



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102959844 A

(43) 申请公布日 2013.03.06

(21) 申请号 201180031993.3

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

(22) 申请日 2011.03.24

公司 11021

(30) 优先权数据

2010-217249 2010.09.28 JP

代理人 王亚爱

(85) PCT申请进入国家阶段日

(51) Int. Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

2012.12.27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2011/057098 2011.03.24

(87) PCT申请的公布数据

W02012/042942 JA 2012.04.05

(71) 申请人 株式会社村田制作所

地址 日本京都府

(72) 发明人 村瀬元規

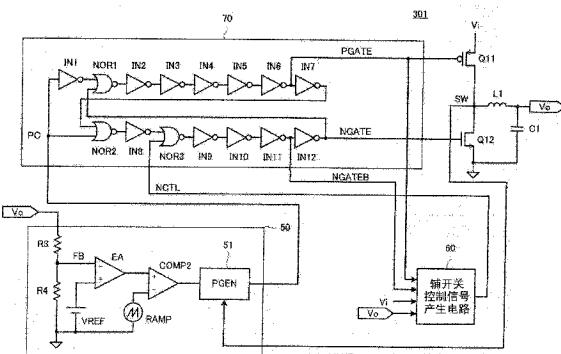
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 12 页

(54) 发明名称

DC-DC 转换器

(57) 摘要

一种 DC-DC 转换器 (301)，该 DC-DC 转换器 (301) 通过主开关元件 (Q11)、辅开关元件 (Q12)、电感器 (L1)、以及电容器 (C1) 进行降压断路器动作。辅开关控制信号产生电路 (60) 在 PGATE 信号为“L”电平时，通过与电源输入部 (Vi) 的电压 (Vi) 和电源输出部 (Vo) 的电压 (Vo) 之差成比例的电压 (Vo-Vi) 来对内部的电容器进行放电，在 NGATE 信号为“H”电平时，通过与电源输出部 (Vo) 的电压 (Vo) 成比例的电压来对内部的电容器进行充电。通过将该电容器的电压作为 NCTL 信号来产生，在轻负载时也能够使辅开关元件 (Q12) 强制地关断从而防止电感器电流的逆流。由此，不使用高速比较器以及比较器本身就能够构成防止电感器电流的逆流且高效率的 DC-DC 转换器。



1. 一种 DC-DC 转换器，具备：

输入直流电压的电源输入部；

输出直流电压的电源输出部；

基于主开关元件以及辅开关元件的串联电路；

一端与上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点连接的电感器；以及

与上述电源输出部连接的电容器，

该 DC-DC 转换器对输入到上述电源输入部的 DC 电压进行转换，并向与上述电源输出部连接的负载提供 DC 电压，

该 DC-DC 转换器还具有：

对上述主开关元件以及上述辅开关元件输出驱动信号的驱动器电路；

对上述驱动器电路输出脉冲信号的脉冲产生电路；以及

产生用于防止在轻负载时在上述电感器中流动的电流的逆流的辅开关控制信号的辅开关控制信号产生电路，

上述辅开关控制信号产生电路具备：

检测用电容器；

按照上述主开关元件以及上述辅开关元件的开关期间对该检测用电容器进行充放电的充放电电路；以及

基于上述检测用电容器的电位来输出上述辅开关控制信号的辅开关控制信号输出电路。

2. 根据权利要求 1 所述的 DC-DC 转换器，其中，

上述辅开关控制信号输出电路具备输入上述检测用电容器的电位并输出电平移位后的电压信号的电平移位电路。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的 DC-DC 转换器，其中，

上述辅开关控制信号输出电路具备将上述检测用电容器的电压信号转换为逻辑电平的信号并作为上述辅开关控制信号进行输出的逻辑电路。

4. 根据权利要求 1 ~ 3 中任一项所述的 DC-DC 转换器，其中，

在上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点与电源输出部之间连接基于上述电感器以及电容器的平滑电路，

该 DC-DC 转换器具备：

如果采用 V_i 来表示向上述电源输入部输入的电压，采用 V_o 来表示从上述电源输出部输出的电压，则产生与 V_i 大致成比例的电流的第一电流源；以及

产生与 V_o 大致成比例的电流的第二电流源，

按照在上述主开关元件的接通期间，通过第一电流源和第二电流源之间的差电流，使上述检测用电容器的电位向第一方向变化，在上述辅开关元件的接通期间，通过第二电流源的电流，使上述检测用电容器的电位向第二方向变化的方式，来连接上述第一电流源以及上述第二电流源。

5. 根据权利要求 4 所述的 DC-DC 转换器，其中，

在设上述第二电流源的电压电流转换率为 a ，设上述第一电流源的电压电流转换率为 b 时，使 a 与 b 大致相等，或者使 a 比 b 小。

6. 根据权利要求 1 ~ 3 中任一项所述的 DC-DC 转换器, 其中,

在上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点与电源输入部之间连接上述电感器,
该 DC-DC 转换器具备 :

如果采用 V_i 来表示向上述电源输入部输入的电压, 采用 V_o 来表示从上述电源输出部
输出的电压, 则产生与 V_i 大致成比例的电流的第一电流源; 以及

产生与 V_o 大致成比例的电流的第二电流源,

按照在上述主开关元件的接通期间, 通过第一电流源的电流, 使上述电容器的电位向
第一方向变化, 在上述辅开关元件的接通期间, 通过第一电流源和第二电流源之间的差电
流, 使上述电容器的电位向第二方向变化的方式, 来连接上述第一电流源以及上述第二电
流源。

7. 根据权利要求 6 所述的 DC-DC 转换器, 其中,

在设上述第二电流源的电压电流转换率为 a , 设上述第一电流源的电压电流转换率为
 b 时, 使 a 与 b 大致相等, 或者使 a 比 b 小。

DC-DC 转换器

技术领域

[0001] 本发明涉及具备主辅的开关元件和电感器，并通过对主开关元件和辅开关元件交替地进行接通断开，从而将输入的 DC 电压转换为希望的 DC 电压而输出的 DC-DC 转换器。

背景技术

[0002] 作为设置在便携式电子设备等的内部的电源电路之一，例如已知有专利文献 1 所示这样的降压断路器（chopper）电路方式的 DC-DC 转换器。在这样的降压断路器电路方式的 DC-DC 转换器中，具备如下的电路，即，在轻负载时，用于防止从电容器通过电感器向地（ground）流动的逆电流（以下，称为“电感器电流的逆流”）的电路。

[0003] 图 1 是专利文献 1 所示的 DC-DC 转换器 3 的电路图。该 DC-DC 转换器 3 具备第一开关 11、第二开关 15、电感器 12、电容器 13、二极管 14。

[0004] 在图 1 中，电压积分控制器电路 23 具备：电压电流转换电路 31，其检测输入电压 V_i 和输出电压 V_o ，通过将两电压 V_i 、 V_o 直接转换为电流、或者通过将对两电压 V_i 、 V_o 进行加减法运算处理后得到的电压转换为电流，来生成与感应电流 I_L 的变化量 dI_L/dt 相应的电流；电流电压转换电容器 32，其对电压电流转换电路 31 的输出电流进行蓄积并将其转换为电压；比较器 33，其将电流电压转换电容器 32 的输出电压 V_c 与规定的值的基准电压 V_{ref1} 进行比较；以及电源 34，其生成上述基准电压 V_{ref1} 并输入到比较器 33。

[0005] 电压电流转换电路 31 在第一开关 11 导通的期间，基于输入电压 V_i 以及输出电压 V_o ，生成与 $V_i - V_o$ 成比例的电流，并使该电流流入电流电压转换电容器 32。另一方面，在使第一开关 11 被切断的期间，电压电流转换电路 31 从上述电流电压转换电容器 32 中引出与输出电压 V_o 成比例的电流。

[0006] 由此，电流电压转换电容器 32 的两端电压 V_c 与在感应元件 12 中流动的正向电流 I_L 成比例地进行变化。因此，能够将逆电流在感应元件 12 中开始流动的时间点作为两端电压 V_c 成为 0V 的时间点来检测。其结果是，比较器 33 对两端电压 V_c 和基准电压 V_{ref1} 进行比较，在两端电压 V_c 成为 0[V] 之前，如果向控制器电路 21 指示第二开关 15 的切断，则在逆向电流在感应元件 12 中流动之前，能够切断第二开关 15。通过该构成来防止电感器电流的逆流。

[0007] 在先技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献 1 :JP 特开平 11-235022 号公报

[0010] 发明的概要

[0011] 发明要解决的课题

[0012] 但是，图 1 所示的现有的 DC-DC 转换器，由于是通过比较器来检测电容电位成为 0V，所以频率变高，并且不能够忽视比较器中的传播延迟时间。即，由于比较器的输出存在应答延迟传播延迟时间的量，所以由于该延迟量，在轻负载时产生电流的逆流，从而产生损失。虽然使用传播延迟时间较短的比较器来缩短电流的逆流时间，但是由于传播延迟时间

较短的高速比较器一般消耗电力非常大,所以 DC-DC 转换器整体的效率会降低。此外,如图 1 所示,虽然已知使用偏移 (offset) 了的基准电压 Vref1 的延迟补偿方法,但是由于根据每个动作条件而延迟时间不同,所以补偿不完全。此外,Vref1 必需由能带隙 (bandgap) 等稳定电压电路构成,所以存在需要电路面积等应当解决的课题。

发明内容

[0013] 因此,本发明的目的在于,提供一种不使用比较器就能够防止电感器电流的逆流且高效率的 DC-DC 转换器。

[0014] 用于解决课题的手段

[0015] 本发明的第一方式的 DC-DC 转换器的特征在于,具备:与输入直流电压的电源输入部串联连接的、主开关元件以及辅开关元件的串联电路;以及包括电感器以及电容器在内、且设置在上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点与电源输出部之间的平滑电路;该 DC-DC 转换器还具有:对上述主开关元件以及上述辅开关元件输出驱动信号的驱动器电路;对上述驱动器电路输出脉冲信号的脉冲产生电路;以及产生用于防止在轻负载时在上述电感器中流动的电流的逆流的辅开关控制信号的辅开关控制信号产生电路;上述辅开关控制信号产生电路具备:检测用电容器;按照上述主开关元件以及上述辅开关元件的开关期间对该检测用电容器进行充放电的充放电电路;以及基于上述检测用电容器的电位来输出上述辅开关控制信号的辅开关控制信号输出电路。

[0016] 根据该构成,由于不使用比较器,而是直接将电容电位使用在接下来的逻辑电路的输入中,所以能够防止由于使用延迟时间较少的高速比较器而导致的电力消耗,并且由于也不需要以往技术必需的比较器本身,所以能够提高电力效率。

[0017] 本发明的第二方式的 DC-DC 转换器的特征在于,具备输入上述电容器的电位并输出电平移位后的电压信号的电平移位电路。根据该构成,能够减小上述电容器的电容和在充放电中使用的电流源的电流值,能够使电路小型化、低耗电化。

[0018] 本发明的第三方式的 DC-DC 转换器的特征在于,具备将电容器电压信号转换为逻辑电平的信号并将其作为上述辅开关控制信号进行输出的逻辑电路。根据该构成,采用逻辑电平的信号来提供对脉冲产生电路给出的辅开关控制信号,从而能够进行更稳定的控制。

[0019] 本发明的第四方式的 DC-DC 转换器的特征在于,在上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点与电源输出部之间,连接基于上述电感器以及电容器的平滑电路(即,为降压型 DC-DC 转换器),该 DC-DC 转换器具备:如果采用 Vi 来表示向上述电源输入部输入的电压,采用 Vo 来表示从上述电源输出部输出的电压,则产生与 Vi 大致成比例的电流的第一电流源;以及产生与 Vo 大致成比例的电流的第二电流源;按照在上述主开关元件的接通期间,通过第一电流源和第二电流源之间的差电流,使上述电容器的电位向第一方向变化,在上述辅开关元件的接通期间,通过第二电流源,使上述电容器的电位向第二方向变化的方式,来连接上述第一电流源以及上述第二电流源。

[0020] 本发明的第五方式的 DC-DC 转换器的特征在于,使上述第二电流源的电压电流转换率与上述第一电流源的电压电流转换率大致相等,或者使上述第二电流源的电压电流转换率比上述第一电流源的电压电流转换率小。

[0021] 根据该构成，能够防止由于误差要因而导致在通常负载时和重负载时在辅开关元件的体二极管中电流流动的现象。

[0022] 本发明的第六方式的 DC-DC 转换器的特征在于，在上述主开关元件和上述辅开关元件的连接点与电源输入部之间，连接上述电感器（即，为升压型 DC-DC 转换器），该 DC-DC 转换器具备：如果采用 V_i 来表示向上述电源输入部输入的电压，采用 V_o 来表示从上述电源输出部输出的电压，则产生与 V_i 大致成比例的电流的第一电流源；以及产生与 V_o 大致成比例的电流的第二电流源；按照在上述主开关元件的接通期间，通过第一电流源，使上述电容器的电位向第一方向变化，在上述辅开关元件的接通期间，通过第一电流源和第二电流源之间的差电流，使上述电容器的电位向第二方向变化的方式，来连接上述第一电流源以及上述第二电流源。

[0023] 本发明第七方式的 DC-DC 转换器的特征在于，使上述第二电流源的电压电流转换率与上述第一电流源的电压电流转换率大致相等，或者使上述第二电流源的电压电流转换率比上述第一电流源的电压电流转换率小。

[0024] 根据该构成，能够防止由于误差要因而导致在通常负载时和重负载时电流在辅开关元件的体二极管中流动的现象。

[0025] 发明效果

[0026] 根据本发明，由于不使用比较器，而是直接将电容电位使用在接下来的逻辑电路的输入中，所以能够防止由于使用延迟时间较少的高速比较器而导致的电力消耗，并且由于也不需要以往技术必需的比较器本身的电力消耗，所以能够提高电力效率。

附图说明

[0027] 图 1 是专利文献 1 所示的 DC-DC 转换器 3 的电路图。

[0028] 图 2 是本发明的第一实施方式涉及的 DC-DC 转换器 301 的整体电路图。

[0029] 图 3 是辅开关控制信号产生电路 60 的电路图。

[0030] 图 4(A) 是简化表示针对图 3 所示的电容器 C11 的充放电电路的图。图 4(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、在电感器 L1 中流动的电流 $I(L1)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0031] 图 5 是负载变动时的 PGATE 信号、NGATE 信号、电感器 L1 电流 $I(L1)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0032] 图 6(A) 是简化表示针对第二实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C21 的充放电电路的图。图 6(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、电容器 C21 的电压 $V(C21)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0033] 图 7(A) 是简化表示针对第三实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C21 的充放电电路的图。图 7(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、电容器 C31 的电压 $V(C31)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0034] 图 8(A) 是简化表示针对第四实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C41 的充放电电路的图。图 8(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、电容器 C21 的电压 $V(C21)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0035] 图 9 是第五实施方式涉及的 DC-DC 转换器整体的电路图。

[0036] 图 10 是辅开关控制信号产生电路 80 的电路图。

[0037] 图 11(A) 是简化表示针对图 10 所示的电容器 C31 的充放电电路的图。图 11(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、在电感器 L1 中流动的电流 I(L1)、以及 PCTL 信号的波形图。

[0038] 图 12 是表示第六实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的一部分构成的图。

[0039] 图 13 是表示第六实施方式涉及的另外的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的一部分构成的图。

具体实施方式

[0040] 《第一实施方式》

[0041] 参照各图来说明本发明的第一实施方式涉及的 DC-DC 转换器。

[0042] 图 2 是本发明的第一实施方式涉及的 DC-DC 转换器 301 的整体电路图。该 DC-DC 转换器 301 具备：与输入规定的直流电压的电源输入部 Vi 串联连接的、主开关元件 Q11 以及辅开关元件 Q12 的串联电路；以及由设置在主开关元件 Q11 和辅开关元件 Q12 的连接点与电源输出部 Vo 之间的电感器 L1 以及电容器 C1 构成的平滑电路；该 DC-DC 转换器是按照固定的直流电压从电源输出部 Vo 向负载提供电力的降压断路器型 DC-DC 转换器。

[0043] 在图 2 中，脉冲产生电路 50 由电阻 R3、R4、误差放大器 EA、基准电压产生电路 VREF、斜坡波形信号产生电路 RAMP、比较器 COMP2 以及 PWM/PFM 信号产生电路 51 构成。误差放大器 EA 对由电阻 R3、R4 分压电源输出部 Vo 的输出电压后得到的电压和由基准电压产生电路 VREF 产生的基准电压 VREF 之间的误差电压进行放大。比较器 COMP2 对误差放大器 EA 的输出电压和由斜坡波形信号产生电路 RAMP 产生的斜坡波形信号进行比较，并输出 PWM 控制信号。PWM/PFM 信号产生电路 51 对驱动器电路 70 输出 PC 信号。根据该 PC 信号，在重负载时成为 PWM 控制，在轻负载时成为 PFM 控制。

[0044] 辅开关控制信号产生电路 60 输入向主开关元件 Q11 的栅极提供的 PGATE 信号、向辅开关元件 Q12 的栅极提供的 NGATE 信号的反转信号即 NGATEB 信号、电源输入部 Vi 的电压 (Vi) 以及电源输出部 Vo 的电压 (Vo)，并输出辅开关控制信号 NCTL。

[0045] 驱动器电路 70 具备：反相器 (inverter) (非门) IN1 ~ IN6、或非门 NOR1、反相器 IN7 ~ IN12、以及或非门 NOR2、NOR3。

[0046] 将反相器 (非门) IN1 ~ IN6 以及或非门 NOR1 与主开关元件 Q11 的栅极连接。主开关元件 Q11 通过 PC 信号以及 NGATE 信号经由这些逻辑电路而产生的 PGATE 信号进行控制。

[0047] 此外，将反相器 IN7 ~ IN12 以及或非门 NOR2、NOR3 与辅开关元件 Q12 的栅极连接。辅开关元件 Q12 通过 PC 信号、PGATE 反转信号、以及 NCTL 信号经由这些逻辑电路而产生的 NGATE 信号进行控制。

[0048] 由于主控制元件 Q11 是 P 沟道 MOS-FET，所以在 PGATE 信号为低电平时接通 (on)。由于辅开关元件 Q12 是 N 沟道 MOS-FET，所以在 NGATE 信号为高电平时接通。

[0049] 在主开关元件 Q11 的接通期间 (此时，辅开关元件 Q12 断开 (off))，从电源输入部 Vi 向电源输出部 Vo 方向在电感器 L1 中流动电流。之后，如果主开关元件 Q11 断开，辅开关元件 Q12 接通，则电感器 L1 的电流经由辅开关元件 Q12 流动。

[0050] 图 3 是上述辅开关控制信号产生电路 60 的电路图。

[0051] 如图3所示,辅开关控制信号产生电路60具备:基于电阻R11、R12的分压电路、基于电阻R21、R22的分压电路、电压电流转换电路61、64、电流反射镜电路62、63、65、以及电容器C11。

[0052] 电压电流转换电路61由P沟道MOS-FET P3、P4、N沟道MOS-FET N1、N2、N5、N6、以及电阻R13构成,对电阻R11、R12的分压输出电压进行非反转输入,对电阻R13的下降电压进行反转输入。

[0053] 电流反射镜电路62由P沟道MOS-FET P7、P8、P9构成。

[0054] 由于对电阻R13的下降电压进行负反馈,并将该电压电流转换电路61的输出向N6的栅极输出,所以,结局是,电阻R13的下降电压、电阻R11、R12的分压电压成为相等的电压。由此,与电源输入部Vi的电压Vi成比例的电流I1在电流反射镜电路62的左边流动。如果设该电流反射镜电路62的电流比为1:1,则在MOS-FET P9接通时,电流I1在电流反射镜电路62的右边流动。

[0055] 电流反射镜电路63由N沟道MOS-FET N10、N11构成。如果设该电流反射镜电路63的电流比为1:1,则电流I1在MOS-FET N11中流动。

[0056] 电压电流转换电路64由P沟道MOS-FET P23、P24、N沟道MOS-FET N21、N22、N25、N26、以及电阻R23构成,对电阻R21、R22的分压输出电压进行非反转输入,对电阻R23的下降电压进行反转输入。

[0057] 电流反射镜电路65由P沟道MOS-FET P27、P28、P29、P30构成。

[0058] 由于对电阻R23的下降电压进行负反馈,并将该电压电流转换电路64的输出向N26的栅极输出,所以,结局是,电阻R23的电压降、电阻R21、R22的分压电压成为相等的电压。由此,与电源输出部Vo的电压Vo成比例的电流I2在电流反射镜电路65的左边流动。如果设该电流反射镜电路65的电流比为1:1,则在MOS-FET P29或者P30接通时,电流I2在电流反射镜电路65的右边流动。

[0059] 电容器C11的电压作为NCTL信号输出。如果设使图2所示的或非门NOR3的输出从L电平向H电平进行状态迁移的输入的阈值为VtL,则在NCTL信号的电压超过了阈值VtL时,NGATE信号成为L电平,辅开关元件Q12强制地关断(turn off)。

[0060] 图3所示的辅开关控制信号产生电路60的PGATE信号、NGATEB信号、MOS-FET P9、P29、P30、图2所示的主开关元件Q11、辅开关元件Q12的状态、以及电容器C11中流动的电流的关系如以下所述。

[0061] 【0037】[表1]

	PGATE	NGATEB	Q11	Q12	P9	P29	P30	C11电流
[0062]	L	H	on	off	on	on	off	I2-I1
	H	L	off	on	off	off	on	I2

[0063] 因此,在主开关元件Q11的接通期间,电容器C11通过电流(I1-I2)放电,在辅开关元件Q12的接通期间电容器C11通过电流I2充电。

[0064] 图 4(A) 是简化表示针对图 3 所示的电容器 C11 的充放电电路的图。在图 4(A) 中, 第一电流源 CS11 是基于图 3 所示的电压电流转换电路 61 以及电流反射镜电路 62、63 的电路, 在 PGATE 信号为 L 电平时接通。此外, 第二电流源 CS12 是基于图 3 所示的电压电流转换电路 64 以及电流反射镜电路 65 的电路, 在 PGATE 信号或者 NGATEB 信号为 L 电平时接通。

[0065] 这里, 如果设第一电流源 CS11 的电压电流转换率为 a , 第二电流源 CS12 的电压电流转换率为 b , 则由 $I_1 = aV_i, I_2 = bV_o$ 的关系来表示。因此, 电容器 C11 在主开关元件 Q11 的接通期间, 电位按照与 $bV_o - aV_i (< 0)$ 对应的倾斜度来下降, 在辅开关元件 Q12 的接通期间, 电位按照与 bV_o 对应的倾斜度来上升。

[0066] 图 4(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、在电感器 L1 中流动的电流 I(L1)、以及 NCTL 信号的波形图。

[0067] 在时刻 t_0 , 如果 PGATE 信号成为 L 电平, 则主开关元件 Q11 导通 (turnon)。在该 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 , 在电感器 L1 中流动的电流上升。如果设图 3、图 4(A) 所示的电容器 C11 的充电电压的初始值为 V_{tL} , 则在主开关元件 Q11 的接通期间 τ_1 , 电容器 C11 的电压从 V_{tL} 开始持续降低。

[0068] 之后, 在时刻 t_1 , 如果 PGATE 信号成为 H 电平、NGATE 信号成为 H 电平 (NGATEB 信号成为 L 电平), 则主开关元件 Q11 关断, 辅开关元件 Q12 导通。在该 NGATE 信号为 H 电平 (NGATEB 信号为 L 电平) 的期间 τ_2 , 在电感器 L1 中流动的电流 I(L1) 下降。此外, 电容器 C11 的充电电压从时刻 t_1 的电压开始持续上升。

[0069] 在时刻 t_2 , 在电容器 C11 的电压超过了 V_{tL} 时, NCTL 信号实质成为 H 电平, 辅开关元件 Q12 强制地关断。即, 如已经所述的那样, 由于图 2 所示的或非门 NOR3 的输入信号从 L 电平向 H 电平进行状态迁移的阈值为 V_{tL} , 所以在 NCTL 信号的电压达到了 V_{tL} 时, NGATE 信号成为 L 电平, 所以辅开关元件 Q12 强制地关断。在 τ_1 的区间, 电感器电流与 $V_i - V_o$ 成比例地增加, 在 τ_2 的区间, 电感器电流与 $-V_o (< 0)$ 成比例地减少。如果设 $a = b$, 则电感器电流成为 0 的时刻和 NCTL 达到 V_{tL} 的时刻一致。因此, 防止逆流。

[0070] 设上述第一电流源 CS11 的电压电流转换率 a 和第二电流源 CS12 的电压电流转换率 b 为 $a \geq b$ 的关系。如果 $a = b$, 则如图 4(B) 所示, 在 t_2 , NCTL 信号达到 V_{tL} 。此外, 如图 5 所示, 如果在重负载侧动作运转, 则 NCTL 在低电位侧运转, 辅开关控制信号产生电路 60 不发挥作用。这样, 逆流防止仅在轻负载时发挥作用, 通常负载时 / 重负载时按照最小限的死区时间 (dead time) 进行 PWM 动作。但是, 如果由于某些误差要因, $a < b$, 则通过 NCTL 来提早 Q12 的开关断开定时, 并且即使在通常负载时和重负载时, 也对电容器 C11 缓缓充电, 并进行辅开关的强制断开控制。由此, 由于同步整流时间减少而在辅开关元件的体二极管中流动的时间增加, 所以成为效率降低和控制不稳定性的要因。因此, 最好预先使第二电流源的电压电流转换率 b 比上述第一电流源的电压电流转换率 a 减少一些。由此, 由于在辅开关元件的关断定时延迟的方向上, 电容器 C11 的电位发生变化, 所以由于误差要因, 在通常负载时和重负载时, 辅开关控制信号产生电路 60 的功能确实成为无效。另外, 严格来说, 虽然如果 $a > b$ 则在轻负载时产生逆流, 但是由于距离 $a = b$ 的偏差较微小, 所以逆流导致的损失较轻微。

[0071] 关于该电压电流转换率的平衡关系的设定在后面所示的其他实施方式也相同。

[0072] 图 5 是负载变动时的 PGATE 信号、NGATE 信号、电感器 L1 电流 I(L1)、以及 NCTL 信

号的波形图。

[0073] 图 5 中的时刻 t_1 、 t_2 、 t_3 、时间 τ_1 、 τ_2 分别与图 4(B) 中的时刻 t_1 、 t_2 、 t_3 、时间 τ_1 、 τ_2 对应。在轻负载下, 在主开关元件 Q11 以及辅开关元件 Q12 均断开的电流不连续模式下进行动作。该轻负载下的输出电压的稳定化通过上述 PFM 控制进行。如果负载成为通常负载, 则主开关元件 Q11 和辅开关元件 Q12 交替接通 / 断开, 在电感器电流 $I(L_1)$ 连续流动的电流连续模式下进行动作。该通常负载下的输出电压的稳定化通过上述的 PWM 控制来进行。

[0074] 《第二实施方式》

[0075] 图 6(A) 是简化表示针对第二实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C21 的充放电电路的图。DC-DC 转换器整体的构成与图 2 所示的构成相同。因此, 使用图 2 中所示的符号来说明 DC-DC 转换器各部分的动作。

[0076] 在第一实施方式中, 如图 4 所示, 构成为, 在地电位侧设置电容器 C11, 将该电容器 C11 的电压作为 NCTL 信号输出。在第二实施方式中, 在电源电位侧设置电容器 C21, 将从电源电压 V_i 下降电容器 C21 的电压的量后的电压作为 NCTL 信号输出。

[0077] 在图 6(A) 中, 第一电流源 CS21 在 PGATE 信号为 L 电平时接通。此外, 第二电流源 CS22 在 PGATE 信号或者 NGATEB 信号为 L 电平时接通。这里, 如果设第一电流源 CS21 的电压电流转换率为 a , 设第二电流源 CS22 的电压电流转换率为 b , 则通过 $I_1 = aV_i$ 、 $I_2 = bV_o$ 的关系来表示。因此, 电容器 C21 在主开关元件 Q11 的接通期间, 按照与 $aV_i - bV_o$ 对应的倾斜度来充电, 在辅开关元件 Q12 的接通期间, 按照与 bV_o 成比例的倾斜度来放电。

[0078] 图 6(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、电容器 C21 的电压 $V(C21)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0079] 在时刻 t_0 , 如果 PGATE 成为 L 电平, 则主开关元件 Q11(参照图 2) 导通。在该 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 , 在电感器 L1(参照图 2) 中流动的电流上升。如果设图 6(A) 所示的电容器 C21 的充电电压的初始值为 $(V_i - V_{tL})$, 则在 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 , 电容器 C11 的电压从 $(V_i - V_{tL})$ 按照与 $aV_i - bV_o$ 成比例的倾斜度上升。

[0080] 之后, 在时刻 t_1 , 如果 PGATE 信号成为 H 电平, NGATE 信号成为 H 电平 (NGATEB 信号成为 L 电平), 则主开关元件 Q11 关断, 辅开关元件 Q12(参照图 2) 导通。在该 NGATE 信号为 H 电平 (NGATEB 信号为 L 电平) 的期间 τ_2 , 在电感器 L1 中流动的电流下降。此外, 电容器 C21 按照与 bV_o 成比例的倾斜度放电。

[0081] 由于 NCTL 信号是从电源输入部 V_i 的电压 V_i 中减去电容器 C21 的电压 $V(C21)$ 后的电压, 所以如图 8 所示, 成为增减方向与 $V(C21)$ 反转的波形。

[0082] 在时刻 t_2 , 在电容器 C21 的电压降低到 $(V_i - V_{tL})$ 时, NCTL 信号实质成为 H 电平, 辅开关元件 Q12 被强制关断。即, 如已经所述的那样, 由于图 2 所示的或非门 NOR3 的输入信号从 L 电平向 H 电平进行状态迁移的阈值为 V_{tL} , 所以在 NCTL 信号的电压超过了 V_{tL} 时, NGATE 信号成为 L 电平, 辅开关元件 Q12 被强制地关断。由此, 防止电感器电流的逆流。

[0083] 《第三实施方式》

[0084] 图 7(A) 是简化表示针对第三实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C31 的充放电电路的图。由于 DC-DC 转换器整体的构成与图 2 所示的构成相同, 所以使用图 2 中所示的符号来说明 DC-DC 转换器各部分的动作。但是, 在第三实施方

式中,对于驱动器电路 70,设在 NCTL 信号成为 H 电平时,NGATE 信号成为 L 电平。这例如能够通过将反相器插入到 NOR3 的 NCTL 信号输入部中来实现。

[0085] 在图 7(A) 中,第一电流源 CS31 在 PGATE 信号为 L 电平时接通。此外,第二电流源 CS32 在 PGATE 信号或者 NGATEB 信号为 L 电平时接通。这里,如果设第一电流源 CS31 的电压电流转换率为 a ,第二电流源 CS32 的电压电流转换率为 b ,则由 $I_1 = aV_i, I_2 = bV_o$ 的关系来表示。因此,电容器 C31 在主开关元件 Q11 的接通期间,按照与 $aV_i - bV_o$ 对应的倾斜度来充电,在辅开关元件 Q12 的接通期间,按照与 bV_o 成比例的倾斜度来放电。

[0086] 图 7(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、以及 NCTL 信号的波形图。

[0087] 在时刻 t_0 ,如果 PGATE 信号成为 L 电平,则主开关元件 Q11(参照图 2) 导通。在该 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 ,在电感器 L1(参照图 2) 中流动的电流上升。此外,电容器 C31 的电压按照与 $aV_i - bV_o$ 成比例的倾斜度上升。

[0088] 之后,在时刻 t_1 ,如果 PGATE 信号成为 H 电平,NGATE 信号成为 H 电平(NGATEB 信号成为 L 电平),则主开关元件 Q11 关断,辅开关元件 Q12(参照图 2) 导通。在该 NGATE 信号为 H 电平(NGATEB 信号为 L 电平)的期间 τ_2 ,在电感器 L1 中流动的电流下降。此外,电容器 C31 按照与 bV_o 成比例的倾斜度放电。

[0089] 在时刻 t_2 ,在电容器 C31 的电压降低到 V_{tH} 时,NCTL 信号实质上成为 L 电平,辅开关元件 Q12 强制地关断。由此,防止电感器电流的逆流。

[0090] 《第四实施方式》

[0091] 图 8(A) 是简化表示针对第四实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的电容器 C41 的充放电电路的图。由于 DC-DC 转换器整体的构成与图 2 所示的构成相同,所以使用图 2 中所示的符号来说明 DC-DC 转换器各部分的动作。但是,在第四实施方式中,与第三实施方式相同地,对于驱动器电路 70,设在 NCTL 信号成为 H 电平时,NGATE 信号成为 L 电平。

[0092] 在图 8(A) 中,第一电流源 CS41 在 PGATE 信号为 L 电平时接通。此外,第二电流源 CS42 在 PGATE 信号或者 NGATEB 信号为 L 电平时接通。这里,设第一电流源 CS41 的电压电流转换率为 a ,第二电流源 CS42 的电压电流转换率为 b 。

[0093] 图 8(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、电容器 C41 的电压 $V(C41)$ 、以及 NCTL 信号的波形图。

[0094] 在时刻 t_0 ,如果 PGATE 成为 L 电平,则主开关元件 Q11(参照图 2) 导通。在该 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 ,在电感器 L1(参照图 2) 中流动的电流上升。在 PGATE 信号为 L 电平的期间 τ_1 ,电容器 C41 按照与 $bV_o - aV_i$ 成比例的倾斜度放电。

[0095] 之后,在时刻 t_1 ,如果 PGATE 信号成为 H 电平,NGATE 信号成为 H 电平(NGATEB 信号成为 L 电平),则主开关元件 Q11 关断,辅开关元件 Q12(参照图 2) 导通。在该 NGATE 信号为 H 电平(NGATEB 信号为 L 电平)的期间 τ_2 ,在电感器 L1 中流动的电流下降。此外,电容器 C41 按照与 bV_o 成比例的倾斜度放电。

[0096] 由于 NCTL 信号是从电源输入部 V_i 的电压 V_i 中减去电容器 C41 的电压 $V(C41)$ 后的电压,所以如图 8(B) 所示,成为增减方向与 $V(C41)$ 反转的波形。

[0097] 在时刻 t_2 ,NCTL 信号实质上成为 L 电平,辅开关元件 Q12 被强制地关断。由此,防止电感器电流的逆流。

[0098] 《第五实施方式》

[0099] 图 9 是第五实施方式涉及的 DC-DC 转换器整体的电路图。该 DC-DC 转换器 305 具备：输入规定的直流电压的电源输入部 V_i ；输出直流电压的电源输出部 V_o ；主开关元件 Q21 以及辅开关元件 Q22 的串联电路；第一端与主开关元件 Q21 和辅开关元件 Q22 的连接点连接、且第二端与 V_i 连接的电感器 L1；以及设置在电源输出部 V_o 和地之间的电容器 C1。该 DC-DC 转换器 305 是按照固定的直流电压从电源输出部 V_o 向负载提供电力的升压断路器型的 DC-DC 转换器。

[0100] 脉冲产生电路 50，与图 2 所示的例子相同地，由电阻 R3、R4、误差放大器 EA、基准电压产生电路 VREF、斜坡波形信号产生电路 RAMP、转换器 COMP2、以及 PWM/PFM 信号产生电路 51 构成。

[0101] 辅开关控制信号产生电路 80 输入辅开关元件 Q22 的栅极信号即 PGATE 信号、主开关元件 Q21 的栅极信号即 NGATE 信号的反转信号 NGATEB 信号、以及电源输入部 V_i 的电压 (V_i)，并输出辅开关控制信号 PCTL。

[0102] 驱动器电路 90 基于 PC 信号以及 PCTL 信号来输出 PGATE 信号以及 NGATE 信号。

[0103] 与图 2 所示的降压断路器型的 DC-DC 转换器相反地，主开关元件 Q21 为 N 沟道 MOS-FET，辅开关元件 Q22 为 P 沟道 MOS-FET。因此，NGATE 信号为高电平时主开关元件 Q21 接通，PGATE 信号为低电平时辅开关元件 Q22 接通。

[0104] 在主开关元件 Q21 的接通期间（此时，辅开关元件 Q22 断开），电流从电源输入部 V_i 在电感器 L1 中流动。之后，如果主开关元件 Q21 断开，辅开关元件 Q22 接通，则电感器 L1 的电流经由辅开关元件 Q22 向电源输出部 V_o 方向流动。

[0105] 驱动器电路 90 是与图 2 所示的驱动器电路 70 相类似的构成，在 PCTL 信号实质上成为 L 电平并使后级迁移时，将 PGATE 信号设为 H 电平。即，通过使 PCTL 信号成为 L 电平，从而辅开关元件 Q22 被强制地关断。

[0106] 图 10 是上述辅开关控制信号产生电路 80 的电路图。

[0107] 如图 10 所示，辅开关控制信号产生电路 80 具备：基于电阻 R11、R12 的分压电路、基于电阻 R21、R22 的分压电路、电压电流转换电路 61、64、电流反射镜电路 62、63、65、以及电容器 C31。

[0108] 电压电流转换电路 61 由 P 沟道 MOS-FET P3、P4、N 沟道 MOS-FET N1、N2、N5、N6、以及电阻 R13 构成，对电阻 R11、R12 的分压输出电压进行非反转输入，对电阻 R13 的下降电压进行反转输入。

[0109] 电流反射镜电路 62 由 P 沟道 MOS-FET P7、P8、P9 构成。

[0110] 由于对电阻 R13 的下降电压被负反馈，并将该电压电流转换电路 61 的输出向 N6 的栅极输出，所以，结局是，电阻 R13 的下降电压和电阻 R11、R12 的分压电压成为相等的电压。由此，与电源输出部 V_o 的电压 V_o 成比例的电流 I_2 在电流反射镜电路 62 的左边流动。如果设该电流反射镜电路 62 的电流比为 1 : 1，则在 MOS-FET P9 接通时，电流 I_2 在电流反射镜电路 62 的右边流动。

[0111] 电流反射镜电路 63 由 N 沟道 MOS-FET N10、N11 构成。如果设该电流反射镜电路 63 的电流比为 1 : 1，则电流 I_2 在 MOS-FET N11 中流动。

[0112] 电压电流转换电路 64 由 P 沟道 MOS-FET P23、P24、N 沟道 MOS-FET N21、N22、N25、

N26、以及电阻 R23 构成,对电阻 R21、R22 的分压输出电压进行非反转输入,对电阻 R23 的下降电压进行反转输入。

[0113] 电流反射镜电路 65 由 P 沟道 MOS-FET P27、P28、P29、P30 构成。

[0114] 由于对电阻 R23 的下降电压进行负反馈,并将该电压电流转换电路 64 的输出向 N26 的栅极输出,所以,结局是,电阻 R23 的电压和电阻 R21、R22 的分压电压成为相等的电压。由此,与电源输入部 V_i 的电压 V_i 成比例的电流 I_1 在电流反射镜电路 65 的左边流动。如果设该电流反射镜电路 65 的电流比为 1 : 1,则在 MOS-FET P29 或者 P30 接通时,电流 I_1 在电流反射镜电路 65 的右边流动。

[0115] 电容器 C31 在 MOS-FET P30 的接通期间通过电流 I_1 进行充电,在 MOS-FET P29、P9 的接通期间通过电流 (I_2-I_1) 放电。该电容器 C31 的电压作为 PCTL 信号输出。

[0116] 图 10 所示的辅开关控制信号产生电路 80 的 PGATE 信号、NGATEB 信号、MOS-FET P9、P29、P30、图 9 所示的主开关元件 Q21、辅开关元件 Q22 的状态、以及电容器 C31 中流动的电流的关系如以下所述。

[0117] [表 2]

	PGATE	N	GATEB	Q21	Q22	P9	P29	P30	C31 电流
[0118]	H	L		on	off	off	off	on	I_1
	L	H		off	on	on	on	off	I_1-I_2

[0119] 因此,在主开关元件 Q21 的接通期间,电容器 C31 通过电流 $-I_1$ 充电,在辅开关元件 Q22 的接通期间,电容器 C31 通过电流 I_1-I_2 充电(通过 I_2-I_1 放电)。

[0120] 图 11(A) 是简化表示针对图 10 所示的电容器 C31 的充放电电路的图。在图 11 中,电流源 CS32 是基于图 10 所示的电压电流转换电路 61 以及电流反射镜电路 62、63 的电路,在 PGATE 信号为 L 电平时接通。此外,电流源 CS31 是基于图 10 所示的电压电流转换电路 64 以及电流反射镜电路 65 的电路,在 PGATE 信号或者 NGATEB 信号为 L 电平时接通。

[0121] 由于电流 I_1 与 V_i 成比例,电流 I_2 与 V_o 成比例,所以电容器 C31 在主开关元件 Q21 的接通期间,电位按照与电流 I_1 成比例的倾斜度上升,在辅开关元件 Q22 的接通期间,充电电位按照与 I_1-I_2 成比例的倾斜度下降。

[0122] 图 11(B) 是 PGATE 信号、NGATE 信号、在电感器 L1 中流动的电流 I(L1)、以及 PCTL 信号的波形图。

[0123] 在时刻 t_0 ,如果 NGATE 信号成为 H 电平,则主开关元件 Q21 导通。在该 NGATE 信号为 H 电平的期间 τ_1 ,在电感器 L1 中流动的电流上升。如果设图 10、图 11(A) 所示的电容器 C31 的充电电压的初始值为 V_{tH} ,则在主开关元件 Q21 的接通期间 τ_1 ,电容器 C31 的电压从 V_{tH} 开始上升。

[0124] 之后,在时刻 t_1 ,如果 NGATE 信号成为 L 电平(NGATEB 信号成为 H 电平),PGATE 信号成为 L 电平,则主开关元件 Q21 关断,辅开关元件 Q22 导通。在该 NGATE 信号为 L 电平(NGATEB 信号为 H 电平)的期间 τ_2 ,在电感器 L1 中流动的电流下降。此外,电容器 C31 的充电电压从时刻 t_1 的电压开始持续下降。

[0125] 在时刻 t_2 , 由于在电容器 C31 的电压低于 V_{tH} 时, PCTL 信号实质成为 L 电平, 所以辅开关元件 Q12 被强制地关断。因此, 通过设 $a = b$ 来防止电感器电流的逆流。此外, 与第一实施方式相同地, 可以设 $a > b$ 。

[0126] 《第六实施方式》

[0127] 图 12、图 13 是表示第六实施方式涉及的 DC-DC 转换器的辅开关控制信号产生电路的一部分构成的图。在以上所示的各实施方式中, 示出使用由于充放电而变化的电容器 (C11、C21、C31、C41) 的电压作为辅开关控制信号 (NCTL 信号或者 PCTL 信号) 的例子。在第六实施方式中, 示出对电容器的电压进行电平移位而产生辅开关控制信号的例子。

[0128] 图 12 表示将电平移位电路 71 以及反相器 (非门) IN31 与电容器 C11 连接的部分。该电容器 C11 相当于在第一实施方式中图 3 所示的电容器 C11。电平移位电路 71, 如图 12 所示, 由 MOS-FET P31、电阻 R31、以及 MOS-FET N31 构成。对高端 (highside) 的 MOS-FET P31 的栅极施加接通这样的固定的 DC 偏置电压 B。该电平移位电路 71 将电容器 C11 的电压输入至 MOS-FET N31 的栅极, 并从 MOS-FET P31 和电阻 R31 的连接点输出电平移位后的电压。在该例子中, 将反相器 (非门) IN31 与电平移位电路 71 的后级连接, 将该输出作为 NCTL 信号。

[0129] 此外, 图 13 表示将电平移位电路 72 与电容器 C11 连接的部分。该电容器 C11 相当于在第一实施方式中图 3 所示的电容器 C11。电平移位电路 72 由 MOS-FET P31、P32 构成。对高端的 MOS-FET P32 的栅极施加接通这样的固定的 DC 偏置电压 B。该电平移位电路 72 构成为, 将电容器 C11 的电压输入至 MOS-FET P31 的栅极, 并从 MOS-FET P31 和 P32 的连接点输出电平移位后的 NCTL 信号。

[0130] 根据这些构成, 即使充放电导致的电容器 C11 的电压变化较小, 也能够进行超过使后级的逻辑电路进行状态迁移所需的阈值的电压变化的电平移位。由此, 能够减小在电容器的充放电中使用的电流源的电流值和电容器面积, 能够使电路小型化、低耗电化。

[0131] 图 12、图 13 中示出在地电位侧设置电容器 C11 的例子, 但是也可以构成为, 在电源电位侧设置电容器, 进行从电源电压开始下降了电容器的电压的量后得到的电压的电平移位。

[0132] 符号说明 :

- [0133] C1 电容器
- [0134] C11 电容器
- [0135] C21 电容器
- [0136] C31 电容器
- [0137] C41 电容器
- [0138] COMP2 比较器
- [0139] CS11、CS12 电流源
- [0140] CS21、CS22 电流源
- [0141] CS31、CS32 电流源
- [0142] CS41、CS42 电流源
- [0143] EA 误差放大器
- [0144] L1 电感器

- [0145] NCTL 辅开关控制信号
- [0146] PCTL 辅开关控制信号
- [0147] Q11 主开关元件
- [0148] Q12 辅开关元件
- [0149] Q21 主开关元件
- [0150] Q22 辅开关元件
- [0151] RAMP 斜坡波形信号产生电路
- [0152] Vi 电源输入部
- [0153] Vi 输入电压
- [0154] Vo 电源输出部
- [0155] Vo 输出电压
- [0156] VREF 基准电压产生电路
- [0157] VtH、VtL 阈值电压
- [0158] 50 脉冲产生电路
- [0159] 51 PWM/PFM 信号产生电路
- [0160] 60 辅开关控制信号产生电路
- [0161] 61、64 电压电流转换电路
- [0162] 62、63、65 电流反射镜电路
- [0163] 70 驱动器电路
- [0164] 71 电平移位电路
- [0165] 80 辅开关控制信号产生电路
- [0166] 90 驱动器电路
- [0167] 301、305 DC-DC 转换器

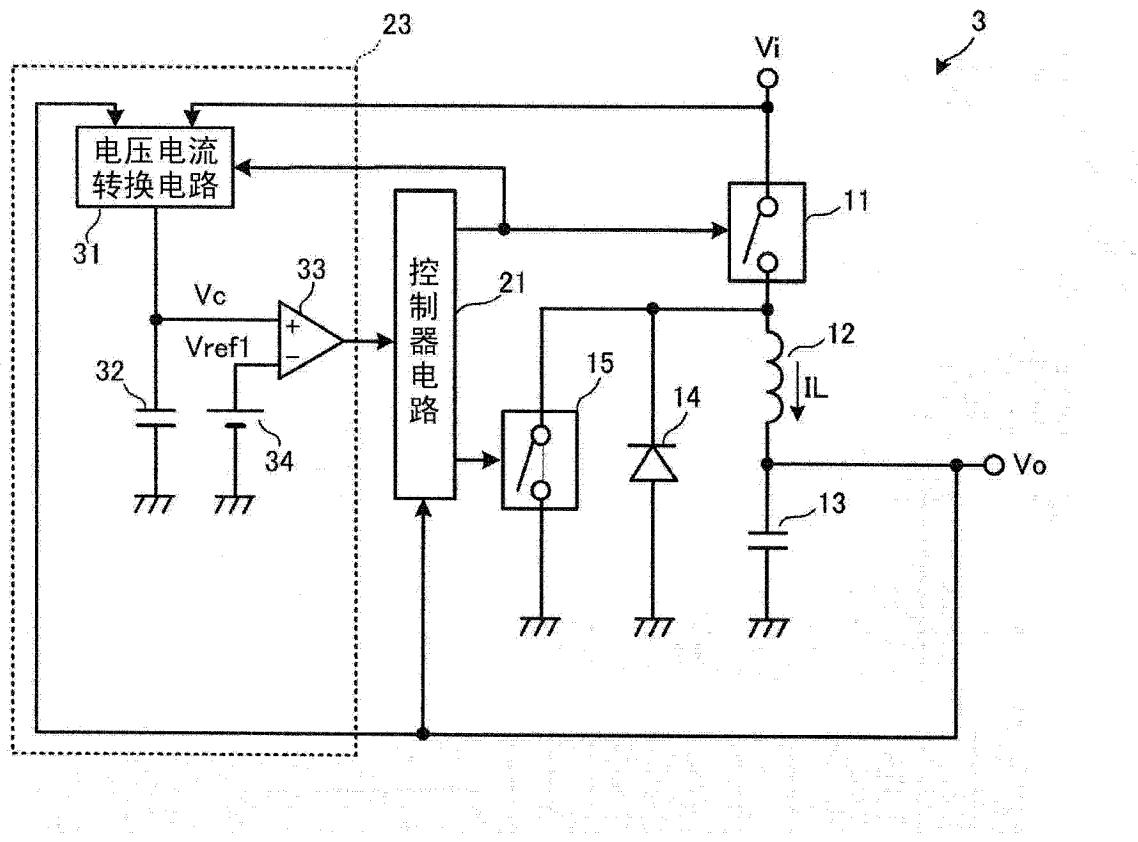
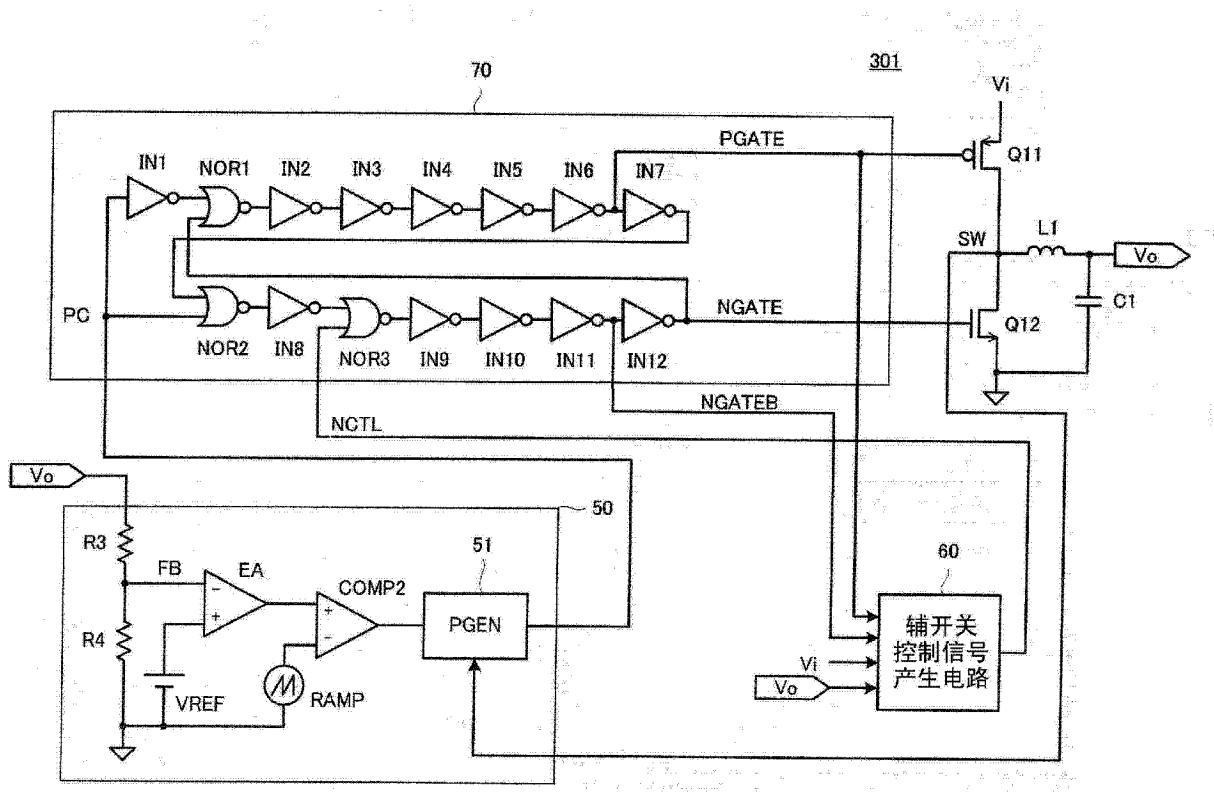


图 1



60

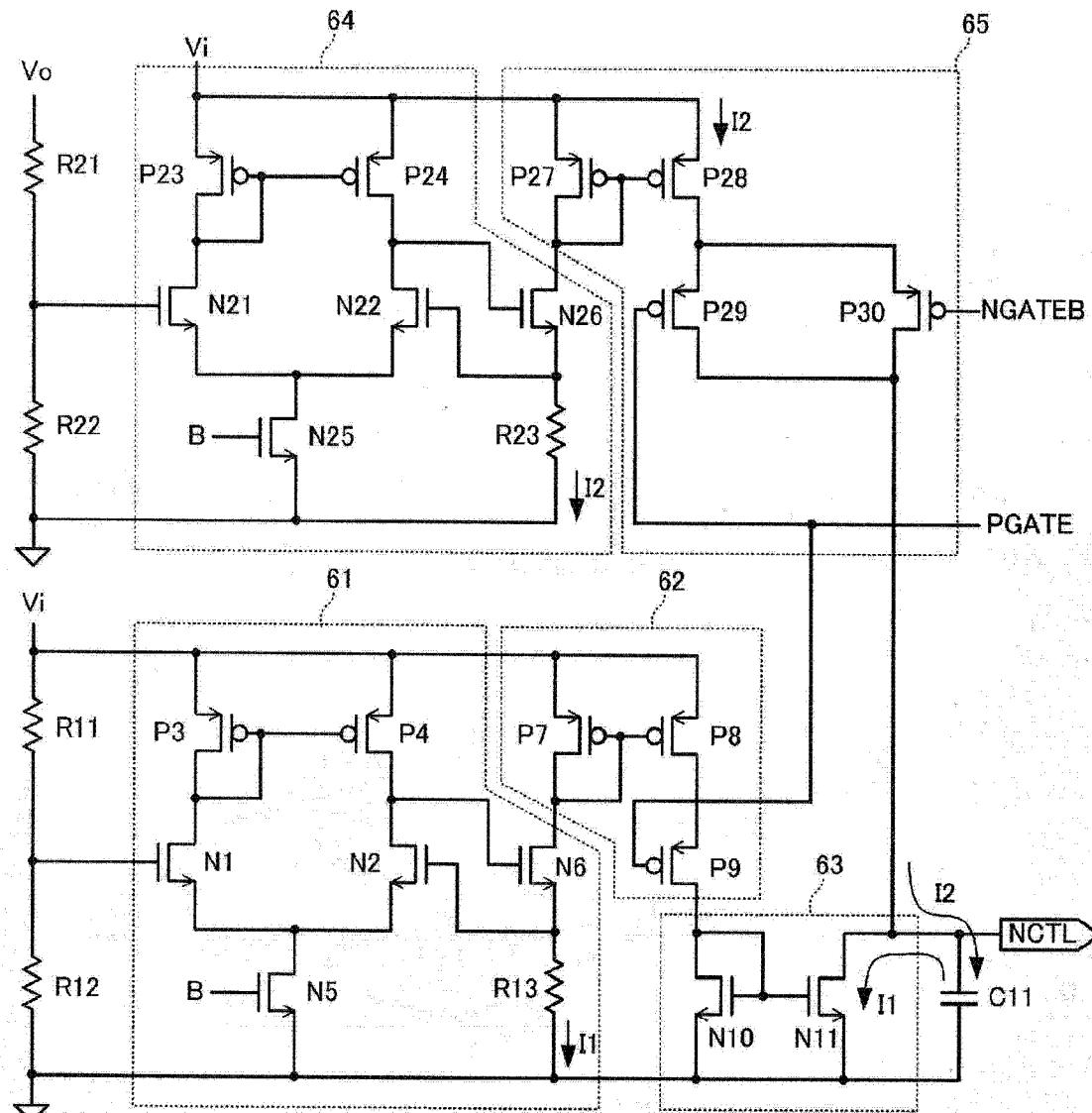


图 3

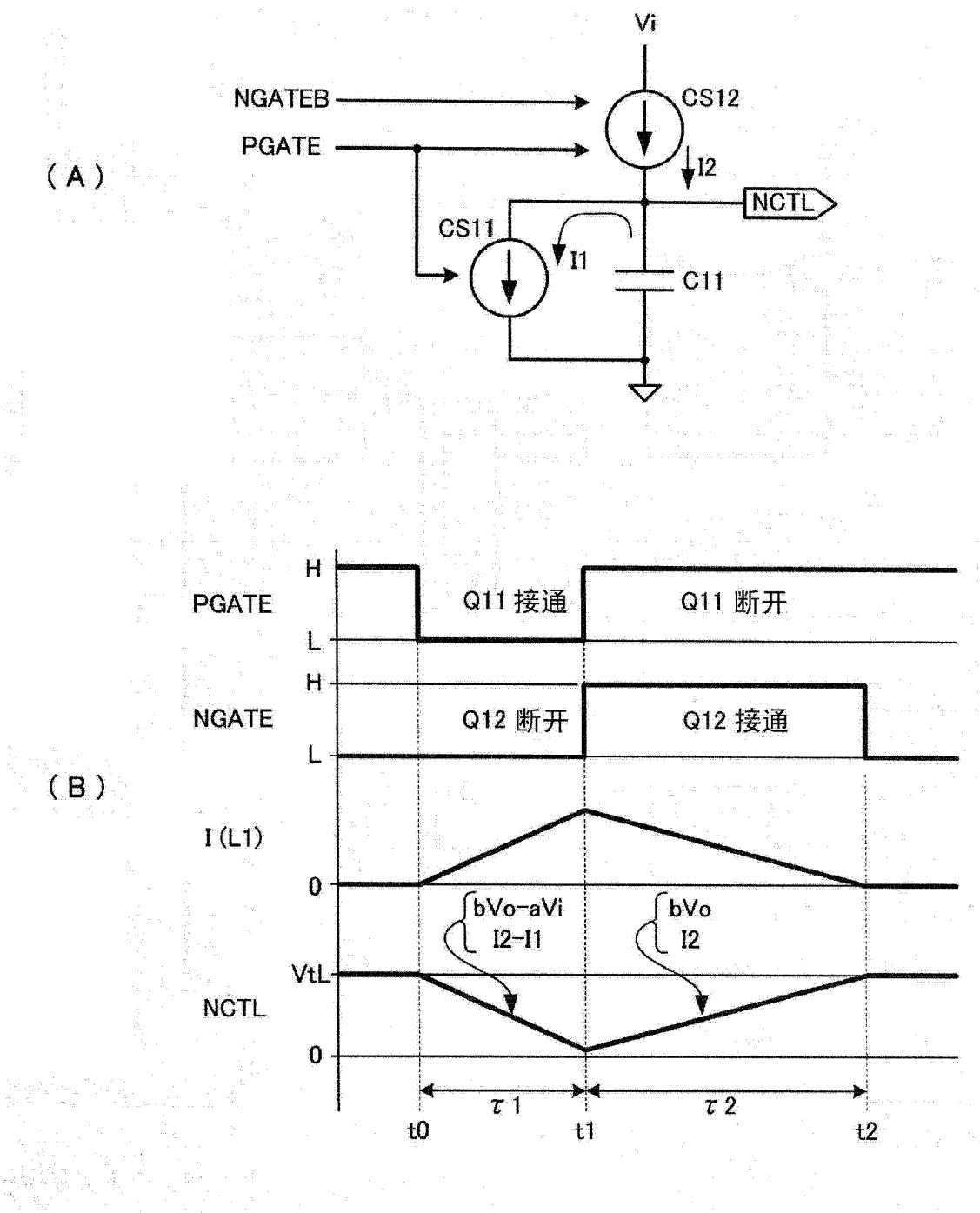


图 4

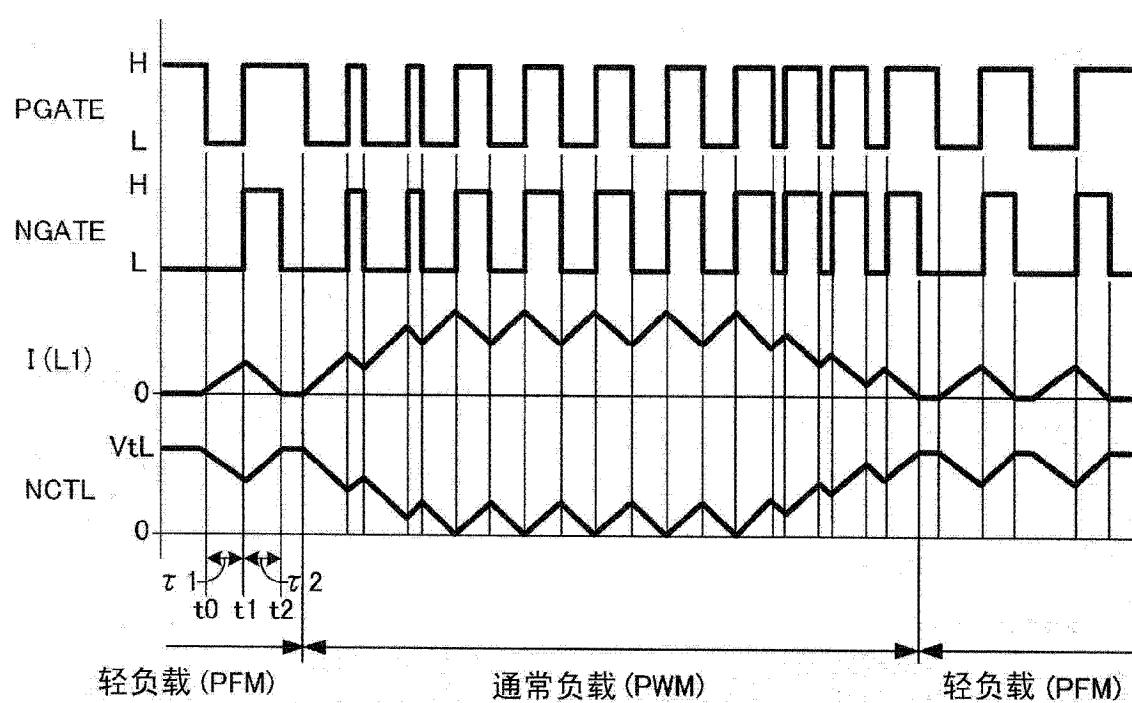


图 5

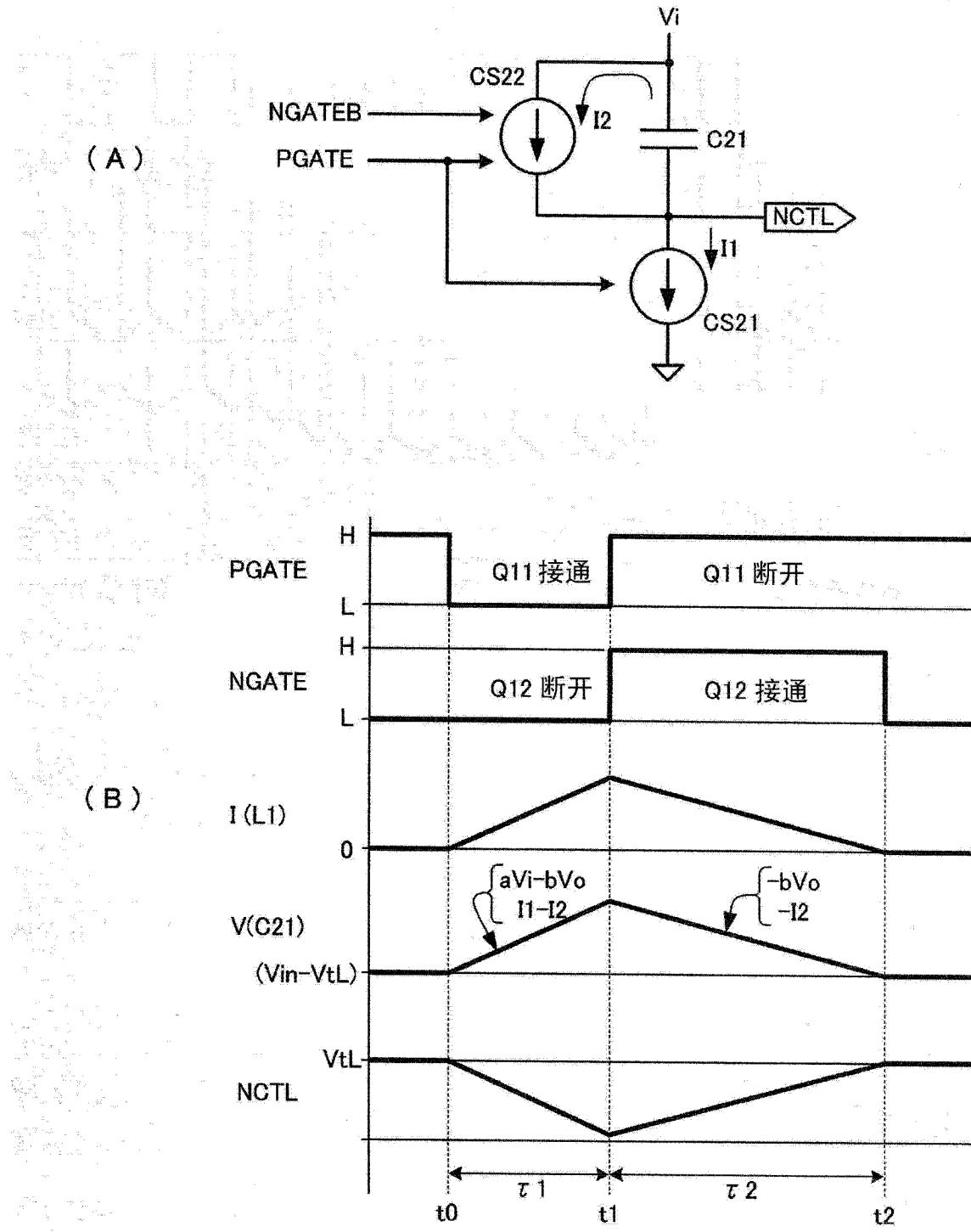


图 6

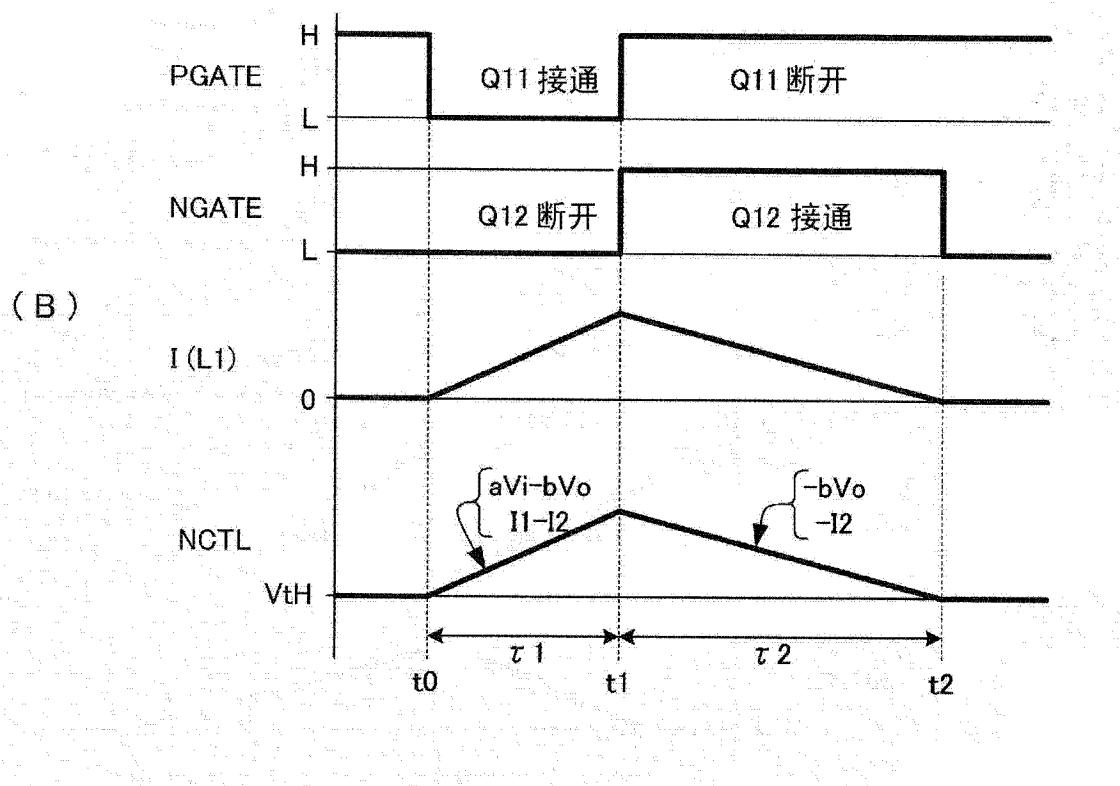
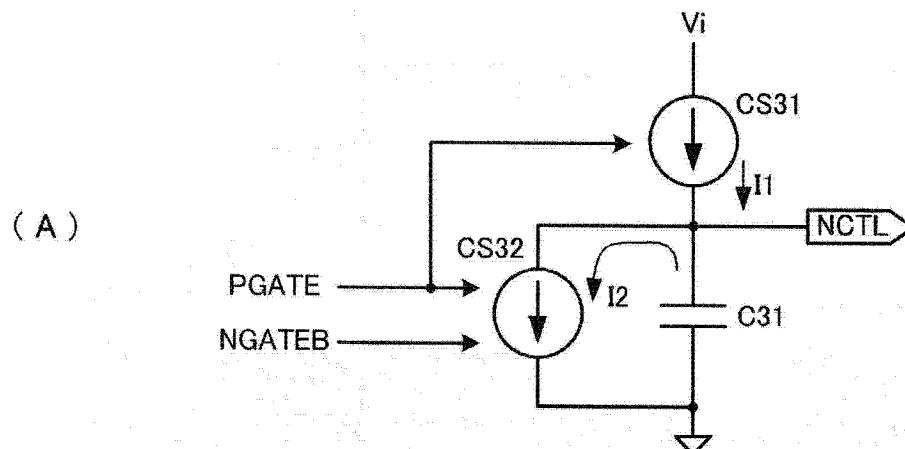


图 7

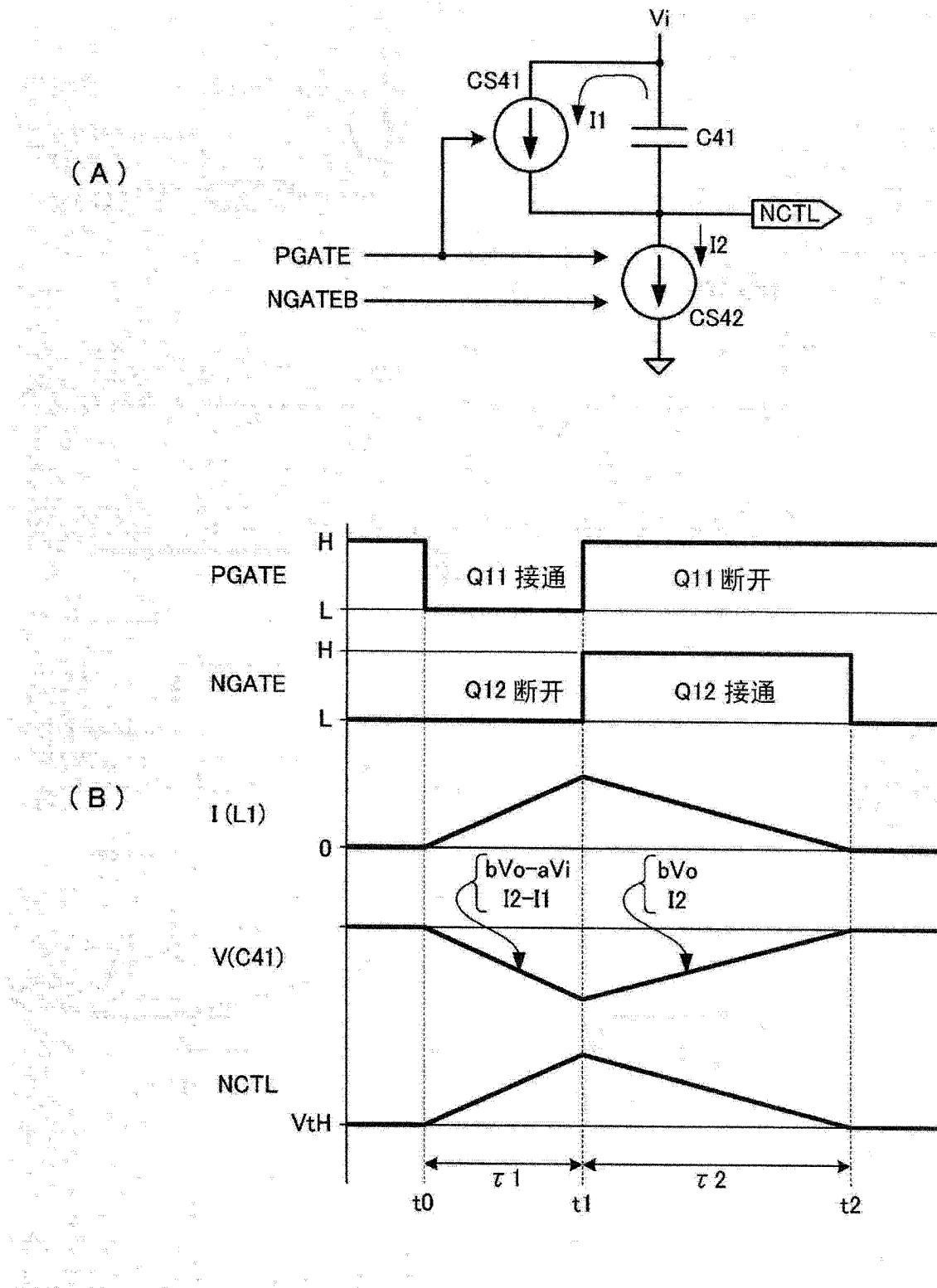


图 8

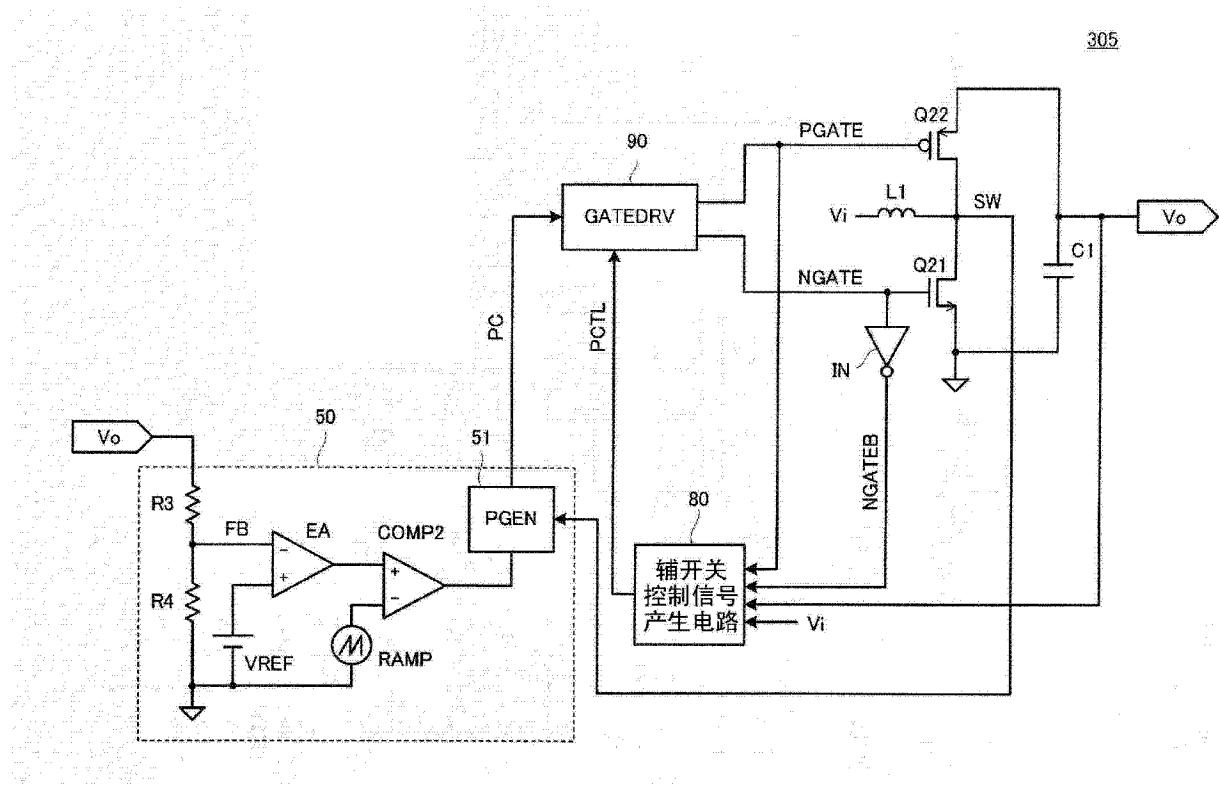


图 9

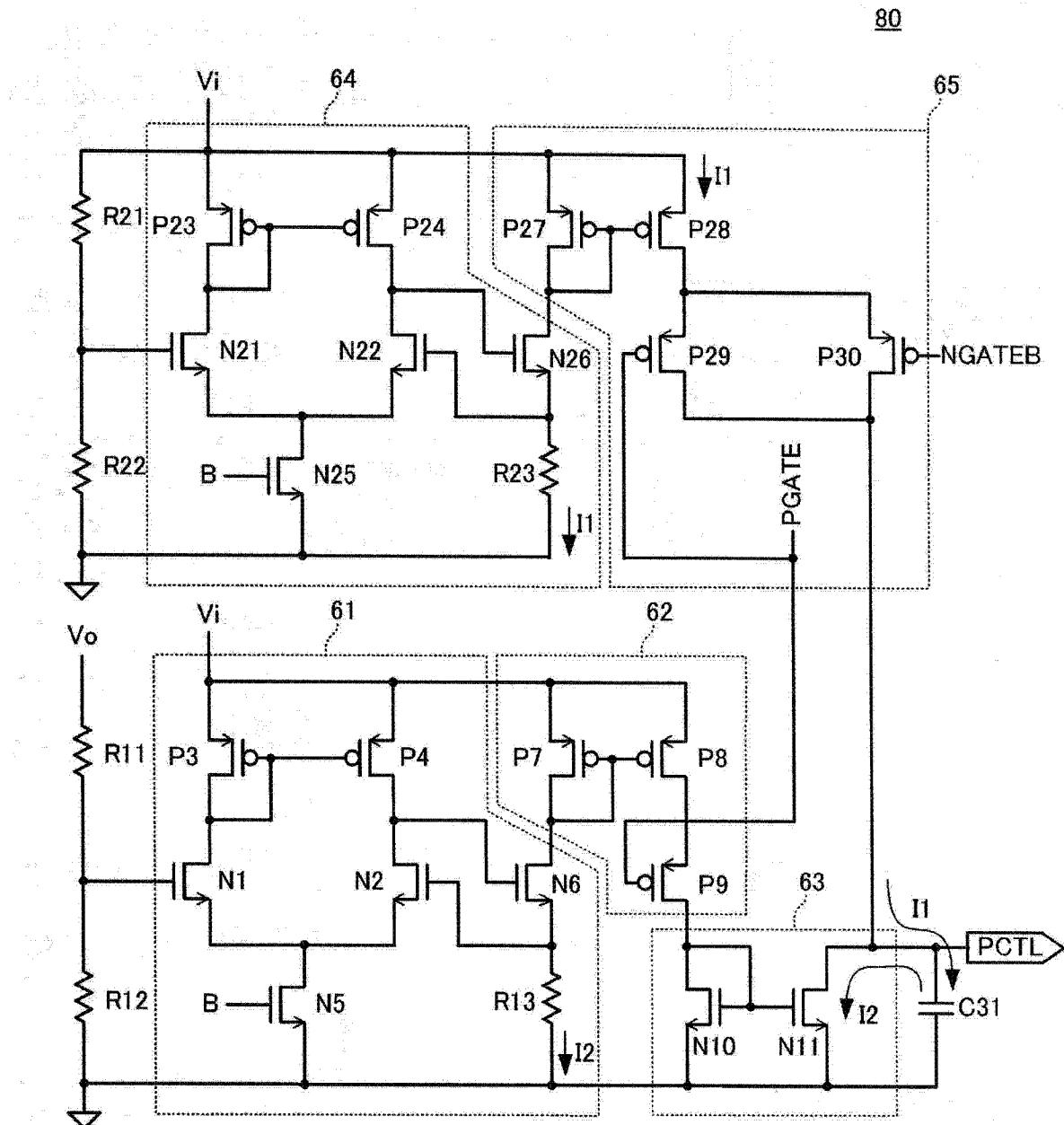


图 10

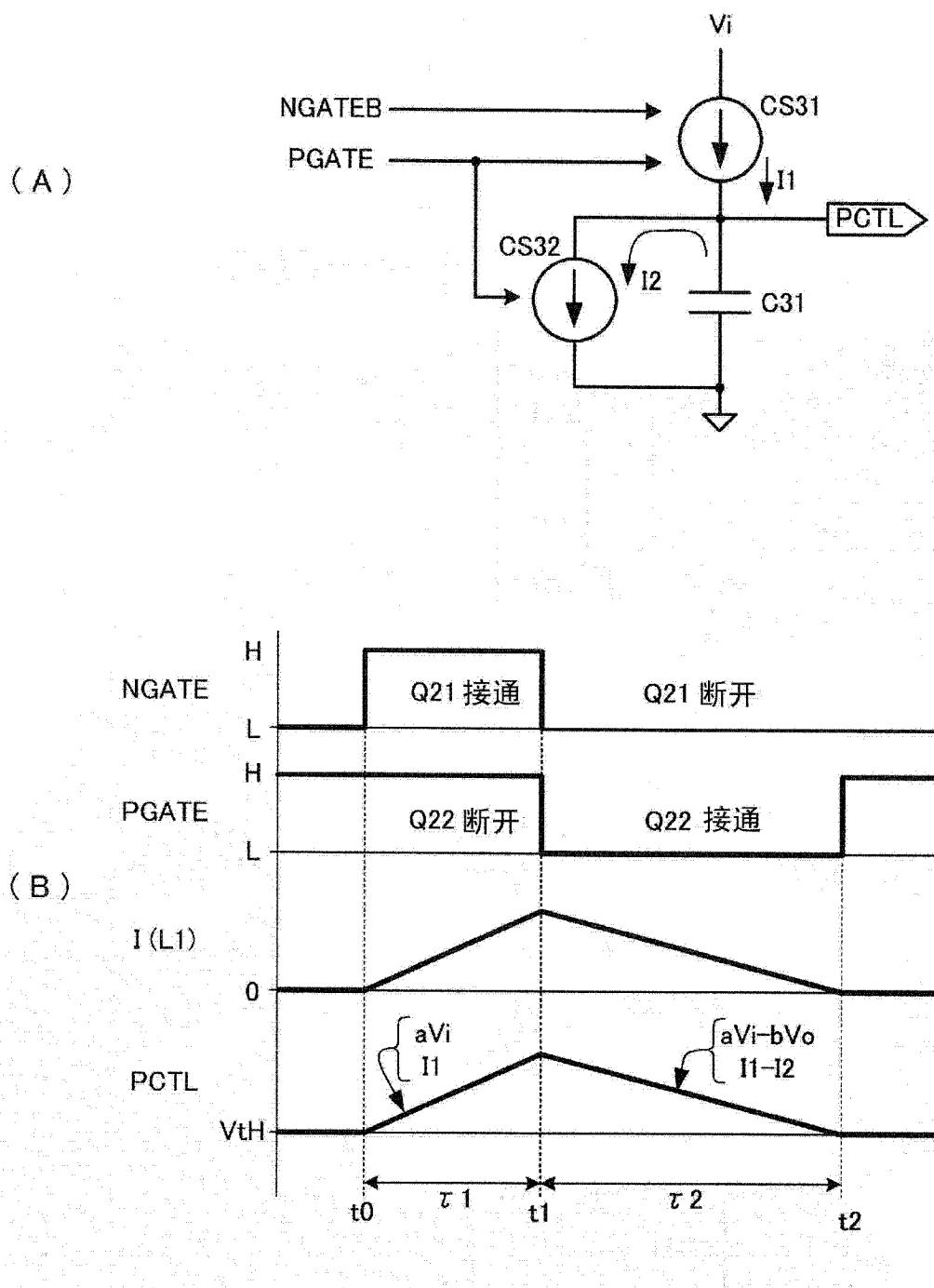


图 11

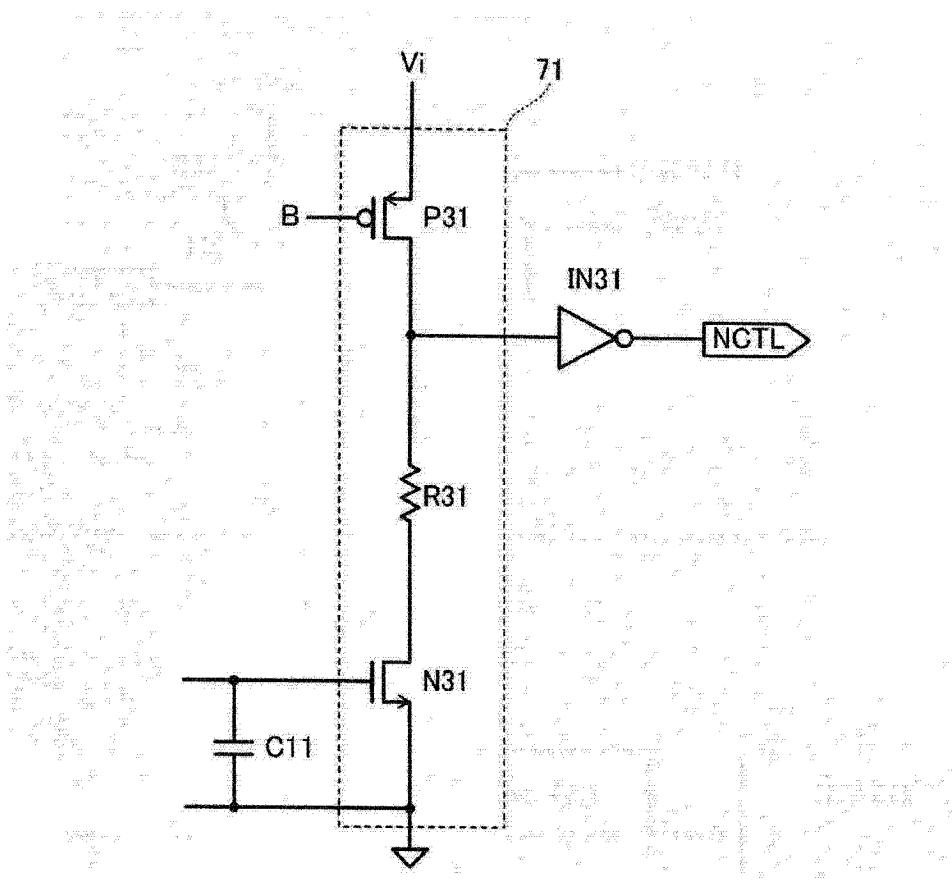


图 12

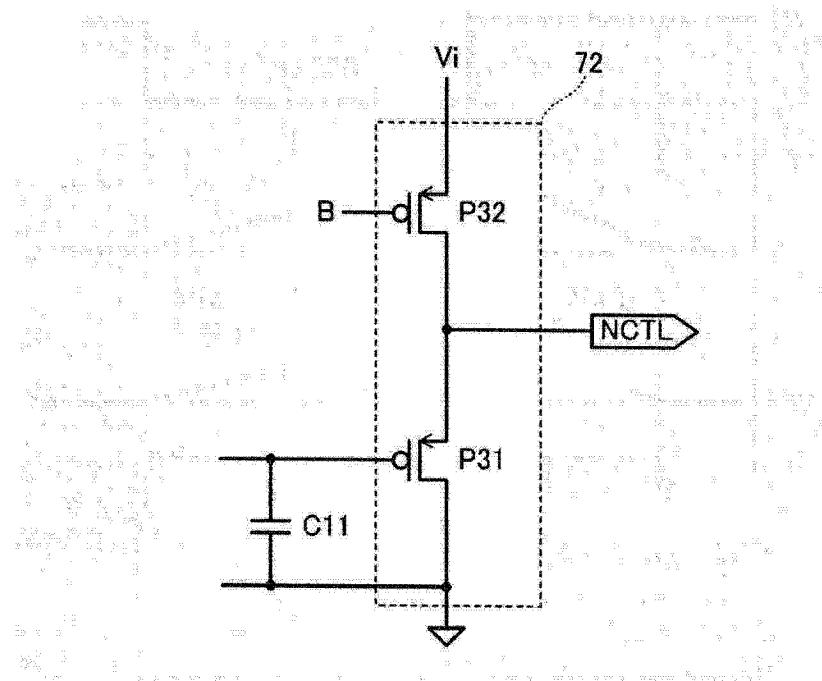


图 13