

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102067425 A

(43) 申请公布日 2011. 05. 18

(21) 申请号 200980121615. 7

(74) 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司 11243

(22) 申请日 2009. 06. 15

代理人 许静 郭凤麟

(30) 优先权数据

2008-163252 2008. 06. 23 JP

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 12. 09

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/060832 2009. 06. 15

(87) PCT申请的公布数据

W02009/157329 JA 2009. 12. 30

(71) 申请人 三菱电气株式会社

地址 日本埼玉县

申请人 国立大学法人岛根大学

(72) 发明人 足助英树 高野秀治 鹤谷守

山本真义 川岛崇广 船曳繁之

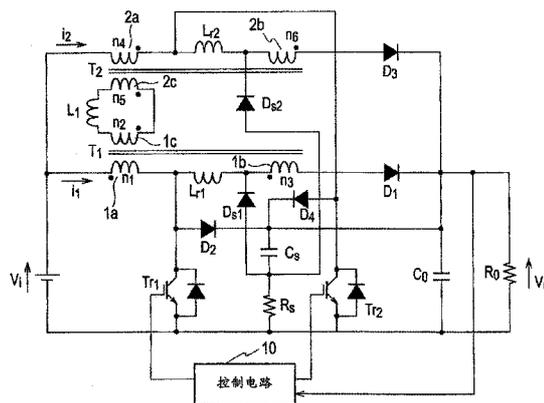
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 9 页

(54) 发明名称

具有缓冲电路的 DC-DC 变换器

(57) 摘要

本发明提供一种对直流电源的电压 V_i 进行升压的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,其目的是为了解决降低冲击电压和噪声产生这样的课题。缓冲电路是由以下部分构成:连接在平滑电容器 C_0 的两端、由缓冲电容器 C_s 和缓冲电阻 R_s 构成的串联电路;连接在缓冲电容器 C_s 与缓冲电阻 R_s 的连接点、和第 1 电抗器 L_{r1} 与第 1 变压器 T_1 的提升线圈 $1b$ 的连接点之间的第 1 缓冲二极管 D_{s1} ;以及连接在缓冲电容器 C_s 与缓冲电阻 R_s 的连接点、和第 2 电抗器 L_{r2} 与第 2 变压器 T_2 的提升线圈 $2b$ 的连接点之间的第 2 缓冲二极管 D_{s2} 。



1. 一种具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,其对直流电源的电压进行升压,具有:
 - 第 1 开关,其经由第 1 变压器的 1 次线圈连接在所述直流电源的两端;
 - 第 2 开关,其经由第 2 变压器的 1 次线圈连接在所述直流电源的两端;
 - 第 1 串联电路,其连接在所述第 1 开关的两端,由第 1 电抗器、所述第 1 变压器的提升线圈、第 1 二极管、和平滑电容器构成;
 - 第 2 二极管,其连接在所述第 1 开关的一端和所述平滑电容器的一端;
 - 第 2 串联电路,其连接在所述第 2 开关的两端,由第 2 电抗器、所述第 2 变压器的提升线圈、第 3 二极管、和所述平滑电容器构成;
 - 第 4 二极管,其连接在所述第 2 开关的一端和所述平滑电容器的一端;
 - 第 3 电抗器,其连接在串联连接有所述第 1 变压器的 2 次线圈和所述第 2 变压器的 2 次线圈的串联电路的两端;
 - 第 3 串联电路,其连接在所述平滑电容器的两端,由缓冲电容器和缓冲电阻构成;
 - 第 1 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 1 电抗器与所述第 1 变压器的提升线圈的连接点;
 - 第 2 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 2 电抗器与所述第 2 变压器的提升线圈的连接点;以及
 - 控制电路,其使所述第 1 开关和所述第 2 开关每 1/2 周期交互地接通,使所述第 1 开关在所述第 2 开关的接通期间断开,使所述第 2 开关在所述第 1 开关接通期间断开。
2. 一种具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,其对直流电源的电压进行升压,具有:
 - 第 1 开关,其经由第 1 变压器的 1 次线圈和第 1 电抗器,连接在所述直流电源的两端;
 - 第 2 开关,其经由第 2 变压器的 1 次线圈和第 2 电抗器,连接在所述直流电源的两端;
 - 第 1 串联电路,其连接在所述第 1 电抗器和所述第 1 开关的串联电路的两端,由与所述第 1 变压器的 1 次线圈串联的所述第 1 变压器的提升线圈、第 1 二极管、和平滑电容器构成;
 - 第 2 二极管,其连接在所述第 1 电抗器与所述第 1 开关的连接点、和所述平滑电容器的一端;
 - 第 2 串联电路,其连接在所述第 2 电抗器和所述第 2 开关的串联电路的两端,由与所述第 2 变压器的 1 次线圈串联的所述第 2 变压器的提升线圈、第 3 二极管、和所述平滑电容器构成;
 - 第 4 二极管,其连接在所述第 2 电抗器与所述第 2 开关的连接点、和所述平滑电容器的一端;
 - 第 3 电抗器,其连接在串联连接有所述第 1 变压器的 2 次线圈和所述第 2 变压器的 2 次线圈的串联电路的两端;
 - 第 3 串联电路,其连接在所述平滑电容器的两端,由缓冲电容器和缓冲电阻构成;
 - 第 1 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 1 变压器的 1 次线圈与提升线圈的连接点;
 - 第 2 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 2 变

器的 1 次线圈与提升线圈的连接点;以及

控制电路,其使所述第 1 开关和所述第 2 开关每 $1/2$ 周期交互地接通,使所述第 1 开关在所述第 2 开关的接通期间断开,使所述第 2 开关在所述第 1 开关接通期间断开。

具有缓冲电路的 DC-DC 变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及由升压斩波电路构成的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,特别涉及适用于电动汽车的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器。

背景技术

[0002] 图 1 是日本特开 2006-262601 号公报中记载的现有的 DC-DC 变换器的电路结构图。升压型的 DC-DC 变换器具有直流电源 V_{dc1} 、变压器 T3、变压器 T4、电抗器 L3、开关 Q1、开关 Q2、二极管 D3、二极管 D4、平滑电容器 C1 以及控制电路 100。

[0003] 变压器 T3 具有:1 次线圈 5a(匝数 n_p)、与 1 次线圈 5a 串联的提升线圈 5b(匝数 n_{p1})、与 1 次线圈 5a 以及提升线圈 5b 电磁耦合的 2 次线圈 5c(匝数 n_s)。变压器 T4 与变压器 T3 结构相同,具有 1 次线圈 6a(匝数 n_p)、与 1 次线圈 6a 串联的提升线圈 6b(匝数 n_{p1})、与 1 次线圈 6a 以及提升线圈 6b 电磁耦合的 2 次线圈 6c(匝数 n_s)。

[0004] 在直流电源 V_{dc1} 的两端经由变压器 T3 的 1 次线圈 5a 连接有由 MOSFET 等构成的开关 Q1 的漏极、源极。在直流电源 V_{dc1} 的两端经由变压器 T4 的 1 次线圈 6a 连接有由 MOSFET 等构成的开关 Q2 的漏极、源极。在变压器 3 的 1 次线圈 5a 与开关 Q1 的漏极的连接点、和开关 Q1 的源极上连接有由变压器 T3 的提升线圈 5b、二极管 D3 和平滑电容器 C1 构成的第 1 串联电路。在变压器 4 的 1 次线圈 6a 与开关 Q2 的漏极的连接点、和开关 Q2 的源极上连接有由变压器 4 的提升线圈 6b、二极管 D4 和平滑电容器 C1 构成的第 2 串联电路。

[0005] 在变压器 T3 的 2 次线圈 5c 和变压器 T4 的 2 次线圈 6c 的串联电路的两端连接有电抗器 L3。控制电路 100 根据平滑电容器 C1 的输出电压 V_o 以 180° 的相位差来接通 / 断开开关 Q1 和开关 Q2。

[0006] 根据这样构成的现有的 DC-DC 变换器,在根据来自控制电路 100 的 Q1 控制信号 $Q1g$ 来接通开关 Q1 时,电流以 V_{dc1} 正 \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1} 负的路径流过。因此,开关 Q1 的电流 $Q1i$ 是直线增加的。同时,在变压器 T3 的 2 次线圈 5c 中也产生电压,以 5c \rightarrow L3 \rightarrow 6c \rightarrow 5c 的路径在电抗器 L3 中流过电流 $L3i$ 。

[0007] 电流 $L3i$ 根据变压器的等安匝定律进行流动,在电抗器 L3 中蓄积能量的同时,在变压器 T4 的 2 次线圈 6c 中也流过同一电流。因此,在变压器 T4 的 1 次线圈 6a 和提升线圈 6b 上感应出对应于匝数的电压。

[0008] 此外,当变压器 T4 的提升比是 $A = (n_p + n_{p1}) / n_p$ 时,在二极管 D4 中,开关 Q1 的电流 $Q1i$ 的 $1/A$ 的电流以 V_{dc1} 正 \rightarrow 6a \rightarrow 6b \rightarrow D4 \rightarrow C1 \rightarrow V_{dc1} 负的路径进行流动。二极管 D4 的电流 $D4i$ 流动直到开关 Q2 接通为止。平滑电容器 C1 的输出电压 V_o 是直流电源 V_{dc1} 的电压(输入电压)、变压器 T4 的 1 次线圈 6a 中产生的电压和变压器 T4 的提升线圈 6b 中产生的电压之和。

[0009] 当开关 Q1 的接通占空比($D = T_{on} / T$)是 D 时,变压器 T4 中产生的电压是 $A \cdot V_{dc1} \cdot D$ 。 T_{on} 是开关 Q1 的接通时间。 T 是使开关 Q1 进行开关的周期。平滑电容器 C1 的输出电压 V_o 是 $V_o = V_{dc1} (1 + A \cdot D)$,通过使接通占空比 D 为可变,就能控制输出电压 V_o 。

[0010] 然后,根据来自控制电路 100 的 Q1 控制信号 Q1g 来断开开关 Q1。此时,电流 D3i 以 Vdc1 正 - > 5a- > 5b- > D3- > C1- > Vdc1 负的路径流过。

[0011] 然后,根据来自控制电路 100 的 Q2 控制信号 Q2g 来接通开关 Q2。此时,电流以 Vdc1 正 - > 6a- > Q2- > Vdc1 负的路径流过。因此,开关 Q2 的电流 Q2i 直线增加。同时,在变压器 T4 的 2 次线圈 6c 中也产生电压,以 6c- > 5c- > L3- > 6c 的路径在电抗器 L3 中电流 L3i 一面增加一面流动。

[0012] 电流 L3i 根据变压器的等安匝定律流动,在电抗器 L3 中蓄积能量的同时,在变压器 T3 的 2 次线圈 5c 中也流过同一电流。因此,在变压器 T3 的 1 次线圈 5a 和提升线圈 5b 上感应出对应于匝数的电压。

[0013] 此外,当变压器 T3 的提升比 $A = (n_p + n_{p1}) / n_p$ 时,在二极管 D3 中,开关 Q2 的电流 Q2i 的 1/A 的电流以 Vdc1 正 - > 5a- > 5b- > D3- > C1- > Vdc1 负的路径流过。二极管 D3 的电流 D3i 流动直到接通开关 Q1 的时刻为止。平滑电容器 C1 的输出电压 Vo 是直流电源 Vdc1 的电压(输入电压)、变压器 T3 的 1 次线圈 5a 中产生的电压和变压器 T3 的提升线圈 5b 中产生的电压之和。

[0014] 这样,在图 1 所示的多相方式的变压器连接(Trans-Linked)型的升压斩波电路中,独立的 2 个相以变压器进行耦合。这样一来,就能够只用 1 个铁心来使过去是需要 2 个的铁心进行升压动作。

[0015] 但是,在图 1 所示的 DC-DC 变换器中,产生二极管 D3、D4 的回复损失。此外,开关 Q1、开关 Q2 接通时产生了开关损失。

[0016] 因此,通过在 1 次线圈 5a 与提升线圈 5b 之间连接电抗器 La(未图示),在 1 次线圈 6a 与提升线圈 6b 之间连接电抗器 Lb(未图示),就能抑制二极管 D3、D4 的回复损失。

[0017] 但是,即使能够抑制二极管 D3、D4 的回复损失,在为抑制回复损失而附加的电抗器 La、Lb 与断开并成为逆阻止状态的二极管 D3、D4 的耗尽层的静电容量之间产生共振,因该共振会产生冲击电压和振铃。因此,会产生开关等元件破坏的噪声。

发明内容

[0018] 本发明的课题在于提供一种能够抑制二极管的回复损失和开关接通时的开关损失的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器。此外,本发明提供一种能够降低冲击电压和噪声产生、并能够防止破坏开关等元件的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器。

[0019] 为解决上述课题,第 1 发明是一种对直流电源的电压进行升压的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,具有:第 1 开关,其经由第 1 变压器的 1 次线圈连接在所述直流电源的两端;第 2 开关,其经由第 2 变压器的 1 次线圈连接在所述直流电源的两端;第 1 串联电路,其连接在所述第 1 开关的两端,由第 1 电抗器、所述第 1 变压器的提升线圈、第 1 二极管、和平滑电容器构成;第 2 二极管,其连接在所述第 1 开关的一端和所述平滑电容器的一端;第 2 串联电路,其连接在所述第 2 开关的两端,由第 2 电抗器、所述第 2 变压器的提升线圈、第 3 二极管、和平滑电容器构成;第 4 二极管,其连接在所述第 2 开关的一端和所述平滑电容器的一端;第 3 电抗器,其连接在串联连接有第 1 变压器的 2 次线圈和所述第 2 变压器的 2 次线圈的串联电路的两端;第 3 串联电路,其连接在所述平滑电容器的两端,由缓冲电容器和缓冲电阻构成;第 1 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和

所述第 1 电抗器与所述第 1 变压器的提升线圈的连接点 ;第 2 缓冲二极管,连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 2 电抗器与所述第 2 变压器的提升线圈的连接点 ;以及控制电路,其使所述第 1 开关和所述第 2 开关每 1/2 周期交互地接通,使所述第 1 开关在所述第 2 开关的接通期间断开,使所述第 2 开关在所述第 1 开关接通期间断开。

[0020] 第 2 发明是一种对直流电源的电压进行升压的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器,具有 :第 1 开关,其经由第 1 变压器的 1 次线圈和第 1 电抗器,连接在所述直流电源的两端 ;第 2 开关,其经由第 2 变压器的 1 次线圈和第 2 电抗器,连接在所述直流电源的两端 ;第 1 串联电路,其连接在所述第 1 电抗器和所述第 1 开关的串联电路的两端,由与所述第 1 变压器的 1 次线圈串联的所述第 1 变压器的提升线圈、第 1 二极管、和平滑电容器构成 ;第 2 二极管,其连接在所述第 1 电抗器与所述第 1 开关的连接点、和所述平滑电容器的一端 ;第 2 串联电路,其连接在所述第 2 电抗器和所述第 2 开关的串联电路的两端,由与所述第 2 变压器的 1 次线圈串联的所述第 2 变压器的提升线圈、第 3 二极管、和所述平滑电容器构成 ;第 4 二极管,其连接在所述第 2 电抗器与所述第 2 开关的连接点、和所述平滑电容器的一端 ;第 3 电抗器,其连接在串联连接有所述第 1 变压器的 2 次线圈和所述第 2 变压器的 2 次线圈的串联电路的两端 ;第 3 串联电路,其连接在所述平滑电容器的两端,由缓冲电容器和缓冲电阻构成 ;第 1 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 1 变压器的 1 次线圈与提升线圈的连接点 ;第 2 缓冲二极管,其连接在所述缓冲电容器与所述缓冲电阻的连接点、和所述第 2 变压器的 1 次线圈与提升线圈的连接点 ;以及控制电路,使所述第 1 开关和所述第 2 开关每 1/2 周期交互地接通,使所述第 1 开关在所述第 2 开关的接通期间断开,使所述第 2 开关在所述第 1 开关接通期间断开。

[0021] 根据本发明,由于设有第 1 电抗器以及第 2 电抗器,所以能够抑制第 1 二极管、第 2 二极管、第 3 二极管以及第 4 二极管的回复损失和第 1 开关以及第 2 开关接通时的开关损失。此外,由于设有由缓冲电容器、缓冲电阻、第 1 缓冲二极管、和第 2 缓冲二极管构成的缓冲电路,所以能够降低冲击电压和噪声产生,从而能够防止开关等元件的破坏。此外,由于将缓冲电容器的电压箝位为输出电压,所以就没有输出电压以上所引起的放电。因此,就没有伴随着不必要的缓冲电容器 C_s 的充放电而产生的功率损失,而在该箝型电路中产生的功率损失与缓冲电容器 C_s 没有关系,此外,由于没有充放电需要的时间,所以能够高速地动作。

附图说明

[0022] 图 1 是现有的 DC-DC 变换器的电路结构图。

[0023] 图 2 是表示实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的电路结构图。

[0024] 图 3(a) ~图 3(d) 是表示实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的二极管 D1 断开时的动作的图。

[0025] 图 4 是在没有缓冲电路情况下的二极管 D1 断开时的脉冲时间图。

[0026] 图 5 是在有缓冲电路情况下的二极管 D1 断开时的脉冲时间图。

[0027] 图 6(a) ~图 6(d) 是表示实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的开关 Tr1 断开时的动作的图。

[0028] 图 7 是在没有缓冲电路情况下的开关 Tr1 断开时的脉冲时间图。

- [0029] 图 8 是在有缓冲电路情况下的开关 Tr1 断开时的脉冲时间图。
- [0030] 图 9 是表示在没有缓冲电路情况下的二极管 D1 的电压以及电流的波形的图。
- [0031] 图 10 是表示在有缓冲电路情况下的二极管 D1 的电压以及电流的波形的图。
- [0032] 图 11 是表示在没有缓冲电路情况下的开关 Tr1 的电压以及电流的波形的图。
- [0033] 图 12 是表示在有缓冲电路情况下的开关 Tr1 的电压以及电流的波形的图。
- [0034] 图 13 是表示实施例 2 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的电路结构图。
- [0035] 符号说明
- [0036] Vi 直流电源, Co 平滑电容器, T1、T2 变压器
- [0037] Tr1、Tr2 开关, D1 ~ D4 二极管, Ds1、Ds2 缓冲二极管
- [0038] Ro 负载电阻, Cs 缓冲电容器, Rs 缓冲电阻
- [0039] L1、Lr1、Lr2 电抗器, 1a、2a 1 次线圈, 1b、2b 提升线圈
- [0040] 1c、2c 2 次线圈, 10 控制电路

具体实施方式

[0041] 以下, 一面参照附图一面详细说明本发明的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的实施方式。

[0042] 实施例 1

[0043] 图 2 是表示实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的电路结构图。图 2 所示的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器是由多相方式的变压器连接 (Trans-Linked) 升压斩波电路构成。

[0044] 具有缓冲电路的 DC-DC 变换器具有直流电源 Vi、变压器 T1 (第 1 变压器)、变压器 T2 (第 2 变压器)、电抗器 Lr1 (第 1 电抗器)、电抗器 Lr2 (第 2 电抗器)、电抗器 L1 (第 3 电抗器)、开关 Tr1 (第 1 开关)、开关 Tr2 (第 2 开关)、二极管 D1、二极管 D2、二极管 D3、二极管 D4、缓冲二极管 Ds1 (第 1 缓冲二极管)、缓冲二极管 Ds2 (第 2 缓冲二极管)、缓冲电阻 Rs、缓冲电容器 Cs、平滑电容器 Co、控制电路 10。

[0045] 变压器 T1 具有 1 次线圈 1a (匝数 n1)、提升线圈 1b (匝数 n3)、与 1 次线圈 1a 电磁耦合的 2 次线圈 1c (匝数 n2)。变压器 T2 与变压器 T1 为相同的结构, 具有 1 次线圈 2a (匝数 n4)、提升线圈 2b (匝数 n6)、与 1 次线圈 2a 电磁耦合的 2 次线圈 2c (匝数 n5)。

[0046] 变压器 T1 的 1 次线圈 1a 和由 IGBT (绝缘栅双极型晶体管) 构成的开关 Tr1 的集·射极之间连接在直流电源 Vi 的两端。变压器 T2 的 1 次线圈 2a 和由 IGBT 构成的开关 Tr2 的集·射极之间连接在直流电源 Vi 的两端。

[0047] 由电抗器 Lr1、变压器 T1 的提升线圈 1b、二极管 D1、和平滑电容器 Co 构成的第 1 串联电路连接在开关 Tr1 的两端。由电抗器 Lr2、变压器 T2 的提升线圈 2b、二极管 D3、和平滑电容器 Co 构成的第 2 串联电路连接在开关 Tr2 的两端。

[0048] 二极管 D2 连接在开关 Tr1 的一端 (集电极) 和平滑电容器 Co 的一端 (正极) 之间。二极管 D4 连接在开关 Tr2 的一端 (集电极) 与平滑电容器 Co 的一端 (正极) 之间。在变压器 T1 的 2 次线圈 1c 与变压器 T2 的 2 次线圈 2c 串联的串联电路的两端连接有电抗器 L1。

[0049] 由缓冲电容器 Cs 和缓冲电阻 Rs 构成的第 3 串联电路连接在平滑电容器 Co 的两

端。缓冲二极管 D_{s1} 连接在缓冲电容器 C_s 与缓冲电阻 R_s 的连接点、和电抗器 L_{r1} 与变压器 T_1 的提升线圈 $1b$ 的连接点。缓冲二极管 D_{s2} 连接在缓冲电容器 C_s 与缓冲电阻 R_s 的连接点、和电抗器 L_{r2} 与变压器 T_2 的提升线圈 $2b$ 的连接点。

[0050] 缓冲电容器 C_s 、缓冲电阻 R_s 、缓冲二极管 D_{s1} 、和缓冲二极管 D_{s2} 构成缓冲电路。

[0051] 控制电路 10 根据平滑电容器 C_o 的输出电压 V_o 按照以下方式进行控制：在开关 Tr_1 接通之后且在开关 Tr_1 断开之前将开关 Tr_2 接通，在开关 Tr_2 断开之前将开关 Tr_1 接通。即，存在每 $1/2$ 周期开关 Tr_1 与开关 Tr_2 同时接通的重复期间。

[0052] 变压器 T_1 、电抗器 L_{r1} 、二极管 D_1 、二极管 D_2 、和开关 Tr_1 构成第 1 变换器，变压器 T_2 、电抗器 L_{r2} 、二极管 D_3 、二极管 D_4 、和开关 Tr_2 构成第 2 变换器。

[0053] 根据以上所构成的实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器，电抗器 L_{r1} 连接在变压器 T_1 的 1 次线圈 $1a$ 与提升线圈 $1b$ 之间，电抗器 L_{r2} 连接在变压器 T_2 的 1 次线圈 $2a$ 与提升线圈 $2b$ 之间。因此，能够抑制二极管 $D_1 \sim D_4$ 的回复损失与开关 Tr_1 、开关 Tr_2 接通时的开关损失。

[0054] 这里，说明作为实施例 1 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的特征的缓冲电路的动作。该缓冲电路动作、发挥冲击电压的抑制效果的，主要是在二极管 D_1 （二极管 D_3 也相同）断开时和开关 Tr_1 （开关 Tr_2 也相同）断开时。因此，使用附图说明二极管 D_1 断开时的动作和开关 Tr_1 断开时的动作。

[0055] 首先，使用图 3 以及图 5 说明二极管 D_1 断开时的动作。另外，二极管 D_3 断开时的动作也与二极管 D_1 断开时的动作相同。

[0056] 在图 3 中，断开并成为逆阻止状态的二极管 D_1 用耗尽层的电容器 C_{d1} 来等效地表示。在图 3(a) 所示的模式 M1 中，在开关 Tr_1 接通时，二极管 D_1 的电流 D_{1i} 与电抗器 L_{r1} 的电流 L_{r1} 减少。在图 3(b) 所示的模式 M2 中，在二极管 D_1 断开时，二极管 D_1 的电压 D_{1v} 上升。

[0057] 然后，在图 3(c) 所示的模式 M3 中，缓冲电容器 C_s 在与缓冲电阻 R_s 串联的状态下与输出电压 V_o 并联。缓冲电容器 C_s 一直被充电到输出电压 V_o 而成为以该电压所箝位的状态。因此，由于没有输出电压 V_o 以上的放电，所以就没有伴随着不必要的缓冲电容器 C_s 的充放电而产生的功率损失，在该箝位型电路中产生的功率损失与缓冲电容器 C_s 没有关系，此外，由于没有充放电需要的时间，所以能够高速地动作。

[0058] 并且，在二极管 D_1 断开时的电容器 C_{d1} 的电压 V_{d1} 成为电抗器 L_{r1} 与电容器 C_{d1} 共振产生的输出电压 V_o 加上了提升线圈 $1b(n_3)$ 的电压之后的电压以上的电压时，缓冲二极管 D_{s1} 的阴极比大地的电位低。因此，缓冲二极管 D_{s1} 接通，在缓冲二极管 D_{s1} 中流过电流 D_{s1i} 。共振电流流入缓冲电容器 C_s 而被充电，冲击电压被缓冲电路吸收。被缓冲电路吸收的冲击电压的能量经由缓冲电阻 R_s 释放到接地一侧。因此，缓冲电容器 C_s 放电时的与布线的寄生电感的共振，通过缓冲电阻 R_s 而衰减，不产生噪声。之后，在缓冲二极管 D_{s1} 的电流 D_{s1i} 变成 0 时，状态就变成图 3(d) 所示的模式 M4 的状态，只有开关 Tr_1 接通。

[0059] 图 4 是在没有缓冲电路情况下的二极管 D_1 断开时的脉冲时间图。与没有图 4 的缓冲电路的情况相比，在有图 5 的缓冲电路时，在二极管 D_1 中产生的冲击电压被大幅度地抑制。

[0060] 然后，使用图 6 以及图 8 来说明针对起因于开关 Tr_1 断开时产生的布线的寄生电

感 L_p 和开关 $Tr1$ 的寄生电容（未图示）之间的共振的、在开关 $Tr1$ 中产生的冲击电压的效果。

[0061] 另外,开关 $Tr2$ 断开时的动作也和开关 $Tr1$ 断开时的动作相同。

[0062] 首先,在图 6(a) 所示的模式 M1 中,开关 $Tr1$ 接通,电流 $Tr1i$ 流过开关 $Tr1$ 。然后,在图 6(b) 所示的模式 M2 中,开关 $Tr1$ 断开,开关 $Tr1$ 的电压 $Tr1v$ 上升。这样,电流 $D2i$ 、 Csi 就在 $Vi- \rightarrow 1a(n1)- \rightarrow D2 \rightarrow Cs- \rightarrow Rs- \rightarrow Vi$ 的路径中流过。即,由于电流 $D2i$ 、 Csi 流入缓冲电路,冲击电压就被缓冲电路吸收。

[0063] 然后,在图 6(c) 所示的模式 M3 中,电流在 $Vi- \rightarrow 1a(n1)- \rightarrow D2- \rightarrow Cs- \rightarrow Rs- \rightarrow Vi$ 的路径、和 $Vi- \rightarrow 1a(n1)- \rightarrow D2 \rightarrow Lp- \rightarrow Vo- \rightarrow Vi$ 的路径、和 $Vi- \rightarrow 1a(n1)- \rightarrow Lr1- \rightarrow 1b(n3)- \rightarrow D1 \rightarrow Vo- \rightarrow Vi$ 的路径中流过。

[0064] 此时,被缓冲电路吸收的冲击电压的能量也经由缓冲电阻 Rs 被释放到接地一侧。因此,缓冲电容器 Cs 放电时的与布线的寄生电感 Lp 的共振,通过缓冲电阻 Rs 而衰减,不产生噪声。

[0065] 图 7 表示在没有缓冲电路情况下的开关 $Tr1$ 断开时的脉冲时间图。与没有图 7 的缓冲电路的情况相比较,当有图 8 的缓冲电路时,在开关 $Tr1$ 断开时产生的冲击电压被大幅度地抑制。

[0066] 图 9 是表示在没有缓冲电路情况下的二极管 $D1$ 的电压以及电流的波形的图。图 10 是表示在有缓冲电路情况下的二极管 $D1$ 的电压以及电流的波形的图。图 11 是表示在没有缓冲电路情况下的开关 $Tr1$ 的电压以及电流的波形的图。图 12 是表示在有缓冲电路情况下的开关 $Tr1$ 的电压以及电流的波形的图。图 9 ~ 图 12 表示在实验中使电路动作的结果。

[0067] 比较图 9 与图 10,可以得知:通过设置缓冲电路,可将在没有缓冲电路时 464V 的峰值电压抑制到了 276V。关于二极管 $D1i$,峰值电压仅降低 88V。比较图 11 与图 12,可以得知:通过设置缓冲电路,可将在没有缓冲电路时 320V 的峰值电压抑制到了 308V。

[0068] 实施例 2

[0069] 图 13 是表示实施例 2 的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的电路结构图。在实施例 1 中,电抗器 $Lr1$ 被串联到提升线圈 $1b$ 上,电抗器 $Lr2$ 被串联到提升线圈 $2b$ 上。在实施例 2 中,特征在于,电抗器 $Lr1$ 被串联到开关 $Tr1$ 上,电抗器 $Lr2$ 被串联到开关 $Tr2$ 上。

[0070] 由缓冲电容器 Cs 、缓冲电阻 Rs 、缓冲二极管 $Ds1$ 、和缓冲二极管 $Ds2$ 构成的缓冲电路的结构由于与图 2 所示的实施例 1 的结构相同,所以省略该说明。

[0071] 这里,说明将电抗器 $Lr1$ 、 $Lr2$ 串联到开关 $Tr1$ 、 $Tr2$ 上时的具有缓冲电路的 DC-DC 变换器的动作以及效果。

[0072] 首先,根据来自控制电路 10 的开关 $Tr1$ 的栅极信号接通开关 $Tr1$ 。此时,电流在 Vi 正 $- \rightarrow 1a- \rightarrow Lr1- \rightarrow Tr1- \rightarrow Vi$ 负的路径中流过。因此,变压器 $T1$ 的 1 次线圈 $1a$ 中流过的电流增加。同时,在变压器 $T1$ 的 2 次线圈 $1c$ 中也产生电压,电流以 $1c- \rightarrow 2c- \rightarrow L1- \rightarrow 1c$ 的路径在电抗器 $L1$ 中流过。

[0073] 该电流根据变压器的等安匝定律流动,在电抗器 $L1$ 中蓄积能量的同时在变压器 $T2$ 的 2 次线圈 $2c$ 中也流过同一电流。因此,在变压器 $T2$ 的 1 次线圈 $2a$ 和提升线圈 $2b$ 中感应出对应于匝数的电压。

[0074] 此外,当变压器 T2 的提升比 $A = (n_4+n_6)/n_4$ 时,开关 Tr1 的电流 $1/A$ 电流以 V_i 正 $\rightarrow 2a- \rightarrow 2b- \rightarrow D3- \rightarrow Co- \rightarrow V_i$ 负的路径在二极管 D3 中流过。该二极管 D3 的电流 $D3i$ 流动直到开关 Tr2 接通为止。平滑电容器 Co 的输出电压 V_o 是直流电源 V_i 的电压(输入电压)、变压器 T2 的 1 次线圈 2a 中产生的电压、变压器 T2 的提升线圈 2b 中产生的电压之和。

[0075] 当开关 Tr1 的接通占空比 ($D = T_{on}/T$) 是 D 时,变压器 T2 中产生的电压是 $A \cdot V_i \cdot D$ 。 T_{on} 是开关 Tr1 的接通时间。 T 是使开关 Tr1 进行开关的周期。平滑电容器 Co 的输出电压 V_o 是 $V_o = V_i (1+A \cdot D)$ 。因此,通过使接通占空比 D 可变,就能抑制输出电压 V_o 。

[0076] 然后,根据来自控制电路 10 的栅极信号,开关 Tr2 断开,开关 Tr2 的集-射极间电压上升。于是,首先,电流在 V_i 正 $\rightarrow 2a- \rightarrow Lr2- \rightarrow D4- \rightarrow Co- \rightarrow V_i$ 负的路径中流过。因此,电流在二极管 D4 流过。

[0077] 但是,由于变压器 T2 的提升线圈 2b 中的电压,电抗器 $Lr2$ 的电流转流到二极管 D3。因此,二极管 D3 中流过的电流增加。与此相伴,二极管 D4 的电流缓慢减少。在变压器 T2 的 1 次线圈 2a 和提升线圈 2b 的电流转流到二极管 D3 结束时,二极管 D4 断开。由于电流缓慢减少二极管 D4 断开,所以抑制二极管 D4 中产生回复损失。然后,变压器电流完全转流到二极管 D3,就成为电流仅通过二极管 D3 被输出的状态。

[0078] 然后,在根据来自控制电路 10 的开关 Tr2 的栅极信号来接通开关 Tr2 时,变压器 T2 的 1 次线圈 2a 和提升线圈 2b 的电流从二极管 D3 开始转流向开关 Tr2。

[0079] 此时,由于电抗器 $Lr2$,开关 Tr2 的电流缓慢增加,能够实现零电流接通动作。与此相伴,二极管 D3 的电流缓慢减少,抑制断开时产生回复损失。

[0080] 电流以 V_i 正 $\rightarrow 2a- \rightarrow Lr2- \rightarrow Tr2- \rightarrow V_i$ 负的路径流过。因此,变压器 T2 的 1 次线圈 2a 中流过的电流增加。同时,在变压器 T2 的 2 次线圈 2c 中也产生电压,电流以 $2c- \rightarrow L1- \rightarrow 1c- \rightarrow 2c$ 的路径在电抗器 $L1$ 中流过。

[0081] 该电流根据变压器的等安匝定律流动,在电抗器 $L1$ 中蓄积能量的同时变压器 T1 的 2 次线圈 1c 中也流过同一电流。因此,变压器 T1 的 1 次线圈 1a 和提升线圈 1b 中感应出对应于匝数的电压。

[0082] 此外,当变压器 T1 的提升比 $A = (n_1+n_3)/n_1$ 时,开关 Tr2 的电流 $1/A$ 的电流以 V_i 正 $\rightarrow 1a- \rightarrow 1b- \rightarrow D1- \rightarrow Co- \rightarrow V_i$ 负的路径在二极管 D1 中流过。该二极管 D1 的电流流动到开关 Tr1 接通时为止。平滑电容器 Co 的输出电压 V_o 是直流电源 V_i 的电压(输入电压)、变压器 T1 的 1 次线圈 1a 中产生的电压、和变压器 T1 的提升线圈 1b 中产生的电压之和。

[0083] 当开关 Tr2 的的接通占空比 ($D = T_{on}/T$) 是 D 时,变压器 T1 中产生的电压是 $A \cdot V_i \cdot D$ 。 T_{on} 是开关 Tr2 的接通时间。 T 是使开关 Tr2 进行开关的周期。平滑电容器 Co 的输出电压 V_o 是 $V_o = V_i (1+A \cdot D)$ 。因此,通过使接通占空比可变,就能够控制输出电压 V_o 。

[0084] 然后,根据来自控制电路 10 的栅极信号,开关 Tr1 断开,开关 Tr1 的集-射极间电压上升。于是,首先,电流以 V_i 正 $\rightarrow 1a- \rightarrow Lr1- \rightarrow D2- \rightarrow Co- \rightarrow V_i$ 负的路径流过。因此,电流在二极管 D2 中流过。

[0085] 但是,由于变压器 T1 的提升线圈 1b 中的电压,电抗器 Lr1 的电流转流到二极管 D1 中。因此,在二极管 D1 中流过的电流增加。与此相伴,二极管 D2 的电流缓慢减少。在变压器 T1 的 1 次线圈 1a 和提升线圈 1b 的电流转流到二极管 D1 结束时,二极管 D2 断开。由于电流缓慢减少二极管 D2 断开,可抑制在二极管 D2 中产生回复损失。并且,变压器电流完全转流到二极管 D1 中,电流成为仅通过二极管 D1 被输出的状态。

[0086] 然后,在开关 Tr1 接通时,变压器 T1 的 1 次线圈 1a 和提升线圈 1b 的电流从二极管 D1 开始转流向开关 Tr1。

[0087] 此时,由于电抗器 Lr1,开关 Tr1 的电流缓慢增加,能够实现零电流接通动作。与此相伴,二极管 D1 的电流缓慢减少,可抑制断开时产生回复损失。

[0088] 此外,实施例 2 也与实施例 1 同样,由于设有由缓冲电容器 Cs、缓冲电阻 Rs、缓冲二极管 Ds1、和缓冲二极管 Ds2 构成的缓冲电路,所以实施例 2 也与实施例 1 的图 6(a) ~ 图 6(b) 所示的动作大致相同地进行动作。因此,实施例 2 也得到与实施例 1 的效果相同的效果。

[0089] 即,通过降低冲击电压和噪声的产生、而能够防止破坏开关等元件。此外,由于缓冲电容器 Cs 的电压被箝位为输出电压,因此没有输出电压以上的放电。因此,就没有伴随着不必要的缓冲电容器 Cs 的充放电而产生的功率损失,在该箝位型电路中产生的功率损失与缓冲电容器 Cs 没有关系,此外,由于没有充放电需要的时间,所以能够高速地动作。

[0090] 产业上的可利用性

[0091] 本发明可用于电动汽车中。

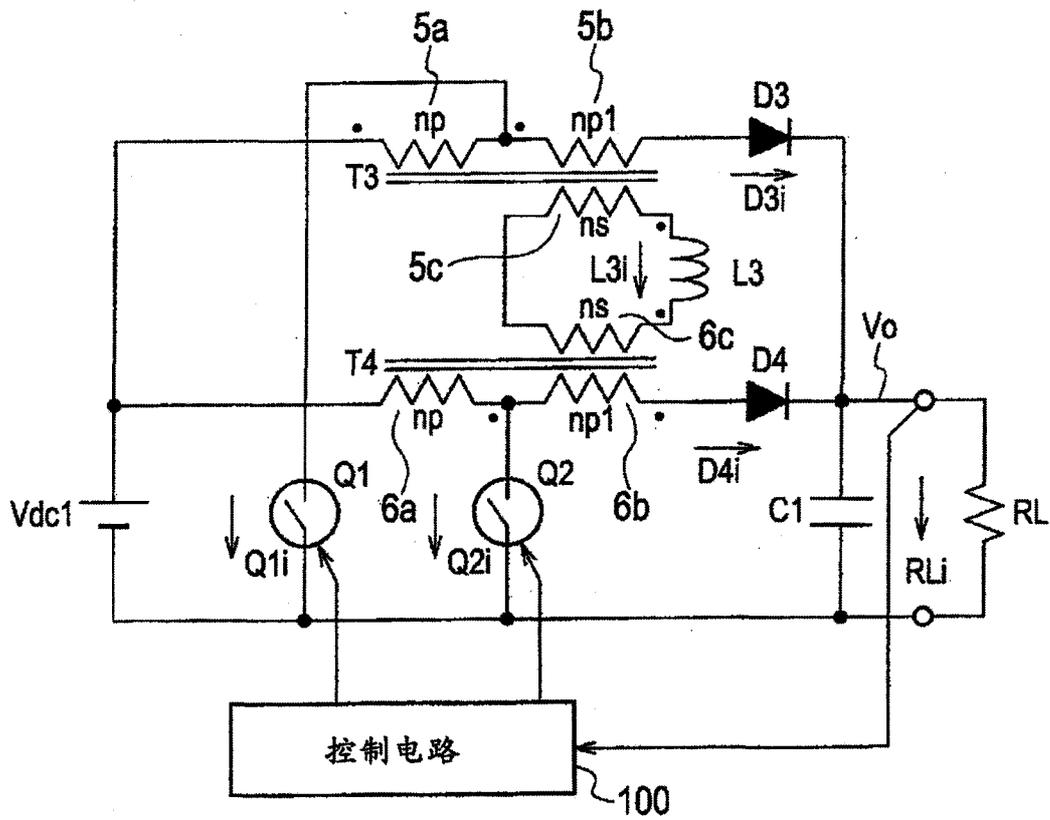


图 1

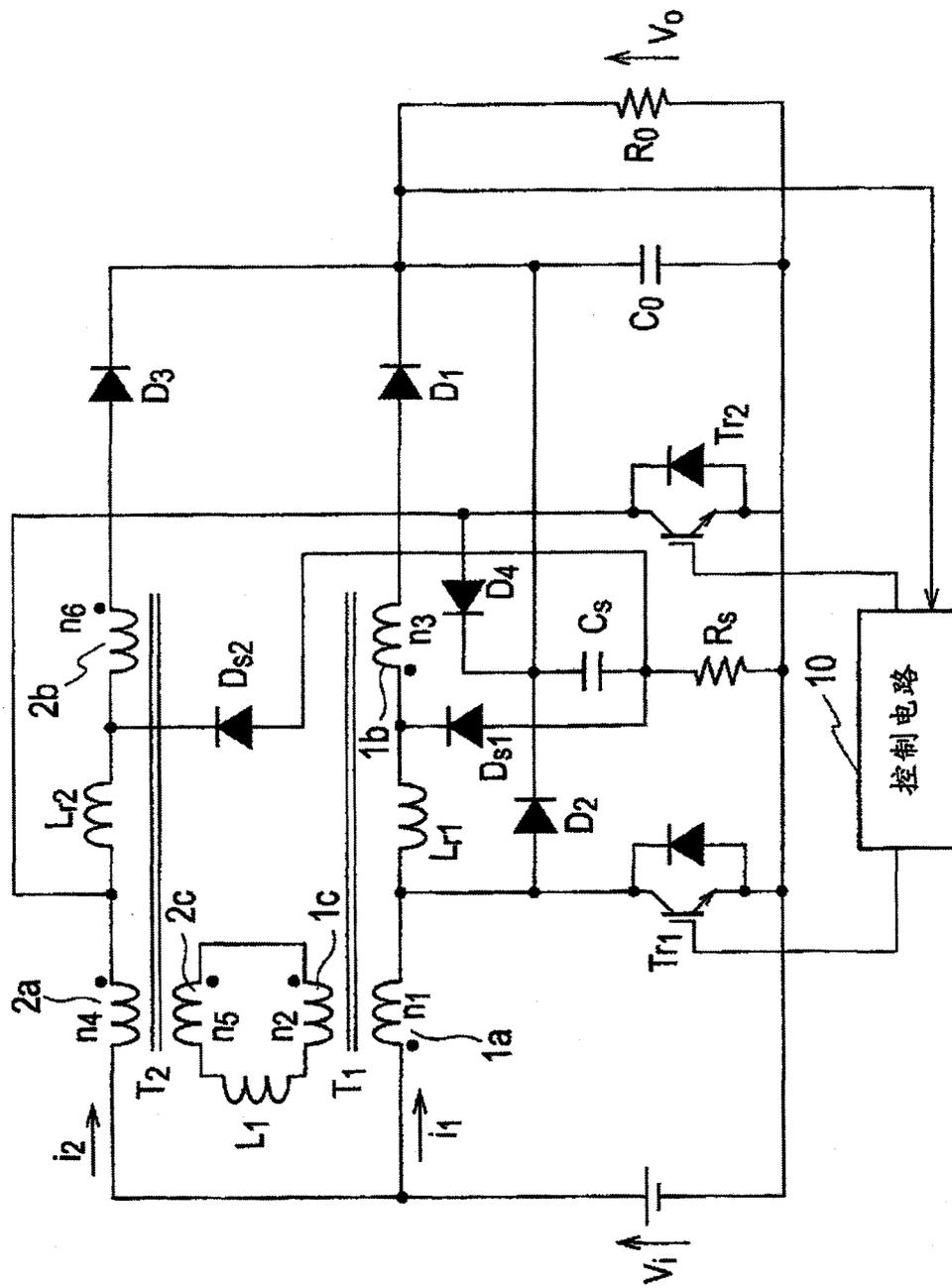


图 2

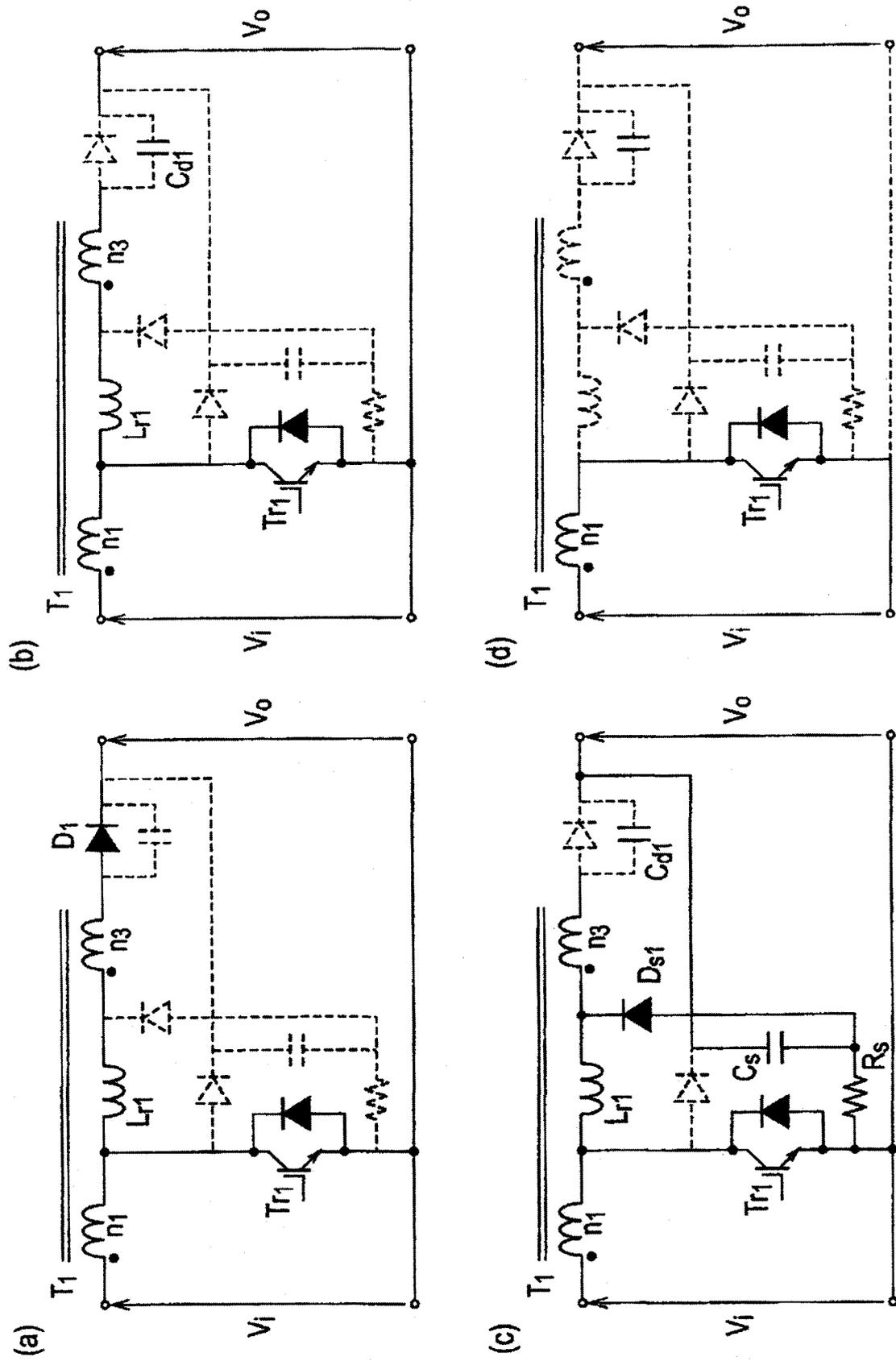


图 3

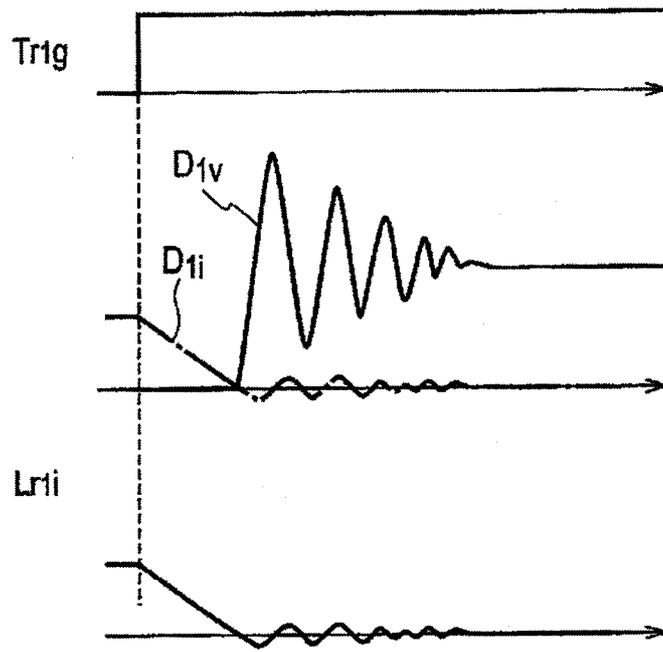


图 4

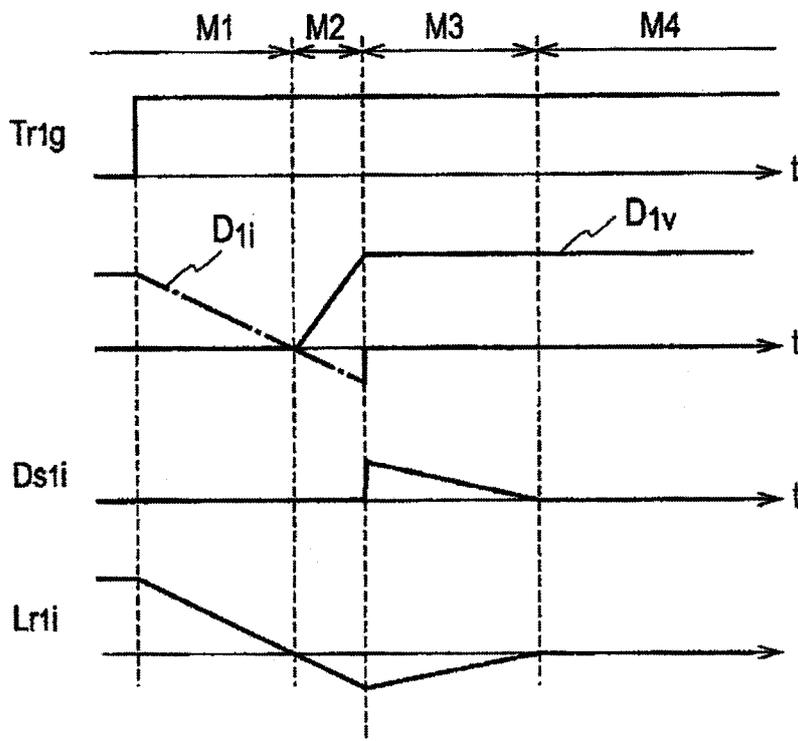


图 5

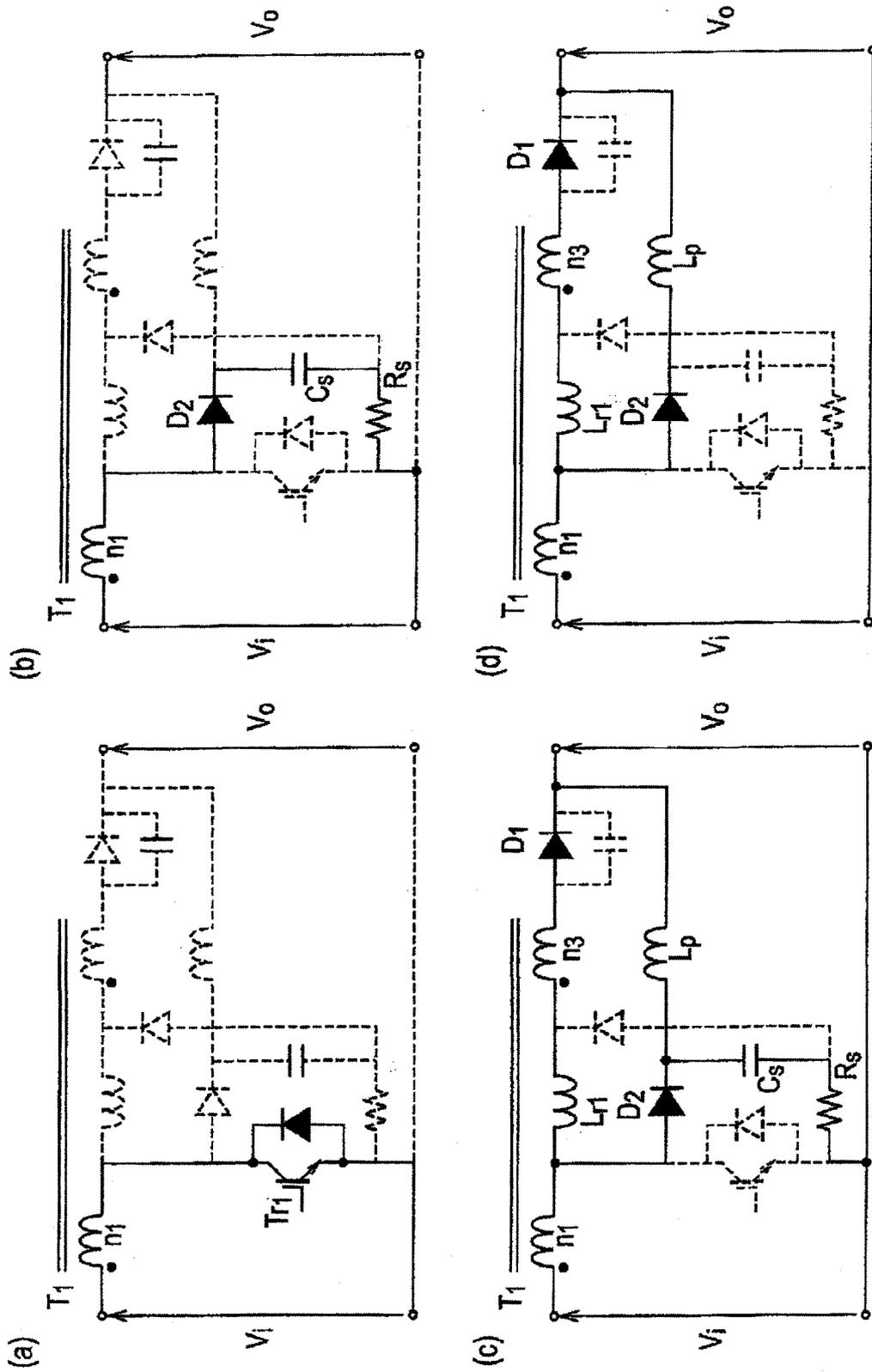


图 6

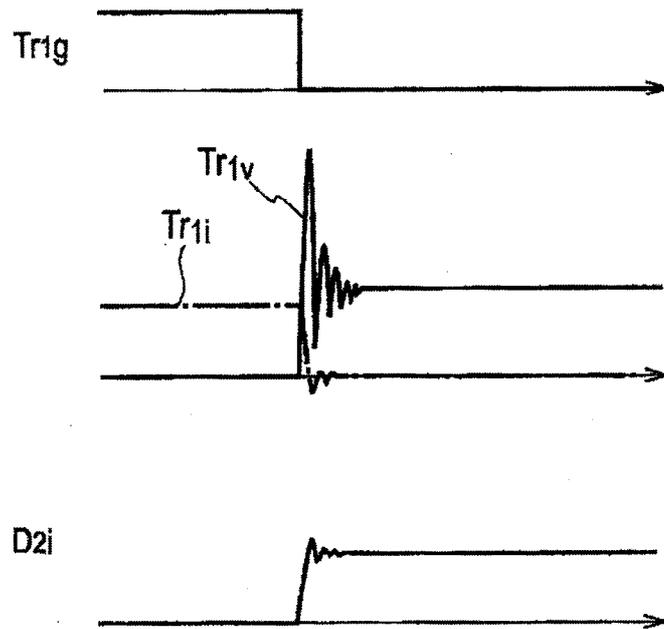


图 7

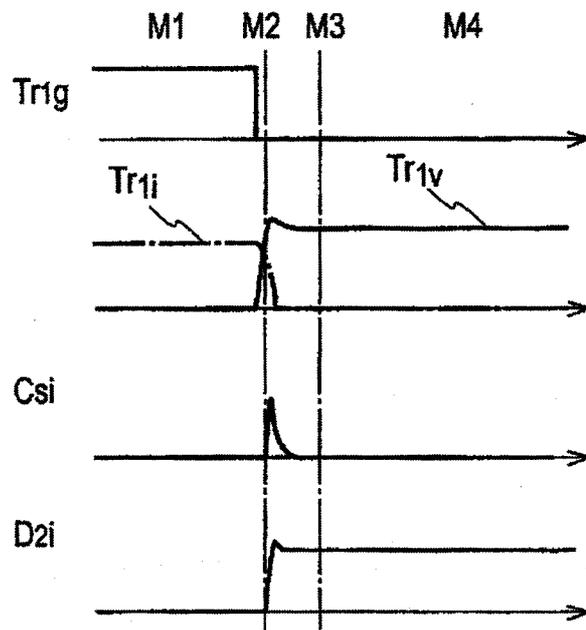


图 8

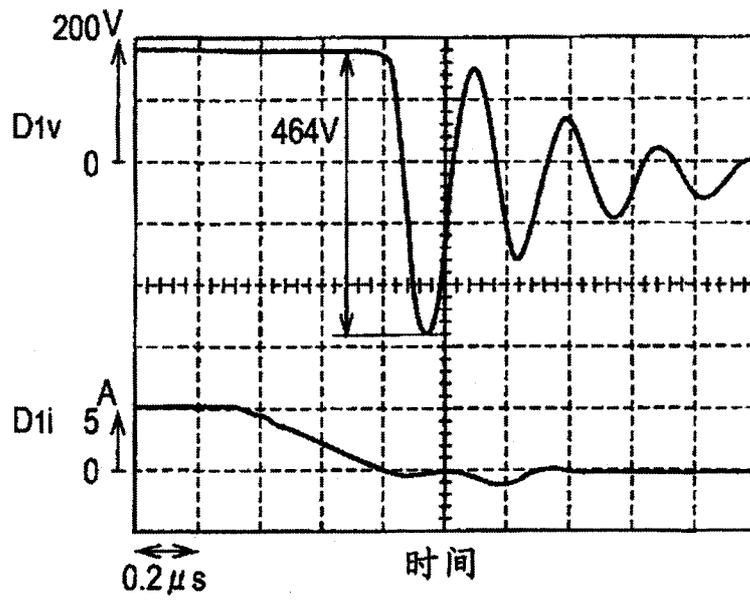


图 9

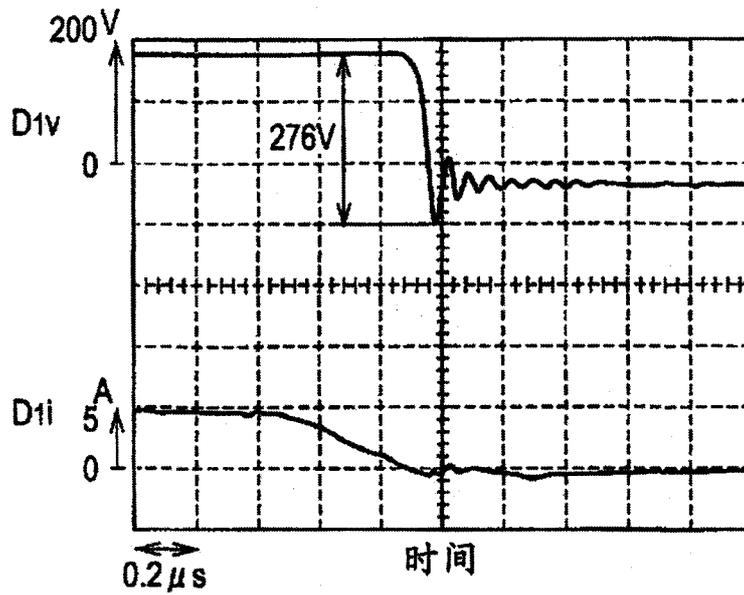


图 10

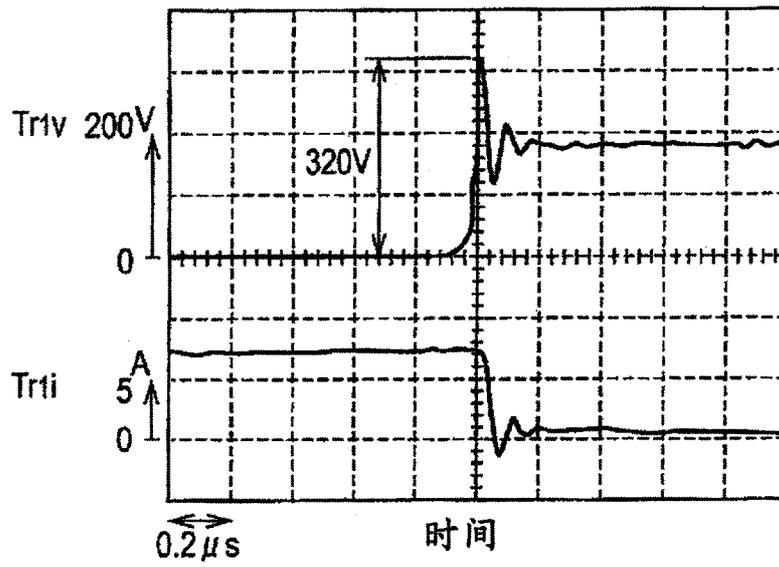


图 11

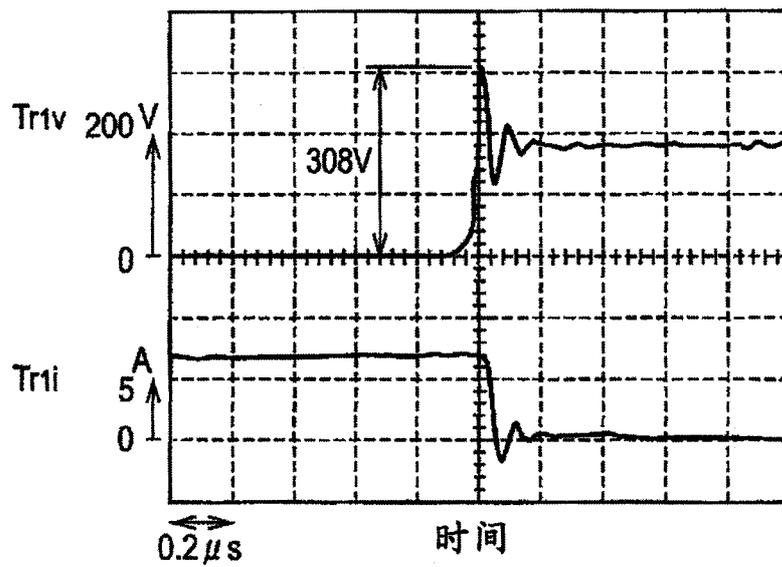


图 12

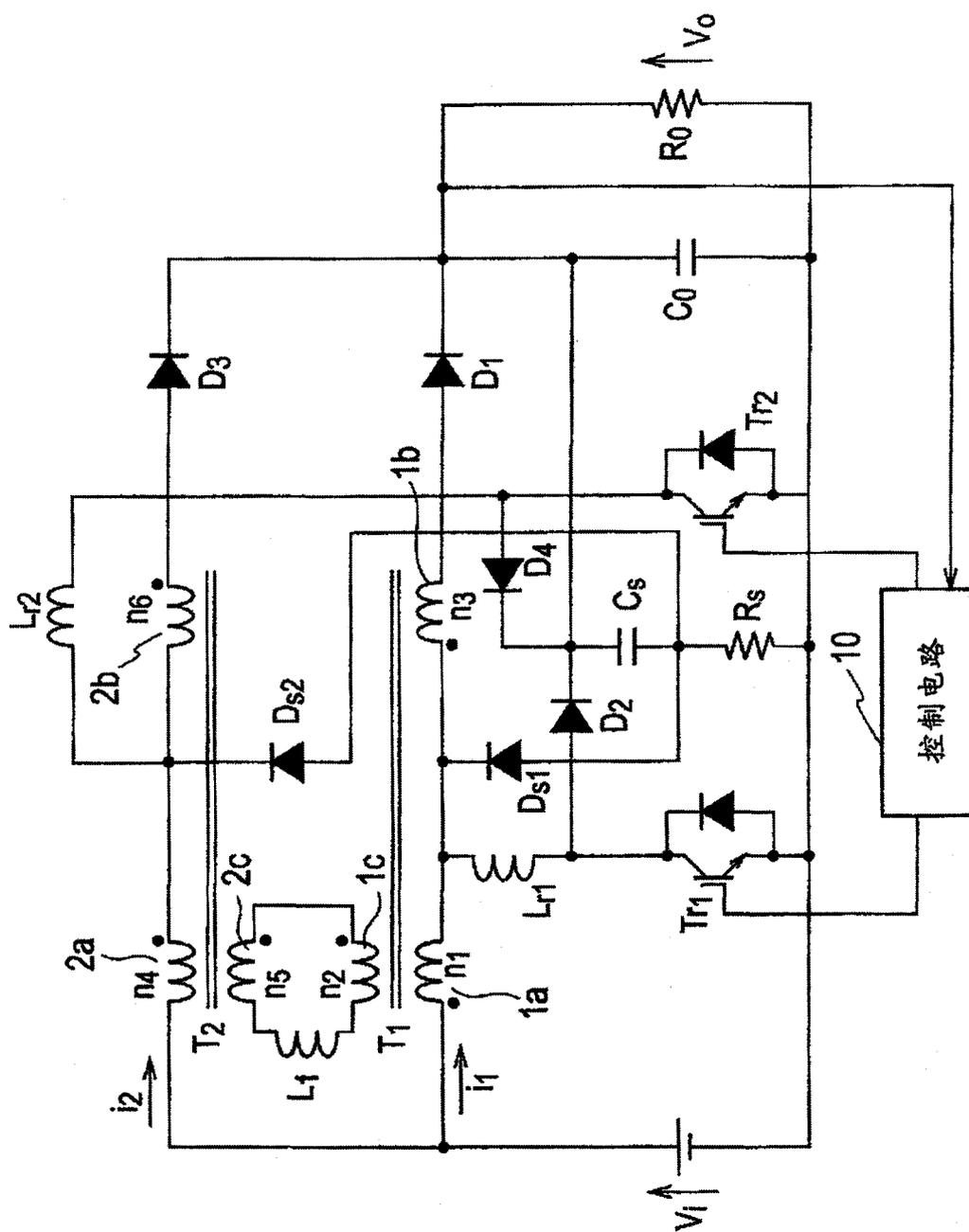


图 13