)$$

图17A

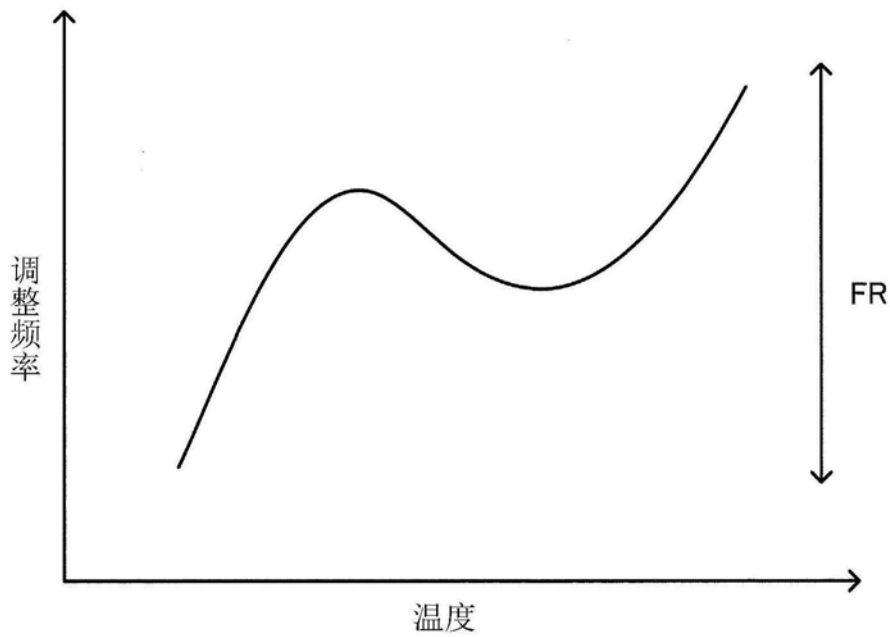


图17B

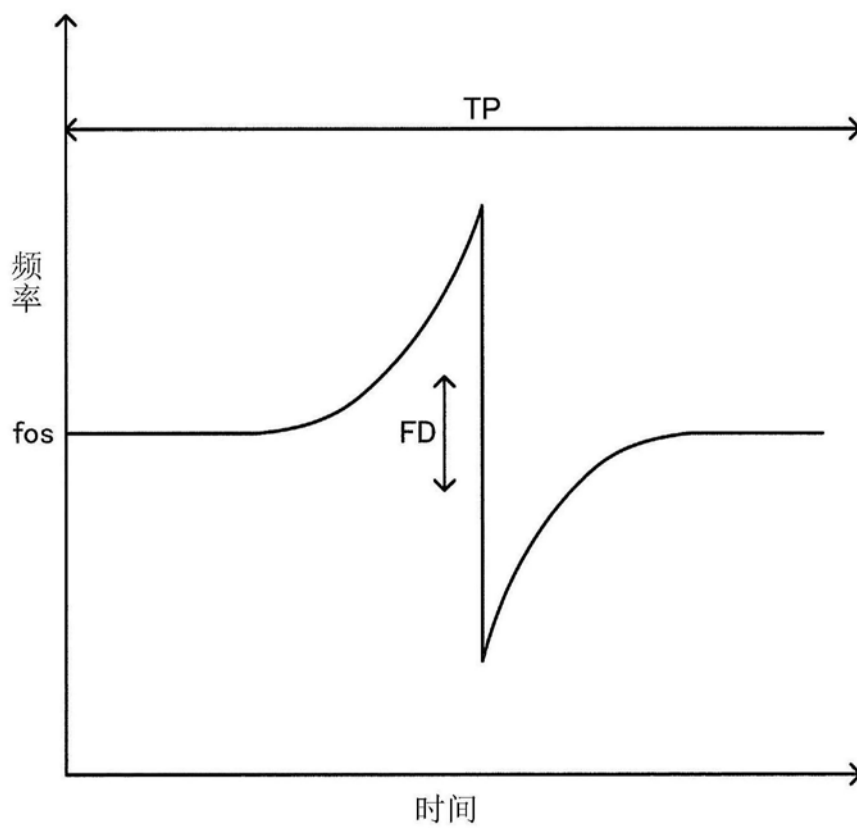


图18

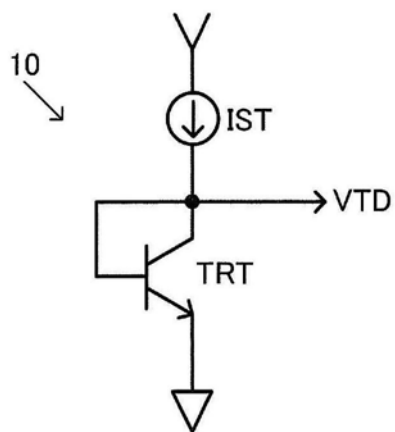


图19A

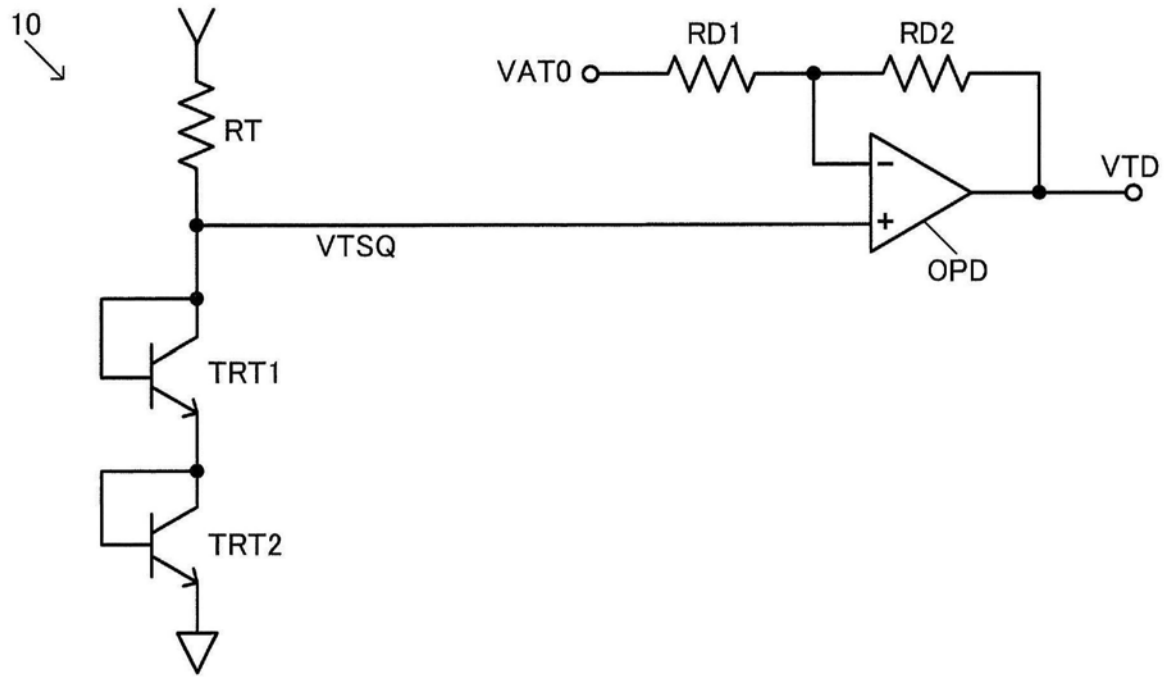


图19B

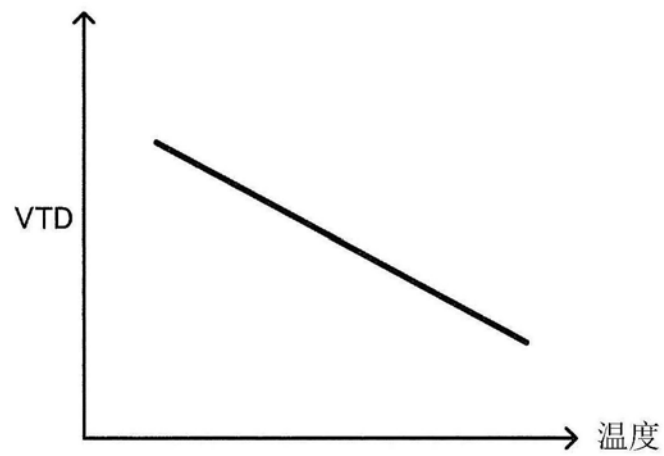


图19C

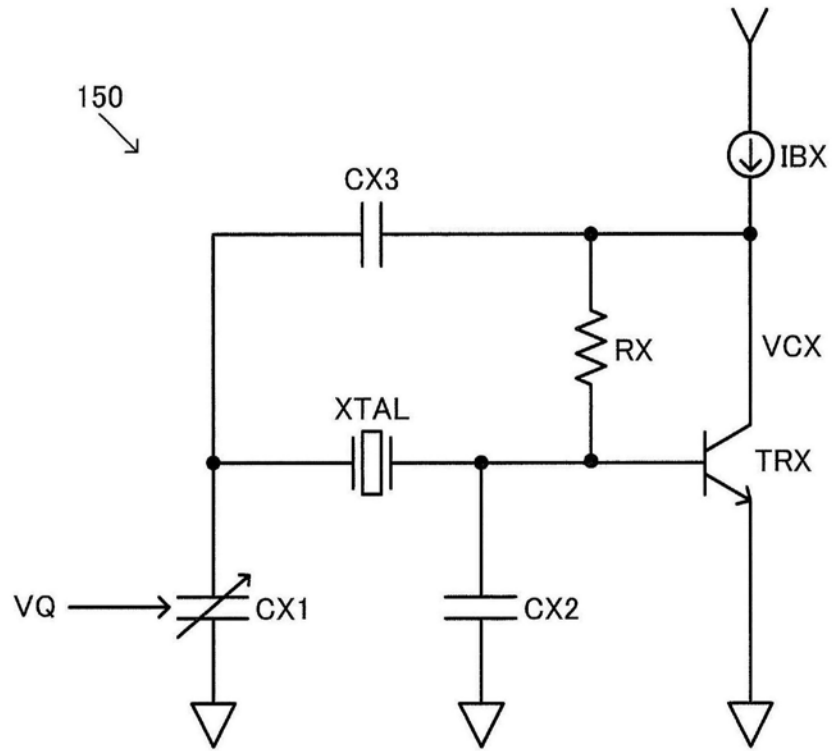


图20

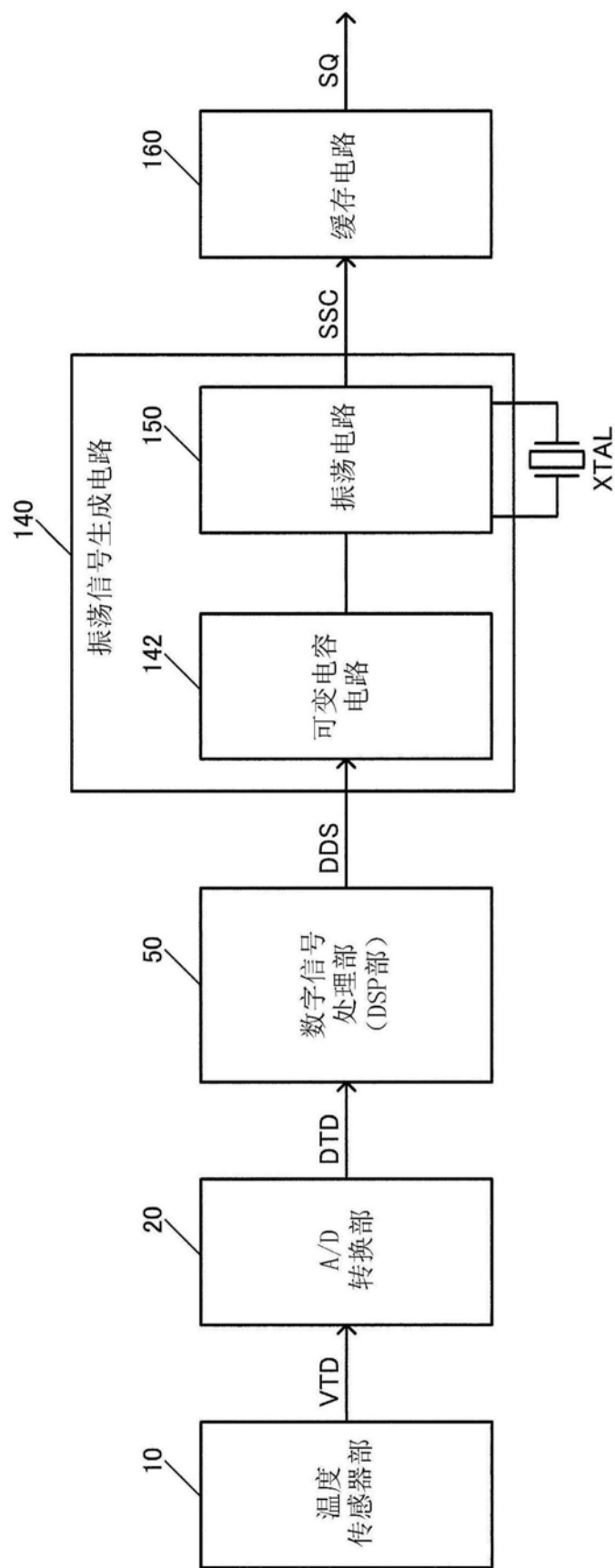


图21

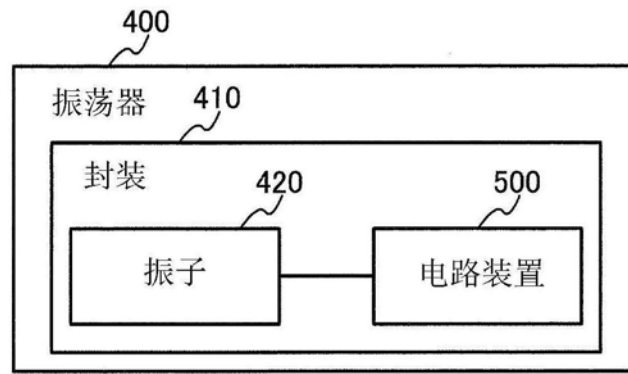


图22A

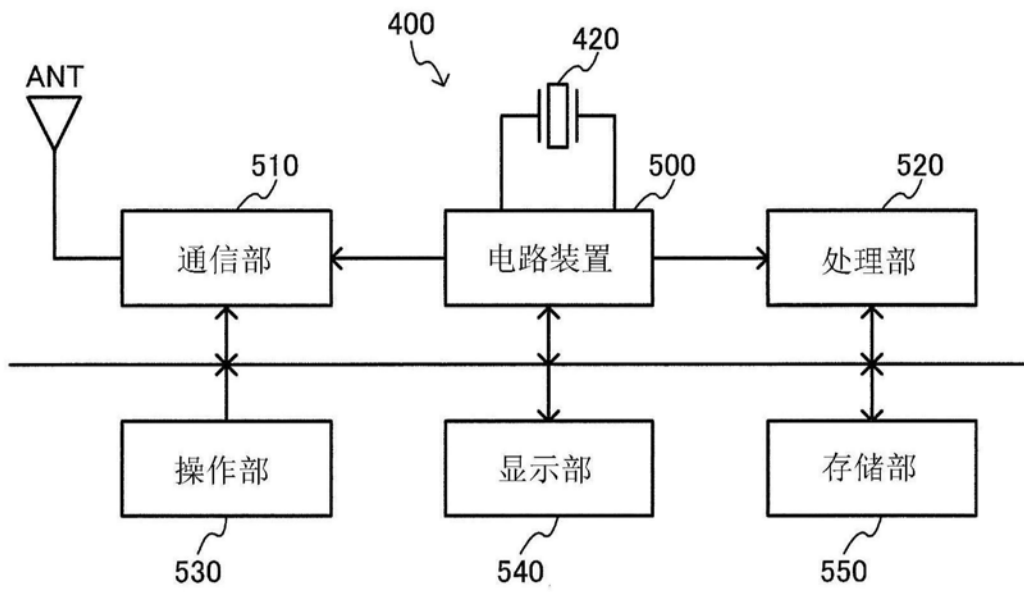


图22B

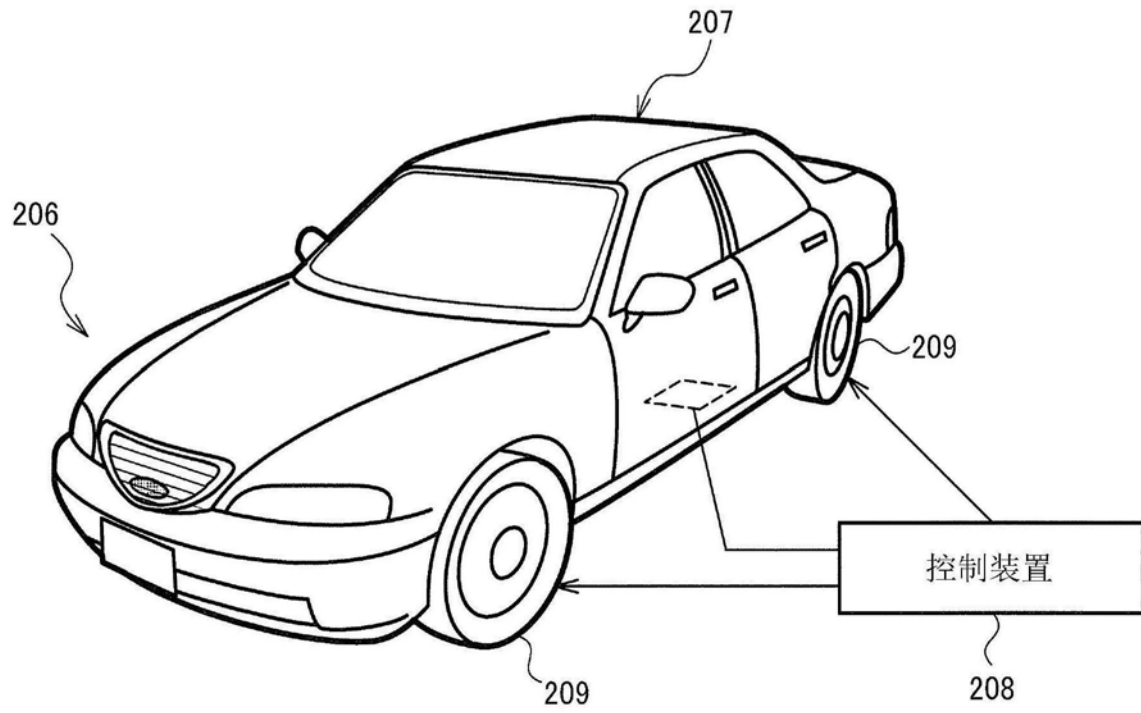


图22C