



(21) 申请号 202380022009.X

(22) 申请日 2023.02.10

(30) 优先权数据

2022-027275 2022.02.24 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2024.08.15

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2023/004670 2023.02.10

(87) PCT国际申请的公布数据

W02023/162737 JA 2023.08.31

(71) 申请人 新唐科技日本株式会社

地址 日本

(72) 发明人 山平征二

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

专利代理师 吕文卓

(51) Int.Cl.

H03B 5/32 (2006.01)

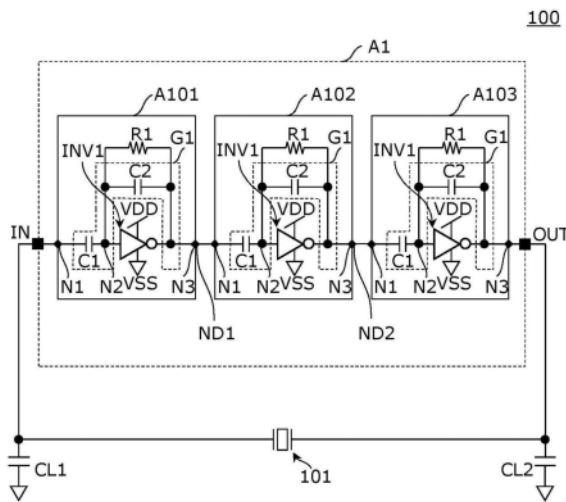
权利要求书2页 说明书9页 附图5页

(54) 发明名称

振荡电路

(57) 摘要

振荡电路(100)具备振子(101)和将振子(101)的电压放大的放大部(A1);构成放大部(A1)的放大电路(A101)具备:放大器(变换器(INV1)),将输入输出电压反相放大;第1元件(电容(C1)),与放大器的输入节点(N2)连接;以及第2元件(电容(C2)),是与第1元件相同种类的元件,连接在放大器的输入节点(N2)与输出节点(N3)之间。



1. 一种振荡电路,具备:
振子;以及
放大部,将上述振子的电压放大;
上述振荡电路的特征在于,
构成上述放大部的放大电路具备:
放大器,将输入输出电压反相放大;
第1元件,与上述放大器的输入节点连接;以及
第2元件,是与上述第1元件相同种类的元件,连接在上述放大器的上述输入节点与输出节点之间。
2. 如权利要求1所述的振荡电路,其特征在于,
上述放大部的电压放大率基于上述第1元件和上述第2元件的阻抗而设定。
3. 如权利要求1或2所述的振荡电路,其特征在于,
通过根据控制信号设定上述第1元件及上述第2元件的一方或双方的阻抗,从而上述放大部的电压放大率被切换。
4. 如权利要求1~3中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述放大器是变换器。
5. 如权利要求1~3中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述放大器是差动放大电路。
6. 如权利要求1~5中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述第1元件是第1电容;
上述第2元件是第2电容。
7. 如权利要求1~5中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述第1元件是第1电阻;
上述第2元件是第2电阻。
8. 一种振荡电路,具备:
振子;以及
放大部,将上述振子的电压放大;
上述振荡电路的特征在于,
构成上述放大部的由多级构成的放大电路中的一个以上的放大电路分别具备:
放大器,将输入输出电压反相放大;
第1元件,与上述放大器的输入节点连接;以及
第2元件,是与上述第1元件相同种类的元件,连接在上述放大器的上述输入节点与输出节点之间。
9. 如权利要求8所述的振荡电路,其特征在于,
上述放大部的电压放大率基于上述第1元件和上述第2元件的阻抗而设定。
10. 如权利要求8或9所述的振荡电路,其特征在于,
通过根据控制信号设定上述第1元件及上述第2元件的一方或双方的阻抗,从而上述放大部的电压放大率被切换。
11. 如权利要求8~10中任一项所述的振荡电路,其特征在于,

上述放大器是变换器。

12. 如权利要求8~10中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述放大器是差动放大电路。

13. 如权利要求8~12中任一项所述的振荡电路,其特征在于,上述第1元件是第1电容;
上述第2元件是第2电容。

14. 如权利要求8~12中任一项所述的振荡电路,其特征在于,
上述第1元件是第1电阻;
上述第2元件是第2电阻。

振荡电路

技术领域

[0001] 本公开涉及振荡电路。

背景技术

[0002] 使用了水晶等振子的振荡电路通过反复将在启动时由振子生成的微小电压用由变换器(inverter)等构成的放大部反相放大、并将放大电压反馈给振子,从而达到稳态振荡状态。对于振荡电路而言,不仅在稳态振荡状态下,就连在从启动时开始到成为稳态振荡状态为止的期间中,对于振荡电路也要求稳定的振荡动作,此外,希望振荡电路的短时间的启动。由于使用了振子的振荡电路在启动时消耗电流较多,所以从消耗电流的观点来看也更希望短时间的启动。为了缩短振荡电路的启动时间,有应用由多级变换器构成的放大部而使电压放大率提高的方法。但是,对于除了振荡电路所利用的主振动以外还具有多个寄生振动的振子而言,放大部的过度的电压放大成为诱发寄生振动而引起异常振荡的原因。因而,具有较高的电压放大率的放大部虽然实现振荡电路的短时间启动,但另一方面可能成为寄生振动的诱发原因。以往,提出了以下结构:使用由多级变换器构成的放大部,为了缩短振荡电路的启动时间和避免寄生振动,在变换器的输入侧设置由高通滤波器构成的带通滤波器,在输出侧设置由低通滤波器构成的带通滤波器,仅对振子的主振动的频带进行电压放大(专利文献1)。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1:日本特许第5028543号公报

发明内容

[0006] 发明要解决的课题

[0007] 但是,专利文献1所记载的结构将放大部的带通滤波器的频带仅限于振子的主振动,抑制了由寄生振动带来的异常振荡,所以在使用主振动不同的振子的情况下,难以应用相同的振荡电路,在振荡电路的通用性利用方面存在课题。

[0008] 本公开是为了解决上述课题而做出的,为了对更多的振子应用相同的振荡电路,不是进行放大部的基于利用了带通滤波器等的窄频带限制的异常振荡对策,而是进行基于宽频带下的电压放大率设定的异常振荡对策和启动时间缩短。由此,目的在于提供对于主振动不同的振子也能够通用地利用的振荡电路。

[0009] 用来解决课题的手段

[0010] 为了解决上述的课题,本公开的振荡电路,是具备振子和将振子的电压放大的放大部的振荡电路,构成放大部的放大电路具备:放大器;第1元件,与上述放大器的输入节点连接;以及第2元件,是与上述第1元件相同种类的元件,连接在上述放大器的上述输入节点与输出节点之间。由此,能够设定由放大电路构成的放大部的电压放大率。

[0011] 发明效果

[0012] 根据以上,能够以宽频带设定构成放大部的放大电路的电压放大率,能够避免放大部的过度的电压放大率。能够避免起因于振子的寄生振动的异常振荡,并且能够缩短振荡电路的启动时间。此外,由于以宽频带设定电压放大率,所以对于主振动不同的振子容易利用相同的振荡电路,能够将振荡电路通用地使用。此外,振子的振荡电路虽然启动时间的消耗电流最多,但通过将启动时间缩短,能够抑制无用的消耗电流。通过该特征,还能够减小从待机状态向恢复状态的转变次数变多的IOT设备、移动设备的消耗电流。

[0013] 此外,在变形例中,还能够根据控制信号,将放大部所具备的放大电路各自中具备的变换器的输入侧的电容和输入输出间的电容设定为最优值,从而满足振子的激励电平的规格。

附图说明

[0014] 图1是表示本公开的第1实施方式的振荡电路的结构的电路图。

[0015] 图2是图1所示的放大电路的等价电路图。

[0016] 图3是包含图1所示的放大电路及负载电容的等价电路图。

[0017] 图4是表示图1所示的反馈电阻的另一结构的电路图。

[0018] 图5是表示图1所示的放大部的变形例的电路图。

[0019] 图6是表示图5所示的放大电路的另一结构的电路图。

[0020] 图7是表示图1所示的放大部的另一结构的电路图。

[0021] 图8是表示图1所示的放大电路的变形例的电路图。

[0022] 图9是图8所示的放大电路的等价电路图。

具体实施方式

[0023] 以下,参照附图对本公开的实施方式详细地进行说明。但是,在实施方式中,对于具有相同功能的结构赋予相同的标记,省略重复的说明。

[0024] 图1是本公开的第1实施方式,是表示振荡电路100的结构的电路图。101是由水晶、陶瓷等构成的振子,CL1及CL2是与振子101的两端连接的负载电容,A1具有输入端子IN和输出端子OUT,是将振子101的生成电压作为电压VIN对输入端子IN输入、并进行反相放大而从输出端子OUT作为电压VOUT向振子101反馈的放大部。如图1所示,振荡电路100具备振子101和将振子101的电压放大的放大部A1。

[0025] 放大部A1包含分别将输入电压反相放大并输出的由多级形成的放大电路A101、A102及A103,具有放大电路A101与放大电路A102间的节点ND1、以及放大电路A102与放大电路A103间的节点ND2。

[0026] 放大电路A101、A102、A103是相同的结构,放大电路A101、A102、A103分别具有作为输入节点的节点N1、作为内部节点的节点N2以及作为输出节点的节点N3。放大电路A101、A102、A103分别具备变换器(inverter) INV1、增益设定部G1和反馈电阻R1。

[0027] 变换器INV1连接在节点N2与节点N3之间,是将输入输出电压反相放大的放大器的一例。

[0028] 增益设定部G1是设定放大电路A101、A102、A103的电压放大率的电路部,具备电容C1和电容C2。电容C1是连接在作为变换器INV1的输入节点的节点N2与节点N1之间的第1元

件及第1电容的一例。电容C2是连接在作为变换器INV1的输入节点的节点N2与作为输出节点的节点N3之间的第2元件及第2电容的一例。这样,第2元件是与第1元件相同种类的元件。这里,元件的种类是根据元件的性质、形态等而分类的集合,例如是电容、电阻、电感等。放大部A1的放大率基于第1元件与第2元件的阻抗来设定。反馈电阻R1是用来设定变换器INV1的输入电压的直流偏置电压(以下记作DC偏置)的电阻。这里,变换器INV1在电源电压VDD与地电位VSS间驱动,具有互导gm1。

[0029] 图2是放大电路A101的等价电路。另外,放大电路A102也为与放大电路A101同样的等价电路。VN1是节点N1的电压,VN2是对变换器INV1输入的电压,VN3是输出节点N3的电压,变换器INV1能够替换为电压控制型电流源IV1、输入电容Cai、输出电容Cao、输出电阻Rao。这里,电压控制型电流源IV1的电流值由 $(gm1 \cdot VN2)$ 表示。进而,电容C2能够替换为输入换算所得的电容C2i和输出换算所得的电容C2o,反馈电阻R1能够替换为输入换算所得的电阻R1i和输出换算所得的电阻R1o。

[0030] 这里,如果设变换器INV1的电压放大率为 $|Av|$,设电压放大率 $|Av|$ 与1相比充分大,则在变换器INV1的输入输出侧换算出的电容C2i、C2o及电阻R1i、R1o利用电容C2及反馈电阻R1如以下这样表示。这里, $|Av|$ 表示向量的大小(以下,由“|”表示向量的大小,“|”的“负号”表示输入输出进行了逻辑翻转)。

$$[0031] \quad \text{电容} C2i = (1 + |Av|) \times C2 = |Av| \times C2 \cdots (1)$$

$$[0032] \quad \text{电容} C2o = (1 + 1/|Av|) \times C2 = C2 \cdots (2)$$

$$[0033] \quad \text{电阻} R1i = (1/(1 + |Av|)) \times R1 = R1/|Av| \cdots (3)$$

$$[0034] \quad \text{电阻} R1o = (1/(1 + 1/|Av|)) \times R1 = R1 \cdots (4)$$

[0035] 图3是对放大电路A103的等价电路追加了与输出端子OUT连接的负载电容CL2的等价电路。另外,放大电路A103是与放大电路A101及A102相同的结构并且是相同的等价电路。

[0036] 使用图2及图3的等价电路,求解输出端子OUT的电压 $|VOUT|$ 相对于放大部A1的输入端子IN的电压 $|VIN|$ 的电压放大率 $|Gx|$ 。这里,如果将放大电路A101、A102、A103的电压放大率分别设为 $|Gx1|$ 、 $|Gx2|$ 、 $|Gx3|$,则放大部A1的电压放大率 $|Gx|$ 由表示如下。

$$[0037] \quad |Gx| = |VOUT|/|VIN| = |Gx1| \times |Gx2| \times |Gx3| \cdots (5)$$

[0038] 首先,对放大电路A101的电压放大率 $|Gx1|$ 进行求解。放大电路A101的电压放大率 $|Gx1|$ 可以利用各节点的电压表示如下。

$$[0039] \quad |Gx1| = (|VN3/VN1|) = (|VN3/VN2| \times |VN2/VN1|) \cdots (6)$$

[0040] 对式(6)的 $(|VN2/VN1|)$ 进行求解。对于图2的节点N2,将导纳Y1设为 $Y1 = j\omega C1$,将导纳Y2设为 $Y2 = (1 + j\omega(C2i + Cai) \times R1i)/R1i$,求解基尔霍夫定律的节点方程式,那么,根据 $(VN1 - VN2) \times Y1 = VN2 \times Y2$,成为 $(VN2/VN1) = Y1/(Y1 + Y2)$ 。将其进行整理,则 $(VN2/VN1)$ 成为 $(VN2/VN1) = (j\omega C1 \times R1i)/(1 + j\omega Ci \times R1i) \cdots (7)$ 。这里,设 $Ci = (C1 + C2i + Cai) \cdots (8)$ 。

[0041] 由此,根据式(7), $|VN2/VN1|$ 成为以下。

$$[0042] \quad |VN2/VN1| = (\omega C1 \times R1i) / \{1 + (\omega Ci \times R1i)^2\}^{(1/2)} \cdots (9)$$

[0043] 对式(6)的 $(|VN3/VN2|)$ 进行求解。对于图2的节点N3,将导纳Y3设为 $Y3 = (1 + j\omega(Cao + C2o) \times Ro)/Ro$,将电阻Ro设为 $Ro = (Rao \times R1o)/(Rao + R1o) \cdots (10)$,求解基尔霍夫定律的节点方程式,那么,根据 $(gm1 \times VN2) = -VN3 \times Y3$,成为 $(VN3/VN2) = -(gm1/Y3)$ 。将其进行整理,则成为

[0044] $(V_{N3}/V_{N2}) = - (g_{m1} \times R_o) / (1 + j \omega C_o \times R_o) \cdots (11)$ 。这里,设电容 C_o 为 $C_o = (C_{ao} + C_{2o}) \cdots (12)$ 。

[0045] 根据式(11), $|V_{N3}/V_{N2}|$ 成为以下。

$$[0046] \quad |V_{N3}/V_{N2}| = - (g_{m1} \times R_o) / \{1 + (\omega C_o \times R_o)^2\}^{(1/2)} \cdots (13)$$

[0047] 将式(9)和式(13)代入到式(6)中,则放大电路A101的电压放大率 $|G_{x1}|$ 成为以下。

$$[0048] \quad |G_{x1}| = - (g_{m1} \times R_o) \times \{(\omega C_1 \times R_{1i}) / (1 + (\omega C_i \times R_{1i})^2)\}^{(1/2)} \times \{1 / (1 + (\omega C_o \times R_o)^2)\}^{(1/2)} \cdots (14)$$

[0049] 这里,表示放大电路A101的电压放大率 $|G_{x1}|$ 的频率特性。

[0050] 式(14)的第2项 $\{(\omega C_1 \times R_{1i}) / (1 + (\omega C_i \times R_{1i})^2)\}^{(1/2)}$ 是高通滤波器的传递函数,截止频率 f_{c1} 为

$$[0051] \quad f_{c1} = 1 / \{2\pi C_i \times R_{1i}\} \cdots (15)$$

[0052] 另一方面,式(14)的第3项 $\{1 / (1 + (\omega C_o \times R_o)^2)\}^{(1/2)}$ 是低通滤波器的传递函数,截止频率 f_{c2} 成为以下。

$$[0053] \quad f_{c2} = 1 / \{2\pi C_o \times R_o\} \cdots (16)$$

[0054] 根据式(15)和式(16)可知,放大电路A101构成了作为频带 f_1 而具有 $f_{c1} \ll f_1 \ll f_{c2}$ 的带通滤波器。具体而言成为以下的范围。

$$[0055] \quad 1 / \{2\pi C_i \times R_{1i}\} \ll f_1 \ll 1 / \{2\pi C_o \times R_o\} \cdots (17)$$

[0056] 对于式(17),代入式(1)至式(4)和式(8)、式(10)、式(12),则成为

$$[0057] \quad f_{c1} = 1 / \{2\pi (C_1 + |A_v| \times C_2 + C_{ai}) \times (R_1 / |A_v|)\} \cdots (18)$$

$$[0058] \quad f_{c2} = 1 / \{2\pi (C_{ao} + C_2) \times ((R_{ao} \times R_1) / (R_{ao} + R_1))\} \cdots (19)$$

[0059] 这里,由于能够假定为,电容 C_1 及 C_2 与变换器INV1的输入电容 C_{ai} 相比充分大,电容 C_2 与变换器INV1的输出电容 C_{ao} 相比充分大,并且反馈电阻 R_1 与变换器INV1的输出电阻 R_{ao} 相比充分大,所以式(18)及式(19)成为

$$[0060] \quad f_{c1} = 1 / \{2\pi (C_1 / |A_v| + C_2) \times R_1\} \cdots (20)$$

$$[0061] \quad f_{c2} = 1 / \{2\pi C_2 \times R_{ao}\} \cdots (21)$$

[0062] 由此,频带 f_1 成为

$$[0063] \quad 1 / \{2\pi (C_1 / |A_v| + C_2) \times R_1\} \ll f_1 \ll 1 / \{2\pi C_2 \times R_{ao}\} \cdots (22)$$

[0064] 这里,例如,设 $C_1 = 10 \times C_2$, $|A_v| = 10$,则频带 f_1 成为

$$[0065] \quad 1 / \{4\pi C_2 \times R_1\} \ll f_1 \ll 1 / \{2\pi C_2 \times R_{ao}\} \cdots (23)$$

[0066] 此外,如果通过放大电路A101的变换器INV1或其他结构而使电压放大率 $|A_v|$ 为充分大的值,则频带 f_1 成为 $1 / \{2\pi C_2 \times R_1\} \ll f_1 \ll 1 / \{2\pi C_2 \times R_{ao}\}$ 。

[0067] 在式(22)或式(23)中,为了设定变换器INV1的DC偏置,反馈电阻 R_1 优选为高电阻。反馈电阻 R_1 的电阻值例如为 $1M\Omega$ 以上。另一方面,电阻 R_{ao} 是变换器INV1的输出电阻,优选为低电阻。电阻 R_{ao} 的电阻值例如是 100Ω 以下。根据以上,放大电路A101构成带通滤波器,通过对电容 C_1 、 C_2 及反馈电阻 R_1 进行调整,能够将放大电路A101的频带 f_1 设定得较宽。这里,将频带设定得较宽,是指变换器INV1的频带是除了振子的主振动的共振频率以外还将包含寄生振动的共振频率的频带包含在内的程度或更宽的频带,以下也表示同样的事项。例如,如果主振动的共振频率是 $10MHz$,作为寄生振动的共振频率是 $30MHz$,则由于在上式(23)中反馈电阻 R_1 和输出电阻 R_{ao} 的电阻值相差4位数以上,所以能够进行较宽的频带的设

定。另外,作为反相放大功能,使用了变换器INV1,但也可以使用将变换器INV1的输入节点及输出节点与反相输入端子及输出连接、对于非反相输入端子输入(VDD/2)或其他基准电压作为参照电压的差动放大电路,还能够使用其他放大电路。

[0068] 接着,求出式(22)或式(23)的频带f1中的放大电路A101的电压放大率 $|G_{x1}|$ 。对于式(14)代入式(1)、式(3)、式(8),则放大电路A101的电压放大率 $|G_{x1}|$ 成为

[0069] $|G_{x1}| = - (gm1 \times Ro) \times \{ (C1/|Av|) / (C2 + (C1 + Cai)/|Av|) \} \cdots (24)$ 。

[0070] 这里,变换器INV1的电压放大率 $|Av|$ 是 $|Av| = gm1 \times Ro$,电容C1及C2相比变换器INV1的输入电容Cai充分大,那么式(24)成为

[0071] $|G_{x1}| = - (C1 / (C1/|Av| + C2)) \cdots (25)$ 。

[0072] 这里,例如,设 $C1 = 10 \times C2$, $|Av| = 10$,则根据式(25),电压放大率 $|G_{x1}|$ 成为 $|G_{x1}| = -5$ 。此外,设放大电路A101的放大器的电压放大率 $|Av|$ 为 $|Av| = 100$,则根据式(25),成为 $|G_{x1}| = - (C1/C2) \cdots (26)$,能够通过电容C1与电容C2的比来设定。

[0073] 根据以上,对于放大电路A101,求出了频带f1即式(22)及式(23)和电压放大率 $|G_{x1}|$ 即式(25)及式(26)。以下,使用式(22)、式(23)、式(25)、式(26),求出放大电路A102和A103的频带f2和f3以及电压放大率 $|G_{x2}|$ 和 $|G_{x3}|$,求出放大部A1的频带fg以及电压放大率 $|G_x|$ 。

[0074] 首先,在放大电路A102中,由于放大电路A102的电路结构是与放大电路A101相同的结构并且与节点N3连接的外部的负载结构也相同,所以关于频带f2, $f2 = f1$ 成立,此外关于电压放大率 $|G_{x2}|$, $|G_{x2}| = |G_{x1}|$ 成立。

[0075] 接着,在放大电路A103中,放大电路A103的电路结构是与放大电路A101相同的结构,但对于节点N3,与电容C2并联地连接着负载电容CL2。因而,根据式(22),频带f3成为

[0076] $1 / \{ 2\pi (C1/|Av| + C2) \times R1 \} \ll f3 \ll 1 / \{ 2\pi (C2 + CL2) \times Rao \} \cdots (27)$ 。

[0077] 这里,例如,设 $C1 = 10 \times C2$, $|Av| = 10$,并且负载电容CL2与电容C2相比充分大,则频带f3成为

[0078] $1 / \{ 4\pi C2 \times R1 \} \ll f3 \ll 1 / \{ 2\pi CL2 \times Rao \} \cdots (28)$ 。

[0079] 这里,关于放大电路A103的频带f3,也为了设定变换器INV1的DC偏置而反馈电阻R1优选为高电阻。反馈电阻R1的电阻值例如是 $1M\Omega$ 以上。另一方面,电阻Rao是变换器INV1的输出电阻,优选为低电阻。电阻Rao的电阻值例如是 100Ω 以下。此外,如果设想负载电容CL2是电容C2的10倍以上100倍以下,则频带f3能够设定2位数以上的频带,能够利用主振动的共振频率不同的水晶振子。放大电路A103的频带f3相对于放大电路A101、A102的频带f1、f2而言,虽然下限的截止频率相同,但显然上限的截止频率通过负载电容CL2而变低。由此,放大电路A103的频带f3成为放大部A1的上限的截止频率。

[0080] 另一方面,关于放大电路A103的电压放大率 $|G_{x3}|$,由于是与放大电路A101及A102相同的结构,所以在式(27)及(28)的频带f3中,与放大电路A101及A102的电压放大率同等。因而,成为

[0081] $|G_{x3}| = |G_{x1}| = |G_{x2}| \cdots (29)$ 。

[0082] 由此可知,在放大电路A101、A102、A103中,在使用了结构相同的放大电路的情况下,不论与放大部A1的输出端子OUT连接的负载电容或寄生电容等如何,全部的放大电路在式(27)或式(28)的频带下都成为相同的电压放大率。

[0083] 根据以上,根据放大电路A101、A102、A103的全部放大电路电压放大能够的频带即式(27),放大部A1的频带 f_g 成为

[0084] $1/\{2\pi(C1/|Av|+C2)\times R1\} < f_g < 1/\{2\pi CL2\times Rao\} \cdots (30)$ 。

[0085] 例如,当 $C1=10\times C2$, $|Av|=10$ 时,成为

[0086] $1/\{4\pi C2\times R1\} < f_g < 1/\{2\pi CL2\times Rao\} \cdots (31)$ 。

[0087] 当变换器INV1的电压放大率 $|Av|$ 充分大时,式(30)成为

[0088] $1/\{2\pi C2\times R1\} < f_g < 1/\{2\pi CL2\times Rao\} \cdots (32)$ 。

[0089] 此外,将式(25)代入到式(5)中,放大部A1的电压放大率 $|G_x|$ 成为

[0090] $|G_x| = |G_{x1}|^3 = -\{C1/(C1/|Av|+C2)\}^3 \cdots (33)$ 。

[0091] 当 $C1=10\times C2$, $|Av|=10$ 时,成为 $|G_x|=-125$ 。此外,当变换器INV1的电压放大率 $|Av|$ 充分大时,成为

[0092] $|G_x| = -\{C1/C2\}^3 \cdots (34)$,能够通过电容C1和电容C2设定放大部A1的电压放大率 $|G_x|$ 。

[0093] 根据以上,在放大电路A101、A102、A103中,在进行反相放大的变换器INV1中,具有在输入侧具备电容C1、在输入节点与输出节点之间连接着作为与电容C1相同种类的元件的电容C2的增益设定部G1,从而能够任意地设定放大电路的电压放大率。由此,能够避免放大部A1成为过大的电压放大率,能够将振荡电路的启动时间缩短,并且避免过大的电压放大率所造成的振子的寄生振动所引起的异常振荡。进而,由于能够通过增益设定部G1和反馈电阻R1将频带设定得较宽,所以能够将相同的振荡电路100应用于主振动不同的振子101,能够通用地利用振荡电路100。此外,振子的振荡电路虽然启动时间的消耗电流最多,但通过将启动时间缩短,能够抑制振荡电路中的无用的消耗电流。进而,还能够减小从待机状态向恢复状态的转变次数较多的IOT设备或移动设备等的消耗电流。

[0094] 另外,在由多级的放大电路构成的放大部A1中,本结构的放大电路包含一个以上即可,其他的放大电路也可以使用通常的变换器电路、缓冲电路或差动放大器等。此外,放大部A1也可以将本结构的放大电路与非反相放大电路组合而构成。

[0095] 此外,关于图1所示的反馈电阻R1的连接,只要在放大部A1中能够实现频带的确保和变换器INV1的DC偏置设定即可,可以不限于本结构。作为反馈电阻R1的另一连接例,也可以如图4所示那样,在各放大电路的变换器INV1输入节点与其他的放大电路的节点间具备各放大电路的反馈电阻R11、R12、R13。

[0096] (变形例)

[0097] 图5是图1的放大部A1的变形例,对于放大电路A101、A102、A103的电容C1和电容C2,在各个放大电路A104、A105、A106中将电容C1替换为电容C2,将电容C3替换为电容C4,将电容C5替换为电容C6,进而将变换器INV1的电源电压VDD分别替换为VDD1、VDD2、VDD3。

[0098] 通过上述的变更,能够对放大电路A104、A105、A106设定电压放大率 $|G_{x1}|$ 、 $|G_{x2}|$ 、 $|G_{x3}|$ 。这里,如果将式(8)代入到式(9)中,则基于式(30)的频带 f_g 下的放大电路A106的变换器INV1的输入电压VN2成为

[0099] $|VN2| = (|VN1|\times C5)/(C5/|Av|+C6) \cdots (35)$ 。

[0100] 式(35)能够通过电容C5和电容C6及变换器INV1的电压放大率 $|Av|$ 来设定变换器INV1的输入电压电平。由此,还能够设定变换器INV1的输出电流,还能够将输出电流设定为

振子的激励电平。进而,也可以是,作为决定放大电路A106的输出电流的一个要因而设定变换器INV1的电源电压VDD3。

[0101] 根据以上,还能够通过最优地设定放大部A1所具备的放大电路A104、A105、A106各自具备的变换器INV1的输入侧的电容和输入输出间的电容,来满足振子的激励电平的规格。

[0102] 另外,如图6所示,也可以是,放大电路A101至A106的各自中,将变换器INV1的输入输出间具备的电容并联地配置,通过控制信号SIG将电容C2a及电容C2b用开关SW1及SW2切换。例如,使用控制信号SIG,在振荡电路的启动时和稳态振荡状态下对开关SW1和SW2进行控制,在启动时使电容C2a有效,在稳态振荡状态下使电容C2b有效。由此,能够兼顾启动时的最优的放大部A1的电压放大率的设定和稳态振荡状态时的振子的激励电平规格的满足。能够不使用阻尼电阻地应对振子的规格。另外,虽然没有图示,但也可以将变换器INV1的输入侧的电容用开关进行切换。如以上这样,可以是,通过根据控制信号设定第1元件及第2元件的一方或双方的阻抗,来切换放大部A1的电压放大率。

[0103] 此外,如图7所示,着眼于满足振子的激励电平规格,还能够将图6的放大电路1级应用于图1的放大部A1。通过由控制信号SIG将电容C2a及电容C2b用开关SW1及SW2切换,能够不使用阻尼电阻地进行满足振子的激励电平规格的设定。另外,虽然没有图示,但也可以将变换器INV1的输入侧的电容用开关进行切换。

[0104] (变形例)

[0105] 图8是图1的放大电路A101、A102、A103的变形例,为以下结构,即:将放大电路A101、A102、A103中的构成增益设定部G1的电容C1及电容C2分别替换为电阻Ra及电阻Rb,并且去除了反馈电阻R1。电阻Ra是第1元件及第1电阻的一例,电阻Rb是第2元件及第2电阻的一例。这里,电阻Ra及电阻Rb构成增益设定部G2,与上述同样,设定放大电路A101、A102、A103的电压放大率 $|G_{x1}|$ 、 $|G_{x2}|$ 、 $|G_{x3}|$ 。此外,电阻Rb也设定各放大电路的变换器INV1的输入电压的DC电平。

[0106] 图9是图8的放大电路A101、A102、A103的等价电路。与从图1向图8的替换同样,从图2的等价电路向图9的等价电路的变更为,将电容C1替换为电阻Ra,将电阻R1i替换为电阻Rbi,将电阻R1o替换为电阻Rbo,进而去除了电容C2i。

[0107] 在求取放大部A1的电压放大率 $|G_x|$ 时,根据上述求出放大电路A101的电压放大率 $|G_{x1}|$ 即可。放大电路A101的 (V_{N2}/V_{N1}) 和 (V_{N3}/V_{N2}) 能够基于式(7)和式(11)求出。首先,求出 (V_{N2}/V_{N1}) 。对于式(7)代入 $j\omega C1 = (1/Ra)$, $R1i = Rbi$, $R1o = Rbo$, $j\omega C2i = 0$ 及式(8),则能够变形为

$$[0108] \quad (V_{N2}/V_{N1}) = (R_m/Ra) \times \{1/(1+j\omega C_{ai} \times R_m)\} \cdots (36)。$$

[0109] 由此, $|V_{N2}/V_{N1}|$ 成为

$$[0110] \quad |V_{N2}/V_{N1}| = (R_m/Ra) / (1 + (\omega C_{ai} \times R_m)^2)^{(1/2)} \cdots (37)。$$

[0111] 这里, $R_m = (Ra \times Rbi) / (Ra + Rbi)$ 。当变换器INV1的电压放大率 $|A_v|$ 比1充分大时,根据式(3),成为电阻 $Rbi = Rb / |A_v|$,所以成为

$$[0112] \quad R_m = (1/|A_v|) \times (Ra \times Rb) / (Ra + Rb/|A_v|) \cdots (38)。$$

[0113] 接着,求出 (V_{N3}/V_{N2}) 。对于式(11)代入 $R1o = Rbo$, $j\omega C2o = 0$,式(10)及式(12),则成为

[0114] $(V_{N3}/V_{N2}) = -(g_{m1} \times R_n) / (1 + j\omega C_{ao} \times R_n) \cdots (39)$ 。

[0115] 由此, $|V_{N3}/V_{N2}|$ 成为

[0116] $|V_{N3}/V_{N2}| = -(g_{m1} \times R_n) / (1 + (\omega C_{ao} \times R_n)^2)^{(1/2)} \cdots (40)$ 。

[0117] 这里, $R_n = (R_{ao} \times R_{bo}) / (R_{ao} + R_{bo})$, 根据式 (4), 为 $R_{bo} = R_b$, 所以成为 $R_n = (R_{ao} \times R_b) / (R_{ao} + R_b) \cdots (41)$ 。

[0118] 式 (37) 及式 (40) 分别表示低通滤波器的结构。由此, 放大电路 A101 的频带 f_4 成为

[0119] $f_4 < 1 / (2\pi \times C_{ai} \times R_m) \cdots$ 式 (42)

[0120] 或

[0121] $f_4 < 1 / (2\pi \times C_{ao} \times R_n) \cdots$ 式 (43)。

[0122] 此外, 频带 f_4 下的放大电路 A101 的电压放大率 $|G_{x1}|$ 根据式 (37) 及式 (40) 而成为

[0123] $|G_{x1}| = -(g_{m1} \times R_n) \times (R_m/R_a) \cdots (44)$ 。

[0124] 这里, $|A_v| = g_{m1} \times R_n$, 如果将式 (38) 代入到式 (44) 中, 则成为

[0125] $|G_{x1}| = -R_b / (R_a + R_b / |A_v|) \cdots (45)$ 。

[0126] 由此, 能够通过电阻 R_a 及 R_b 设定电压放大率 $|G_{x1}|$ 。

[0127] 根据以上, 求出放大部 A1 的电压放大率 $|G_x|$ 和频带 f_g 。将表示放大电路 A101 的电压放大率 $|G_{x1}|$ 的式 (45) 代入到式 (5) 中, 则放大部 A1 的电压放大率 $|G_x|$ 成为

[0128] $|G_x| = (|G_{x1}|^3) = -\{R_b / (R_a + R_b / |A_v|)\}^3 \cdots (46)$ 。

[0129] 另一方面, 关于频带 f_4 , 根据式 (43), 如果将电容 C_{ao} 替换为与电容 C_{ao} 并联连接并且与电容 C_{ao} 相比充分大的放大部 A1 的输出端子的负载电容 CL_2 , 则成为

[0130] $f_g < 1 / (2\pi \times CL_2 \times R_{ao}) \cdots (47)$ 。

[0131] 由此, 放大部 A1 的电压放大率 $|G_x|$ 能够基于放大电路 A101、A102、A103 各自的增益设定部 G2 所具备的电阻 R_a 和 R_b 进行设定。例如, 设 $R_b = 10 \times R_a$, $|A_v| = 10$, 则成为 $|G_x| = -125$ 。此外, 在变换器 INV1 的电压放大率 $|A_v|$ 充分大的情况下, 成为 $|G_x| = -\{R_b/R_a\}^3$ 。由于电压放大率 $|G_x|$ 能够通过 R_b 与 R_a 的比率来设定, 所以能够通过 R_b 来设定变换器 INV1 的 DC 偏置。此外, 频带 f_g 也通过负载电容 CL_2 和变换器 INV1 的输出电阻 R_{ao} 设定, 能够设定较宽的频带。另外, 虽然没有图示, 但也可以将变换器 INV1 的输入侧的电阻 R_a 或输入输出间的电阻 R_b 的一方或双方以串并联方式构成, 根据控制信号 SIG 将开关切换来切换电阻值。

[0132] 根据以上, 在放大电路 A101、A102、A103 中, 具备具有与进行反相放大的变换器 INV1 的输入节点连接的电阻 R_a 以及连接在变换器 INV1 的输入节点与输出节点之间的电阻 R_b 的增益设定部 G2, 由此能够任意地设定放大电路的电压放大率。由此, 能够避免放大部 A1 的过度的电压放大率, 能够缩短振荡电路 100 的启动时间, 并且避免过度的电压放大率造成的振子的寄生振动所引起的异常振荡。进而, 能够将频带设定得较宽, 能够将相同的振荡电路 100 应用于主振动的共振频率不同的振子 101, 实现振荡电路 100 的通用性利用。此外, 振子 101 的振荡电路 100 虽然启动时间的消耗电流最多, 但通过缩短启动时间, 能够抑制振荡电路 100 的无用的消耗电流。进而, 还能够减少从待机状态向恢复状态的转变次数较多的 IOT 设备、移动设备等的消耗电流。

[0133] 即, 通过在放大电路所具备的反相放大器的输入节点、以及输入节点与输出节点之间具有具备相同种类的元件的增益设定部, 能够任意地设定放大部 A1 的电压放大率, 能够将相同的振荡电路 100 应用于主振动的共振频率不同的振子 101。由此, 能够实现振荡电

路100的通用性利用。

[0134] 只要具有能够通过相同种类的元件设定电压放大率的功能,则相同种类的元件也可以并不限于电容或电阻。

[0135] 此外,以上,为了得到较高的电压放大率而根据由多级结构的变换器等构成的放大器进行了叙述,但如果是能够由1级结构得到充分的电压放大率的结构则也可以是1级结构的放大器,也可以是通过在该放大器的输入及输入输出间设置同一器件来设定电压放大率的结构。此外,只要包含至少1级以上本结构的放大电路即可,放大电路也可以是3级结构以上的结构。

[0136] 此外,放大部能够反相放大即可,所以构成放大部的放大器也可以是将具有反相放大功能的放大器与正逻辑的放大器组合。

[0137] 工业实用性

[0138] 本公开的振荡电路,防止从启动到稳态振荡状态的异常振荡而进行稳定的振荡动作,并且实现启动时间的缩短,对于要求从停止状态或待机状态到芯片启动的恢复时间的缩短的移动电话或其他移动设备等IOT关联设备等具有实用性。

[0139] 附图标记说明

[0140] 100 振荡电路

[0141] 101 振子

[0142] CL1、CL2负载电容

[0143] A1放大部

[0144] A101、A102、A103放大电路

[0145] ND1、ND2节点

[0146] N1、N2、N3节点

[0147] INV1变换器

[0148] C1、C2电容

[0149] G1 增益设定部

[0150] R1 反馈电阻

[0151] IV1 电压控制型电流源

[0152] Cai 输入电容

[0153] Cao 输出电容

[0154] Rao 输出电阻

[0155] C2i、C2o电容

[0156] R1i、R1o电阻

[0157] A104、A105、A106放大电路

[0158] G2增益设定部

[0159] Ra、Rb电阻

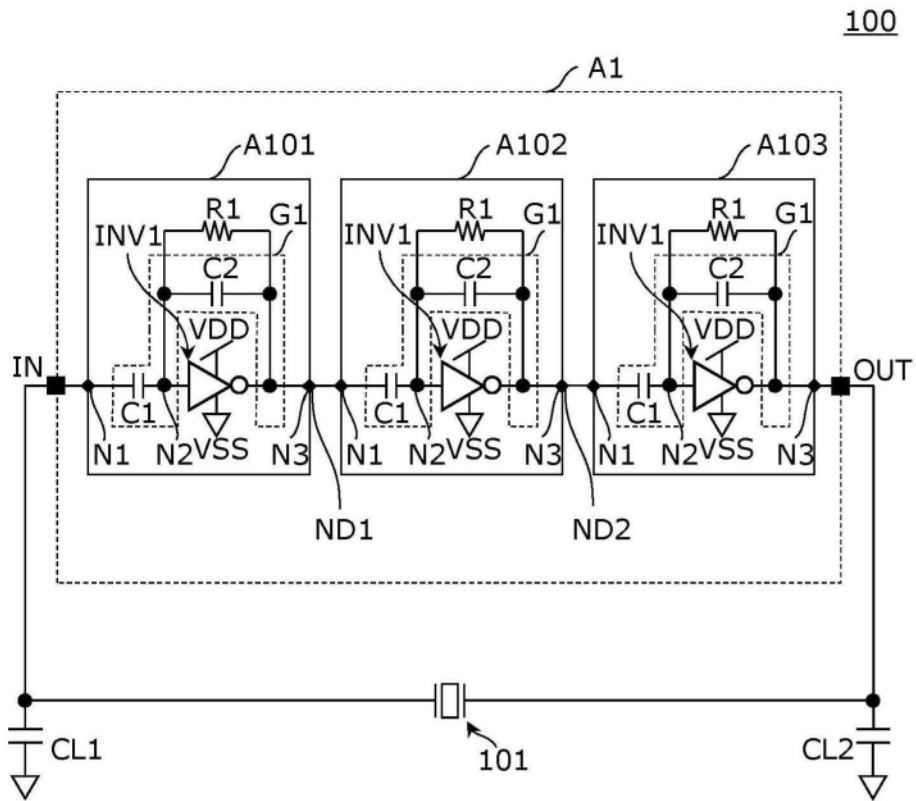


图1

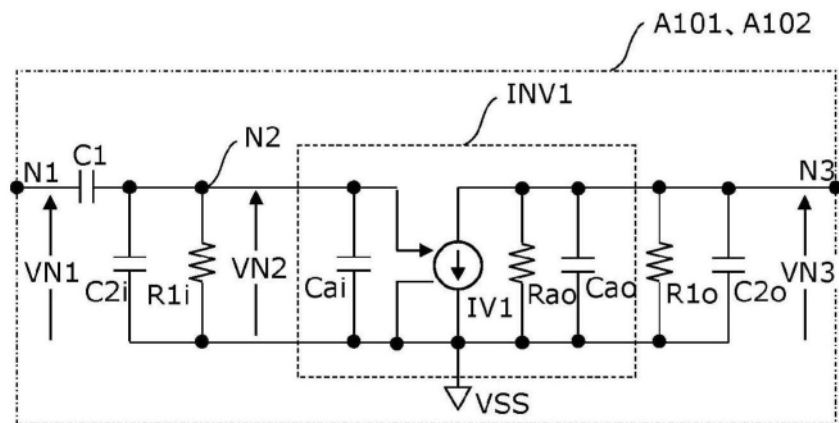


图2

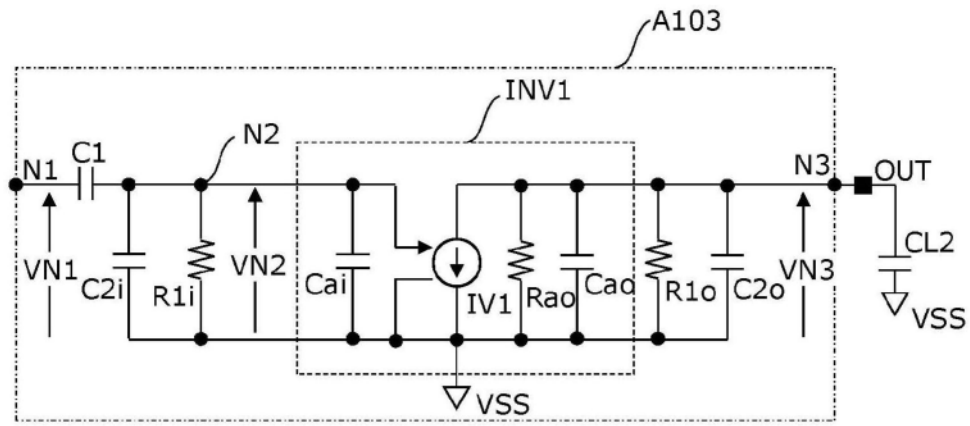


图3

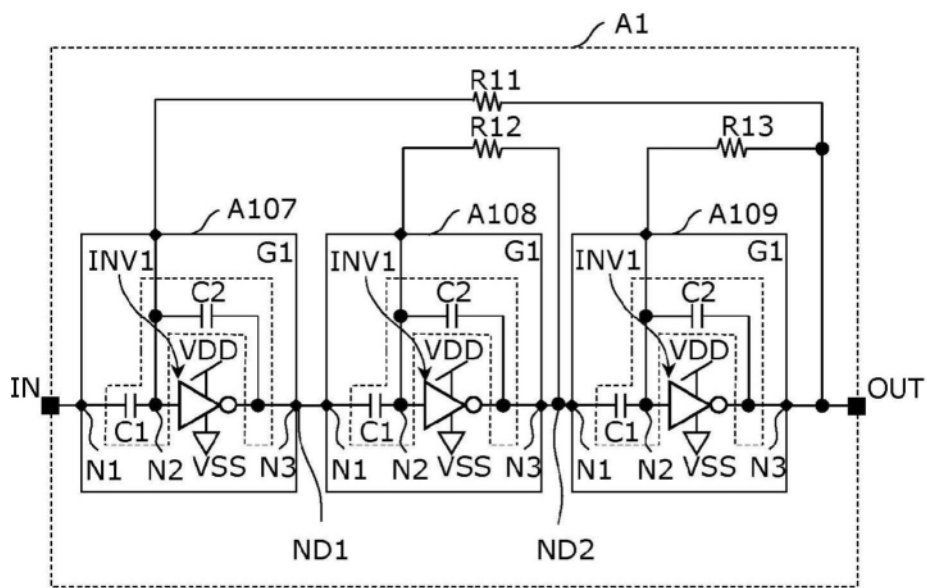


图4

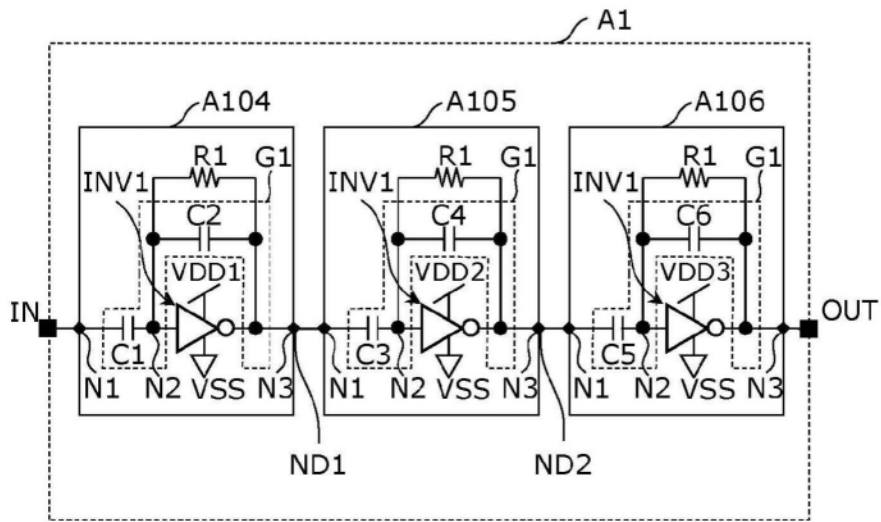


图5

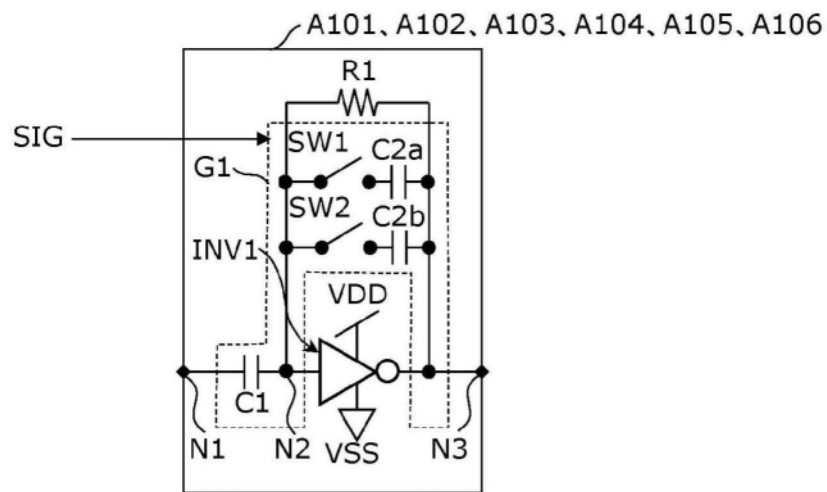


图6

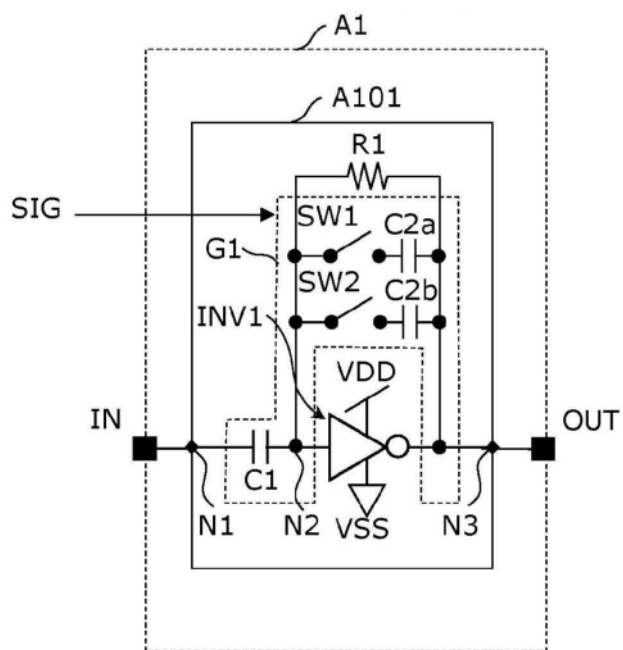


图7

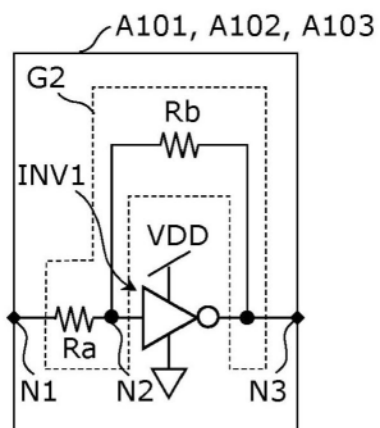


图8

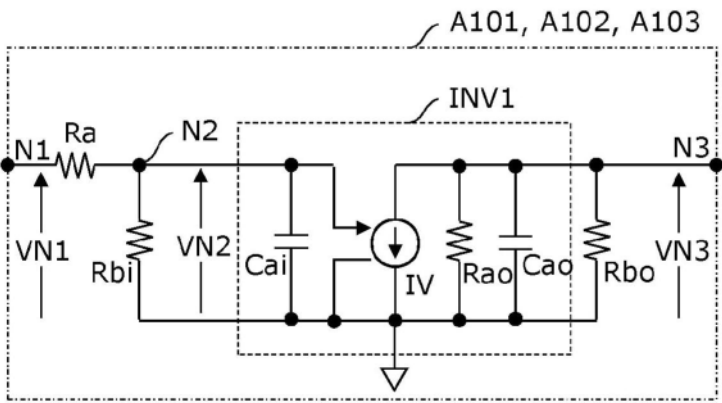


图9