



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105340166 A

(43) 申请公布日 2016. 02. 17

(21) 申请号 201380077665. 6

代理人 张丽

(22) 申请日 2013. 12. 05

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02M 3/335(2006. 01)

2013-145066 2013. 07. 11 JP

H02M 3/28(2006. 01)

H02J 7/00(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2015. 12. 22

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2013/082690 2013. 12. 05

(87) PCT国际申请的公布数据

W02015/004825 JA 2015. 01. 15

(71) 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 桧垣优介 近藤亮太 山田正树

丹阳平

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038

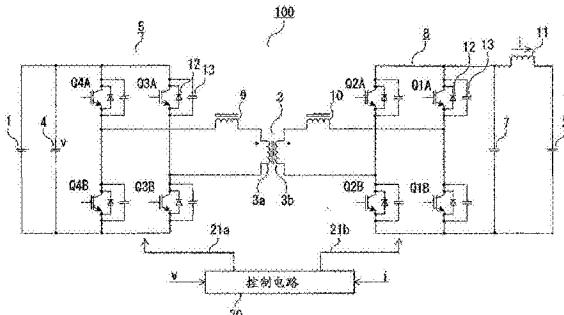
权利要求书3页 说明书15页 附图32页

(54) 发明名称

DC/DC 变换器

(57) 摘要

在变压器 (3) 的第 1 绕组 (3a) 与直流电源 (1) 之间连接第 1 开关电路 (5)，在第 2 绕组 (3b) 与蓄电池 (2) 之间连接第 2 开关电路 (8)。控制电路 (20) 在蓄电池充电时将第 2 开关电路 (8) 内的第 2 桥电路的元件截止，针对第 1 开关电路 (5) 内的第 1 桥电路的第 1 基准元件的驱动相位控制第 1 对角元件的相位偏移量 θ_1 和第 2 桥电路内的第 2 对角元件的相位偏移量 θ_2 。在蓄电池放电时，将第 1 桥电路的元件截止，针对第 2 桥电路的第 2 基准元件的驱动相位，控制第 2 对角元件的相位偏移量 θ_3 和第 1 对角元件的相位偏移量 θ_4 。



1. 一种 DC/DC 变换器，进行第 1 直流电源与第 2 直流电源之间的双方向的电力传送，该 DC/DC 变换器的特征在于，具备：

变压器；

第 1 变换器部，由全桥电路构成，连接于所述第 1 直流电源与所述变压器的第 1 绕组之间，在直流 / 交流间双方向进行电力变换，该全桥电路基于 2 个桥电路，该 2 个桥电路分别具备连接有逆并联二极管和并联电容器的多个半导体开关元件；

第 2 变换器部，由全桥电路构成，连接于所述第 2 直流电源与所述变压器的第 2 绕组之间，在直流 / 交流间双方向进行电力变换，该全桥电路基于 2 个桥电路，该 2 个桥电路分别具备连接有逆并联二极管和并联电容器的多个半导体开关元件；

第 1 电抗器、第 2 电抗器，与所述第 1 变换器部、所述第 2 变换器部的各交流输入输出线连接；以及

控制电路，对所述第 1 变换器部、第 2 变换器部内的各所述半导体开关元件进行驱动控制，从而对所述第 1 变换器部和第 2 变换器部进行控制，

在从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的第 1 电力传送中，所述控制电路控制成使构成作为所述第 2 变换器部的一个桥电路的第 2 桥电路的各所述半导体开关元件全部为截止状态，并且利用所述第 1 电抗器，使所述第 1 变换器部内的各所述半导体开关元件进行零电压开关，并且所述控制电路控制成在所述第 2 直流电源的电压高于所述变压器的所述第 2 绕组中产生的电压时，使用所述第 2 电抗器使所述第 2 变换器部进行升压动作，

在从所述第 2 直流电源向所述第 1 直流电源的第 2 电力传送中，所述控制电路控制成使构成作为所述第 1 变换器部的一个桥电路的第 1 桥电路的各所述半导体开关元件全部为截止状态，并且利用所述第 2 电抗器，使所述第 2 变换器部内的各所述半导体开关元件进行零电压开关，并且所述控制电路控制成在所述第 1 直流电源的电压高于所述变压器的所述第 1 绕组中产生的电压时，使用所述第 1 电抗器使所述第 1 变换器部进行升压动作。

2. 根据权利要求 1 所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，

在所述第 1 电力传送中，所述控制电路关于所述第 1 变换器部和所述第 2 变换器部内的所述第 2 桥电路以外的 3 个桥电路，若除去短路防止时间，则分别以 50% 的接通时间比率控制正侧的半导体开关元件和负侧的半导体开关元件，

在所述第 2 电力传送中，所述控制电路关于所述第 1 变换器部和所述第 2 变换器部内的所述第 1 桥电路以外的 3 个桥电路，若除去短路防止时间，则分别以 50% 的接通时间比率控制正侧的半导体开关元件和负侧的半导体开关元件。

3. 根据权利要求 2 所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，

设所述第 1 变换器部的所述第 1 桥电路的正侧 / 负侧的任意一方的半导体开关元件为第 1 基准元件，设所述第 2 变换器部内的所述第 2 桥电路的正侧 / 负侧的任意一方的半导体开关元件为第 2 基准元件，

设在所述第 1 变换器部内与所述第 1 基准元件处于对角关系的半导体开关元件为第 1 对角元件，设在所述第 2 变换器部内与所述第 2 基准元件处于对角关系的半导体开关元件为第 2 对角元件，

在所述第 1 电力传送中，所述控制电路控制所述第 1 对角元件的驱动信号相对于所述第 1 基准元件的驱动信号的相位的第 1 相位偏移量以及所述第 2 对角元件的驱动信号相对

于所述第 1 基准元件的驱动信号的相位的第 2 相位偏移量，

在所述第 2 电力传送中, 所述控制电路控制所述第 2 对角元件的驱动信号相对于所述第 2 基准元件的驱动信号的相位的第 3 相位偏移量以及所述第 1 对角元件的驱动信号相对于所述第 2 基准元件的驱动信号的相位的第 4 相位偏移量。

4. 根据权利要求 3 所述的 DC/DC 变换器, 其特征在于,

在所述第 1 电力传送中, 所述控制电路将所述第 1 相位偏移量与所述第 2 相位偏移量控制成相同量, 在增大从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的电力传送量时, 使所述第 1 相位偏移量和所述第 2 相位偏移量降低,

在所述第 2 电力传送中, 所述控制电路将所述第 3 相位偏移量与所述第 4 相位偏移量控制成相同量, 在增大从所述第 2 直流电源向所述第 1 直流电源的电力传送量时, 使所述第 3 相位偏移量和所述第 4 相位偏移量降低,

在所述第 1 电力传送中所述第 1 相位偏移量和所述第 2 相位偏移量最大时以及在所述第 2 电力传送中所述第 3 相位偏移量和所述第 4 相位偏移量最大时, 所述控制电路对所述第 1 电力传送与所述第 2 电力传送进行切换。

5. 根据权利要求 3 所述的 DC/DC 变换器, 其特征在于,

在所述第 1 电力传送中, 设所述第 1 相位偏移量与所述第 2 相位偏移量均为最小的点为第 1 基准点, 当使从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的电力传送量比所述第 1 基准点增大时, 所述控制电路将所述第 1 相位偏移量保持为最小并且使所述第 2 相位偏移量增大,

在所述第 2 电力传送中, 设所述第 3 相位偏移量以及所述第 4 相位偏移量均为最小的点为第 2 基准点, 当使从所述第 2 直流电源向所述第 1 直流电源的电力传送量比所述第 2 基准点增大时, 所述控制电路将所述第 3 相位偏移量保持为最小并且使所述第 4 相位偏移量增大。

6. 根据权利要求 4 所述的 DC/DC 变换器, 其特征在于,

在所述第 1 电力传送中, 设所述第 1 相位偏移量以及所述第 2 相位偏移量均为最小的点为第 1 基准点, 当使从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的电力传送量比所述第 1 基准点增大时, 所述控制电路将所述第 1 相位偏移量保持为最小并且使所述第 2 相位偏移量增大,

在所述第 2 电力传送中, 设所述第 3 相位偏移量和所述第 4 相位偏移量均为最小的点为第 2 基准点, 当使从所述第 2 直流电源向所述第 1 直流电源的电力传送量比所述第 2 基准点增大时, 所述控制电路将所述第 3 相位偏移量保持为最小并且使所述第 4 相位偏移量增大。

7. 根据权利要求 3 ~ 6 中的任意一项所述的 DC/DC 变换器, 其特征在于,

所述控制电路根据所述第 1 直流电源与所述第 2 直流电源之间的电力传送量运算输出占空比, 根据该输出占空比的极性而决定电力传送方向, 根据该输出占空比的大小而决定所述第 1 相位偏移量~所述第 4 相位偏移量。

8. 根据权利要求 5 或者 6 所述的 DC/DC 变换器, 其特征在于,

所述控制电路以设定最大量来限制从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的电力传送量比所述第 1 基准点增大时的所述第 2 相位偏移量和从所述第 2 直流电源向所述第 1 直

流电源的电力传送量比所述第 2 基准点增大时的所述第 4 相位偏移量。

9. 根据权利要求 8 所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，
使所述设定最大量可变。

10. 根据权利要求 4 或者 6 所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，

在所述第 1 电力传送时将所述第 1 相位偏移量与所述第 2 相位偏移量控制成相同量时、和在所述第 2 电力传送时将所述第 3 相位偏移量与所述第 4 相位偏移量控制成相同量时，所述控制电路以设定最小量来限制所述第 1 相位偏移量～所述第 4 相位偏移量。

11. 根据权利要求 10 所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，
使所述设定最小量可变。

12. 根据权利要求 3～6 中的任意一项所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，

在所述第 1 电力传送中，所述控制电路针对所述第 2 基准元件假定与所述第 1 基准元件的驱动信号相等的假想驱动信号，通过控制所述第 2 相位偏移量而控制所述第 2 基准元件的假想接通与所述第 2 对角元件的接通重叠的假想对角接通时间，通过控制所述第 1 相位偏移量而控制所述第 1 基准元件与所述第 1 对角元件均接通的对角接通时间，

在所述第 2 电力传送中，所述控制电路针对所述第 1 基准元件假定与所述第 2 基准元件的驱动信号相等的假想驱动信号，通过控制所述第 4 相位偏移量而控制所述第 1 基准元件的假想接通与所述第 1 对角元件的接通重叠的假想对角接通时间，通过控制所述第 3 相位偏移量而控制所述第 2 基准元件与所述第 2 对角元件均接通的对角接通时间。

13. 根据权利要求 3～6 中任一项所述的 DC/DC 变换器，其特征在于，

所述第 1 变换器部的所述第 1 基准元件与所述第 2 变换器部的所述第 2 基准元件相对于所述变压器对称配置。

DC/DC 变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及通过变压器将初级侧与次级侧绝缘的 DC/DC 变换器，尤其涉及在两个直流电源之间能够双方向传送电力的 DC/DC 变换器。

背景技术

[0002] 现有的双方向 DC/DC 变换器具有：插入于变压器的初级绕组的一端与第 1 电压正极端子间的第 1 开关；插入于初级绕组的一端与第 1 电压负极端子间的第 2 开关；插入于初级绕组的另一端与第 1 电压的正极端子间的第 3 开关；插入于初级绕组的另一端与第 1 电压负极端子间的第 4 开关；线圈；插入于线圈的一端与第 2 电压正极端子间的第 5 开关；插入于线圈的一端与第 2 电压负极端子间的第 6 开关；插入于次级绕组的一端与线圈的另一端间的第 7 开关；插入于次级绕组的一端与第 2 电压负极端子间的第 8 开关；插入于次级绕组的另一端与线圈的另一端间的第 9 开关；插入于次级绕组的另一端与第 2 电压负极端子间的第 10 开关（例如，参照专利文献 1）。

[0003] 另外，基于现有的另一例子的双方向 DC/DC 变换器具备将连接于第 1 电源的电压型全桥电路与连接于第 2 电源的电流型开关 (Switching) 电路连接起来的变压器。而且，电压型全桥电路的各开关 (Switching) 元件分别连接有缓冲电容器，变压器的初级绕组、谐振电抗器以及谐振电容器串联连接。另外，由开关元件、钳位电容器构成的电压钳位电路连接于电流型开关电路（例如，参照专利文献 2）。

[0004] 专利文献 1：日本特开 2009-177940 号公报

[0005] 专利文献 2：日本特开 2009-55747 号公报

[0006] 在上述专利文献 1 那样的双方向 DC/DC 变换器中，在变压器的两侧配置开关 (Switching) 电路，在次级侧的开关电路的后级另行设置升压斩波电路。而且，针对无法通过初级侧、次级侧的电压与变压器的绕组比来设定的电压范围，通过升压斩波电路进行升压动作而调整至目标电压。因此，出现了与升压斩波电路相应的、部件数量增加且损耗增加之类的问题。

[0007] 另外，在上述专利文献 2 中，通过使用零电压开关 (Switching) 的控制来降低开关 (Switching) 损耗，但是，当电力移动方向反转时，出现了无法进行零电压开关而导致开关损耗增大的问题。

[0008] 并且，在专利文献 1、2 中，由于在初级侧与次级侧结构不同，因此即使电力传送方向反转也无法简单地使控制反转，由于直到控制切换为止的时间延迟，输出电压过大地上升或下降，难以获得稳定的输出。

发明内容

[0009] 本发明为了解决上述的问题而完成，其目的在于提供一种 DC/DC 变换器，不另行设置升压电路而能够通过简易的电路结构在宽电压范围中双方向进行电力传送，而且能够同时实现低损耗化。进而，本发明的目的还在于，即使针对电力传送方向的变化、急剧的负

载变动，也能够进行迅速追随而稳定地输出的控制。

[0010] 本发明的 DC/DC 变换器进行第 1 直流电源与第 2 直流电源之间的双方向的电力传送。该 DC/DC 变换器具备：变压器；第 1 变换器部，由全桥电路构成，连接于所述第 1 直流电源与所述变压器的第 1 绕组之间，在直流 / 交流间双方向进行电力变换，该全桥电路基于 2 个桥电路，该 2 个桥电路分别具备连接有逆并联二极管和并联电容器的多个半导体开关元件；第 2 变换器部，由全桥电路构成，连接于所述第 2 直流电源与所述变压器的第 2 绕组之间，在直流 / 交流间双方向进行电力变换，该全桥电路基于 2 个桥电路，该 2 个桥电路分别具备连接有逆并联二极管和并联电容器的多个半导体开关元件；第 1 电抗器、第 2 电抗器，与所述第 1 变换器部、所述第 2 变换器部的各交流输入输出线连接；以及控制电路，对所述第 1 变换器部、第 2 变换器部内的各所述半导体开关元件进行驱动控制，从而对所述第 1 变换器部和第 2 变换器部进行控制。并且，在从所述第 1 直流电源向所述第 2 直流电源的第 1 电力传送中，所述控制电路控制成使构成作为所述第 2 变换器部的一个桥电路的第 2 桥电路的各所述半导体开关元件全部为截止状态，并且利用所述第 1 电抗器，使所述第 1 变换器部内的各所述半导体开关元件进行零电压开关，并且所述控制电路控制成在所述第 2 直流电源的电压高于所述变压器的所述第 2 绕组中产生的电压时，使用所述第 2 电抗器使所述第 2 变换器部进行升压动作，在从所述第 2 直流电源向所述第 1 直流电源的第 2 电力传送中，所述控制电路控制成使构成作为所述第 1 变换器部的一个桥电路的第 1 桥电路的各所述半导体开关元件全部为截止状态，并且利用所述第 2 电抗器，使所述第 2 变换器部内的各所述半导体开关元件进行零电压开关，并且所述控制电路控制成在所述第 1 直流电源的电压高于所述变压器的所述第 1 绕组中产生的电压时，使用所述第 1 电抗器使所述第 1 变换器部进行升压动作。

[0011] 根据上述 DC/DC 变换器，能够通过简易的电路结构在宽电压范围中双方向进行电力传送。另外，不管电力传送方向如何都能够进行零电压开关，并且部件数量少，从而能够实现损耗降低。

[0012] 另外，上述 DC/DC 变换器成为隔着变压器而对称的电路结构，能够以简单的控制实现双方向的电力传送，并且防止变压器电流的逆流，能够实现进一步的损耗降低和变压器的小型化。

附图说明

[0013] 图 1 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的电路构成图。

[0014] 图 2 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的充电时的控制框图。

[0015] 图 3 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电时的驱动信号波形图。

[0016] 图 4 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0017] 图 5 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0018] 图 6 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0019] 图 7 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0020] 图 8 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0021] 图 9 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的图。

[0022] 图 10 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0023] 图 11 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0024] 图 12 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0025] 图 13 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压充电动作进行说明的电流路径图。

[0026] 图 14 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电时的驱动信号波形图。

[0027] 图 15 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0028] 图 16 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0029] 图 17 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0030] 图 18 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0031] 图 19 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0032] 图 20 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0033] 图 21 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0034] 图 22 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0035] 图 23 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0036] 图 24 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压充电动作进行说明的电流路径图。

[0037] 图 25 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的放电时的控制框图。

[0038] 图 26 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的降压放电时的驱动信号波形图。

[0039] 图 27 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的升压放电时的驱动信号波形图。

[0040] 图 28 是对基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的控制动作进行说明的波形图。

[0041] 图 29 是表示基于本发明的实施方式 1 的变压器的电压、电流的波形图。

[0042] 图 30 是表示基于本发明的实施方式 1 的变压器的电流的波形图。

[0043] 图 31 是表示基于本发明的实施方式 1 的变压器的绕组温度的波形图。

[0044] 图 32 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的放电时的另一例子中的控制框图。

[0045] 图 33 是基于本发明的实施方式 1 的蓄电池充放电装置的充电时的另一例子中的控制框图。

[0046] 图 34 是对基于本发明的实施方式 3 的蓄电池充放电装置的控制动作进行说明的波形图。

[0047] 图 35 是对基于本发明的实施方式 4 的蓄电池充放电装置的控制动作进行说明的波形图。

具体实施方式

[0048] 实施方式 1.

[0049] 下面,对本发明的实施方式 1 进行说明。

[0050] 图 1 是表示作为基于本发明的实施方式 1 的 DC/DC 变换器的蓄电池充放电装置 100 的电路构成的图。如图所示,蓄电池充放电装置 100 在作为第 1 直流电源的直流电源 1 与作为第 2 直流电源的蓄电池 2 之间进行基于双方向的电力变换的蓄电池 2 的充放电。

[0051] 蓄电池充放电装置 100 具备:作为被绝缘了的变压器的高频变压器 3(以下简称为变压器 3) ;与直流电源 1 并联连接的第 1 平滑电容器 4;作为第 1 变换器部的第 1 开关电路 5;与蓄电池 2 并联连接的第 2 平滑电容器 7;作为第 2 变换器部的第 2 开关电路 8;与第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8 的各交流输入输出线连接的第 1 电抗器 9、第 2 电抗器 10。另外,蓄电池充放电装置 100 具备对第 1 开关电路 5 和第 2 开关电路 8 进行控制的控制电路 20。

[0052] 第 1 开关电路 5 是具有由分别逆并联连接有二极管 12 的 IGBT 或者 MOSFET 等构成的多个半导体开关元件 Q4A、Q4B、Q3A、Q3B(以下简称为 Q4A、Q4B、Q3A、Q3B 或者半导体开关元件 Q)的全桥电路,直流侧与第 1 平滑电容器 4 连接,交流侧与变压器 3 的第 1 绕组 3a 连接,进行直流 / 交流间的双方向的电力变换。另外,第 1 开关电路 5 是各半导体开关元件 Q 开关时的元件的两端电压能够几乎为零电压的零电压开关电路,对各半导体开关元件 Q 分别并联连接有电容器 13。另外,在半导体开关元件 Q 与变压器 3 之间的交流输入输出线连接有第 1 电抗器 9,第 1 电抗器 9 与第 1 绕组 3a 串联连接。

[0053] 第 2 开关电路 8 是由分别逆并联连接有二极管 12 的 IGBT 或者 MOSFET 等构成的多个半导体开关元件 Q2A、Q2B、Q1A、Q1B(以下简称为 Q2A、Q2B、Q1A、Q1B 或者半导体开关元件 Q)的全桥电路,直流侧与第 2 平滑电容器 7 连接,交流侧与变压器 3 的第 2 绕组 3b 连接,进行直流 / 交流间的双方向的电力变换。另外,第 2 开关电路 8 是各半导体开关元件 Q

开关时的元件的两端电压能够几乎为零电压的零电压开关电路,对各半导体开关元件 Q 分别并联连接有电容器 13。另外,在半导体开关元件 Q 与变压器 3 之间的交流输入输出线连接有第 2 电抗器 10,第 2 电抗器 10 与第 2 绕组 3b 串联连接。并且,在第 2 开关电路 8 的直流侧连接有电抗器 11。

[0054] 另外,在第 2 平滑电容器 7 与蓄电池 2 之间设置有电流传感器(未图示),该电流传感器检测电抗器 11 中流动的电流来作为蓄电池 2 的充电电流 i(箭头的朝向为正的电流),该检测到的输出被输入到控制电路 20。并且,设置有检测第 1 平滑电容器 4 的电压 v 的电压传感器(未图示),该检测到的输出被输入到控制电路 20。在控制电路 20 中,根据所输入的电流 i、电压 v 的值生成对第 1 开关电路 5 和第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 进行开关控制的驱动信号 21a、21b,从而对第 1 开关电路 5 和第 2 开关电路 8 进行驱动控制。

[0055] 另外,检测蓄电池 2 的充电电流 i 的电流传感器也可以设置于比第 2 平滑电容器 7 更靠第 2 开关电路 8 侧的位置。

[0056] 接下来,以下对蓄电池充放电装置 100 的动作进行说明。

[0057] 图 2 是从直流电源 1 向蓄电池 2 的电力传送、即对蓄电池 2 进行充电的情况下 的控制框图。检测蓄电池充放电装置 100 的输出电流即充电电流 i 并输入到控制电路 20。如图所示,在控制电路 20 中,将所输入的充电电流 i 与充电电流指令值 i^* 进行比较,反馈差值并决定第 1 开关电路 5 和第 2 开关电路 8 的输出占空(DUTY)比(以下简称为占空比),决定各半导体开关元件 Q 的驱动信号 21a、21b。

[0058] 另外,与直流电源 1 并联连接的第 1 平滑电容器 4 的电压为与直流电源 1 的电压相同的直流电压。

[0059] 图 3 是表示蓄电池充放电装置 100 升压充电时的第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 的驱动信号 21a、21b 的波形的图。在该情况下,针对作为驱动信号的组合模式的多个门模式的每一个设置期间 A ~ J 而进行图示。另外,在图 3 中,为了便于说明,用各元件的符号来表示 Q4A、Q4B、Q3A、Q3B、Q2A、Q2B、Q1A、Q1B 的各驱动信号的符号。

[0060] 在该情况下,以作为第 1 开关电路 5 内的一方的桥电路的第 1 桥电路(Q4A、Q4B)为基准生成整体的驱动信号。作为第 2 开关电路 8 内的一方的桥电路的第 2 桥电路(Q1A, Q1B)的 Q1A、Q1B 被保持为截止状态。

[0061] 另外,关于第 2 桥电路(Q1A, Q1B)以外的 3 个桥电路,若除去短路防止时间,则分别以 50% 的接通时间比率来控制构成各桥电路的正侧(高电压侧)的 Q4A、Q3A、Q2A 和负侧(低电压侧)的 Q4B、Q3B、Q2B。另外,短路防止时间是为了防止正侧的半导体开关元件和负侧的半导体开关元件同时接通而设定的时间,在一方截止之后,在经过所设定的短路防止时间之后另一方接通。而且,在该情况下设定为在短路防止时间的期间中与各半导体开关元件 Q 并联连接的电容器 13 的电压增加至第 1 平滑电容器 4 的电压、或者降低至零电压附近,以使得发送电力的一侧的第 1 开关电路 5 的各半导体开关元件 Q 进行零电压开关。

[0062] 另外,设第 1 桥电路(Q4A, Q4B)内的 Q4A 为第 1 基准元件、第 2 桥电路(Q1A, Q1B)内的 Q1A 为第 2 基准元件、与第 1 基准元件 Q4A 呈对角关系的 Q3B 为第 1 对角元件、与第 2 基准元件 Q1A 呈对角关系的 Q2B 为第 2 对角元件。

[0063] 而且,根据作为控制指令的占空比来决定第 1 对角元件 Q3B 的驱动信号相对于第 1

基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_1 (第 1 相位偏移量)、第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_2 (第 2 相位偏移量)。即,根据占空比来控制相位偏移量 θ_1 、 θ_2 。关于该相位偏移量 θ_1 、 θ_2 的控制的详细说明将在后面描述,但是,在该情况下,相位偏移量 θ_1 被保持为最小,并且相位偏移量 θ_2 根据占空比而变化。

[0064] 另外,如图所示,在将第 1 基准元件 Q4A 与第 1 对角元件 Q3B 同时接通的期间设为对角接通时间 t_1 时,由相位偏移量 θ_1 决定对角接通时间 t_1 。另外, Q4B 与 Q3A 同时接通的对角接通时间 t_{1a} 也与对角接通时间 t_1 相等。

[0065] 另外,针对第 2 桥电路 (Q1A, Q1B),将与第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 相等的驱动信号假定为假想驱动信号,将基于第 2 基准元件 Q1A 的假想驱动信号的 Q1A 的假想接通与第 2 对角元件 Q2B 的接通重叠的期间设为假想对角接通时间 t_2 。该假想对角接通时间 t_2 由第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_2 决定。另外,基于 Q1B 的假想驱动信号的 Q1B 的假想接通与 Q2A 的接通重叠的假想对角接通时间 t_{2a} 也等于假想对角接通时间 t_2 。

[0066] 图 4 ~ 图 13 中示出与图 3 所示的各门模式匹配的电流路径。图 4 ~ 图 13 依次对应于图 3 内的期间 B ~ J、期间 A。

[0067] 以下,基于图 3 和图 4 ~ 图 13 示出一个周期内的蓄电池充放电装置 100 的动作。另外,蓄电池 2 的电压为比第 2 绕组 3b 中产生的电压高的电压,并且,从直流电源 1 向蓄电池 2 进行电力传送。

[0068] 为了便于说明,从期间 B 开始说明。

[0069] 在期间 B 中,在第 1 开关电路 5 中,由于 Q4A 与 Q3B 接通而对角两元件导通,因此经由 Q4A 和 Q3B 从直流电源 1 侧传送能量。相对于后述的期间 J、期间 A,电流的极性反转。在第 2 开关电路 8 中,由于 Q2A 接通,因此电流经由 Q1A 的二极管和 Q2A 而回流。因此,期间 B 是对第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 励磁的期间 (图 4)。

[0070] 在期间 C 中,在第 1 开关电路 5 中,由于 Q4A 与 Q3B 接通而对角两元件导通,因此,从直流电源 1 侧传送能量。在第 2 开关电路 8 中, Q2A 截止,电流从 Q1A 的二极管经由 Q2B 的二极管而流动,电力向蓄电池 2 侧传送。因此,期间 C 是将第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 的励磁能量向蓄电池 2 侧传送的期间 (图 5)。

[0071] 在期间 D 中,在第 1 开关电路 5 中,由于 Q4A 与 Q3B 接通而对角两元件导通,因此从直流电源 1 侧传送能量。在第 2 开关电路 8 中 Q2B 接通,电流从 Q1A 的二极管经由 Q2B 或者 Q2B 的二极管而流动,电力向蓄电池 2 侧传送。因此,期间 D 是将第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 的励磁能量向蓄电池 2 侧传送的期间 (图 6)。

[0072] 在期间 E 中,在第 1 开关电路 5 中, Q4A 截止,电流经由 Q4B 的二极管和 Q3B 而回流。在第 2 开关电路 8 中,由于 Q1A 的二极管和 Q2B 或者 Q2B 的二极管接通,因此,由于蓄电池 2 的电压,回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0 [A] 时,Q1A 的二极管截止而维持 0 [A]。因此,期间 E 是回流电流减少的期间 (图 7)。

[0073] 在期间 F 中,在第 1 开关电路 5 中, Q3B 截止而 Q4B 接通。由于 Q4B 从二极管导通状态成为接通,因此,ZVS(零电压开关)成立。在期间 E 中,在回流电流为 0 [A] 以上、即剩余有电流的情况下,电流经由 Q4B 或者 Q4B 的二极管和 Q3A 的二极管向直流电源 1 侧再生。

在第 2 开关电路 8 中, Q1A 的二极管和 Q2B 或者 Q2B 的二极管接通, 因此, 由于(直流电源 1 的电压 - 蓄电池 2 的电压), 回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0[A] 时, Q1A 的二极管截止而维持 0[A]。因此, 期间 F 是回流电流减少的期间(图 8)。

[0074] 在期间 G 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3A 接通, Q3A 与 Q4B 接通而对角两元件导通, 因此, 经由 Q3A 和 Q4B 从直流电源 1 侧传送能量。此时, 电流的极性从期间 F 反转。在第 2 开关电路 8 中, Q2B 接通, 因此, 电流经由 Q1B 的二极管和 Q2B 而回流。因此, 期间 G 是对第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 励磁的期间(图 9)。

[0075] 在期间 H 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3A 与 Q4B 接通而对角两元件导通, 因此, 经由 Q3A 和 Q4B 而从直流电源 1 侧传送能量。在第 2 开关电路 8 侧, Q2B 截止, 电流经由 Q2A 的二极管和 Q1B 的二极管流动, 电力向蓄电池 2 侧传送。因此, 期间 H 是将第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 的励磁能量向蓄电池 2 侧传送的期间(图 10)。

[0076] 在期间 I 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3A 和 Q4B 接通而对角两元件导通, 因此, 从直流电源 1 侧传送能量。在第 2 开关电路 8 中, Q2A 接通, 电流经由 Q2A 或者 Q2A 的二极管和 Q1B 的二极管流动, 电力向蓄电池 2 侧传送。因此, 期间 I 是将第 1 电抗器 9 和第 2 电抗器 10 的励磁能量向蓄电池 2 侧传送的期间(图 11)。

[0077] 在期间 J 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q4B 截止, 电流经由 Q4A 的二极管和 Q3A 而回流。在第 2 开关电路 8 中, Q2A 或者 Q2A 的二极管和 Q1B 的二极管接通, 因此, 由于蓄电池 2 的电压, 回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0[A] 时, Q1B 的二极管截止而维持 0[A]。因此, 期间 J 是回流电流减少的期间(图 12)。

[0078] 接下来, 在期间 A 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3A 截止而 Q4A 接通。Q4A 从二极管导通状态接通, 因此 ZVS(零电压开关)成立。在期间 J 中, 在回流电流成为 0[A] 以上、即剩余有电流的情况下, 电流经由 Q4A 或者 Q4A 的二极管和 Q3B 的二极管而向直流电源 1 侧再生。在第 2 开关电路 8 中, Q2A 或者 Q2A 的二极管和 Q1B 的二极管接通, 因此, 由于(直流电源 1 的电压 - 蓄电池 2 的电压), 回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0[A] 时, Q1B 的二极管截止而维持 0[A]。因此, 期间 A 是回流电流减少的期间(图 13)。

[0079] 通过反复进行这样的一连串的控制(期间 A ~ J), 蓄电池充放电装置 100 将变压器 3 的第 2 绕组 3b 中产生的电压升压并向蓄电池 2 供给电力。

[0080] 在使直流电源 1 的电压为 VL 时, 第 1 开关电路 5 在 Q4A、Q3B 同时接通的对角接通时间 t1 输出电压 VL 的正的脉冲, 在 Q4B、Q3A 同时接通的对角接通时间 t1a 输出电压(-VL)的负的脉冲, 并施加到变压器 3 的第 1 绕组 3a。在使变压器 3 的第 1 绕组 3a 与第 2 绕组 3b 的绕组比为 NL : NB 时, 此时对变压器 3 的第 2 绕组 3b 施加($\pm VL \times NB/NL$)的电压。

[0081] 然后, 在第 2 开关电路 8 中, 在对变压器 3 进行电压施加的对角接通时间(t1、t1a)内, 设定对第 2 电抗器 10 励磁的期间, 也就是将第 2 电抗器 10 用作升压电抗器而进行升压动作。

[0082] 另外, 变压器 3 的初级侧的第 1 开关电路 5 中的各半导体开关元件 Q 的开关, 在电容器 13 和第 1 电抗器 9 的作用下全部成为零电压开关。另外, 次级侧的第 2 开关电路 8 的开关中的一部分成为零电压开关。

[0083] 另外, 第 2 桥电路(Q1A, Q1B)的 Q1A、Q1B 被保持为截止状态, 因此, 在期间 E、F 中, 在回流电流减少而成为 0[A] 时, Q1A 的二极管截止而维持 0[A], 不会流过逆电流。在期间

J、A 中也在回流电流减少而成为 0[A] 时, Q1B 的二极管截止而维持 0[A], 不会流过逆电流。

[0084] 接下来, 图 14 是示出蓄电池充放电装置 100 降压充电时的第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 的驱动信号 21a、21b 的波形的图。在该情况下也针对作为驱动信号的组合模式的多个门模式中的每一个设置期间 A ~ J 来进行图示, 为了便于说明, 用各元件的符号来表示了 Q4A、Q4B、Q3A、Q3B、Q2A、Q2B、Q1A、Q1B 的各驱动信号的符号。

[0085] 与图 3 示出的升压充电时同样地, 以第 1 开关电路 5 内的第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 为基准生成整体的驱动信号, 第 2 开关电路 8 内的第 2 桥电路 (Q1A, Q1B) 的 Q1A、Q1B 被保持为截止状态。另外, 对于第 2 桥电路 (Q1A, Q1B) 以外的 3 个桥电路, 若除去短路防止时间, 则分别以 50% 的接通时间比率来控制构成各桥电路的正侧 (高电压侧) 的 Q4A、Q3A、Q2A 和负侧 (低电压侧) 的 Q4B、Q3B、Q2B。

[0086] 而且, 第 1 对角元件 Q3B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_1 (第 1 相位偏移量)、和第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_2 (第 2 相位偏移量), 根据作为控制指令的占空比而决定。在该情况下, 相位偏移量 θ_1 与相位偏移量 θ_2 相等, 双方的相位偏移量 θ_1 、 θ_2 根据占空比而变化。

[0087] 在该情况下, 对角接通时间 t_1 、 t_{1a} 也由相位偏移量 θ_1 决定。另外, 针对第 2 桥电路 (Q1A, Q1B), 在将与第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 相等的驱动信号假定为假想驱动信号时, 上述的假想对角接通时间 t_2 、 t_{2a} 由相位偏移量 θ_2 决定。在该情况下, 对角接通时间 t_1 、 t_{1a} 与假想对角接通时间 t_2 、 t_{2a} 相等。

[0088] 在图 15 ~ 图 24 中示出与图 14 所示的各门模式匹配的电流路径。图 15 ~ 图 24 依次对应于图 14 内的期间 D ~ J、期间 A ~ C。

[0089] 以下, 基于图 14 和图 15 ~ 图 24 示出一个周期内的蓄电池充放电装置 100 的动作。另外, 蓄电池 2 的电压是比第 2 绕组 3b 中产生的电压低的电压, 并且从直流电源 1 向蓄电池 2 进行电力传送。

[0090] 为了方便, 从期间 D 开始说明。

[0091] 在期间 D 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3B 接通, Q4A 与 Q3B 接通而对角两元件导通, 因此, 从直流电源 1 侧传送能量。在第 2 开关电路 8 中, Q2B 接通, 电流从 Q1A 的二极管经由 Q2B 或者 Q2B 的二极管而流动, 电力向蓄电池 2 侧传送。因此, 期间 D 是向蓄电池 2 侧传送电力的期间 (图 15)。

[0092] 在期间 E 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q4A 截止, 电流经由 Q4B 的二极管和 Q3B 而回流。在第 2 开关电路 8 中, Q1A 的二极管与 Q2B 或者 Q2B 的二极管接通, 因此, 由于蓄电池 2 的电压, 回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0[A] 时, Q1A 的二极管截止而维持 0[A]。因此, 期间 E 是回流电流减少的期间 (图 16)。

[0093] 在期间 F、G 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q4B 接通, 电流经由 Q4B 或者 Q4B 的二极管与 Q3B 而回流。Q4B 从二极管导通状态接通, 因此 ZVS (零电压开关) 成立。在第 2 开关电路 8 中, Q1A 的二极管与 Q2B 或者 Q2B 的二极管接通, 因此, 由于蓄电池 2 的电压, 回流电流逐渐减少。在回流电流成为 0[A] 时, Q1A 的二极管截止而维持 0[A]。因此, 期间 F、G 是回流电流减少的期间 (图 17、图 18)。

[0094] 在期间 H 中, 在第 1 开关电路 5 中, Q3B 截止, 在回流电流成为 0[A] 以上、即剩余有

电流的情况下,电流经由Q4B或者Q4B的二极管与Q3A的二极管而向直流电源1侧再生。在第2开关电路8中,Q2B成为截止,但是Q1A的二极管与Q2B的二极管接通,因此,由于(直流电源1的电压-蓄电池2的电压),回流电流逐渐减少。在回流电流成为0[A]时,Q1A的二极管截止而维持0[A]。因此,期间H是回流电流减少的期间(图19)。

[0095] 在期间I中,在第1开关电路5中,Q3A接通,Q3A与Q4B接通而对角两元件导通,因此,经由Q3A和Q4B从直流电源1侧传送能量。此时,电流的极性从期间H反转。在第2开关电路8中,Q2A接通,电流经由Q2A或者Q2A的二极管和Q1B的二极管而流动,电力向蓄电池2侧传送。因此,期间I是向蓄电池2侧传送电力的期间(图20)。

[0096] 在期间J中,在第1开关电路5中,Q4B截止,电流经由Q4A的二极管和Q3A而回流。在第2开关电路8中,Q1B的二极管和Q2A或者Q2A的二极管接通,因此,由于蓄电池2的电压,回流电流逐渐减少。在回流电流成为0[A]时,Q1B的二极管截止而维持0[A]。因此,期间J是回流电流减少的期间(图21)。

[0097] 接下来,在期间A、B中,在第1开关电路5中,Q4A接通,电流经由Q4A或者Q4A的二极管和Q3A而回流。Q4A从二极管导通状态接通,因此ZVS(零电压开关)成立。在第2开关电路8中,Q1B的二极管与Q2A或者Q2A的二极管接通,因此,由于蓄电池2的电压,回流电流逐渐减少。在回流电流成为0[A]时,Q1B的二极管截止而维持0[A]。因此,期间J是回流电流减少的期间(图22、图23)。

[0098] 在期间C中,在第1开关电路5中,Q3A截止,在回流电流成为0[A]以上、即剩余有电流的情况下,电流经由Q4A或者Q4A的二极管与Q3B的二极管而向直流电源1侧再生。在第2开关电路8中,Q2A截止而Q2A的二极管和Q1B的二极管接通,因此,由于(直流电源1的电压-蓄电池2的电压),回流电流逐渐减少。在回流电流成为0[A]时,Q1B的二极管截止而维持0[A]。因此,期间C是回流电流减少的期间(图24)。

[0099] 通过反复进行这样一连串的控制(期间A～J),蓄电池充放电装置100将变压器3的第2绕组3b中产生的电压降压并向蓄电池2供给电力。

[0100] 另外,变压器3的初级侧的第1开关电路5中的各半导体开关元件Q的开关在电容器13和第1电抗器9的作用下全部成为零电压开关。另外,次级侧的第2开关电路8的开关中的一部分成为零电压开关。

[0101] 另外,第2桥电路(Q1A, Q1B)的Q1A、Q1B被保持为截止状态,因此,在期间E～H中,在回流电流减少而成为0[A]时,Q1A的二极管截止并维持0[A],不会流过逆电流。在期间J、A～C中,在回流电流减少而成为0[A]时,Q1B的二极管截止并维持0[A],也不会流过逆电流。

[0102] 接下来,对蓄电池充放电装置100从蓄电池2向直流电源1进行电力传送的情况进行说明。

[0103] 图25是蓄电池充放电装置100从蓄电池2向直流电源1进行电力传送、即对蓄电池2进行放电的情况下的控制框图。在该情况下,蓄电池充放电装置100向直流电源1进行输出,作为输出电压而检测第1平滑电容器4的电压v并输入到控制电路20。如图所示,在控制电路20中,将所输入的输出电压v与输出电压指令值v*进行比较,并且反馈差值来决定第1开关电路5和第2开关电路8的输出占空比(占空比),决定各半导体开关元件Q的驱动信号21a、21b。

[0104] 在从蓄电池 2 进行电力供给的情况下,成为从直流电源 1 进行电力供给的情况下 的反方向动作,因此,与蓄电池 2 并联连接的第 2 平滑电容器 7 成为与蓄电池 2 的电压相同的 直流电压。

[0105] 图 26 是示出蓄电池充放电装置 100 降压放电时的第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 的驱动信号 21a、21b 的波形的图。另外,图 27 是示出蓄电池充放电 装置 100 升压放电时的第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 的驱动信 号 21a、21b 的波形的图。

[0106] 在蓄电池充放电装置 100 降压放电中,如图 26 所示,成为降压充电时的反方向动 作,是将降压充电时的第 1 开关电路 5 的驱动信号和第 2 开关电路 8 的驱动信号调换了的 动作。而且,关于各期间 A ~ J 中的动作,也与使降压充电时的第 1 开关电路 5 与第 2 开关 电路 8 反过来的动作相同。

[0107] 在蓄电池充放电装置 100 升压放电中,如图 27 所示,为升压充电时的反方向动作, 是将升压充电时的第 1 开关电路 5 的驱动信号与第 2 开关电路 8 的驱动信号调换了的动 作。而且,关于各期间 A ~ J 的动作,也与使降压充电时的第 1 开关电路 5 与第 2 开关电路 8 反 过来的动作相同。

[0108] 在使蓄电池 2 的电压为 VB 时,第 2 开关电路 8 在 Q1A(第 2 基准元件)、Q2B(第 2 对角元件)同时接通的对角接通时间 t3 输出电压 VB 的正的脉冲,在 Q1B、Q2A 同时接通的 对角接通时间 t3a 输出电压 (-VB) 的负的脉冲,并施加到变压器 3 的第 2 绕组 3b。在使变 压器 3 的第 1 绕组 3a 与第 2 绕组 3b 的绕组比为 NL:NB 时,此时对变压器 3 的第 1 绕组 3a 施加 (\pm VB) \times NL/NB 的电压。

[0109] 在图 26 示出的降压放电中,直流电源 1 的电压为比第 1 绕组 3a 中产生的电压低 的电压,在图 27 所示的升压放电中,直流电源 1 的电压为比第 1 绕组 3a 中产生的电压高的 电压,在双方中都是从蓄电池 2 向直流电源 1 进行电力传送。

[0110] 在蓄电池充放电装置 100 从蓄电池 2 向直流电源 1 进行电力传送的蓄电池放电 时,以如下方式控制第 1 开关电路 5、第 2 开关电路 8。

[0111] 以第 2 开关电路 8 内的第 2 桥电路 (Q1A, Q1B) 为基准生成整体的驱动信号。第 1 开关电路 5 内的第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 的 Q4A、Q4B 被保持为截止状态。

[0112] 另外,对于第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 以外的 3 个桥电路,若除去短路防止时间,则分 别以 50% 的接通时间比率来控制构成各桥电路的正侧 (高电压侧) 的 Q1A、Q2A、Q3A 和负 侧 (低电压侧) 的 Q1B、Q2B、Q3B。在该情况下,控制电路 20 设为在对发送电力的一侧的 第 2 开关电路 8 的各半导体开关元件 Q 进行开关时,在短路防止时间期间中,与各半导体开 关元件 Q 并联连接的电容器 13 的电压增加至第 2 平滑电容器 7 的电压、或者降低至零电压附 近而进行零电压开关。

[0113] 然后,根据作为控制指令的占空比来决定第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 2 基准元件 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_3 (第 3 相位偏移量)、和第 1 对角元件 Q3B 的驱动信号相对于第 2 基准元件 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_4 (第 4 相位偏 移量)。即,根据占空比控制相位偏移量 θ_3 、 θ_4 。

[0114] 在图 26 所示的降压放电中,相位偏移量 θ_3 与相位偏移量 θ_4 相等,双方的相位 偏移量 θ_3 、 θ_4 根据占空比而变化。另外,在图 27 所示的升压放电中,相位偏移量 θ_3 保

持为最小,相位偏移量 θ_4 根据占空比而变化。

[0115] 另外,如图 26、图 27 所示,Q1A 和 Q2B 同时接通的对角接通时间 t_3 由相位偏移量 θ_3 决定,Q1B 和 Q2A 同时接通的对角接通时间 t_{3a} 也与对角接通时间 t_3 相等。

[0116] 另外,针对第 1 桥电路(Q4A, Q4B),控制电路 20 将与第 2 桥电路(Q1A, Q1B) 相等的驱动信号假定为假想驱动信号,将基于 Q4A 的假想驱动信号的 Q4A 的假想接通与 Q3B 的接通重叠的期间设为假想对角接通时间 t_4 。该假想对角接通时间 t_4 由相位偏移量 θ_4 决定。另外,基于 Q4B 的假想驱动信号的 Q4B 的假想接通与 Q3A 的接通重叠的假想对角接通时间 t_{4a} 也与假想对角接通时间 t_4 相等。

[0117] 如上所述,在蓄电池充放电装置 100 中,具备升压充电、降压充电、降压放电和升压放电这 4 种控制模式,进行双方向的电力传送。而且,如上所述,在从直流电源 1 向蓄电池 2 的电力传送亦即充电时,根据占空比控制第 1 对角元件 Q3B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_1 和第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 1 基准元件 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_2 。另外,在从直流电源 1 向蓄电池 2 的电力传送亦即放电时,根据占空比控制第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于第 2 基准元件 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_3 和第 1 对角元件 Q3B 的驱动信号相对于第 2 基准元件 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_4 。

[0118] 在图 28 中示出与占空比对应的相位偏移量 $\theta_1 \sim \theta_4$ 和对角接通时间 t_1, t_3 、假想对角接通时间 t_2, t_4 。如图 28 所示,根据传送电力量来决定占空比。在该情况下,使充电方向的电力量为正。

[0119] 另外,充电时的相位偏移量 θ_1 和放电时的相位偏移量 θ_4 均为第 1 对角元件 Q3B 的相位偏移量,因此以同样的实线连续记载。另外,充电时的相位偏移量 θ_2 和放电时的相位偏移量 θ_3 均为第 2 对角元件 Q2B 的相位偏移量,因此以同样的虚线连续记载。同样,以同样的实线连续记载对角接通时间 t_1 和假想对角接通时间 t_4 ,以同样的虚线连续记载假想对角接通时间 t_2 和对角接通时间 t_3 。

[0120] 首先,对蓄电池充放电装置 100 从直流电源 1 对蓄电池 2 进行充电的控制进行说明。

[0121] 从变压器 3 的第 1 绕组 3a 向第 2 绕组 3b 进行电力传送而在第 2 绕组 3b 中产生电压的期间是 Q4A、Q3B 同时接通的对角接通时间 t_1 和 Q4B、Q3A 同时接通的对角接通时间 t_{1a} 。

[0122] 在升压时,通过尽可能地延长该期间,能够降低与第 1 开关电路 5 和第 2 开关电路 8 的回流期间有关的损耗。

[0123] 因此,在升压充电时的控制中,控制电路 20 将对角接通时间 $t_1 (= t_{1a})$ 设定为最大接通时间 t_{max} ,以使得对变压器 3 的第 1 绕组 3a 施加电压的期间最大。该最大接通时间 t_{max} 基于为了使第 1 开关电路 5 的各半导体开关元件 Q 进行零电压开关所需的短路防止时间来设定。此时,Q3B 的驱动信号相对于 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_1 最小,与短路防止时间相等。

[0124] 在该升压充电时,在对变压器 3 施加电压的对角接通时间(t_1, t_{1a})内,存在通过第 2 开关电路 8 对第 2 电抗器 10 励磁的期间。即,第 2 对角元件 Q2B 的驱动信号相对于 Q4A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_2 是相位偏移量 θ_1 以上的值,并且以相位偏移量 θ_1 、

θ_2 均为最小（短路防止时间）的第 1 基准点 22 为起点。而且，在占空比增大时，控制电路 20 将相位偏移量 θ_1 保持为最小并且增大相位偏移量 θ_2 。

[0125] 在处于相位偏移量 θ_1 、 θ_2 均为最小（短路防止时间）的第 1 基准点 22 时，是对角接通时间 t_1 和假想对角接通时间 t_2 均成为最大接通时间 t_{max} 的点 22a。而且，控制电路 20 以点 22a 为起点，在占空比增大时，将对角接通时间 t_1 保持为最大接通时间 t_{max} 并降低假想对角接通时间 t_2 。

[0126] 而且，在降压充电时，相位偏移量 θ_1 与相位偏移量 θ_2 相等，双方的相位偏移量 θ_1 、 θ_2 根据占空比而变化。

[0127] 在相位偏移量 θ_1 、 θ_2 最大时，对角接通时间 t_1 和假想对角接通时间 t_2 均为最小（短路防止时间），是不进行电力传送的状态。在降压充电时，控制电路 20 在占空比为 0 时，使相位偏移量 θ_1 、 θ_2 为最大，并在占空比增大时使相位偏移量 θ_1 、 θ_2 均降低。此时，对角接通时间 t_1 和假想对角接通时间 t_2 增大。

[0128] 另外，控制电路 20 在相位偏移量 θ_1 、 θ_2 均为最大时，从将第 2 开关电路 8 内的第 2 桥（Q1A, Q1B）保持为截止状态的控制切换成将第 1 开关电路 5 的第 1 桥（Q4A, Q4B）保持为截止状态的控制，从而切换电力传送方向。在该切换时，对角接通时间 t_1 和假想对角接通时间 t_2 均为最小（短路防止时间），即是没有任何电力传送的状态的时间，因此，不会产生由切换造成的影响，能够顺利切换。

[0129] 在对蓄电池 2 放电而向直流电源 1 进行电力传送的升压放电时的控制中，控制电路 20 将对角接通时间 $t_3 (= t_{3a})$ 设定为最大接通时间 t_{max} ，以使得对变压器 3 的第 2 绕组 3b 施加电压的期间为最大。此时，Q2B 的驱动信号相对于 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_3 成为最小（短路防止时间）。Q3B 的驱动信号相对于 Q1A 的驱动信号的相位的相位偏移量 θ_4 是相位偏移量 θ_3 以上的值。而且，控制电路 20 以相位偏移量 θ_3 、 θ_4 均为最小（短路防止时间）的第 2 基准点 23 为起点，在放电电力增大而占空比向负方向增大时，将相位偏移量 θ_3 保持为最小并且增大相位偏移量 θ_4 。

[0130] 在处于相位偏移量 θ_3 、 θ_4 均为最小（短路防止时间）的第 2 基准点 23 时，对角接通时间 t_3 和假想对角接通时间 t_4 均为最大接通时间 t_{max} 的点 23a。而且，控制电路 20 以点 23a 为起点，在占空比向负方向增大时，将对角接通时间 t_3 保持为最大接通时间 t_{max} 并且使假想对角接通时间 t_4 降低。

[0131] 而且，在降压放电时，相位偏移量 θ_3 与相位偏移量 θ_4 相等，双方的相位偏移量 θ_3 、 θ_4 根据占空比而变化。

[0132] 在相位偏移量 θ_3 、 θ_4 最大时，对角接通时间 t_3 和假想对角接通时间 t_4 均为最小（短路防止时间），是没有电力传送的状态。在降压放电时，占空比为 0 时相位偏移量 θ_3 、 θ_4 最大，控制电路 20 在占空比向负方向增大时，使相位偏移量 θ_3 、 θ_4 均降低。此时，对角接通时间 t_3 和假想对角接通时间 t_4 增大。

[0133] 另外，在相位偏移量 θ_3 、 θ_4 均为最大时，控制电路 20 从将第 1 开关电路 5 的第 1 桥（Q4A, Q4B）保持为截止状态的控制切换成将第 2 开关电路 8 内的第 2 桥（Q1A, Q1B）保持为截止状态的控制，从而切换电力传送方向。在该切换时，由于是没有任何电力传送的状态的时间，因此，不会产生由切换造成的影响，能够顺利切换。

[0134] 如以上所述，在蓄电池充放电装置 100 中，控制电路 20 根据占空比来控制相位偏

移量 $\theta_1 \sim \theta_4$, 从而不管电力传送方向如何、且不管直流电源 1 和蓄电池 2 的电压如何都能够进行双方向电力变换。由此, 蓄电池充放电装置 100 能够通过简单的控制实现双方向电力变换动作。

[0135] 接下来, 以下基于图 29 对变压器 3 的电压、电流进行说明。

[0136] 在从直流电源 1 向蓄电池 2 的电力传送中, 第 1 开关电路 5 在 Q4A、Q3B 同时接通的对角接通时间 $t_1(TA)$ 输出正的电压脉冲, 在 Q4B、Q3A 同时接通的对角接通时间 $t_{1a}(TB)$ 输出负的电压脉冲, 并施加到变压器 3 的第 1 绕组 3a。该期间为电力传送期间 TA、TB, 根据变压器 3 的绕组比在第 2 绕组 3b 上产生电压。第 1 开关电路 5 的输出电压波形是施加到第 1 绕组 3a 的电压, 但是若忽视其大小, 则与在第 2 绕组 3b 上产生的电压即第 2 开关电路 8 的输出电压波形相同。

[0137] 流过变压器 3 的电流的大小在电力传送期间 TA、TB 增大, 之后减少。如上所述, 在蓄电池 2 的充电时, 第 2 桥电路 (Q1A, Q1B) 的 Q1A、Q1B 被保持为截止状态。因此, 在流过变压器 3 的回流电流减少而成为 0[A] 时, Q1A 或者 Q1B 的二极管截止, 流向变压器 3 的电流在期间 t_{ta}, t_{tb} 维持为 0[A]。由此, 不会向变压器 3 流过逆电流, 能够抑制无效电力, 能够降低损耗。

[0138] 另外, 从蓄电池 2 向直流电源 1 的电力传送也同样。

[0139] 这样, 通过防止向变压器 3 流过逆电流, 能够降低变压器电流的峰值和有效值。图 30 示出变压器电流, 尤其是图 30(a) 示出变压器电流峰值, 图 30(b) 示出变压器电流有效值。

[0140] 如果把将假想驱动信号用作实际的驱动信号的情况、即能够向变压器 3 流过逆电流时作为比较例, 则变压器电流峰值 24 例如在蓄电池电压为 150V 时, 从 80Ap(比较例) 降低至 58Ap。另外, 变压器电流有效值 25 从 55Arms(比较例) 降低至 30Arms。

[0141] 另外, 在图 31 中示出与比较例相同的电流值 5A 的情况下的变压器绕组温度 26 和比比较例高的电流值 25A 的情况下的变压器绕组温度 27。如图所示, 变压器绕组温度也能够大幅降低。

[0142] 如上所述, 在变压器 3 中, 能够降低变压器电流的峰值和有效值, 也能够大幅降低变压器绕组温度, 能够大幅降低变压器绕组损耗, 能够促进变压器 3 的小型化。

[0143] 另外, 在蓄电池充放电装置 100 从蓄电池 2 向直流电源 1 进行电力传送时, 在所述实施方式中, 控制电路 20 进行反馈控制以使得朝向直流电源 1 的输出电压 v 追随输出电压指令值 v^* , 但是, 也可以进行以下所示的控制。如图 32 所示, 控制电路 20 反馈输出电压指令值 v^* 与输出电压 v 的差值, 作成蓄电池 2 的放电电流指令值 $(-i)^*$ 。而且, 控制电路 20 也可以使将所检测到的充电电流 i 进行符号反转而得到的放电电流 $(-i)$ 与放电电流指令值 $(-i)^*$ 一致的方式通过反馈控制来决定第 1、第 2 开关电路 5、8 的输出占空比。

[0144] 由此, 控制电路 20 仅仅根据在直流电源 1 与蓄电池 2 之间流动的充放电电流 $\pm i$ 就能够实现双方向的控制。

[0145] 另外, 控制电路 20 也可以如图 33 所示地通过蓄电池 2 的电压控制来进行从直流电源 1 向蓄电池 2 传送电力的控制。如图所示, 控制电路 20 反馈向蓄电池 2 的输出电压指令值与输出电压的差值, 作成蓄电池 2 的充电电流指令值 i^* 来进行控制。由此, 控制电路 20 具有对直流电源 1、蓄电池 2 双方进行电压控制的功能, 蓄电池充放电装置 100 不管电力

传送方向如何都能够通过一贯的控制继续动作。

[0146] 另外,在所述实施方式中,说明为在降压充电、降压放电双方中传送电力,但是,例如在蓄电池 2 的电压高于第 2 绕组 3b 中产生的电压的情况下,在图 14 所示的降压充电的门模式中,传送电力量为 0。在该情况下,由于第 2 桥电路 (Q1A, Q1B) 阻断电流,所以不进行电力传送。另外,在直流电源 1 的电压高于第 1 绕组 3a 中产生的电压的情况下,在图 26 所示的降压放电的门模式中,传送电力量为 0。在该情况下,由于第 1 桥电路 (Q4A, Q4B) 阻断电流,所以不进行电力传送。

[0147] 进而,在所述实施方式中,个别设置了第 1、第 2 电抗器 9、10,但是利用变压器 3 的漏感兼做它们中的至少一方也能够获得同样的效果。由此,蓄电池充放电装置 100 能够消减构成部件,能够以简单的结构实现双方向动作。

[0148] 另外,在所述实施方式中,对一方的直流电源(第 2 直流电源)使用了蓄电池 2,但是并不局限于此。进而还可以利用蓄电池构成第 1、第 2 直流电源这双方。

[0149] 实施方式 2.

[0150] 对所述实施方式 1 所示的蓄电池充放电装置 100 起动时的控制进行说明。

[0151] 例如,在蓄电池充放电装置 100 从直流电源 1 向蓄电池 2 进行电力传送的情况下,当占空比为 0 时相位偏移量 θ_1 、 θ_2 最大,在占空比增大时,相位偏移量 θ_1 、 θ_2 以相等量共同降低(参照图 28)。

[0152] 在蓄电池充放电装置 100 起动时,控制电路 20 通过使相位偏移量 θ_1 、 θ_2 相等并从最大逐渐降低,从而使对角接通时间 t_1 、 t_{1a} 逐渐增加,使蓄电池充放电装置 100 软启动。流过变压器 3 的绕组的电流峰值与对变压器 3 的绕组的施加电压及施加时间成比例。因此,蓄电池充放电装置 100 通过在起动时进行上述那样的软启动,能够实现使流过变压器 3 的绕组的电流峰值逐渐变化,能够减轻对外部连接的设备的负担。

[0153] 另外,蓄电池充放电装置 100 从蓄电池 2 向直流电源 1 进行电力传送的情况也同样,在起动时,控制电路 20 使相位偏移量 θ_3 、 θ_4 相等并且逐渐降低,使蓄电池充放电装置 100 软启动。

[0154] 实施方式 3.

[0155] 在基于所述实施方式 1 的蓄电池充放电装置 100 中,在升压时和降压时使相位偏移量的最大值相等,但也可以将升压时的最大值设定得较低。

[0156] 在该实施方式 3 中,对控制电路 20 设置限制器,用限制值 α 来限制所生成的占空比。如图 34 所示,占空比的大小用限制值 α 限制,相位偏移量 θ_2 、 θ_4 的升压时的最大量成为比由短路防止时间决定的最大量低的设定最大量 $\theta_{\alpha a}$ 。另外,假想对角接通时间 t_2 、 t_4 的升压时的最小量成为比短路防止时间长的时间 $t_{\alpha a}$ 。

[0157] 由此,蓄电池充放电装置 100 的控制设计的自由度增大。

[0158] 实施方式 4.

[0159] 在所述实施方式 3 中,控制电路 20 用限制值 α 来限制占空比的大小,使相位偏移量 θ_2 、 θ_4 的升压时的最大量降低了,但是也能够增大相位偏移量 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 的降压时的最小量。

[0160] 如图 35 所示,占空比的大小用限制值 α 来限制, θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 的降压时的最小量成为比短路防止时间增大了的设定最小量 $\theta_{\alpha b}$ 。此时,对角接通时间 t_1 、 t_3 与假想

对角接通时间 t_2 、 t_4 的降压时的最大量成为比由短路防止时间决定的最大接通时间 t_{max} 短的时间 $t_{\alpha b}$ 。

[0161] 进而,在所述实施方式3中,当占空比的限制值 α 为0时,对角接通时间 t_1 、 t_3 和假想对角接通时间 t_2 、 t_4 为0。此时,蓄电池充放电装置100能够在继续各半导体开关元件Q的开关的状态下,将传送电力设为0。

[0162] 而且,在使占空比的限制值 α 从0开始增加时,控制电路20能够使蓄电池充放电装置100的传送电力从0开始增加。这样,通过控制电路20使占空比的限制值 α 变化,蓄电池充放电装置100能够不停止各半导体开关元件Q的开关而反复进行双方向的电力传送的停止与重新开始。

[0163] 由此,能够省略蓄电池充放电装置100的起动和停止的动作的一部分,提高控制的顺应性。

[0164] 另外,本发明能够在发明的范围内自由组合各实施方式,或者对各实施方式适当地进行变形、省略。

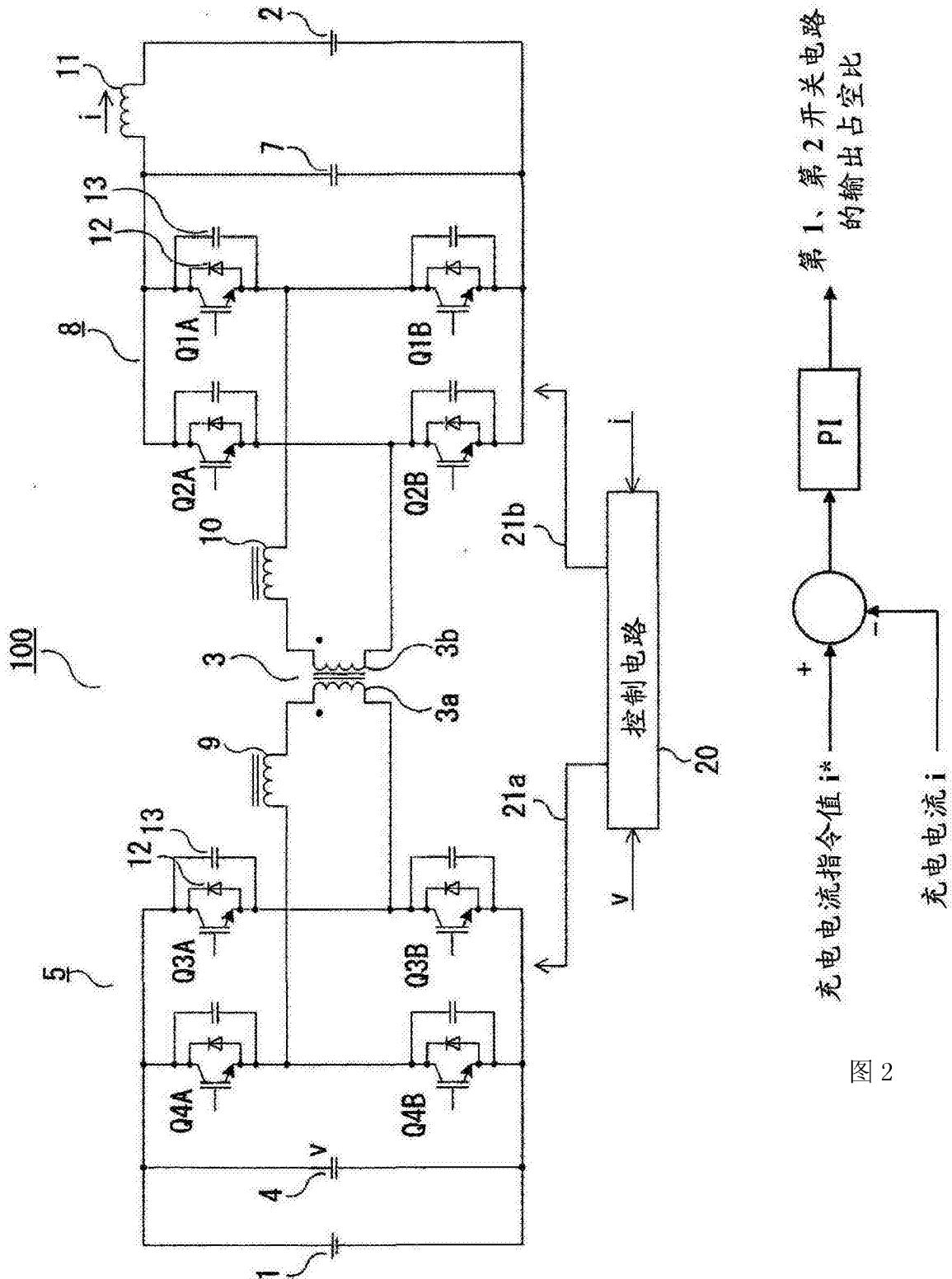
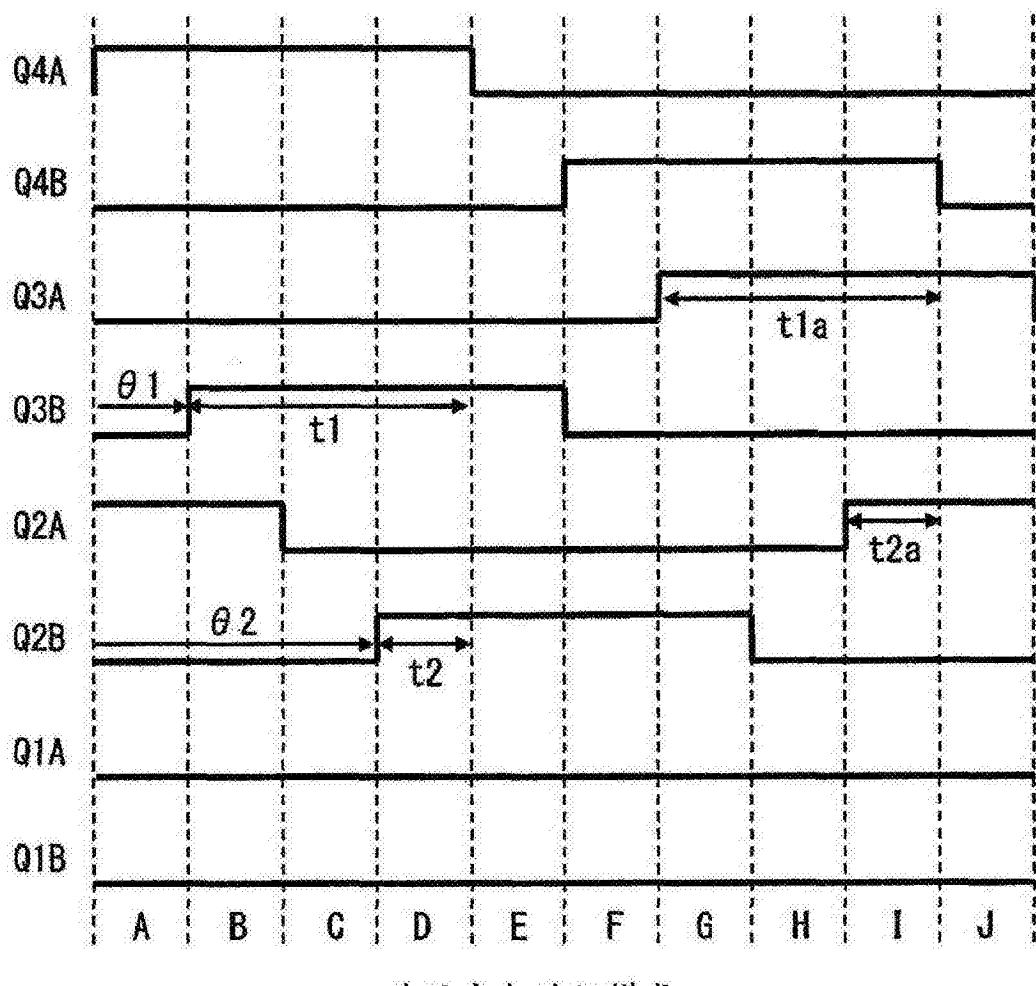
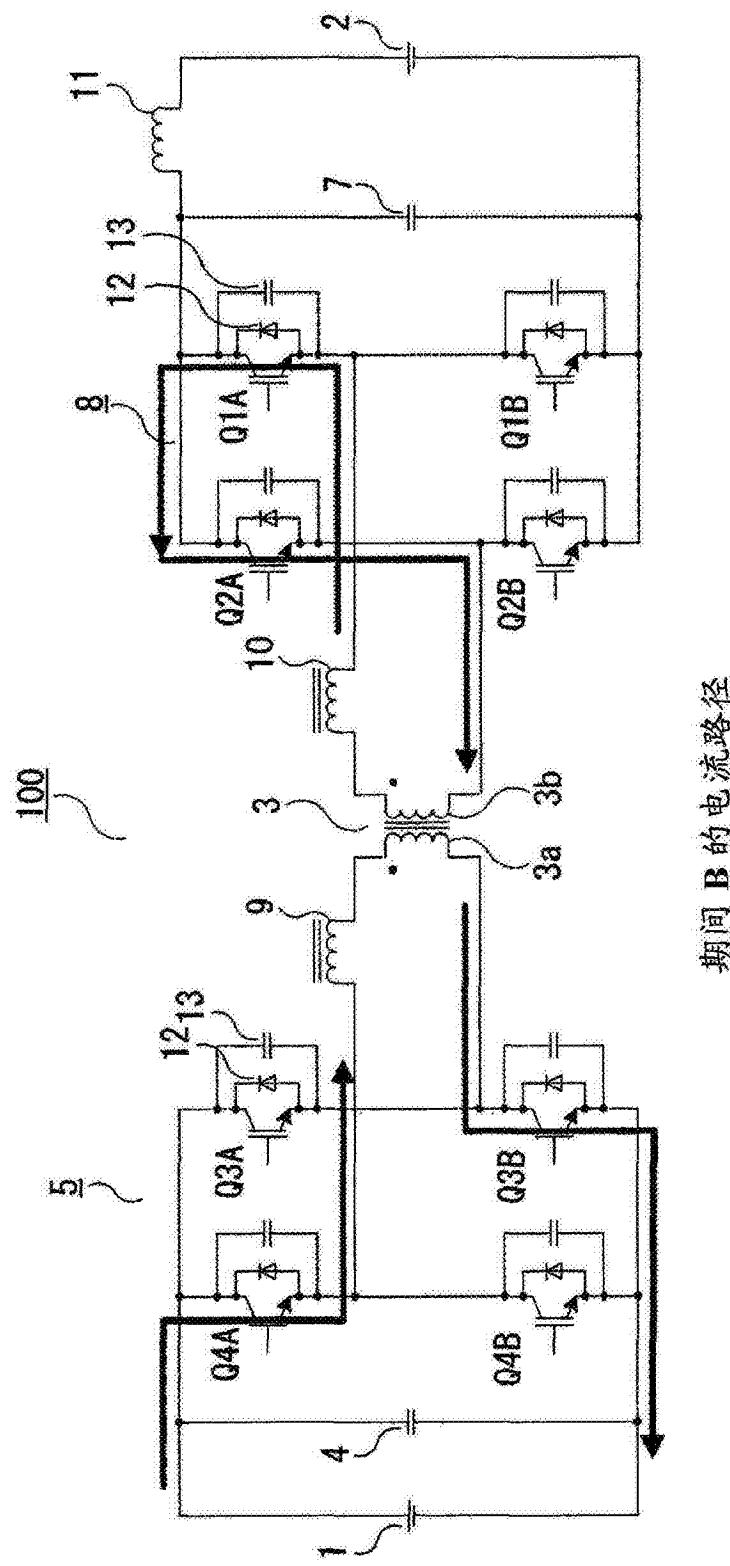


图 1



升压充电的门模式

图 3



期间 B 的电流路径

图 4

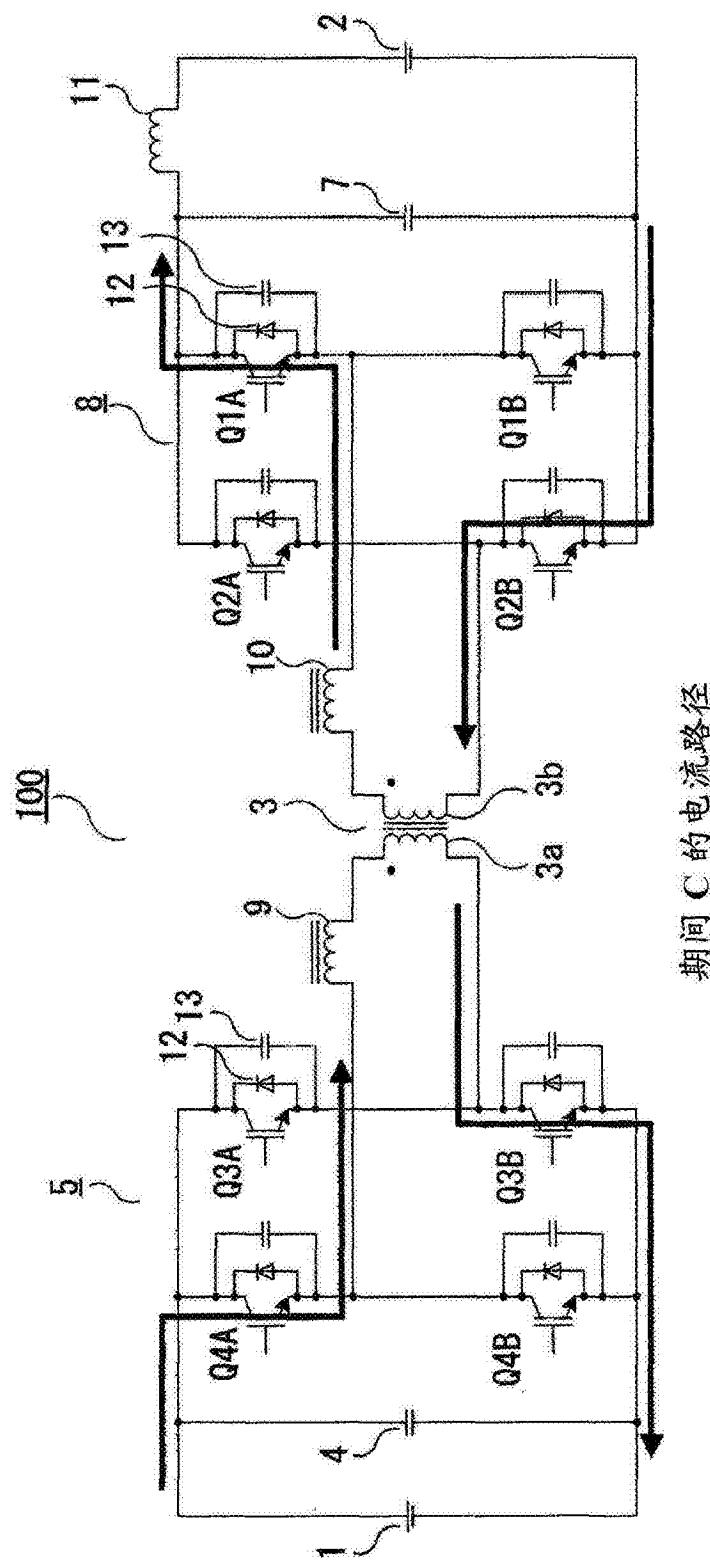
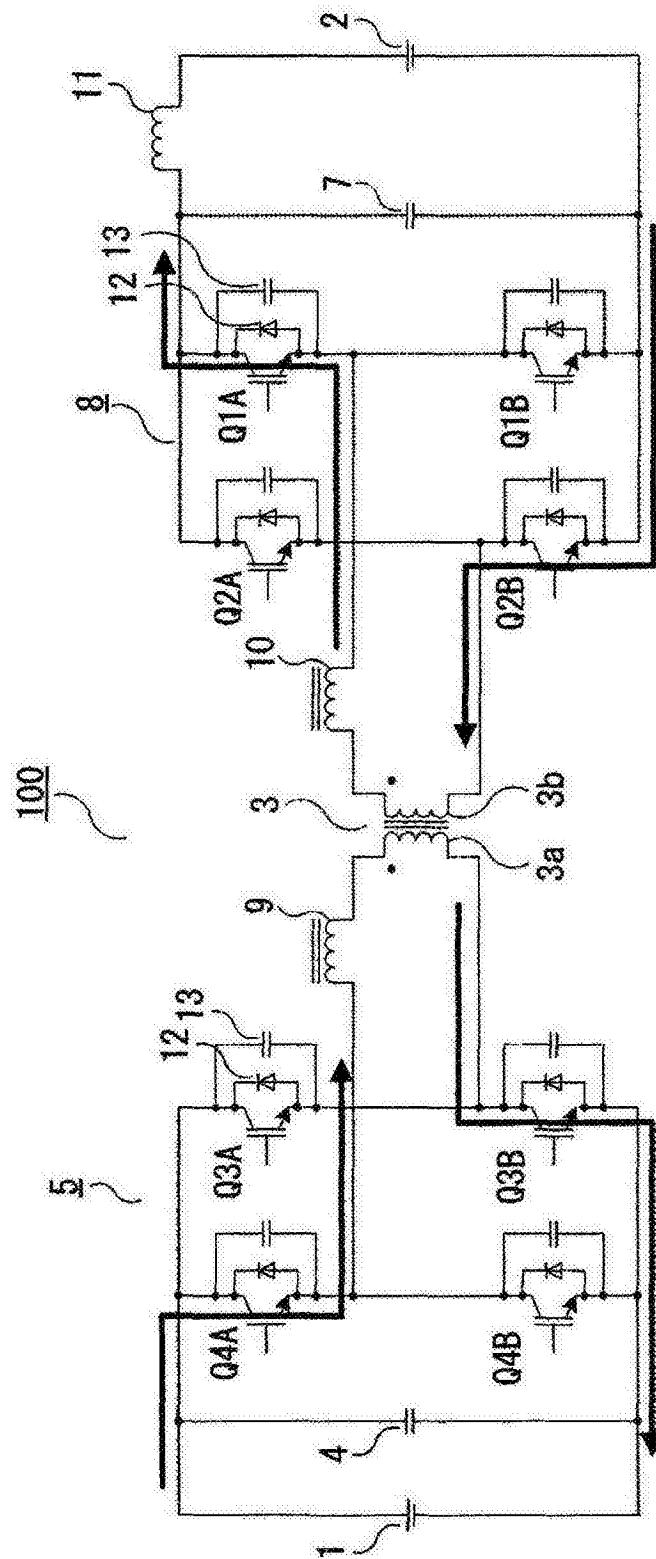


图 5



期间 D 的电流路径

图 6

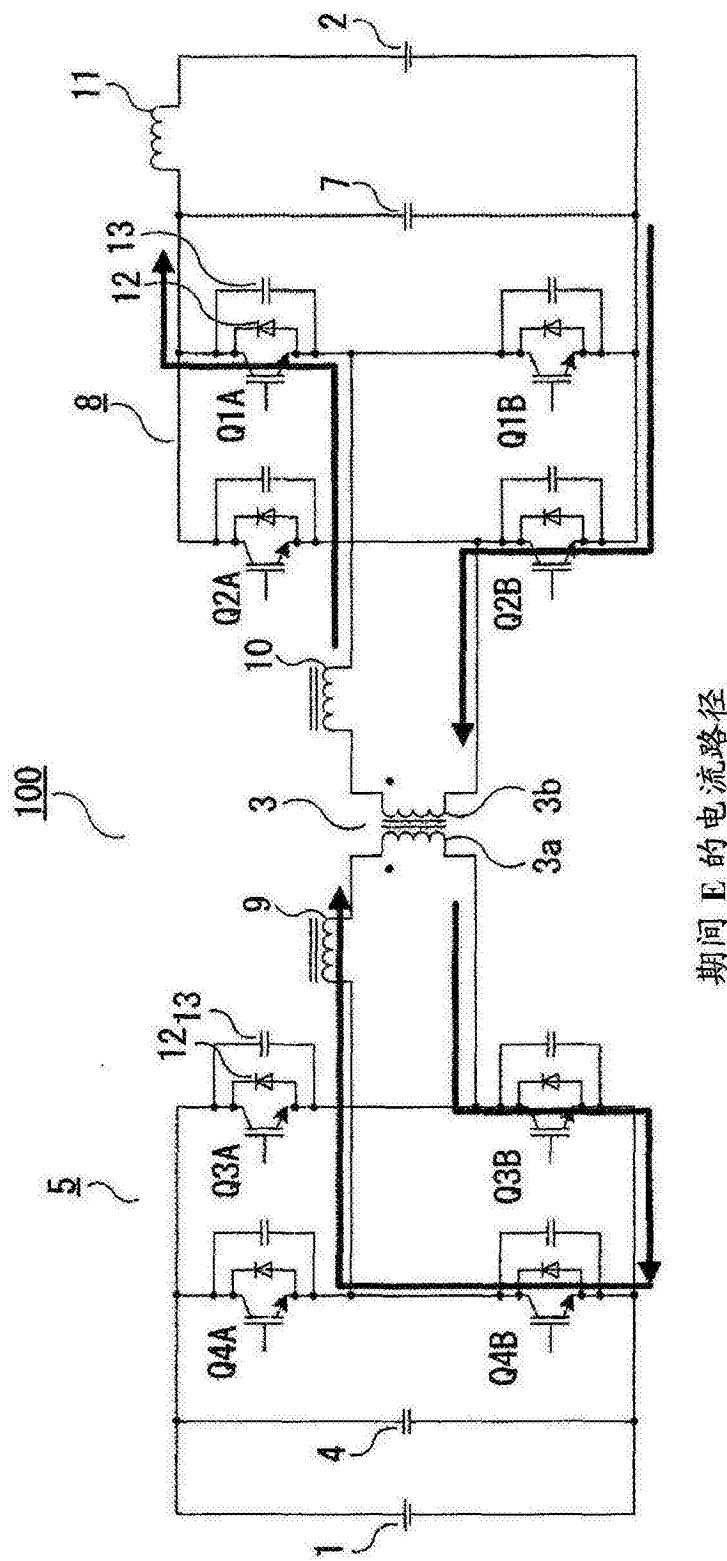


图 7

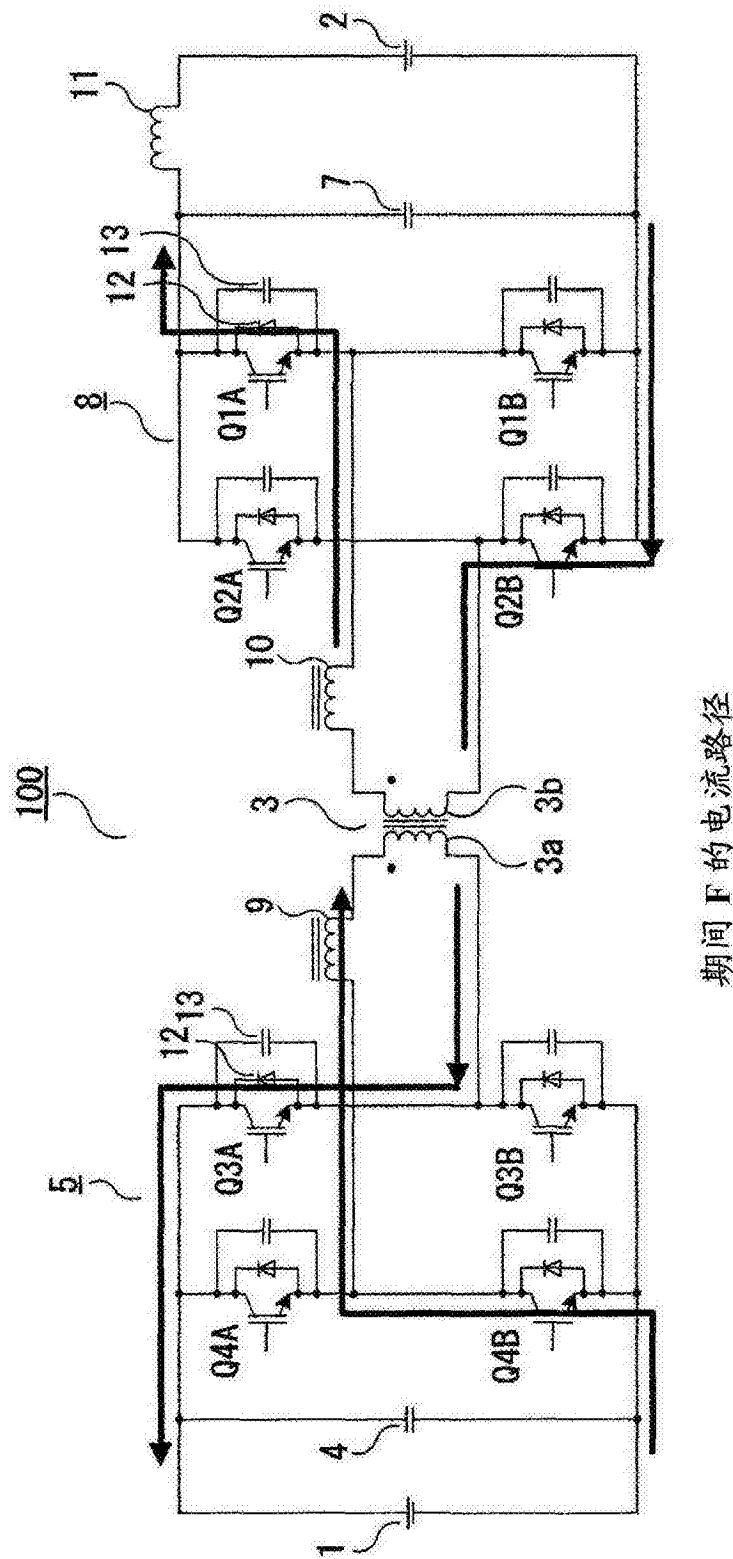
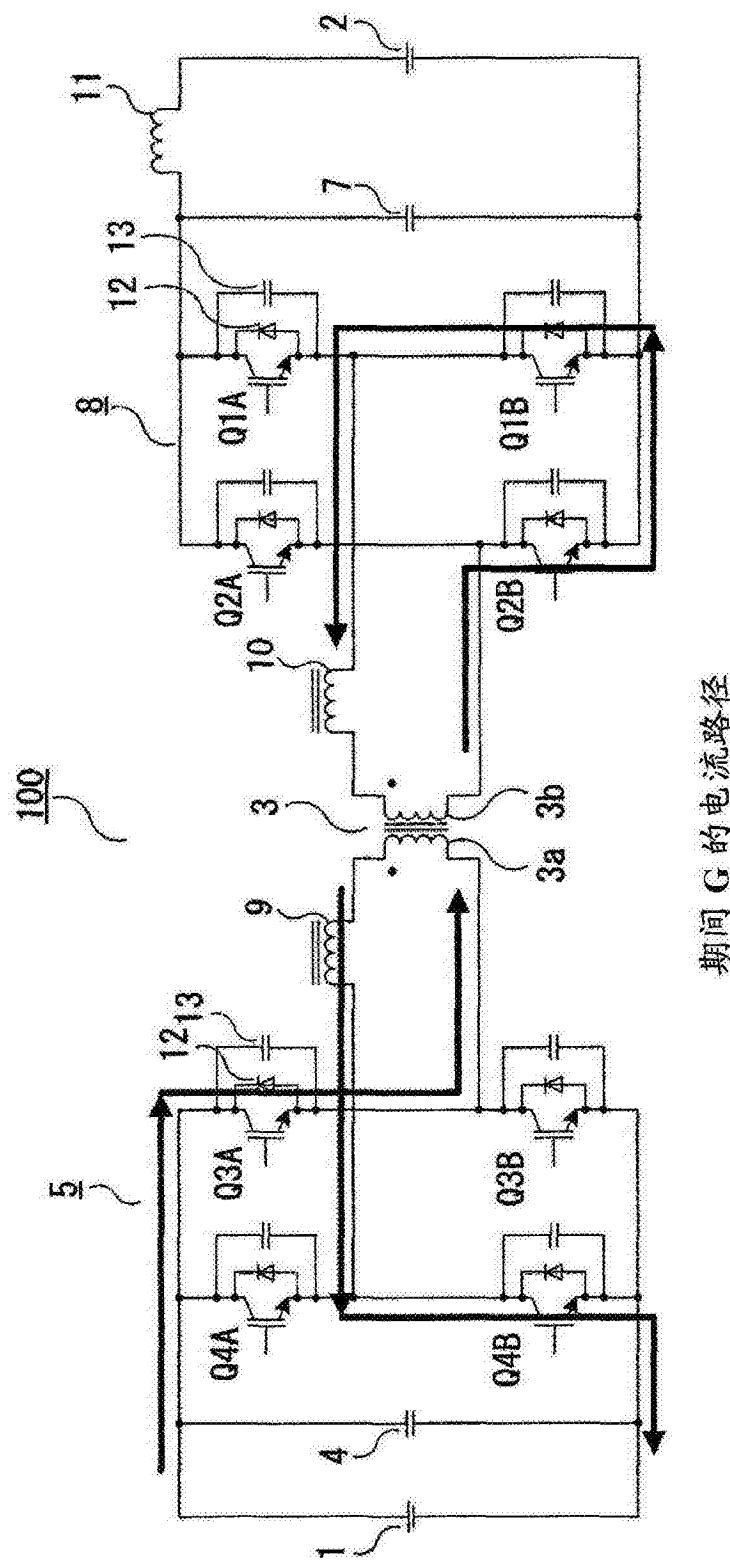
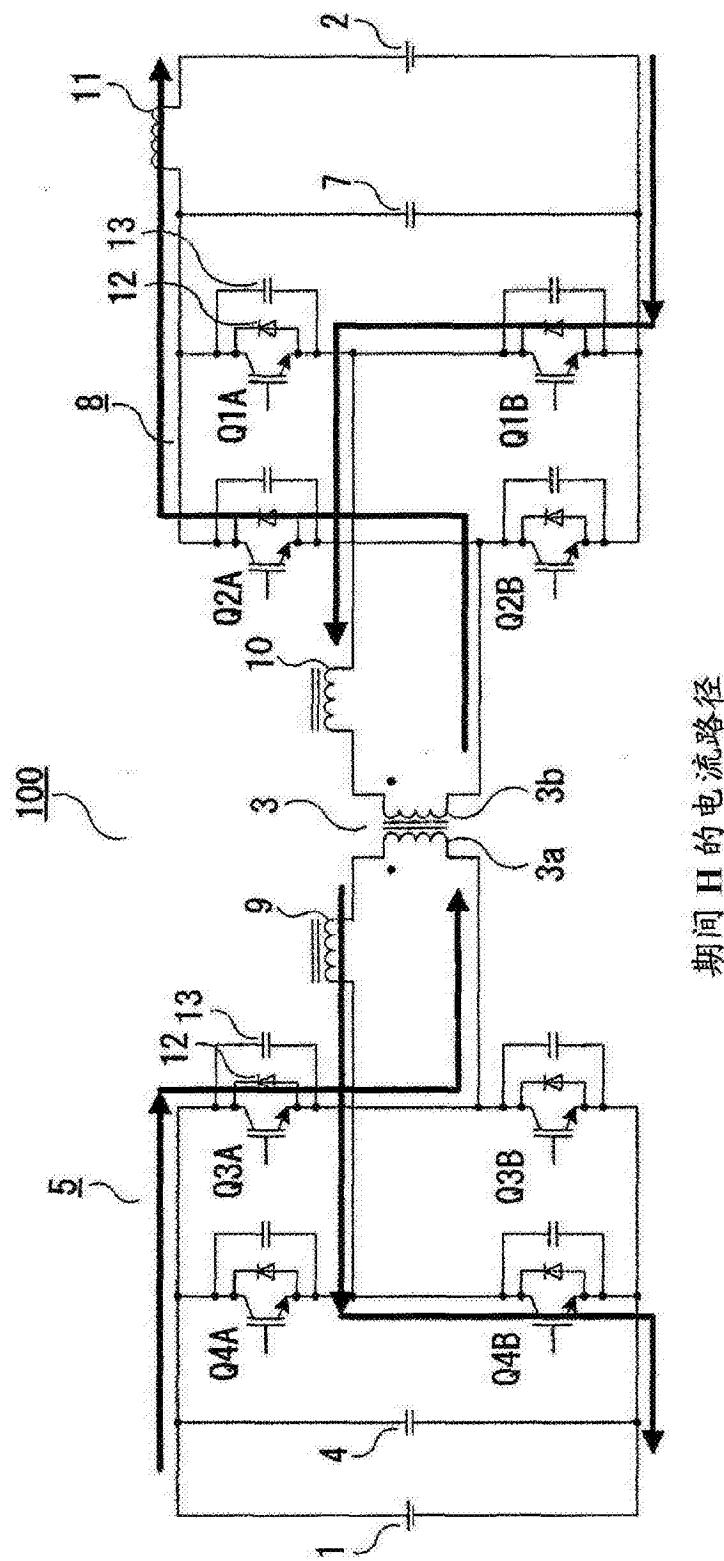


图 8



期间 G 的电流路径

图 9



期间 H 的电流路径

图 10

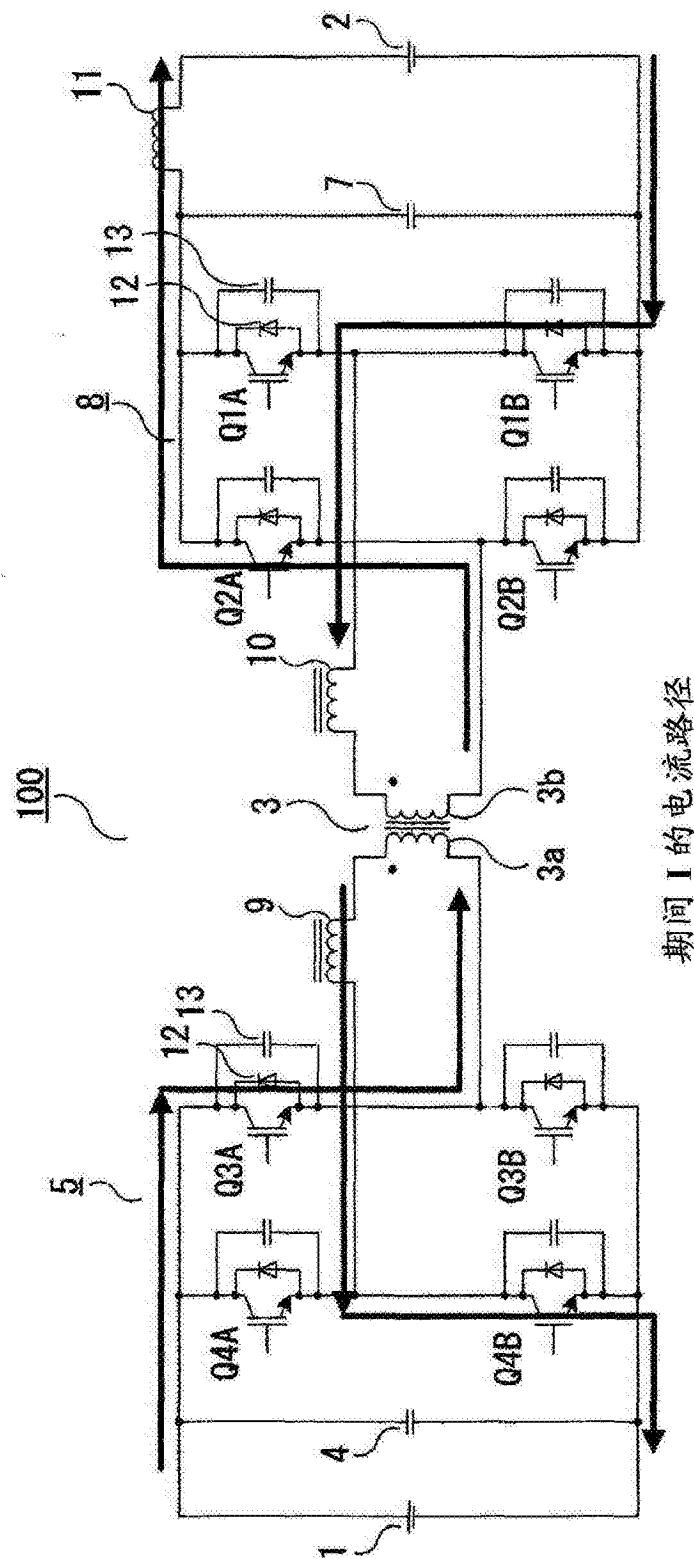
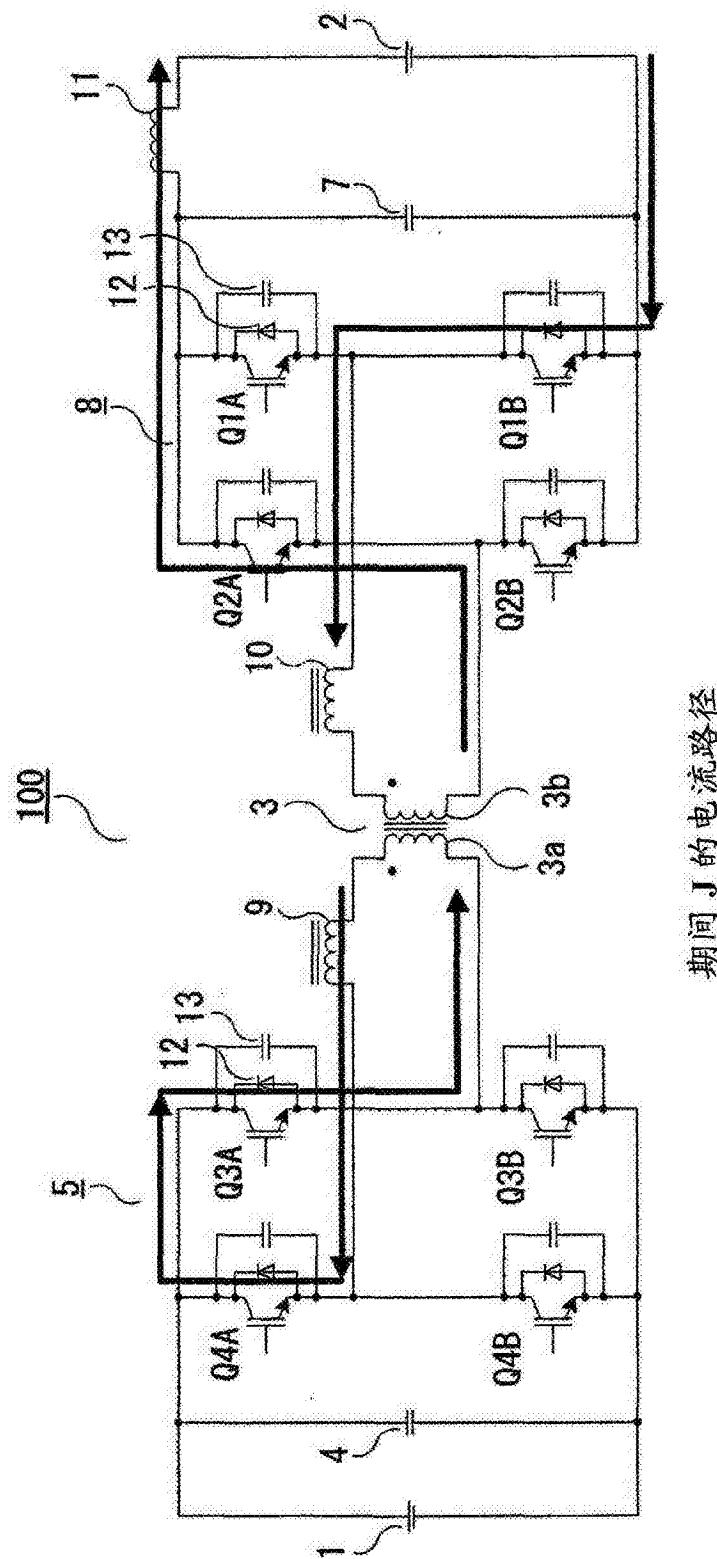
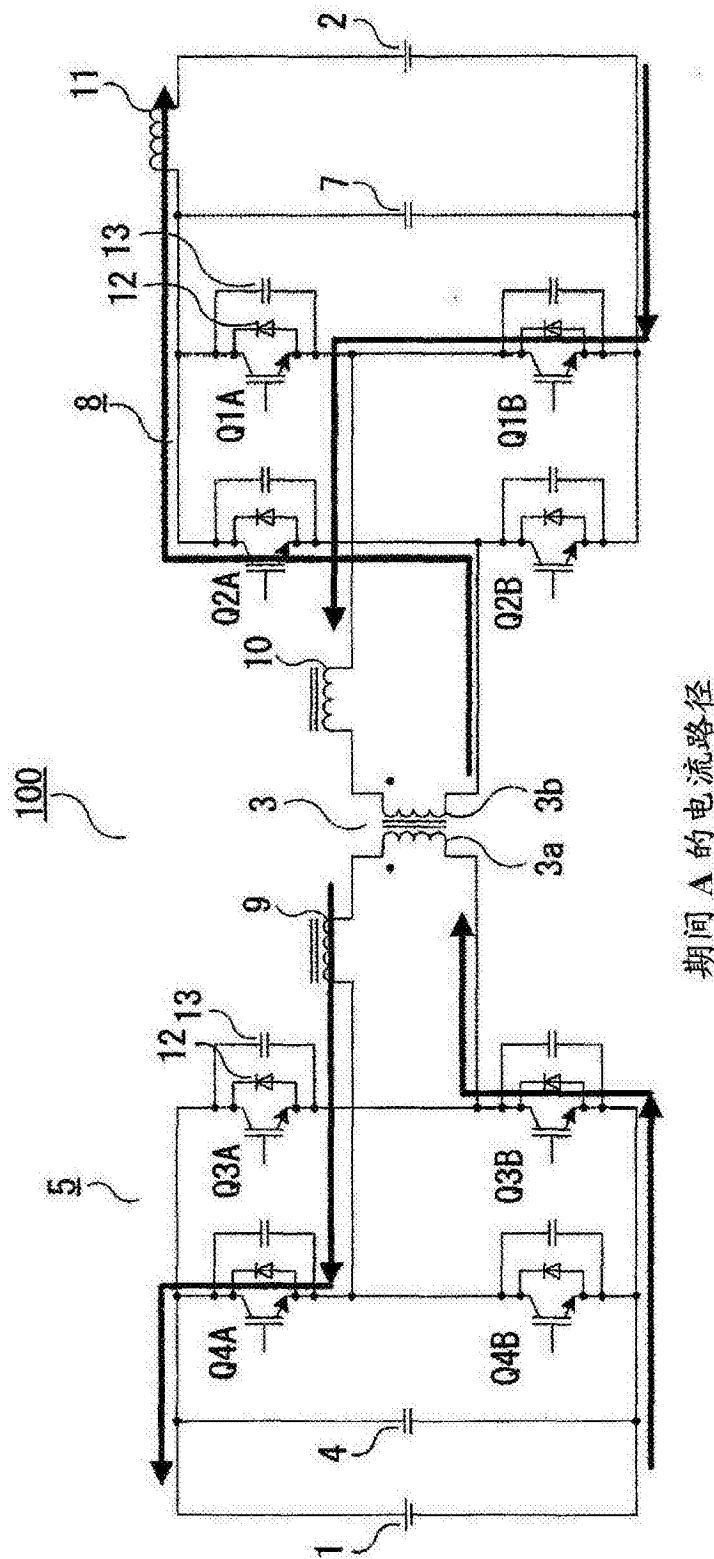


图 11



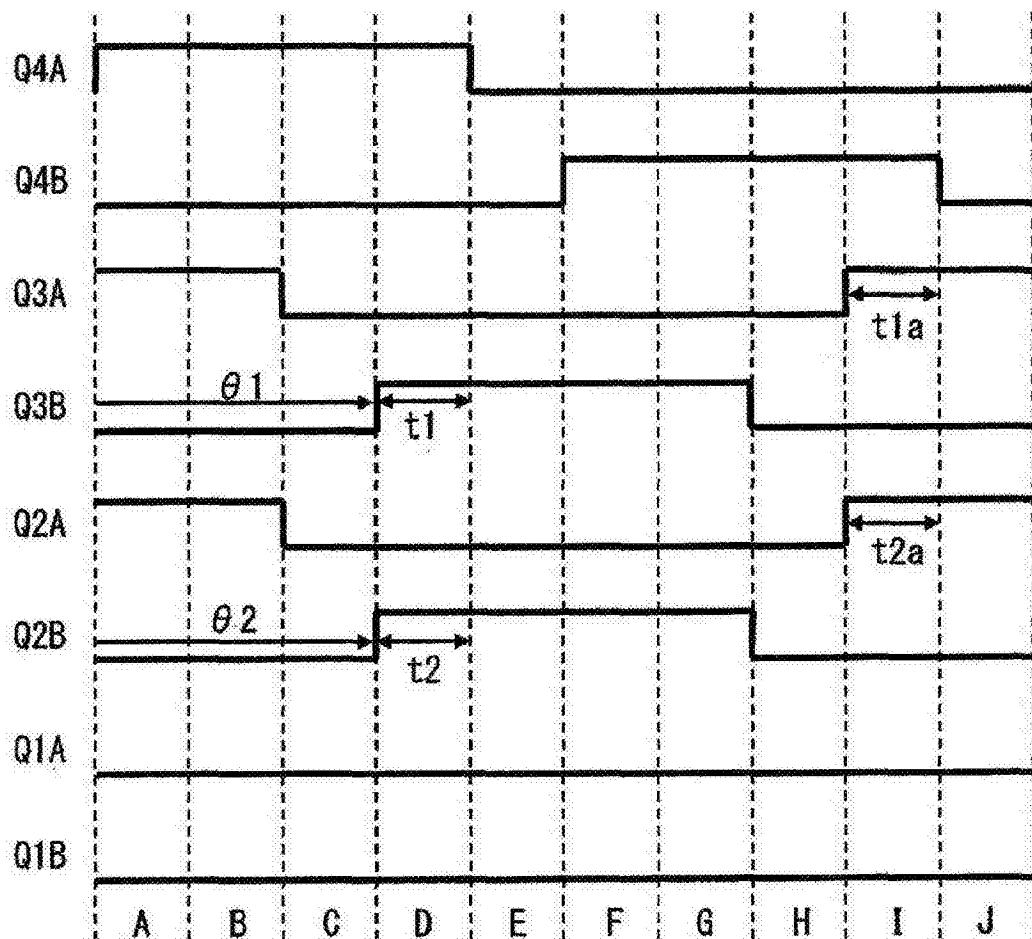
期间 J 的电流路径

图 12



期间 A 的电流路径

图 13



降压充电的门模式

图 14

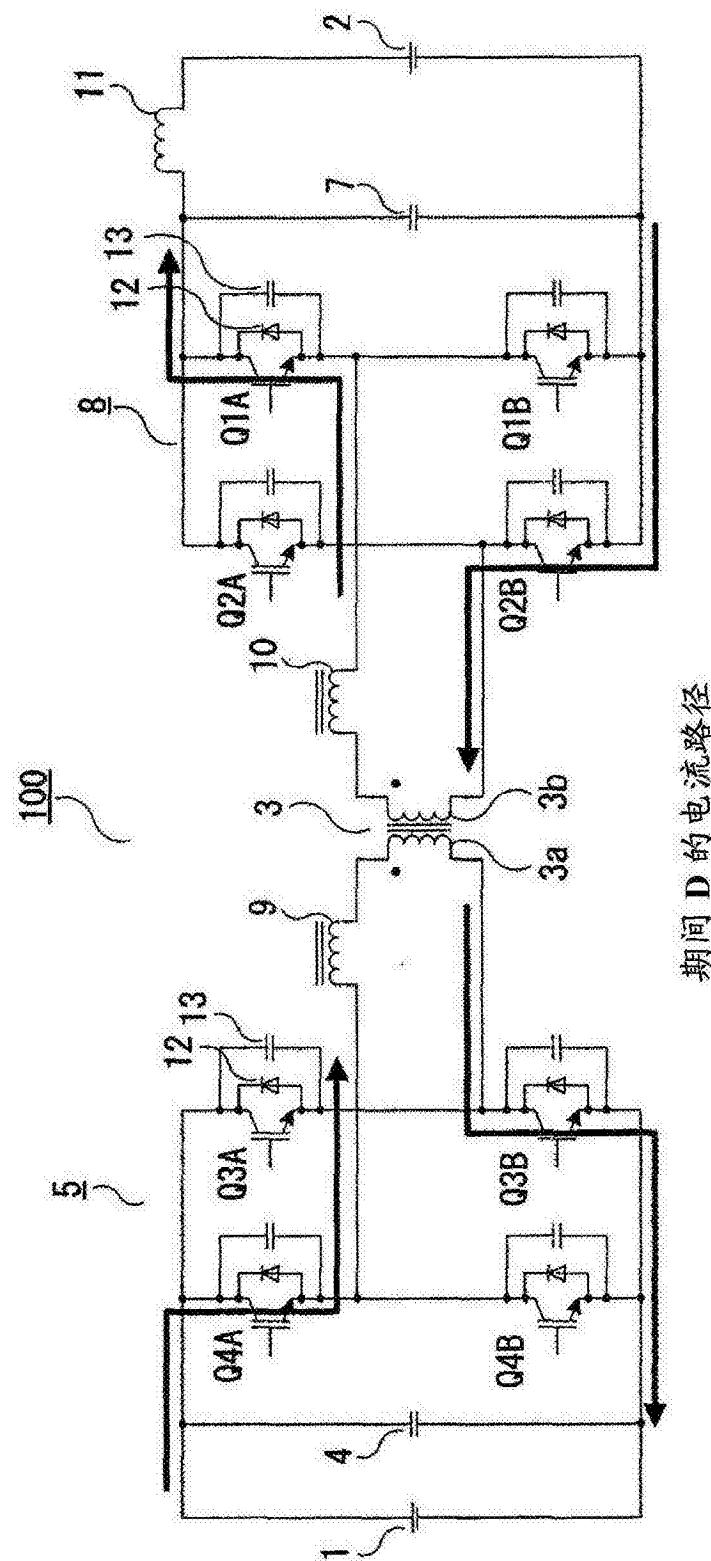


图 15

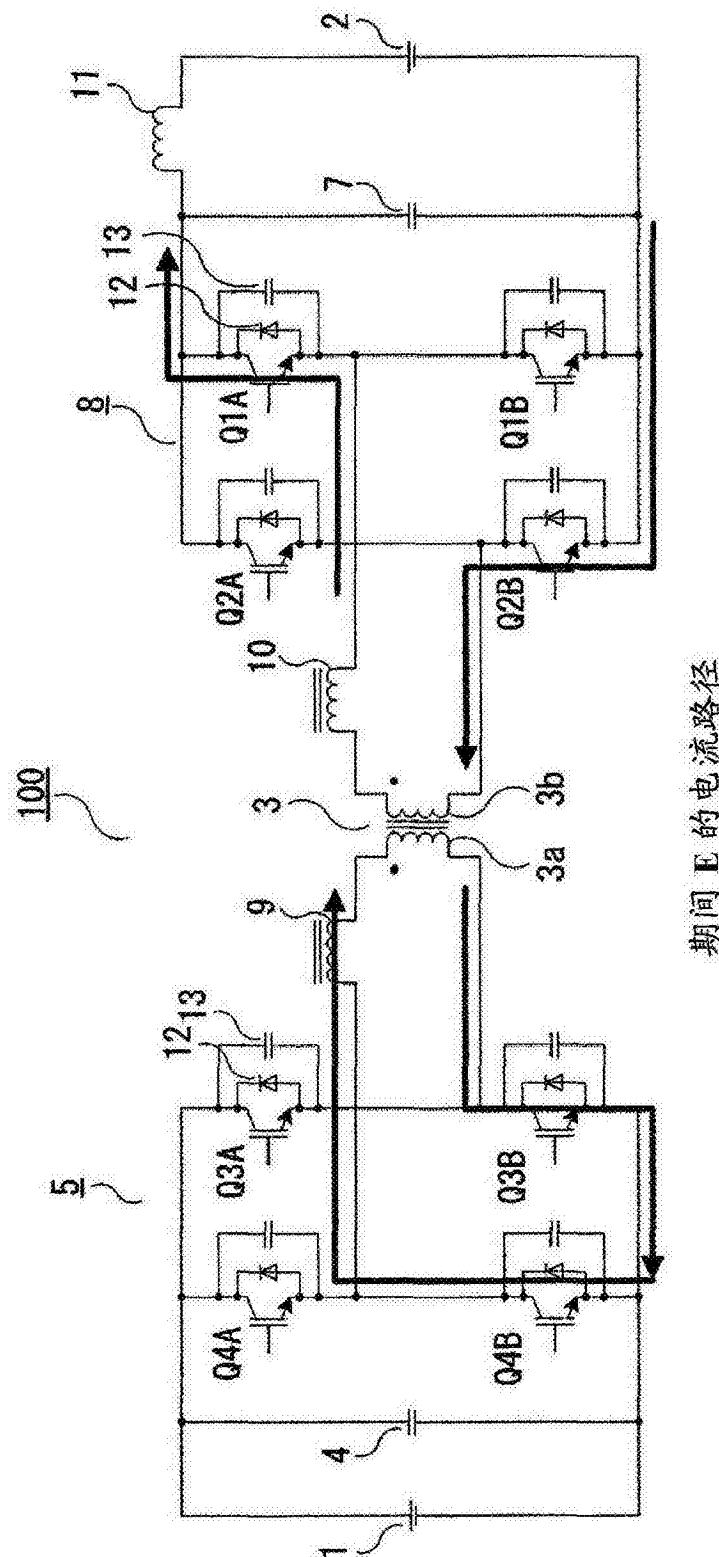


图 16

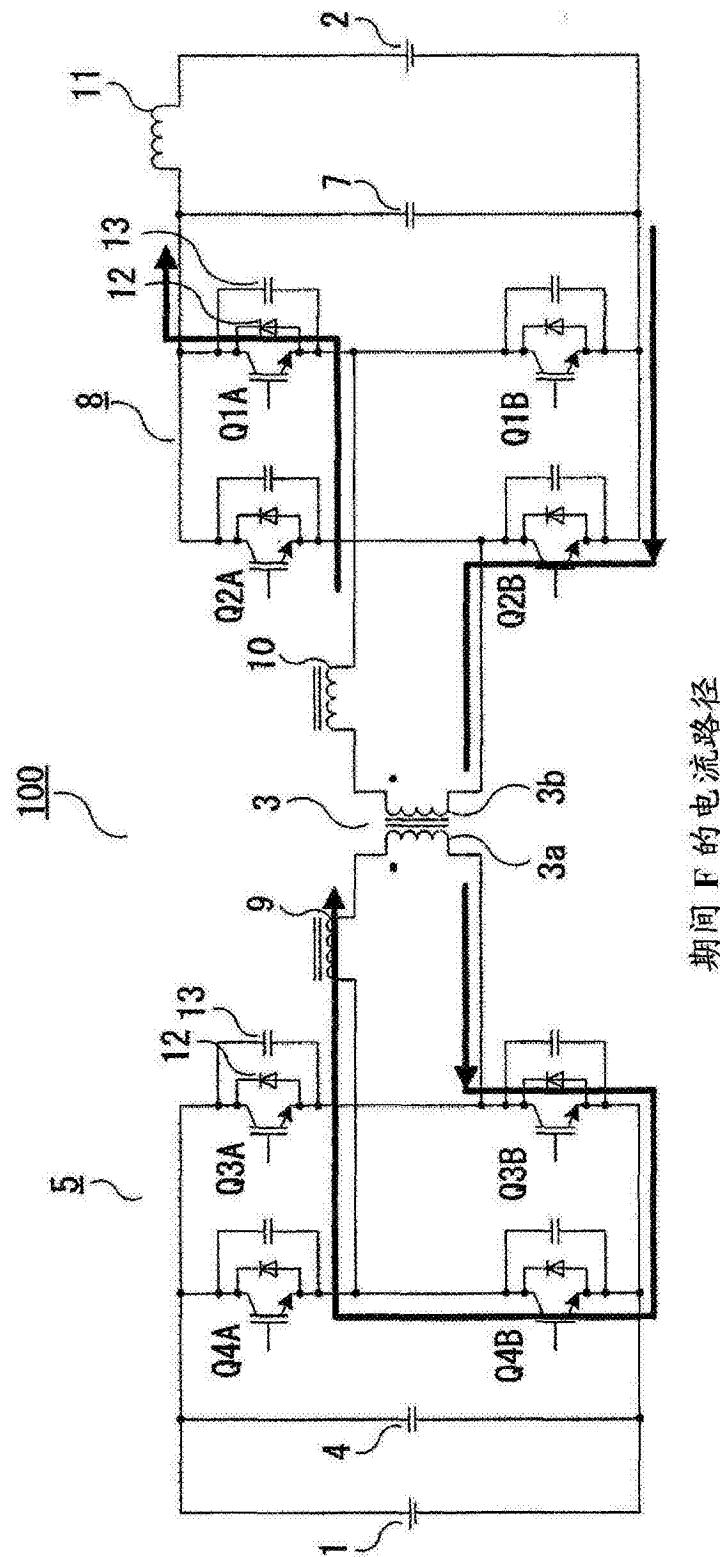
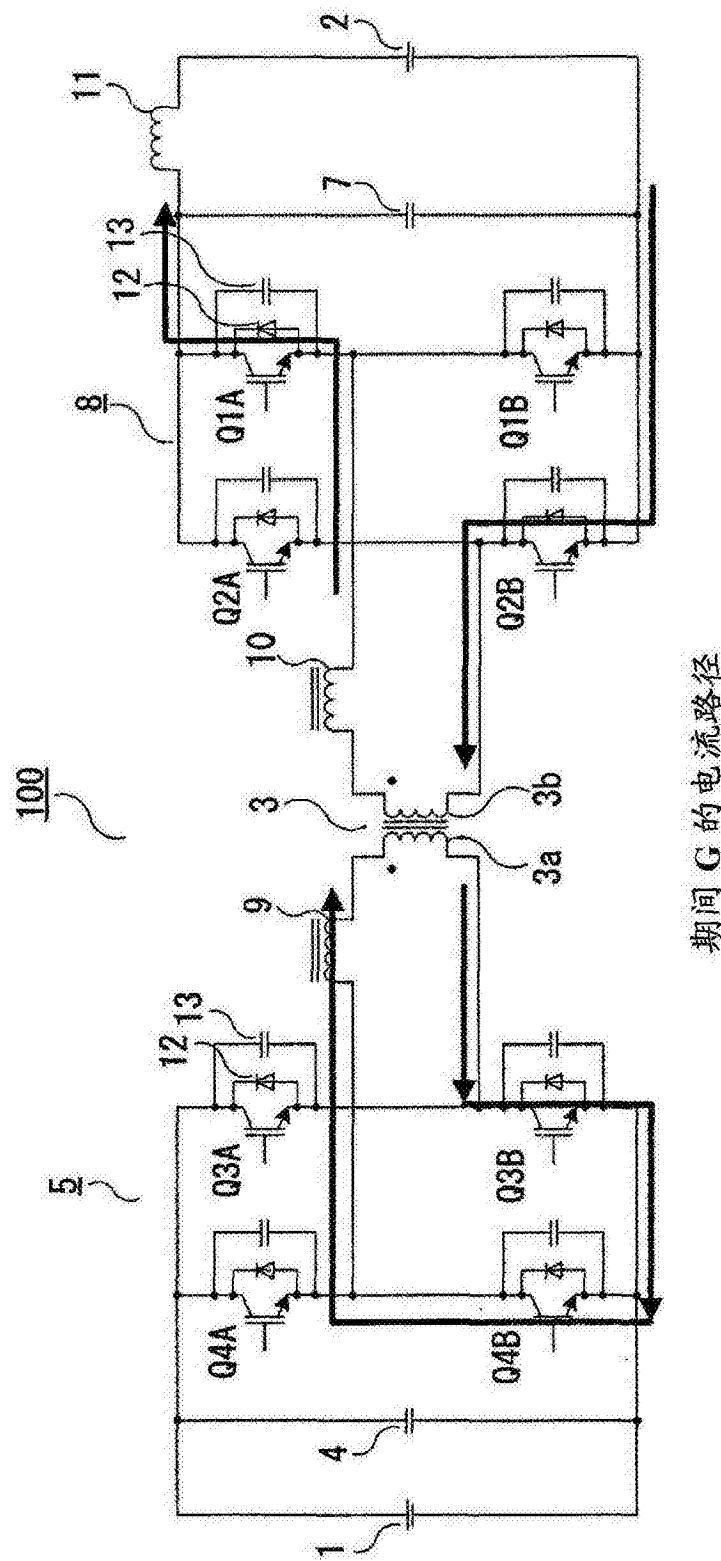


图 17



期间 G 的电流路径

图 18

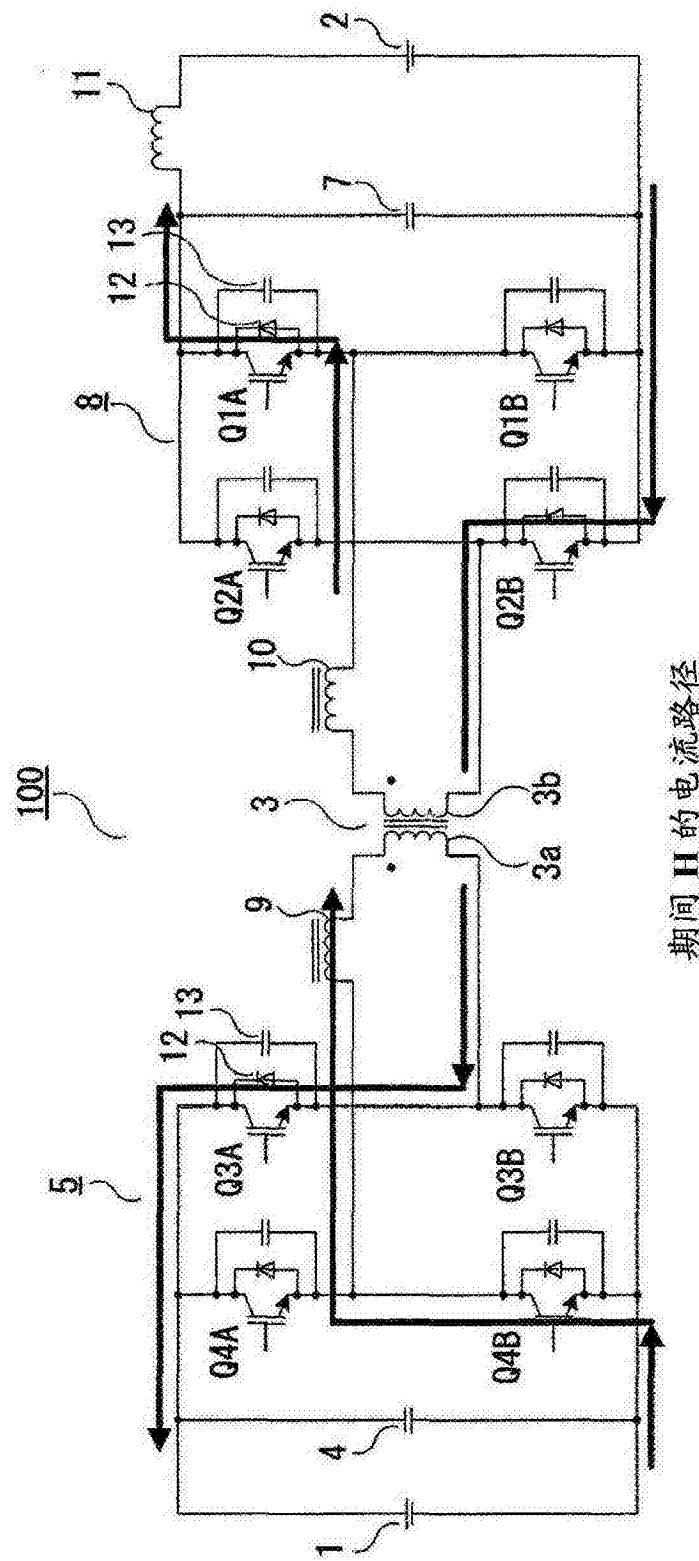
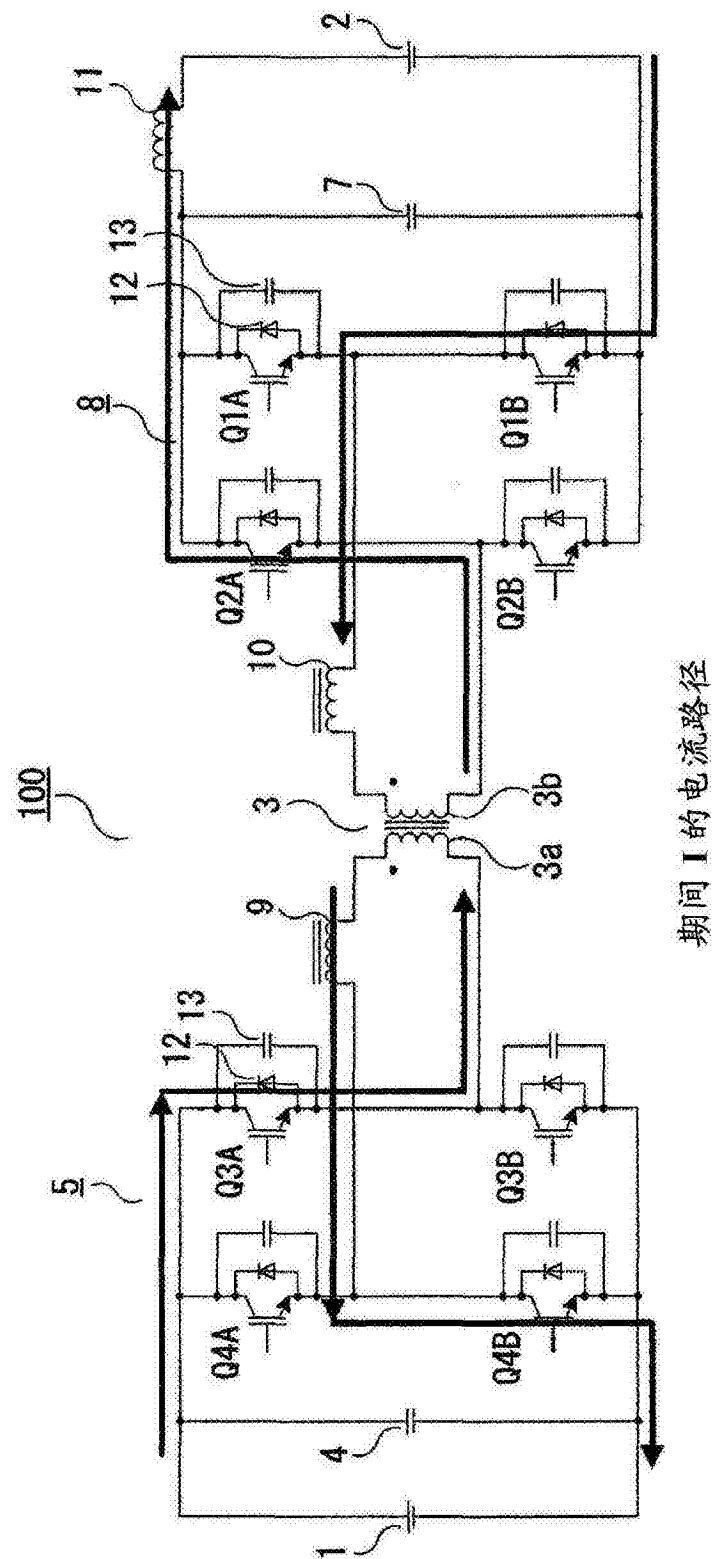


图 19



期间 I 的电流路径

图 20

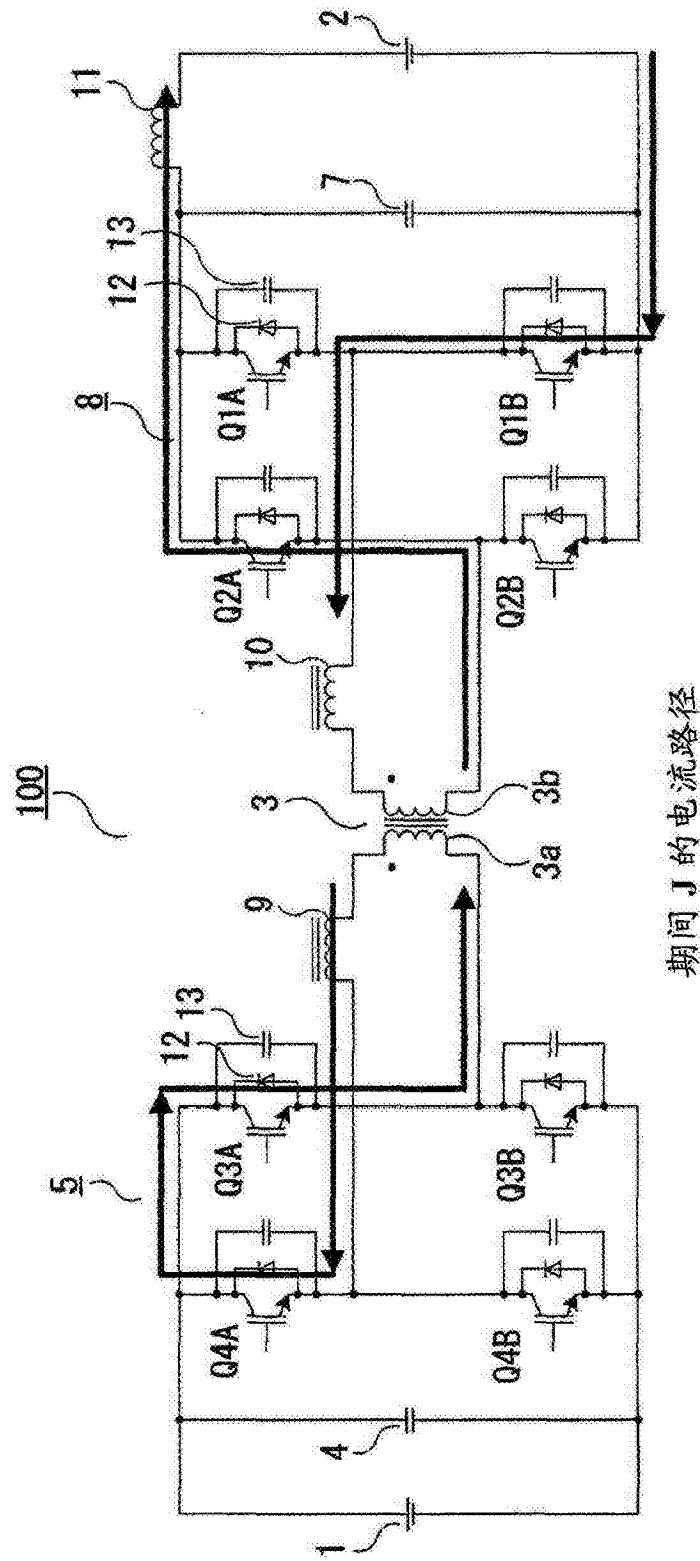


图 21

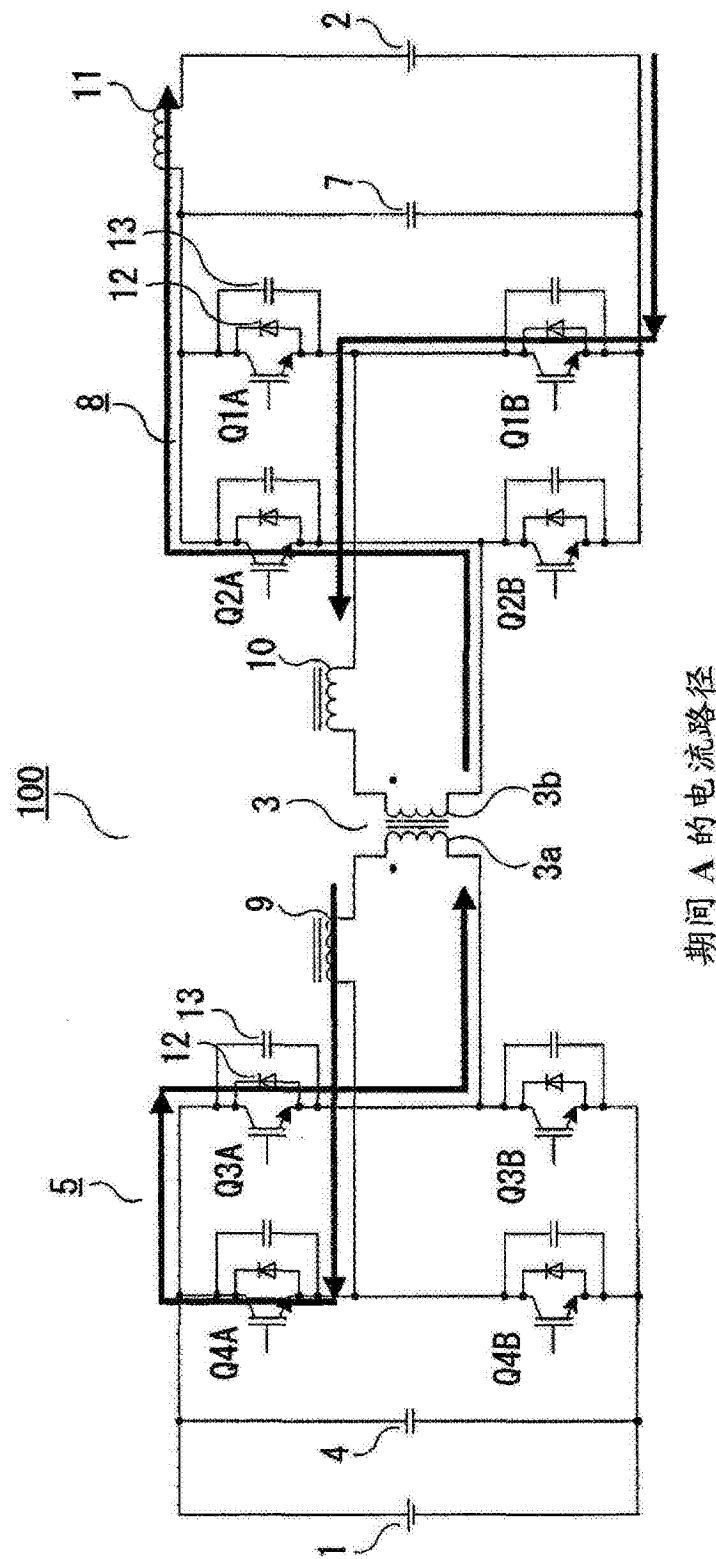


图 22

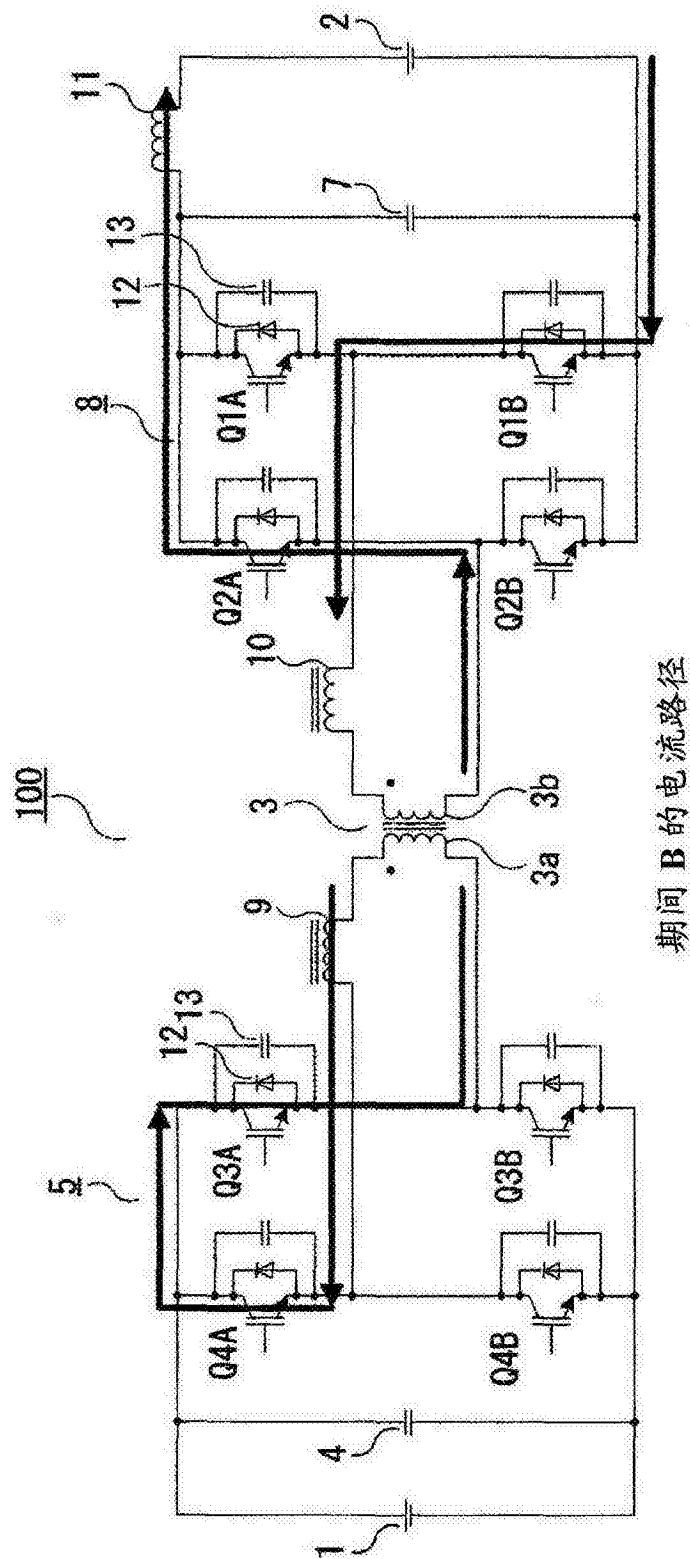
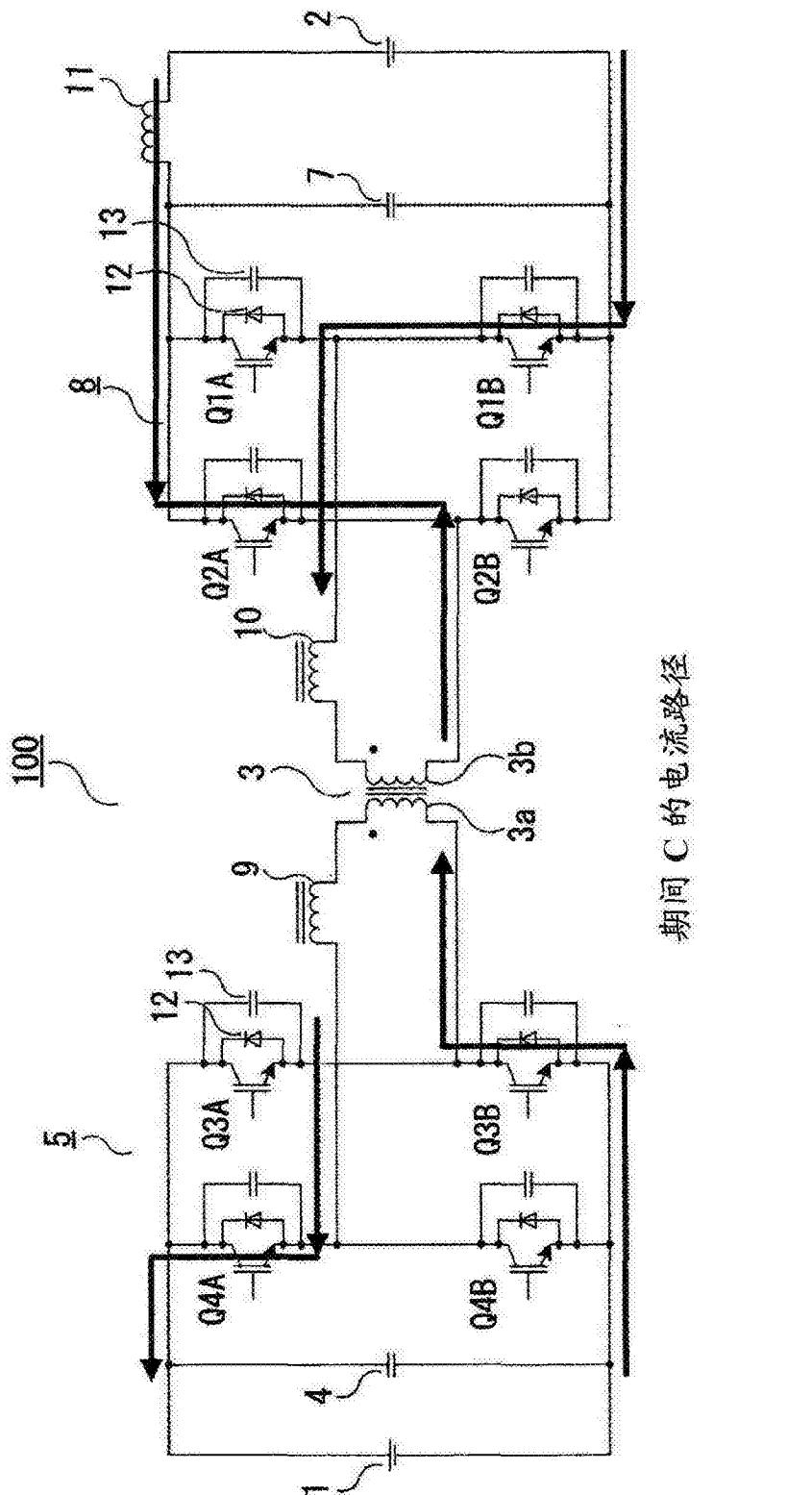
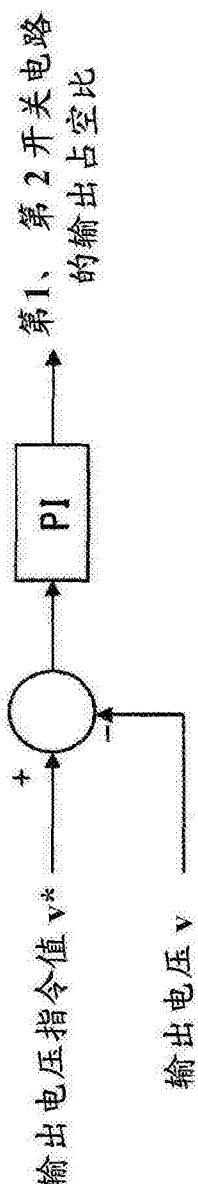
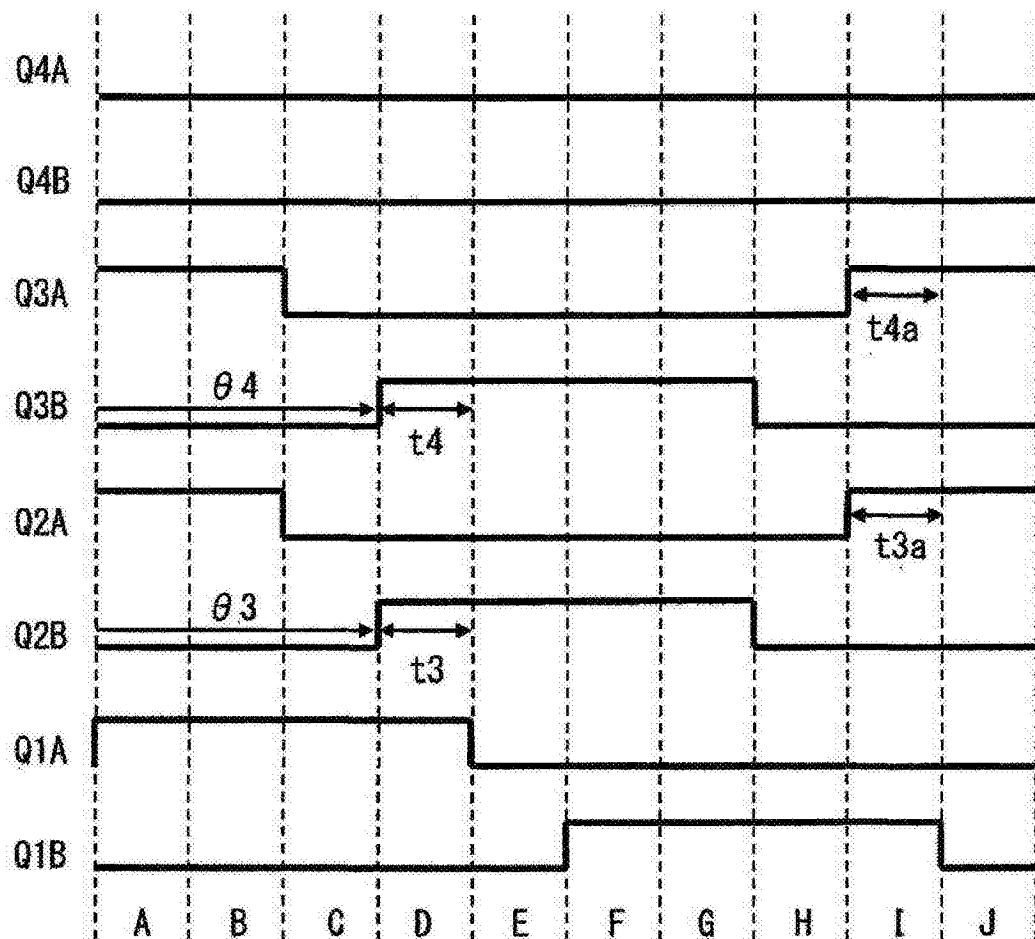


图 23



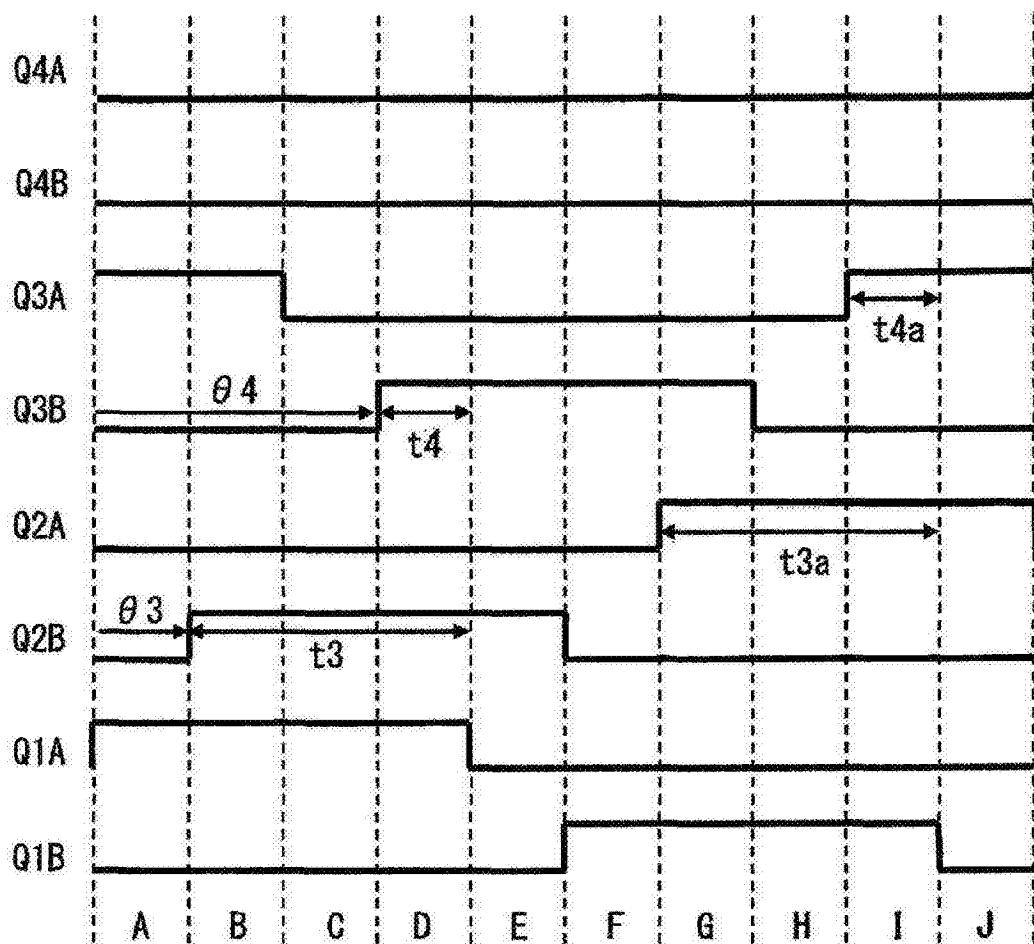
期间 C 的电流路径





降压放电时的门模式

图 26



升压放电时的门模式

图 27

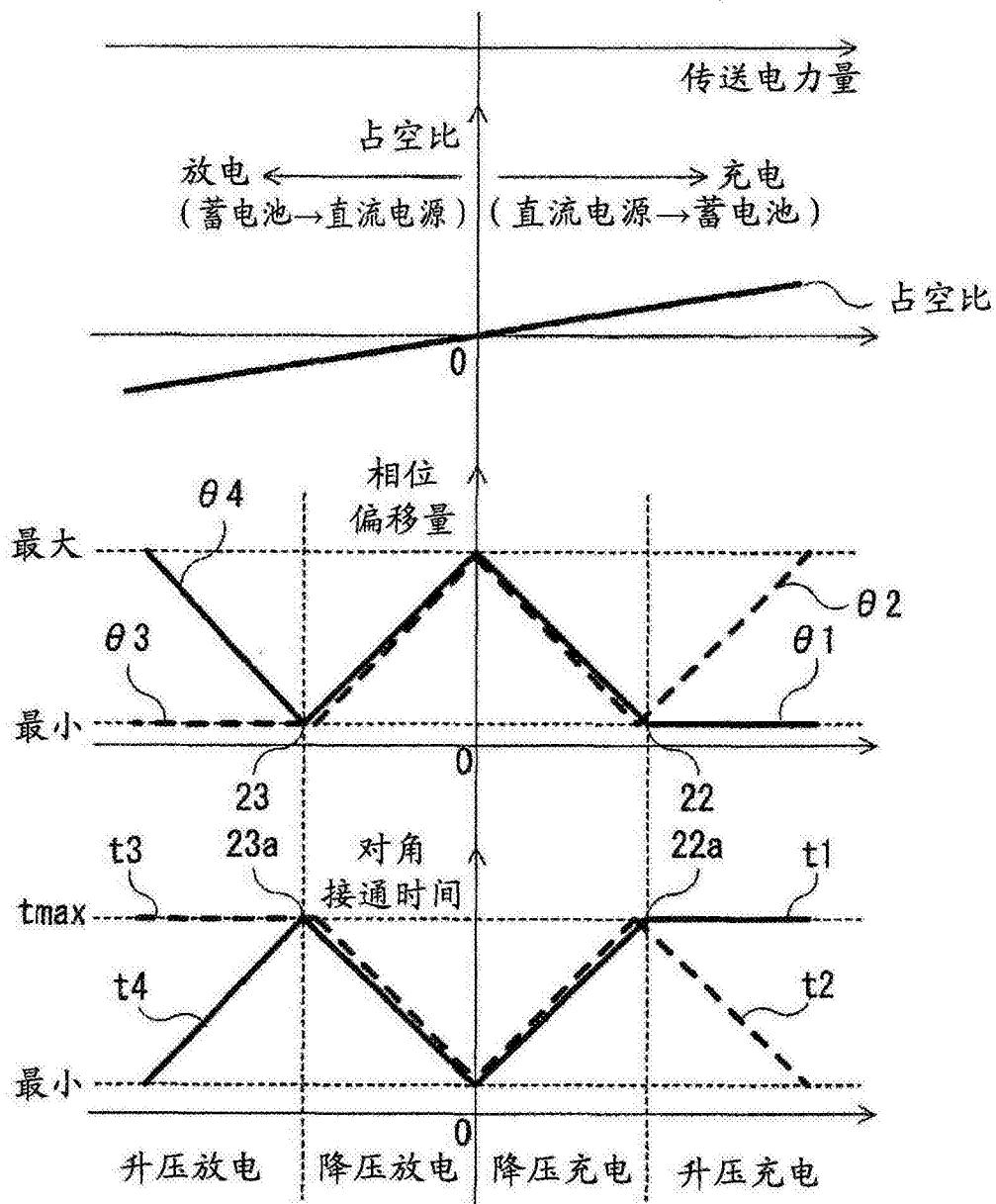


图 28

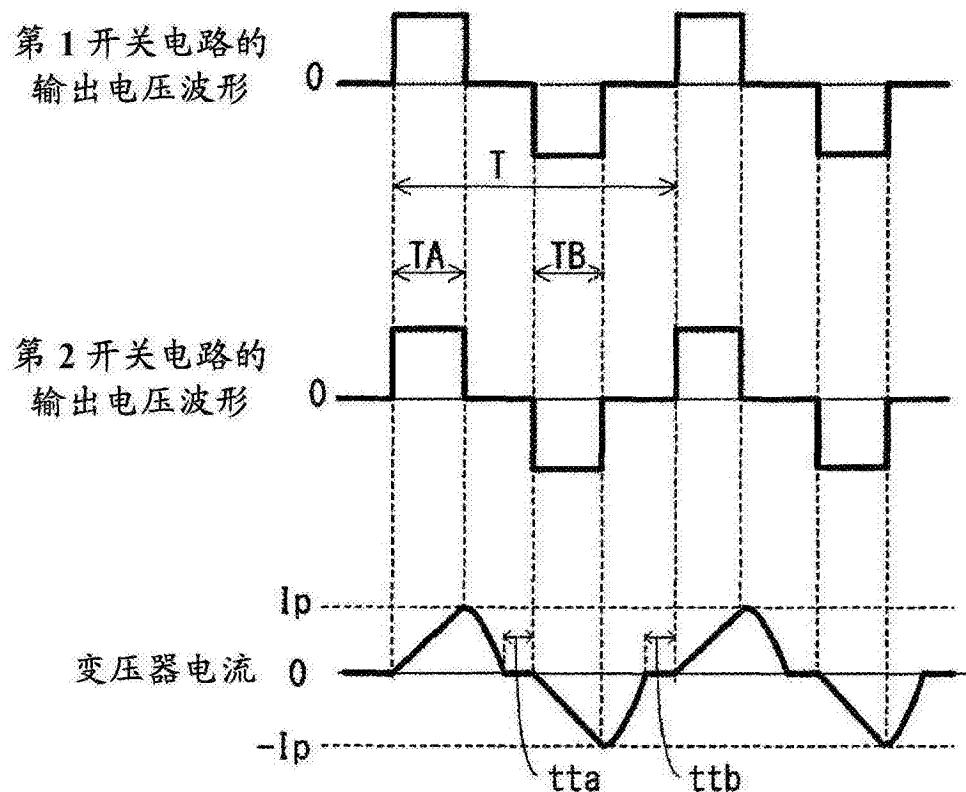


图 29

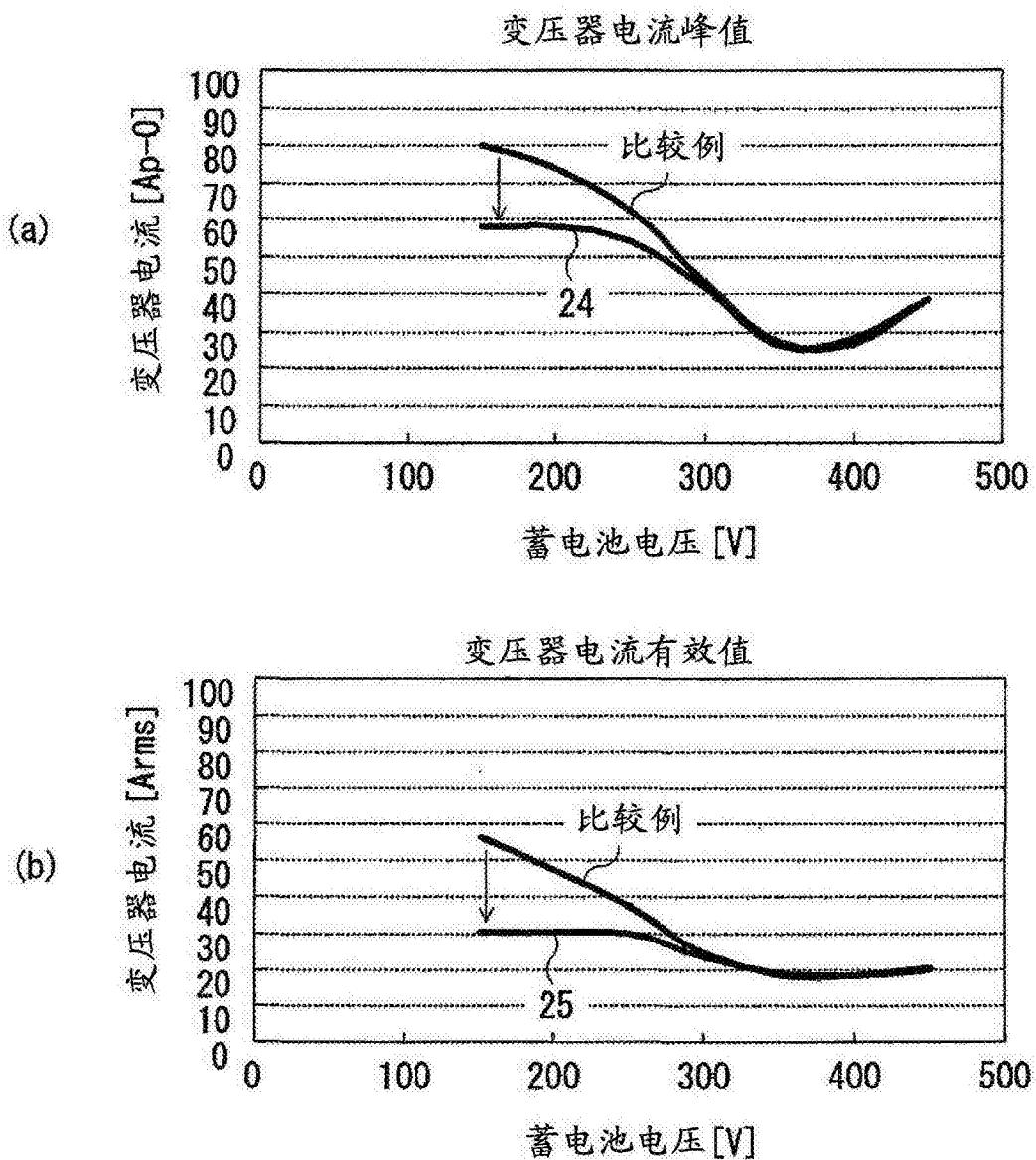


图 30

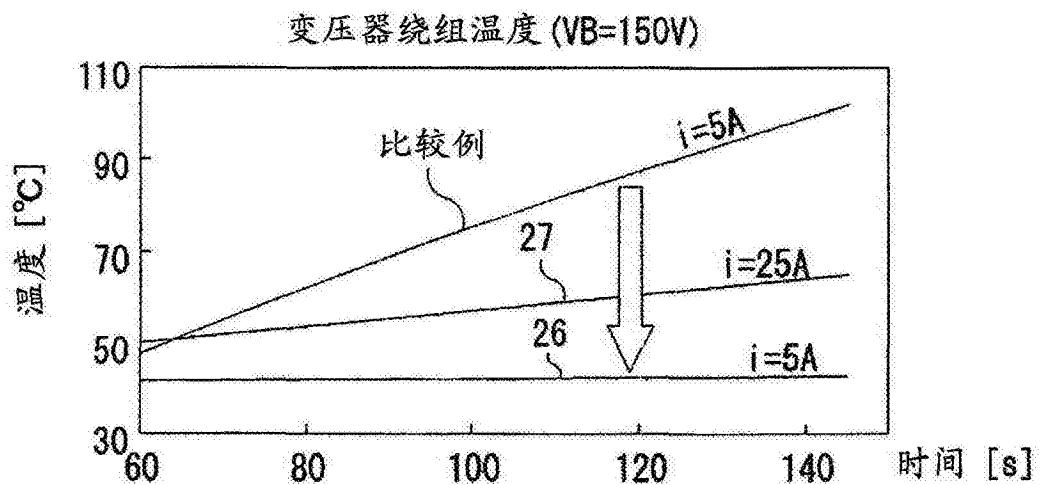
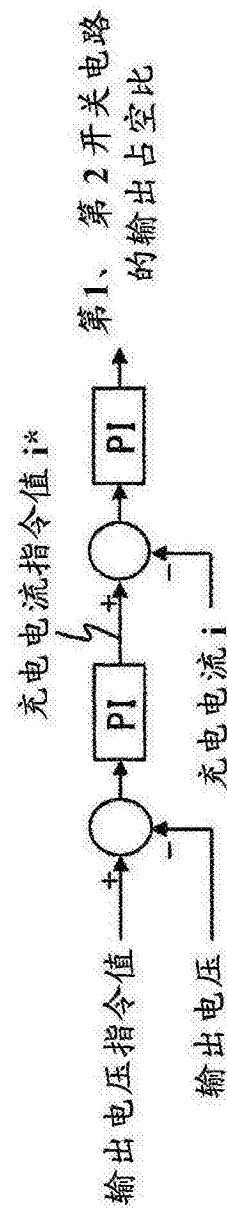
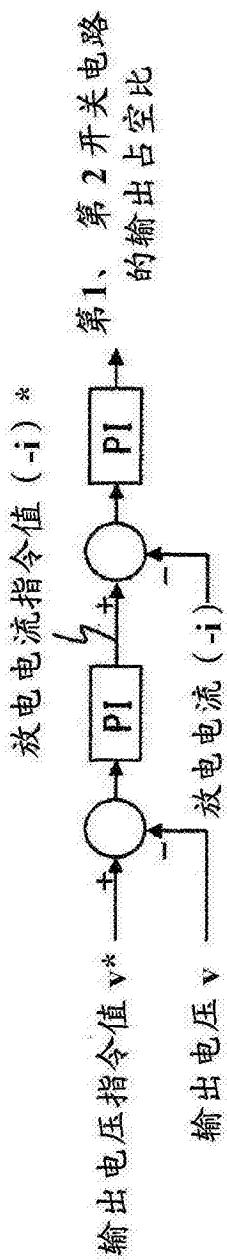


图 31



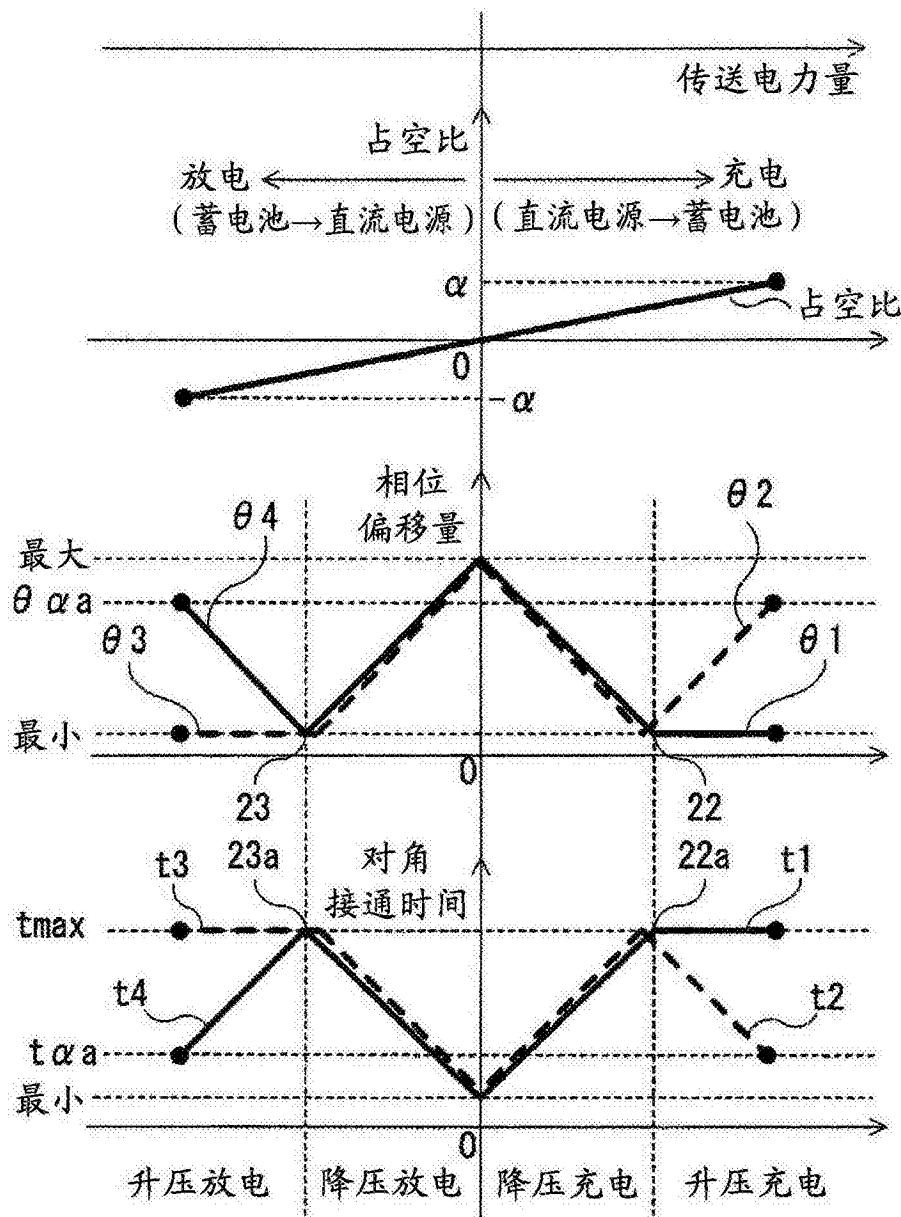


图 34

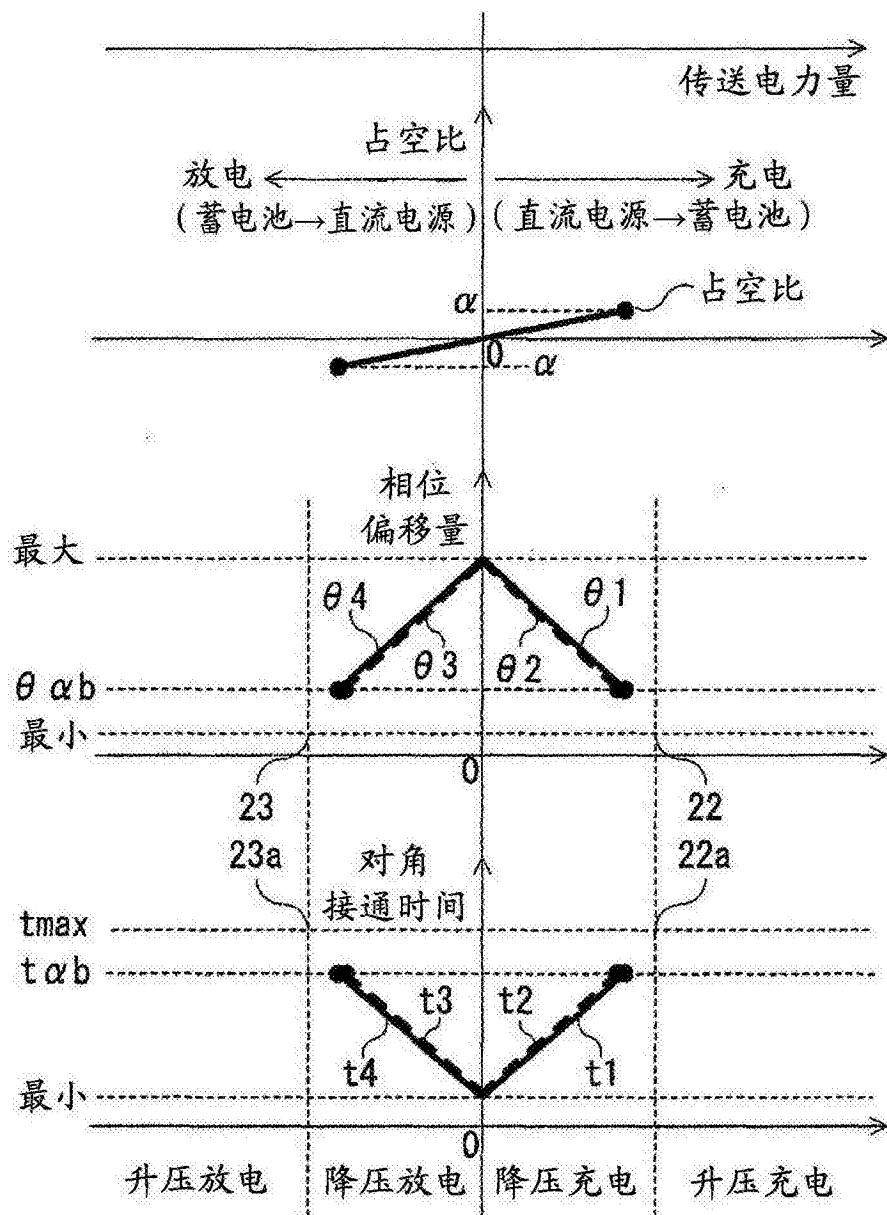


图 35