(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 112368927 B
(45)授权公告日 2024.07.09

(21)申请号 201980043264.6
(22)申请日 2019.04.24
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112368927 A
(43)申请公布日 2021.02.12
(30)优先权数据
2018-119552 2018.06.25 JP
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2020.12.25
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2019/017380 2019.04.24
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2020/003719 JA 2020.01.02

(73)专利权人 金刚石捷步拉电机株式会社
地址 日本大阪府
(72)发明人 中原将吾 中山大祯
(74)专利代理机构 北京林达刘知识产权代理事务所(普通合伙) 11277
专利代理师 刘新宇

(51)Int.Cl.
H02M 3/28(2006.01)
(56)对比文件
JP 2013027201 A,2013.02.04
审查员 魏莎莎

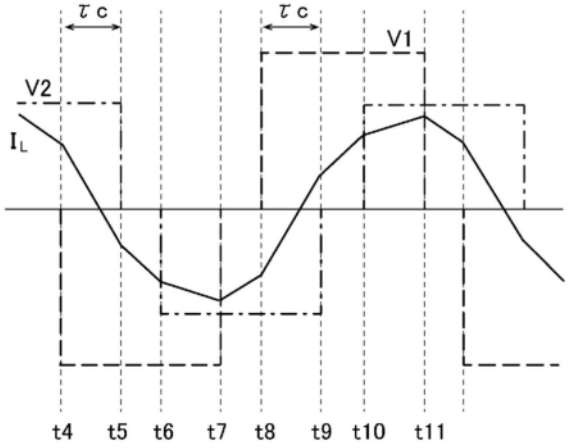
权利要求书1页 说明书7页 附图9页

(54)发明名称

直流-直流转换器

(57)摘要

直流-直流转换器是第一全桥电路与第二全桥电路经由变压器连接而成的结构。控制电路对各开关元件进行软开关控制。在开关元件的接通与关断的切换时点,在变压器和变压器的等效电感器中流动的电感器电流为阈值电流以上。在第一全桥电路和第二全桥电路各自的输出电压V1、V2不同的情况下,控制电路使V1与V2的极性发生反转的极性相反期间的开始时点t4、t8的电感器电流与结束时点t5、t9的电感器电流接近。由此,抑制由于大电流流动导致的损失增大,能够进行ZVS控制。



CN 112368927 B

1.一种直流-直流转换器,其特征在于,具备:

第一全桥电路,其具有4个开关元件,所述开关元件包括作为寄生电容的电容器或者并联连接的外置的电容器;

第二全桥电路,其具有4个开关元件,所述开关元件包括作为寄生电容的电容器或者并联连接的外置的电容器;

变压器,其具有第一绕组和第二绕组,所述第一绕组与所述第一全桥电路连接,所述第二绕组与所述第二全桥电路连接,并与所述第一绕组进行磁耦合;

电感成分,其与所述第一绕组或所述第二绕组串联连接;以及

控制电路,其对所述第一全桥电路和所述第二全桥电路各自的各开关元件进行软开关控制,

其中,在开关元件的接通与关断的切换时点,在所述变压器和所述电感成分的等效电感器中流动的电感器电流为不为零的阈值电流以上,

在所述第一全桥电路和所述第二全桥电路各自的输出电压不同的情况下,所述控制电路使极性相反期间的开始时点的所述电感器电流与所述极性相反期间的结束时点的所述电感器电流接近,所述极性相反期间是所述第一全桥电路的输出与所述第二全桥电路的输出极性相反的期间,

以使所述等效电感器中蓄积的能量为两个所述电容器中蓄积的能量以上的方式设定所述阈值电流。

2.根据权利要求1所述的直流-直流转换器,其特征在于,

所述控制电路基于所述第一全桥电路的输入电压,来调整所述第一全桥电路的电压输出期间,并且基于所述第二全桥电路的输入电压,来调整所述第二全桥电路的电压输出期间。

3.根据权利要求2所述的直流-直流转换器,其特征在于,

在用τ_c表示所述第一全桥电路的输出与所述第二全桥电路的输出极性相反的极性相反期间、用τ_1表示所述第一全桥电路的电压输出期间、用τ_2表示所述第二全桥电路的电压输出期间、用Vx表示所述第一全桥电路的输入电压、用Vy表示所述第二全桥电路的输入电压的情况下,当设为τ_1、τ_2、τ_c以弧度来表述时,所述控制电路调整为满足$(\tau_2-\tau_c)Vy=(\tau_1-\tau_c)Vx$的$\tau_1$、$\tau_2$。

4.根据权利要求1所述的直流-直流转换器,其特征在于,

在用I_{ref}表示所述阈值电流、用Vx表示所述第一全桥电路的输入电压、用C表示所述电容器的电容、用L表示所述等效电感器的电感、用α表示校正系数的情况下,满足:

$$I_{ref}=\alpha\cdot Vx\sqrt{2C/L}$$ 。

直流-直流转换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种进行软开关的DC-DC(直流-直流)转换器。

背景技术

[0002] 在DC-DC转换器等电力变换装置中,为了降低开关损耗从而高效率地进行电力传输,另外,为了使用降低噪声且抑制开关浪涌且耐压低的廉价的元件,而使用了零电压开关(下面称为ZVS)。专利文献1中公开了以下的DC-DC转换器:在初级侧直流电压与次级侧直流电压的电压差大的情况下,使ZVS动作成立,从而能够进行高效率的电力传输。在专利文献1所记载的DC-DC转换器中,在初级侧和次级侧分别检测电力,以使这2个电力的电力差最小的方式对初级侧开关的占空比和次级侧开关的占空比进行增减。由此,ZVS动作成立。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1:日本特开2016-012970号公报

发明内容

[0006] 发明要解决的问题

[0007] 在专利文献1中,分别对初级侧开关和次级侧开关进行占空比控制。在这种情况下,当接通占空比短时,有时无法流动足以进行ZVS的电流。另一方面,当变更占空比以使充足的电流流动时,流动过度的电流,损耗增大,有可能导致电力传输效率下降。

[0008] 在此,本发明的目的在于提供一种抑制由于大电流流动导致的损耗增大并且能够进行ZVS控制的DC-DC转换器。

[0009] 用于解决问题的方案

[0010] 为了解决上述问题,本申请的第一发明的DC-DC转换器具备:第一全桥电路,其具有4个开关元件,所述开关元件包括作为寄生电容的电容器或者并联连接的外置的电容器;第二全桥电路,其具有4个开关元件,所述开关元件包括作为寄生电容的电容器或者并联连接的外置的电容器;变压器,其具有第一绕组和第二绕组,所述第一绕组与所述第一全桥电路连接,所述第二绕组与所述第二全桥电路连接,并与所述第一绕组进行磁耦合;电感成分,其与所述第一绕组或所述第二绕组串联连接;以及控制电路,其对所述第一全桥电路和所述第二全桥电路各自的各开关元件进行软开关控制,其中,在开关元件的接通与关断的切换时点,在所述变压器和所述电感成分的等效电感器中流动的电感器电流为阈值电流以上,在所述第一全桥电路和所述第二全桥电路各自的输出电压不同的情况下,所述控制电路使极性相反期间的开始时点的所述电感器电流与所述极性相反期间的结束时点的所述电感器电流接近,所述极性相反期间是所述第一全桥电路的输出与所述第二全桥电路的输出极性相反的期间。

[0011] 本申请的第二发明如下:在第一发明的DC-DC转换器中,基于所述第一全桥电路的输入电压,来调整所述第一全桥电路的电压输出期间,并且基于所述第二全桥电路的输入

电压,来调整所述第二全桥电路的电压输出期间。

[0012] 本申请的第三发明如下:在第二发明的DC-DC转换器中,在用τ_c表示所述第一全桥电路的输出与所述第二全桥电路的输出极性相反的极性相反期间、用τ_1表示所述第一开关电路的电压输出期间、用τ_2表示所述第二开关电路的电压输出期间、用Vx表示所述第一全桥电路的输入电压、用Vy表示所述第二全桥电路的输入电压的情况下,当设为τ_1、τ_2、τ_c以弧度来表述时,所述控制电路调整为满足$(\tau_2-\tau_c)Vy=(\tau_1-\tau_c)Vx$的$\tau_1$、$\tau_2$。

[0013] 本申请的第四发明如下:在第一发明至第三发明的DC-DC转换器中,以使所述等效电感器中蓄积的能量为两个所述电容器中蓄积的能量以上的方式设定所述阈值电流。

[0014] 本申请的第五发明如下:在第四发明的DC-DC转换器中,在用I_{ref}表示所述阈值电流、用Vx表示所述第一全桥电路的输入电压、用C表示所述电容器的电容、用L表示所述等效电感器的电感、用α表示校正系数的情况下,满足$I_{ref}=\alpha \cdot Vx\sqrt{(2C/L)}$。

[0015] 发明的效果

[0016] 根据本申请的第一发明至第五发明,使极性相反期间的开始时点的电感器电流与极性相反期间的结束时点的电感器电流接近。由此,开始时点与结束时点的电感器电流相等。由此,能够通过使在一方的时点的电感器电流变大,来抑制在另一方的时点的电感器电流变大。而且,能够以避免流动过度的电流的方式防止损耗增大,从而抑制DC-DC转换器的电力传输效率的下降。

附图说明

[0017] 图1是实施方式所涉及的DC-DC转换器的电路图。

[0018] 图2是示出DC-DC转换器的时序图的图。

[0019] 图3是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0020] 图4是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0021] 图5是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0022] 图6是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0023] 图7是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0024] 图8是用于说明在DC-DC转换器中的电流路径的图。

[0025] 图9是将图2的V1、V2、I_L的波形叠加地显示的图。

具体实施方式

[0026] 下面,参照附图来说明本发明的实施方式。下面,关于本发明的“DC-DC转换器”,列举双有源桥(DAB)转换器(下面,称为DC-DC转换器)为例来进行说明。

[0027] <1.DC-DC转换器的电路结构>

[0028] 图1是本实施方式所涉及的DC-DC转换器1的电路图。

[0029] DC-DC转换器1具备一对输入输出端子IO11及输入输出端子IO12、以及一对输入输出端子IO21及输入输出端子IO22。在一对输入输出端子IO11、IO12上连接有直流电源E1。在一对输入输出端子IO21、IO22上连接有直流电源E2。在本实施方式中,直流电源E2的电源电压Vy低于直流电源E1的电源电压Vx。也就是Vx>Vy。

[0030] DC-DC转换器1将从输入输出端子IO11、IO12输入的直流电源E1的电源电压进行变

压后,从输入输出端子IO21、IO22输出。另外,DC-DC转换器1将从输入输出端子IO21、IO22输入的直流电源E2的电源电压进行变压后,从输入输出端子IO11、IO12输出。也就是说,DC-DC转换器1是能够双向地传输电力的转换器。

[0031] DC-DC转换器1具备第一全桥电路10、第二全桥电路20以及变压器T。

[0032] 变压器T具备第一绕组n1和第二绕组n2。第一绕组n1与第二绕组n2进行磁耦合。第一绕组n1经由第一全桥电路10来与输入输出端子IO11、IO12连接。第二绕组n2经由第二全桥电路20来与输入输出端子IO21、IO22连接。

[0033] 第一全桥电路10具有开关元件Q11与开关元件Q12串联连接而成的第一桥臂、以及开关元件Q13与开关元件Q14串联连接而成的第二桥臂。在开关元件Q11、Q12、Q13、Q14并联连接有二极管D11、D12、D13、D14和电容器C11、C12、C13、C14。开关元件Q11～Q14是MOS-FET。但是,开关元件Q11～Q14也可以是IGBT或者JFET等。二极管D11～D14既可以是实际元件,也可以是寄生二极管。另外,电容器C11～C14可以是实际元件、寄生电容、或者寄生电容与实际元件的组合。

[0034] 变压器T的第一绕组n1连接于第一桥臂和第二桥臂各自的中点。在变压器T的第一绕组n1与第一桥臂的中点之间设置有电感器L1。但是,电感器L1只要与第一绕组n1或第二绕组n2串联连接即可,其配置部位能够适当变更。例如,电感器L1也可以设置于第一绕组n1与第二桥臂的中点之间。另外,电感器L1可以是实际元件、变压器T的漏感、或者实际元件与漏感的组合。

[0035] 第二全桥电路20具有开关元件Q21与开关元件Q22串联连接而成的第三桥臂、以及开关元件Q23与开关元件Q24串联连接而成的第四桥臂。在开关元件Q21、Q22、Q23、Q24并联连接有二极管D21、D22、D23、D24和电容器C21、C22、C23、C24。开关元件Q21～Q24是MOS-FET。但是,开关元件Q21～Q24也可以是IGBT或者JFET。二极管D21～D24既可以是实际元件,也可以是寄生二极管。另外,电容器C21～C24可以是实际元件、寄生电容、或者寄生电容与实际元件的组合。

[0036] 变压器T的第二绕组n2连接于第三桥臂和第四桥臂各自的中点。所述电感器L1也可以设置于第二绕组n2与第三桥臂或第四桥臂的中点之间。

[0037] 开关元件Q11～Q14和开关元件Q21～Q24各自的栅极端子与控制电路30连接。控制电路30对开关元件Q11～Q14、Q21～Q24分别进行开关控制,使得DC-DC转换器1的输出电力为所设定的目标电力。在本实施方式中,控制电路30对开关元件Q11～Q14、Q21～Q24分别进行软开关以降低开关损耗。

[0038] <2.关于软开关动作>

[0039] 下面,说明各开关元件Q11～Q14、Q21～Q24的软开关动作。此外,在本实施方式中,采用了3-LEVEL方式的DAB控制。

[0040] DC-DC转换器1进行从输入输出端子IO11、IO12和输入输出端子IO21、IO22中的一方向另一方的电力传输,或者从另一方向一方的电力传输。下面,将输入输出端子IO11、IO12作为输入侧(初级侧),将输入输出端子IO21、IO22作为输出侧(次级侧)来进行说明。

[0041] 图2是示出DC-DC转换器1的时序图的图。图3、图4、图5、图6、图7以及图8是用于说明DC-DC转换器1中的电流路径的图。在图3～图8中,简化了第二全桥电路20的图示,图1的电感器L1和变压器T用等效的电感器L表示。

[0042] 在图2中,该时序图仅示出第一全桥电路10的各开关元件Q11～Q14。另外,图2的V1是图1所示的开关元件Q11与开关元件Q12的中点同开关元件Q13与开关元件Q14的中点之间的电压。V2是开关元件Q21与开关元件Q22的中点同开关元件Q23与开关元件Q24的中点之间的电压。I_L是在电感器L(参照图3～图8)中流动的电感器电流。

[0043] 控制电路30设置相位差,并且对第一全桥电路10和第二全桥电路20进行开关控制。下面,用δ表示第一全桥电路10与第二全桥电路20的相位差。控制电路30在第一全桥电路10和第二全桥电路20中的各全桥电路中,以开关频率f(周期1/f)进行移相PWM控制。

[0044] 另外,下面,说明关于第一全桥电路10的各开关元件Q11～Q14的开关控制。关于第二全桥电路20,进行开关控制以使电压V2成为图2所示的波形,其说明能够与第一全桥电路10同样地进行说明。因而,在图3～图8中,为了简化说明,仅示出第一全桥电路10侧的电流路径。此外,在各图中,通过简化的电路标记示出了各开关元件。

[0045] (t0～t1)

[0046] 在t0～t1期间,开关元件Q11、Q14接通,开关元件Q12、Q13断开。

[0047] 在这种情况下,如图3所示,电流从直流电源E1按照顺序向开关元件Q11、电感器L、第二全桥电路20、开关元件Q14、直流电源E1流动。该期间的电压V1为Hi。

[0048] 在时点t1,开关元件Q11被关断后,间隔死区时间而开关元件Q12被接通。在该死区时间内开关元件Q11、Q12全部断开。此时,在电感器L中,就其性质而言,电感器电流I_L继续流动,因此如图4所示,电流分别从电容器C11和电容器C12向电感器L流动。电容器C11进行充电,电容器C12被放电。当电容器C12被放电时,开关元件Q12的漏极-源极间电压为零。此时,当使开关元件Q12接通时,形成ZVS。

[0049] (t1～t2)

[0050] 在t1～t2期间,开关元件Q12、Q14接通,开关元件Q11、Q13断开。在这种情况下,如图5所示,电流在从开关元件Q14、开关元件Q12到电感器L的路径中流动。此时的电压V1为零。

[0051] 在时点t2,开关元件Q14被关断后,间隔死区时间而开关元件Q13被接通。在该死区时间内,与图4中的说明同样,电容器C14进行充电,电容器C13被放电。由于电容器C13被放电,开关元件Q13的漏极-源极间电压为零。此时,当使开关元件Q13接通时,形成ZVS。

[0052] (t2～t3)

[0053] 在t2～t3期间,开关元件Q12、Q13接通,开关元件Q11、Q14断开。在时点t2,刚刚接通了开关元件Q13后,如图6所示,电流在直流电源E1、开关元件Q12、电感器L、第二全桥电路20、开关元件Q13、直流电源E1的路径中流动。该电流向直流电源E1逆流,其结果为,如图7所示,电流在直流电源E1、开关元件Q13、第二全桥电路20、电感器L、开关元件Q12、直流电源E1的路径中流动。该期间的电压V1的极性与t0～t1期间的电压V1的极性相反。

[0054] 另外,在时点t3,开关元件Q12被关断后,间隔死区时间而开关元件Q11被接通。而且,与图4中的说明同样,电容器C12进行充电,电容器C11被放电。而且,由于电容器C11被放电,开关元件Q11的漏极-源极间电压为零。此时,当使开关元件Q11接通时,形成ZVS。

[0055] (t3～t0)

[0056] 在t3～t0期间,开关元件Q11、Q13接通,开关元件Q12、Q14断开。在这种情况下,如图8所示,电流在电感器L、开关元件Q11、开关元件Q13的路径中流动。此时的电压V1为零。

[0057] 在时点t0,开关元件Q13被关断后,以设置有死区时间的方式使开关元件Q14接通。而且,与图4中的说明同样,电容器C13进行充电,电容器C14被放电。由于电容器C14被放电,开关元件Q14的漏极-源极间电压为零。此时,当使开关元件Q14接通时,形成ZVS。而且,转移到图3的状态。

[0058] 通过如上述那样进行开关控制,电压V1如图2所示的波形那样转变。另外,控制电路30通过对第二全桥电路20进行开关控制,电压V2如图2所示的波形那样转变。如上所述,以相位差δ对第一全桥电路10和第二全桥电路20进行开关控制,因此电压V1的上升沿与电压V2的上升沿的相位差为δ。

[0059] <3.关于DC-DC转换器的输出电力>

[0060] 控制电路30控制各开关元件的驱动信号的相位,来控制DC-DC转换器1的输出电力。

[0061] 在本实施方式中,Vx>Vy。也就是说,Hi的V1和Hi的V2各不相同。通过V1与V2的电压差使电流在电感器L中流动。本实施方式所涉及的控制电路30由于能够进行各开关元件的ZVS,因此如以下所述,控制在该期间中的电感器电流I_L。

[0062] 在此,用τ_c表示电压V1与电压V2互为相反极性的极性相反期间。另外,用τ_1表示第一全桥电路10的电压输出期间。用τ_2表示第二全桥电路20的电压输出期间。τ_1、τ_2、τ_c是以角度(弧度)来表述时间的参数。

[0063] 控制电路30将极性相反期间τ_c保持为固定,并且使用根据V1、V2计算出的电压输出期间τ_1、τ_2,来控制来自DC-DC转换器1的输出电力。能够通过控制第一全桥电路10的各开关元件的驱动信号的相位来变更τ_1。另外,能够通过控制第二全桥电路20的各开关元件的驱动信号的相位来变更τ_2。

[0064] 作为固定值的τ_c是以能够进行各开关元件的ZVS的方式设定的。因此,τ_c需要满足以下的式(1)的条件。

[0065] [数1]

[0066] $$\tau_c \geqslant \frac{I_{ref} \cdot L}{Vx} \quad \cdots (1)$$

[0067] 在上述的式(1)中,L为图3等的电感器L的电感。Vx如上所述为直流电源E1的电源电压(参照图1)。

[0068] 另外,I_{ref}是实现ZVS所需要的电感器电流I_L的电流值。如上所述,例如,在时点t2的死区时间内,电容器C14进行充电且电容器C13被放电后,如果开关元件Q13的漏极-源极间电压为零,则开关元件Q13的接通会形成ZVS。也就是说,如果电感器L的能量至少为电容器C13、C14各自所蓄积的能量以上,则能够进行开关元件Q13的ZVS。因此,需要以下的式(2)成立。

[0069] [数2]

[0070] $$\frac{1}{2} L I_L^2 \geqslant \frac{1}{2} \cdot 2CVx^2 \quad \cdots (2)$$

[0071] 在式(2)中,I_L为在电感器L中流动的电感器电流。C为电容器C11～C14、C21～C24各自的电容。而且,式(2)能够变换为以下的式(3)。此外,式(3)的α是校正系数,根据需要被设定为适当值。在此,设为α=1。

[0072] [数3]

[0073] $$I_L \geqslant \alpha \cdot Vx \sqrt{\frac{2C}{L}} \quad \cdots (3)$$

[0074] 将式(3)的α·Vx√(4C/L)设为阈值电流I_{ref}。在时点t0、t2的死区时间内,只要$|I_L| \geqslant |I_{ref}|$,就能够进行开关元件Q13的ZVS。同样,在接通各开关元件的时点,只要满足上述的式(3)的条件,就能够进行各开关元件的ZVS。

[0075] 控制电路30为了能够进行各开关元件的ZVS,对V1与V2互为相反极性的期间的电感器电流I_L进行控制。

[0076] 图9是将图2的V1、V2、I_L的波形叠加地显示的图。图9的虚线表示V1的波形,点划线表示V2的波形,实线表示I_L的波形。

[0077] 如图9所示,在V1和V2各自的Hi与Lo切换的各时点t4～t11,在电感器L中流动的电感器电流I_L不同。而且,在V1与V2互为相反极性的期间t4～t5、t8～t9中的各期间中,电感器L的两端的电压差最大,因此该期间的电感器电流I_L的斜率比其它期间的斜率更陡峭。

[0078] 在该期间的开始时点t4、t8和结束时点t5、t9流动的电感器电流I_L的方向相反。在时点t5、t9的电感器电流I_L小于在时点t4、t8的电感器电流I_L。而且,在V1和V2各自的Hi与Lo切换的各时点t4～t11中,在时点t5、t9的电感器电流I_L最小。因而,只要在时点t5、t9的电感器电流I_L满足上述的式(3)的条件,就能够进行各开关元件的ZVS。

[0079] 然而,当在时点t5、t9的电感器电流I_L变大时,在其它时点的电感器电流I_L也变大,由于过度的电流流过,损耗增大,导致DC-DC转换器1的电力传输效率下降。因此,控制电路30进行使在时点t5、t9的电感器电流I_L与在时点t4、t8的电感器电流I_L接近的控制。

[0080] 在时点t5、t9的电感器电流I_L通过以下的式(4)表示。

[0081] [数4]

[0082] $$|I_L| = \frac{V2 \cdot \tau_2 - V1 \cdot \tau_1 + 2 \cdot V1(\delta - \pi + \tau_2)}{2\omega L} \quad \cdots (4)$$

[0083] 在时点t4、t8的电感器电流I_L通过以下的式(5)表示。

[0084] [数5]

[0085] $$|I_L| = \frac{V1 \cdot \tau_1 - 2 \cdot V2(2\pi - 2\delta - \tau_2)}{2\omega L} \quad \cdots (5)$$

[0086] 用于使通过式(4)表示的I_L与通过式(5)表示的I_L相等的条件为以下的式(6)。

[0087] [数6]

[0088] $(\tau_2 - \tau_c) V_y = (\tau_1 - \tau_c) Vx \cdots (6)$

[0089] 如式(6)所示,τ_1和τ_2是基于Vx与Vy的比计算出的。控制电路30进行开关控制,以使τ_1和τ_2成为根据式(6)计算出的值并且使DC-DC转换器1的输出电力成为目标值。由此,在时点t5、t9的电感器电流I_L与在时点t4、t8的电感器电流I_L相等,防止大电流流动,并且能够进行各开关元件的ZVS。其结果,能够抑制大电流流动导致的损耗增大。

[0090] <4.变形例>

[0091] 以上,说明了本发明的一个实施方式,但是本发明不限于上述的实施方式。

[0092] 在上述的实施方式中,设为Vx>Vy进行了说明,但是也可以是Vx<Vy。另外,在上述的实施方式中,既可以是$\tau_1 = \tau_2$,也可以是$\tau_1 \neq \tau_2$,τ_1、τ_2只要满足式(6)的条件即可。并且,在

式(6)中,左边和右边也可以不完全一致。

[0093] 另外,在上述的实施方式中,将输入输出端子IO11、IO12作为输入侧、将输入输出端子IO21、IO22作为输出侧来进行说明。然而,DC-DC转换器1能够双向地传输电力。因而,能够将输入输出端子IO11、IO12作为输出侧、将输入输出端子IO21、IO22作为输入侧。在该情况下,能够与上述的实施方式同样地进行说明,因此省略其说明。此外,DC-DC转换器1也可以不是双向型的。

[0094] 另外,也可以在不发生矛盾的范围内将在上述的实施方式或变形例中出现的各要素适当地进行组合。

[0095] 附图标记说明

[0096] 1:DC-DC转换器;10:第一全桥电路;20:第二全桥电路;30:控制电路;C11、C12、C13、C14:电容器;C21、C22、C23、C24:电容器;D11、D12、D13、D14:二极管;D21、D22、D23、D24:二极管;E1、E2:直流电源;IL:电感器电流;IO11、IO12:输入输出端子;IO21、IO22:输入输出端子;L:电感器;L1:电感器;Q11、Q12、Q13、Q14:开关元件;Q21、Q22、Q23、Q24:开关元件;T:变压器。

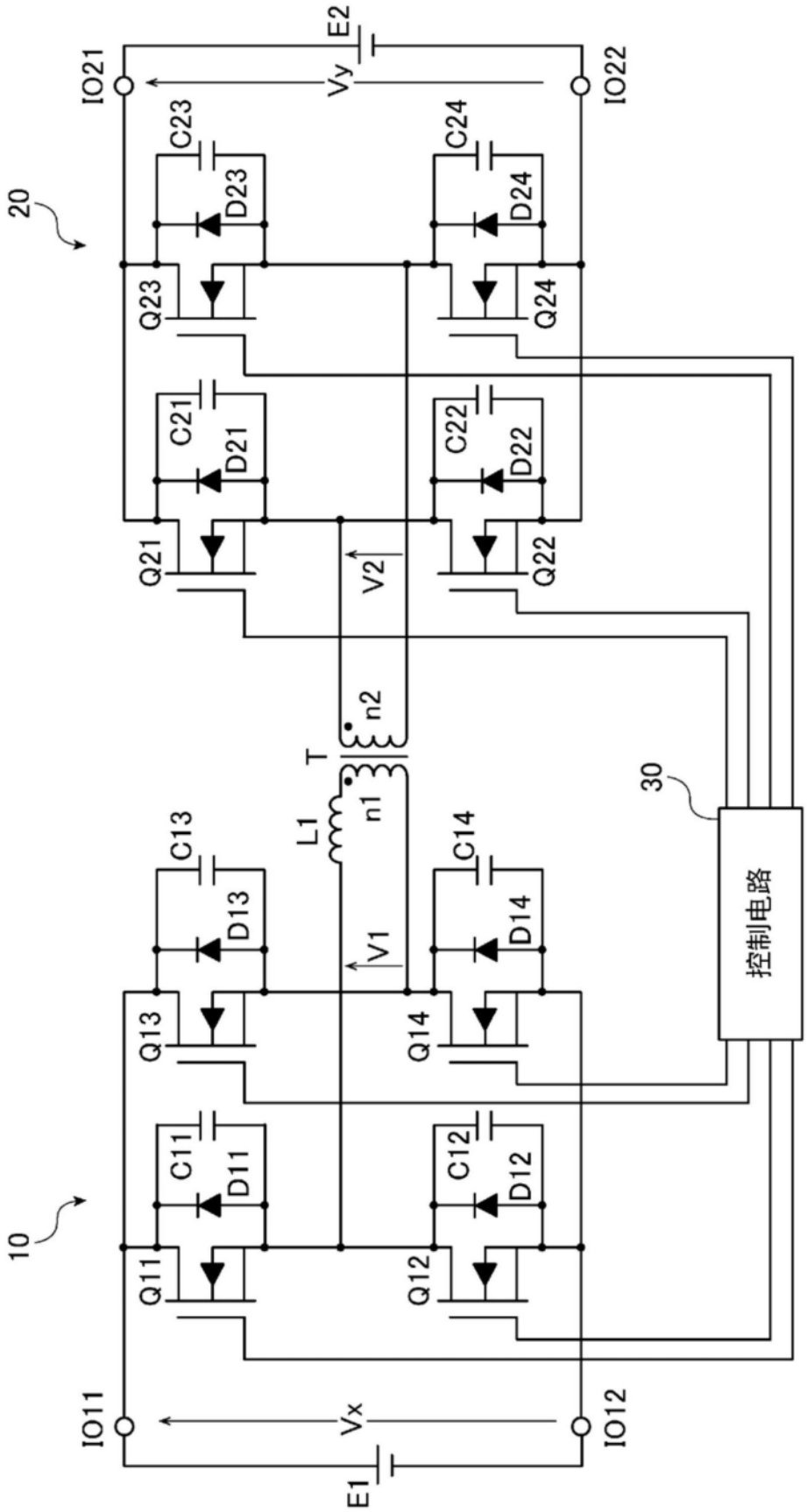

E2
Vy
IO21
IO22
C23
D23
C24
D24
20
Q23
Q24
C21
D21
C22
D22
Q21
Q22
V2
n2
T
L1
n1
30
C13
D13
C14
D14
V1
控制电路
Q13
Q14
C11
D11
C12
D12
10
Q11
Q12
IO11
Vx
IO12
E1

图1

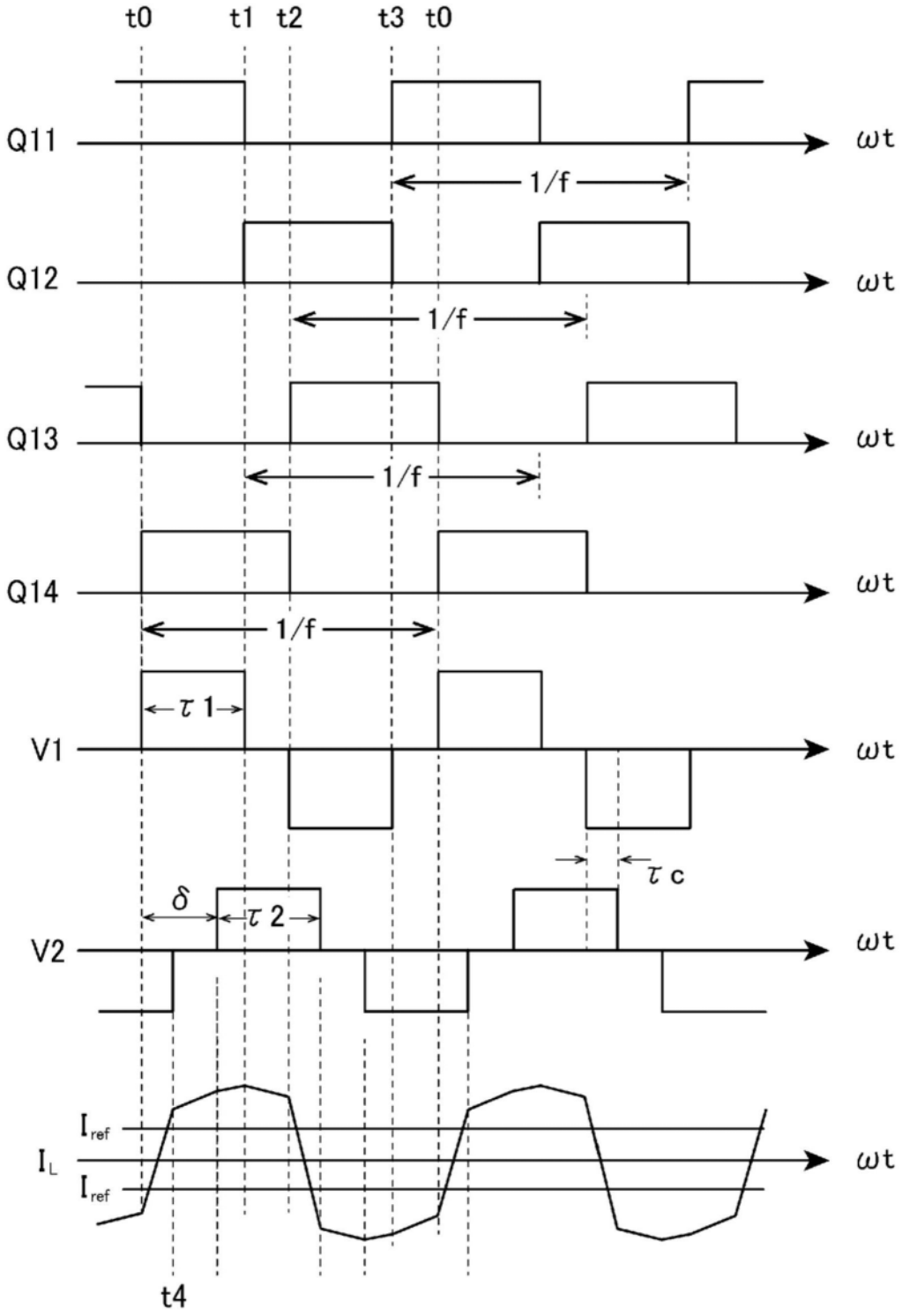

t0
t1
t2
t3
t0
Q11
ωt
1/f
Q12
ωt
1/f
Q13
ωt
1/f
Q14
ωt
1/f
τ 1
V1
ωt
τ c
δ
τ 2
V2
ωt
I ref
I L
I ref
ωt
t4

图2

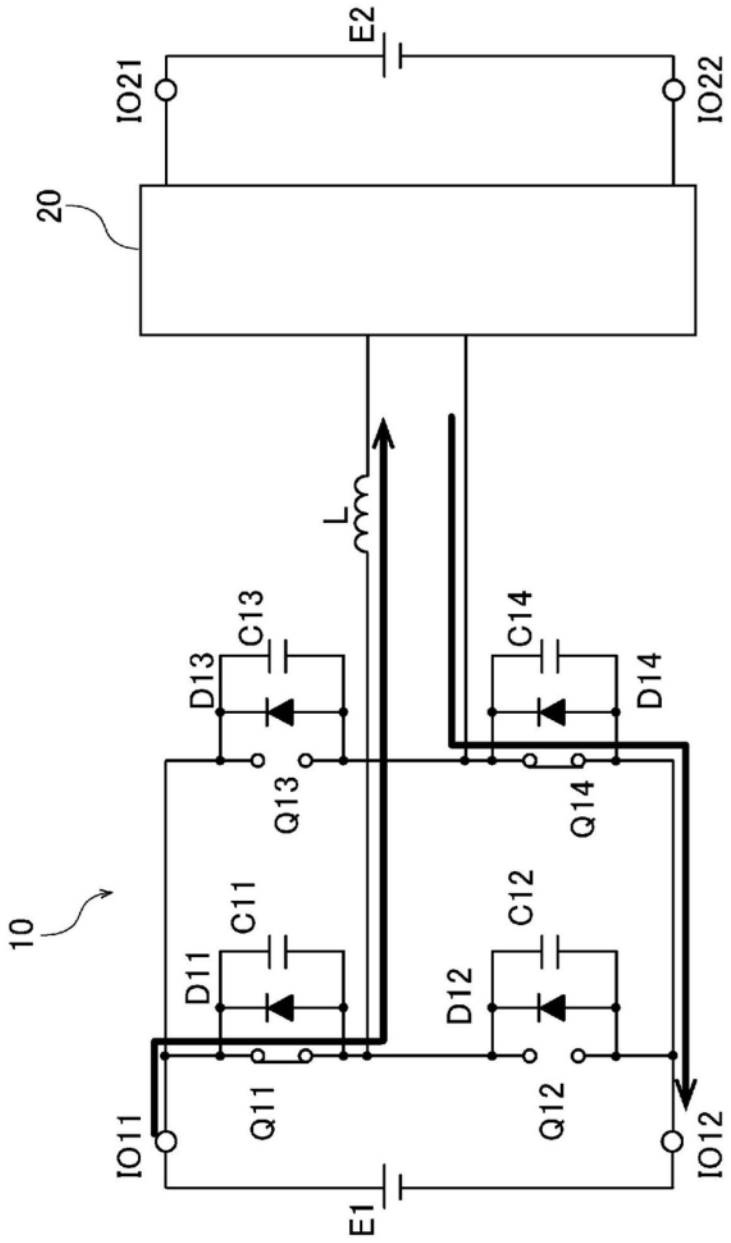

E2
IO21
IO22
20
L
C13
D13
C14
D14
Q13
Q14
10
C11
D11
C12
D12
IO11
Q11
Q12
IO12
E1

图3

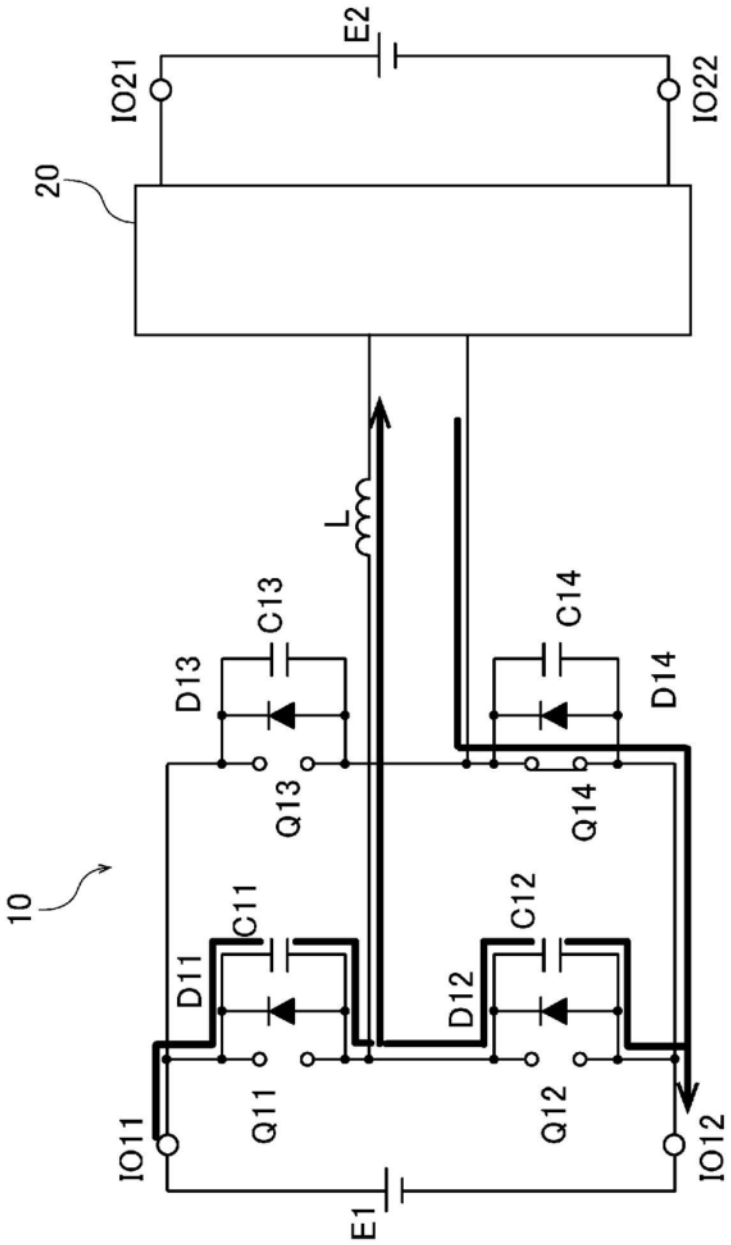

E2
IO21
IO22
20
L
C13
C14
D13
D14
Q13
Q14
10
C11
C12
D11
D12
Q11
Q12
IO11
IO12
E1

图4

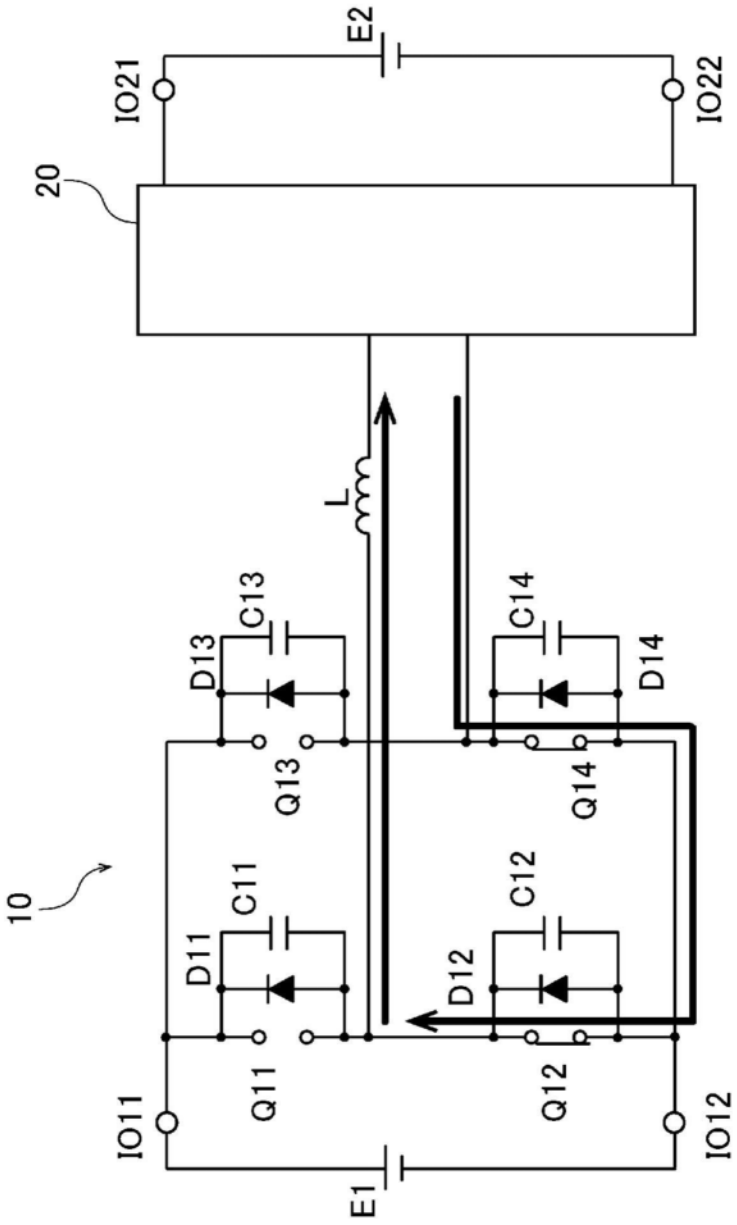

E2
IO21
IO22
20
L
C13
C14
D13
D14
Q13
Q14
10
C11
C12
D11
D12
Q11
Q12
IO11
IO12
E1

图5

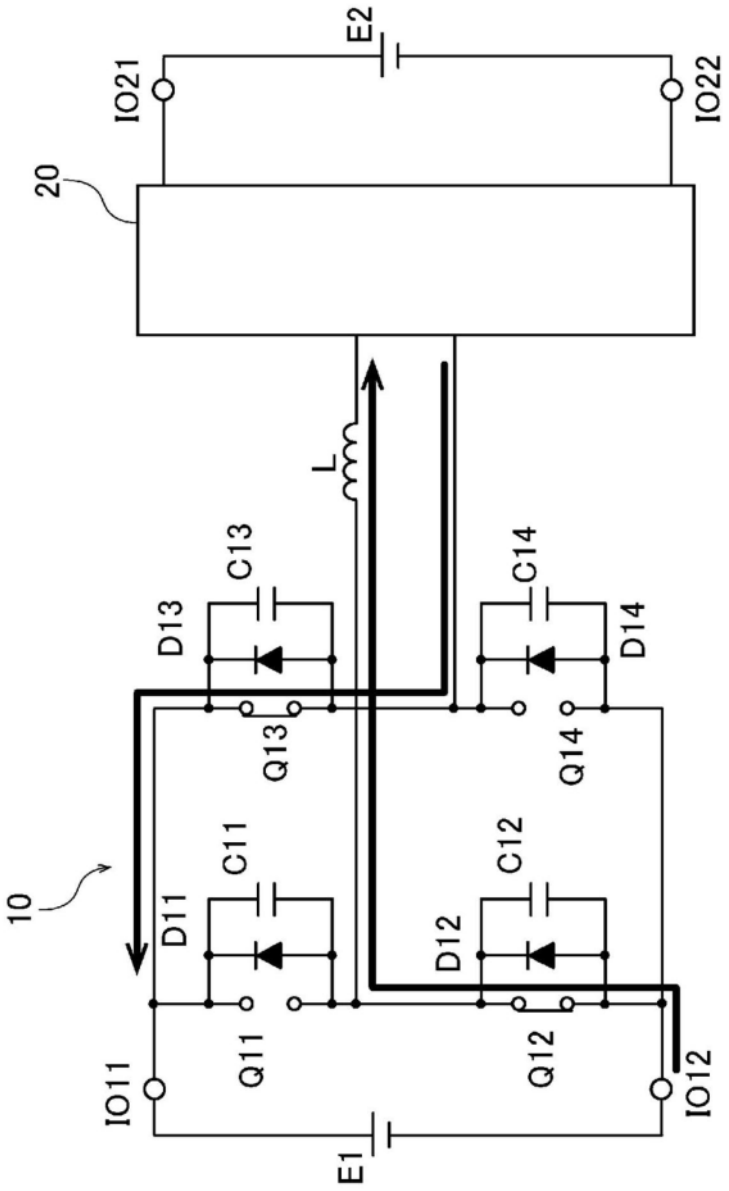

E2
IO21
IO22
20
L
C13
C14
D13
D14
Q13
Q14
10
C11
C12
D11
D12
Q11
Q12
IO11
IO12
E1

图6

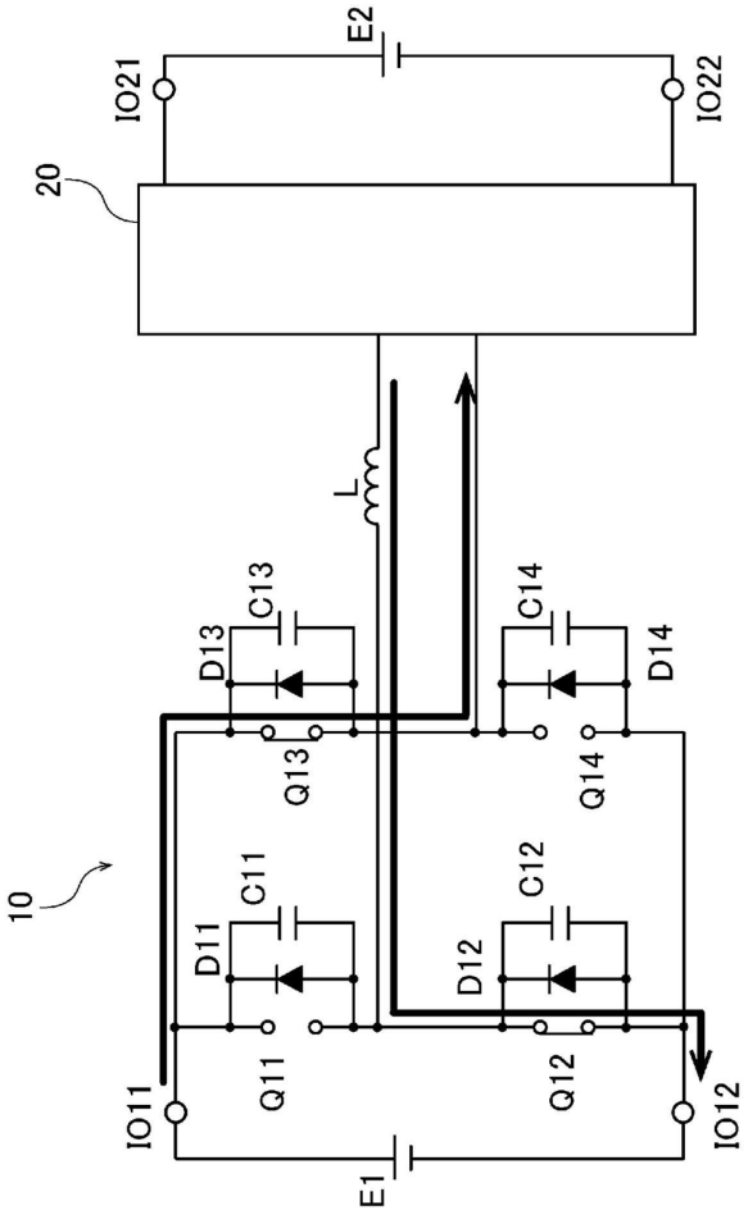

E2
IO21
IO22
20
L
C13
D13
C14
D14
Q13
Q14
10
C11
D11
C12
D12
Q11
Q12
IO11
IO12
E1

图7

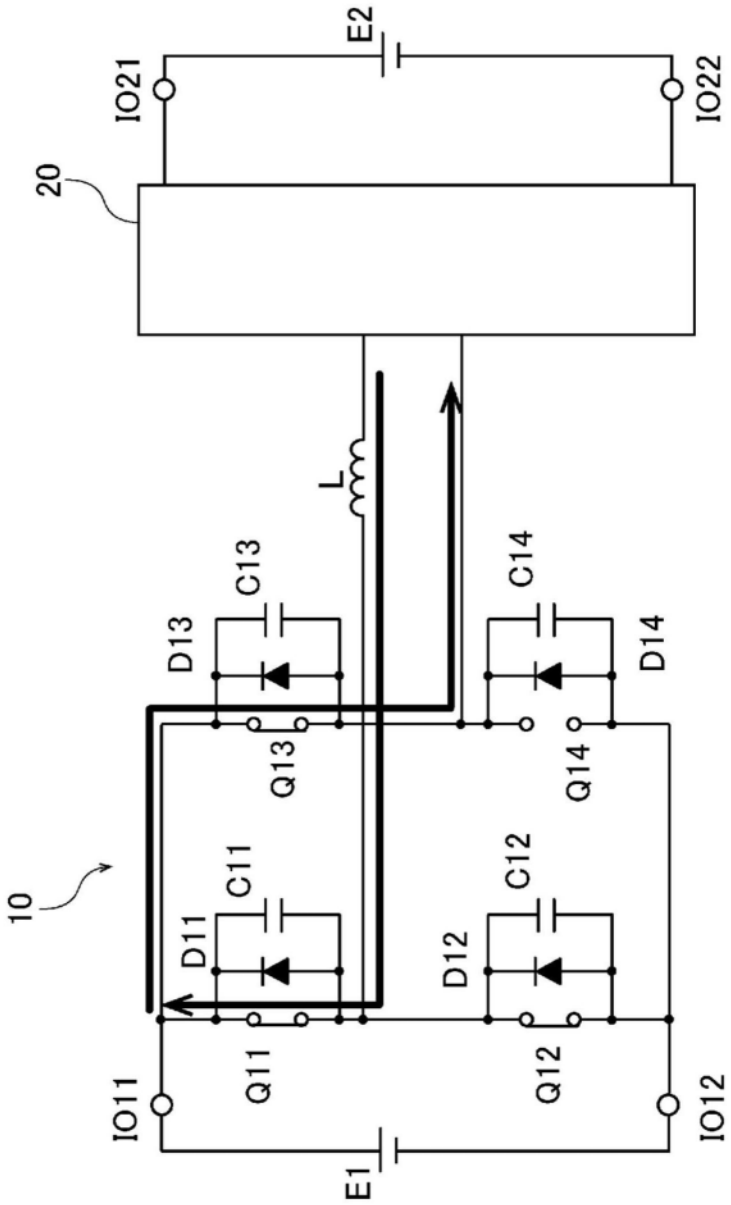

E2
IO21
IO22
20
L
C13
C14
D13
D14
Q13
Q14
10
C11
C12
D11
D12
Q11
Q12
IO11
IO12
E1

图8

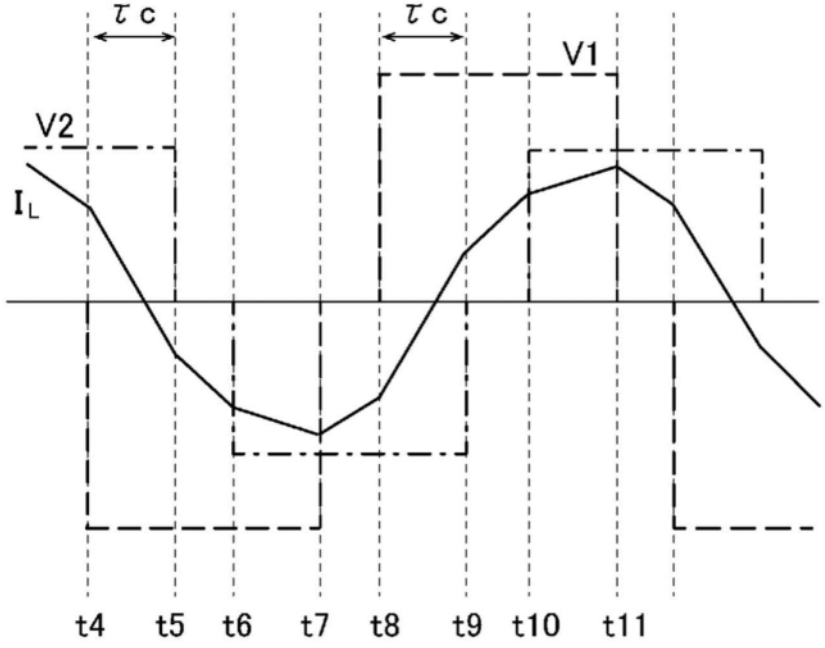


图9