(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 111869076 B
(45)授权公告日 2023.10.03

(21)申请号 201880091138.3
(22)申请日 2018.12.03
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111869076 A
(43)申请公布日 2020.10.30
(30)优先权数据
2018-053020 2018.03.20 JP
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2020.09.11
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2018/044428 2018.12.03
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2019/181082 JA 2019.09.26
(73)专利权人 阿尔卑斯阿尔派株式会社
地址 日本东京都
(72)发明人 藤本三直
(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021
专利代理师 刘文海
(51)Int.Cl.
H02M 3/28(2006.01)
(56)对比文件
JP 2008054378 A,2008.03.06
JP 2016213383 A,2016.12.15
JP 2009136137 A,2009.06.18
CN 101378232 A,2009.03.04
CN 101847938 A,2010.09.29
JP 2002095252 A,2002.03.29
JP 2003272940 A,2003.09.26
审查员 舒红芳

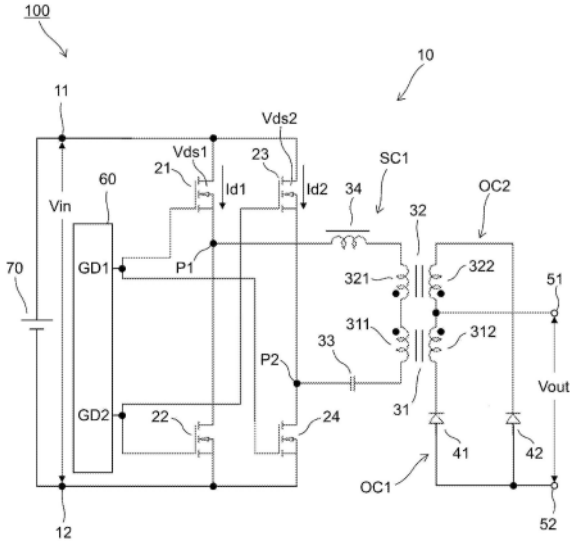
权利要求书3页 说明书16页 附图16页

(54)发明名称

直流电压变换电路以及电源装置

(57)摘要

如果在直流电压变换电路(10)备有的第一开关(21)和第二开关(22)具有死区期间dt地被交替地接通断开控制,且备有磁性上相互独立的2个变压器(31、32)的串联电路部(SC1)中,流动交替的电流,则对于一个变压器(31、32),包括次级侧(312、322)的输出电路(OC1、OC2)中流动电流,但对于另一个变压器(32、31)进行能量蓄积。通过第一变压器(31)的磁芯的导磁率以及所述第二变压器(32)的磁芯的导磁率均为15以上且120以下,从而直流电压变换电路(10)能够应对小型化的要求。



CN 111869076 B

1.一种直流电压变换电路,具备:

第一输入端子以及第二输入端子;

多个开关;

串联电路部,第一变压器的初级侧、以及极性与所述第一变压器相同且磁性独立的第二变压器的初级侧被串联地连接;

第一输出电路,以串联连接方式具备所述第一变压器的次级侧以及第一整流二极管,在所述第一整流二极管的整流方向的端部设置有第一输出端子,在与所述第一整流二极管的整流方向相反一侧的端部设置有第二输出端子;

第二输出电路,以串联连接的方式具备所述第二变压器的次级侧以及第二整流二极管,所述第一输出端子位于所述第二整流二极管的整流方向的端部,所述第二输出端子位于与所述第二整流二极管的整流方向相反一侧的端部;

控制部,控制所述多个开关,

所述直流电压变换电路中:

所述多个开关具备一个端部与所述第一输入端子连接的第一开关和一个端部与所述第二输入端子连接的第二开关,

所述第一开关和所述第二开关被串联地连接,所述串联电路部的一个端部被连接于所述第一开关与所述第二开关的中间,

在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时,所述控制部,

通过具有死区期间地对所述第一开关和所述第二开关交替地进行接通断开控制,从而使在所述串联电路部中流动的电流的朝向交替地反转,

使交替地产生第一状态和第二状态,且所述第一变压器的磁芯的导磁率以及所述第二变压器的磁芯的导磁率均为15以上且120以下,

其中,所述第一状态为下述状态,即第一开关接通,且在所述第一输出电路中电流在所述第一整流二极管的整流方向上流动,在所述第二变压器中进行电能的蓄积,

所述第二状态为下述状态,即第二开关接通,且在所述第二输出电路中电流在所述第二整流二极管的整流方向上流动,在所述第一变压器中进行电能的蓄积,

所述串联电路部还具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的第一电容器,所述第一开关与由所述第一变压器的初级侧、所述第二变压器的初级侧以及所述第一电容器构成的串联连接进行串联连接,

所述串联电路部的另一个端部被连接在所述第二开关与所述第二输入端子之间,

在所述第一状态下,在所述第一电容器中蓄积电荷,

在所述第二状态下,蓄积于所述第一电容器的所述电荷被释放出,

所述串联电路部还具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的第二电容器,所述第二开关与由所述第一变压器的初级侧、所述第二变压器的初级侧以及所述第二电容器构成的串联连接进行串联连接,

所述第一电容器位于由所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧构成的串联连接和所述串联电路部的另一个端部之间,

所述第二电容器的一个端部连接在由所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧构成的串联连接和所述第一电容器之间,另一个端部与所述第一输入端子连接,

在所述第一状态下，电荷被蓄积于所述第一电容器，并且蓄积于所述第二电容器的所述电荷被释放出，

在所述第二状态下，电荷被蓄积于所述第二电容器，并且蓄积于所述第一电容器的所述电荷被释放出。

2.一种直流电压变换电路，具备：

第一输入端子以及第二输入端子；

多个开关；

串联电路部，第一变压器的初级侧、以及极性与所述第一变压器相同且磁性独立的第二变压器的初级侧被串联地连接；

第一输出电路，以串联连接方式具备所述第一变压器的次级侧以及第一整流二极管，在所述第一整流二极管的整流方向的端部设置有第一输出端子，在与所述第一整流二极管的整流方向相反一侧的端部设置有第二输出端子；

第二输出电路，以串联连接的方式具备所述第二变压器的次级侧以及第二整流二极管，所述第一输出端子位于所述第二整流二极管的整流方向的端部，所述第二输出端子位于与所述第二整流二极管的整流方向相反一侧的端部；

控制部，控制所述多个开关，

所述直流电压变换电路中：

所述多个开关具备一个端部与所述第一输入端子连接的第一开关和一个端部与所述第二输入端子连接的第二开关，

所述第一开关和所述第二开关被串联地连接，所述串联电路部的一个端部被连接于所述第一开关与所述第二开关的中间，

在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部，

通过具有死区期间地对所述第一开关和所述第二开关交替地进行接通断开控制，从而使在所述串联电路部中流动的电流的朝向交替地反转，

使交替地产生第一状态和第二状态，且所述第一变压器的磁芯的导磁率以及所述第二变压器的磁芯的导磁率均为15以上且120以下，

其中，所述第一状态为下述状态，即第一开关接通，且在所述第一输出电路中电流在所述第一整流二极管的整流方向上流动，在所述第二变压器中进行电能的蓄积，

所述第二状态为下述状态，即第二开关接通，且在所述第二输出电路中电流在所述第二整流二极管的整流方向上流动，在所述第一变压器中进行电能的蓄积，

所述多个开关还具备：

设置于所述串联电路部的另一个端部与所述第一输入端子之间的第三开关；和

设置于所述串联电路部的另一个端部与所述第二输入端子之间的第四开关，

所述第三开关和所述第四开关被串联地连接，所述串联电路部的另一个端部被连接于所述第三开关与所述第四开关的中间，

在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部也具有所述死区期间地对所述第三开关和所述第四开关交替地进行接通断开控制，

在所述第一状态下，所述第一开关以及所述第四开关接通，

在所述第二状态下，所述第二开关以及所述第三开关接通，

在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时,所述控制部,

对所述第一开关到所述第四开关分别以小于50%的相互相等的占空比反复接通和断开,

关于将所述第二开关到所述第四开关设为接通的时机,

将自所述第一开关成为接通开始经过了转移期间的情况设为契机,将所述第四开关设为接通而使所述第一状态产生,该转移期间为比所述第一开关处于接通的状态的期间即接通期间短的规定的长度的期间,

将从所述第一开关成为断开开始经过了所述死区期间的情况设为契机使所述第二开关接通,

将从所述第二开关成为接通开始经过了所述转移期间的情况设为契机,将所述第三开关设为接通而使所述第二状态产生,

通过变更所述第一状态的期间的长度以及所述第二状态的期间的长度,从而能变更所述第一输出端子相对于所述第二输出端子的电位差。

3.根据权利要求1或2所述的直流电压变换电路,其中,

所述第一变压器的磁芯以及所述第二变压器的磁芯均不具有空气间隙部。

4.根据权利要求1或2所述的直流电压变换电路,其中,

所述第一变压器的磁芯的饱和磁通密度以及所述第二变压器的磁芯的饱和磁通密度均为700mT以上。

5.根据权利要求1或2所述的直流电压变换电路,其中,

所述多个开关分别具有场效应晶体管。

6.根据权利要求5所述的直流电压变换电路,其中,

具备包括所述多个开关的至少一个开关的所述场效应晶体管的输出电容而构成的谐振电路,在被控制为所述多个开关的至少一个开关处于断开时,设定所述谐振电路的谐振条件以使得该开关的所述场效应晶体管的漏极电压成为0V以下。

7.根据权利要求6所述的直流电压变换电路,其中,

所述串联电路部还具备与所述多个开关的至少一个开关串联地连接的线圈,所述谐振电路包括所述线圈。

8.根据权利要求7所述的直流电压变换电路,其中,

所述线圈的磁芯的导磁率为15以上且120以下。

9.根据权利要求8所述的直流电压变换电路,其中,

所述线圈的磁芯不具有空气间隙部。

10.根据权利要求7～9中任一项所述的直流电压变换电路,其中,

所述线圈的磁芯的饱和磁通密度为700mT以上。

11.一种电源装置,具备:

权利要求1到权利要求10的任一项中记载的直流电压变换电路;和

与所述直流电压变换电路具备的所述第一输入端子以及所述第二输入端子分别电连接的直流电源。

直流电压变换电路以及电源装置

技术领域

[0001] 本发明涉及将被输入的直流电压进行变换的直流电压变换电路以及具备该直流电压变换电路的电源装置。

背景技术

[0002] 在机动车中,随着控制系统的电子化不断发展,并组装由马达构成的驱动机构,从而机动车内中使用的电流量逐渐增大。因此,在对EV、P-HEV等高压进行处理的情况下,需要绝缘型并且大电流的直流电源。为了应对这种机器所需要的电流量的增大化,广泛采用基于损耗低的绝缘型软开关技术的电路方式。作为这种电路的具体例,举出ZERO电压开关相移转换器、ZERO电压开关有源钳位转换器、ZERO电流开关LLC转换器等。

[0003] 在专利文献1中,作为这种软开关方式DC-DC转换器的一例,公开了使2组开关单元分别交替地接通断开动作,在位于各组的开关单元之间的变压器的初级侧流动相反朝向的电流,在设置于变压器的次级侧的2个输出电路中交替地流动电流的全桥型的开关电源装置(ZERO电压开关相移转换器)。

[0004] 在先技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:日本特开2000-232781号公报

发明内容

[0007] 发明要解决的课题

[0008] 在供给大电流的DC-DC转换器中,如果想要以单输出电路供给大电流,则对功率半导体施加的负荷变大,不能进行高速动作、在效率、尺寸方面出现负面影响。特别是,在使用变压器的转换器的情况下,对于变压器和对脉冲电压进行平滑的线圈(电抗器,电感)分别进行能量的变换、能量的蓄积,因而不能避免这样构成的磁性体部件的大型化。此外,由于从变压器向线圈以串联的方式传送电力因而成为在变压器以及线圈中分别产生的损耗相乘的变换,存在变换效率恶化的课题。

[0009] 本发明正是鉴于上述现状而提出的,其目的在于提供一种能与小型化以及高效率维持的要求提高相对应的直流电压变换电路以及具备该直流电压变换电路的电源装置(DC-DC转换器)。

[0010] 用于解决课题的手段

[0011] 用于解决上述课题的本发明,一方式的直流电压变换电路中,具备:第一输入端子以及第二输入端子;多个开关;串联电路部,第一变压器的初级侧、以及极性与所述第一变压器相同且磁性独立的第二变压器的初级侧被串联地连接;第一输出电路,以串联连接方式具备所述第一变压器的次级侧以及第一整流二极管,在所述第一整流二极管的整流方向的端部设置有第一输出端子,在与所述第一整流二极管的整流方向相反一侧的端部设置有第二输出端子;第二输出电路,以串联连接的方式具备所述第二变压器的次级侧以及第二

整流二极管，所述第一输出端子位于所述第二整流二极管的整流方向的端部，所述第二输出端子位于与所述第二整流二极管的整流方向相反一侧的端部；控制部，控制所述多个开关，所述直流电压变换电路中：所述多个开关具备一个端部与所述第一输入端子连接的第一开关和一个端部与所述第二输入端子连接的第二开关，所述第一开关和所述第二开关被串联地连接，所述串联电路部的一个端部被连接于所述第一开关与所述第二开关的中间，在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部，通过具有死区期间地对所述第一开关和所述第二开关交替地进行接通断开控制，从而使在所述串联电路部中流动的电流的朝向交替地反转，使交替地产生第一状态和第二状态，且所述第一变压器的磁芯的导磁率以及所述第二变压器的磁芯的导磁率均为15以上且120以下，其中，所述第一状态为下述状态，即第一开关接通，且在所述第一输出电路中电流在所述第一整流二极管的整流方向上流动，在所述第二变压器中进行电能的蓄积，所述第二状态为下述状态，即第二开关接通，且在所述第二输出电路中电流在所述第二整流二极管的整流方向上流动，在所述第一变压器中进行电能的蓄积。

[0012] 在上述结构中，在第一状态下，电流仅在第一输出电路中流动，通过第二整流二极管而在第二输出电路中不流动电流。然而，由于在第二输出电路相关的第二变压器的初级侧流动电流，因而第二变压器中蓄积基于反电动势的能量。另一方面，在第一状态下，仅在第一输出电路中流动电流，第一变压器中蓄积基于反电动势的能量。如上那样通过也作为能量蓄积元件发挥功能的第一变压器以及第二变压器的磁芯的导磁率(初导磁率)为15以上且120以下，从而变压器的磁化难以饱和，能量损耗难以产生。因此，上述的直流电压变换电路能够应对小型化的要求。尤其优选变压器的磁芯的导磁率为26以上且60以下。

[0013] 在上述的直流电压变换电路中，所述串联电路部也可还具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的第一电容器。在该情况下，所述第一开关与由所述第一变压器的初级侧、所述第二变压器的初级侧以及所述第一电容器构成的串联连接进行串联连接，所述串联电路部的另一个端部被连接在所述第二开关与所述第二输入端子之间。在所述第一状态下，基于在第一输入端子与第二输入端子之间被施加的直流电压的电流在第一变压器的初级侧以及第二变压器的初级侧流动并且在所述第一电容器中蓄积电荷。在所述第二状态下，蓄积于所述第一电容器的所述电荷被释放出，基于该释放出的电荷的电流在第一变压器的初级侧以及第二变压器的初级侧流动。

[0014] 在该情况下，所述串联电路部也可还具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的第二电容器。此时，所述第二开关与由所述第一变压器的初级侧、所述第二变压器的初级侧以及所述第二电容器构成的串联连接进行串联连接，所述第一电容器位于由所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧构成的串联连接和所述串联电路部的另一个端部之间，所述第二电容器的一个端部连接在由所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧构成的串联连接和所述第一电容器之间，另一个端部与所述第一输入端子连接。因此，成为在第一输入端子与第二输入端子之间由第一开关和第二开关构成的串联连接和由第一电容器和第二电容器构成的串联连接被并联地配置的结构。所述第一状态下，基于被施加于第一输入端子与第二输入端子之间的直流电压的电流在第一变压器的初级侧以及第二变压器的初级侧流动，在所述第一电容器蓄积电荷，并且在所述第二电容器中被蓄积的所述电荷被释放出。所述第二状态下，在所述第二

电容器中蓄积电荷，并且蓄积于所述第一电容器的所述电荷被释放出，基于该释放出的电荷的电流在第一变压器的初级侧以及第二变压器的初级侧流动。

[0015] 在上述的直流电压变换电路中，所述多个开关也可还具备：设置于所述串联电路部的另一个端部与所述第一输入端子之间的第三开关；和设置于所述串联电路部的另一个端部与所述第二输入端子之间的第四开关。在该情况下，所述第三开关和所述第四开关被串联地连接，所述串联电路部的另一个端部被连接于所述第三开关与所述第四开关的中间。在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部也具有所述死区期间地对所述第三开关和所述第四开关交替地进行接通断开控制。在该控制中，在所述第一状态下，所述第一开关以及所述第四开关接通，在所述第二状态下，所述第二开关以及所述第三开关接通。对于该结构，在第一输入端子与第二输入端子之间并联地配置由第一开关和第二开关构成的串联连接和由第三开关和第四开关构成的串联连接。

[0016] 如上述那样具有第三开关以及第四开关的情况的具体例之一如下所述。所述串联电路部还具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的电容器作为DC切断电容器。在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部对所述第一开关和所述第四开关进行同步控制，并且对所述第二开关和所述第三开关进行同步控制。此时，通过变更所述第一开关的占空比和所述第二开关的占空比的至少一个占空比，从而能变更所述第一输出端子相对于所述第二输出端子的电位差(输出电压)。

[0017] 如上述那样具备第三开关以及第四开关的情况的具体例的另一个例子如下所述。在对所述第一输入端子与所述第二输入端子之间施加了直流电压时，所述控制部对所述第一开关到所述第四开关分别以小于50％的相互相等的占空比反复接通和断开，关于将所述第二开关到所述第四开关设为接通的时机，将自所述第一开关成为接通开始经过了转移期间的情况设为契机，将所述第四开关设为接通而使所述第一状态产生，该转移期间为比所述第一开关处于接通的状态的期间即接通期间短的规定的长度的期间，将从所述第一开关成为断开开始经过了所述死区期间的情况设为契机使所述第二开关接通，将从所述第二开关成为接通开始经过了所述转移期间的情况设为契机，将所述第三开关设为接通而使所述第二状态产生。此时，通过变更所述第一状态的期间的长度以及所述第二状态的期间的长度，从而能变更所述第一输出端子相对于所述第二输出端子的电位差。在该例子中，由于从第一开关到第四开关的占空比相等，因而串联电路部也可不具有与所述第一变压器的初级侧以及所述第二变压器的初级侧串联地连接的电容器(DC切断电容器)。

[0018] 优选所述第一变压器的磁芯以及所述第二变压器的磁芯均不具有空气间隙部。如上述那样优选变压器的磁芯的导磁率低，但如果在磁芯中设置空气间隙部而使磁芯的导磁率(有效导磁率)降低，则从变压器不可避免地产生漏磁通，线圈中产生损耗。此外，担心对构成上述的直流电压变换电路的其他元件、位于上述的直流电压变换电路的周边的其他机器带来不好的影响。因此，优选直流电压变换电路具备的变压器不具有空气间隙部。

[0019] 所述第一变压器的磁芯的饱和磁通密度以及所述第二变压器的磁芯的饱和磁通密度均为700mT以上这一点从降低磁芯的磁化的饱和产生的可能性这一观点来看是优选的。由于到此为止较多的变压器中使用的MnZn系铁氧体的有效的饱和磁通密度没有高过350mT程度，因而对于本发明所涉及的方式对小型化是无效的。从兼具提高饱和磁通密度和

降低损耗的观点来看,特别优选变压器的磁芯的饱和磁通密度为0.8以上且1.3T以下。

[0020] 作为所述多个开关具有的元件的具体例,举出场效应晶体管。在该情况下,也可具备包括所述多个开关的至少一个开关的所述场效应晶体管的输出电容而构成的谐振电路。该谐振电路在被控制为所述多个开关的至少一个开关处于断开时,设定所述谐振电路的谐振条件以使得该开关的所述场效应晶体管的漏极电压成为0V以下。对于构成开关的场效应晶体管的寄生电容,在开关成为接通的期间中蓄积电荷。在使开关进行断开动作时,该蓄积的电荷通过该谐振电路被适当地释放出。因此,场效应晶体管的漏极电压成为0V以下而能实现零伏开关。所述串联电路部还具备与所述多个开关的至少一个开关串联地连接的线圈,在所述谐振电路构成为包括所述线圈的情况下,将漏极电压设为0V以下的谐振条件的设定变得容易。需要说明的是,在开关变为接通的期间,在设置于串联电路部的2个变压器的一个变压器中蓄积电荷,因而该变压器成为谐振电路的一部分,也可对零伏开关的实现作出贡献。

[0021] 在此,具备所述多个开关的至少一个开关的所述场效应晶体管的输出电容而构成的谐振电路,在被控制为所述多个开关的至少一个开关处于断开时,设定所述谐振电路的谐振条件以使得该开关的所述场效应晶体管的漏极电压成为0V以下,从而能够可靠地进行零伏开关。此外,有时能防止由于谐振电路引起的尖刺信号的产生。

[0022] 此外,优选所述线圈的磁芯的导磁率为15以上且120以下。通过为与变压器同样低的导磁率,从而能够使包括开关内电容器和线圈而构成的谐振电路更稳定地动作。如果所述线圈的磁芯为无空气间隙(即,所述线圈的磁芯不具有空气间隙部),则不产生漏磁通,因而优选。如果所述线圈的磁芯饱和磁通密度为700mT以上,则在谐振电路进行了动作时线圈难以饱和,因而优选。

[0023] 本发明作为另一方式提供一种电源装置,该电源装置具备:上述的直流电压变换电路;和与所述直流电压变换电路具备的所述第一输入端子以及所述第二输入端子分别电连接的直流电源。

[0024] 发明效果

[0025] 根据本发明,能提供一种能应对小型化的要求的直流电源平滑化电路。此外,还能提供具备上述直流电源平滑化电路的直流电源。

附图说明

[0026] 图1为本发明的第一实施方式所涉及的电源装置的电路图。

[0027] 图2为图1所示的电路的时序图。

[0028] 图3为说明图1所示的电路处于第一状态的情况下的动作(第一栅极驱动器GD1接通动作,第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。

[0029] 图4为说明图1所示的电路处于第二状态的情况下的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作,第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

[0030] 图5的(a)为用于说明在图1所示的电路的串联电路部流动的电流的时序图,图5的(b)为用于说明在图1所示的电路具有的谐振电路没有适当地发挥功能的情况下在串联电路部流动的电流的时序图。

[0031] 图6的(a)为用于说明在图1所示的电路具有的谐振电路适当地发挥功能的情况的

时序图，图6的(b)为用于说明在图1所示的电路具有的谐振电路没有适当地发挥功能的情况的时序图，图6的(c)为放大了图1的(b)的一部分的时序图。

[0032] 图7为对在磁芯具有空气间隙部的线圈中流过了电流时产生的漏磁场的磁通密度进行了仿真的结果。

[0033] 图8为针对图7所示的线圈对基于漏磁场的焦耳损耗密度进行了仿真的结果。

[0034] 图9为本发明的第二实施方式所涉及的电源装置的电路图。

[0035] 图10为图9所示的电路的时序图。

[0036] 图11为本发明的第三实施方式所涉及的电源装置的电路图。

[0037] 图12为说明图11所示的电路处于第一状态的情况下的动作(第一栅极驱动器GD1接通的动作，第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。

[0038] 图13为说明图11所示的电路处于第二状态的情况下的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作，第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

[0039] 图14为本发明的第四实施方式所涉及的电源装置的电路图。

[0040] 图15为说明图14所示的电路处于第一状态的情况下的动作(第一栅极驱动器GD1接通动作，第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。

[0041] 图16为说明图14所示的电路处于第二状态的情况下的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作，第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

具体实施方式

[0042] 以下，参照附图，对本发明的实施方式进行说明。

[0043] (第一实施方式)

[0044] 图1为本发明的第一实施方式所涉及的电源装置的电路图。如图1所示那样，本发明的第一实施方式所涉及的电源装置100具备直流电压变换电路10、和与直流电压变换电路10所备有的第一输入端子11以及第二输入端子12分别电连接的直流电源70。图1中，直流电源70的正极端子与第一输入端子11连接，直流电源70的负极端子与第二输入端子12连接。也可直流电源70的负极端子与接地端子连接，第二输入端子12接地。

[0045] 直流电压变换电路10具备多个开关，具体地说，在本实施方式中，具备第一开关21、第二开关22、第三开关23以及第四开关24。这些开关均为具有场效应晶体管的开关。第一开关21以及第三开关23的各个一个端部相对第一输入端子11被并联地连接。第二开关22以及第四开关24的各个一个端部相对于第二输入端子12被并联连接。第一开关21的另一个端部和第二开关22的另一个端部被连接，第一开关21和第二开关22构成串联连接(半桥电路)。第三开关23的另一个端部和第四开关24的另一个端部被连接，第一开关21和第二开关22构成串联连接(半桥电路)。因此，直流电压变换电路10具有由第一开关21和第二开关22构成的串联连接、和由第三开关23和第四开关24构成的串联连接在第一输入端子11与第二输入端子12之间被并联连接的结构(全桥电路)。

[0046] 直流电压变换电路10具备电容器33、第一变压器31的初级侧311、以及极性与第一变压器31相等且磁性上独立的第二变压器32的初级侧321以串联的方式被连接的串联电路部SC1。电容器33为DC切断电容器，防止直流的大电流流入串联电路部SC1、多个开关(第一开关21到第四开关24)。在图1所示的直流电压变换电路10的串联电路部SC1中，相对由电容

器33、第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级侧321构成的串联连接，还以串联的方式连接线圈34。

[0047] 串联电路部SC1的一个端部(第一端部P1)被连接在以串联的方式连接的第一开关21与第二开关22之间，串联电路部SC1的另一个端部(第二端部P2)被连接在以串联的方式连接的第三开关23与第四开关24之间。

[0048] 直流电压变换电路10具备第一输出电路OC1，该第一输出电路OC1以串联连接的方式具备第一变压器31的次级侧312以及第一整流二极管41，在第一整流二极管41的整流方向的端部设置有第一输出端子51。第一输出电路OC1的输出电压Vout为第一输出端子51相对于设置于与第一整流二极管41的整流方向相反一侧的端部的第二输出端子52的电位差。第二输出端子52也可为接地端子。

[0049] 直流电压变换电路10具备第二输出电路OC2，该第二输出电路OC2以串联连接的方式具备第二变压器32的次级侧322以及第二整流二极管42，在第二整流二极管42的整流方向的端部连接有上述的第一输出端子51。与第二整流二极管42的整流方向相反一侧的端部与上述的第二输出端子52连接。因此，第一输出电路OC1与第二输出电路OC2共用输出(第一输出端子51，第二输出端子52)。此外，直流电压变换电路10中第一变压器31的次级侧312与第二变压器32的次级侧322被串联地连接，第一输出端子51成为输出第一变压器31的次级侧312与第二变压器32的次级侧322之间的电位的端子。

[0050] 直流电压变换电路10具备对多个开关(第一开关21到第四开关24)进行控制的控制部60。控制部60具备2个脉冲驱动电路(第一栅极驱动器GD1，第二栅极驱动器GD2)，第一栅极驱动器GD1和第二栅极驱动器GD2独立地输出接通(ON)/断开(OFF)信号。第一栅极驱动器GD1对第一开关21和第四开关24进行同步控制，第二栅极驱动器GD2对第二开关22和第三开关23进行同步控制。

[0051] 图2为图1所示的电路的时序图。如图2所示那样，控制部60具有死区期间dt地交替地对第一开关21和第二开关22进行接通断开控制。如果基于图2具体地进行说明，则控制第一开关21(第三开关23也被同步控制)。第一栅极驱动器GD1从时间t0到时间t1为断开，从时间t1到时间t2为接通，从时间t2到时间t5为断开。以下，同样地，从时间t5到时间t6为接通，从时间t6到时间t9为断开，时间t9以下为接通。控制第二开关22(第四开关24也被同步控制)。第二栅极驱动器GD2从时间t0到时间t3为断开，从时间t3到时间t4为接通。以下，同样地，从时间t4到时间t7以及从时间t8到时间t9之后为断开，从时间t7到时间t8为接通。因此，死区期间dt成为时间t0与时间t1之间、时间t2与时间t3之间、时间t4与时间t5之间、时间t6与时间t7之间以及时间t8与时间t9之间。

[0052] 如果经过时间t0而处于时间t1，第一栅极驱动器GD1成为接通，则第一开关21的漏极电压Vds1降低，第一开关21成为导通状态。因此，第一开关21的漏极电流Id1随着时间经过而增大。通过第一栅极驱动器GD1进行动作的第三开关23的漏极电压以及漏极电流也进行与第一开关21的漏极电压Vds1以及漏极电流Id1同样的工作。因此，从时间t1到时间t2之间，如图3的黑虚线箭头A1所示那样，在串联电路部SC1中，电流从第一端部P1侧向第二端部P2侧流动。图3为说明图1所示的电路位于第一状态ST1的情况下的动作(第一栅极驱动器GD1接通动作，第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。

[0053] 通过在该串联电路部SC1中流动的电流，在第一变压器31的初级侧311以及第二变

压器32的初级侧321产生反电动势。在第一变压器31的次级侧312，基于由该反电动势产生的感应电动势而在第一输出电路OC1中流动感应电流(图3中由黑虚线箭头B1示出。)。然而，第二输出电路OC2具有仅从第二输出端子52侧向第一输出端子51侧流动电流的第二整流二极管42，因而包括第二变压器32的次级侧322的第二输出电路OC2中没有流动感应电流。第一变压器31和第二变压器32在磁性上独立，因而第二变压器32中蓄积了基于反电动势的能量。

[0054] 此后，如果到达时间t2则第一栅极驱动器GD1从接通变为断开，在时间t2与时间t3之间的死区期间dt漏极电压Vds1增大而第一开关21成为非导通状态。因此，时间t1以后增大的第一开关21的漏极电流Id1在时间t2成为0A。

[0055] 另一方面，第二栅极驱动器GD2在时间t0成为断开，因而第二开关22的漏极电压Vds2在时间t0与时间t1之间的死区期间dt增大，第二开关22成为非导通状态。因此，在到达时间t0之前增大的第二开关22的漏极电流Id2在时间t0成为0A。在时间t2，相对于第二栅极驱动器GD2维持断开而第一栅极驱动器GD1从接通变为断开，从而开始时间t2与时间t3之间的死区期间dt。此时，包括第一开关21以及第三开关23的输出电容(场效应晶体管中的漏极-源极间电容)和电感元件(线圈34，第二变压器32)而构成谐振电路。基于该谐振电路的谐振的电压变动在时间t2与时间t3之间的死区期间dt中与第二开关22的漏极电压Vds2相重叠，实现了零伏开关。此外，第二开关22的漏极电流Id2叠加有基于该谐振电路的电流，因而暂时地成为负电流。关于这一点，在后面叙述。

[0056] 如果第二栅极驱动器GD2到时间t3成为接通，则基于在第一开关21以及第三开关23的输出电容中蓄积的电荷的谐振的影响变小，而第二开关22的漏极电压Vds2稳定地降低，第二开关22成为导通状态。因此，第二开关22的漏极电流Id2随着时间经过而增大。通过第二栅极驱动器GD2而动作的第四开关24的漏极电压以及漏极电流进行与第二开关22的漏极电压Vds2以及漏极电流Id2同样的工作。因此，在从时间t3到时间t4之间，如图4的黑虚线箭头A2所示那样，串联电路部SC1中，电流从第二端部P2侧向第一端部P1侧流动。图4为说明图1所示的电路处于第二状态ST2的情况下的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作，第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

[0057] 通过在该串联电路部SC1中流动的电流，在第一变压器31的初级侧311以及第二变压器32的初级侧321也产生反电动势。在第二变压器32的次级侧322中，基于通过该反电动势产生的感应电动势在第二输出电路OC2中流动感应电流(图4中由黑虚线箭头B2示出。)。然而，第一输出电路OC1具有从第二输出端子52侧仅在第一输出端子51侧流动电流的第一整流二极管41，因而在包括第一变压器31的次级侧312的第一输出电路OC1中没有流动感应电流。由于第一变压器31和第二变压器32在磁性上独立，因此在第一变压器31中蓄积有基于反电动势的能量。

[0058] 如以上说明的那样，在第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，在第一输入端子11与第二输入端子12之间被施加直流电压时，通过控制部60具有死区期间dt地交替地对第一开关21和第二开关22进行接通断开控制，从而使在串联电路部SC1中流动的电流的朝向交替地反转。通过该控制部60的控制，第一状态ST1和第二状态ST2交替地产生。第一状态ST1下，第一开关21以及第四开关24接通，且在第一输出电路OC1中电流在第一整流二极管41的整流方向上流动(黑虚线箭头B1)，在第二变压器32中进行电能的蓄积。第二状态

ST2下，第二开关22以及第三开关23接通，且在第二输出电路OC2中电流在第二整流二极管42的整流方向上流动(黑虚线箭头B2)，在第一变压器31中进行电能的蓄积。第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，如图2所示那样，第一开关21以及第四开关24为接通的期间全部为第一状态ST1，第二开关22以及第三开关23为接通的期间全部为第二状态ST2。

[0059] 第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，通过控制部60对第一开关21的占空比D1和第二开关22的占空比D2的至少一方进行变更，能变更第二输出端子52相对第一输出端子51的电位差(输出电压Vout)。需要说明的是，第一开关21的占空比D1以及第二开关22的占空比D2满足以下的条件。

[0060] $0<D1<1$，

[0061] $0<D2<1$，

[0062] $D1\neq D2$并且

[0063] $0<D1+D2<1$

[0064] 如上述那样，由于$D1\neq D2$，因而在第一状态ST1下在黑虚线箭头A1的朝向上流动的电流量和在第二状态ST2下在黑虚线箭头A2的朝向上流动的电流量不一致(非对称)。因此，在串联电路部SC1中设置作为DC切断电容器的电容器33，以使得不产生在串联电路部SC1中流动的电流的直流成分，即，使得作为串联电路部SC1的全体在第一端部P1与第二端部P2之间在黑虚线箭头A1的朝向(D1＞D2的情况)或者黑虚线箭头A2的朝向(D1＜D2的情况)上不流动电流。

[0065] 在此，在设置于第一开关21以及第四开关24为接通的期间后的死区期间dt比第一开关21以及第四开关24为接通的期间足够短，设置于第二开关22以及第三开关23为接通的期间后的死区期间dt比第二开关22以及第三开关23为接通的期间足够短的情况下，以下的关系成立。

[0066] $D1+D2\approx1$

[0067] 此时，输出电压Vout满足下式。

[0068] $Vout\propto D1(1-D1)$

[0069] 根据上述式子，输出电压Vout与第一开关21的占空比D1的关系成为将D1＝0.5的情况设为顶点，在D1＝0以及D1＝1对Vout＝0进行横切的抛物线。因此，为了调整输出电压Vout，只要在$0<D1<0.5$或者$0.5<D1<1$的范围中控制D1即可。

[0070] 图5的(a)为用于说明图1所示的电路的串联电路部中流动的电流的时序图。图5的(b)为用于说明在图1所示的电路具有的谐振电路没有适当地发送功能的情况下在串联电路部流动的电流的时序图。图5的(a)的上侧的电流图表为图2所示的第一开关21的漏极电流Id1，图5的(a)的中央的电流图表为使图2所示的第二开关22的漏极电流Id2的极性反转的。由于这些电流在串联电路部SC1中流动，因而如果设从第一端部P1侧向第二端部P2侧的流动为正，则将图5的(a)的上侧的电流图表和图5的(a)的中央的电流图表进行合成而得到的电流图表为在串联电路部SC1中流动的合成电流Isc的图表，在图5的(a)的下侧示出。在图5的(a)的下侧的合成电流Isc的图表中，通过位于串联电路部SC1的电感元件(线圈34，第一变压器31，第二变压器32)，合成电流Isc慢慢地增减。

[0071] 在位于串联电路部SC1的电感元件(线圈34，第一变压器31，第二变压器32)没有适当地发挥功能的情况下，如图5的(b)所示那样，合成电流Isc按照第一栅极驱动器GD1以及

第二栅极驱动器GD2的动作急剧地变化。

[0072] 图6的(a)为用于说明图1所示的电路具有的谐振电路适当地发挥功能的情况的时序图，(b)为用于说明图1所示的电路具有的谐振电路没有适当地发挥功能的情况的时序图，(c)为放大了图1的(b)的一部分的时序图。

[0073] 在直流电压变换电路10中，在串联电路部SC1中设置线圈34，在其自感Lr足够大等、谐振电路的电感元件适当地发挥功能的情况下，如图6的(a)所示那样，第一开关21的漏极电压Vds1成为0V以下，漏极电流Id1在负方向上流动，实现了零伏开关。需要说明的是，第一变压器31或者第二变压器32也可称为谐振电路的一部分。

[0074] 与此相对，谐振电路的电感元件(没有适当地发挥功能的情况(具体地说，例示有在串联电路部SC1中没有设置线圈34的情况、虽然设置有线圈34但是其自感Lr过度小的情况等。)中，如图6(b)以及图6(c)所示那样，串联电路部SC1的阻抗增加，因而在谐振电路的电容元件(具体地说第一开关21以及第四开关24的输出电容)中流动的电流减小。因此，第一开关21的漏极电压Vds1不会降低到0V直到谐振电路所产生的电压的振幅的最大值(最大振幅电压)变小到0V为止。此外，由于串联电路部SC1的电感小，因而时间常数τ变短。如图6(c)所示的例子中，构成第一开关21的场效应晶体管成为接通动作的时机ton也比时间常数τ变迟。因此，不能实现零伏开关。此外，在第一开关21的漏极电压Vds1产生尖刺状的电压上升(浪涌电压)，该电压上升能成为噪声的原因。

[0075] 如以上说明的那样，为了使第一开关21等开关适当地进行动作，优选谐振电路的电感元件额电感大。根据该观点设置线圈34。需要说明的是，本实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，第一变压器31和第二变压器32磁性地独立，因而由于电流在一个变压器(例如第一变压器31)相关的输出电路(第一输出电路OC1)中流动时，电流在另一个变压器(第二变压器32)相关的输出电路(第二输出电路OC2)中不流动，从而另一个变压器(第二变压器32)的初级侧(第二变压器32的初级侧321)能够与线圈34同样地作为电感发挥功能。

[0076] 需要说明的是，在直流电压变换电路10被适用于液晶显示机器、有机EL显示机器那样的显示装置、信息机器的电源装置等的情况下，由于噪声应被抑制，因而优选能实现图6的(a)所示那样的零伏开关。在直流电压变换电路10的电气机动车的充电座电源装置等、噪声所带来的影响小的情况下，不特别要求进行零伏开关。在该情况下，由于开关的输出电容中蓄积的电荷被释放出等而如图6(b)以及图6(c)所示那样能产生尖刺电压(浪涌电压)、尖刺电流(浪涌电流)(硬开关)。然而，不需要调整谐振条件以使得直流电压变换电路10中的谐振电路(第一变压器31或者第二变压器32作为电感发挥功能)的最大振幅电压变大。因此，能够扩大直流电压变换电路10的控制范围。此外，直流电压变换电路10中线圈34不是必须的，因而能实现直流电压变换电路10的小型化。

[0077] 由于上述的直流电压变换电路10为所谓的全桥方式，因而对串联电路部SC1施加的电压成为来自电源装置100的直流电源70的输入电压Vin。因此，优选作为大输出的转换器用途使用。直流电压变换电路10的输出电压Vout与输入电压Vin的关系使用从脉冲驱动电路输出的脉冲的占空比D1(0＜D1＜1)以及变压器的匝数比(1次侧匝数/2次侧匝数)n，如下述那样表示(其中，第一变压器31的绕线比与第二变压器32的绕线比相等。)。

[0078] $Vout = 2 \times D1 \times (1-D1) \times Vin/n$

[0079] 因此，直流电压变换电路10作为DC-DC转换器而降压比(Vout/Vin)未必高，但在第

一开关21等开关中流动的电流相对地变低，因而适于大输出用途。

[0080] 如上述那样，本实施方式所涉及的直流电压变换电路10适于大输出用途，作为构成电感元件(线圈34、第一变压器31、第二变压器32)的磁芯(铁心，core)的材料，从高频(例如100kHz以上)用途下低铁心损耗的观点来看适用一般的铁氧体系软磁性材料，担心以下那样的问题。如上述的那样，在直流电压变换电路10中，次级侧位于在动作时电流不流动的输出电路的变压器与线圈34同样地作为能量蓄积元件发挥功能。从有效地进行能量蓄积的观点来看，优选变压器的磁芯(core)由难以产生磁气饱和的材料构成，但铁氧体系软磁性材料的导磁率比较高，因而需要在变压器的磁芯(铁心，core)设置空气间隙部而使实际的导磁率降低。然而，空气间隙部使漏磁通的问题产生，结果上导致变压器的磁芯(core)的损耗(也包括铜损。)的增大。此外，铁氧体系软磁性材料的饱和磁通密度较低，因而为了避免磁饱和需要增大变压器的磁芯(core)的体积，成为变压器的小型化的阻碍重要因素。

[0081] 图7为对电流在磁芯中具有空气间隙部的线圈中流过时所产生的漏磁场的磁通(漏磁通)进行了仿真的结果，图8对基于该漏磁通的焦耳损耗密度进行了仿真的结果。如果磁芯中具有空气间隙部，则在图7中如箭头所示那样，从空气间隙部产生磁通的泄露，该漏磁通的一部分通过位于空气间隙的周围的线圈。通过来自该空气间隙部的漏磁通而在线圈中流动感应电流，产生焦耳损耗。如图8所示那样，焦耳损耗的密度在空气间隙部额周围变高，因而如果使在磁芯具有空气间隙部的线圈小型化，则线圈基于该焦耳损耗被过度地加热，担心线圈进行功能恶化。

[0082] 因而，本发明的第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，变压器(第一变压器31，第二变压器32)的磁芯(core)的导磁率(初导磁率)被设定为15以上且120以下。通过变压器的磁芯的导磁率处于该范围，从而即使在变压器中没有设置空气间隙部，变压器的磁化也难以饱和，难以产生能量损耗。更优选变压器的磁芯(core)的导磁率为20以上且80以下，特别优选为25以上且60以下。需要说明的是，作为构成变压器的磁芯(core)的软磁性材料的典型例的MnZn系铁氧体等铁氧体的导磁率例如为从1000到3500。如果采用上述那样的材料将变压器的磁芯(core)的导磁率(有效导磁率)设定于上述的范围，则设置空气间隙部变得必要，但担心空气间隙部如上述那样产生漏磁通的影响。因此，优选直流电压变换电路10所具备的变压器(第一变压器31，第二变压器32)不具有空气间隙部。

[0083] 此外，在本发明的第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，变压器(第一变压器31，第二变压器32)的磁芯(core)的饱和磁通密度为700mT以上这一点从避免变压器的磁芯(core)的磁饱和的观点来看优选。更优选变压器的磁芯(core)的饱和磁通密度为0.9T以上，特别优选为1.1T以上。从避免变压器的磁芯(core)的磁饱和的观点来看，没有规定变压器的磁芯(core)的饱和磁通密度的上限。由于在饱和磁通密度为1.4T以上那样的磁性体材料中损耗特性恶化的倾向也会变强，因而有时优选将1.3T程度设为上限。因此，从兼具备提高饱和磁通密度和降低损耗的观点来看特别优选变压器的磁芯的饱和磁通密度为0.8以上且1.3T以下。从确保构成变压器的磁芯(core)的材料的得到容易性的观点来看有时优选设为1.2T以下程度。需要说明的是，作为构成变压器的磁芯(core)的软磁性材料的典型例的铁氧体系软磁性材料的饱和磁通密度一般为380mT以上且500mT以下。

[0084] 由于满足上述那样的与导磁率相关的适宜范围、饱和磁通密度的适宜范围是容易的，因而优选变压器(第一变压器31，第二变压器32)的磁芯(core)中使用的磁性材料采用

无定形金属系软磁性材料、纳米结晶金属系软磁性材料等构成。作为无定形金属系软磁性材料的具体例，例示了Fe-P-C系非晶质磁性合金。特别是，使用Fe-P-C系非晶质磁性合金的粉末而构成的压粉铁心能够在高频(例如100kHz以上)下实现低的导磁率(120以下)、高的饱和磁通密度(700mT以上)以及低铁心损耗，因而优选。

[0085] 通过与上述的变压器(第一变压器31，第二变压器32)的磁芯(core)的情况相同的理由，优选线圈34的磁芯(core)也为15以上且120以下，更优选为20以上且80以下，特别优选为25以上且60以下。如果线圈34的磁芯(core)没有空气间隙，则不产生漏磁通，因而优选。优选线圈34的磁芯(core)的饱和磁通密度为700mT以上，更优选为0.9T以上，特别优选1.1T以上。从与上述那样的要求相应的观点来看，优选线圈34的磁芯(core)采用无定形金属系软磁性材料、纳米结晶金属系软磁性材料等构成，这一点也与变压器的磁芯(core)的情况相同。

[0086] (第二实施方式)

[0087] 图9为本发明的第二实施方式所涉及的电源装置的电路图。如图9所示那样，本发明的第二实施方式所涉及的电源装置100A所具备的直流电压变换电路10A的电路结构除了图9所示的本发明的第一实施方式所涉及的电源装置100备有的直流电压变换电路10的电路结构、和控制部60A的结构以外共用。直流电压变换电路10A的控制部60A具备控制第一开关21的第一栅极驱动器GD1、控制第二开关22的第二栅极驱动器GD2、控制第三开关23的第三栅极驱动器GD3以及控制第四开关24的第四栅极驱动器GD4。直流电压变换电路10A的电路结构除了控制部60A的结构以外与直流电压变换电路10的电路结构共用，因而以下仅对控制部60A进行说明，省略直流电压变换电路10A中的其他电路结构的说明。需要说明的是，直流电压变换电路10A中不需要电容器33。关于这一点在后面叙述。

[0088] 图10为图9所示的本发明的第二实施方式所涉及的电源装置100A备有的直流电压变换电路10A的时序图。在图10的时序图中，示出了从第一栅极驱动器GD1到第四栅极驱动器GD4的时序图以及第一开关21的漏极电流Id1、第四开关24的漏极电流Id4以及第四开关的漏极电压Vds4。

[0089] 直流电压变换电路10A的控制部60A对第一开关21以及第二开关22具有死区期间dt交替地进行接通断开控制，并且对于第三开关23以及第四开关24也具有死区期间dt交替地进行接通断开控制，这一点与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的控制部60通用。此外，第一状态ST1下，第一开关21以及第四开关24接通，且第二状态ST2下，第二开关22以及第三开关23接通，也与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的控制部60的控制相同。然而，如接下来进行说明的那样，第二实施方式所涉及的直流电压变换电路10A的控制部60A与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的控制部60不同，不进行第一开关21与第四开关24的同步控制以及第二开关22与第三开关23的同步控制，关于第一开关21到第四开关24进行所谓的相移控制。

[0090] 在对第一输入端子11和第二输入端子12之间施加了直流电压时，控制部60A对从第一开关21到第四开关24分别以小于0.5的相互相等的占空比D反复接通和断开。关于各开关，在作为处于接通的状态的期间的接通期间Pon和作为处于断开的状态的期间的断开期间Poff的合计期间成为第一开关的一周期。占空比D小于0.5的原因在于在各开关的接通期间Pon的前后设置有死区期间dt。

[0091] 控制部60A进行控制以使得使从第二开关22到第四开关24接通的时机与成为第一开关21接通的时机错开。

[0092] 首先，将自第一开关21处于接通起经过了作为比接通期间Pon短的规定的长度的期间的转移期间Ps的情况设为契机，将第四开关24设为接通而使第一状态ST1发生。在直流电压变换电路10A的控制部60A的控制中，仅相位相对第一开关21错开而成为了接通的第四开关24接通的期间和第一开关21所涉及的接通期间Pon的重复期间成为第一状态ST1，第一开关21所涉及的接通期间Pon全部不是第一状态ST1。

[0093] 接下来，将从第一开关21成为断开起经过了死区期间dt的情况设为契机而设第二开关22接通。通过第一开关21成为断开，从而第一状态ST1结束。

[0094] 接下来，将从第二开关22成为接通起到经过了转移期间Ps的情况设为契机，将第三开关23设为接通而使第二状态ST2发生。在直流电压变换电路10A的控制部60A的控制中，仅相位相对于第二开关22错开而成为接通的第三开关23接通的期间和第二开关22所涉及的接通期间Pon的重复期间成为第二状态ST2，第二开关22所涉及的接通期间Pon全部不是第二状态ST2。

[0095] 在直流电压变换电路10A的控制部60A的控制中，通过变更第一状态ST1的期间的长度以及第二状态ST2的期间的长度，变更第一输出端子51相对第二输出端子52的电位差(输出电压Vout)。作为控制部60A的控制的具体的一例，在死区期间dt比开关的接通期间Pon足够短的情况下，能够近似为D≈0.5，因而输出电压Vout与转移期间Ps具有以下的关系，通过变更转移期间Ps的长度，从而能够调整输出电压Vout。

[0096] $Vout \propto Ps/(Pon+Poff)$

[0097] 在此，成为$0<Ps/(Pon+Poff)<0.5$。

[0098] 在以上说明的第一实施方式所涉及的电源装置100所备有的直流电压变换电路10以及第二实施方式所涉及的电源装置100A所备有的直流电压变换电路10A中，4个开关(第一开关21到第四开关24)构成全桥电路。第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中，第一开关21与第四开关24被同步控制，第二开关22和第三开关23被同步控制，因而设置作为DC切断电容器的电容器33而防止大电流流入串联电路部SC1。第二实施方式所涉及的直流电压变换电路10A中，占空比D相等的4额开关(第一开关21到第四开关24)错开相位而被接通断开控制，因而大电流难以流入串联电路部SC1。因此，对于第二实施方式所涉及的直流电压变换电路10A，不必将作为DC切断电容器的电容器33设置于串联电路部SC1。

[0099] (第三实施方式)

[0100] 采用图11到图13对本发明的第三实施方式所涉及的电源装置100B进行说明。图11为本发明的第三实施方式所涉及的电源装置的电路图。图12为说明图11所示的电路处于第一状态ST1下的情况的动作(第一栅极驱动器GD1接通动作，第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。图13为说明图11所示的电路处于第二状态ST2下的情况的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作，第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

[0101] 第三实施方式所涉及的电源装置100B备有的直流电压变换电路10B，将第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中的由4个开关构成的全桥电路置换为由2个开关构成的半桥电路。如果采用与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的对比来说明第三实施方式所涉及的直流电压变换电路10B，则删除直流电压变换电路10中的由第三开关23与

第四开关24的串联连接构成的半桥电路，串联电路部SC1的另一个端部(第二端部P2)被连接在第二开关22与第二输入端子12之间。

[0102] 此外，第三实施方式所涉及的直流电压变换电路10B中，在第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10中设置了作为DC切断电容器的电容器33的位置设置第一电容器331。即，第一变压器31的初级侧311以及第二变压器32的初级321侧与第一电容器331构成串联连接，相对该串联连接，第一开关21被串联地连接。在图11所示的电路中，第一电容器331位于由第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接与串联电路部SC1的另一个端部(第二端部P2)之间，但并不限于此。第一电容器331也可相对于由第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接串联地连接。例如，第一电容器331也可位于由第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接与串联电路部SC1的一个端部(第一端部P1)之间。需要说明的是，在图11所示的电路中，线圈34也相对于由第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接串联地连接。

[0103] 如图12所示那样，在第一开关21处于接通的第一状态ST1下，在串联电路部SC1中电流以黑虚线箭头A3的路线流动，并在第一电容器331中蓄积电荷。此时，第一输出电路OC1中流动电流(黑虚线箭头B1)，第二变压器32中进行电能的蓄积。

[0104] 另一方面，如图13所示那样，在第二开关22成为接通的第二状态ST2下，由于第一状态ST1下被蓄积于第一电容器331的电荷被释放出，从而在串联电路部SC1电流以与第一状态ST1的情况(黑虚线箭头A3)相反的朝向流动(黑虚线箭头A4)。此时，第二输出电路OC2中电流流动(黑虚线箭头B2)，第一变压器31中进行电能的蓄积。

[0105] 第三实施方式所涉及的直流电压变换电路10B的控制部60B进行与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的控制部60相同的控制。即，具有死区期间dt地对第一开关21和第二开关22交替地进行接通断开控制。此外，通过变更第一开关21的占空比D1与第二开关22的占空比D2的至少一方，从而能变更第一输出端子51相对第二输出端子52的电位差(输出电压Vout)。由于第一开关21的占空比D1与第二开关22的占空比D2不相等(为非对称)，因而需要用于不使大电流流入串联电路部SC1的DC切断电容器，但在直流电压变换电路10B中第一电容器331发挥该功能。也可与第一电容器331分开地设置作为DC切断电容器的电容器33。

[0106] (第四实施方式)

[0107] 采用图14到图16对本发明的第四实施方式所涉及的电源装置100C进行说明。图14为本发明的第四实施方式所涉及的电源装置的电路图。图15为说明图14所示的电路处于第一状态ST1下的情况的动作(第一栅极驱动器GD1接通动作，第二栅极驱动器GD2断开动作的情况)的图。图16为说明图14所示的电路处于第二状态ST2的情况的动作(第二栅极驱动器GD2接通动作，第一栅极驱动器GD1断开动作的情况)的图。

[0108] 第四实施方式所涉及的电源装置100C备有的直流电压变换电路10C与第三实施方式所涉及的电源装置100B备有的直流电压变换电路10B相比，在串联电路部SC1中还设置有相对于由第一变压器31的初级311侧和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接串联地连接的第二电容器332。相对于这样构成的由第一变压器31的初级311侧、第二变压器32的初级321侧以及第二电容器332构成的串联连接，第二开关22被串联地连接。需要说明的是，

图14所示的电路中，线圈34也相对于由第一变压器31的初级侧311和第二变压器32的初级321侧构成的串联连接被串联地连接。

[0109] 如果进一步具体地进行说明，则第一电容器331位于由第一变压器31的初级311侧以及第二变压器32的初级321侧构成的串联连接和串联电路部SC1的另一个端部(第二端部P2)之间。在由第一变压器31的初级311侧以及第二变压器32的初级321侧构成的串联连接与第一电容器331之间连接第二电容器332的一个端部(第三端部P3)，第二电容器332的另一个端部(第四端部P4)与第一输入端子11连接。因此，第一电容器331与第二电容器332构成串联连接，该串联连接位于第一输入端子11与第二输入端子12之间。即，第四实施方式所涉及的直流电压变换电路10C与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10相比，成为代替第三开关23而设置第二电容器332，代替第四开关24而设置第一电容器331的结构。

[0110] 如图15所示那样，在第一状态ST1下，来自第一输入端子11的电流在由第一变压器31的初级311侧、第二变压器32的初级321侧以及第一开关21构成的串联连接中流动，产生在第一电容器331中蓄积电荷的电流路线(黑虚线箭头A11)。此外，第二电容器332中蓄积的电荷被释放出，在由第一变压器31的初级311侧以及第二变压器32的初级321侧构成的串联连接并包括第一开关21以及第二电容器332的闭合电路中流动黑虚线箭头A12朝向的电流。此时，第一输出电路OC1中流动电流(黑虚线箭头B1)，第二变压器32中进行电能的蓄积。

[0111] 如图16所示那样，在第二状态ST2下，通过电流经过由第一变压器31的初级311侧、第二变压器32的初级321侧以及第一开关21构成的串联连接向第二输入端子12流动的电流路线(黑虚线箭头A21)，从而在第二电容器332中蓄积电荷。此外，第一电容器331中蓄积的电荷被释放出，在由第一变压器31的初级311侧以及第二变压器32的初级321侧构成串联连接并包括第二开关22以及第一电容器331的闭合电路中流动黑虚线箭头A22的朝向的电流。此时，在第二输出电路OC2电流流动(黑虚线箭头B2)，第一变压器31中进行电能的蓄积。

[0112] 第四实施方式所涉及的直流电压变换电路10C的控制部60C进行与第一实施方式所涉及的直流电压变换电路10的控制部60相同的控制。即，具有死区期间dt而对第一开关21和第二开关22交替地进行接通断开控制。此外，通过变更第一开关21的占空比D1和第二开关22的占空比D2的至少一方，从而能变更第一输出端子51相对第二输出端子52的电位差(输出电压Vout)。由于第一开关21的占空比D1与第二开关22的占空比D2不相等(为非对称)，因而需要用于不使大电流流入串联电路部SC1的DC切断电容器，但在直流电压变换电路10B中第一电容器331以及第二电容器332实现了该功能。也可与第一电容器331以及第二电容器332不同地设置作为DC切断电容器的电容器33。

[0113] 以上说明的实施方式是为了容易理解本发明而记载的，并不是为了限定本发明而记载的内容。因此，上述实施方式中公开的各要素为也包括属于本发明的技术范围的全部的设计变更、均衡物的主旨。

[0114] 例如，上述的第一实施方式到第四实施方式所涉及的直流电源变换电路中，线圈34等的电感与多个开关(第一开关21到第四开关24)的输出电容形成谐振电路，该谐振电路的最大振幅电压设定为比开关的漏极电压大，进行零伏开关，但并不限于此。在设置有直流电源变换电路的机器被适用于显示装置、信息机器的电源装置的情况下，优选实现零伏开关而抑制噪声的发生，但在如电气机动车的充电座的电源装置等那样难以受到噪声的影响的情况下，不需要特别设定用于提高谐振电路的最大振幅电压，结果，也可称为产生浪涌电

压、浪涌电流的所谓硬开关。在该情况下，不需要满足实现零伏开关的谐振条件，因而直流电源变换电路的控制范围变大，例如充电座的高速充电变得可能。

[0115] 在硬开关的情况下不需要谐振电路，因而在上述的实施方式所涉及的直流电源变换电路中不需要设置于串联电路部SC1的线圈34。此外，在图2所示的时序图中，第一栅极驱动器GD1的占空比D1和第二栅极驱动器GD2的占空比D2也可相等(即，D1＝D2)。在这样对称地进行开关的情况下，大电流难以流入串联电路部SC1，因而也不需要作为DC切断电容器的电容器33。

[0116] 工业实用性

[0117] 本发明的一实施方式所涉及的直流电压变换电路能作为大输出的开关电源的部分电路适用。

[0118] 符号说明

[0119] 10、10A、10B、10C：直流电压变换电路

[0120] 11：第一输入端子

[0121] 12：第二输入端子

[0122] 21：第一开关

[0123] 22：第二开关

[0124] 23：第三开关

[0125] 24：第四开关

[0126] 31：第一变压器

[0127] 32：第二变压器

[0128] 33：电容器

[0129] 331：第一电容器

[0130] 332：第二电容器

[0131] 34：线圈

[0132] 41：第一整流二极管

[0133] 42：第二整流二极管

[0134] 51：第一输出端子

[0135] 52：第二输出端子

[0136] 60：控制部

[0137] 70：直流电源

[0138] 100、100A、100B、100C：电源装置

[0139] 311：第一变压器的初级侧

[0140] 312：第一变压器的次级侧

[0141] 321：第二变压器的初级侧

[0142] 322：第二变压器的次级侧

[0143] A1、A2、A3、A4、A11、A21、B1、B2：黑虚线箭头

[0144] A12、A22：黑虚线箭头

[0145] GD1：第一栅极驱动器

[0146] GD2：第二栅极驱动器

[0147] GD3:第三栅极驱动器

[0148] GD4:第四栅极驱动器

[0149] Id1:第一开关的漏极电流

[0150] Id2:第二开关的漏极电流

[0151] Id4:第四开关的漏极电流

[0152] Isc:合成电流

[0153] OC1:第一输出电路

[0154] OC2:第二输出电路

[0155] P1:第一端部(串联电路部的一个端部)

[0156] P2:第二端部(串联电路部的另一个端部)

[0157] P3:第三端部(第二电容器的一个端部)

[0158] P4:第四端部(第二电容器的另一个端部)

[0159] Pon:接通期间

[0160] Poff:断开期间

[0161] Ps:转移期间

[0162] SC1:串联电路部

[0163] ST1:第一状态

[0164] ST2:第二状态

[0165] Vds1:第一开关的漏极电压

[0166] Vds2:第二开关的漏极电压

[0167] Vds4:第四开关的漏极电压

[0168] Vin:输入电压

[0169] Vout:输出电压

[0170] dt:死区期间

[0171] ton:场效应晶体管成为接通动作的时机。

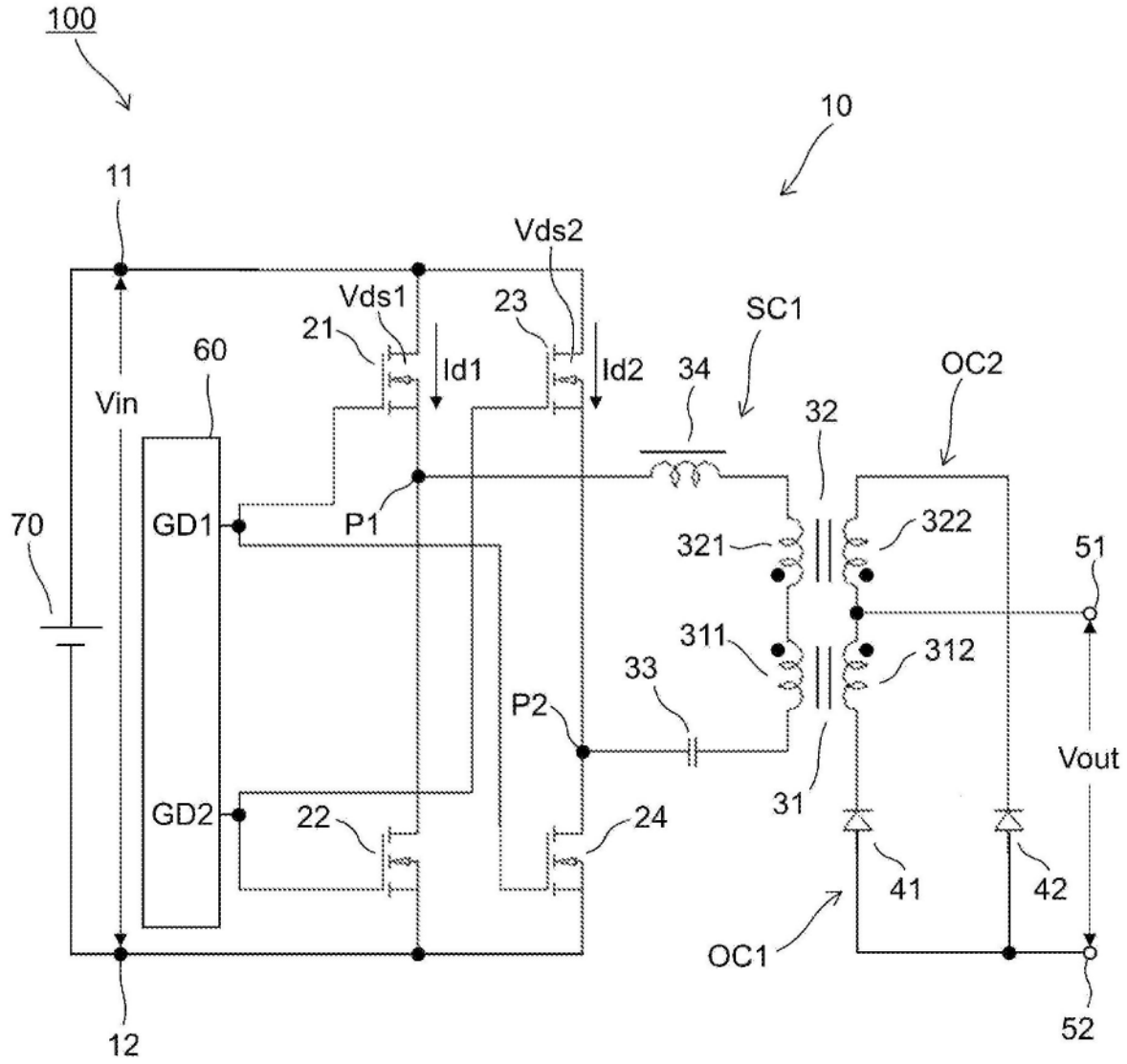

100
10
11
Vds2
Vds1
23
21
SC1
60
Id1
Id2
34
OC2
Vin
32
70
GD1
P1
322
321
51
311
312
33
P2
Vout
GD2
22
24
31
41
42
OC1
12
52

图1

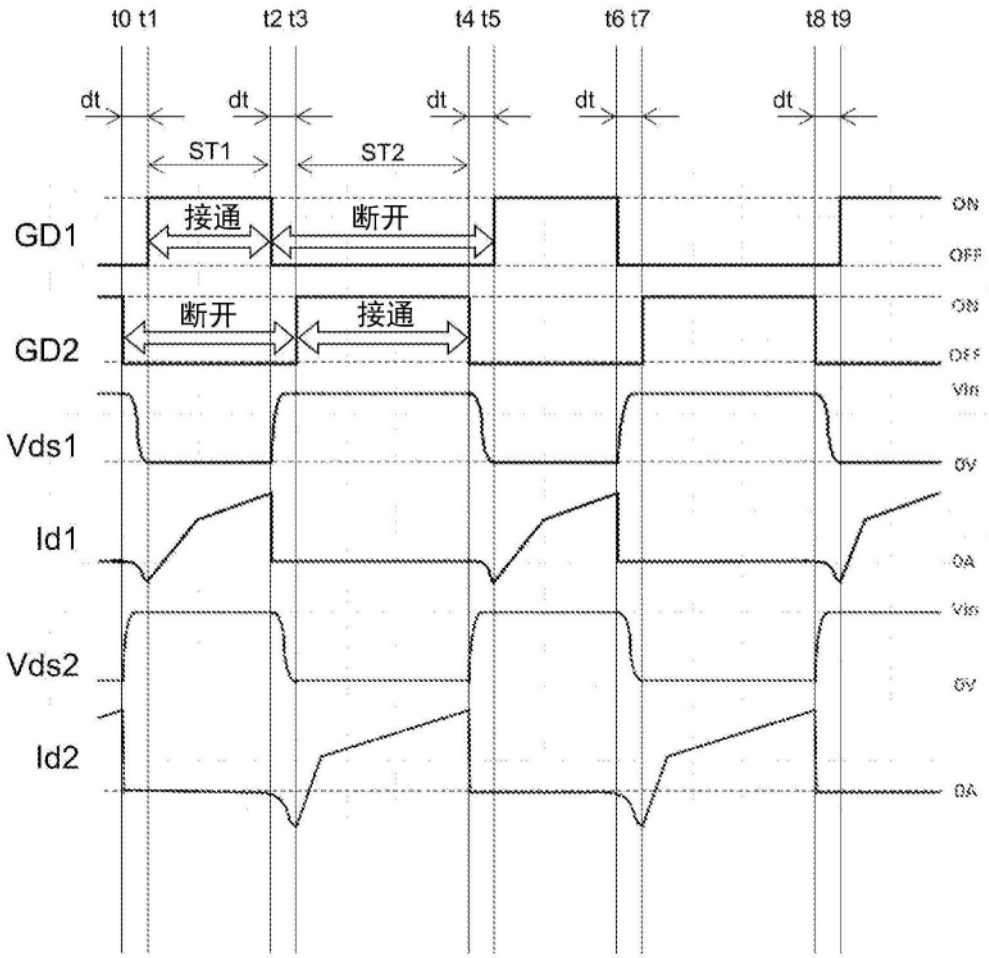

t0 t1
t2 t3
t4 t5
t6 t7
t8 t9
dt
dt
dt
dt
dt
ST1
ST2
GD1
接通
断开
ON
OFF
GD2
断开
接通
ON
OFF
Vds1
Vin
0V
Id1
0A
Vds2
Vin
0V
Id2
0A

图2

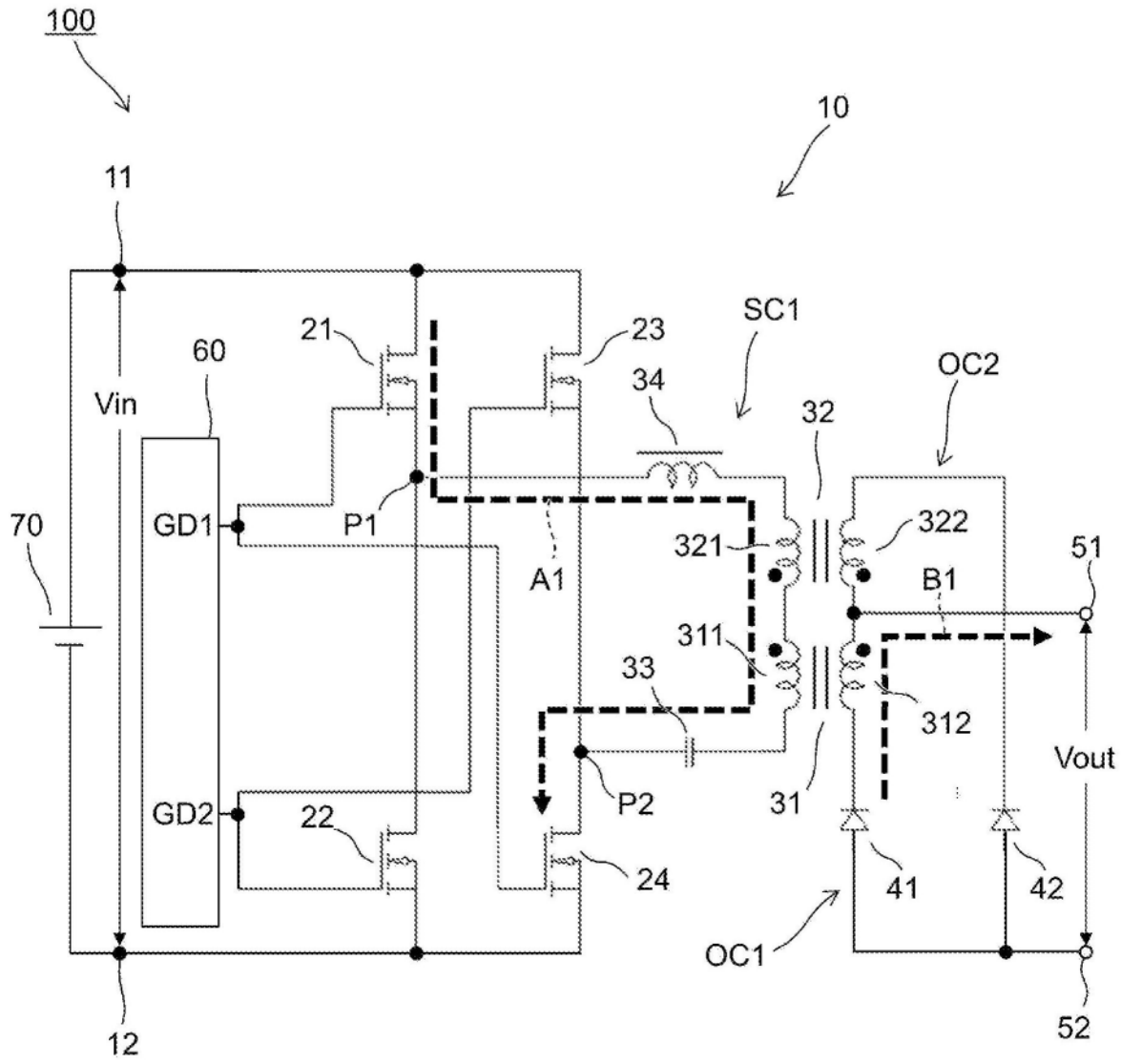

100
10
11
Vin
60
21
23
SC1
OC2
34
32
70
GD1
P1
A1
321
322
51
B1
311
33
312
Vout
GD2
22
P2
31
24
41
42
OC1
12
52

图3

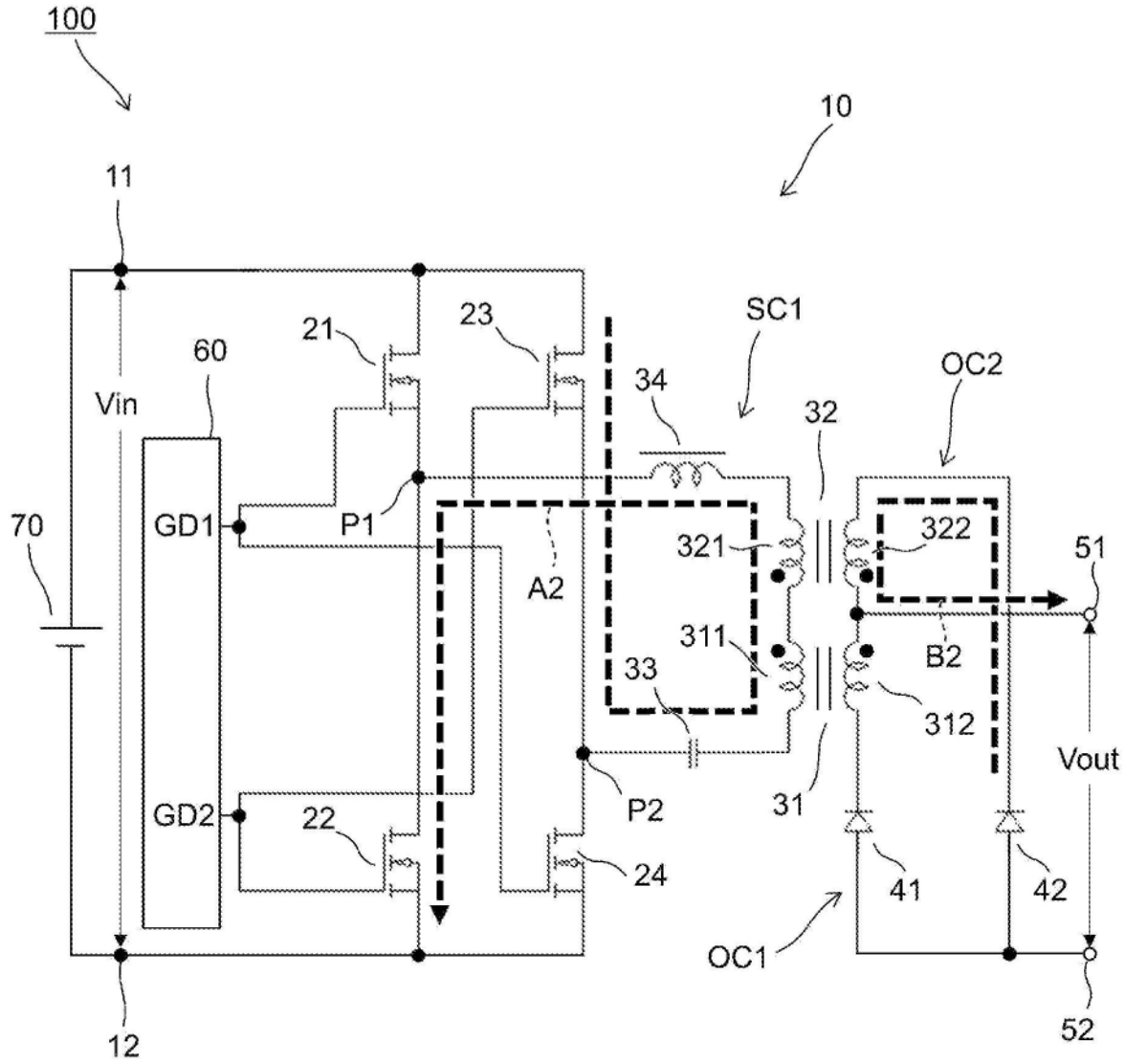

100
10
11
Vin
60
21
23
SC1
34
OC2
32
70
GD1
P1
A2
321
322
51
311
B2
33
312
Vout
GD2
22
P2
31
24
41
42
OC1
12
52

图4

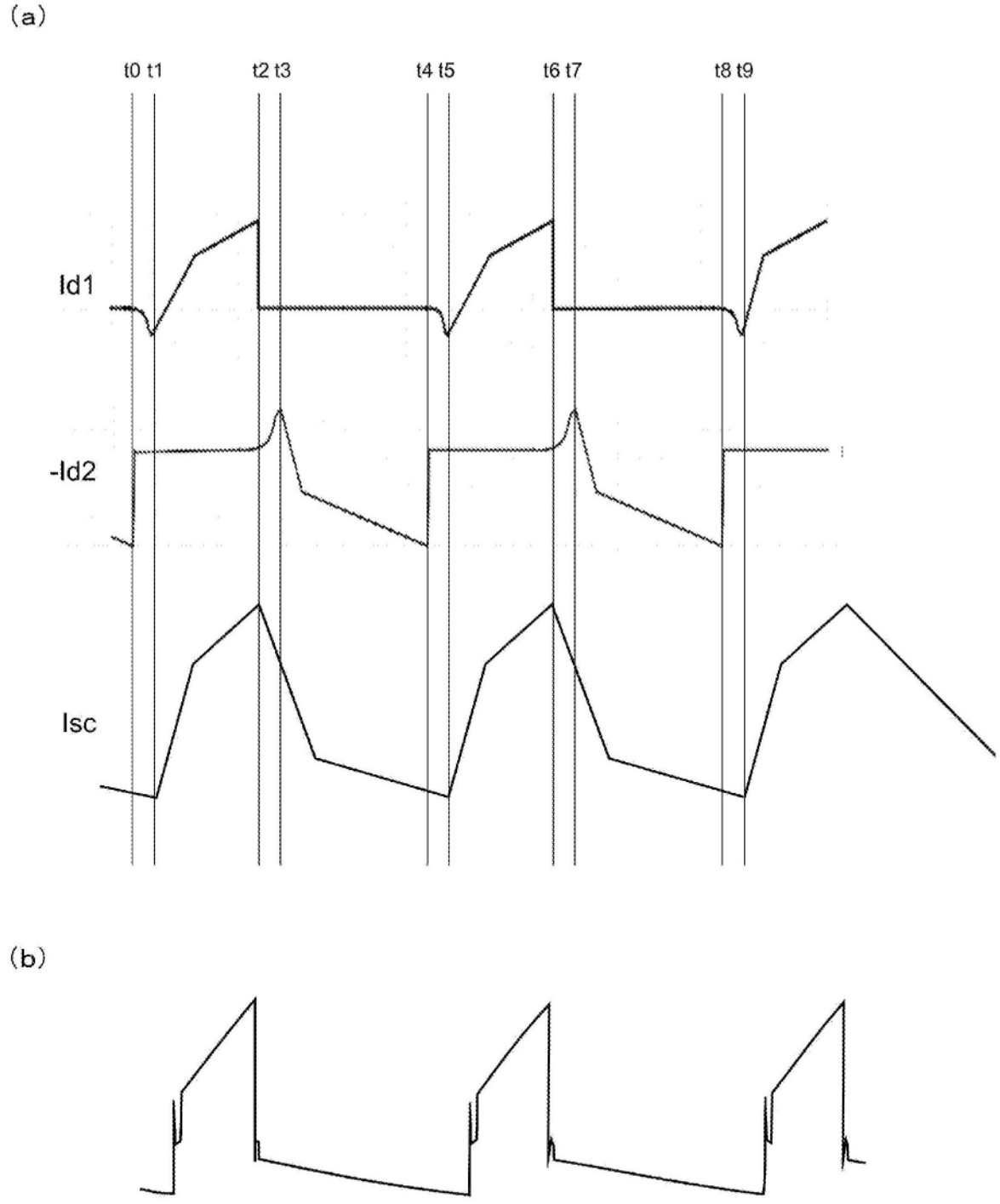


图5

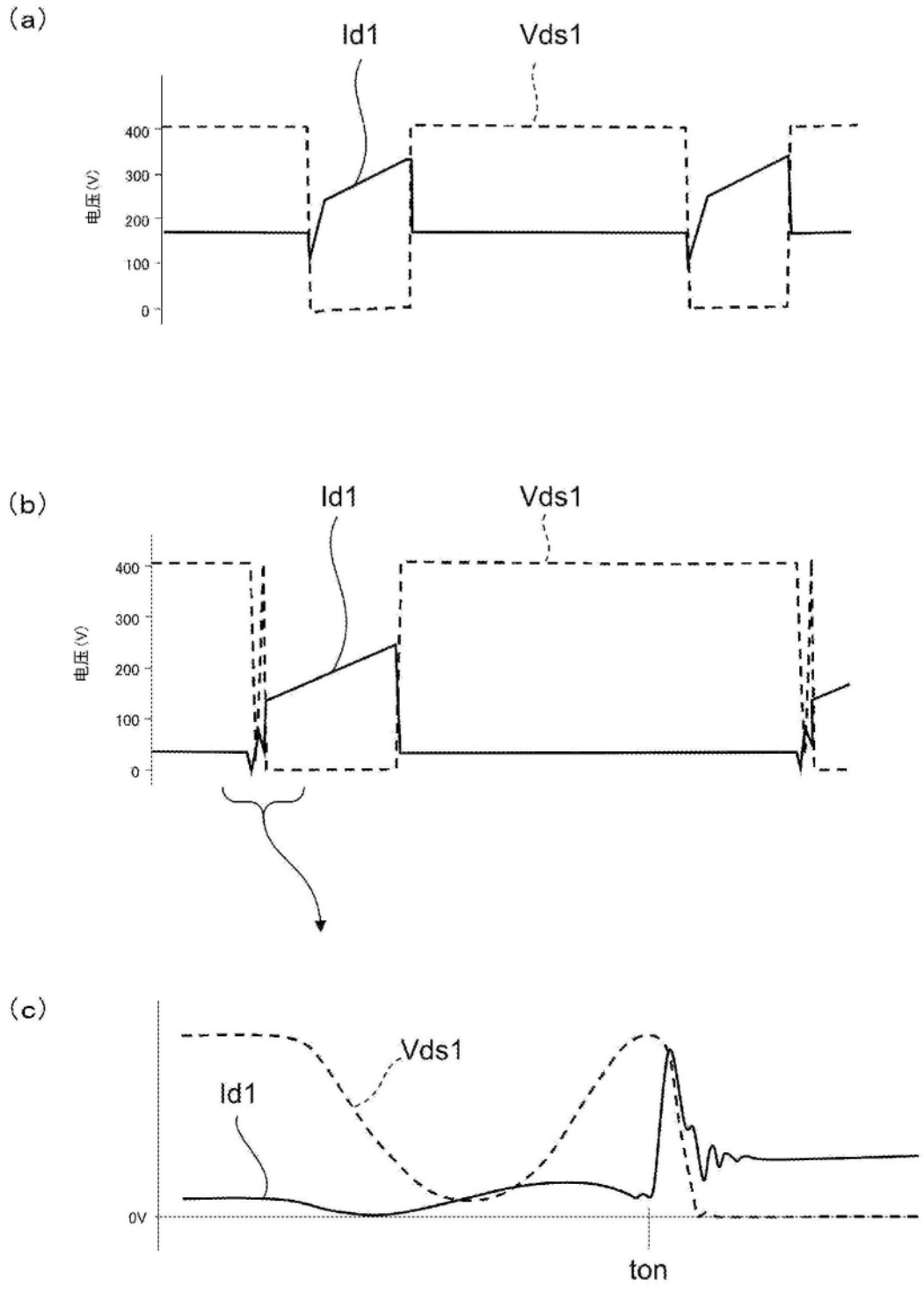

(a)
Id1
Vds1
400
300
200
100
0
电压(V)
(b)
Id1
Vds1
400
300
200
100
0
电压(V)
(c)
Vds1
Id1
0V
ton

图6

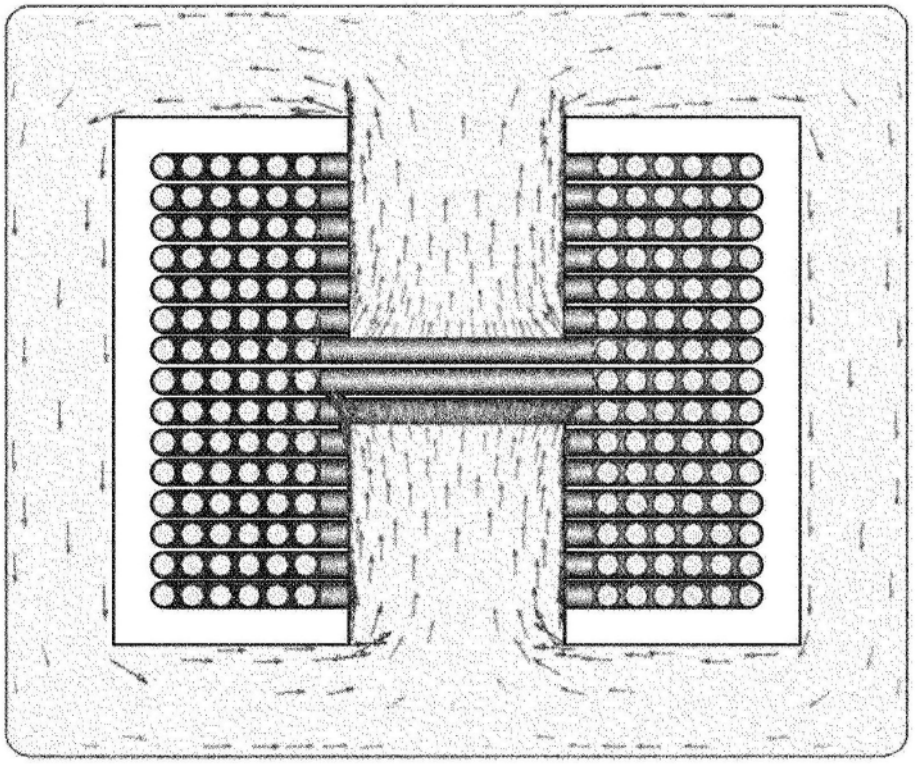


图7

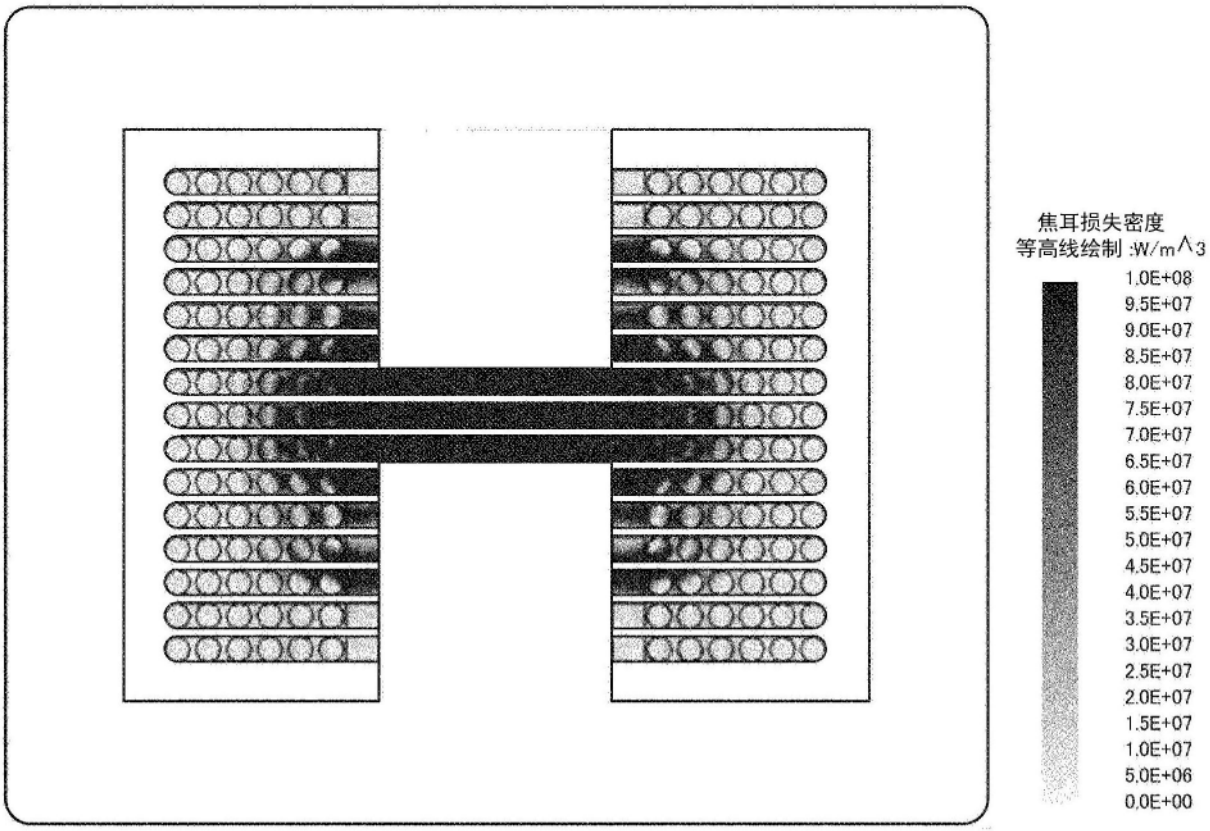

焦耳损失密度
等高线绘制 :W/m^3
1.0E+08
9.5E+07
9.0E+07
8.5E+07
8.0E+07
7.5E+07
7.0E+07
6.5E+07
6.0E+07
5.5E+07
5.0E+07
4.5E+07
4.0E+07
3.5E+07
3.0E+07
2.5E+07
2.0E+07
1.5E+07
1.0E+07
5.0E+06
0.0E+00

图8

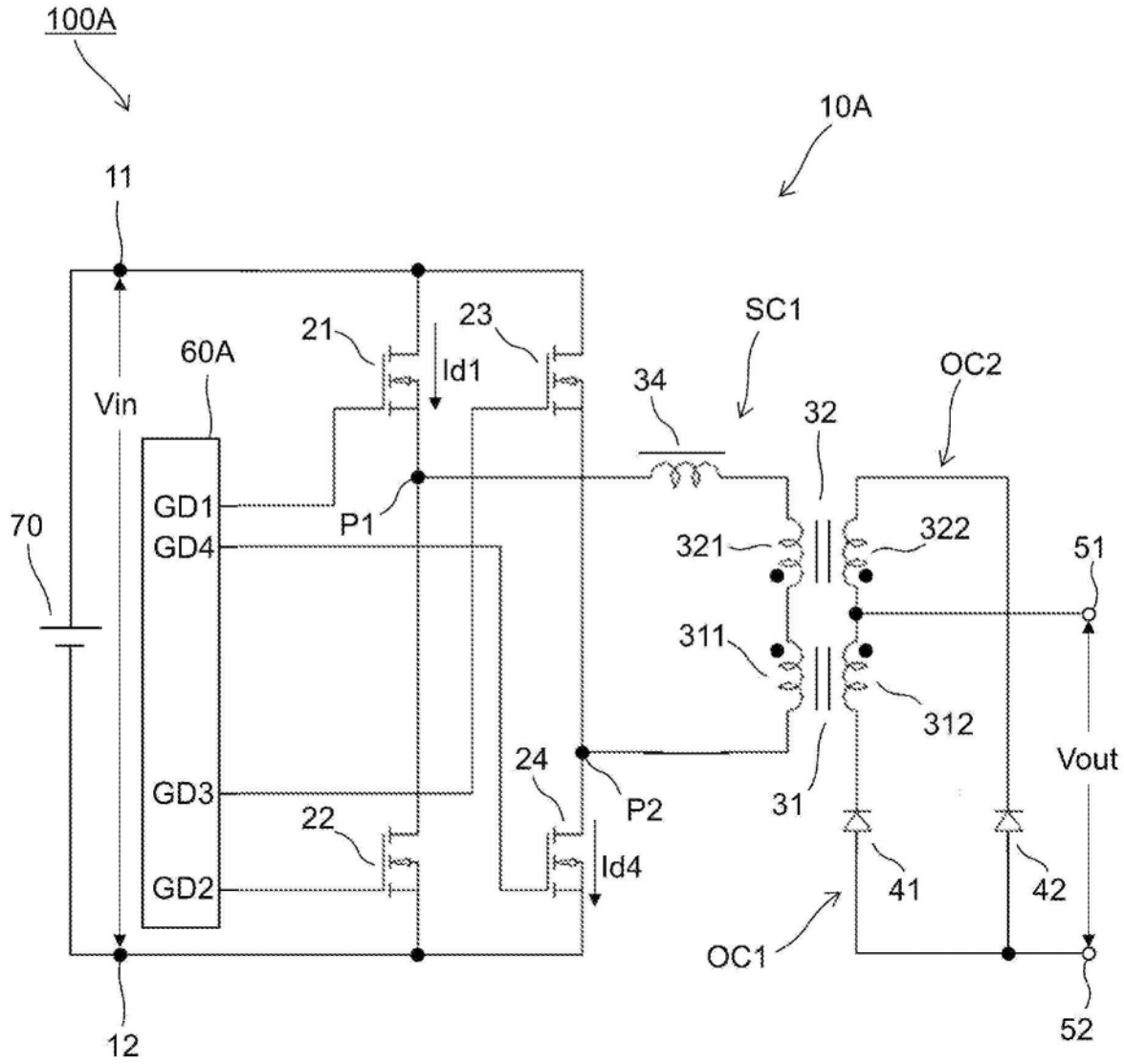

100A
10A
11
Vin
60A
21
23
Id1
SC1
34
OC2
32
70
GD1
GD4
P1
321
322
51
311
312
GD3
24
P2
Vout
31
22
Id4
GD2
41
42
OC1
12
52

图9

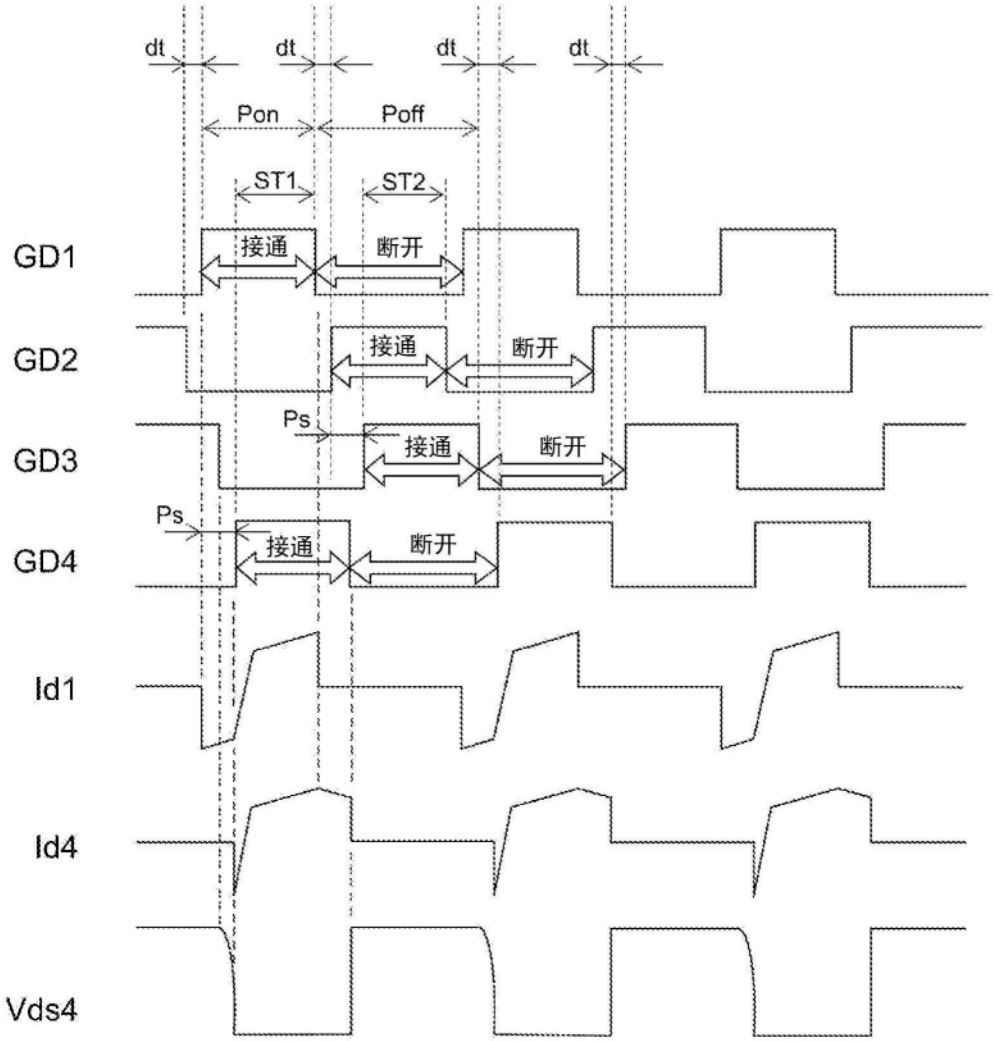

dt
dt
dt
dt
Pon
Poff
ST1
ST2
GD1
接通
断开
GD2
接通
断开
Ps
GD3
接通
断开
Ps
GD4
接通
断开
Id1
Id4
Vds4

图10

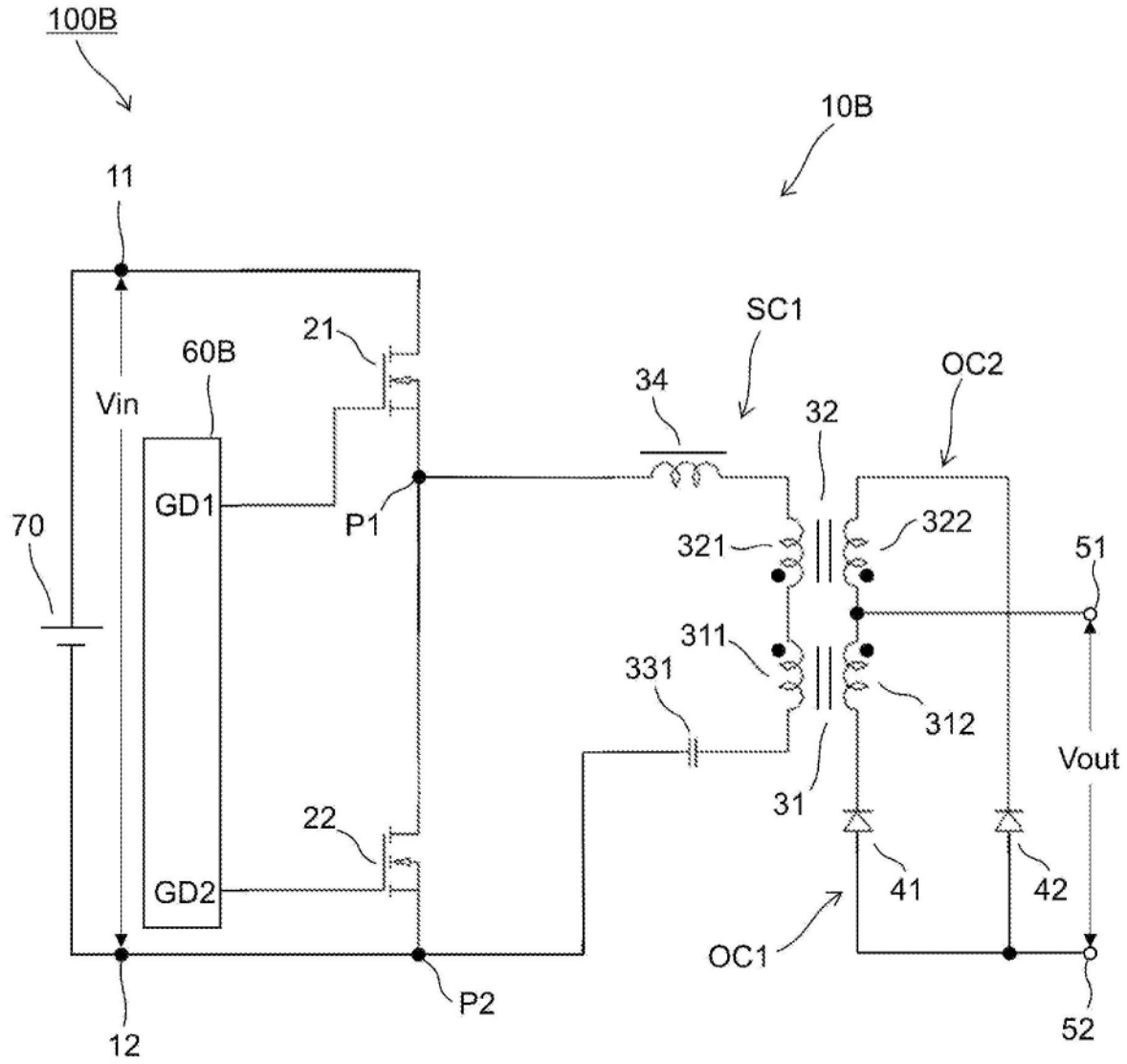

100B
10B
11
21
60B
SC1
34
OC2
Vin
32
GD1
P1
70
321
322
51
311
331
312
Vout
22
31
GD2
41
42
OC1
P2
12
52

图11

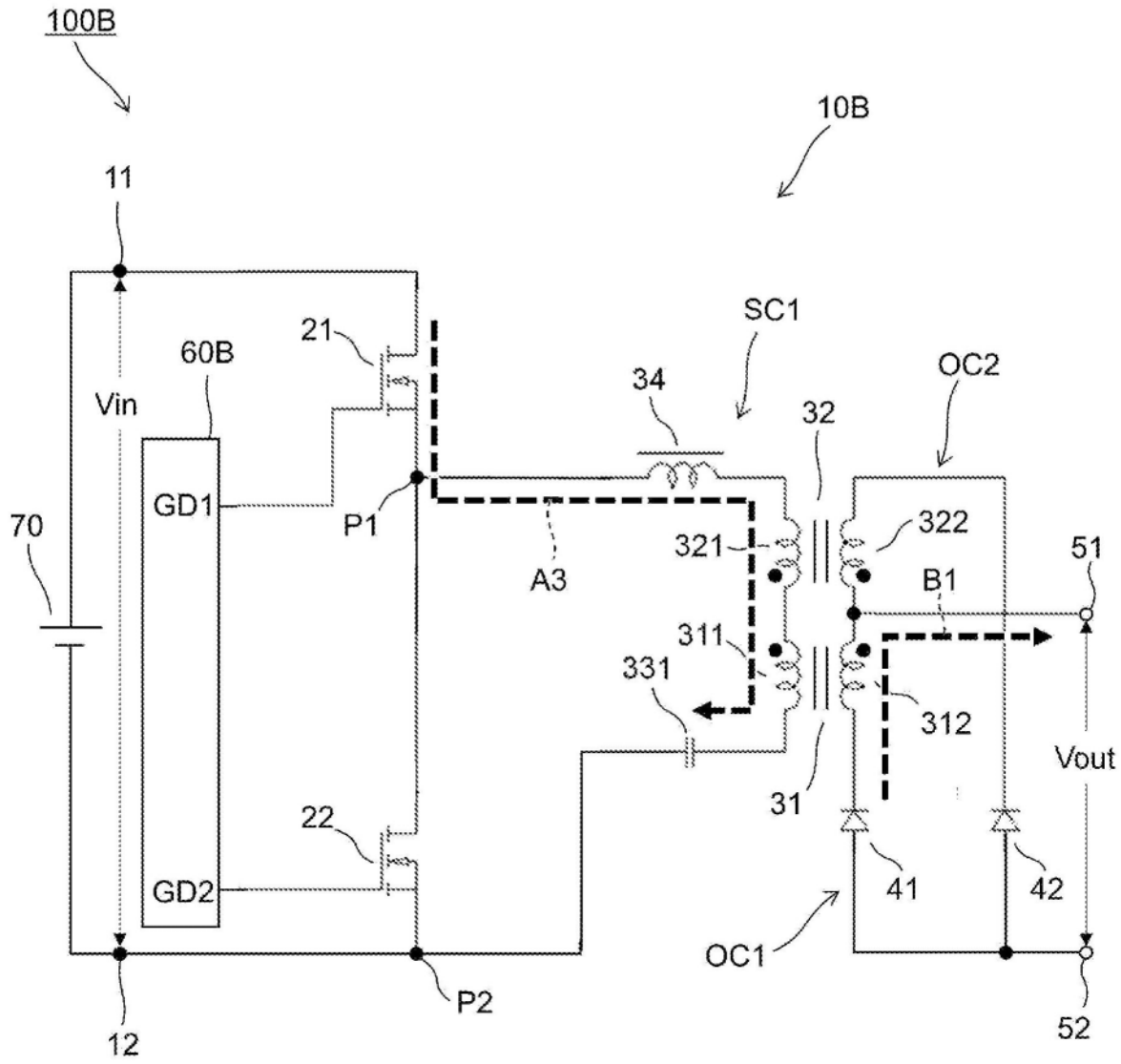

100B
10B
11
Vin
60B
21
GD1
P1
70
A3
SC1
34
32
OC2
321
322
B1
51
311
331
312
Vout
31
22
GD2
41
42
OC1
P2
12
52

图12

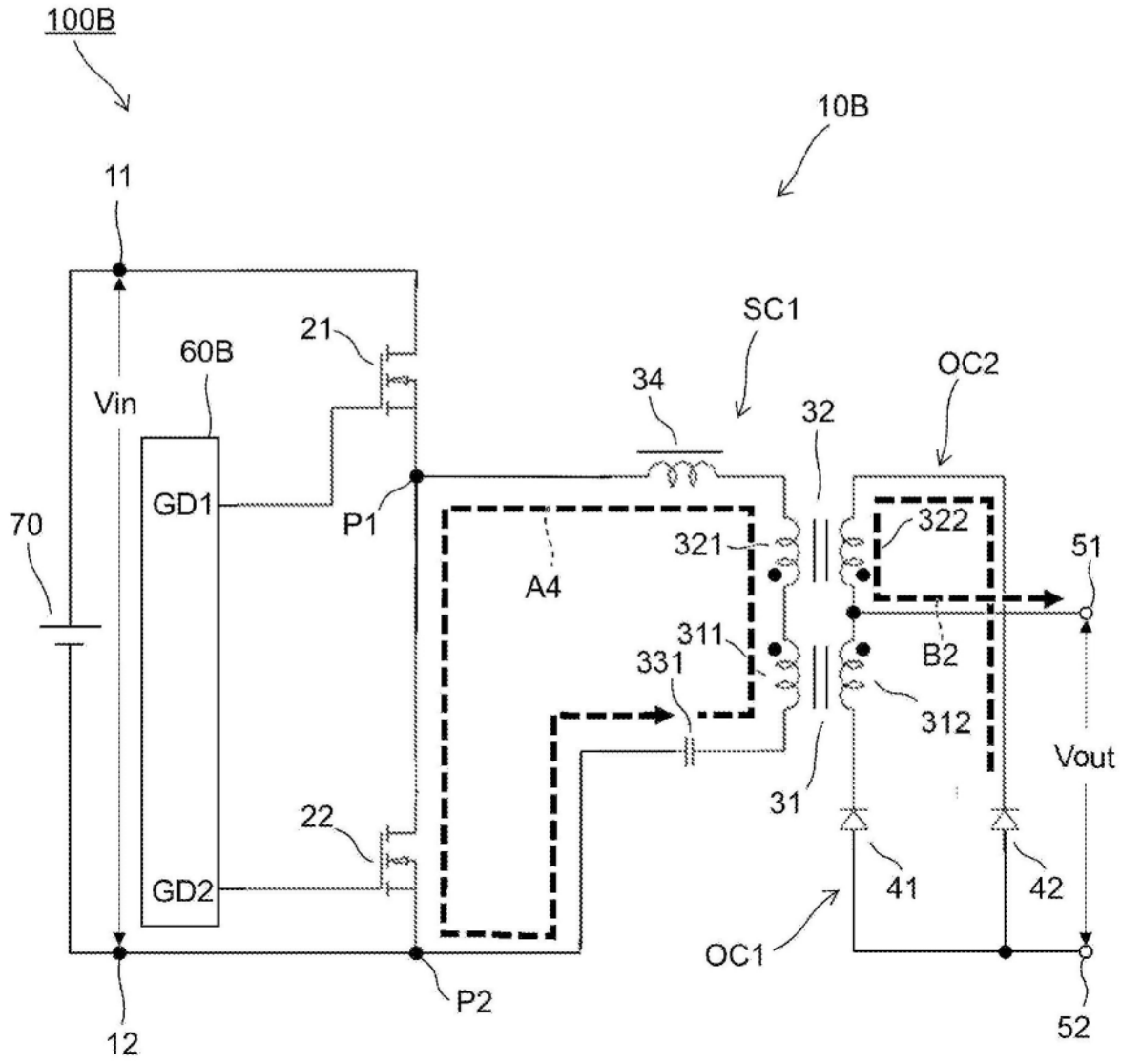

100B
10B
11
Vin
60B
21
GD1
P1
70
A4
SC1
34
32
OC2
321
322
51
311
331
B2
312
Vout
31
22
GD2
41
42
OC1
P2
12
52

图13

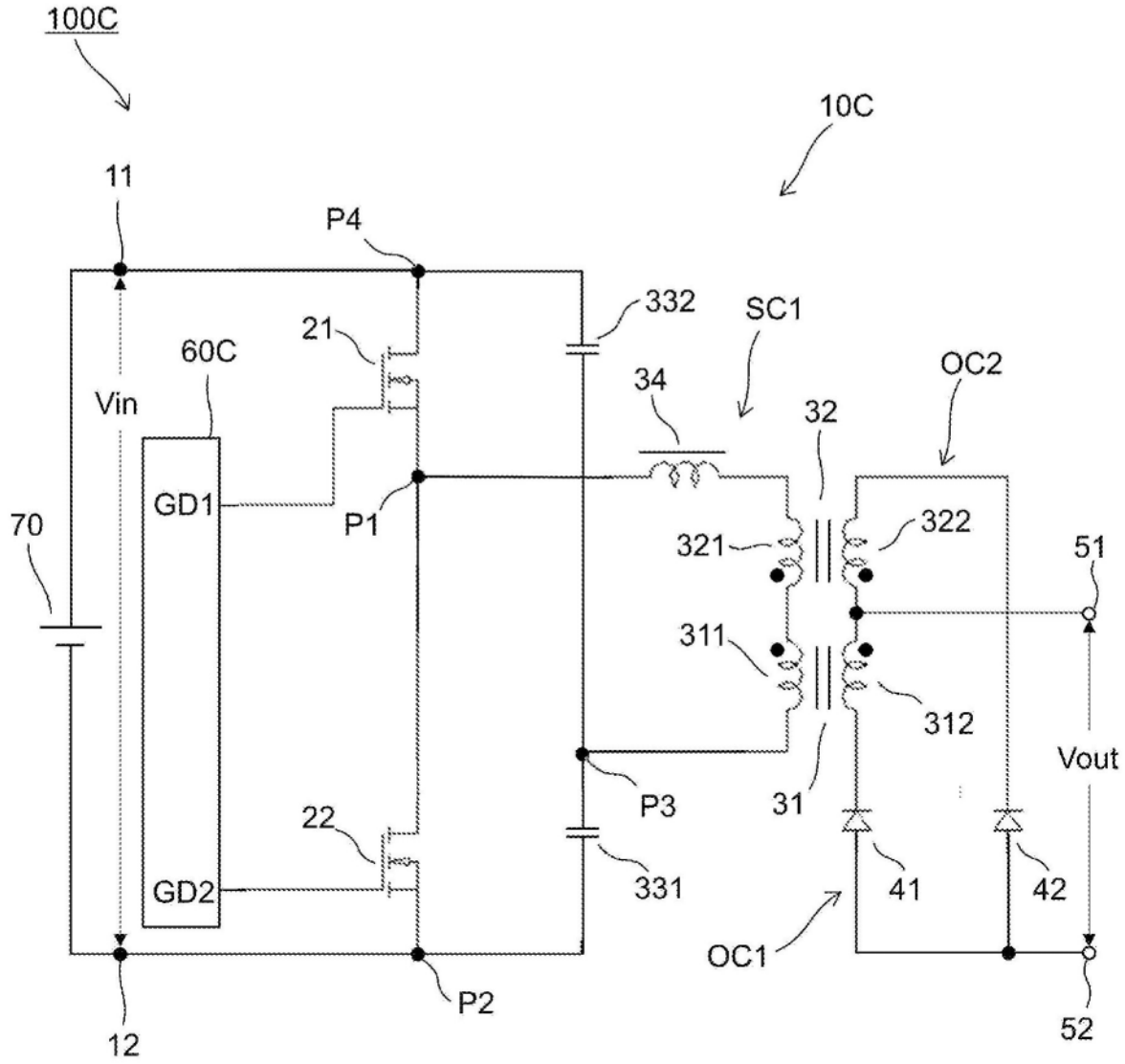

100C
10C
11
P4
332
SC1
21
60C
34
OC2
Vin
32
GD1
P1
70
321
322
51
311
312
Vout
P3
31
22
331
41
42
GD2
OC1
P2
12
52

图14

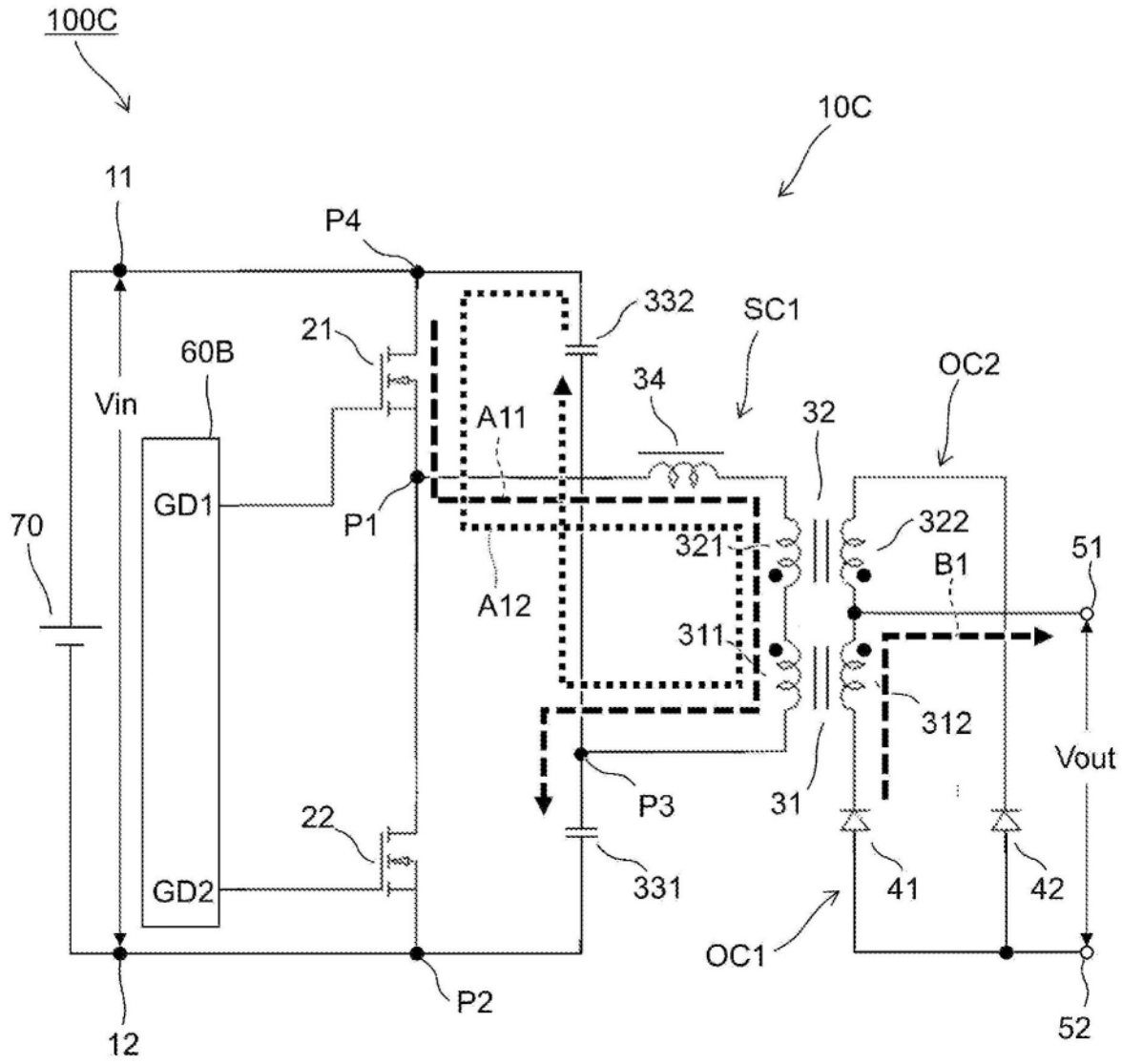

100C
10C
11
P4
332
SC1
21
60B
34
OC2
Vin
A11
32
GD1
P1
322
321
B1
51
70
A12
311
312
Vout
P3
31
22
331
41
42
GD2
OC1
P2
12
52

图15

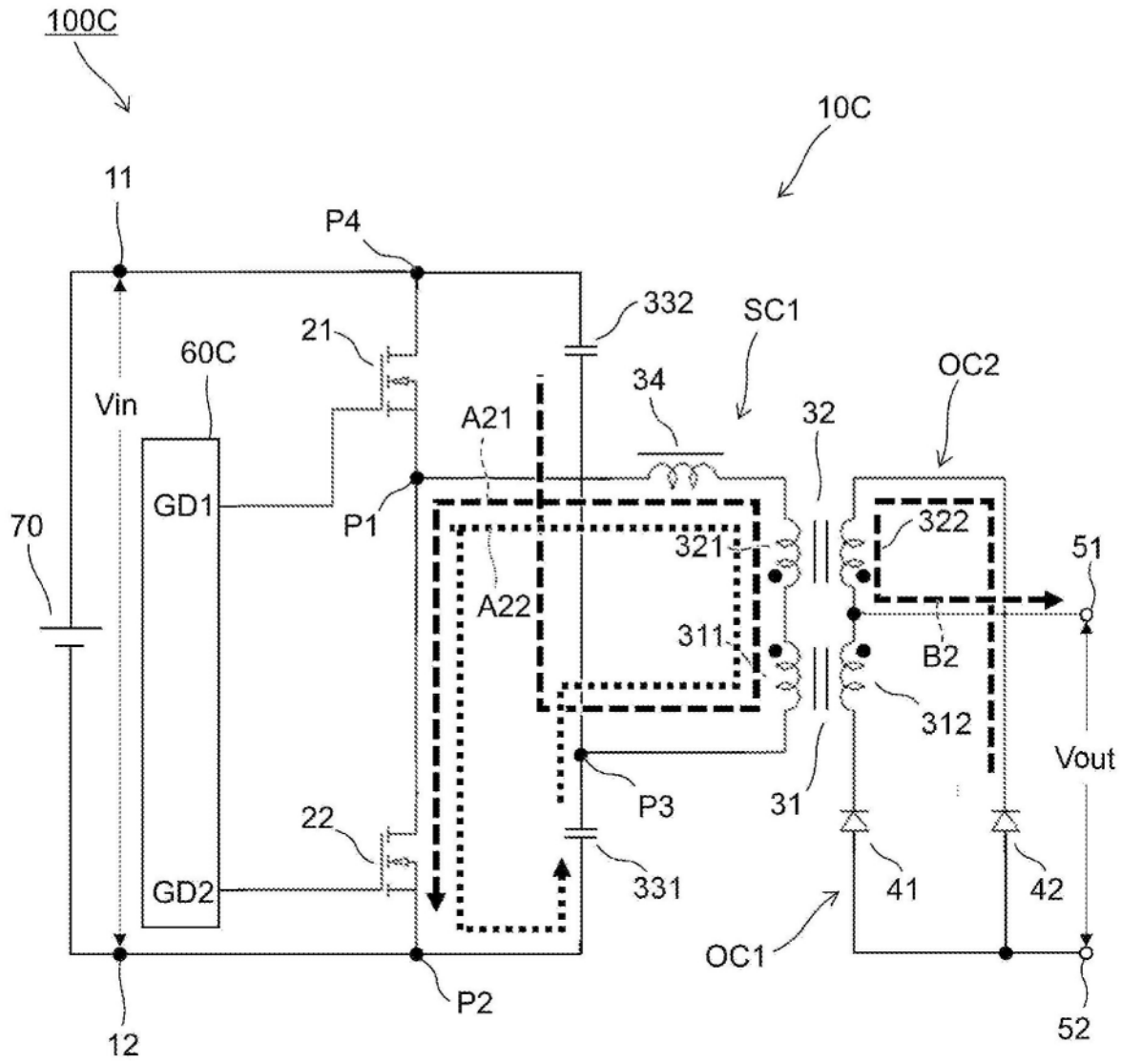

100C
10C
11
P4
332
SC1
21
60C
34
OC2
Vin
A21
32
GD1
P1
322
70
321
51
A22
311
B2
312
Vout
P3
31
22
331
41
42
GD2
OC1
P2
12
52

图16