



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01122192.5

[45] 授权公告日 2004年5月12日

[11] 授权公告号 CN 1149454C

[22] 申请日 2001.6.19 [21] 申请号 01122192.5

[30] 优先权

[32] 2000.6.19 [33] JP [31] 183384/2000

[71] 专利权人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 中宫信二 门胁忠雄

审查员 李 勋

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

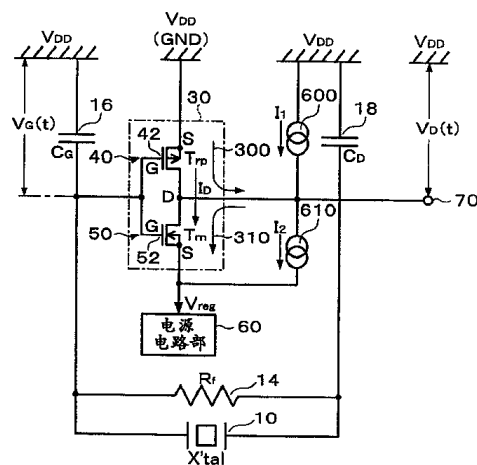
代理人 王 岳 梁 永

权利要求书 8 页 说明书 18 页 附图 9 页

[54] 发明名称 振荡电路、电子电路、半导体器件、电子设备和钟表

[57] 摘要

提供一种振荡电路，可以降低信号反向放大器中流动的短路电流，以少的电力消耗来更稳定地进行振荡。其中，构成信号反向放大器(30)的第1、第2半导体开关元件(42、52)被没有共同导通期间那样来驱动，以便限制信号反向放大器(30)中流动的短路电流。而且，连接与前述第1、第2半导体开关元件(42、52)并联连接的恒流源(600、610)，从所述恒流源供给稳定振荡所需的不足电力。



1. 一种振荡电路，包括具有第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的信号反向放大器；

5 所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间那样来驱动，以便限制所述信号反向放大器中流动的短路电流；

其特征在于，所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的至少一个并联连接恒流源，从所述恒流源供给稳定振荡所需的不足电力。

10 2. 一种振荡电路，包括具有第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的信号反向放大器；

所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间那样来驱动，以便限制所述信号反向放大器中流动的短路电流；

其特征在于，包括：与所述第 1 半导体开关元件和所述第 2 半导体开关元件的至少一个并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；

15 以及

从所述多个恒流源中选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源的选择电路。

3. 如权利要求 1 的振荡电路，其特征在于，

20 信号反向放大器的电源电压的绝对值被设定为用于供给稳定振荡所需电力的必要最小值。

4. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，

信号反向放大器的电源电压的绝对值被设定为用于供给稳定振荡所需电力的必要最小值。

5. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，

25 将所述信号反向放大器的设计目标电源电压的绝对值设定为稳定振荡所需的信号反向放大器的最小电源电压的绝对值和第 1 电源电压的绝对值之间的值，所述第 1 电源电压的绝对值比所述最小电源电压的绝对值仅小相当于信号反向放大器的电源电压在批量生产时的偏差幅度的值；

30 所述选择电路选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源，以对应于实际批量生产时的信号反向放大器的电源电压的值。

6. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，

所述恒流源包括：与所述第 1 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；以及

与所述第 2 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；

5 所述选择电路从所述多个恒流源中选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源。

7. 如权利要求 4 的振荡电路，其特征在于，

所述恒流源包括：与所述第 1 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；以及

10 与所述第 2 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；

所述选择电路从所述多个恒流源中选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源。

8. 如权利要求 1 的振荡电路，其特征在于，所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和被设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值，限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

9. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和被设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值，限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

10. 如权利要求 1 的振荡电路，其特征在于，

包括反馈电路，具有在所述信号反向放大器的输出侧和输入侧之间连接的石英振子，将所述信号反向放大器的输出信号的相位反向，

25 反馈输入到所述信号反向放大器；

所述信号反向放大器包括：

包括所述第 1 半导体开关元件的第 1 电路；以及

包括所述第 2 半导体开关元件的第 2 电路；

30 所述第 1 半导体开关元件被连接到第 1 电位侧，通过所述反馈输入来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；

所述第 2 半导体开关元件被连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧，通过所述反馈输入，以与所述第 1 半导体开关元件不同的定时

来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子。

11. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，
包括反馈电路，具有在所述信号反向放大器的输出侧和输入侧之间连接的石英振子，将所述信号反向放大器的输出信号的相位反向，
5 反馈输入到所述信号反向放大器；

所述信号反向放大器包括：

包括所述第 1 半导体开关元件的第 1 电路；以及

包括所述第 2 半导体开关元件的第 2 电路；

- 所述第 1 半导体开关元件被连接到第 1 电位侧，通过所述反馈输入来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；
10

所述第 2 半导体开关元件被连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧，通过所述反馈输入，以与所述第 1 半导体开关元件不同的定时来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子。

12. 如权利要求 10 的振荡电路，其特征在于，
15 所述第 1 半导体开关元件的阈值电压和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和被设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值，限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

13. 如权利要求 11 的振荡电路，其特征在于，
所述第 1 半导体开关元件的阈值电压和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和被设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值，限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。
20

14. 如权利要求 8 的振荡电路，其特征在于，
为了使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有共同导通期间，各自截止驱动的截止区域包括子阈值电流的流动的的子阈值区域。
25

15. 如权利要求 9 的振荡电路，其特征在于，
为了使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有共同导通期间，各自截止驱动的截止区域包括子阈值电流的流动的的子阈值区域。
30

16. 如权利要求 12 的振荡电路，其特征在于，
为了使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有共同导通期间，各自截止驱动的截止区域包括子阈值电流的流动的的子阈

值区域。

17. 如权利要求 13 的振荡电路，其特征在于，

为了使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有共同导通期间，各自截止驱动的截止区域包括子阈值电流的流动的子阈值区域。

18. 如权利要求 8 的振荡电路，其特征在于，

假设所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_1|$ ，第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_2|$ ，信号反向放大器的电源电压的绝对值为 $|V_{rog}|$ ，则

10 将所述第 1 和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为满足下式：

$$|V_{rog}| \leq |V_1| + |V_2|$$

而且，所述第 1 和第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值分别如下式所示被设定为使信号反向放大器的电源电压的绝对值下降的值

$$|V_{rog}| > |V_1|$$

$$|V_{rog}| > |V_2|.$$

19. 如权利要求 9 的振荡电路，其特征在于，

假设所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_1|$ ，第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_2|$ ，信号反向放大器的电源电压的绝对值为 $|V_{rog}|$ ，则

将所述第 1 和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为满足下式：

$$|V_{rog}| \leq |V_1| + |V_2|$$

25 而且，所述第 1 和第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值分别如下式所示被设定为使信号反向放大器的电源电压的绝对值下降的值

$$|V_{rog}| > |V_1|$$

$$|V_{rog}| > |V_2|.$$

20. 如权利要求 12 的振荡电路，其特征在于，

假设所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_1|$ ，第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_2|$ ，信号反向放大器的电源电

压的绝对值为 $|V_{ro2}|$ ，则

将所述第 1 和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为满足下式：

$$|V_{ro2}| \leq |V1| + |V2|$$

- 5 而且，所述第 1 和第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值分别如下式所示被设定为使信号反向放大器的电源电压的绝对值下降的值

$$|V_{ro2}| > |V1|$$

$$|V_{ro2}| > |V2|。$$

- 10 21. 如权利要求 13 的振荡电路，其特征在于，

假设所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V1|$ ，第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V2|$ ，信号反向放大器的电源电压的绝对值为 $|V_{ro2}|$ ，则

- 15 将所述第 1 和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为满足下式：

$$|V_{ro2}| \leq |V1| + |V2|$$

而且，所述第 1 和第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值分别如下式所示被设定为使信号反向放大器的电源电压的绝对值下降的值

20 $|V_{ro2}| > |V1|$

$$|V_{ro2}| > |V2|。$$

22. 如权利要求 2 所述的振荡电路，其特征在于：

还包括向所述第 1 半导体开关元件以及第 2 半导体开关元件的栅极施加第 1 直流偏置电压以及第 2 直流偏置电压的偏置电压电路；

- 25 所述第 1 直流偏置电压以及第 2 直流偏置电压可使输入到所述第 1 半导体开关元件以及第 2 半导体开关元件的各个栅极上的所述信号反向放大器反馈输入的直流电位分别移位到第 1 半导体开关元件以及第 2 半导体开关元件不具有共同的导通期间的值上。

23. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，

- 30 包括：反馈电路，具有在所述信号反向放大器的输出侧和输入侧之间连接的石英振子，将所述信号反向放大器的输出信号进行相位反向，反馈输入到所述信号反向放大器；以及

- 偏置电路，将直流偏置电压施加到所述信号反向放大器上；
所述信号反向放大器包括：
包括所述第 1 半导体开关元件、连接到第 1 电位侧的第 1 电路；
以及
- 5 包括所述第 2 半导体开关元件、连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧的第 2 电路；
所述第 1 半导体开关元件被连接到第 1 电位侧，通过栅极上输入的所述反馈输入来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；
所述第 2 半导体开关元件被连接到第 2 电位侧，通过栅极上输入的所述反馈输入，以与所述第 1 半导体开关元件不同的定时来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；
- 10 所述偏置电路包括：
第 1 偏置电路，将第 1 直流偏置电压施加在所述第 1 半导体开关元件的栅极上；以及
- 15 第 2 偏置电路，将第 2 直流偏置电压施加在所述第 2 半导体开关元件的栅极上；
所述第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压以所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件没有共同导通期间的值，使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极中输入的所述信号反向放大器的反馈输入的直流电位被分别移位。
- 20 24. 如权利要求 23 的振荡电路，其特征在于，
所述第 1 直流偏置电压被设定为所述第 1 电位，所述第 2 直流偏置电压被设定为所述第 2 电位。
- 25 25. 如权利要求 1 的振荡电路，其特征在于，
所述第 1 和第 2 半导体开关元件使用不同导电型的场效应晶体管元件来构成。
26. 如权利要求 2 的振荡电路，其特征在于，
所述第 1 和第 2 半导体开关元件使用不同导电型的场效应晶体管元件来构成。
- 30 27. 如权利要求 1 的振荡电路，其特征在于，
作为振荡电路的石英振子，使用表示机械振动扩展容易的指数 Q 值高的石英振子。

28. 如权利要求 2 的振荡电路, 其特征在于,
作为振荡电路的石英振子, 使用表示机械振动扩展容易的指数 Q
值高的石英振子。

29. 如权利要求 28 的振荡电路, 其特征在于,
5 所述 Q 值按下式表示, 其值在 10000 以上,

$$Q = \alpha / R_{xt}$$

式中:

R_{xt} : 石英振子的电阻成分

α : 系数。

10 30. 如权利要求 1 的振荡电路, 其特征在于,

所述各半导体开关元件的阈值电压 V_T 作为硅结晶表面的传导型为
完全反向时的栅极电压按下式来表示:

$$V_T = 2\phi_B + [2 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_A \cdot (2\phi_B)]^{1/2} / (\epsilon_s / d)$$

式中:

15 ϕ_B : 费米电位

ϵ_s : ϵ_{Si} (硅的介电常数) $\times \epsilon_0$ (真空的介电常数)

q : 电子的电荷

N_A : 衬底浓度

d : 氧化膜厚度。

20 31. 如权利要求 2 的振荡电路, 其特征在于,

所述各半导体开关元件的阈值电压 V_T 作为硅结晶表面的传导型为
完全反向时的栅极电压按下式来表示:

$$V_T = 2\phi_B + [2 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_A \cdot (2\phi_B)]^{1/2} / (\epsilon_s / d)$$

式中:

25 ϕ_B : 费米电位

ϵ_s : ϵ_{Si} (硅的介电常数) $\times \epsilon_0$ (真空的介电常数)

q : 电子的电荷

N_A : 衬底浓度

d : 氧化膜厚度。

30 32. 一种电子电路, 其特征在于, 由包括权利要求 2 的振荡电路来
构成。

33. 一种半导体器件, 其特征在于, 由包括权利要求 2 的振荡电路

来构成。

34. 一种电子设备，其特征在于，由包括权利要求 2 的振荡电路来构成。

35. 一种时钟，其特征在于，由包括权利要求 2 的振荡电路来构成。

振荡电路、电子电路、半导体器件、电子设备和钟表

技术领域

5 本发明涉及振荡电路、使用它的电子电路、半导体器件、电子设备和钟表。

背景技术

10 以往，在携带手表、携带电话、计算机终端等中，广泛地使用振荡电路。在这样的携带型的电子设备中，需要节约消耗电力，实现电池的长寿命。

上述石英振荡电路由信号反向放大器和包括石英振子的反馈电路构成。所述信号反向放大器包括一对晶体管，各晶体管例如以其栅极作为输入端、漏极作为输出端来使用。这种情况下，所述各晶体管的各自漏极端被相互连接，各自的源极端分别连接到地、电源电压端。

15 在以上构成的石英振荡电路中，如果将电源电压施加在信号反向放大器上，则信号反向放大器的输出将相位反向 180 度，并输入到所述各晶体管的栅极。通过该反馈动作，构成信号反向放大器的晶体管被交替导通截止驱动，石英振荡电路的振荡输出逐渐增加，振子最终进行稳定的振动。

20 但是，在以往的石英振荡电路中，如下式所示，将信号反向放大器上施加的电压 V_{os} 的绝对值设定在各晶体管的阈值电压 V_{TP} 、 V_{TN} 的绝对值的合计值以上。

$$|V_{\text{os}}| > |V_{\text{TP}}| + |V_{\text{TN}}| \quad \dots \dots (1)$$

25 本发明人发现作为短路电流 I_s 在信号反向放大器中从高电位侧向低电位侧流动的原因，已成为节省整个电路的电力消耗方面的问题。

而且，为了限制在所述信号反向放大器中流动的短路电流，正在进行构成信号反向放大器的第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间那样地驱动的振荡电路的开发（特愿平 9-87763），降低信号反向放大器中流动的短路电流，实现可以用少的电力消耗来振荡的振荡电路。

30

发明内容

本发明的目的在于提供可以进一步降低信号反向放大器中流动的

短路电流、以少的电力消耗来进行更稳定振荡的振荡电路、电子电路、半导体器件、电子设备和时钟。

(1) 本发明的振荡电路的特征在于，构成信号反向放大器的第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的至少一个并联连接恒流源，
5 从所述恒流源供给稳定振荡所需的不足电力。

本发明的振荡电路包括具有第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的信号反向放大器；

所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间那样来驱动，以便限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

10 通过这样的结构，可以限制所述信号反向放大器中流动的短路电流，由此，获得以少的电力消耗可以进行振荡的振荡电路。

本发明的振荡电路的特征在于，

所述第 1 半导体开关元件和所述第 2 半导体开关元件的至少一个并联连接恒流源，从所述恒流源供给稳定振荡所需的不足电力。

15 通过形成以上结构，即使在批量生产的偏差引起的稳定振荡所需的电力不足的情况下，也可以从与半导体开关元件并联连接的恒流源来供给该不足部分，以进行稳定振荡。由此，可以获得不受批量生产时的偏差影响、可稳定振荡的低消耗电力型的振荡电路。

(2) 此外，本发明振荡电路包括具有第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的信号反向放大器；

所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间地驱动，以便限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

通过以上的结构，可以限制信号反向放大器中流动的短路电流，由此，可以获得以少的电力消耗来进行振荡的振荡电路。

25 本发明的振荡电路的特征在于，包括：与所述第 1 半导体开关元件和所述第 2 半导体开关元件的至少一个并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；以及

从所述多个恒流源中选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源的选择电路。

30 通过以上的结构，即使在制造时的偏差不一样的情况下，也可选择可以供给与偏差程度对应的不足电力的最佳恒流源。其结果，即使在因制造时的偏差使稳定振荡所需的不足电力变化的情况下，通过经

常供给适当的不足电力，可以实现以少的电力消耗可进行稳定的振荡的振荡电路。

(3) 在本发明中，

5 信号反向放大器的电源电压的绝对值最好被设定为用于供给稳定振荡所需电力的必要最小值。

(4) 在本发明中，

10 将所述信号反向放大器的设计目标电源电压的绝对值设定为稳定振荡所需的信号反向放大器的最小电源电压的绝对值和比所述最小电源电压的绝对值仅小信号反向放大器的电源电压的批量生产时的偏差幅度值的第 1 电源电压的绝对值之间的值；

所述选择电路最好选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源，以对应于实际批量生产时的信号反向放大器的电源电压的值。

此外，在本发明中，

15 所述恒流源包括：与所述第 1 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；以及

与所述第 2 半导体开关元件并联连接的供给不同恒定电流的多个恒流源；

20 所述选择电路最好从所述多个恒流源中选择供给稳定振荡所需的不足电力的恒流源。

通过形成以上的结构，即使在批量生产时产生偏差的情况下，也可以按非常接近使振荡电路稳定振荡所需电压的低电压来更有效地省电驱动振荡电路。

(5) 在本发明中，

25 为了使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有共同导通期间，各自截止驱动的截止区域包括子阈值电流的流动的子阈值区域。

(6) 说明构成信号反向放大器的所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件被没有共同导通期间那样来驱动，以便控制所述信号反向放大器中流动的短路电流的振荡电路的具体例。

30 (6-1) 作为这样的本发明结构的一形态，本发明的振荡电路将所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以

上的值，最好设定为超过该绝对值的值，以限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

而且，本发明的振荡电路包括：

5 反馈电路，具有在所述信号反向放大器的输出侧和输入侧之间连接的石英振子，将所述信号反向放大器的输出信号进行相位反向，反馈输入到所述信号反向放大器；以及

偏置电路，将直流偏置电压施加到所述信号反向放大器上；

所述信号反向放大器包括：

包括所述第 1 半导体开关元件、连接到第 1 电位侧的第 1 电路；

10 以及

包括所述第 2 半导体开关元件、连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧的第 2 电路；

所述第 1 半导体开关元件被连接到第 1 电位侧，通过所述反馈输入来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；

15 所述第 2 半导体开关元件被连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧，通过所述反馈输入，以与所述第 1 半导体开关元件不同的定时来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；

20 将所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值，以限制所述信号反向放大器中流动的短路电流。

本发明的石英振荡电路在信号反向放大器上施加电压后，开始石英振子的激励驱动。信号反向放大器的输出通过反馈电路被相位反向并反馈输入。然后，该反馈输入信号由信号反向放大器来反向放大，反复进行输出这样的操作。

25 此时，构成信号反向放大器的第 1、第 2 半导体开关元件通过所述反馈输入以相互不同的定时被导通截止驱动，激励驱动所述石英振子。

30 在本发明中，所述第 1、第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和被设定为信号反向放大器的电源电压的绝对值以上的值。因此，在电路驱动时可避免第 1、第 2 半导体开关元件被同时导通驱动，其结果，可以大幅度地限制信号反向放大器中流动的短路电流，实现低消耗电力。

特别是根据本发明，通过以满足所述阈值电压的条件来制造第 1、第 2 晶体管，可以得到短路电流的对策，而不需要短路电流对策使用的特别电路部件。由此，不使电路整体的集成度下降，可以实现石英振荡电路的低消耗功率化。

- 5 在本发明中，需要将所述第 1、第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值设定得都低于任何一个信号反向放大器的电源电压的绝对值。

在本发明中，

- 假设所述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_1|$ ，第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值为 $|V_2|$ ，信号反向放大器的电源电压的绝对值为 $|V_{rog}|$ ，则

10 将所述第 1 和第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为满足下式：

$$|V_{rog}| \leq |V_1| + |V_2|$$

- 而且，所述第 1 和第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值分别如下式所示被设定为使信号反向放大器的电源电压的绝对值下降的

$$|V_{rog}| > |V_1|$$

$$|V_{rog}| > |V_2|$$

- 20 (6-2) 此外，作为本发明构成的其他形态，本发明的振荡电路的特征在于，包括：

偏置电路，将第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压施加在所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的栅极上；

- 25 所述第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压以第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件没有共同导通期间的值使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极上输入的所述信号反向放大器的反馈输入的直流电位分别移动。

而且，本发明的振荡电路的特征在于，

- 30 包括：反馈电路，具有在所述信号反向放大器的输出侧和输入侧之间连接的石英振子，将所述信号反向放大器的输出信号进行相位反向，反馈输入到所述信号反向放大器；以及

偏置电路，将直流偏置电压施加在所述信号反向放大器上；

所述信号反向放大器包括：

包括所述第 1 半导体开关元件、连接到第 1 电位侧的第 1 电路；
以及

包括所述第 2 半导体开关元件，连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧的第 2 电路；

5 所述第 1 半导体开关元件被连接到第 1 电位侧，通过栅极上输入的所述反馈输入来激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；

所述第 2 半导体开关元件被连接到与所述第 1 电位不同的第 2 电位侧，通过栅极上输入的所述反馈输入来以与所述第 1 半导体开关元件不同的定时激励驱动被导通截止驱动的所述石英振子；

10 所述偏置电路包括：

第 1 偏置电路，将第 1 直流偏置电压施加在所述第 1 半导体开关元件的栅极上；以及

第 2 偏置电路，将第 2 直流偏置电压施加在所述第 2 半导体开关元件的栅极上；

15 所述第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压以所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件没有共同导通期间的值，来使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极上输入的所述信号反向放大器的反馈输入的直流电位被分别移动。

20 根据本发明，将第 1、第 2 直流偏置电压分别施加在构成信号反向放大器的第 1、第 2 半导体开关元件的栅极上。

所述第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压以所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件没有共同导通期间的值，来使所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极上输入的所述信号反向放大器的反馈输入的直流电位被分别移动。

25 通过采用以上的结构，根据本发明，构成信号反向放大器的第 1、第 2 半导体开关元件通过反馈输入而以相互不同的定时被导通截止驱动，在激励驱动所述石英振子时，第 1、第 2 半导体开关元件不产生一起导通的共同导通期间。因此，可大幅度地降低信号反向放大器中流动的短路电流，获得以少的电力消耗进行稳定振荡的石英振荡电路。

30 特别是根据本发明，即使第 1、第 2 半导体开关元件的各阈值电压的绝对值小的情况下，也可以降低信号反向放大器的短路电流。因此，可以使石英振荡电路的电源电压为该部分低的值，从这方面看，

可实现振荡电路的低消耗功率。

其中，所述第 1 直流偏置电压最好被设定为所述第 1 电位，所述第 2 直流偏置电压最好被设定为所述第 2 电位。

通过施加这样的直流偏置电压，所述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极的反馈输入的直流电力被分别移动到电源的第 1 电位、第 2 电位。由此，可以用简单的电路结构，获得能够可靠地降低信号反向放大器的短路电流的石英振荡电路。

(7) 在本发明中，

作为振荡电路的石英振子，最好使用表示机械振动扩展容易的指数 Q 值高的石英振子。

而且，所述 Q 值按下式表示，其值最好在 10000 以上，

$$Q = \alpha / R_{xt}$$

式中：

R_{xt} ：石英振子的电阻成分

α ：系数。

(8) 在本发明中，

所述各半导体开关元件的阈值电压 V_T 作为硅结晶表面的传导型为完全反向时的栅极电压按下式来表示：

$$V_T = 2\phi_B + [2 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_A \cdot (2\phi_B)]^{1/2} / (\epsilon_s / d)$$

式中：

ϕ_B ：费米电位

ϵ_s ： ϵ_{Si} (硅的介电常数) $\times \epsilon_0$ (真空的介电常数)

q ：电子的电荷

N_A ：衬底浓度

d ：氧化膜厚度

(9) 此外，在本发明中，所述第 1 和第 2 半导体开关元件可以使用不同导电型的场效应晶体管来构成。

此外，本发明的电子电路具有包括所述本发明的振荡电路的特征。

此外，本发明的半导体器件的特征在于，包括所述本发明的振荡电路或电子电路。

此外，本发明的电子设备的特征在于，包括所述本发明的振荡电

路或电子电路。

这样，例如，可降低携带电话、携带型的计算机终端等携带电子设备的电力消耗，可降低内置电池、电池等二次电池的电力消耗。

此外，本发明的时钟的特征在于，包括本发明的振荡电路或电子
5 电路。

这样，可以实现消耗电力小的携带钟表，其结果，使用的电池进一步变小，可实现时钟整体的小型化，此外，在使用同一容量的电池情况下，可以实现电池的长寿命。

附图说明

10 图 1 是本发明的石英振荡电路的第 1 实施例的电路图。

图 2 是现有的电路的时序图。

图 3 是图 1 所示的电路的定时图。

图 4 是表示现有电路的阈值电压和电源电压、地电位之间关系的说明图。

15 图 5 是表示第 1 实施例的阈值电压、电源电位、地电位之间关系的说明图。

图 6 是增强型晶体管的 $V_{GS}-I_D$ 特性图。

图 7 是本发明的石英振荡电路的第 3 实施例的电路图。

图 8 是第 2 实施例的时序图。

20 图 9 是导通区域和截止区域的说明图。

图 10 是 V_G-I_D 特性图。

图 11 是 V_G-I_D 特性图。

图 12 是 V_G-I_D 特性图。

图 13 是本发明的石英振荡电路的第 2 实施例的电路图。

25 图 14A、图 14B 是恒定电压的设计目标值的说明图。

具体实施方式

以下，参照附图来详细说明本发明的实施例。

(1) 第 1 实施例

(1-1) 基本构成

30 图 1 表示本发明第 1 实施例的石英振荡电路。本实施例的石英振荡电路是石英型手表中使用的石英振荡电路。

本实施例的石英振荡电路包括信号反向放大器 30、以及反馈电

路。所述反馈电路包括石英振子 10、电阻 14、以及相位补偿电容器 16、18，将信号反向放大器 30 的输出 $V_D(t)$ 进行相位反向 180 度，将它作为栅极信号 $V_G(t)$ 反馈输入到信号反向放大器 30 的栅极。

所述信号反向放大器 30 连接到第 1 电位侧和比其低的电位的第 2 电位侧，通过两电位的电位差接受电力供给而被驱动。这里，所述第 1 电位被设定为地电位 V_{DD} ，第 2 电位被设定为从电源电路 60 供给的负的电源电位 V_{REG} 。

所述信号反向放大器 30 包括第 1 电路 40 和第 2 电路 50。

所述第 1 电路 40 包括具有作为第 1 半导体开关元件功能的 P 型场效应晶体管 42，该晶体管 42 的源极连接到接地侧，漏极连接到输出端子 70 侧，其栅极上施加所述反馈信号 $V_G(t)$ 。

所述第 2 电路 50 包括具有作为第 2 半导体开关元件功能的 N 型场效应晶体管 52，该晶体管 52 的源极连接到电源电路部 60 的电源端子侧，漏极连接到输出端子 70 侧（这里连接到晶体管 42 的漏极），其栅极上施加所述反馈信号 $V_G(t)$ 。

作为所述晶体管 42，使用 P 型并且增强型的场效应晶体管，作为所述晶体管 52，使用 N 型并且增强型的晶体管。而且，晶体管 42 的阈值电压 V_{TP} 、晶体管 52 的阈值电压 V_{TN} 的值是下式所示的它们的绝对值的合计值，但信号反向放大器 30 上施加的电源电压（在本实施例中，由于将源极电位 V_{DD} 设定为 0，所以设定电源电压，使得成为源极电位和电源电位的电位差 V_{REG} 的绝对值以上的值。

$$|V_{REG}| \leq |V_{TP}| + |V_{TN}| \quad \dots \dots (2)$$

而且，所述各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值分别按下式所示那样来设定，使得成为低于电源电压的绝对值的值。

$$\begin{aligned} |V_{REG}| &> |V_{TP}| \\ |V_{REG}| &> |V_{TN}| \quad \dots \dots (3) \end{aligned}$$

由此，本实施例的石英振荡电路在电路驱动时可大幅度地降低向信号反向放大器 30 流动的短路电流的值，实现低消耗电力。

以下说明其理由。

图 2 表示现有石英振荡电路的定时图，图 3 表示本实施例的石英振荡电路的定时图，横轴表示从电源电路 60 施加电源电压 V_{REG} 起的经过时间，纵轴表示对信号反向放大器 30 的反馈输入 $V_G(t)$ 、各晶体

管 42、52 的导通、截止状态。

如上所述，在现有的石英振荡电路中，构成信号反向放大器 30 的两个晶体管 42、52 的阈值电压以满足上述式 (1) 那样来设定。这种情况下，图 4 表示各晶体管 42、52 的阈值电压、接地电位 V_{DD} 、电源电位 $V_{r_{os}}$ 之间的关系。即，假设对信号反向放大器 30 的反馈输入 $V_G(t)$ 的值对于所述两阈值电压 V_{TP} 、 V_{TN} 为

$$V_{TP} > V_G(t) > V_{TN}$$

的范围内的值，则存在两晶体管 42、52 共同导通的短路区域。

因此，如图 2 所示，在通过反馈信号 $V_G(t)$ 来使各晶体管 42、52 交替导通、截止驱动的中途，周期性地产生两晶体管 42、52 被共同导通驱动的共同导通期间，从高电位 (V_{DD}) 向低电位 ($V_{r_{os}}$) 侧流动短路电流，该电流成为降低电力消耗方面的障碍。

对此，在本实施例中，各晶体管 42、52 的阈值电压以满足上述式 (2)、式 (3) 那样来设定。图 5 表示这种情况下的各阈值电压和源极电位 V_{DD} 、电源电位 $V_{r_{os}}$ 之间的关系图。即，如果对信号反向放大器 30 的反馈输入 $V_G(t)$ 的值相对于所述两阈值电压 V_{TP} 、 V_{TN} 的电位为

$$V_{TN} > V_G(t) > V_{TP}$$

的范围内的值，则两晶体管 42、52 将可靠地截止，不存在以往那样的两晶体管 42、52 共同导通的共同导通期间。

即，如图 3 所示，在通过反馈信号 $V_G(t)$ 使各晶体管 42、52 交替导通、截止的中途，不存在两晶体管 42、52 被共同导通的期间，可以大幅度降低作为以往问题的短路电流，减少石英振荡电路的消耗电力。

特别是在本实施例中，可以不增加电路部件的件数就可以实施信号反向放大器 30 的短路电流对策。

此外，在本实施例中，将所述各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值设定为比上述式 (3) 所示的阈值电压 $V_{r_{os}}$ 的绝对值小的值。由此，可以维持石英振荡电路的稳定的振荡动作，并且实现消耗电力低。

即，在石英振荡电路中信号反向放大器 30 的反馈信号 $V_G(t)$ 的振幅的绝对值不超过信号反向放大器的阈值电压 $V_{r_{os}}$ 的绝对值。因此，通过满足上述式 (3) 那样来设定各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值，可以使各晶体管 42、52 稳定交替地被导通截止驱动。

根据本发明人的实验，在使用绝对值为 0.9 伏特的电源电压 V_{cc} 来驱动振荡电路时，即使在以下式所示的范围中变化各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值之和，也确认可以维持良好的振荡状态，可以使消耗电力低。

$$5 \quad 1.4 \text{ 伏特} > |V_{TP}| + |V_{TN}| > 0.9 \text{ 伏特}$$

而且，在本实施例中，根据以下的理由，可以减小晶体管 42、52 的截止漏泄电流，从这方面来看，可以降低电路整体的消耗电力。

图 6 是表示增强型晶体管的漏极电流 I_D 和栅极、源极间电压 V_{GS} 之间关系的特性图。如图所示，在增强型的晶体管中， I_D - V_{GS} 的特性曲线随着阈值电压降低而向左侧移动，如图中虚线所示那样，其截止漏泄电流增大（在图中， V_{GS} 在阈值电压 V_{TH} 以下时晶体管截止时，如图中虚线所示，该晶体管中流动的电流 I_D 为截止漏泄电流）。

因此，如现有的振荡电路那样，如果将晶体管 42、52 的阈值电压设定得低，则阈值电压以下的截止漏泄电流增大，因而该部分消耗电力增大。

对此，在本实施例中，如式 (2) 那样将各晶体管 42、52 的阈值电压设定为大的值，大幅度减小经各晶体管 42、52 流动的截止漏泄电流的值，可以降低电路整体的消耗电力。

(1-2) OFF 区域的说明和稳定振荡的结构

下面，说明①具体的 Pch、Nch 晶体管 42、52 的 OFF 区域的定义，以及②信号反向放大器 30 的 Pch、Nch 晶体管的 OFF 区域中的稳定振荡。

①首先，参照图 9 来说明 Pch、Nch 晶体管 42、52 的 OFF 区域的定义。

假设 Pch 晶体管 42 的栅极电压为 V_{GP} ，源极电压为 V_{SP} ，阈值电压为 V_{TP} 。这里，如果 $V_{DD}=GND$ ，则 $|V_{SP}|=V_{DD}=0$ ，所以栅极、源极电位差 V_{GSP} 用下式表示。

$$V_{GSP} = |V_{GP}| - |V_{SP}| = |V_{GP}|$$

而且，Pch 晶体管 42 的 OFF 区域满足下式 a 的条件，作为图 9 的 $|V_{GP}| < |V_{TP}|$ 的区域 1000、1100 来定义。

$$V_{GSP} = |V_{GP}| < |V_{TP}| \quad \dots \text{ a 式}$$

相反地，ON 区域为 $|V_{GP}| \geq |V_{TP}|$ 的区域 2000。

这里，阈值电压 V_{TP} 被定义为硅结晶表面的传导型完全反向时的栅极电压 V_{GP} ，用以下的式来表示。

$$V_{TP} = 2\phi_B + [2 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_A \cdot (2\phi_B)]^{1/2} / (\epsilon_s/d) \quad \dots b \text{ 式}$$

式中：

5 ϕ_B : 费米电位

ϵ_s : ϵ_{Si} (硅的介电常数) $\times \epsilon_0$ (真空的介电常数)

q : 电子的电荷

N_A : 衬底浓度

d : 氧化膜厚度

10 接着，说明构成 OFF 区域一部分的子阈值区域 1100。

在满足上述 a 式的 OFF 区域中，仅硅结晶表面的传导型反向，在与载流子密度匹配时，通过从密度高的地方向低的地方运动的‘载流子的扩散’，来流动漏极电流 I_D (晶体管的 OFF 电流)。该漏极电流是所谓的子阈值电流，按以下的公式表示。

$$15 \quad I_D = \alpha \cdot \exp[q \cdot (V_{GP} - V_{TP}) / k \cdot T] \quad c \text{ 式}$$

α : 系数 k : 玻尔兹曼常数 T : 绝对温度

在图 9 中，该电流流动的区域 1100 被称为子阈值区域，构成 OFF 区域的一部分。

20 对于 Nch 晶体管 52 的 OFF 区域来说，与 Pch 晶体管 24 同样，所以这里省略说明。

上述各晶体管 42、52 的 OFF 区域的说明也适用于后述的各实施例。

②接着，说明 Pch、Nch 晶体管 42、52 的共同 OFF 区域中的振荡继续性。

25 ②-1. 在信号反向放大器 30 的驱动区域中，Pch、Nch 晶体管 42、52 即使有同时 OFF 的情况，在上述①的子阈值区域 1100 中流动阈值电流 I_D (晶体管的 OFF 电流)。因此，通过来自与该电流 I_D 对应的电源 V_{DD} 的电力供给，可进行持续振荡。

30 ②-2. 而且，在本实施例中，作为石英振子 10，使用表示机械振动容易的指数 Q 值高的石英振子。由此，石英振子 10 的惯性振动增大。因此，在上述①的子阈值区域中，即使来自电源电路 60 的电力供给少，也可以进行更稳定的持续振荡。 Q 值按以下的公式来表示。

$$Q=\alpha/R_{xt}$$

R_{xt} : 石英振子的电阻成分

α : 系数

Q 值最好在 10000 以上。

5 (1-3) 更低消耗电力化的结构

如果满足下式, 则在实现更低消耗电流中, 必须将恒定电压 V_{rog} 下降至极限, 而不降低晶体管 42、52 的阈值电压 V_{TP} 、 V_{TN} 。

$$|V_{rog}| \leq |V_{TP}| + |V_{TN}| \quad \dots \text{式 (2)}$$

$$|V_{rog}| > |V_{TP}|, |V_{rog}| > |V_{TN}| \quad \dots \text{式 (3)}$$

10 即, 如图 10 所示, 如果使阈值电压下降, 则子阈值区域 1100 中的漏极电流 I_D 如式 c 所示那样指数地增加。因此, 最好不降低阈值电压。

图 11、图 12 是仅改变 V_{rog} 的图, 图 11 的 V_{rog1} 和图 12 的 V_{rog2} 有 $|V_{rog1}| > |V_{rog2}|$ 的关系 (在图 11、图 12 中, 阈值电压相同)。

15 如图 11 所示, 如果减小 $|V_{rog}|$, 则 V_G-I_D 曲线向图中箭头 3000 方向移动。

在图 11、图 12 中, 如果比较与信号反向放大器 30 的直流偏置电压 V_{DC} 对应的漏极 I_{DC} , 则 $I_{DC1} > I_{DC2}$ 。因此, 如果使恒定电压 $|V_{rog}|$ 的绝对值下降, 则可以降低消耗电流。

20 因此, 作为课题, 即使以极限的低消耗电流为目标, 在设计阶段如图 12 所示那样来设计, 恒定电压和阈值电压在批量生产时在每个制品上也会发生偏差。

由此, 存在恒定电压 V_{rog2} 为比其设计值小的恒定电压, 或者阈值电压 V_{TP} 、 V_{TN} 都比其设计值大的可能性。如果这样, 从上述式 c 可知, 25 子阈值区域中的漏极电流过小, 则不可能进行稳定振荡。

例如, 如图 14 所示, 假设稳定振荡所需的最小恒定电压 V_{rog-A} 、批量生产时的恒定电压的偏差幅度为 ΔV_{rog} 。然后, 如果设计以恒定电压的设计目标值作为上述最小恒定电压 V_{rog-A} 的制品, 则实际制造的制品的恒定电压的值在

30 最小值 $V_{rog-min} = V_{rog-A} - (\Delta V_{rog}/2)$ 和

最大值 $V_{rog-max} = V_{rog-A} + (\Delta V_{rog}/2)$

之间变动。因此, 如果批量生产时各制品上发生偏差, 恒定电压

V_{rog} 比设计值 V_{rog-A} 小，则不可能进行稳定振荡。

为了解决这样的课题，在本实施例中，采用图 1 这样的电路结构。

即，作为批量生产时偏差的起因，是子阈值区域中的漏极电流 I_D 变小，即使稳定振荡所需要的电力不足，采用通过与各晶体管 42、52 5 并联连接的恒流源 600、610 的电流来补偿该不足部分的结构。

子阈值区域的工作电流在 Nch 晶体管 52 的情况下是晶体管 52 的子阈值电流 I_D 和恒流源 610 的电流 I_2 之和。与其相反，在 Pch 晶体管 42 的情况下，是晶体管 42 的子阈值电流 I_D 和恒流源 600 的电流 I_1 之和。

10 由此，因批量生产偏差，与设计阶段设定的值 V_{rog-A} 相比，实际的 V_{rog} 小，或者 V_{TP} 、 V_{TN} 升高，即使子阈值区域中的漏极电流变小，也可以进行稳定振荡。

(2) 第 2 实施例

(2-1) 恒定电压的设计目标值的变形例

15 V_{rog} 、 V_{TP} 、 V_{TN} 的批量生产偏差是各种各样的。例如，与上述相反，还有 V_{rog} 高或 V_{TP} 、 V_{TN} 低的情况。即，存在于子阈值区域中的漏极电流变得充分大，在稳定振荡上不需要恒流源 600、601 的电流的情况。

例如，如图 14A 所示，假设将恒定电压的设计目标值作为上述最小恒定电压 V_{rog-A} 来设计产品，因批量生产时的偏差，恒定电压 V_{rog} 增大，存在电力供给过剩的情况。在这种情况下，即使完全切断恒定电 20 流，也不能实现消耗电力低。

为了解决这样的课题，在本实施例中，如图 14B 所示，使恒定电压的设计目标值为 V_{rog-B} 那样来设计产品。

即，将恒定电压的设计目标值设定为稳定振荡所需的最小恒定电 25 压 V_{rog-A} 的绝对值和比所述最小恒定电压的绝对值仅小恒定电压的批量生产时的偏差幅度 ΔV_{rog} 的值的第 1 恒定电压 $V_{rog-MIN}$ 的绝对值之间的值。这里，将设定为

设计的目标值 $V_{rog-B} = (\text{最小恒定电压 } V_{rog-A}) - (\Delta V_{rog}/2)$

的值。

30 而且，即使稳定振荡所需要的电力不足，有可采用通过与各晶体管 42、52 并联连接的恒流源 600、610 的电流来补偿该不足部分的结构。由此，即使因批量生产时的偏差造成恒定电压 V_{rog} 变动，也可以实

现稳定振荡和消耗电力低。

(2-2)在本实施例中,对于批量生产时的偏差造成的恒定电压 $V_{r.o.s}$ 的变动,为了更专门地对应处理,在本实施例中,采用图 13 的电路结构。在本实施例中,例如,如图 14B 所示,最好设计这样的产品,使得恒定电压的设计目标值 $V_{r.o.s-B}$ 为稳定振荡所需的最小恒定电压 $V_{r.o.s-A}$ 的绝对值和比所述最小恒定电压的绝对值仅小恒定电压的批量生产时的偏差幅度 $\Delta V_{r.o.s}$ 的值的第 1 恒定电压 $V_{r.o.s-MIN}$ 的绝对值之间的值。

本实施例的振荡电路有与批量生产偏差对应的多个恒流源 600-1、600-2、600-3、610-1、610-2、610-3,以及恒流源的选择电路。然后,在 IC 制造步骤(检查步骤)中不进行使进行稳定振荡的恒流源的电流值的最佳化,而构成上述图 1 所示的电路。

具体地说,将晶体管 42 并联连接多个第 1 恒流源 600-1、600-2、600-3,并且将晶体管 52 并联连接多个第 2 恒流源 610-1、610-2、610-3。

所述恒流源的选择电路如下构成。

即,将各晶体管 600-1、600-2、600-3、610-1、610-2、610-3 分别串联连接恒流源选择用的开关元件 602-1、602-2、602-3、612-1、612-2、612-3。

将外部输入信号 IN1、IN2、IN3 的某个信号输入到存储电路 620。然后,存储电路 620 根据外部输入信号来有选择地输出所述 3 种选择信号 SEL1、SEL2、SEL3 的其中之一。

然后,将从存储电路 620 输出的 3 种选择信号 SEL1、SEL2、SEL3 分别输出到各开关元件 602-1、602-2、602-3 的栅极,并且通过逆变器 614-1、614-2、614-3 输入到各开关元件 612-1、612-2、612-3 的栅极。

因此,在输出选择信号 SEL1 的情况下,1 组的晶体管 602-1、612-1 被导通,使 1 组的恒流源 600-1、610-1 被唯一地选择。

同样,在分别输出选择信号 SEL2、SEL3 的情况下,其他组的恒流源 600-2、610-2 被唯一地选择,此外,恒流源 600-3、610-3 被唯一地选择。

以下,说明图 13 的细节。

从恒流源 600-1、600-2、600-3、610-1、610-2、610-3 供给的

恒定电流被设定为以下关系。

$$I_{11} > I_{12} > I_{13}, I_{21} > I_{22} > I_{23}$$

在 IC 检查的步骤中, 首先测定子阈值区域中的漏极电流 I_D 。

该测定结果, 判定为稳定振荡所需的漏极电流 I_D 不足, 为了补充
5 不足电流, 将用于选择必要恒流源的外部信号输入到存储电路 620。例如, 作为到存储电路 620 的外部输入信号, 输入 $IN1=Low$ 、 $IN2=High$ 、 $IN3=High$ 电平。存储电路 620 与此对应地输出 $SEL1=Low$ 、 $SEL2=High$ 、 $SEL3=High$, 选择电流大的恒流源 600-1、610-1。

在测定的结果判断为漏极电流 I_D 增大、稳定振荡上完全不需要补
10 足电流的情况下, 作为外部输入信号, 输入 $IN1=High$ 、 $IN2=High$ 、 $IN3=High$ 电平。存储电路 620 与此对应地输出 $SEL1=High$ 、 $SEL2=High$ 、 $SEL3=High$, 不选择恒流源 600、610。

这样, 对应于批量生产偏差来使稳定振荡上所需的恒流源的电流
值最佳。

15 图 13 的电路可以使恒流源 600 和恒流源 610 成对、以 8 种组合来选择恒流源, 此外, 将外部输入信号从 3 个增加至 6 个, 也可以分别单独选择恒流源 600 和恒流源 610 (由于 V_{TP} 、 V_{TN} 的批量生产偏差不是一定方向)。

20 图 1、图 13 的电路有恒流源 600 和恒流源 610, 但通过 IC 制造步骤, 还有 Pch 晶体管和 Nch 晶体管的子阈值区域中的漏极电流特性两者不同的情况。

这种情况下, 根据需要, 也可以仅从恒流源 600 或恒流源 610 的任何一个来补充稳定振荡所需的补充电流。

25 此外, 在上述实施例中, 说明了振荡电路有多个恒流源, 在 IC 检查步骤中选择某个恒流源的方式, 但作为变形例, 也可以采用具有一个恒流源、在 IC 检查步骤中调整恒流源的电流能力自身的结构。例如, 利用构成恒流源的 FET 的反馈效果, 改变 FET 的阈值, 来控制作为漏极电流供给的恒定电流的值也可以。

30 此外, 存储电路 620 可以由 EEPROM、强介质存储器、非易失性存储器、FUSE 或激光切割型的存储器等来构成。

③下面, 说明满足本发明的条件式 (2)、式 (3) 时的 V_{TP} 、 V_{TN} 的关系。在上述第 1、第 2 实施例和所述的第 3 实施例中, 条件式 (2)、

式(3)中的 V_{TP} 、 V_{TN} 为

$$|V_{TP}| = |V_{TN}|$$

或

$$|V_{TP}| \neq |V_{TN}|$$

5 都可以。

作为 $|V_{TP}| \neq |V_{TN}|$ 的情况，例如是满足式(2)、式(3)，并且使振荡开始电压或振荡停止电压降低的情况等。

(3) 第3实施例

在上述第1、第2实施例中，以降低短路电流的情况为例说明了各
10 晶体管42、52的阈值电压满足上述式(2)的构成，但在本实施例中，即使在所述各晶体管42、52如以往那样以式(1)所示的条件来形成的情况下，通过将直流偏置电压施加在各晶体管42、52的栅极上，与上述第1实施例同样，可降低信号反向放大器30的短路电流。

图7表示本实施例的石英振荡电路，图8表示其时序图。上述第1、
15 第2实施例的恒流源600、610和恒流源的选择电路的结构、以及其他结构都可以原封不动地应用于本实施例，所以省略它们的说明。

本实施例的石英振荡电路包括第1偏置电路70和第2偏置电路80，使各晶体管42、52的各栅极中输入的所述信号反向放大器30的反馈输入 $V_c(t)$ 的直流电位单独偏移。

20 上述各偏置电路70、80包括用于除去直流成分的电容器72、82，以及直流偏置电压施加用的电阻74、84。

上述电容器72、82从栅极信号 $V_c(t)$ 中除去直流成分，用于将该信号施加到对应的晶体管42、52的栅极。

上述电阻74被连接在晶体管42的栅极和源极 V_{DD} 之间，将晶体管
25 42的栅极上输入的反馈输入 $V_c(t)$ 的直流电位升高到源极电位 V_{DD} 。

上述电阻84被连接在晶体管52的栅极和电源 V_{DD} 之间，将晶体管52的栅极上输入的反馈输入 $V_c(t)$ 的直流电位降低到电源电位 V_{DD} 。

通过以上的结构，上述信号反向放大器30上反馈输入的栅极信号 $V_c(t)$ 通过上述第1、第2偏置电路70、80在直流电位变更到 V_{DD} 、
30 电源电位 V_{DD} 的状态下被施加在各晶体管42、52的栅极上，如 $V_{GP}(t)$ 、 $V_{GN}(t)$ 所示。

因此，在各晶体管42、52交替导通、截止的中途，两晶体管42、

52 不存在被共同导通驱动期间，结果，与上述第 1 实施例同样，可大幅度地降低信号反向放大器 30 内流动的短路电流，实现消耗电力低。

5 特别是在本实施例中，即使增强型晶体管 42、52 的各阈值电压的绝对值为小的值，也可以降低短路电流。其结果，减小信号反向放大器 30 上施加的电源电压，从这方面说，可降低消耗电力。

上述第 1 偏置电路 70、第 2 偏置电路 80 施加的偏置电压以各晶体管 42、52 没有共同导通期间为条件，将对各晶体管 42、52 的栅极的反馈输入的直流电位单独偏移到上述实施例以外的电位也可以。

10 (4) 其他实施例

本发明不限于上述各实施例，在本发明的主要精神的范围内，可进行各种变形实施。

15 例如，在上述实施例中，以分别用一个晶体管来构成信号反向放大器 30 的第 1 电路 40、第 2 电路 50 的情况为例进行了说明，但根据需要，也可以不损失第 1、第 2 电路 40、50 机能地组合上述以外的电路元件的电路。

此外，也可以构成包括上述实施例的石英振荡电路和电子电路的半导体器件，将其搭载在例如携带电话机、携带计算机终端和其他携带设备等电源容量受制约的携带电子设备上。

20 此外，在本实施例中，以将石英振荡电路用于钟表的电子电路的情况为例进行了说明，但本发明不限于此，除此以外的用途，例如在广泛地用于携带电话机、携带计算机终端和其他携带设备等电源容量受制约的携带电子设备上的情况下也非常有效。

25 此外，在上述各实施例中，以振动源是石英振子的石英振荡电路为例进行了说明，但本发明的技术也可以应用于以压电元件为振子的压电模式等驱动电路（驱动器）。

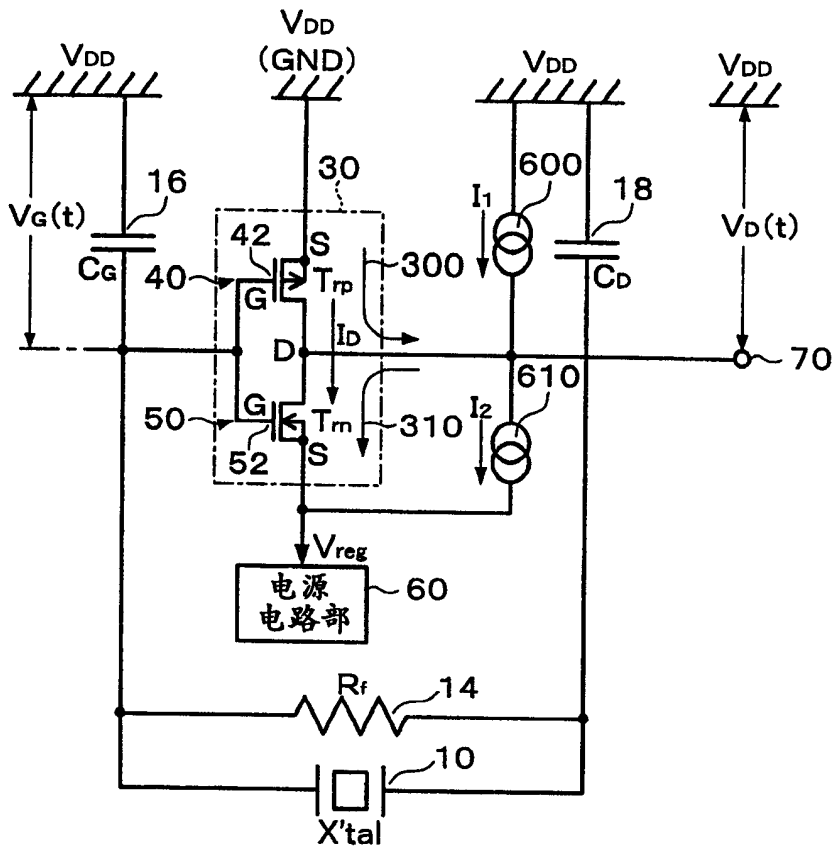


图 1

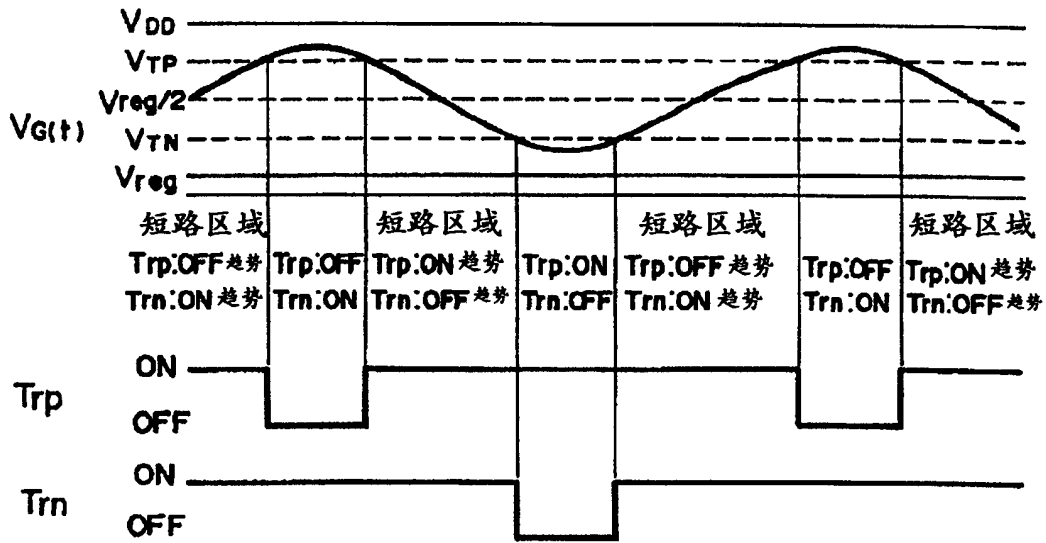


图 2

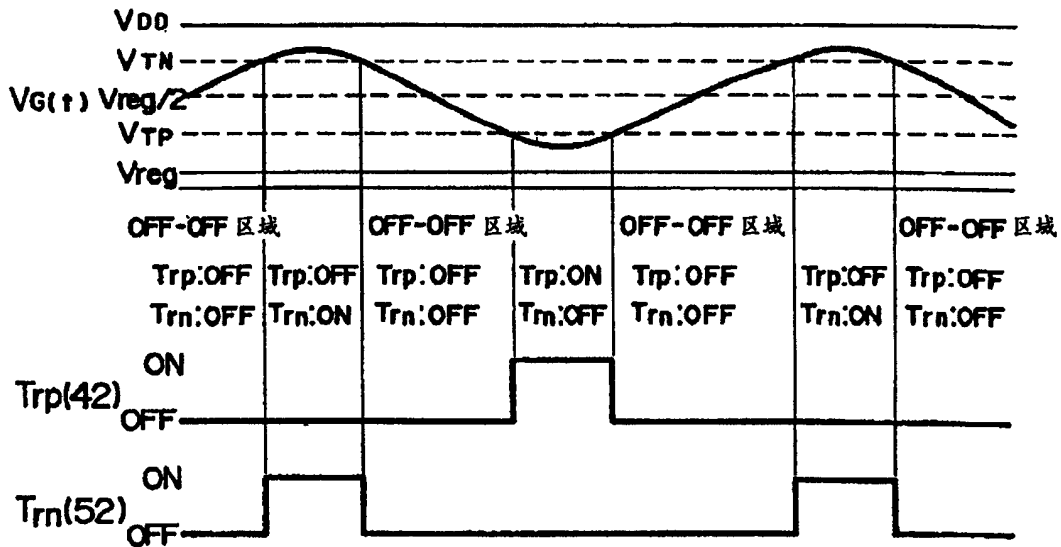


图 3

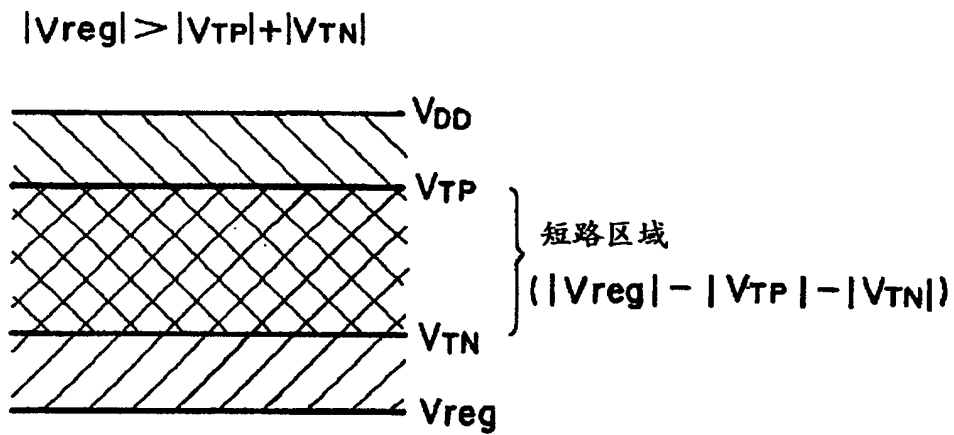


图 4

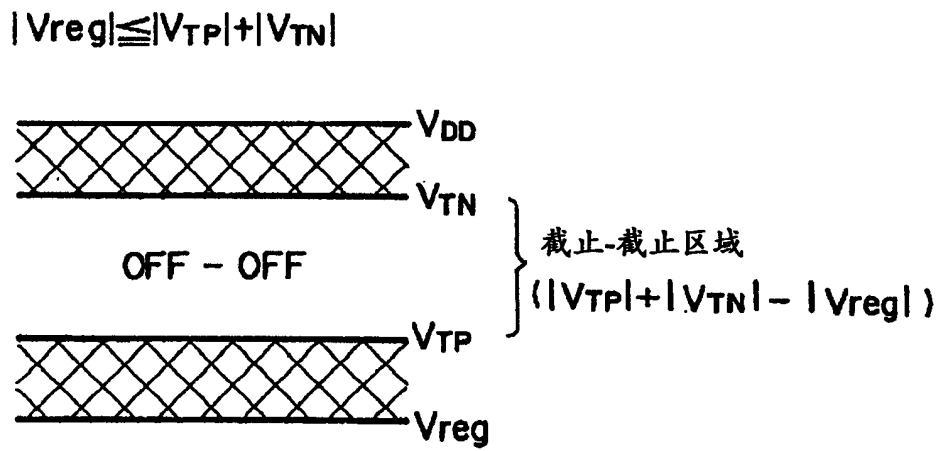


图 5

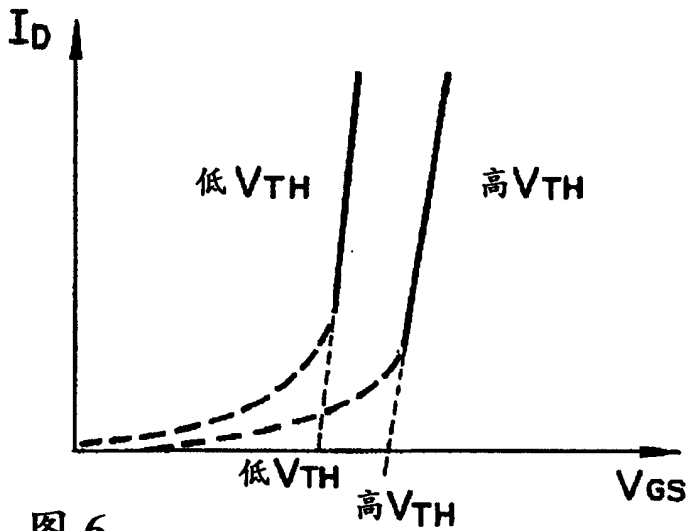


图 6

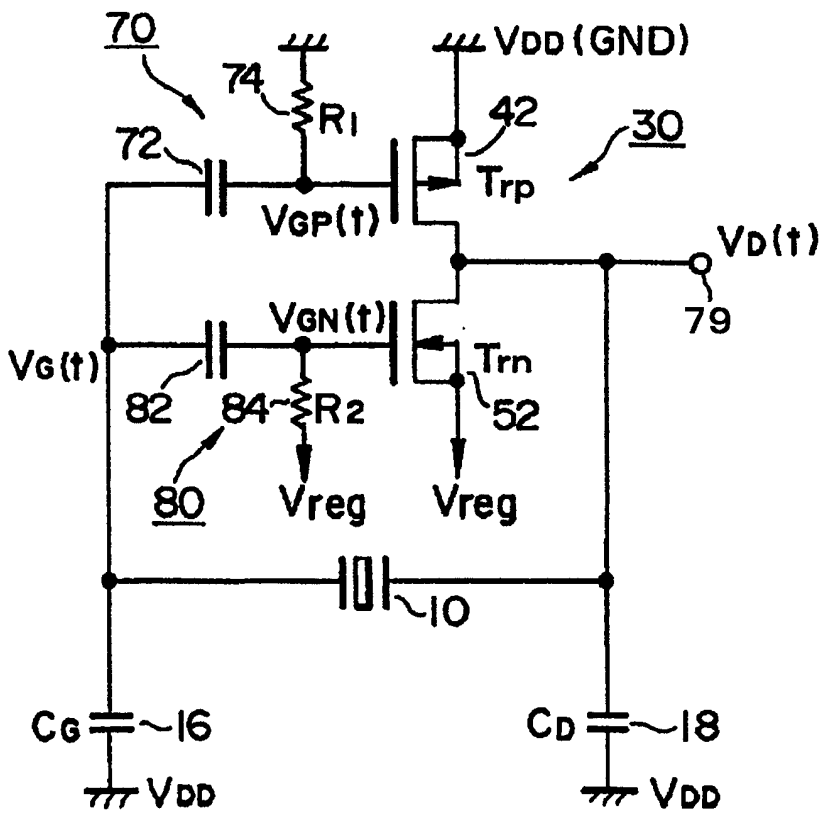
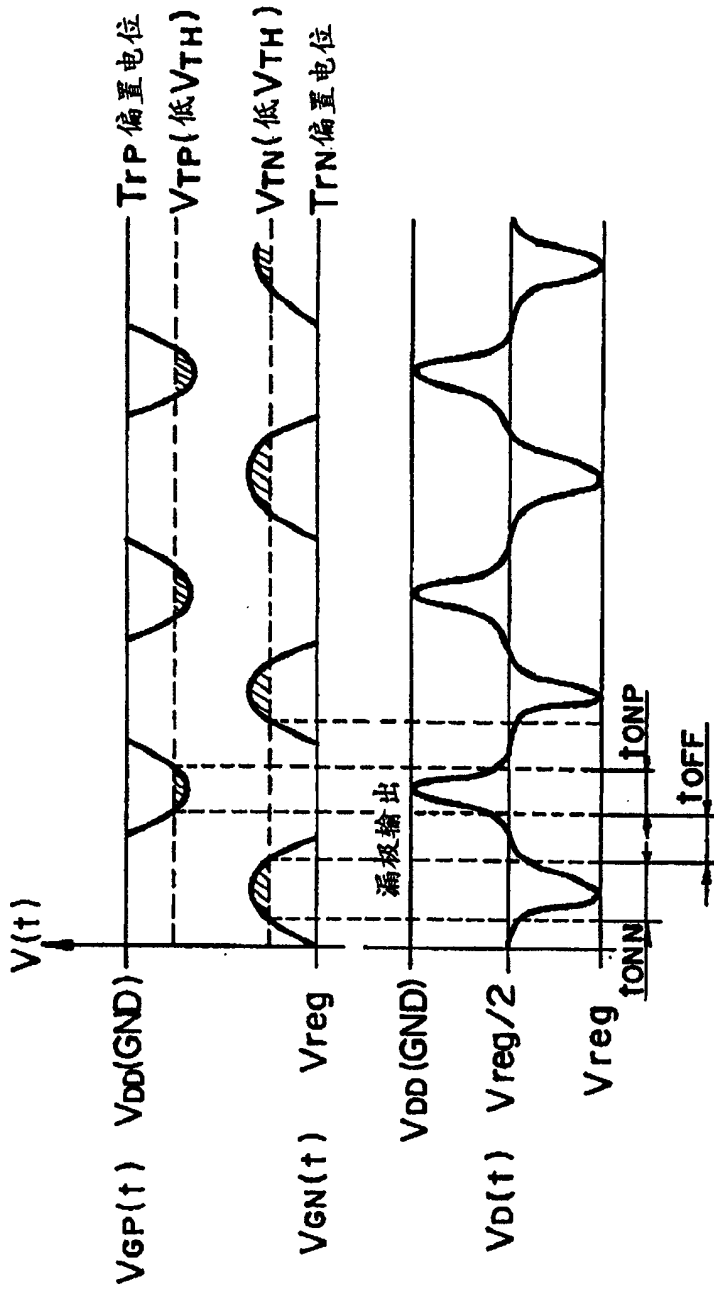


图 7



t_{ONN} : Nch Tr ON

t_{ONP} : Pch Tr ON

t_{OFF} : N. Pch Tr 一起OFF

图 8

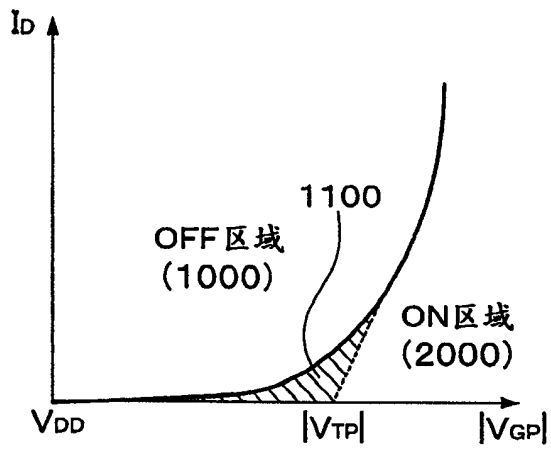


图 9

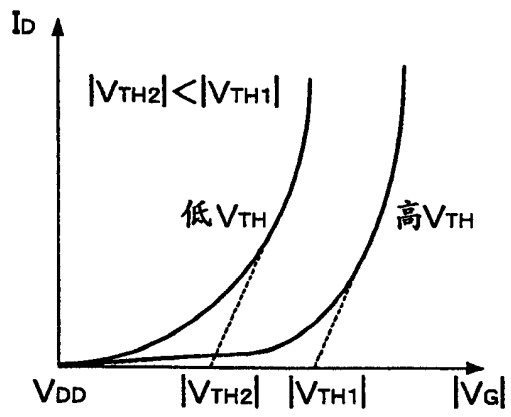


图 10

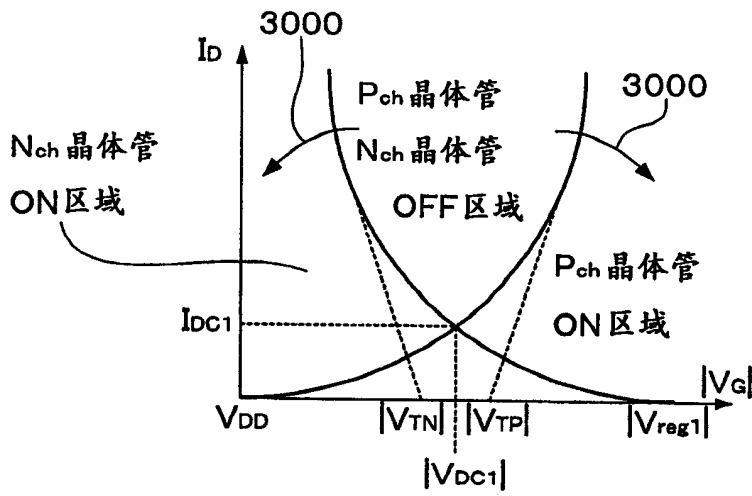


图 11

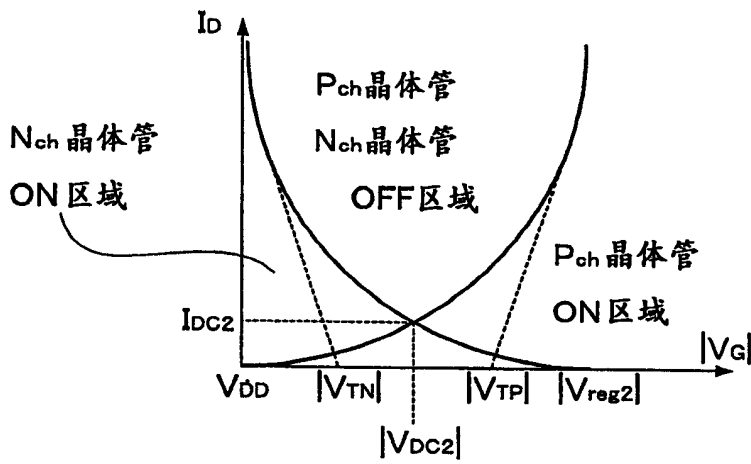


图 12

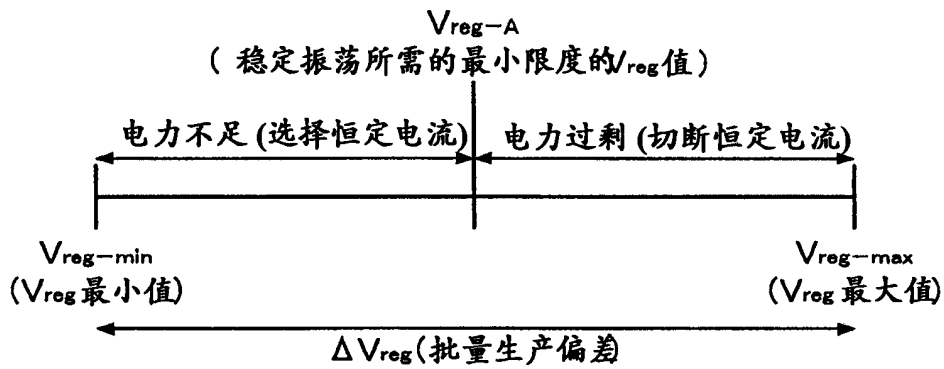


图 14A

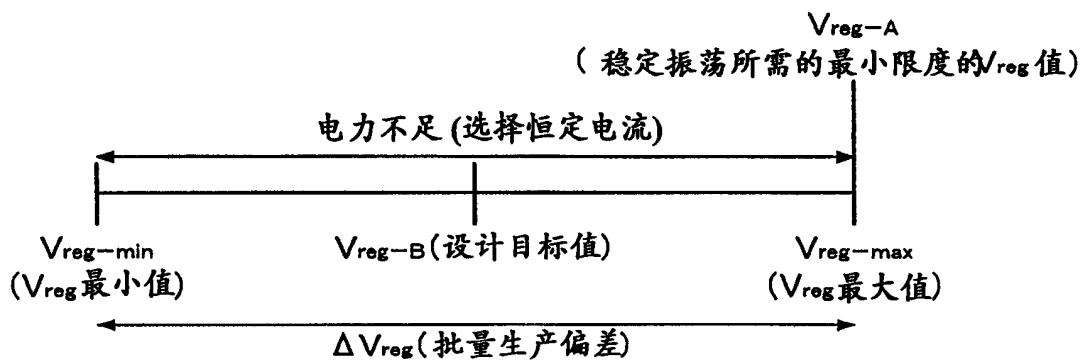


图 14B