



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103141019 B

(45) 授权公告日 2015. 12. 16

(21) 申请号 201180045702. 6

代理人 杨晓光 郭晓华

(22) 申请日 2011. 09. 21

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02M 3/158(2006. 01)

212219/2010 2010. 09. 22 JP

H02M 3/07(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

(56) 对比文件

2013. 03. 22

JP 特开 2010-57288 A, 2010. 03. 11,

(86) PCT国际申请的申请数据

JP 特开 2008-54477 A, 2008. 03. 06,

PCT/JP2011/005302 2011. 09. 21

JP 特开 2000-295715 A, 2000. 10. 20,

(87) PCT国际申请的公布数据

CN 201146468 Y, 2008. 11. 05,

W02012/039131 EN 2012. 03. 29

JP 特开 2008-131830 A, 2008. 06. 05,

(73) 专利权人 丰田自动车株式会社

审查员 梁雪峰

地址 日本爱知县

(72) 发明人 石垣将纪 户村修二 梅野孝治

冈村贤树 野边大悟 中村好志

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

11247

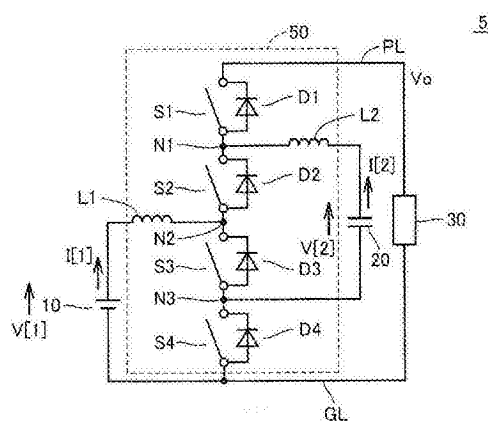
权利要求书2页 说明书20页 附图23页

(54) 发明名称

包括要并联或串联连接的 DC 电源的 DC-DC 变换器

(57) 摘要

本发明涉及包括要并联或串联连接的 DC 电源的 DC-DC 变换器。供电系统(5)包括第一 DC 电源(10)、第二 DC 电源(20) 和具有多个开关元件(S1-S4)和电抗器(L1,L2)的电力变换器(50)。电力变换器(50) 被配置成可以通过控制多个开关元件(S1-S4)而在并联连接模式和串联连接模式之间切换,在并联连接模式中,在 DC 电源(10,20) 与电力线(PL) 并联连接的情况下进行 DC 电压转换,在串联连接模式中,在 DC 电源(10,20)与电力线(PL) 串联连接的情况下进行 DC 电压转换。所述开关元件(S1-S4) 中的每个布置成既包含在第一 DC 电源(10)和电力线 PL 之间的电力变换路径中也包含在第二 DC 电源(20)和电力线(PL)之间的电力变换路径中。



1. 一种供电系统,包括:

第一 DC 电源;

第二 DC 电源;以及

电力变换器,用于在所述第一和第二 DC 电源与电连接到负载的电力线之间执行 DC 电压变换,以控制所述电力线上的输出电压;其中

所述电力变换器包括多个开关元件,并配置成能够通过控制所述多个开关元件在第一工作模式和第二工作模式之间切换,在所述第一工作模式中,在所述第一和第二 DC 电源与所述电力线并联电连接的条件下执行所述 DC 电压变换,在所述第二工作模式中,在所述第一和第二 DC 电源与所述电力线串联电连接的条件下执行所述 DC 电压变换,并且

所述多个开关元件包括

电连接于所述电力线和第一节点之间的第一开关元件,

电连接于第二节点和所述第一节点之间的第二开关元件,

电连接于第三节点和所述第二节点之间的第三开关元件,所述第三节点电连接到所述第二 DC 电源的负端子,以及

电连接于所述第一 DC 电源的负端子和所述第三节点之间的第四开关元件;并且

所述电力变换器还包括

电连接于所述第二节点和所述第一 DC 电源的正端子之间的第一电抗器,以及

电连接于所述第一节点和所述第二 DC 电源的正端子之间的第二电抗器。

2. 根据权利要求 1 所述的供电系统,其中

在所述第一工作模式中,所述电力变换器根据第一控制信号和第二控制信号的逻辑和,控制所述第一到第四开关元件的导通/关断,所述第一控制信号用于所述第一 DC 电源和所述电力线之间的所述 DC 电压变换,所述第二控制信号用于所述第二 DC 电源和所述电力线之间的所述 DC 电压变换。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的供电系统,其中

在所述第一工作模式中,所述电力变换器控制所述第一和第二 DC 电源之一和所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述输出电压变得等于命令电压,并控制所述第一和第二 DC 电源中的另一个和所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述 DC 电源中的所述另一个的电流变得等于命令电流。

4. 根据权利要求 1 所述的供电系统,其中

在所述第二工作模式中,所述电力变换器控制所述第一到第四开关元件的导通/关断,使得所述第三开关元件固定为导通,而所述第二和第四开关元件与所述第一开关元件根据用于串联连接的第一和第二 DC 电源与所述电力线之间的所述 DC 电压变换的控制信号互补地导通/关断。

5. 根据权利要求 1 或 4 所述的供电系统,其中

在所述第二工作模式中,所述电力变换器控制串联连接的第一和第二 DC 电源与所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述输出电压变得等于命令电压。

6. 根据权利要求 1 所述的供电系统,其中

所述多个开关元件包括这样的开关元件,该开关元件在所述第二工作模式中固定为导通以串联连接所述第一和第二 DC 电源,并且在所述第一工作模式中根据用于控制所述输

出电压的 DC 电压变换的占空比而导通 / 关断。

7. 根据权利要求 1 所述的供电系统, 其中

所述多个开关元件中的每一个被布置成既被包括在第一电力变换路径中又被包括在第二电力变换路径中, 所述第一电力变换路径在所述第一工作模式中形成于所述第一 DC 电源和所述电力线之间, 所述第二电力变换路径在所述第一工作模式中形成于所述第二 DC 电源和所述电力线之间。

8. 根据权利要求 7 所述的供电系统, 其中

在所述第一工作模式中, 根据第一控制信号与第二控制信号的逻辑和, 导通 / 关断所述多个开关元件中的每一个, 所述第一控制信号用于所述第一 DC 电源和所述电力线之间的所述 DC 电压变换, 所述第二控制信号用于所述第二 DC 电源和所述电力线之间的所述 DC 电压变换; 并且

在所述第二工作模式中所述多个开关元件中的每一个被分类成: 固定为导通以串联连接所述第一和第二 DC 电源的开关元件; 以及根据用于控制所述输出电压的 DC 电压变换的占空比导通 / 关断的开关元件。

9. 根据权利要求 1、2、4 和 6 到 8 中任一项所述的供电系统, 其中

所述第一和第二 DC 电源具有彼此不同的额定输出电压。

10. 根据权利要求 1、2、4 和 6 到 8 中任一项所述的供电系统, 其中

所述第一和第二 DC 电源具有彼此不同的输出能量密度和彼此不同的输出功率密度。

包括要并联或串联连接的 DC 电源的 DC-DC 变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种供电系统,更具体而言,涉及用于在两个 DC 电源和负载之间交换电力的供电系统。

背景技术

[0002] 日本专利公开 No. 2000-295715 (以下称为 PTL1)描述了一种用于电动车辆的供电系统,其中从两个 DC 电源向负载(车辆的驱动电动机)供电。在 PTL1 中,将两个电双层电容器用作 DC 电源。描述了提供了一种操作模式,其中将两个电双层电容器并联连接,向负载供应电力。

[0003] 日本专利公开 No. 2008-54477 (以下简称 PTL2)描述了一种电压变换装置,具有多个 DC 电压作为输入,并输出多个 DC 电压。在 PTL2 中描述的电压变换装置中,通过切换储能模块(线圈)的端子和多个输入电势以及多个输出电势之间的连接,切换操作模式。操作模式包括并联连接两个 DC 电源以向负载供应电力的模式。

[0004] 此外,日本专利公开 No. 2010-57288 (以下简称 PTL3)描述了电力供应装置的一种配置,包括第一和第二电力存储单元,设有用于切换电力存储单元之间的串联连接和并联连接的开关。

[0005] 引用列表

[0006] 专利文献

[0007] PTL1: 日本专利公开 No. 2000-295715

[0008] PTL2: 日本专利公开 No. 2008-54477

[0009] PTL3: 日本专利公开 No. 2010-57288

发明内容

[0010] 技术问题

[0011] 在 PTL1 和 2 的配置中,能够将两个 DC 电源并联连接以向负载供电。不过,未考虑两个 DC 电源串联连接。

[0012] 在 PTL3 的配置中,切换第一和第二电力存储单元的串联连接和并联连接,以改变要施加到控制电动机发电机的驱动的逆变器的电压。具体而言,专利文献 3 未考虑相对于来自串联连接或并联连接的电力存储单元的输出电压的 DC 电压变换功能。

[0013] 因此,在根据电压命令值控制到负载的输出功率的供电系统中,可能无法有效使用 PTL1 到 3 中所述配置中的两个 DC 电源。

[0014] 做出本发明是为了解决上述问题,其目的是提供一种包括两个 DC 电源的供电系统的配置,能够在控制向负载输出的电压的同时有效利用两个 DC 电源。

[0015] 问题的解决方案

[0016] 根据一方面,本发明提供了一种供电系统,包括:第一 DC 电源;第二 DC 电源;以及配置成包括多个开关元件的电力变换器。该电力变换器在第一和第二 DC 电源与电连接到

负载的电力线之间执行 DC 电压变换,以便控制电力线上的输出电压。所述电力变换器被配置成可以通过控制所述多个开关元件在第一工作模式和第二工作模式之间切换,在所述第一工作模式中,在所述第一和第二 DC 电源与所述电力线并联电连接的情况下执行所述 DC 电压变换,在所述第二工作模式中,在所述第一和第二 DC 电源与所述电力线串联电连接的情况下执行所述 DC 电压变换。

[0017] 优选地,所述多个开关元件包括第一到第四开关元件,所述电压变换器包括第一和第二电抗器。第一开关元件电连接于电力线和第一节点之间。第二开关元件电连接于第二节点和第一节点之间。第三开关元件电连接于第三节点和第二节点之间,第三节点电连接到第二 DC 电源的正端子。第四开关元件电连接于第二 DC 电源的负端子和第三节点之间。第一电抗器电连接于第二节点和第一 DC 电源的正端子之间。第二电抗器电连接于第一节点和第二 DC 电源的正端子之间。

[0018] 更优选地,在第一工作模式中,电力变换器根据用于第一 DC 电源和电力线之间的 DC 电压变换的第一控制信号和用于第二 DC 电源和电力线之间的 DC 电压变换的第二控制信号的逻辑和,控制第一到第四开关元件的导通 / 关断,使得第一和第三开关元件互补地导通 / 关断,第二和第四开关元件互补地导通 / 关断。

[0019] 优选地,在所述第一工作模式中,所述电力变换器控制所述第一和第二 DC 电源之一和所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述输出电压变得等于命令电压,并控制所述第一和第二 DC 电源中的另一个与所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述 DC 电源中的所述另一个的电流变得等于命令电流。

[0020] 更优选地,在第二工作模式中,所述电力变换器根据用于串联连接的第一和第二 DC 电源与电力线之间的 DC 电压变换的控制信号,控制第一到第四开关元件的导通 / 关断,使得第三开关元件固定为导通,而第二和第四开关元件与第一开关元件互补地导通 / 关断。

[0021] 优选地,在所述第二工作模式中,所述电力变换器控制串联连接的第一和第二 DC 电源与所述电力线之间的所述 DC 电压变换,使得所述输出电压变得等于命令电压。

[0022] 优选地,根据用于将所述第一和第二 DC 电源与所述电力线并联或串联连接的控制信号与用于所述第一或第二工作模式中的所述 DC 电压变换的控制信号的逻辑和,控制所述多个开关元件中的每个。

[0023] 优选地,多个开关元件包括这样的开关元件,该开关元件在所述第二工作模式中固定为导通以串联连接所述第一和第二 DC 电源,并且在所述第一工作模式中根据用于控制所述输出电压的 DC 电压变换的占空比而导通 / 关断。

[0024] 优选地,多个开关元件中的至少一部分布置成包括在第一工作模式中形成于第一 DC 电源和电力线之间的第一电力变换路径以及第一工作模式中形成于第二 DC 电源和电力线之间的第二电力变换路径中。

[0025] 更优选地,在第一工作模式中,根据用于第一 DC 电源和电力线之间的 DC 电压变换的第一控制信号和用于第二 DC 电源和电力线之间的 DC 电压变换的第二控制信号的逻辑和,导通 / 关断所述开关元件中的至少一部分。在第二工作模式中所述开关元件中的至少一部分被分类为:固定为导通以串联连接所述第一和第二 DC 电源的开关元件;以及根据用于控制所述输出电压的 DC 电压变换的占空比导通 / 关断的开关元件。

[0026] 优选地,所述第一和第二 DC 电源具有彼此不同的额定输出电压。或者,所述第一和第二 DC 电源具有彼此不同的输出能量密度和彼此不同的输出功率密度。

[0027] 发明的有利效果

[0028] 根据本发明,通过控制多个开关元件,能够在 DC 电压变换在两个串联连接的 DC 电源和负载之间执行的工作模式(串联连接模式)和 DC 电压变换在两个并联连接的 DC 电源和负载之间执行的工作模式(并联连接模式)之间切换。通过在串联连接模式和并联连接模式之间切换,能够控制输出给负载的电压的同时,考虑到供电系统的效率和输出电力的安全性而有效利用两个 DC 电源。

附图说明

[0029] [图 1] 图 1 是示出了根据本发明实施例的供电系统的示例性配置的电路图。

[0030] [图 2] 图 2 示出了普通升压断路器电路的配置。

[0031] [图 3] 图 3 包括示出了图 2 所示升压断路器电路的工作的电路图。

[0032] [图 4] 图 4 包括示出了并联连接模式中的第一电路操作的电路图。

[0033] [图 5] 图 5 包括示出了并联连接模式中的第二电路操作的电路图。

[0034] [图 6] 图 6 包括电路图,示出了在图 4 所示的电路操作时用于电抗器的再循环路径。

[0035] [图 7] 图 7 包括电路图,示出了在图 5 所示的电路操作时用于电抗器的再循环路径。

[0036] [图 8] 图 8 包括电路图,示出了串联连接模式中的电路操作。

[0037] [图 9] 图 9 包括电路图,示出了在图 8 所示的电路操作时用于电抗器的再循环路径。

[0038] [图 10] 图 10 包括电路图,示出了在并联连接模式中用于第一 DC 电源的 DC 电压变换(升压操作)。

[0039] [图 11] 图 11 包括电路图,示出了在并联连接模式中用于第二 DC 电源的 DC 电压变换(升压操作)。

[0040] [图 12] 图 12 包括电路图,示出了在串联连接模式中的 DC 电压变换(升压操作)。

[0041] [图 13] 图 13 是方框图,示出了在并联连接模式中从负载侧看到的等效电路。

[0042] [图 14] 图 14 是表示用于控制第一电源的示例性操作的波形图。

[0043] [图 15] 图 15 是表示用于控制第二电源的示例性操作的波形图。

[0044] [图 16] 图 16 示出了使电源用作电压源的控制块的示例性配置。

[0045] [图 17] 图 17 示出了使电源用作电流源的控制块的示例性配置。

[0046] [图 18] 图 18 是示出了并联连接模式中各种控制数据的设置的表格。

[0047] [图 19] 图 19 是方框图,示出了在串联连接模式中从负载侧看到的等效电路。

[0048] [图 20] 图 20 是表示串联连接模式中示例性控制操作的波形图。

[0049] [图 21] 图 21 示出了串联连接模式中电源控制块的示例性配置。

[0050] [图 22] 图 22 是示出了串联连接模式中各种控制数据的设置的表格。

[0051] [图 23] 图 23 是电路图,示出了应用了根据本发明实施例的供电系统的供电系统的示例性配置。

[0052] [图 24] 图 24 是示出了图 23 所示供电系统中并联连接模式下示例性控制操作的波形图。

[0053] [图 25] 图 25 是示出了图 23 所示供电系统中串联连接模式下示例性控制操作的波形图。

[0054] [图 26] 图 26 是电路图,示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的示例性配置。

[0055] [图 27] 图 27 是电路图,示出了图 26 所示供电系统中结合的桥式变换器的配置。

[0056] [图 28] 图 28 是示出了桥式变换器的直接电压升 / 降模式中切换操作的表格。

[0057] [图 29] 图 29 是示出了桥式变换器的间接电压升 / 降模式中切换操作的表格。

[0058] [图 30] 图 30 是示出了根据本发明实施例的修改的供电系统中工作状态控制 (duty control) 的波形图。

[0059] [图 31] 图 31 是示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的直接电压升 / 降模式中并联连接模式下开关元件的导通 / 关断控制的表格。

[0060] [图 32] 图 32 是示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的直接电压升 / 降模式中串联连接模式下开关元件的导通 / 关断控制的表格。

[0061] [图 33] 图 33 是示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的间接电压升 / 降模式中并联连接模式下开关元件的导通 / 关断控制的表格。

[0062] [图 34] 图 34 是示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的间接电压升 / 降模式中串联连接模式下开关元件的导通 / 关断控制的表格。

具体实施方式

[0063] 在下文中将参考附图详细描述本发明的实施例。在附图中,用相同的附图标记表示相同或对应部分,基本不会重复其描述。

[0064] (电路配置)

[0065] 图 1 是电路图,示出了根据本发明实施例的供电系统的示例性配置。

[0066] 参考图 1,供电系统 5 包括 DC 电源 10 和 20、负载 30 和电力变换器 50。在本实施例中,例如,由诸如锂离子二次电池或镍氢电池的二次电池形成 DC 电源 10。另一方面,由输出特性优异的 DC 电压源元件,例如电双层电容器或锂离子电容器,形成 DC 电源 20。DC 电源 10 和 20 分别对应于“第一 DC 电源”和“第二 DC 电源”。

[0067] 电力变换器 50 连接在 DC 电源 10 和 20 与负载 30 之间。电力变换器 50 被配置成根据电压命令值,控制连接到负载 30 的电力线 PL 上的 DC 电压(在下文中也称为输出电压 V_o)。

[0068] 负载 30 用于接收电力变换器 50 的输出电压 V_o 。将输出电压 V_o 的电压命令值设置为适于负载 30 工作的值。可以根据负载 30 的状态,可变地设置电压命令值。负载 30 可以被配置成能够产生充电电力,对 DC 电源 10 和 20 充电。

[0069] 电力变换器 50 包括功率半导体开关元件 S1 到 S4,以及电抗器 L1 和 L2。在本实施例中,作为功率半导体开关元件(这里以后也简称为“开关元件”),可以使用 IGBT (绝缘栅双极性晶体管)、功率 MOS (金属氧化物半导体)晶体管或功率双极性晶体管。对于开关元件 S1 到 S4,布置反平行的二极管 D1 到 D4。此外,可以响应于未示出的控制信号对开关元

件 S1 到 S4 进行导通 / 关断控制。

[0070] 开关元件 S1 电连接于电力线 PL 和节点 N1 之间。电抗器 L2 连接于节点 N1 和 DC 电源 20 的正端子之间。开关元件 S2 电连接于节点 N1 和 N2 之间。电抗器 L1 连接于节点 N2 和 DC 电源 10 的正端子之间。开关元件 S3 电连接于节点 N2 和 N3 之间。开关元件 S4 电连接于节点 N3 和地线 GL 之间。地线 GL 电连接到负载 30 和 DC 电源 10 的负端子。

[0071] 图 1 中所示的电力变换器 50 被配置成包括针对 DC 电源 10 和 20 的每个的升压断路器电路。

[0072] 图 2 示出了普通升压断路器电路的配置。

[0073] 参考图 2, 升压断路器电路 CHP 具有上臂开关元件 Su(在下文中也称为上臂元件)、下臂开关元件 S1 (在下文中也称为下臂元件) 和电抗器 L。

[0074] 电抗器 L 电连接到上臂元件 Su 和下臂元件 S1 之间的节点以及 DC 电源 PS 的正端子。上臂元件 Su 和下臂元件 S1 串联连接在电力线 PL 和地线 GL 之间。在升压断路器电路 CHP 中, 交替提供上臂元件 Su 的导通周期(下臂元件 S1 关断)和下臂元件 S1 的导通周期(上臂元件 Su 关断)。

[0075] 如图 3 的(a) 所示, 在下臂元件 S1 的导通周期中, 形成通过 DC 电源 PS- 电抗器 L- 开关元件 S1 的电流路径 101。于是, 在电抗器 L 中存储了能量。

[0076] 另一方面, 如图 3 的(b) 所示, 在下臂元件 S1 关断的上臂元件 Su 的导通周期中, 形成通过 DC 电源 PS- 电抗器 L- 上臂元件 Su- 负载 LD 的电流路径 102。因此, 向负载 LD 供应下臂元件 S1 导通周期期间在电抗器 L 中存储的能量和来自 DC 电源 PS 的能量。因此, 使得向负载 LD 输出的电压高于 DC 电源 PS 的输出电压。

[0077] 此外, 由于在下臂元件 S1 的关断周期中上臂元件 Su 导通, 可以与负载 LD 双向交换电力。具体而言, 有可能从负载 LD 接收再生电流, 同时控制输出电压 Vo, 而不需要相对于电力变换器 50 和负载 LD 之间电流方向进行控制切换。

[0078] 已知由下面的等式(1), 利用 DC 电源 PS 的电压 Vi、对负载 LD 的输出电压 VH 和下臂元件的占空比 DT, 表达升压断路器电路 CHP 的电压变换比(升压比)。在这里, 由下臂元件的导通周期与切换周期的比值定义占空比 DT, 在所述切换周期中交替导通 / 关断上臂元件和下臂元件。

[0079] $VH=1/(1-DT) \times Vi \dots (1)$

[0080] 电力变换器 50 的特征在于, 通过开关元件 S1 到 S4 的控制, 在并联连接模式和串联连接模式之间切换它, 在并联连接模式中, 并联连接的 DC 电源 10 和 20 向 / 从负载 30 交换电力, 在串联连接模式中, 串联连接的 DC 电源 10 和 20 向 / 从负载 30 交换电力。

[0081] 在并联连接模式中, 在 DC 电源 10 和 20 并联连接的情况下执行用于控制电力线 PL 的输出电压 Vo 的 DC 电压变换。在串联连接模式中, 在 DC 电源 10 和 20 串联连接的情况下执行用于控制电力线 PL 的输出电压 Vo 的 DC 电压变换。并联连接模式对应于“第一操作模式”, 串联连接模式对应于“第二连接模式”。

[0082] (每种操作模式中的基本电路操作)

[0083] 将描述电力变换器 50 的每种操作模式中的基本电路操作。首先, 将描述电力变换器 50 并联连接模式中的操作。

[0084] 再次参考图 1, 在 DC 电源 10 和电力线 PL 之间, 提供第一升压断路器电路, 其具有

由开关元件 S1 和 S2 形成的图 2 的上臂元件 Su 和由开关元件 S3 和 S4 形成的图 2 的下臂元件 Sl。

[0085] 类似地,在 DC 电源 20 和电力线 PL 之间,提供第二升压断路器电路,其具有由开关元件 S2 和 S3 形成的图 2 的下臂元件 Sl 和由开关元件 S1 和 S4 形成的图 2 的上臂元件 Su。

[0086] 通过这种方式,第一和第二升压断路器电路都是由开关元件 S1 到 S4 形成的。换言之,能够理解,开关元件 S1 到 S4 中的每个都设置成包含在由第一升压断路器电路实现的电源 10 和电力线 PL 的电力转换路径中,和由第二断路器电路实现的 DC 电源 20 和电力线 PL 之间的电力转换路径中。

[0087] 如图 4 和 5 所示,通过导通开关元件 S4 或 S2,能够将 DC 电源 10 和 20 与电力线 PL 并联连接。在这里,在并联连接模式中,等效电路将根据 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 和 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 哪个更高而不同。

[0088] 如在图 4 的(a)所示,在 $V[2] > V[1]$ 时,通过导通开关元件 S4,DC 电源 10 和 20 通过开关元件 S2 和 S3 并联连接。此时等效电路如图 4 的(b)处所示。

[0089] 参考图 4 的(b),在 DC 电源 10 和电力线 PL 之间,通过开关元件 S3 的导通 / 关断控制,可以交替形成图 3 (a) 和(b)所示的下臂元件导通周期和上臂元件导通周期。类似地,在 DC 电源 20 和电力线 PL 之间,通过开关元件 S2 和 S3 的共同导通 / 关断控制,可以交替形成图 3 的(a)和(b)所示的下臂元件导通周期和上臂元件导通周期。开关元件 S1 用作控制从负载 30 的再生的开关。

[0090] 另一方面,如在图 5 的(a)所示,在 $V[1] > V[2]$ 时,通过导通开关元件 S2,DC 电源 10 和 20 通过开关元件 S3 和 S4 并联连接。此时等效电路如图 5 的(b)所示。

[0091] 参考图 5 的(b),在 DC 电源 20 和电力线 PL 之间,通过开关元件 S3 的导通 / 关断控制,可以交替形成图 3 (a) 和(b)所示的下臂元件导通周期和上臂元件导通周期。类似地,在 DC 电源 10 和电力线 PL 之间,通过开关元件 S3 和 S4 的共同导通 / 关断控制,可以交替形成图 3 的(a)和(b)所示的下臂元件导通周期和上臂元件导通周期。开关元件 S1 用作控制从负载 30 的再生的开关。

[0092] 在图 4 和 5 所示的电路操作中,在任何情况下都必须提供用于释放电抗器 L1 和 L2 中所存能量的路径。这样做的理由是,在通过开关元件串联连接不同电流流经的电抗器时,存储的能量和电流之间的关系发生矛盾,可能导致产生火花,最终导致电路损坏。因此,必须要始终提供再循环路径,用于释放电路中电抗器 L1 和 L2 中存储的能量。

[0093] 图 6 示出了在图 4 所示电路操作时用于电抗器的再循环路径(并联连接模式, $V[2] > V[1]$)。图 6 (a)示出了用于电抗器 L1 的再循环路径和图 6 (b)示出了用于电抗器 L2 的再循环路径。

[0094] 参考图 6 的(a),在图 4 的(b)所示的等效电路中,可以通过电流路径 102 对电力运转状态中电抗器 L1 的电流再循环,电流路径 102 通过二极管 D2 和 D1、电力线 PL、负载 30 和地线 GL。此外,再生状态中电抗器 L1 的电流可以通过经二极管 D3 的电流路径 103 再循环。通过电流路径 102 和 103,可以释放电抗器 L1 中存储的能量。

[0095] 参考图 6 的(b),在图 4 的(b)所示的等效电路中,可以通过电流路径 104 对电力运转状态中电抗器 L2 的电流再循环,电流路径 104 通过二极管 D1、电力线 PL、负载 30 和地线 GL。此外,再生状态中电抗器 L2 的电流可以通过经二极管 D3 和 D2 的电流路径 105 再循

环。通过电流路径 104 和 105,可以释放电抗器 L2 中存储的能量。

[0096] 图 7 示出了在图 5 所示电路操作时用于电抗器的再循环路径(并联连接模式, $V[1] > V[2]$)。图 7 (a)示出了用于电抗器 L1 的再循环路径和图 7 (b)示出了用于电抗器 L2 的再循环路径。

[0097] 参考图 7 的(b),在图 5 的(b)所示的等效电路中,可以通过电流路径 106 对电力运转状态中电抗器 L1 的电流再循环,电流路径 106 通过二极管 D1、电力线 PL、负载 30 和地线 GL。此外,再生状态中电抗器 L1 的电流可以通过经二极管 D4 和 D3 的电流路径 107 再循环。通过电流路径 106 和 107,可以释放电抗器 L1 中存储的能量。

[0098] 参考图 7 的(b),在图 5 的(b)处所示的等效电路中,可以通过电流路径 108 对电力运转状态中电抗器 L2 的电流再循环,电流路径 108 通过二极管 D1、电力线 PL、负载 30、地线 GL 和二极管 D4。此外,再生状态中电抗器 L2 的电流可以通过经二极管 D3 的电流路径 109 再循环。通过电流路径 108 和 109,可以释放电抗器 L2 中存储的能量。

[0099] 如上所述,在电压变换器 50 中,在并联连接模式操作期间的任何工作状态下,确保了释放电抗器 L1 和 L2 中存储能量的再循环路径。

[0100] 接下来,参考图 8 和 9,将描述串联连接模式中电力变换器 50 的工作。

[0101] 如图 8 的(a)所示,通过固定为导通开关元件 S3,可以将 DC 电源 10 和 20 串联连接到电力线 PL。此时等效电路如图 8 的(b)所示。

[0102] 参考图 8 的(b),在串联连接模式中,在串联连接的 DC 电源 10 和 20 和负载 30 之间,通过开关元件 S2 和 S3 的共同导通 / 关断控制,可以交替形成图 3 的(a)和(b)所示的下臂元件导通周期和上臂元件导通周期。开关元件 S1 在开关元件 S2 和 S3 的关断周期中被导通,用作控制来自负载 30 的再生的开关。此外,通过固定为导通的开关元件 S3,等效地形成连接电抗器 L1 到开关元件 S4 的线 15。

[0103] 在图 8 所示的电路操作中,也必须提供用于释放电抗器 L1 和 L2 中所存能量的再循环路径,如参考图 6 和 7 所述。

[0104] 图 9 示出了在图 8 所示的电路操作时(串联连接模式)电抗器的再循环路径。图 9 (a)示出了在电力运行状态下的再循环路径,图 9 (b)示出在再生状态下的再循环路径。

[0105] 参考图 9 的(a),在图 8 的(b)处所示的等效电路中,可以通过电流路径 111 对电力运转状态中电抗器 L1 的电流再循环,电流路径 111 通过线 15、二极管 D2 和 D1、电力线 PL、负载 30 和地线 GL。此外,电力运行状态中电抗器 L2 的电流可以通过经二极管 D1、电力线 PL、负载 30、二极管 D4 和线路 15 的电流路径 112 再循环。在同时导通 / 关断开关元件 S2 和 S4 时,同样的电流流经电抗器 L1 和 L2,因此,没有电流流经线路 15。结果,没有电流流经二极管 D2 和 D4。

[0106] 参考图 9 的(b),在图 8 的(b)所示的等效电路中,再生状态中的电抗器 L1 的电流可以通过经二极管 D4 和线路 15 的电流路径 113 而再循环。类似地,再生状态中电抗器 L2 的电流可以通过经二极管 D2 和线路 15 的电流路径 114 再循环。在同时导通 / 关断开关元件 S2 和 S4 时,同样的电流流经电抗器 L1 和 L2,因此,同样的电流流经二极管 D2 和 D4。结果,没有电流流经线路 15。

[0107] 如上所述,在电压变换器 50 中,在串联连接模式操作期间的电力运行状态和再生状态下,都确保了释放电抗器 L1 和 L2 中存储的能量的再循环路径。

[0108] 在下文中,将详细描述电力变换器 50 进行的具体 DC 电压变换操作。首先,参考图 10 和 11,将描述并联连接模式中的电压升高(升压)操作。

[0109] 图 10 示出了并联连接模式中 DC 电源 10 的 DC 电压变换(升压操作)。

[0110] 参考图 10 的(a),通过导通一对开关元件 S3 和 S4 并关断一对开关元件 S1 和 S2,形成用于在电抗器 L1 中存储能量的电流路径 120。于是,如在图 3 的(a)那样,实现了升压断路器电路的下臂元件导通的状态。

[0111] 相反,参考图 10 的(b),通过导通一对开关元件 S1 和 S2 并关断一对开关元件 S3 和 S4,形成了电流路径 121,用于与 DC 电源 10 的能量一起输出电抗器 L1 中存储的能量。于是,如在图 3 的(b)那样,实现了升压断路器电路的上臂元件导通的状态。

[0112] 通过交替重复第一周期和第二周期,交替形成图 10 (a) 的电流路径 120 和图 10 (b)的电流路径 121,在第一周期中,一对开关元件 S3 和 S4 导通,开关元件 S1 和 S2 中的至少一个关断,在第二周期中,一对开关元件 S1 和 S2 导通,开关元件 S3 和 S4 中的至少一个关断。

[0113] 结果,为 DC 电源 10 形成了这样的升压断路器电路,其具有一对开关元件 S1 和 S2 作为上臂元件的等价物,一对开关元件 S3 和 S4 作为下臂元件的等价物。在图 10 中所示的 DC 电压变换操作中,没有通往 DC 电源 20 的电流循环路径,因此,DC 电源 10 和 20 彼此不干扰。具体而言,可以独立地控制向 DC 电源 10 和 20 的电力输入 / 从 DC 电源 10 和 20 的电力输出。

[0114] 在这样的 DC 电压变换中,下面的等式(2)表示的关系在 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 和电力线 PL 的输出电压 V_o 之间成立。在等式(2)中, D_a 表示一对开关元件 S3 和 S4 导通的第一周期的占空比。

[0115] $V_o = 1 / (1 - D_a) \times V[1] \dots (2)$

[0116] 图 11 示出了并联连接模式中 DC 电源 20 的 DC 电压变换(升压操作)。

[0117] 参考图 11 的(a),通过导通一对开关元件 S2 和 S3 并关断一对开关元件 S1 和 S4,形成用于在电抗器 L2 中存储能量的电流路径 130。于是,如在图 3 的(a)那样,实现了升压断路器电路的下臂元件导通的状态。

[0118] 相反,参考图 11 的(b),通过导通一对开关元件 S1 和 S4 并关断一对开关元件 S2 和 S3,形成了电流路径 131,用于与 DC 电源 20 的能量一起输出电抗器 L2 中存储的能量。于是,如在图 3 的(b)处那样,实现了升压断路器电路的上臂元件导通的状态。

[0119] 通过交替重复第一周期和第二周期,交替形成图 11 (a) 的电流路径 130 和图 11 (b)的电流路径 131,在第一周期中,一对开关元件 S2 和 S3 导通,开关元件 S1 和 S4 中的至少一个关断,在第二周期中,一对开关元件 S1 和 S4 导通,开关元件 S2 和 S3 中的至少一个关断。

[0120] 结果,为 DC 电源 20 形成了这样的升压断路器电路,其具有一对开关元件 S1 和 S4 作为上臂元件的等价物,一对开关元件 S2 和 S3 作为下臂元件的等价物。在图 11 中所示的 DC 电压变换操作中,没有通往 DC 电源 10 的电流循环路径,因此,DC 电源 10 和 20 彼此不干扰。具体而言,可以独立地控制向 DC 电源 10 和 20 的电力输入 / 从 DC 电源 10 和 20 的电力输出。

[0121] 在这样的 DC 电压变换中,下面的等式(3)表示的关系在 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 和

电力线 PL 的输出电压 V_o 之间成立。在等式(3)中, Db 表示一对开关元件 S2 和 S3 导通的第一周期的占空比。

[0122] $V_o = 1 / (1 - Db) \times V[2] \dots (3)$

[0123] 接下来,参考图 12,将描述串联连接模式中的 DC 电压变换(升压操作)。

[0124] 参考图 12 的(a),开关元件 S3 固定导通,用于串联连接 DC 电源 10 和 20,一对开关元件 S2 和 S4 导通,开关元件 S1 关断。结果,形成了用于在电抗器 L1 和 L2 中存储能量的电流路径 140 和 141。结果,对于串联连接的 DC 电源 10 和 20,如在图 3 (a) 那样,实现了升压断路器电路的下臂元件导通的状态。

[0125] 参考图 12 的(b),在开关元件 S3 固定导通的同时,与图 12 (a) 相反,关断一对开关元件 S2 和 S4 并导通开关元件 S1。于是,形成了电流路径 142。通过电流路径 142,向电力线 PL 输出来自串联连接的 DC 电源 10 和 20 的能量和电抗器 L1 和 L2 中存储的能量之和。结果,对于串联连接的 DC 电源 10 和 20,如在图 3 (b) 那样,实现了升压断路器电路的上臂元件导通的状态。

[0126] 在开关元件 S3 保持导通的情况下,通过交替重复第一周期和第二周期,交替形成图 12 (a) 的电流路径 140 和 141 和图 12 (b) 的电流路径 142,在第一周期中,一对开关元件 S2 和 S4 导通,开关元件 S1 关断,在第二周期中,开关元件 S1 导通,开关元件 S2 和 S4 中的至少一个关断。

[0127] 在串联连接模式中的 DC 电压变换中,下面的等式(4)表示的关系在 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 、DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 和电力线 PL 的输出电压 V_o 之间成立。在等式(4)中, Dc 表示一对开关元件 S2 和 S4 导通的第一周期的占空比。

[0128] $V_o = 1 / (1 - Dc) \times (V[1] + V[2]) \dots (4)$

[0129] 不过要指出的是,如果 $V[1]$ 和 $V[2]$ 是不同的或如果电抗器 L1 和 L2 具有不同的感应系数,在图 12 (a) 所示的操作结束时电抗器 L1 和 L2 会具有不同的电流值。因此,在刚刚转变到图 12 (b) 所示的操作之后,如果电抗器 L1 的电流更大,差电流流经电流路径 143。如果电抗器 L2 的电流更大,差电流流经电流路径 144。

[0130] (每种操作模式中的特定控制操作)

[0131] 接下来,将描述电力变换器 50 的每种操作模式下的具体控制操作。首先,参考图 13 到 18,将描述并联连接模式中的控制操作。

[0132] 图 13 示出了并联连接模式中从负载一侧看到的等效电路。

[0133] 参考图 13,在并联连接模式中,在 DC 电源 10 和负载 30 之间进行 DC 电力变换的电源 PS1 以及在 DC 电源 20 和负载 30 之间进行 DC 电力变换的电源 PS2 并行地与负载 30 交换电力。电源 PS1 对应于执行图 10 中所示 DC 电压变换操作的升压断路器电路。类似地,电源 PS2 对应于执行图 11 中所示 DC 电压变换操作的升压断路器电路。

[0134] 具体而言,电源 PS1 具有 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 和输出电压 V_o 之间的 DC 电压变换功能,电压变换比由等式(2)表示。类似地,电源 PS2 具有 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 和输出电压 V_o 之间的 DC 电压变换功能,电压变换比由等式(3)表示。

[0135] 在并联连接模式中,如果对两个电源同时进行共同控制(输出电压 V_o 的电压控制),则在负载一侧上电源 PS1 和 PS2 并联连接,因此存在电路故障的可能性。因此,电源 PS1 和 PS2 之一充当控制输出电压 V_o 的电压源。电源 PS1 和 PS2 的另一个充当将电源电流调

节到电流命令值的电流源。控制电源 PS1 和 PS2 中每个的电压变换比,使得该电源充当电压源或电流源。

[0136] 在控制电源使得电源 PS1 充当电流源而电源 PS2 充当电压源时,以下等式(5)表示的关系在 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 、DC 电源 20 的电功率 $P[2]$ 、负载 30 的电功率 P_o 以及电流源的电流命令值 I_i^* 之间成立。

[0137] $P[2]=P_o-P[1]=P_o-V[1] \times I_i^* \dots (5)$

[0138] 通过设置电流命令值 I_i^* ,使得 $P^*=V[1] \times I_i^*$ 根据 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 的检测值而保持恒定,可以将形成电流源的 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 调节到功率命令值 P_i^* 。

[0139] 相反,在控制电源使得电源 PS2 充当电流源而电源 PS1 充当电压源时,下面的等式(6)表示的关系成立。

[0140] $P[1]=P_o-P[2]=P_o-V[2] \times I_i^* \dots (6)$

[0141] 类似地,也可以通过设置电流命令值 I_i^* ,使得 $P^*=V[2] \times I_i^*$ 保持恒定,将 DC 电源 20 的电功率 $P[2]$ 调节到功率命令值 P_i^* 。

[0142] 图 14 是表示用于控制与 DC 电源 10 对应的电源 PS1 的具体示例性操作的波形图。

[0143] 参考图 14,根据用于充当电压源的电压反馈控制(图 16)或根据用于充当电流源的电流反馈控制(图 17)计算电源 PS1 的占空比 D_a (参见等式(2))。在图 14 中,由相同的附图标记 D_a 表示代表占空比 D_a 的电压信号。

[0144] 基于占空比 D_a 和周期性载波信号 25 之间的比较,通过脉冲宽度调制(PWM)控制产生电源 PS1 的控制脉冲信号 SD_a 。通常,将三角形波用于载波信号 25。载波信号 25 的周期对应于每个开关元件的切换频率,载波信号 25 的幅度设置成对应于 $D_a=1.0$ 的电压。

[0145] 如果表示占空比 D_a 的电压高于载波信号 25 的电压,将控制脉冲信号 SD_a 设置成逻辑高电平(在下文中表示为 H 电平),如果电压低于载波信号 25 的电压,将其设置为逻辑低电平(在下文中表示为 L 电平)。控制脉冲信号 $/SD_a$ 是控制脉冲信号 SD_a 的反相信号。在占空比 D_a 变得更高时,控制脉冲信号 SD_a 的 H 电平周期变得更长。在占空比 D_a 变得更低时,控制脉冲信号 SD_a 的 L 电平周期变得更长。

[0146] 因此,控制脉冲信号 SD_a 对应于用于控制图 10 中所示升压断路器电路的下臂元件导通 / 关断的信号。具体而言,在控制脉冲信号 SD_a 的 H 电平周期中导通下臂元件,在 L 电平周期中关断下臂元件。另一方面,控制脉冲信号 $/SD_a$ 对应于用于控制图 10 中所示升压断路器电路的上臂元件导通 / 关断的信号。

[0147] 图 15 是表示用于控制与 DC 电源 20 对应的电源 PS2 的具体示例性操作的波形图。

[0148] 参考图 15,在电源 PS2 中,也是通过类似于电源 PS1 的脉冲宽度调制控制,基于占空比 D_b (参见等式(3))产生控制脉冲信号 SD_b 及其反相信号 $/SD_b$ 。具体而言,在占空比 D_b 变得更高时,控制脉冲信号 SD_b 的 H 电平周期变得更长。相反,在占空比 D_b 变得更低时,控制脉冲信号 SD_b 的 L 电平周期变得更长。

[0149] 因此,控制脉冲信号 SD_b 对应于用于控制图 11 中所示升压断路器电路的下臂元件导通 / 关断的信号。控制脉冲信号 $/SD_b$ 对应于用于控制图 11 中所示升压断路器电路的上臂元件导通 / 关断的信号。

[0150] 如果电源 PS1 充当电压源,根据使电源 PS2 充当电流源的电流反馈控制(图 17)计算占空比 D_b 。相反,如果电源 PS1 充当电流源,根据使电源 PS2 充当电压源的电压反馈控制

(图 16) 计算占空比 D_b 。

[0151] 图 16 示出了使电源充当电压源的控制块 201 的示例性配置。

[0152] 参考图 16, 控制块 201 根据通过输出电压 V_o 的电压命令值 V_o^* 和输出电压 V_o 之间的差异的 PI (比例积分) 运算获得的反馈控制量和前馈控制量 D_vFF 之和, 产生用于电压控制的占空比命令值 D_v 。传递函数 H_v 对应于充当电压源的电源 PS1 或 PS2 的传递函数。

[0153] 图 17 示出了使电源充当电流源的控制块 202 的示例性配置。

[0154] 参考图 17, 控制块 202 根据通过电流命令值 I_i^* 和电流受控的 DC 电源 10 或 20 的电流 I_i 之间的差异的 PI (比例积分) 运算获得的反馈控制量和前馈控制量 D_iFF 之和, 计算用于电流控制的占空比命令值 D_i 。传递函数 H_i 对应于充当电流源的电源 PS2 或 PS1 的传递函数。

[0155] 图 18 示出了并联连接模式中各种控制数据的设置。图 18 中所示表格的左列示出了将电源 PS1 (DC 电源 10) 用作电流源, 将电源 PS2 (DC 电源 20) 用作电压源时各种控制数据的设置。

[0156] 参考图 18 的左侧, 将用于电压控制的占空比命令值 D_v 用作电源 PS2 (DC 电源 20) 的占空比 D_b , 将用于电流控制的占空比命令值 D_i 用作电源 PS1 (DC 电源 10) 的占空比 D_a 。由电流控制控制的电流 I_i 是 DC 电源 10 的电流 $I[1]$ 。由电压控制控制的电压是输出电压 V_o , 无论将哪个电源 PS1 和 PS2 用作电压源。

[0157] 图 16 中的传递函数 H_v 对应于与图 11 所示 DC 电源 20 对应的升压断路器电路的传递函数。此外, 图 17 中的传递函数 H_i 对应于与图 10 所示 DC 电源 10 对应的升压断路器电路的传递函数。

[0158] 根据输出电压 V_o 和 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 之间的电压差设置电压控制中的前馈控制量 D_vFF , 如下面(7)所示。此外, 根据输出电压 V_o 和 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 之间的电压差设置电流控制的前馈控制量 D_iFF , 如下面(8)所示。

[0159] $D_vFF = (V_o - V[2]) / V_o \dots (7)$

[0160] $D_iFF = (V_o - V[1]) / V_o \dots (8)$

[0161] 根据占空比 D_a ($D_a = D_i$), 产生图 14 中所示的控制脉冲信号 SD_a 和 $/SD_a$ 。类似地, 根据占空比 D_b ($D_b = D_v$), 产生图 15 中所示的控制脉冲信号 SD_b 和 $/SD_b$ 。

[0162] 根据用于电源 PS1 的电流控制的控制脉冲信号和用于电源 PS2 的电压控制的控制脉冲信号的逻辑和, 分别设置用于控制开关元件 S1 到 S4 的导通 / 关断的控制信号 SG1 到 SG4。

[0163] 开关元件 S1 形成图 10 和 11 中所示升压断路器电路的每个中的上臂元件。因此, 通过控制脉冲信号 $/SD_a$ 和 $/SD_b$ 的逻辑和产生控制开关元件 S1 导通 / 关断的控制信号 SG1。具体而言, 在控制脉冲信号 $/SD_a$ 和 $/SD_b$ 中的至少一个处在 H 电平的周期中, 将控制信号 SG1 设置为 H 电平。在控制脉冲信号 $/SD_a$ 和 $/SD_b$ 都在 L 电平的周期中, 将控制信号 SG1 设置为 L 电平。

[0164] 结果, 对开关元件 S1 进行导通 / 关断控制, 使其实现图 10 中所示升压断路器电路 (DC 电源 10) 的上臂元件的功能以及图 11 中所示升压断路器电路 (DC 电源 20) 上臂元件的功能。

[0165] 开关元件 S2 形成图 10 中升压断路器电路的上臂元件和图 11 的升压断路器电路

的下臂元件。因此,根据控制脉冲信号 /SDa 和 SDb 的逻辑和产生控制开关元件 S2 导通 / 关断的控制信号 SG2。具体而言,在控制脉冲信号 /SDa 和 SDb 中的至少一个处在 H 电平的周期中,将控制信号 SG2 设置为 H 电平。在控制脉冲信号 /SDa 和 SDb 都在 L 电平的周期中,将控制信号 SG2 设置为 L 电平。结果,对开关元件 S2 进行导通 / 关断控制,使其实现图 10 中所示升压断路器电路(DC 电源 10)的上臂元件的功能以及图 11 中所示升压断路器电路(DC 电源 20)的下臂元件的功能。

[0166] 类似地,根据控制脉冲信号 SDa 和 SDb 的逻辑和产生用于开关元件 S3 的控制信号 SG3。于是,对开关元件 S3 进行导通 / 关断控制,使其实现图 10 中所示升压断路器电路(DC 电源 10)的下臂元件的功能以及图 11 中所示升压断路器电路(DC 电源 20)的下臂元件的功能。

[0167] 此外,根据控制脉冲信号 SDa 和 /SDb 的逻辑和产生用于开关元件 S4 的控制信号 SG4。于是,对开关元件 S4 进行导通 / 关断控制,使其实现图 10 中所示升压断路器电路(DC 电源 10)的下臂元件的功能以及图 11 中所示升压断路器电路(DC 电源 20)的上臂元件的功能。

[0168] 图 18 中所示表格的右列示出了将电源 PS1 (DC 电源 10) 用作电压源,将电源 PS2 (DC 电源 20) 用作电流源时各种控制数据的设置。

[0169] 参考图 18 的右侧,将用于电压控制的占空比命令值 Dv 用作电源 PS1(DC 电源 10) 的占空比 Da,将用于电流控制的占空比命令值 Di 用作电源 PS2 (DC 电源 20) 的占空比 Db。由电流控制控制的电流 Ii 是 DC 电源 20 的电流 I[2]。由电压控制控制的电压是输出电压 Vo。

[0170] 图 16 中的传递函数 Hv 对应于与图 10 所示 DC 电源 10 对应的升压断路器电路的传递函数。此外,图 17 中的传递函数 Hi 对应于与图 11 所示 DC 电源 20 对应的升压断路器电路的传递函数。

[0171] 根据输出电压 Vo 和 DC 电源 10 的电压 V[1] 之间的电压差设置电压控制中的前馈控制量 DvFF,如下面(9)所示。此外,根据输出电压 Vo 和 DC 电源 20 的电压 V[2] 之间的电压差设置电流控制中的前馈控制量 DiFF。

$$[0172] \quad DvFF = (Vo - V[1]) / Vo \dots (9)$$

$$[0173] \quad DiFF = (Vo - V[2]) / Vo \dots (10)$$

[0174] 根据占空比 Da (Da=Dv),产生图 14 中所示的控制脉冲信号 SDa 和 /SDa。类似地,根据占空比 Db (Db=Di),产生图 15 中所示的控制脉冲信号 SDb 和 /SDb。

[0175] 根据用于电源 PS1 的电压控制的控制脉冲信号和用于电源 PS2 的电流控制的控制脉冲信号的逻辑和,分别设置用于控制开关元件 S1 到 S4 的导通 / 关断的控制信号 SG1 到 SG4。因此,以与图 18 中左列所示相同的方式产生用于开关元件 S1 到 S4 的控制信号 SG1 到 SG4。

[0176] 在并联连接模式中,将控制信号 SG2 和 SG4 设置成互补电平,因此,以互补方式导通 / 关断开关元件 S2 和 S4。因此,自然切换了图 4 中所示 V[2] > V[1] 时的操作和图 5 中所示 V[1] > V[2] 时的操作。此外,在每个操作中,互补地切换开关元件 S1 和 S3,因此,可以分别在电源 PS1 和 PS2 中进行根据占空率 Da 和 Db 的 DC 电压变换。

[0177] 接下来,使用图 19 到 22,将描述串联连接模式中的控制操作。

[0178] 图 19 示出了串联连接模式中从负载一侧看到的等效电路。

[0179] 参考图 19, 在串联连接模式中, 将电源 PS1 和 PS2 串联连接到负载 30。因此, 流经电源 PS1 和 PS2 的电流是公共的。因此, 为了控制输出电压 V_o , 电源 PS1 和 PS2 有必要是共同由电压控制的。

[0180] 串联连接的电源 PS1 和 PS2 对应于执行图 12 中所示 DC 电压变换操作的升压断路器电路。具体而言, 电源 PS1 和 PS2 具有 DC 电压变换功能, DC 电源 10 和 20 的电压 $V[1]$ 和 $V[2]$ 之和与输出电压 V_o 之间的电压变换比由等式(4)表示。

[0181] 在串联连接模式中, 不能直接控制 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 和 DC 电源 20 的电功率 $P[2]$ 。在 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 和电压 $V[1]$ 与 DC 电源 20 的电功率 $P[2]$ 和电压 $V[2]$ 之间, 下面的等式(11)表示的关系成立。要指出的是, 如在并联连接模式中那样, 电功率 $P[1]$ 和 $P[2]$ 之和构成负载 30 的电功率 P_o ($P_o = P[1] + P[2]$)。

[0182] $P[1]:P[2]=V[1]:V[2] \dots (11)$

[0183] 参考图 20, 通过用于电压源操作的电压反馈控制(图 21)计算电源 PS1 和 PS2 公共的占空比 D_c (参见等式(4))。在图 20 中, 由相同的附图标记 D_c 表示代表占空比 D_c 的电压信号。

[0184] 由类似于图 14 和 15 所示的脉冲宽度调制控制, 基于占空比 D_c (参见等式(4))产生控制脉冲信号 SD_c 。控制脉冲信号 $/SD_c$ 是控制脉冲信号 SD_c 的反相信号。在占空比 D_c 变得更高时, 控制脉冲信号 SD_c 的 H 电平周期变得更长。相反, 在占空比 D_c 变得更低时, 控制脉冲信号 SD_c 的 L 电平周期变得更长。

[0185] 因此, 控制脉冲信号 SD_c 对应于用于控制图 12 中所示升压断路器电路的下臂元件导通 / 关断的信号。另一方面, 控制脉冲信号 $/SD_c$ 对应于用于控制图 12 中所示升压断路器电路的上臂元件导通 / 关断的信号。

[0186] 图 21 示出了串联连接模式中控制块 203 的示例性配置。

[0187] 参考图 21, 控制块 203 根据通过输出电压 V_o 的电压命令值 V_o^* 和输出电压 V_o 之间的差异的 PI (比例积分) 运算获得的反馈控制量和前馈控制量 $DvFF$ 之和, 产生用于电压控制的占空比命令值 D_v 。传递函数 H_v 对应于串联连接的电源 PS1 和 PS2 的传递函数。

[0188] 图 22 示出了串联连接模式中各种控制数据的设置。

[0189] 参考图 22, 将用于图 21 所示电压控制的占空比命令值 D_v 用作占空比 D_c 。由电压控制控制的电压是输出电压 V_o 。图 21 中的传递函数 H_v 对应于图 12 中所示升压断路器电路的传递函数。此外, 根据串联连接的电源电压 $V[1]+V[2]$ 和输出电压 V_o 之间的电压差设置前馈控制量 $DvFF$, 如下面的等式(12)所示。

[0190] $DvFF = (V_o - (V[2] + V[1])) / V_o \dots (12)$

[0191] 根据占空比 D_c ($D_c = D_v$), 产生图 20 所示的控制脉冲信号 SD_c 和 $/SD_c$ 。

[0192] 根据用于控制图 12 中所示升压断路器电路的控制脉冲信号 SD_c 和 $/SD_c$, 分别设置用于控制开关元件 S1 到 S4 的导通 / 关断的控制信号 SG1 到 SG4。

[0193] 在串联连接模式中, 通过使开关元件 S3 固定为导通, 将 DC 电源 10 和 20 串联连接。因此, 控制信号 SG3 被固定在 H 电平。

[0194] 开关元件 S1 形成图 12 中所示升压断路器电路中的上臂元件。因此, 将控制脉冲信号 $/SD_c$ 用作控制信号 SG1。此外, 开关元件 S2 和 S4 形成图 12 的升压断路器电路中的下

臂元件。因此,将控制脉冲信号 SDc 用作控制信号 SG2 和 SG4。

[0195] 接下来,将描述要具体应用本实施例的供电系统 5 的供电系统的示例性配置和操作。

[0196] 图 23 是电路图,示出了要应用根据本发明实施例的供电系统的供电系统的示例性配置。

[0197] 参考图 23,将具有多个串联连接的电池单元的电池组件用作 DC 电源 10。此外,将多个串联连接的电双层电容器用作 DC 电源 20。此外,在来自电力变换器 50 的 DC 电压输出到的电力线 PL 和地线 GL 之间,提供平滑电容器 35。

[0198] 负载 30 包括三相逆变器 31 和电动机发电机 32,逆变器 31 用于将电力线 PL 上的 DC 电压变换成三相 AC 电压,电动机发电机 32 从三相逆变器 31 接收三相 AC 电压以工作。例如,电动机发电机 32 由例如安装于电动车辆或混合动力车辆上的牵引电动机形成。具体而言,在电动车辆或混合动力车辆减速时,电动机发电机 32 进行电力再生。在电动机发电机 32 工作以产生电力时,三相逆变器 31 将电动机发电机 32 产生的三相 AC 电功率转换成 DC 电功率并将其输出到电力线 PL。通过 DC 电功率,可以对 DC 电源 10 和 / 或 DC 电源 20 充电。

[0199] 在图 23 的示例性配置中,优选将二次电池形成的 DC 电源 10 用作主电源,将电双层电容器形成的 DC 电源 20 用作子电源。因此,在并联连接模式中,为了通过控制 DC 电源 10 的电功率而防止二次电池过量充电或过量放电,对 DC 电源 10 进行电流控制。对 DC 电源 20 进行电压控制。

[0200] 图 24 示出了并联连接模式中的示例性控制操作。

[0201] 参考图 24,在并联连接模式中,通过图 16 和 17 所示的电压控制和电流控制将输出电压 V_o 维持在电压命令值 V_o^* 。假设在时间点 t_1 和 t_2 之间,负载 30 (电动机发电机 32) 消耗电功率 P_o 。

[0202] 在这里,根据电流命令值 I^* (功率命令值) 将受到电流控制的 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 调节成基本在恒定值。此外,二次电池形成的 DC 电源 10 的电压 $V[1]$ 不会在短时间内显著变化。

[0203] 由于 DC 电源 20 受到电压控制,所以从 DC 电源 20 供应覆盖 DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 相对于负载 30 的电功率 P_o 短缺的电功率,以便将输出电压 V_o 维持在电压命令值 V_o^* 。

[0204] 由电双层电容器形成的 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 根据充电 / 放电而以高灵敏度变化。具体而言,已知在电双层电容器的电能 E_c 、该电容器的电容 C 和该电容器的电压 V_c 之间,关系 $E_c = (1/2) \times C \times V_c \times V_c$ 成立。因此,在从 DC 电源 20 输出电功率 $P[2]$ ($P[2] = P_o - P[1]$) 时,DC 电源 20 的电功率 $P[2]$ 减小。

[0205] 通过这种方式,在并联连接模式中,根据电压命令值 V_o^* 控制输出电压 V_o ,可以并行地在负载 30 与 DC 电源 10 和 20 之间交换电力。因此,即使难以确保来自一个 DC 电源的输出(例如,在温度极低时),也能够供应负载 30 所需的能量。此外,由于可以独立地控制 DC 电源 10 和 20 的电功率,所以能够更精确地管理 DC 电源 10 和 20 中每个的电功率。具体而言,可以以更高的安全性使用 DC 电源 10 和 20 中的每个。此外,由于可以独立地控制 DC 电源 10 和 20,所以能够在 DC 电源 10 和 20 之间交换电力。结果,例如,在开始负载 30 的工作之前,能够通过电力线 PL 利用 DC 电源 10 和 20 中的一个对 DC 电源 10 和 20 中的另一个预

先充电。

[0206] 尽管未示出,但在负载 30 (电动机发电机 32)产生电力的再生状态中,可以利用输出电压 V_o 的控制同时实现配电控制,以通过电流控制将充入 DC 电源 10 中的电功率 $P[1]$ 维持在恒定值,并由 DC 电源 20 接收剩余电功率。

[0207] 图 25 示出了串联连接模式中的示例性控制操作。在图 25 中,假设在时间点 t_1 和 t_2 之间,负载 30 (电动机发电机 32)消耗电功率 P_o 。

[0208] 参考图 25,在串联连接模式中,DC 电源 10 和 20 的电流是公共的。因此,如等式 (11) 所示,在 DC 电源 10 和 20 之间,根据电压 $V[1]$ 和 $V[2]$ 的比例确定功率 $P[1]$ 和 $P[2]$ 之间的比例。

[0209] 在时间点 t_1 和 t_2 之间,在释放能量的时候,电容器形成的 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 显著下降。因此,进行电压控制,使得在 DC 电源 20 的电压 $V[2]$ 降低时,DC 电源 10 的电功率 $P[1]$ 增大。因此,即使在 t_1 和 t_2 之间的时间段内,也可以将输出电压 V_o 维持在电压命令值 V_o^* 。

[0210] 如图 25 中所示,由于 DC 电源 10 和 20 是串联连接的,所以能够用尽 DC 电源之一 (DC 电源 20) 中存储的能量。这种情况的原因在于,由于在串联连接模式中根据电压 $V[1]$ + $V[2]$ 与输出电压 V_o 之比设置占空比 D_c ,所以即使在 DC 电源之一的电压降低时,其值也不会非常大。

[0211] 相反,在并联连接模式中,根据输出电压 V_o 与电压 $V[1]$ 或 $V[2]$ 之比设置占空比 D_a 和 D_b 。因此,如果 DC 电源之一的电压下降,它将会是接近 1.0 的值。在升压断路器电路的实际控制中,必须提供失效时间以可靠地防止上下臂元件被同时导通。因此,实际可能的占空比 D_a 和 D_b 均具有上限。因此,在仅有并联模式的情况下,如果 DC 电源之一的电压下降到特定水平,电压控制失效。具体而言,从用尽 DC 电源 10 和 20 中存储的能量的角度讲,并联连接模式有其限制。因此,从用尽 DC 电源 10 和 20 中存储的能量的角度讲,串联连接模式比并联连接模式更有利。

[0212] 此外,在串联连接模式中,假如负载 30 的电功率 P_o 是相同的,流经电力变换器 5 中开关元件 S_1 到 S_4 的电流低于并联连接模式。这种情况的原因在于,在串联连接模式中,由串联连接执行电压 $V[1]$ + $V[2]$ 的 DC 电压变换,而在并联连接模式中,电压 $V[1]$ 的 DC 电压变换获得的电流和电压 $V[2]$ 的 DC 电压变换获得的电流之和流经每个开关元件。因此,在串联连接模式中,可以降低开关元件处的功率损耗,因此可以提高效率。此外,在串联连接模式中,可以控制输出电压 V_o 而没有负载 30 与 DC 电源 10 和 20 之间电力交换期间发生的电压 $V[1]$ 和 $V[2]$ 波动的任何影响。

[0213] 如上所述,在根据本实施例的供电系统中,通过控制多个开关元件 S_1 到 S_4 ,可以有选择地使用两个 DC 电源 10 和 20 并联连接的模式和所述电源串联连接的模式。结果,能够有选择地使用对负载功率 (供应要消耗的电功率和接收产生的电功率) 有改善的响应且电功率的可管理性改善的并联连接,以及具有更高效率并允许所存储能量有更高可用性的串联连接。因此,可以有效地利用两个 DC 电源 10 和 20。

[0214] (供电系统的修改)

[0215] 图 26 是电路图,示出了根据本发明实施例的修改的供电系统的配置。

[0216] 参考图 26,根据实施例的修改的供电系统 5# 与图 1 所示供电系统 5 不同之处在

于其包括电力变换器 50#, 替代了电力变换器 50。与图 1 所示的电力变换器 50 不同之处在于, 电力变换器 50# 还包括开关元件 S5 到 S8。对于开关元件 S5 到 S8, 分别提供了对应的反并联二极管 D5 到 D8。

[0217] 电力变换器 50# 是电力变换器 50 和图 27 中所示桥式变换器 55# 的组合。

[0218] 参考图 27, 桥式变换器 55# 具有开关元件 Sa 到 Sd, 用于形成连接于 DC 电源和负载 LD 之间的全电桥。开关元件 Sa 形成功率源侧的上臂元件, 开关元件 Sb 形成功率源侧的下臂元件。开关元件 Sc 形成负载侧的上臂元件, 开关元件 Sd 形成负载侧的下臂元件。在开关元件 Sa 和 Sb 的节点以及开关元件 Sc 和 Sd 的节点之间电连接电抗器 L。

[0219] 在桥式变换器 55# 中, 能够有选择地应用直接电压升 / 降模式和间接电压升 / 降模式, 在直接电压升 / 降模式中, 可以在从电源 PS 到负载 LD 的电压升高 (升压) 操作 ($V_H > V_i$) 和电压下降 (降压) 操作 ($V_H < V_i$) 中共同控制切换, 在间接电压升 / 降模式中, 切换操作在升压操作和降压操作中改变。

[0220] 参考图 28, 在直接电压升 / 降模式中, 以互补方式交替导通 / 关断一对开关元件 Sa 和 Sd 和一对开关元件 Sb 和 Sc。因此, 如果用 D 表示该对开关元件 Sa 和 Sd 的导通周期的比例 (占空比), 该对开关元件 Sb 和 Sc 的占空比将是 $(1-D)$ 。在这里将电压变换比 (V_H/V_i) 给出为 $D/(1-D)$, 因此, 可以由以下等式 (13) 表示桥式变换器 55# 进行的电压变换。

[0221] $V_H = D/(1-D) \times V_i \dots (13)$

[0222] 从等式 (13) 可以理解, 在 $D < 0.5$ 时, $V_H < V_i$ (电压下降), 在 $D > 0.5$ 时, $V_H > V_i$ (电压升高)。具体而言, 可以将使用占空比 D 的共同切换控制应用于升压和降压操作。

[0223] 参考图 29, 在间接电压升 / 降模式中, 在升压和降压时改变切换操作。

[0224] 在升压操作时, 在电源侧的臂中, 作为上臂元件的开关元件 Sa 固定为导通, 而作为下臂元件的开关元件 Sb 固定为关断。相反, 在负载侧的臂中, 以互补方式交替导通 / 关断开关元件 Sc 和 Sd。因此, 在用 D 表示作为下臂元件的开关元件 Sd 的占空比时, 作为上臂元件的开关元件 Sc 的占空比将是 $(1-D)$ 。

[0225] 因此, 桥式变换器 55# 充当升压断路器电路, 这里, 电压变换比 (V_H/V_i) 将是 $1/(1-D)$ 。具体而言, 由下面的等式 (14) 给出桥式变换器 55# 为升压进行的电压变换。

[0226] $V_H = 1/(1-D) \times V_i \dots (14)$

[0227] 相反, 在降压操作时, 在负载侧的臂中, 作为上臂元件的开关元件 Sc 固定为导通, 而作为下臂元件的开关元件 Sd 固定为关断。在电源侧的臂中, 以互补方式交替导通 / 关断开关元件 Sa 和 Sb。如果用 D 表示作为上臂元件的开关元件 Sa 的占空比, 作为下臂元件的开关元件 Sb 的占空比是 $(1-D)$ 。

[0228] 因此, 桥式变换器 55# 充当降压断路器电路。因此, 此时的电压变换比 (V_H/V_i) 是 D。具体而言, 由下面的等式 (15) 给出桥式变换器 55# 为降压进行的电压变换。

[0229] $V_H = D \times V_i \dots (15)$

[0230] 在根据实施例的修改的供电系统 5# 中, 同样在直接电压升 / 降模式和间接电压升 / 降模式的每个中, 可以切换并联连接模式和串联选择模式。

[0231] 在并联连接模式中, 如在供电系统 5 中那样, 对 DC 电源 10 和 20 之一进行电压控制, 对另一个进行电流控制。

[0232] 再次参考图 26, 在并联连接模式中, 对于 DC 电源 10, 等效形成了桥式变换器, 其中

开关元件 S5 充当电源侧上的上臂元件(图 27 的开关元件 Sa),开关元件 S6 充当电源侧上的下臂元件(图 27 的开关元件 Sb),一对开关元件 S1 和 S2 充当负载侧上的上臂元件(图 27 的开关元件 Sc),一对开关元件 S3 和 S4 充当负载侧上的下臂元件(图 27 的开关元件 Sd)。

[0233] 类似地,对于 DC 电源 20,等效形成了桥式变换器,其中开关元件 S7 充当电源侧上的上臂元件(图 27 的开关元件 Sa),开关元件 S8 充当电源侧上的下臂元件(图 27 的开关元件 Sb),一对开关元件 S1 和 S4 充当负载侧上的上臂元件(图 27 的开关元件 Sc),一对开关元件 S2 和 S3 充当负载侧上的下臂元件(图 27 的开关元件 Sd)。

[0234] 参考图 30,在并联连接模式中,根据图 16 或 17 的控制方框图,对 DC 电源 10 进行电压控制或电流控制,由此计算占空比 Da。在对 DC 电源 10 进行电压控制时,占空比 Da 是用于电压控制的占空比命令值 Dv (图 16),占空比 Db 是用于电流控制的占空比命令值 Di (图 17)。相反,在对 DC 电源 20 进行电压控制时,占空比 Da 是用于电流控制的占空比命令值 Di (图 17),占空比 Db 是用于电压控制的占空比命令值 Dv (图 16)。可以类似于参考图 14 和 15 所述那样,通过 PWM 控制计算占空比 Da 和 Db。

[0235] 再次参考图 26,在串联连接模式中,开关元件 S3 固定为导通,使得 DC 电源 10 和 20 串联连接。对于串联连接的 DC 电源 10 和 20,等效地形成了桥式变换器,其中开关元件 S1 形成负载侧的上臂元件,开关元件 S2 和 S4 形成负载侧的下臂元件。至于电源侧的臂,开关元件 S5 和 S7 形成上臂元件,开关元件 S6 和 S8 形成下臂元件。

[0236] 再次参考图 30,在串联连接模式中,如在供电系统 5 中一样,对串联连接的 DC 电源 10 和 20 进行电压控制。具体而言,通过根据图 21 的控制方框图对输出电压 Vo 进行电压控制来计算占空比 Dc。占空比 Dc 对应于图 16 的占空比命令值 Dv。可以通过参考图 20 所述的 PWM 控制计算占空比 Dc。

[0237] 接下来,将参考图 31 到 34 更详细地描述在直接电压升 / 降模式和间接电压升 / 降模式中的每个中的并联连接模式和串联连接模式中开关元件的导通 / 关断控制。

[0238] 图 31 示出了直接电压升 / 降模式中并联连接模式中开关元件的导通 / 关断控制。

[0239] 如上所述,在对应于电源侧上的臂的开关元件 S5 到 S8 中,开关元件 S5 和 S7 对应于上臂元件,开关元件 S6 和 S8 对应于下臂元件。因此,以与图 28 的开关元件 Sa 的导通 / 关断控制类似的方式控制开关元件 S5 和 S7。具体而言,用于开关元件 S5 的控制信号 SG5 对应于基于 DC 电源 10 的占空比 Da 的控制脉冲信号 SDa。

[0240] 类似地,用于开关元件 S7 的控制信号 SG7 对应于基于 DC 电源 20 的占空比 Db 的控制脉冲信号 SDb。此外,对于对应于下臂元件的开关元件 S6 和 S8 而言,用于开关元件 S6 的控制信号 SG6 对应于控制信号 SG5 的反相信号 (/SDa),用于开关元件 S8 的控制信号 SG8 对应于控制信号 SG7 的反相信号 (/SDb)。

[0241] 在供电系统 5# 中,开关元件 S1 到 S4 形成负载侧的臂。在与 DC 电源 10 对应的桥式变换器和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器的每个中,开关元件 S1 形成负载侧上的上臂元件。因此,根据依据 DC 电源 10 一侧占空比 (1-Da) 的控制信号 SG6 (/SDa) 和依据 DC 电源 20 一侧占空比 (1-Db) 的控制信号 SG8 (/SDb) 的逻辑和,产生用于开关元件 S1 的控制信号 SG1。结果,对开关元件 S1 进行导通 / 关断控制,使其实现与 DC 电源 10 对应的桥式变换器负载侧上臂元件的功能和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器负载侧上臂元件的功能。

[0242] 开关元件 S2 形成与 DC 电源 10 对应的桥式变换器中的上臂元件,并形成与 DC 电

源 20 对应的桥式变换器中的下臂元件。因此,根据控制信号 SG6 ($/SDa$)和 SG7 ($/SDb$)的逻辑和,产生用于开关元件 S2 的控制信号 SG2。结果,对开关元件 S2 进行导通 / 关断控制,使其实现与 DC 电源 10 对应的桥式变换器负载侧上臂元件的功能和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器负载侧下臂元件的功能。

[0243] 开关元件 S3 形成分别与 DC 电源 10 和 20 对应的桥式变换器的每个中负载侧的下臂元件。因此,根据控制信号 SG5 (SDa)和 SG7 (SDb)的逻辑和,产生用于开关元件 S3 的控制信号 SG3。结果,对开关元件 S3 进行导通 / 关断控制,使其实现与 DC 电源 10 对应的桥式变换器负载侧下臂元件的功能和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器负载侧下臂元件的功能。

[0244] 开关元件 S4 形成与 DC 电源 10 对应的桥式变换器中的下臂元件并形成与 DC 电源 20 对应的桥式变换器中的上臂元件。因此,根据控制信号 SG5 (SDa)和 SG8 ($/SDb$)的逻辑和,产生用于开关元件 S4 的控制信号 SG4。结果,对开关元件 S4 进行导通 / 关断控制,使其实现与 DC 电源 10 对应的桥式变换器负载侧下臂元件和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器负载侧上臂元件的功能。

[0245] 通过图 31 中所示的导通 / 关断控制,在供电系统 5# 的直接电压升 / 降模式中,可以实现如电源系统 5 中那样允许在负载 30 与 DC 电源 10 和 20 之间并行交换电力的并联连接模式。

[0246] 图 32 示出了直接电压升 / 降模式中串联连接模式中开关元件的导通 / 关断控制。

[0247] 参考图 32,在串联连接模式中,对于电源侧上的臂,开关元件 S5 和 S7 形成上臂元件,开关元件 S6 和 S8 形成下臂元件。因此,以与图 28 所示的控制信号 Sa 类似的方式设置控制信号 SG5 和 SG7,用于控制电源侧上的上臂元件。具体而言,控制信号 SG5 和 SG7 对应于基于占空比 D_c 的控制信号 SD_c 。以与图 28 所示的控制信号 Sb 类似的方式设置控制信号 SG6 和 SG8,用于控制电源侧上的上臂元件。具体而言,控制信号 SG6 和 SG8 对应于基于占空比 $(1-D_c)$ 的控制信号 $/SD_c$ 。

[0248] 另一方面,对于负载侧的臂,开关元件 S3 固定为导通,用于串联连接 DC 电源 10 和 20。具体而言,控制信号 SG3 被固定在 H 电平。此外,对于串联连接的 DC 电源 10 和 20,开关元件 S1 形成上臂元件,开关元件 S2 和 S4 形成下臂元件。因此,以与图 28 所示的控制信号 Sc 类似的方式设置控制信号 SG1,用于控制负载侧的上臂元件。具体而言,控制信号 SG1 对应于基于占空比 $(1-D_c)$ 的控制信号 $/SD_c$ 。此外,以与图 28 所示的控制信号 Sd 类似的方式设置控制信号 SG2 和 SG4,用于控制负载侧上的下臂元件。具体而言,控制信号 SG2 和 SG4 对应于基于占空比 D_c 的控制信号 SD_c 。

[0249] 通过图 32 中所示的导通 / 关断控制,在供电系统 5# 的直接电压升 / 降模式中,可以实现类似于电源系统 5 (电力变换器 50) 的串联连接模式。

[0250] 图 33 示出了间接电压升 / 降模式中并联连接模式中开关元件的导通 / 关断控制。

[0251] 参考图 33,在间接电压升 / 降模式中,在升压和降压操作之间必须要改变切换控制。因此,在并联连接模式中,必须要根据 DC 电源 10 电压升 / 降和 DC 电源 20 电压升 / 降的组合,基于电压 $V[1]$ 和 $V[2]$ 以及输出电压 V_o 的大小,在切换控制的四种不同模式间切换。

[0252] 根据对应于 DC 电源 10 的桥式变换器用于提升还是降低电压,以与图 29 所示的开

关元件 Sa 和 Sb 的导通 / 关断控制类似的方式控制与 DC 电源 10 一侧上电源侧的臂对应的开关元件 S5 和 S6。具体而言,在升压操作时,将控制信号 SG5 固定在 H 电平,将控制信号 SG6 固定在 L 电平。在降压操作时,控制信号 SG5 对应于基于 DC 电源 10 的占空比 Da 的控制脉冲信号 Sda,控制信号 SG6 对应于控制信号 SG5 的反相信号 (/Sda)。

[0253] 根据对应于 DC 电源 20 的桥式变换器用于提升还是降低电压,以与图 29 所示的开关元件 Sa 和 Sb 的导通 / 关断控制类似的方式控制与 DC 电源 20 一侧上电源侧的臂对应的开关元件 S7 和 S8。具体而言,在升压操作时,将控制信号 SG7 固定在 H 电平,将控制信号 SG8 固定在 L 电平。在降压操作时,控制信号 SG7 对应于基于 DC 电源 20 的占空比 Db 的控制脉冲信号 Sdb,控制信号 SG8 对应于控制信号 SG7 的反相信号 (/Sdb)。

[0254] 如上所述,与负载侧的臂对应的开关元件 S1 到 S4 形成与 DC 电源 10 对应的桥式变换器的上或下臂元件以及与 DC 电源 20 对应的桥式变换器的上或下臂元件。因此,对这些元件进行导通 / 关断控制,使得如上所述在相应变换器中实现上和下臂元件的功能。

[0255] 例如,根据用于对应于 DC 电源 10 的桥式变换器的上臂元件 (Sc) 的控制信号和用于对应于 DC 电源 20 的桥式变换器的上臂元件 (Sc) 的控制信号的逻辑和,控制开关元件 S1。具体而言,如果对于 DC 电源 10 和 20 都要升高电压,则根据用于根据开关元件 Sc 的占空比 (1-Da)、(1-Db) 进行控制的控制信号 /Sda 和 /Sdb 的逻辑和,设置用于开关元件 S1 的控制信号 SG1。相反,如果要在 DC 电源 10 一侧升高电压,在 DC 电源 20 一侧降低电压,则根据控制信号 /Sda 和 H 电平信号的逻辑和设置控制信号 SG1,以根据升压侧上的开关元件 Sc 的占空比 (1-Da) 和降压侧上的开关元件 Sc 的固定导通实现这两种控制。

[0256] 类似地,如果要在 DC 电源 10 一侧降低电压,在 DC 电源 20 一侧升高电压,则根据 H 电平信号和控制信号 /Sdb 的逻辑和设置控制信号 SG1,以实现降压侧上的开关元件 Sc 的固定导通和根据升压侧上的开关元件 Sc 的占空比 (1-Db) 的控制。

[0257] 此外,如果要对 DC 电源 10 和 20 都降低电压,则根据 H 电平信号的逻辑和控制控制信号 SG1,以实现 DC 电源 10 和 20 中每一个一侧上开关元件 Sc 的固定导通。

[0258] 根据与 DC 电源 10 对应的桥式变换器的上臂元件 (Sc) 的控制信号 (图 29) 和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器的下臂元件 (Sd) 的控制信号 (图 29) 的逻辑和,以与结合切换控制信号 SG1 所述类似的方式控制用于开关元件 S2 的控制信号 SG2。类似地,根据与 DC 电源 10 对应的桥式变换器的下臂元件 (Sd) 的控制信号 (图 29) 和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器的下臂元件 (Sd) 的控制信号 (图 29) 的逻辑和,设置控制信号 SG3。根据与 DC 电源 10 对应的桥式变换器的下臂元件 (Sd) 的控制信号 (图 29) 和与 DC 电源 20 对应的桥式变换器的上臂元件 (Sc) 的控制信号 (图 29) 的逻辑和,设置控制信号 SG4。

[0259] 通过图 33 中所示的导通 / 关断控制,在供电系统 5# 的间接电压升 / 降模式中,可以实现如电源系统 5 中那样允许在负载 30 与 DC 电源 10 和 20 之间并行交换电力的并联连接模式。

[0260] 图 34 示出了间接电压升 / 降模式中串联连接模式中开关元件的导通 / 关断控制。

[0261] 参考图 34,在串联连接模式中,必须要基于串联连接的 DC 电源 10 和 20 的电压 ($V[1] + V[2] = V_i$) 和输出电压 V_o 的大小,切换升压 ($V_i < V_o$) / 降压 ($V_i > V_o$) 切换控制。

[0262] 在升压时,为了使形成电源侧上上臂元件的开关元件 S5 和 S7 固定为导通,根据图 29 将控制信号 SG5 和 SG7 固定在 H 电平。此外,为了将形成电源侧下臂元件的开关元件 S6

和 S8 固定为关断,将控制信号 SG6 和 SG8 固定为 L 电平。

[0263] 另一方面,在形成负载侧上的臂的开关元件 S1 到 S4 中,将开关元件 S3 固定为导通以串联连接 DC 电源 10 和 20。如上所述,在与串联连接的 DC 电源 10 和 20 对应的变换器中,开关元件 S1 对应于负载侧的上臂元件,开关元件 S2 和 S4 对应于负载侧上的下臂元件。因此,类似于图 29 中所示的控制信号 Sc (用于升压),根据占空比 $(1-D_c)$ (亦即,控制信号 /SDc)设置用于开关元件 S1 的控制信号 SG1。此外,类似于图 29 所示的控制信号 Sd (用于升压),根据占空比 D_c (亦即,控制信号 SDc)设置用于开关元件 S2 和 S4 的控制信号 SG2 和 SG4。

[0264] 在降压时,类似于图 29 中所示的开关元件 Sa,根据占空比 D_c 控制形成电源侧上上臂元件的开关元件 S5 和 S7。具体而言,控制信号 SG5 和 SG7 对应于控制信号 SDc。类似地,类似于图 29 中所示的开关元件 Sb,根据占空比 $(1-D_c)$ 控制形成电源侧上下臂元件的开关元件 S6 和 S8。具体而言,控制信号 SG6 和 SG8 对应于控制信号 /SDc。

[0265] 在形成负载侧上的臂的开关元件 S1 到 S4 中,将开关元件 S3 固定为导通以串联连接 DC 电源 10 和 20。类似于图 29 所示的控制信号 Sc (用于降压),将用于控制上臂元件导通 / 关断的控制信号 SG1 固定在 H 电平。此外,类似于图 29 所示的控制信号 Sd (用于降压),将用于控制下臂元件导通 / 关断的控制信号 SG2 和 SG4 固定在 L 电平。

[0266] 通过图 34 中所示的导通 / 关断控制,在供电系统 5# 的间接电压升 / 降模式中,可以实现类似于电源系统 5 (电力变换器 50) 的串联连接模式。

[0267] 如上所述,在图 27 所示的供电系统 5# 中,通过控制多个开关元件 S1 到 S4,如在供电系统 5 中那样,可以有选择地使用两个 DC 电源 10 和 20 并联连接的模式和所述电源串联连接的模式。

[0268] 在本实施例及其修改中,已经描述了将二次电池和电双层电容器代表的不同类型 DC 电源用作 DC 电源 10 和 20 的范例。通过组合不同类型的 DC 电源,特别是向负载供应电力的能量密度和功率密度 (Ragone 曲线) 不同的源,更容易在宽工作范围上为负载确保电力,因为电源互补地在相互良好和不良性能范围中工作,在并联连接模式中尤其是这样。此外,在组合具有不同输出电压的两个 DC 电源时,因为在串联连接模式和并联连接模式之间切换,预计能够有效利用 DC 电源。不过,要指出的是,即使 DC 电源 10 和 20 是具有同样额定电压的电源和 / 或同样类型电源,本发明仍然适用。例如,在将同样类型的 DC 电源用作主电源和子电源时,可以适当适用本发明的电源系统。

[0269] 此外,要指出的是,可以由利用受控 DC 电压 V_o 工作的任何装置配置负载 30。具体而言,尽管在以上实施例中描述了负载 30 是用于运行的牵引电动机或安装在电动车辆或混合动力车辆上的逆变器的例子,但本发明的应用不限于这样的例子。

[0270] 已经描述的实施例仅仅是示例,不应被解释为限制性的。本发明的范围由每条权利要求确定,适当考虑实施例的书面描述并在权利要求语言的含义和等价含义中包含修改。

[0271] 工业实用性

[0272] 本发明适用于用于在负载和两个 DC 电源之间交换电力的供电系统。

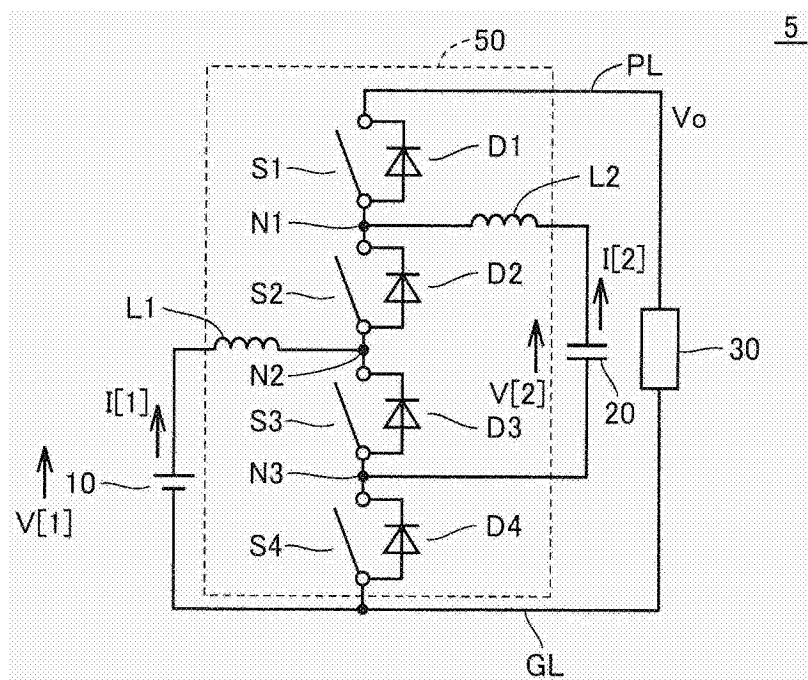


图 1

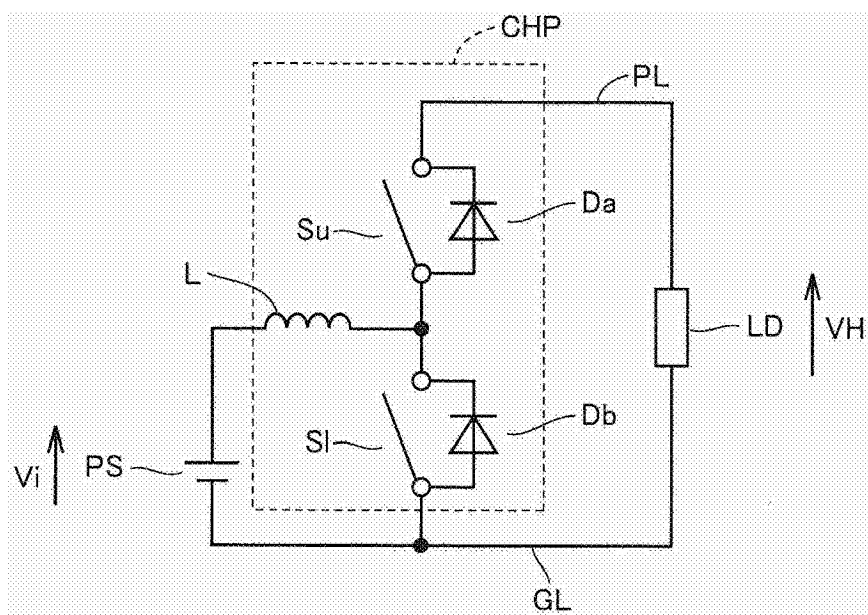


图 2

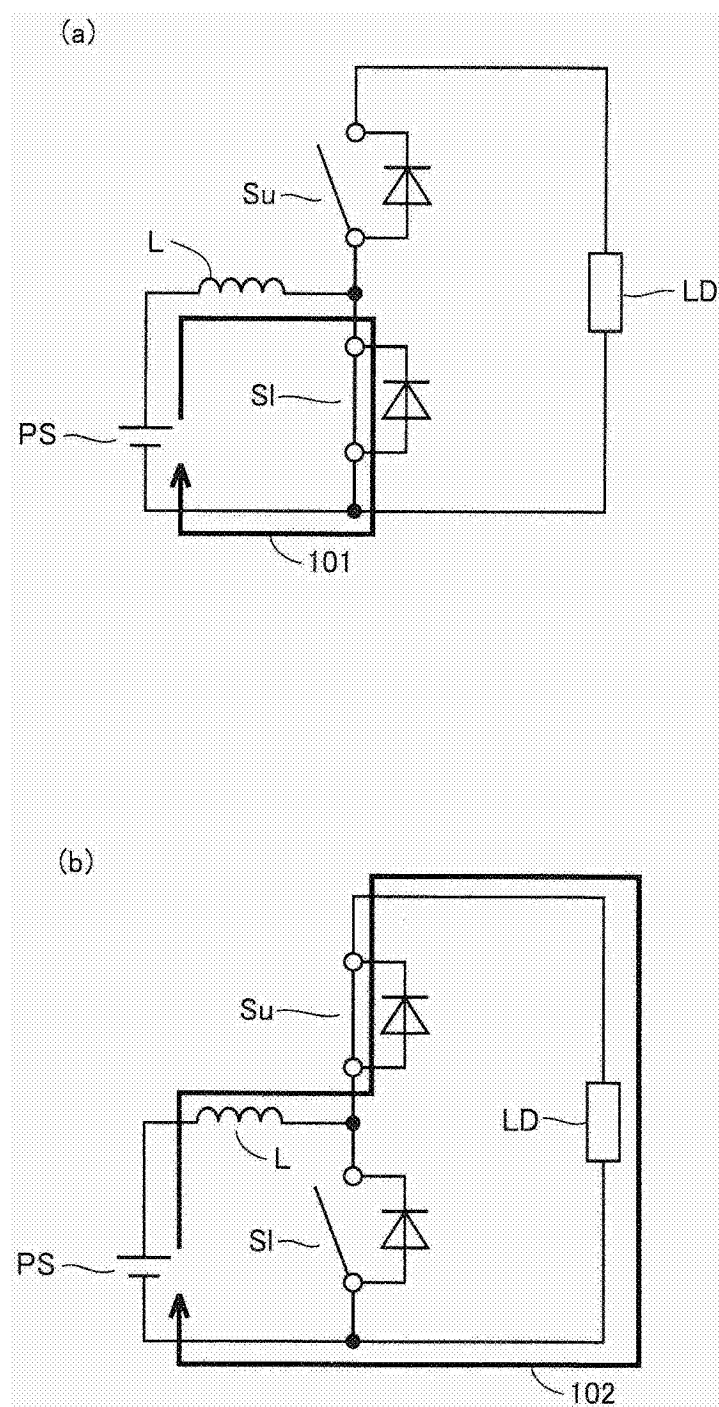


图 3

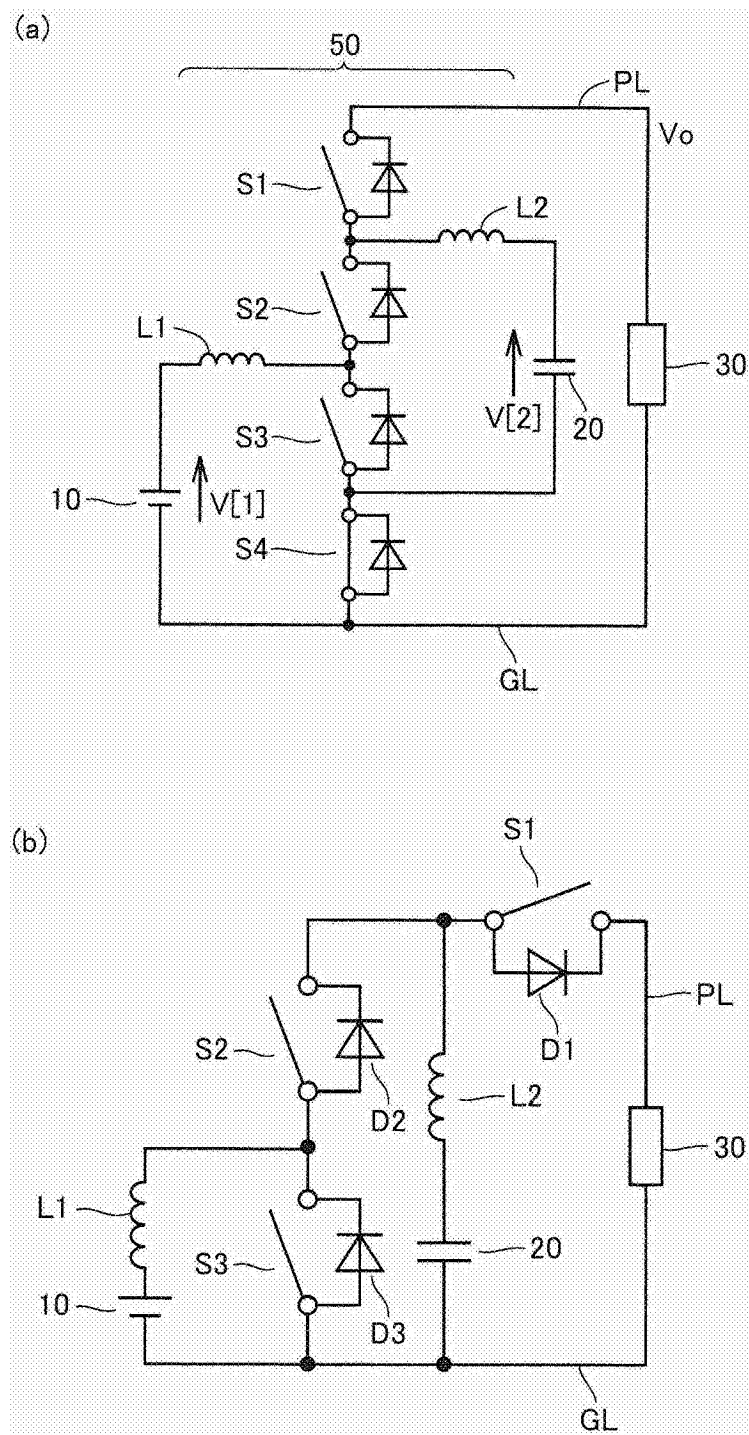


图 4

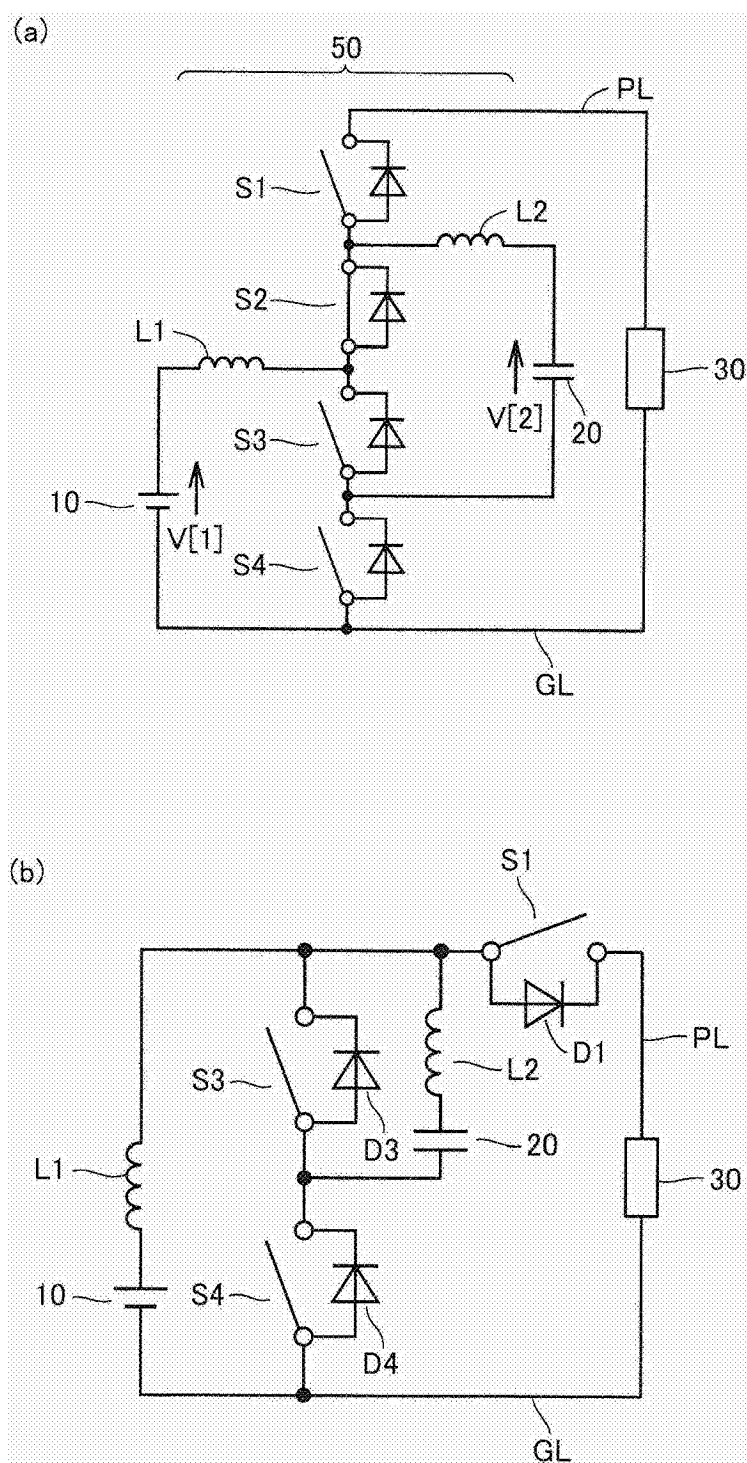


图 5

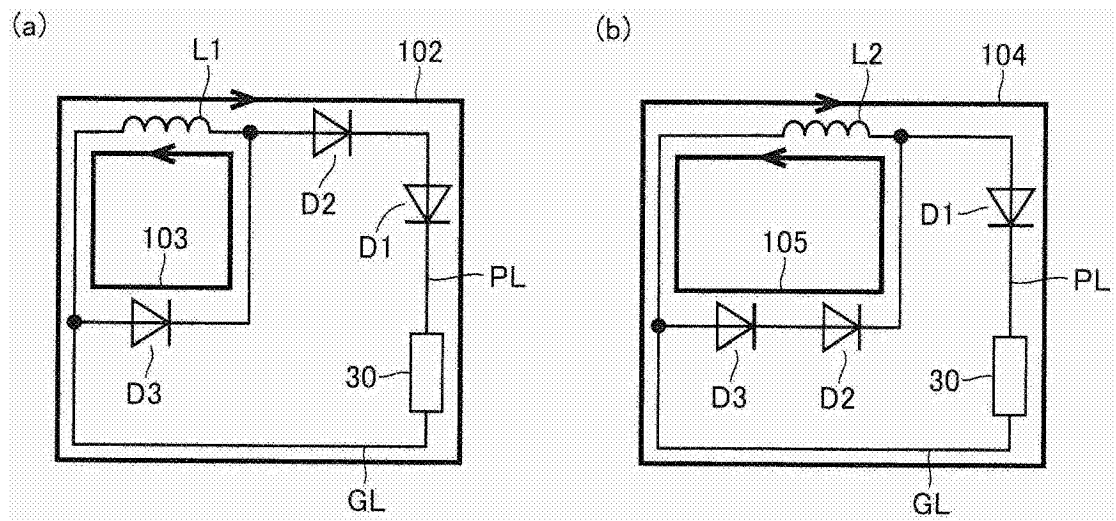


图 6

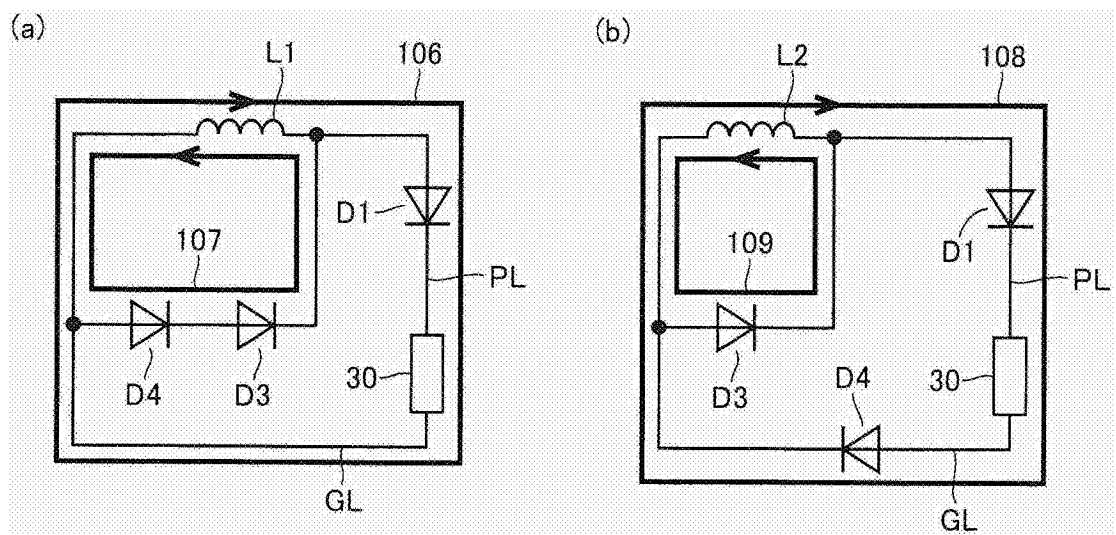


图 7

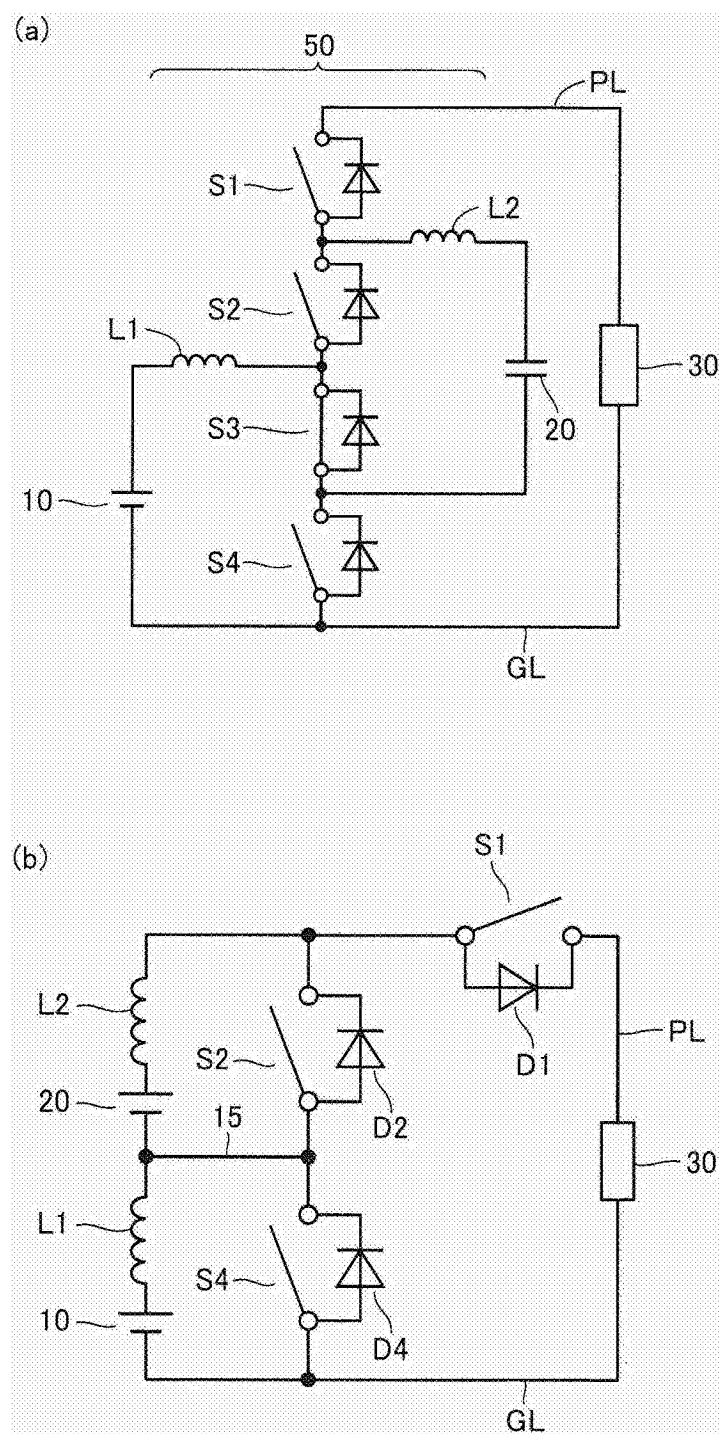


图 8

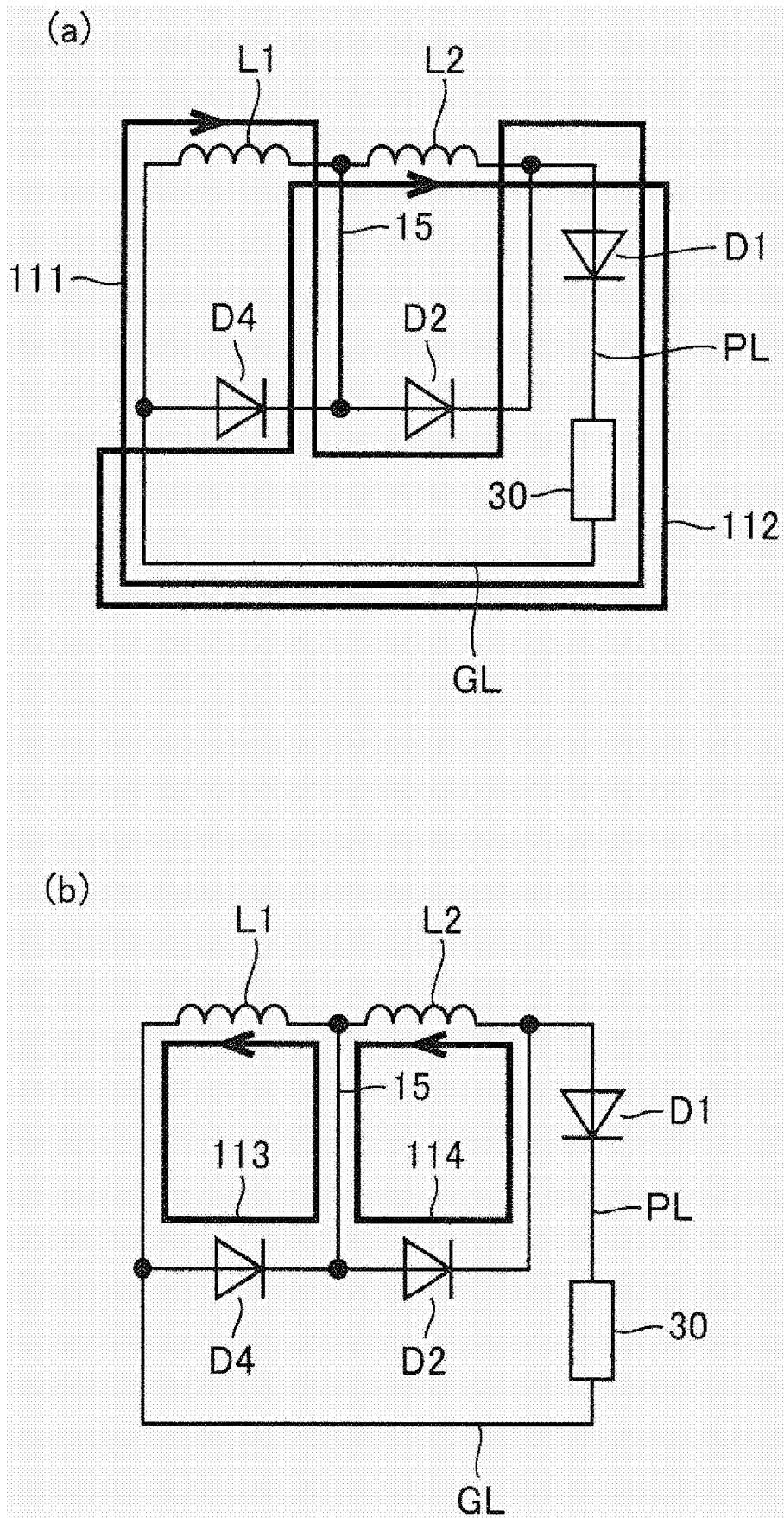


图 9

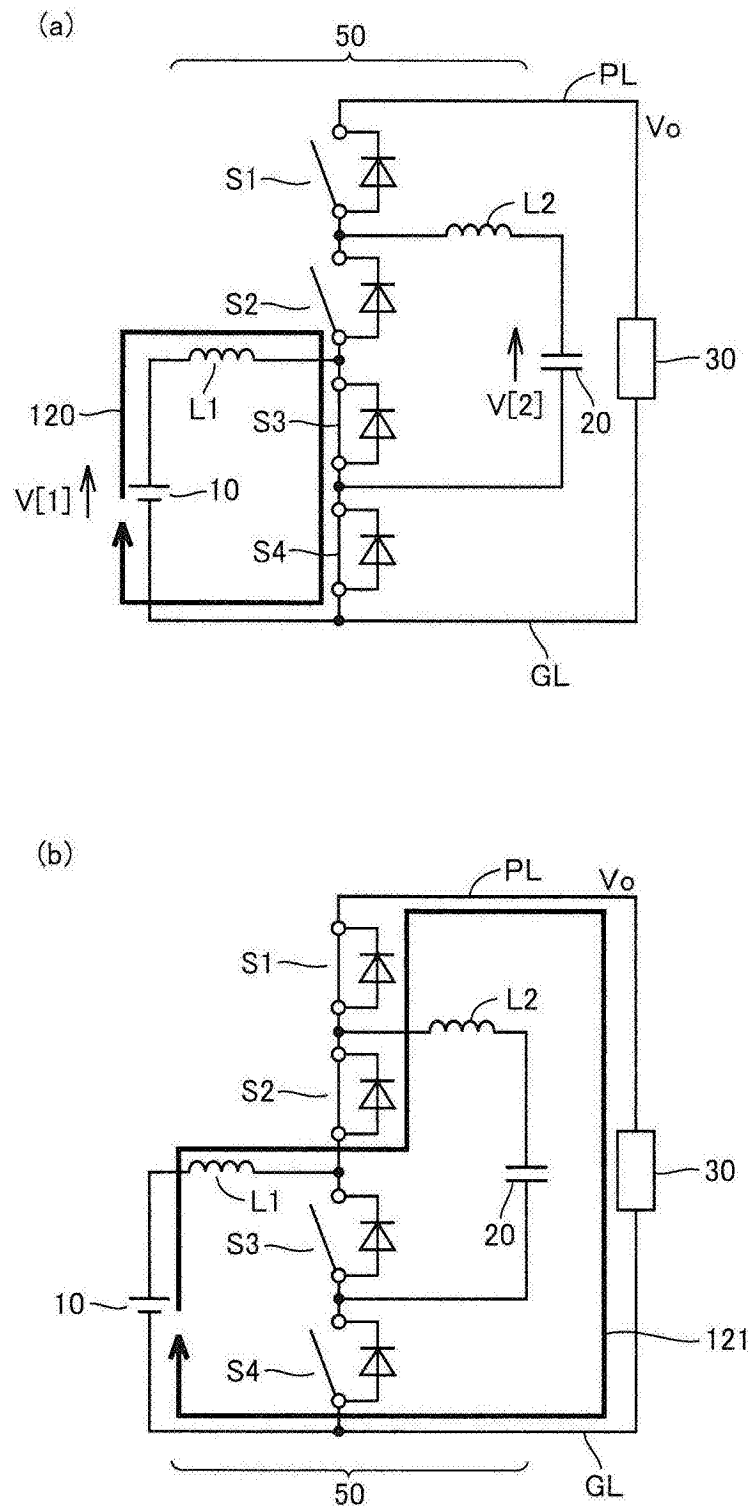


图 10

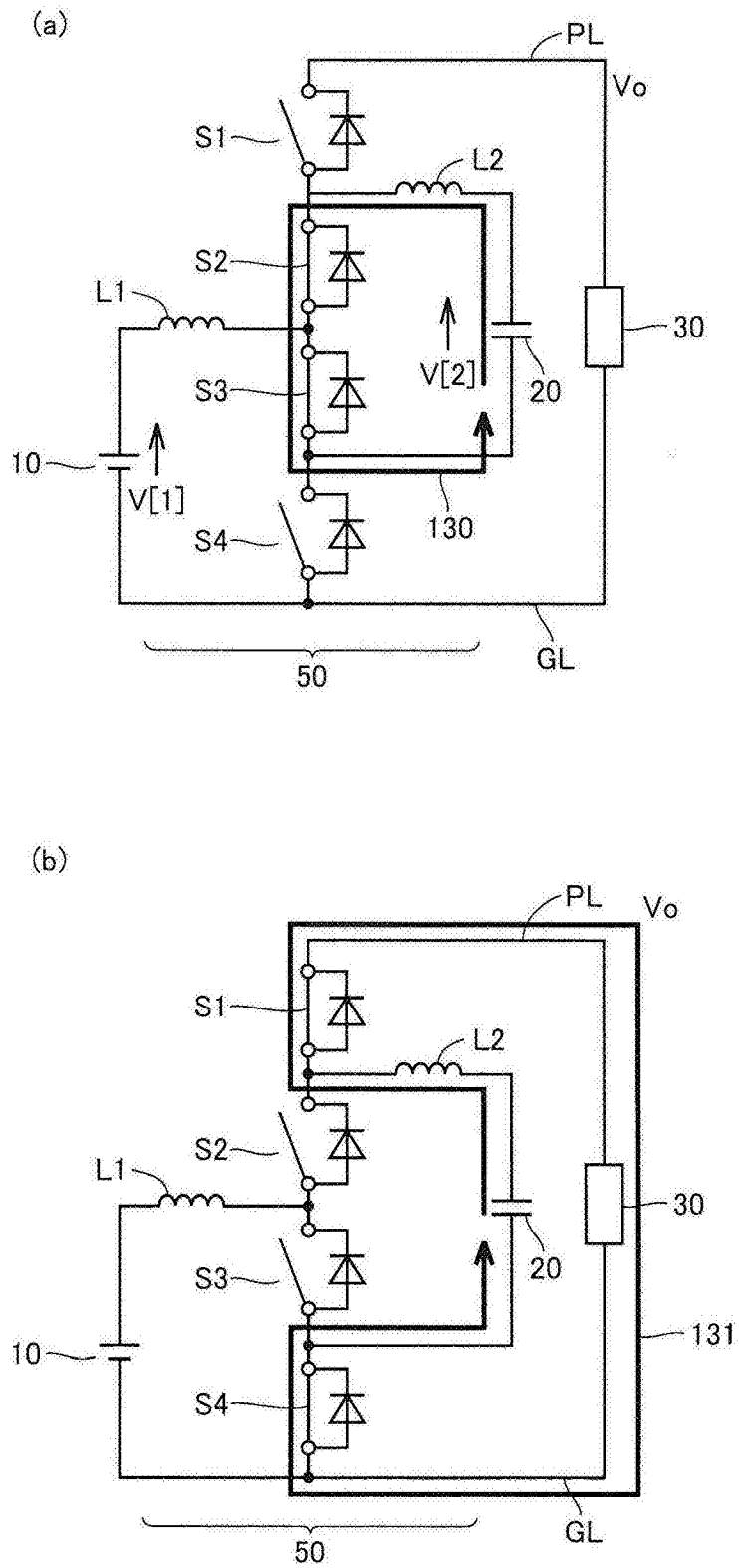


图 11

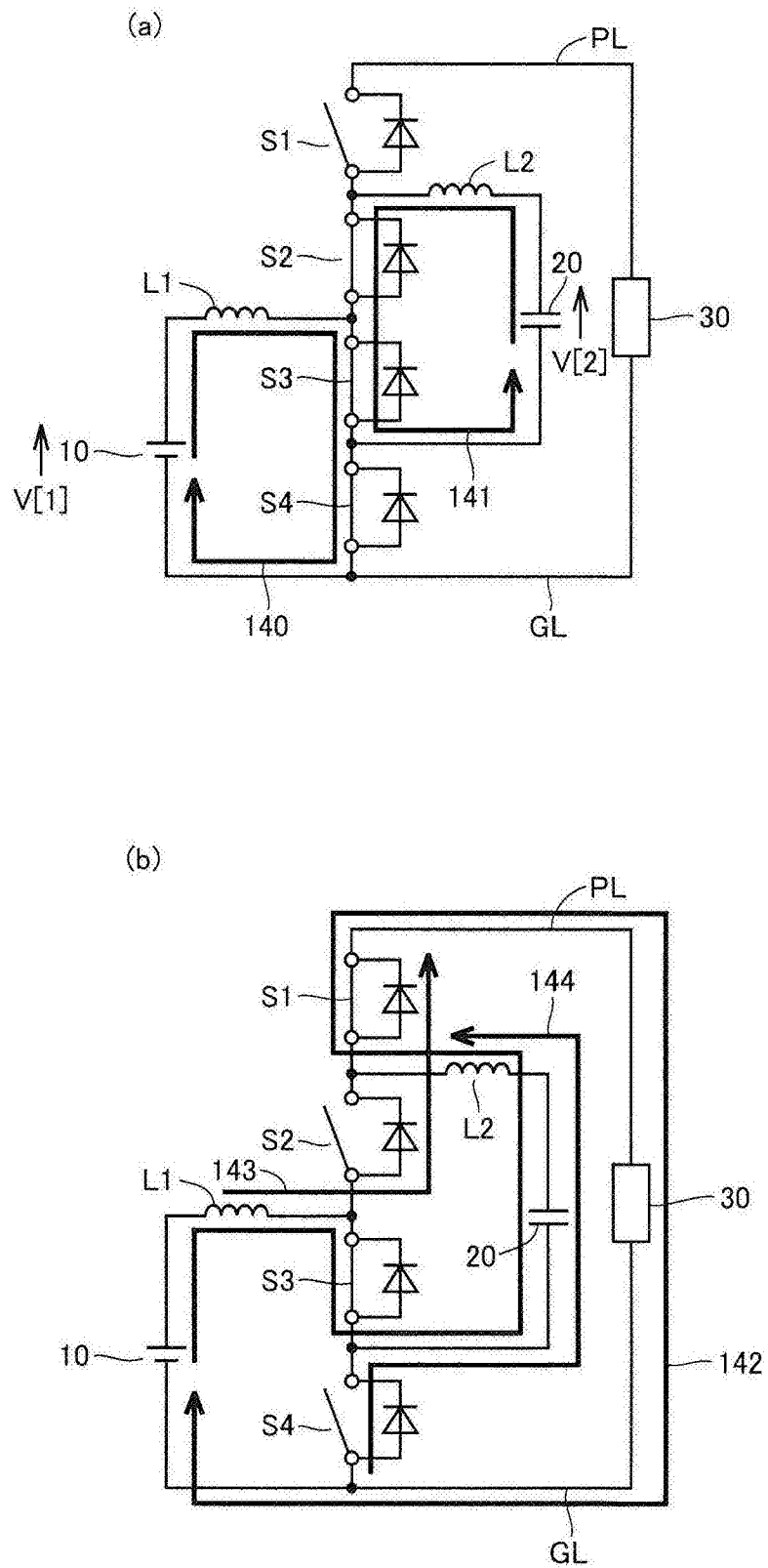


图 12

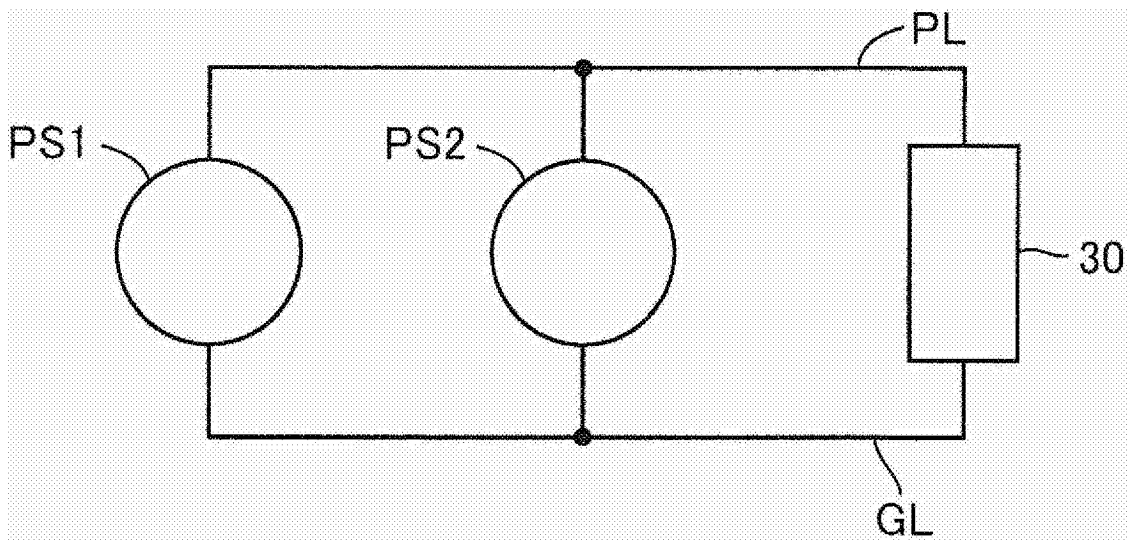


图 13

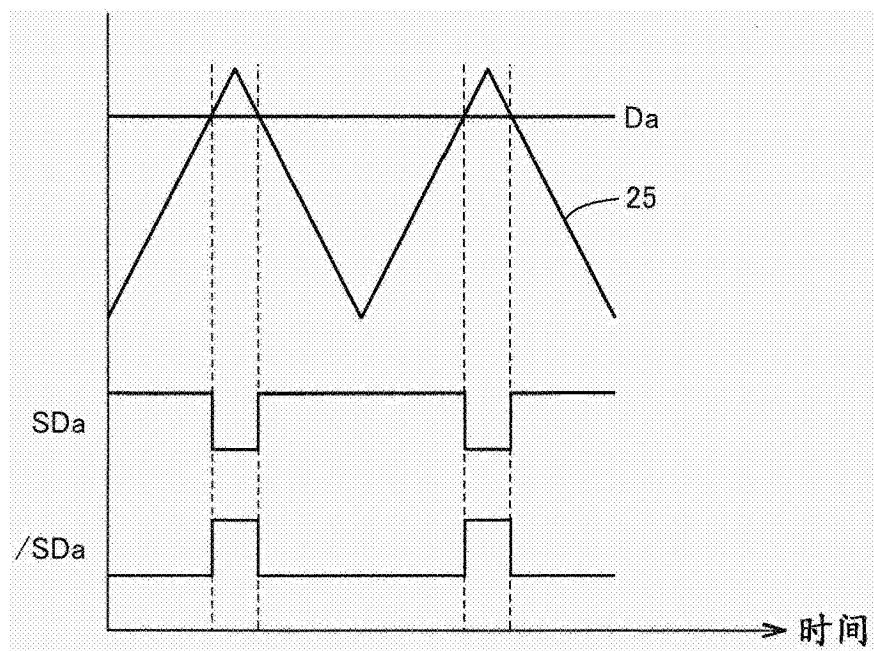


图 14

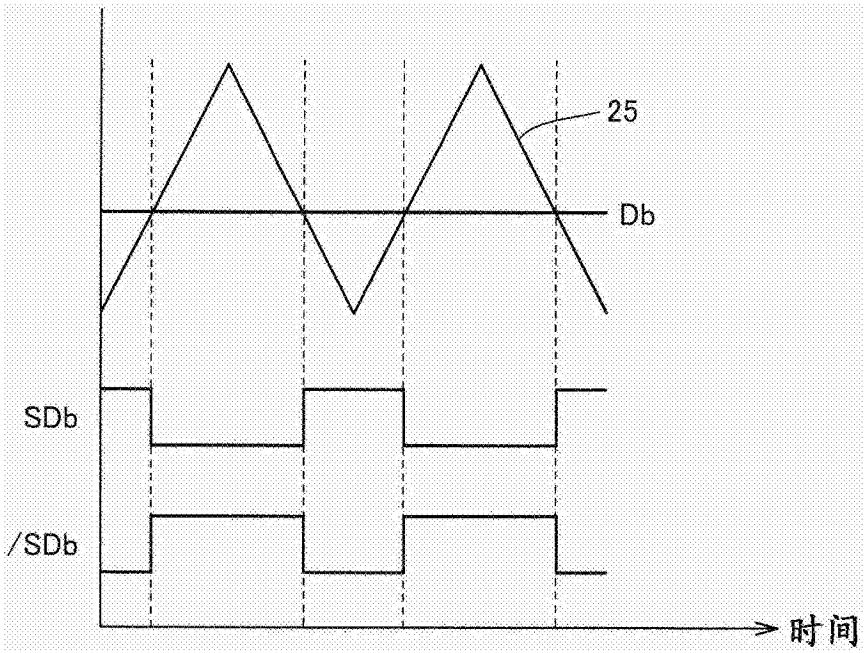


图 15

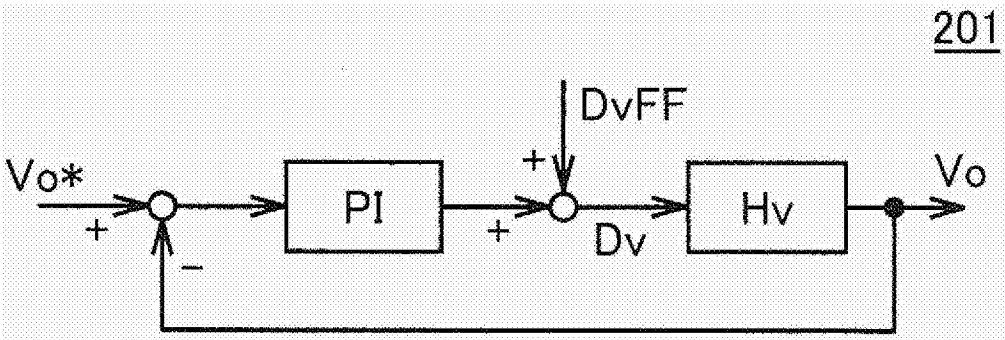


图 16

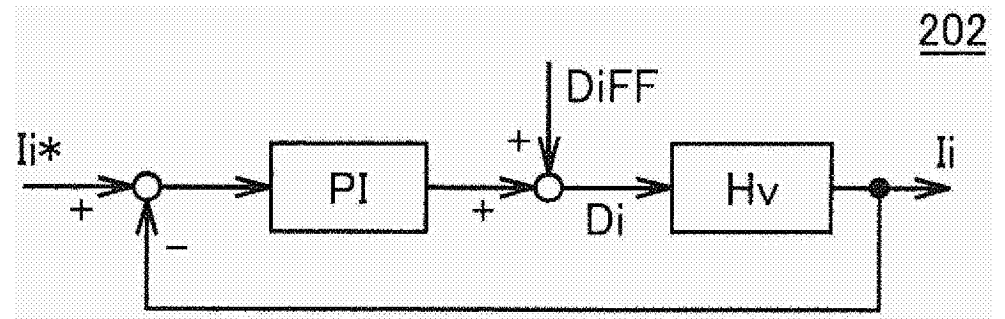


图 17

	并联连接I	并联连接II
SG1	/SDa 或 /SDb	/SDa 或 /SDb
SG2	/SDa 或 SDb	/SDa 或 SDb
SG3	SDa 或 SDb	SDa 或 SDb
SG4	SDa 或 /SDb	SDa 或 /SDb
Dv	Db	Da
Di	Da	Db
Hv	图11的传递函数	图10的传递函数
Hi	图10的传递函数	图11的传递函数
DvFF	$(V_o-V[2])/V_o$	$(V_o-V[1])/V_o$
DiFF	$(V_o-V[1])/V_o$	$(V_o-V[2])/V_o$
Ii	I[1]	I[2]

图 18

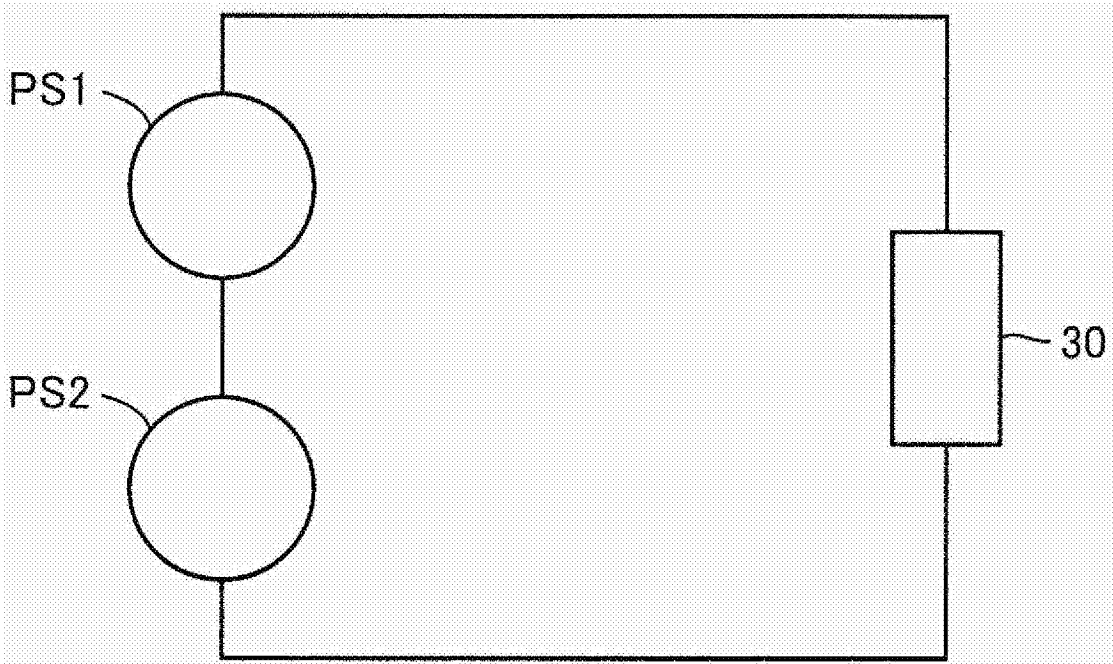


图 19

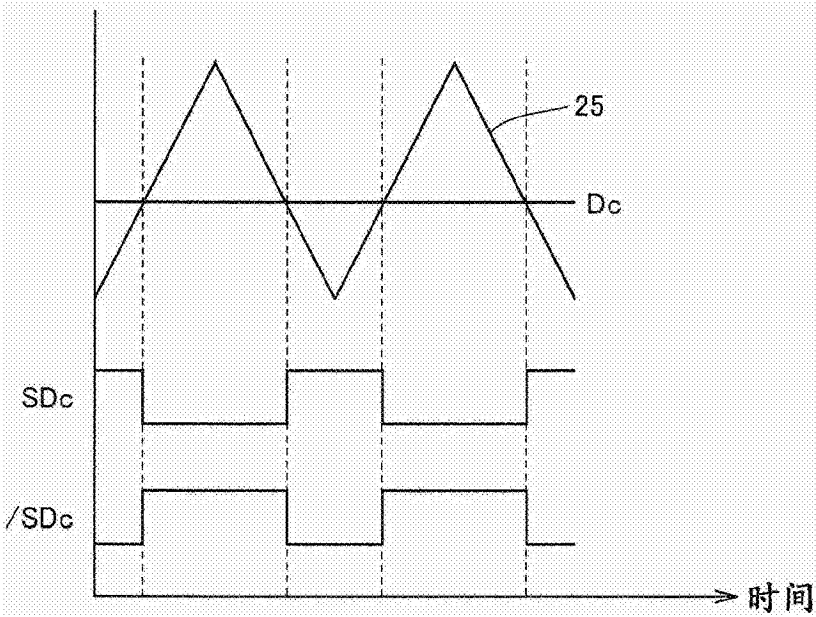
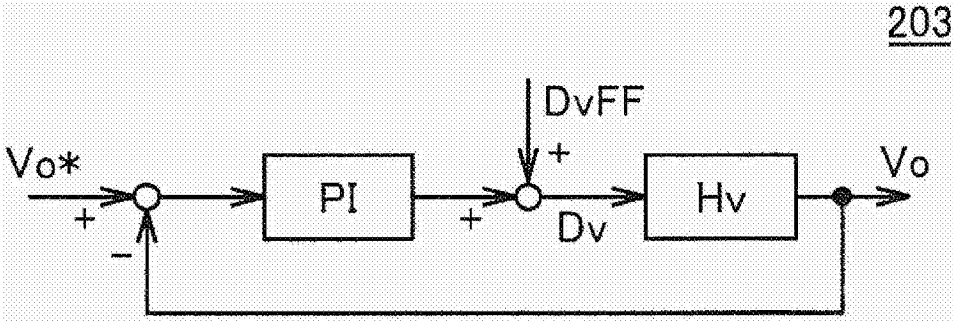


图 20



203

图 21

	串联连接
SG1	/SDc
SG2	SDc
SG3	固定在H
SG4	SDc
Dv	Dc
Hv	图12的传递函数
DvFF	$\frac{[Vo-(V[2]+V[1]))}{Vo}$

图 22

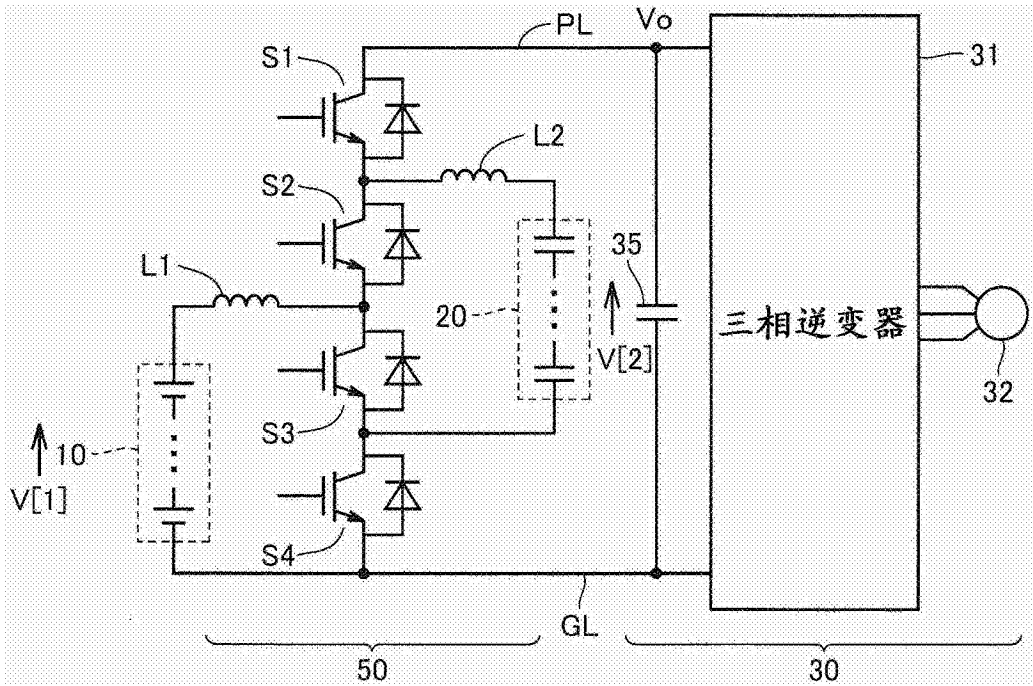


图 23

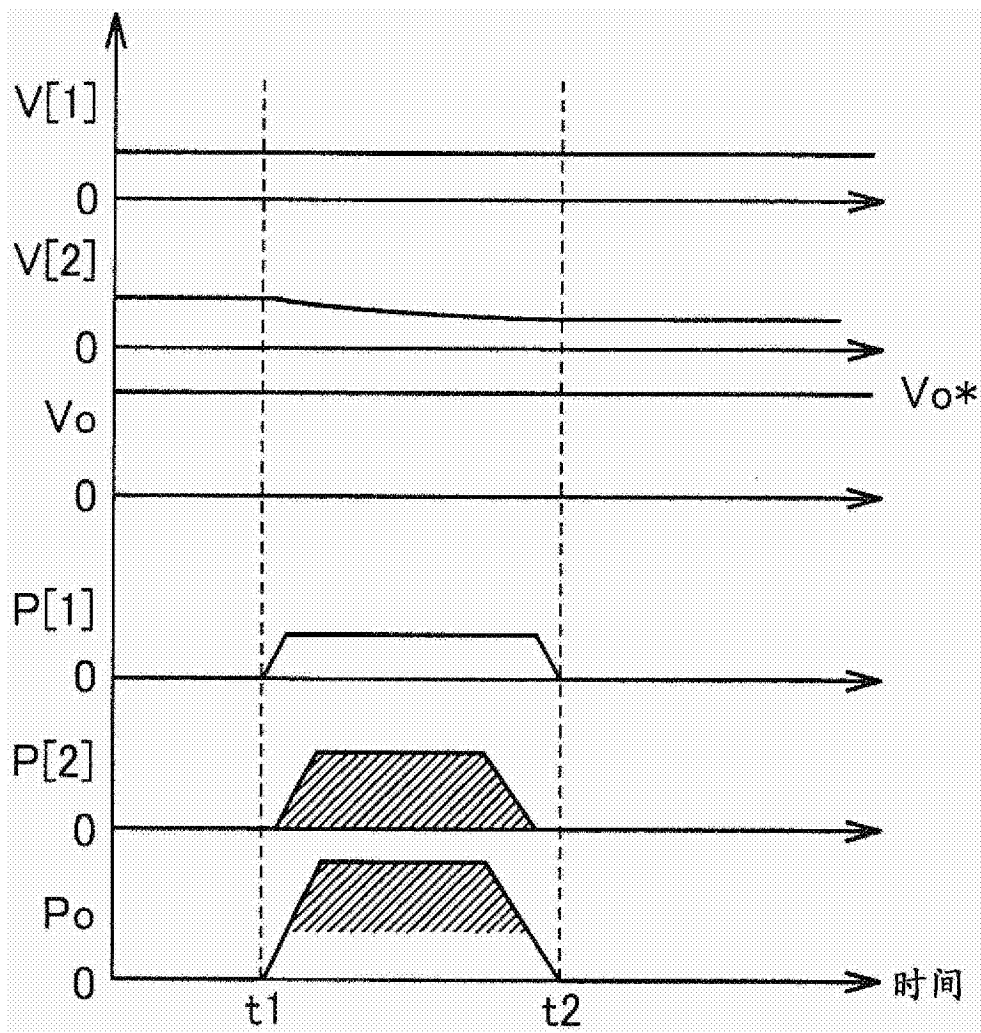


图 24

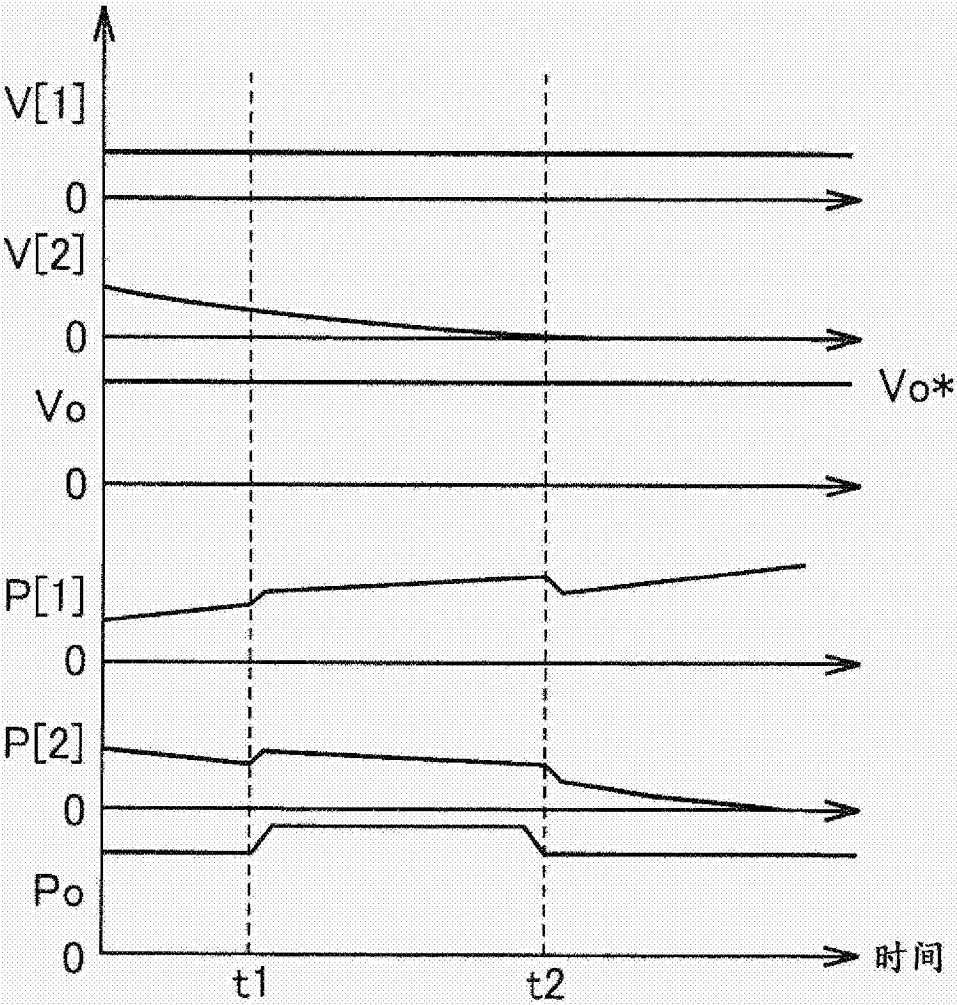


图 25

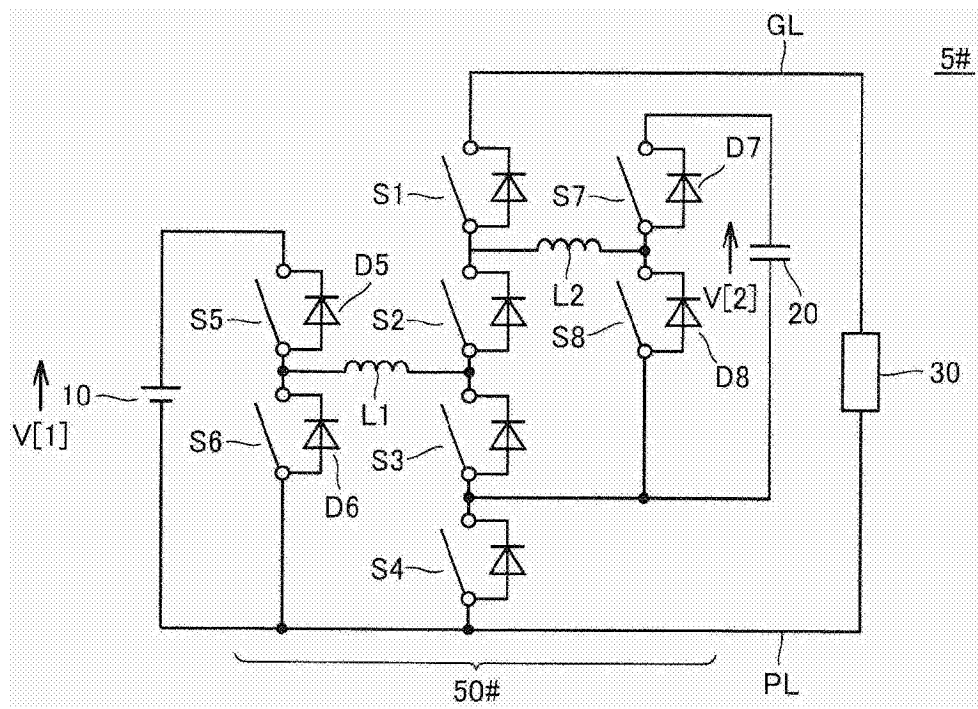


图 26

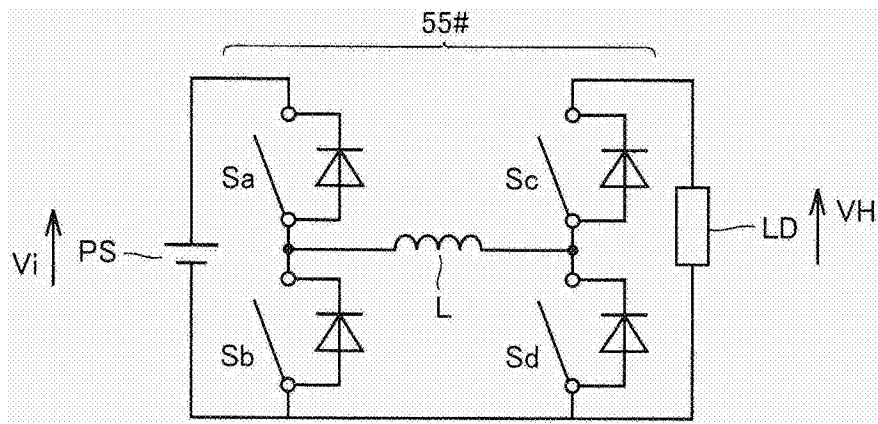


图 27

	升压/降压
Sa	D
Sb	1-D
Sc	1-D
Sd	D
$\frac{V_H}{V_i}$	$\frac{D}{1-D}$

图 28

	升压	降压
Sa	1	D
Sb	0	1-D
Sc	1-D	1
Sd	D	0
$\frac{V_H}{V_i}$	$\frac{1}{1-D}$	D

图 29

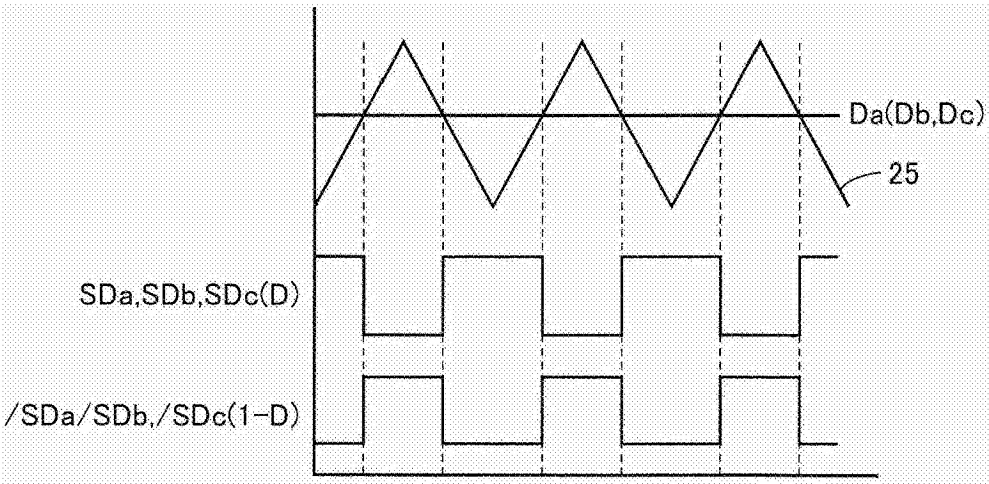


图 30

DC 电源10一侧	升压/降压
DC 电源20一侧	升压/降压
SG5	SDa
SG6	/SDa
SG7	SDb
SG8	/SDb
SG1	/SDa或 /SDb
SG2	/SDa或 SDb
SG3	SDa或 SDb
SG4	SDa或 /SDb

图 31

DC电源10一侧	升压/降压
DC电源20一侧	
SG5	SDc
SG6	/SDc
SG7	SDc
SG8	/SDc
SG1	/SDc
SG2	SDc
SG3	固定在H
SG4	SDc

图 32

DC电源10—侧	升压		降压	
	升压	降压	升压	降压
DC电源20—侧				
SG5	固定在H	固定在H	SDa	SDa
SG6	固定在L	固定在L	/SDa	/SDa
SG7	固定在H	SDb	固定在H	SDb
SG8	固定在L	/SDb	固定在L	/SDb
SG1	/SDa或/SDb	固定在H(/SDa或"H")	固定在H("H"或/SDb)	固定在H("H"或"H")
SG2	/SDa或SDb	/SDa(/SDa或"L")	固定在H("H"或SDb)	固定在H("H"或"L")
SG3	SDa或SDb	SDa(SDa或"L")	SDb("L"或SDb)	固定在L("L"或"L")
SG4	SDa或/SDb	固定在H(SDa或"H")	/SDb("L"或/SDb)	固定在H("L"或"H")

图 33

DC 电源10一侧	升压	降压
DC 电源20一侧		
SG5	固定在 H	SDc
SG6	固定在 L	/SDc
SG7	固定在 H	SDc
SG8	固定在 L	/SDc
SG1	/SDc	固定在 H
SG2	SDc	固定在 L
SG3	固定在 H	固定在 H
SG4	SDc	固定在 L

图 34