



# (12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105637751 B

(45)授权公告日 2018.10.09

(21)申请号 201480055606.3

(22)申请日 2014.03.14

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105637751 A

(43)申请公布日 2016.06.01

(30)优先权数据  
2013-211487 2013.10.09 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2016.04.08

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2014/056895 2014.03.14

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02015/052945 JA 2015.04.16

(73)专利权人 三菱电机株式会社  
地址 日本东京

(72)发明人 川村真央 加藤正幸 泷北守

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 胡秋瑾

(51)Int.Cl.  
H02M 3/28(2006.01)

(56)对比文件  
US 4359679 A, 1982.11.16,  
CN 1529403 A, 2004.09.15,  
EP 0880220 A2, 1998.11.25,  
CN 1794553 A, 2006.06.28,  
CN 201499093 U, 2010.06.02,  
CN 101783594 A, 2010.07.21,

审查员 魏小凤

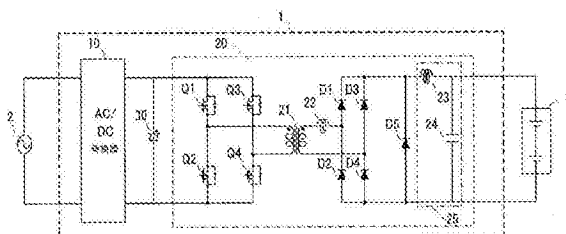
权利要求书1页 说明书7页 附图8页

## (54)发明名称

车载充电器

## (57)摘要

对绝缘DC/DC转换器的变压器二次侧的整流用二极管使用Si二极管,在整流电路与平滑用电抗器之间作为续流用二极管使用高耐压且由宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管,从而能得到如下车载充电器,其与现有的采用同步整流电路方式的情况相比,能以更简单、且成本增加得到抑制的电路结构来抑制二极管的恢复浪涌电压。



1. 一种车载充电器,包括:

AC/DC转换器,该AC/DC转换器将由外部电源施加的交流电压转换为直流电压;以及  
绝缘DC/DC转换器,该绝缘DC/DC转换器对由所述AC/DC转换器生成的所述直流电压进行升压,并对电池施加升压后的直流电压来向所述电池进行供电,该电池向车辆驱动用的电动机提供该电池本身所存储的电力,

所述车载充电器的特征在于,

所述绝缘DC/DC转换器所具有的整流电路包含以全桥结构来连接且由Si半导体形成的整流用二极管,

在所述整流电路与所述绝缘DC/DC转换器所具有的平滑电路之间设有由宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管,该肖特基势垒二极管与所述整流电路并联连接,

所述绝缘DC/DC转换器的开关方式为硬开关方式。

2. 如权利要求1所述的车载充电器,其特征在于,

所述宽带隙半导体是碳化硅、氮化镓类材料、金刚石中的任一种。

3. 如权利要求1或2所述的车载充电器,其特征在于,

所述电池的电压为100V以上。

## 车载充电器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及用于对电池进行充电的车载充电器,该电池用于对EV(电动汽车)/PHEV(插电式(Plug-in)混合动力电动汽车)等电动车辆用电动机供电。

### 背景技术

[0002] 存在如下类型的电动车辆,即,作为驱动源仅具有电动机的车辆、以及作为驱动源具有电动机和发动机的混合动力车辆。无论是哪种类型的电动车辆,均具有用于向电动机供电的作为蓄电设备的电池,在电池的剩余容量降低的情况下,需要从外部向电池进行充电。此外,作为驱动源具有电动机和发动机的混合动力车辆中,通常通过驱动发动机来对电池进行充电。然而,也可无需驱动发动机而是从外部电源供电来对电池进行充电。

[0003] 具有这种电动机的电动车辆中搭载有将商用电源升压来转换为直流电力的车载充电器,以便能将家庭用商用电源用作为外部电源来对电池充电。而且,近年来EV/PHEV等电动车辆得到了普及,其结果是对于车载充电器而言,汽车生产商希望实现小型化/低成本化,用户希望实现充电的高效化以缩短电池的充电时间。

[0004] 此外,经由公共电网从家庭用商用电源利用车载充电器对电动车辆内的电池进行充电,因此,称之为车辆和家庭环境形成一体化。因此,随着电动车辆得到普及,要求在电动车辆的EMC(electro magnetic compatibilit:电磁兼容性)试验、以及与公共电网相关的民生设备的EMC试验两个环境下的可靠性和品质维持。因而,在这种情况下,车载充电器的EMC规定比一般电子元器件要严格。

[0005] 此处,车载充电器一般由AC/DC转换器和绝缘型DC/DC转换器(下面称作绝缘DC/DC转换器)来构成。此外,为了车载充电器的小型化、低成本化,需要实现变压器、电抗器等磁性元器件的小型化,希望开关频率成为高频化。然而,随着高频驱动,会发生二极管的恢复损失增大或浪涌电压增大等问题。尤其,在车载充电器的情况下,在绝缘DC/DC转换器的输出侧连接有高压电池。因此,在变压器二次侧发生的浪涌电压变高,从而有可能发生元件的耐压增加、损失增加和EMC恶化。因而,要求对在绝缘DC/DC转换器的二次侧整流电路中发生的浪涌电压进行抑制。

[0006] 于是,作为第一现有技术,已知的有如下DC/DC转换器,其具备RCD缓冲电路,从而抑制浪涌电压(例如,参照专利文献1)。此外,作为第二现有技术,已知有如下DC/DC转换器,其具备RCD缓冲电路,从而抑制浪涌电压(例如,参照专利文献2)。

[0007] 现有技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献1:日本专利特开2008-79403号公报

[0010] 专利文献2:日本专利特开2000-166243号公报

### 发明内容

[0011] 发明所要解决的技术问题

[0012] 然而,现有技术存在以下问题。

[0013] 将专利文献1所记载的现有技术应用于由车载充电器所具备的高压/大功率输出的绝缘DC/DC转换器电路的情况下,RCD缓冲电路中使用的缓冲电阻损失和发热增大,因此需要使缓冲电阻的额定本身增大。在这种情况下,缓冲电阻的尺寸变得大型化,因此,存在成本升高的问题。此外,为了抑制缓冲电阻的发热,需要提高冷却能力,存在车载充电器壳体本身的尺寸变得大型化的问题。因而,在要求尺寸小型化和功率转换效率高效化的车载充电器中,对使用RCD缓冲电路敬而远之。

[0014] 在专利文献2所记载的现有技术中,作为绝缘DC/DC转换器的整流电路,使用同步整流电路方式。然而,将该同步整流电路方式应用于车载充电器所具备的高压/大功率输出的绝缘DC/DC转换器电路中的情况下,要求同步整流电路的开关元件是高耐压器件,因此,存在尺寸变得大型化的问题。此外,与二极管整流电路方式不同,在同步整流电路方式中要驱动开关元件,因此,需要另外设置驱动电源和驱动电路。因而,不仅仅是尺寸变得大型化,还存在成本增加的问题。

[0015] 本发明是用于解决上述问题而完成的,其目的在于得到一种车载充电器,与现有的采用同步整流电路方式的情况相比,该车载充电器能以更简单、且成本增加得到抑制的电路结构来对二极管的恢复浪涌电压进行抑制。

[0016] 用于解决问题的技术方案

[0017] 本发明的车载充电器包括:AC/DC转换器,该AC/DC转换器将由外部电源施加的交流电压转换为直流电压;以及绝缘DC/DC转换器,该绝缘DC/DC转换器对由AC/DC转换器生成的直流电压进行升压,对电池施加升压后的直流电压从而向电池进行供电,该电池向车辆驱动用的电动机提供所存储的电力,该车载充电器中,绝缘DC/DC转换器所具有的整流电路包含以全桥结构来连接且由Si半导体形成的整流用二极管,设于整流电路和绝缘DC/DC转换器所具有的平滑电路之间的由宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管与整流电路并联连接。

[0018] 发明效果

[0019] 根据本发明,对绝缘DC/DC转换器的变压器二次侧的整流用二极管使用Si二极管,在整流电路和平滑用电抗器之间作为续流用二极管使用高耐压且由宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管。由此,与现有的采用同步整流电路方式的情况相比,所得到的车载充电器能以更简单、且成本增加得到抑制的电路结构来抑制二极管的恢复浪涌电压。

## 附图说明

[0020] 图1是本发明的实施方式1中的车载充电器的简要结构图。

[0021] 图2是表示本发明的实施方式1中的绝缘DC/DC转换器的半导体开关元件的动作的说明图。

[0022] 图3是表示本发明的实施方式1中的绝缘DC/DC转换器动作时的各电压电流波形的说明图。

[0023] 图4是用于说明本发明的实施方式1中的车载充电器的、使用了由全桥结构的半导体开关元件和二极管构成的一般的绝缘DC/DC转换器的车载充电器的电路图。

[0024] 图5是表示图4中各半导体开关元件导通/截止时的电流路径的说明图。

[0025] 图6是表示图4中整流用二极管的电流和电压随时间的变化的说明图。

[0026] 图7是表示本实施方式1中车载充电器的各半导体开关元件导通/截止时的电流路径的说明图。

[0027] 图8是表示本实施方式1中车载充电器的整流用二极管的电流和电压随时间的变化的说明图。

## 具体实施方式

[0028] 下面,利用附图,根据优选实施方式对本发明的车载充电器进行说明。另外,在附图的说明中,对相同要素标注相同标号,并省略重复说明。

[0029] 实施方式1.

[0030] 图1是本发明的实施方式1中的车载充电器1的简要结构图。如图1所示,在车载充电器1的输入侧,连接有作为外部电源(交流输入电源)的交流电压电源2(下面简称作交流电源2)。此外,在车载充电器1的输出侧,连接有作为负载的高电压的电池3(下面称作高压电池3)。该高压电池3向车辆驱动用电动机提供其所存储的电力。另外,可将高压电池3的电压设计为例如100V以上。

[0031] 车载充电器1包括:AC/DC转换器10,该AC/DC转换器10将交流电压转换为直流电压;以及绝缘DC/DC转换器20,该绝缘DC/DC转换器20将由AC/DC转换器10生成的直流电压进行升压,对高压电池3施加升压后的直流电压,从而向高压电池3供电。此外,在AC/DC转换器10与绝缘DC/DC转换器20之间连接有电容器30。

[0032] 绝缘DC/DC转换器20具有:4个半导体开关元件Q1~Q4;变压器21;变压器21的漏电感分量(以下称作电感分量22);4个整流用二极管D1~D4;肖特基势垒二极管D5;以及由平滑用电抗器23和平滑用电容器24构成的平滑电路25。

[0033] 在电容器30的后级连接有4个半导体开关元件Q1~Q4,例如,作为这些半导体开关元件Q1~Q4,可使用MOSFET。此外,半导体开关元件Q1、Q3的漏极与电容器30的正极侧相连接,半导体开关元件Q2、Q4的源极与电容器30的负极侧相连接。

[0034] 变压器21的一次绕组的一端连接至半导体开关元件Q1的源极和半导体开关元件Q2的漏极之间的连接点,另一端连接至半导体开关元件Q3的源极和半导体开关元件Q4的漏极之间的连接点

[0035] 变压器21的二次绕组与全桥结构的整流用二极管D1~D4相连接。此外,作为整流用二极管D1~D4,可使用廉价的Si(硅)半导体形成的二极管。另外,下面,将由Si半导体形成的二极管称作Si二极管。

[0036] 此外,若采用同步整流方式,则需要高耐压的半导体开关元件、驱动这些开关元件的驱动电路以及电源,因此成本增加。此外,若作为整流用二极管使用高耐压的二极管而非Si二极管,则成本大幅增加。因而,在本实施方式1中,作为高压绝缘DC/DC转换器的整流电路,采用具有由全桥结构连接而成的Si二极管的整流电路。

[0037] 在整流用二极管D1~D4的后级,连接有由平滑用电抗器23和平滑用电容器24构成的平滑电路25。此外,在整流用二极管D1~D4与平滑电路25之间,连接有续流用肖特基势垒二极管D5。此外,作为肖特基势垒二极管D5,使用高耐压且散热性良好、恢复较小的宽带隙半导体即SiC(碳化硅)半导体形成的肖特基势垒二极管。另外,下面,将由SiC半导体形成的

肖特基势垒二极管D5称作SiC肖特基势垒二极管D5。

[0038] 接着,参照图2和图3对绝缘DC/DC转换器20的基本动作进行说明。另外,本实施方式1中例示的绝缘DC/DC转换器20是一般的全桥结构的绝缘DC/DC转换器,采用的开关方式为硬开关方式。

[0039] 图2是表示本发明的实施方式1中的绝缘DC/DC转换器的半导体开关元件的运动的说明图。另外,图2中的 $T_{dc}$ 表示开关周期, $t_d$ 表示空载时间。

[0040] 如图2所示那样,在将半导体开关元件Q1、Q4导通的情况下,流过变压器21的一次绕组侧(一次侧)的电流以电容器30、半导体开关元件Q1、变压器21(一次侧)、半导体开关元件Q4的顺序流过各路径。此外,变压器21从一次侧向二次侧传输电力。接着,流过变压器21的二次绕组侧(二次侧)的电流以变压器21(二次侧)、整流用二极管D1、平滑用电抗器23、高压电池3、整流用二极管D4的顺序流过各路径。

[0041] 同样,在将半导体开关元件Q2、Q3导通的情况下,流过变压器21的一次侧的电流以电容器30、半导体开关元件Q3、变压器21(一次侧)、半导体开关元件Q2的顺序流过各路径。接着,流过变压器21的二次绕组侧的电流以变压器21(二次侧)、整流用二极管D3、平滑用电抗器23、高压电池3、整流用二极管D2的顺序流过各路径。

[0042] 图3是表示本发明的实施方式1中的绝缘DC/DC转换器20进行动作时的各电压电流波形的说明图。其中,对图3中的标号进行如下定义。

[0043]  $V_{tr1}$ :变压器21的一次侧电压

[0044]  $I_{tr1}$ :变压器21的一次侧电流

[0045]  $V_{tr2}$ :变压器21的二次侧电压

[0046]  $I_{tr2}$ :变压器21的二次侧电流

[0047]  $I_{out}$ :流过平滑用电抗器23的电流

[0048] 此外,如图2中示出,为了防止短路,还设置空载时间 $t_d$ 。另外,电感分量22是变压器21的漏电感分量,但不限于此,也可外设一般的电抗器。

[0049] 接着,参照图4~图6对因二极管的恢复而引起的浪涌产生机制进行说明。图4是用于说明本发明的实施方式1中的车载充电器的、使用了由全桥结构的半导体开关元件和二极管构成的一般的绝缘DC/DC转换器的车载充电器的电路图。图5是表示图4中各半导体开关元件Q1~Q4导通/截止时的电流路径的说明图。此外,图5(a)~图5(e)示出流过图4中的车载充电器电路的电流路径随时间的变化。图6是表示图4中的整流用二极管D3的电流 $I_{D3}$ 和电压 $V_{D3}$ 随时间的变化的说明图。

[0050] 在时刻 $t_0$ ,半导体开关元件Q2、Q3导通且半导体开关元件Q1、Q4截止时,流过变压器21的一次侧和二次侧的各电流路径成为图5(a)所示的路径。

[0051] 在时刻 $t_1$ ,半导体开关元件Q1~Q4全部截止时,变压器21的一次侧没有电流流过。另一方面,在变压器21的二次侧,由于平滑用电抗器23试图使电流朝着之前(时刻 $t_1$ 以前)流动的方向流动,因此,有电流流过。这归因于楞次定律,即,若线圈中发生磁通变化,则在妨碍该磁通变化的方向上产生磁通,并生成感应电动势。因而,在半导体开关元件Q1~Q4全部截止的瞬间,可将平滑用电抗器23视作为相当于恒流源。此外,半导体开关元件Q1~Q4全部截止,且变压器21的一次侧不产生电压,因此,变压器21的二次侧也不产生电压。因此,流过平滑用电抗器23的电流的路径成为图5(b)所示的路径。

[0052] 此外,如图6所示,在时刻 $t=t_1$ ,整流用二极管D3的电流 $ID_3$ (下面简称为电流 $ID_3$ )的大小为 $IF$ ,整流用二极管D3的电压 $VD_3$ (下面简称为电压 $VD_3$ )的大小为 $VF$ 。

[0053] 在时刻 $t_2$ ,在半导体开关元件 $Q_1$ 、 $Q_4$ 成为导通时,在变压器21的一次侧产生电压,因此,在变压器21的二次侧也产生电压。然而,流过平滑用电抗器23的电流会流过整流用二极管 $D_1\sim D_4$ (相当于图5(c)的虚线箭头),因此,变压器21的二次侧实际上成为短路。在这种情况下,流过变压器21的二次侧的电流的路径成为图5(c)所示的实线箭头的路径。另外,在图5(c)中,从时刻 $t_2$ 起随着时间经过,流过整流用二极管 $D_1$ 、 $D_4$ 的电流逐渐增加,另一方面,流过整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 的电流减小。

[0054] 此外,如图6所示,在时刻 $t_2$ 与时刻 $t_1$ 同样地,电流 $ID_3$ 的大小为 $IF$ ,电压 $VD_3$ 的大小为 $VF$ 。

[0055] 在时刻 $t_3$ ,整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 的电流减小,在正向电流成为 $0A$ 以下的瞬间,恢复电流(或反向恢复电流)流过整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 。而且,流过整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 的恢复电流的路径成为图5(d)所示的路径。另外,在整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 中,偏置方向(极性)从施加正向偏置的导通状态变化为施加反向偏置,即便如此,也存在可利用所存储的载流子进行通电的状态。在这种情况下,在变压器21的二次侧流过过大电流。

[0056] 此外,如图6所示,从时刻 $t_2$ 起随着时间经过,电流 $ID_3$ 的大小从 $IF$ 逐渐减小,成为 $0$ 。在这种情况下,有恢复电流流过,因此,从电流 $ID_3$ 的大小成为 $0$ 的时刻起随着时间经过,该大小从 $0$ 逐渐增加,在时刻 $t_3$ 成为最大。进一步地,从时刻 $t_2$ 起随着时间经过,电压 $VD_3$ 的大小从 $VF$ 开始逐渐减小,在时刻 $t_3$ 成为 $0$ 。

[0057] 其中,在整流用二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 中,在恢复动作过程中,随着所存储的载流子减少且PN结的反向耐压恢复,恢复电流逐渐减小,最终不再流动。然而,因该恢复电流的减小率( $=di/dt$ )和电感分量 $22(=L)$ ,发生浪涌电压 $VL(=L\times di/dt)$ 。

[0058] 例如,在时刻 $t_4$ ,如图5(e)所示,整流用二极管D3的两端施加有将变压器21的二次侧电压 $V_{tr2}$ 和电感分量 $22$ 的浪涌电压 $VL$ 求和得到的总计电压 $VD(=VL+V_{tr})$ 。另外,变压器21的漏电感的电感分量 $22$ 与布线或图案等的电感相比充分大,因此,在本实施方式1中,视作为浪涌电压 $VL$ 的发生由电感分量 $22$ 引起。

[0059] 此外,如图6所示,从时刻 $t_3$ 起随着时间经过,电流 $ID_3$ 的大小逐渐减小,在时刻 $t_4$ 之后最终成为 $0$ 。进一步地,从时刻 $t_3$ 起随着时间经过,电压 $VD_3$ 的大小从 $0$ 逐渐增加,在时刻 $t_4$ ,浪涌电压 $VL$ 的大小成为最大,因此电压 $VD_3$ 的大小成为最大。然后,在时刻 $t_4$ 之后,电压 $VD_3$ 的大小逐渐减小,最终变得与变压器二次侧电压 $V_{tr2}$ 的大小相等。

[0060] 这样,在高压、高频驱动的绝缘DC/DC转换器20的整流用二极管 $D_1\sim D_4$ 中产生过大的浪涌电压 $VL$ ,因此,一般需要对浪涌电压 $VL$ 进行抑制的电路。然而,如上所述,在车载充电器中使用缓冲电路较为困难。

[0061] 其中,若作为整流用二极管 $D_1\sim D_4$ 使用4个SiC肖特基势垒二极管,则因二极管恢复引起的浪涌电压也大幅减小,能实现不使用缓冲电路的转换器电路。原因在于, SiC肖特基势垒二极管是单极器件,与以Si二极管/FRD为代表的双极型器件不同,不存储少数载流子,其结果是,二极管的反向恢复时间比FRD要快,进一步地,没有温度依赖性。

[0062] 然而, SiC二极管与一般Si二极管相比,价格高昂。因而,若作为整流用二极管 $D_1\sim D_4$ 使用4个SiC肖特基势垒二极管,则会发生车载充电器本身的成本大幅增加的问题。

[0063] 于是,如之前的图1所示,在本实施方式1的车载充电器1的绝缘DC/DC转换器20中,作为整流用二极管D1~D4使用比SiC二极管廉价的Si二极管,另一方面,作为在整流用二极管D1~D4与平滑电路25之间新设的续流用二极管,使用SiC肖特基势垒二极管D5。由于绝缘DC/DC转换器20具有上述结构,因此,能发挥出与将4个SiC肖特基势垒二极管用作整流用二极管D1~D4的情况大致相等的浪涌抑制效果。

[0064] 接着,参照图7和图8对本发明的实施方式1的车载充电器1的绝缘DC/DC转换器20中抑制浪涌的机制进行说明。图7是表示本实施方式1中的车载充电器1的各半导体开关元件Q1~Q4导通/截止时的电流路径的说明图。此外,图7(a)~图7(e)示出流过车载充电器1的电路的电流路径随时间的变化。

[0065] 图8是表示本实施方式1中的车载充电器1的整流用二极管D3的电流ID3和电压VD3随时间的变化的说明图。另外,在图8中,以实线示出车载充电器1的整流用二极管D3的电流ID3和电压VD3随时间的变化,并且为了比较,还以虚线一并示出了未设SiC肖特基势垒二极管D5的车载充电器的整流用二极管D3的电流ID3和电压VD3随时间的变化(之前的图6)。

[0066] 在时刻t0,半导体开关元件Q2、Q3导通且半导体开关元件Q1、Q4截止时,流过变压器21的一次侧和二次侧的各电流路径成为图7(a)所示的路径。另外,该电流路径与上面说明的之前的图5(a)所示电流路径相同。

[0067] 在时刻t1,半导体开关元件Q1~Q4全部截止时,变压器21的一次侧没有电流流过。另一方面,在变压器21的二次侧,由于平滑用电抗器23试图使电流朝着之前(时刻t1以前)流动的方向流动,因此,相当于恒流源。此时,在本发明的实施方式1的车载充电器1中,流过平滑用电抗器23的电流的一大半如图7(b)所示那样流过SiC肖特基势垒二极管D5。

[0068] 这里,整流用二极管D1和整流用二极管D2串联连接,整流用二极管D3和整流用二极管D4串联连接。而且,若流过平滑用电抗器23的电流流过整流用二极管D1~D4,则发生与2个二极管元件相应的正向压降(=2Vf),与此不同,在SiC肖特基势垒二极管D5中仅发生与1个元件相应的正向压降(=Vf)。此外,SiC肖特基势垒二极管D5配置于平滑用电抗器23和整流用二极管D1~D4之间,因此,布线的阻抗较低。综上,流过平滑用电抗器23的电流的一大半将流过阻抗足够低的SiC肖特基势垒二极管D5,几乎不流过整流用二极管D1~D4。

[0069] 在时刻t2,在半导体开关元件Q1、Q4成为导通时,由于之前为止几乎没有正向电流流过整流用二极管D2、D3,因此,如图7(c)所示,也几乎不发生恢复。因而,如图8所示,浪涌电压VL大幅减小。

[0070] 若整流用二极管D2、D3的恢复结束,则在时刻t4之后,变压器21的二次侧电流如图7(d)、(e)所示那样流过整流用二极管D1、D4。此外,向SiC肖特基势垒二极管D5施加反向电压,因此,流过SiC肖特基势垒二极管D5的电流减小。

[0071] 这里,流过平滑用电抗器23的电流的一大半流过SiC肖特基势垒二极管D5,因此,SiC肖特基势垒二极管D5的正向电流与整流用二极管D2、D3的正向电流相比充分大。

[0072] 然而,如上所述,SiC肖特基势垒二极管D5不存储少数载流子,几乎不发生恢复。另外,说明为“几乎不发生恢复”是因为,实际上仅有对肖特基势垒二极管表面的结电容进行充放电的电流瞬态流过。因而,如图8所示,整流用二极管D3的电流ID3、电压VD3得到实线所示那样的随时间的变化特性。

[0073] 综上,根据本实施方式1,对构成车载充电器的绝缘DC-DC转换器的整流电路的整

流用二极管使用Si二极管,对设于整流电路与平滑电路之间的续流用二极管使用SiC肖特基势垒二极管。由此,整流用二极管几乎不流过恢复之前的正向电流,因此,恢复大幅减少。另一方面,对于半导体开关元件全部截止时有一大半电流流过的续流用二极管使用SiC肖特基势垒二极管,因此几乎不发生恢复。

[0074] 换言之,作为构成车载充电器的绝缘DC-DC转换器的整流用二极管使用4个Si二极管,并且作为续流用二极管使用1个SiC肖特基势垒二极管,从而得到与将4个SiC肖特基势垒二极管用作为整流用二极管时相同的效果。因而,本实施方式1中说明的搭载于电动车辆的车载充电器不需要特别的缓冲电路,只要追加使用1个由宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管即可,与现有的采用同步整流电路方式的情况相比,能以更简单、且成本增加得到抑制的电路结构来抑制二极管的恢复浪涌电压。

[0075] 另外,在本实施方式1中,例示了将SiC肖特基势垒二极管用作为续流用二极管的情形,但作为这种续流用二极管,可使用由与SiC半导体不同且带隙大于Si的其它宽带隙半导体形成的肖特基势垒二极管。具体地,若作为宽带隙半导体使用例如氮化镓类材料或金刚石等,则能得到与SiC相同的效果。

[0076] 特别地,GaN(氮化镓)类材料与Si或SiC相比,能进行高频动作。这是因为GaN类材料能利用2维电子气,电子浓度高于Si或SiC,载流子迁移率也高于Si或SiC。而且,GaN类材料与SiC相比热传导率较低,因此,比较适合用于电力容量小的器件。即,在以高压、高频来驱动的车载充电器中,若电力容量较小,则将将由GaN类材料的半导体形成的肖特基势垒二极管用作为续流用二极管能得到更佳的效果。

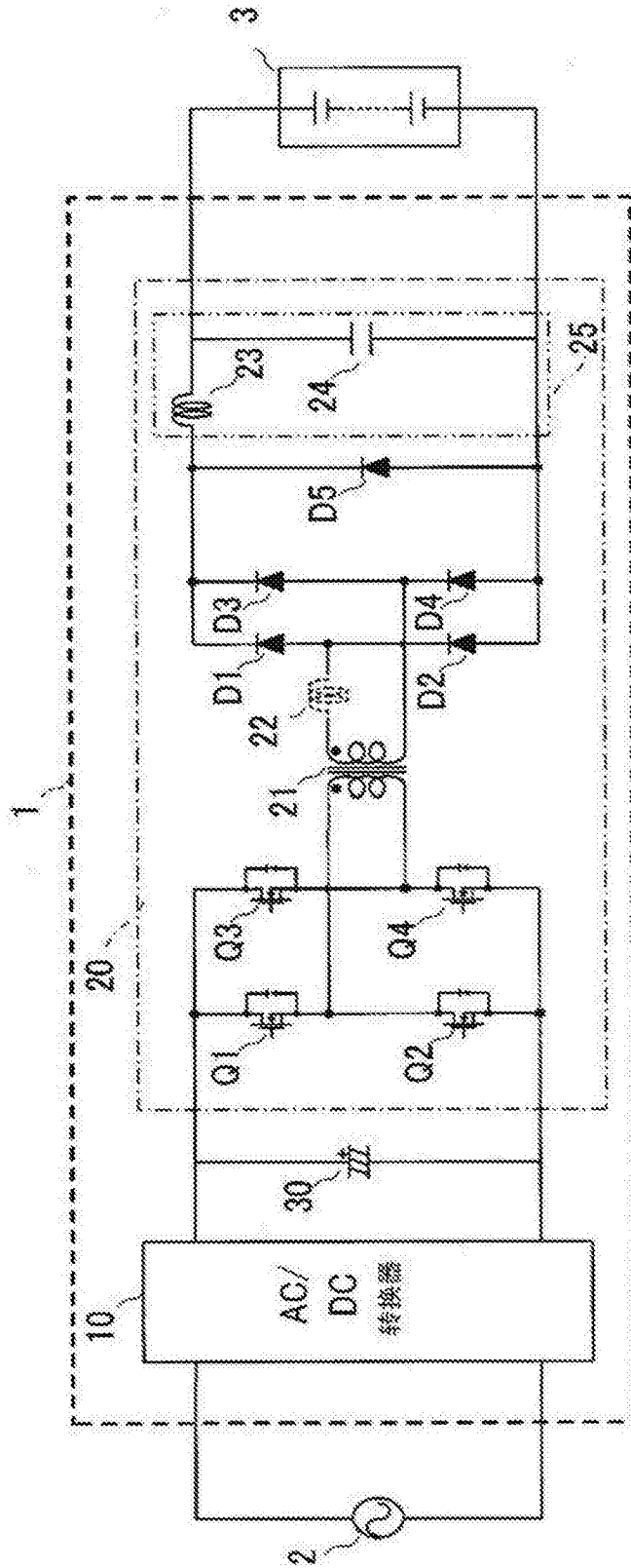


图1

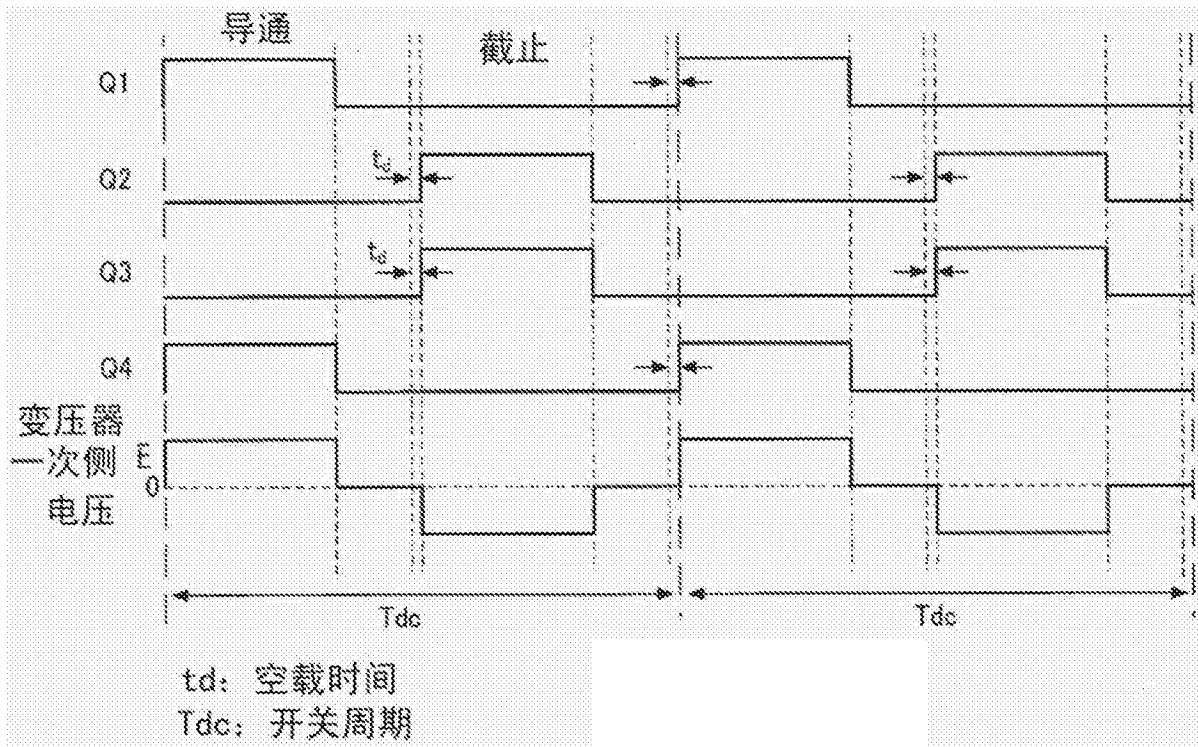


图2

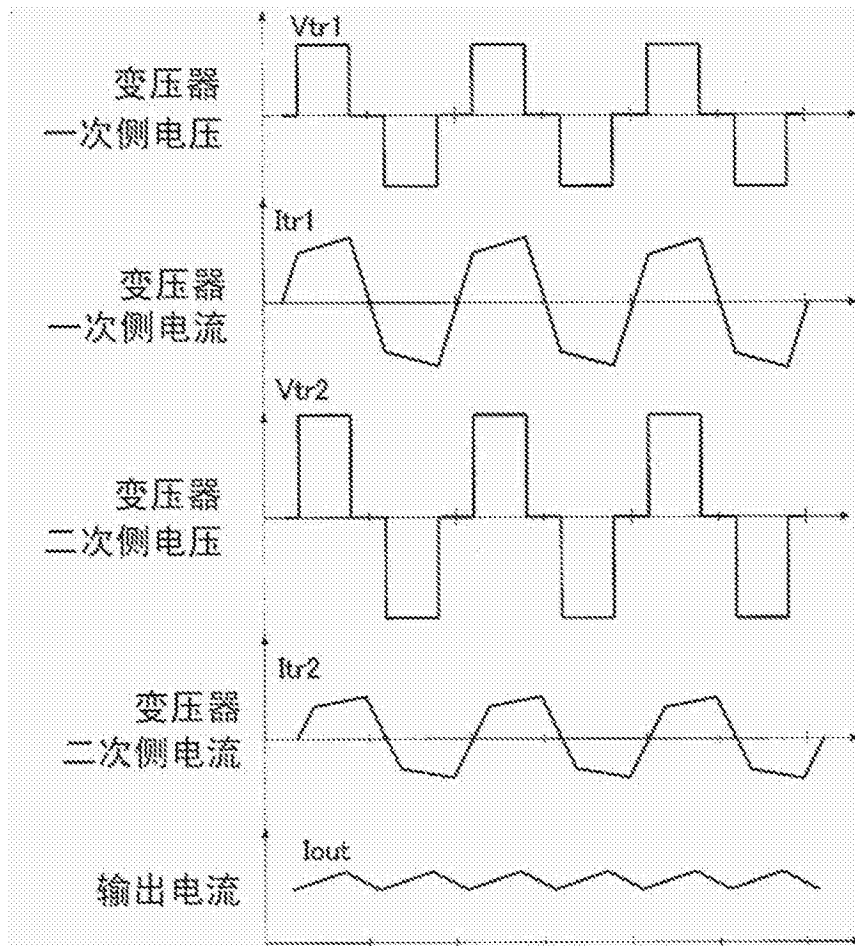


图3

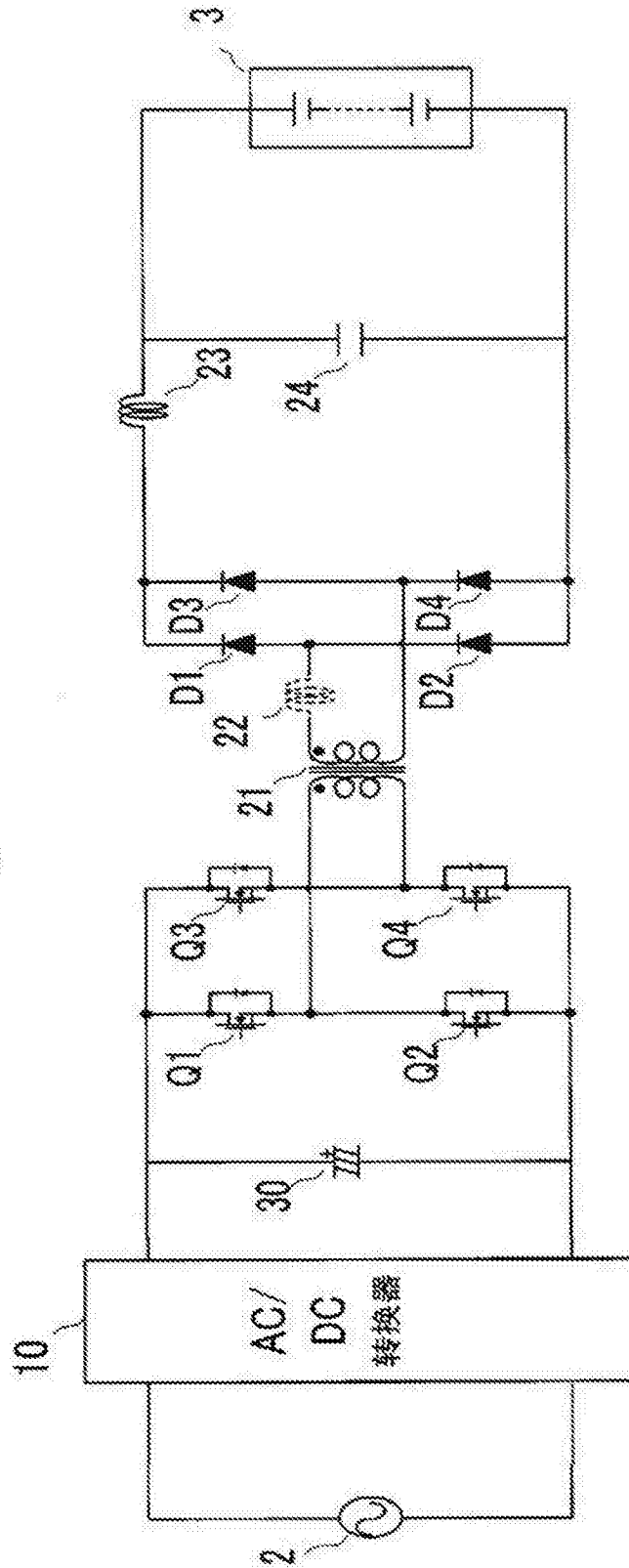


图4

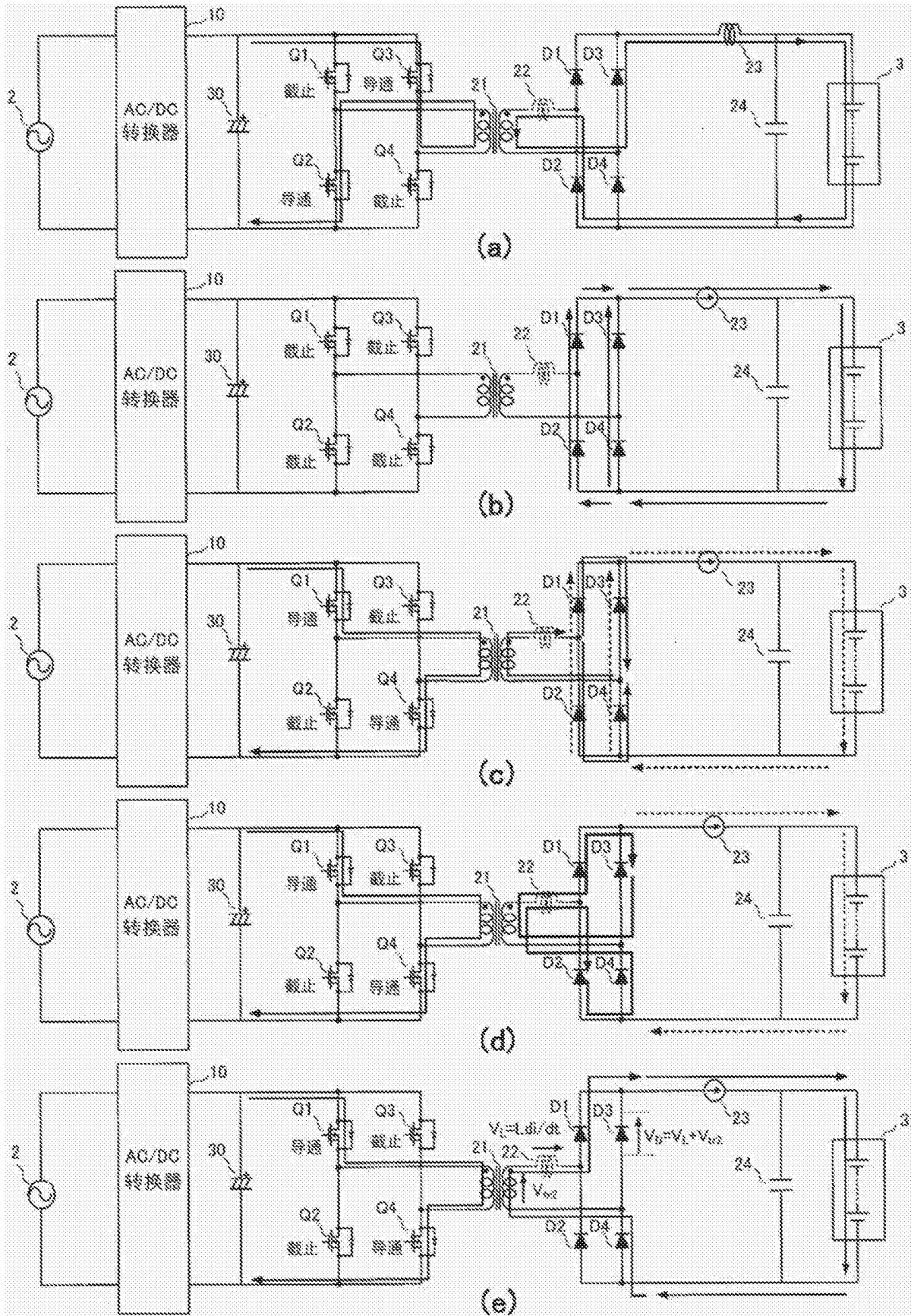


图5

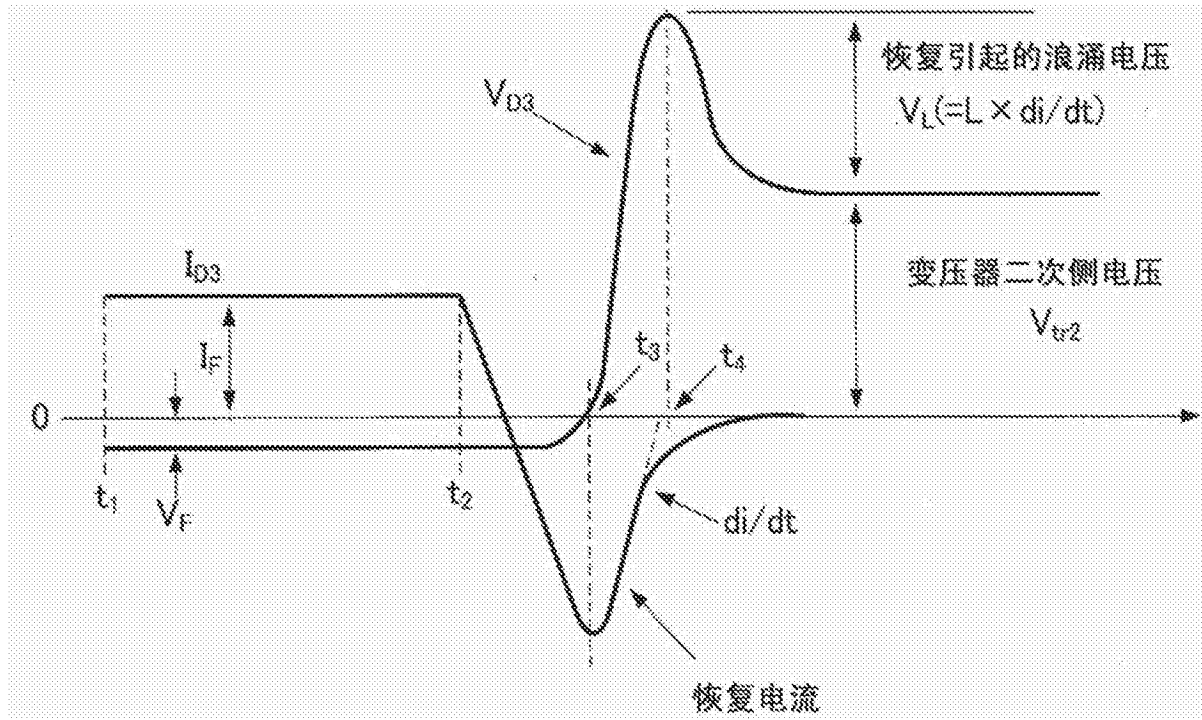


图6

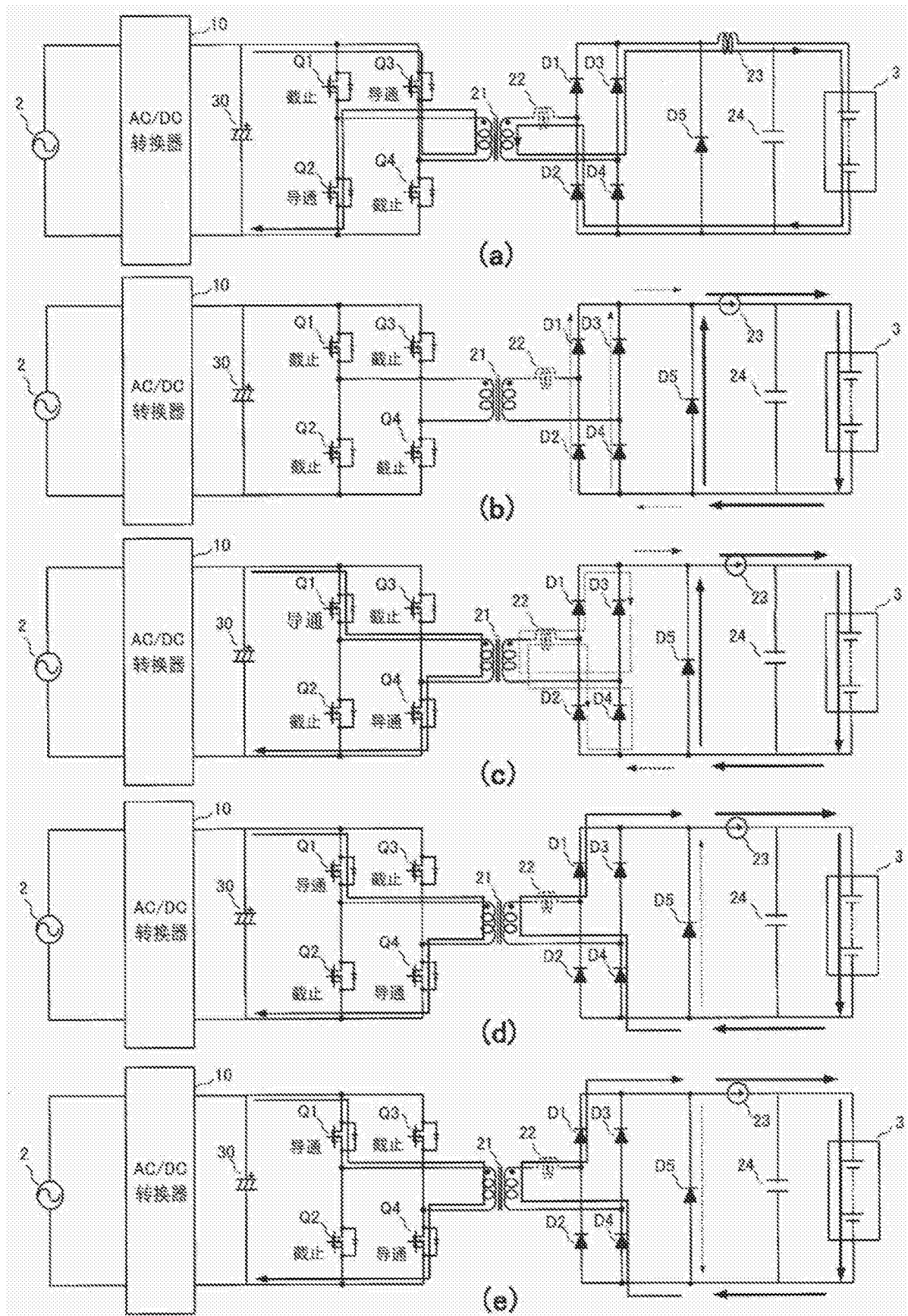


图7

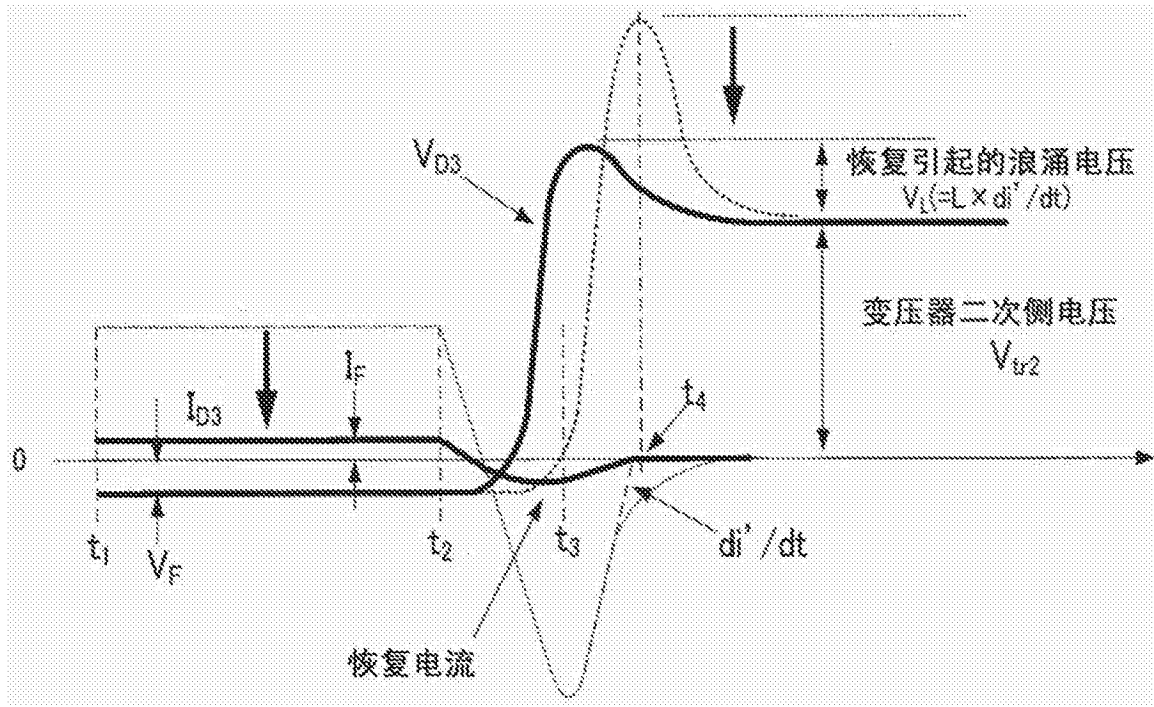


图8