



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109716638 B

(45) 授权公告日 2022.02.25

(21) 申请号 201780056997.4

(22) 申请日 2017.03.03

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109716638 A

(43) 申请公布日 2019.05.03

(30) 优先权数据
2016-183670 2016.09.21 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2019.03.15

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2017/008424 2017.03.03

(87) PCT国际申请的公布数据
W02018/055792 JA 2018.03.29

(73) 专利权人 三菱电机株式会社
地址 日本东京

(72) 发明人 川村真央

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 胡秋瑾 张鑫

(51) Int.Cl.
H02M 3/155 (2006.01)

(56) 对比文件
JP 2014068428 A, 2014.04.17
JP 2012029549 A, 2012.02.09
JP 2014072944 A, 2014.04.21
JP 2013093921 A, 2013.05.16
JP 2015033153 A, 2015.02.16
JP 2015089192 A, 2015.05.07
US 2012229061 A1, 2012.09.13
JP 2014068428 A, 2014.04.17
CN 204304777 U, 2015.04.29
CN 1976192 A, 2007.06.06

审查员 姜婷婷

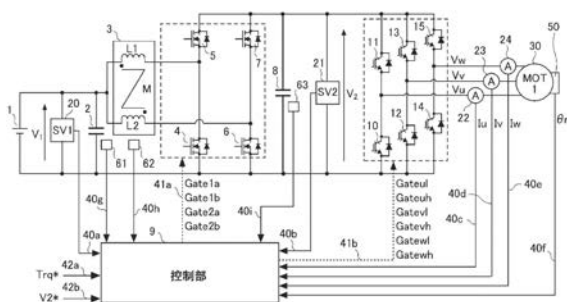
权利要求书1页 说明书10页 附图13页

(54) 发明名称

功率转换装置

(57) 摘要

本发明提供一种小型且低价的功率转换装置,其具备升压转换器和逆变器,能够使电抗器和电容器实现小型化。其包括:与蓄电部相连的升压转换器;与升压转换器的输出侧相连的逆变器;以及对升压转换器和逆变器的开关元件(4~7、10~15)进行导通/截止控制的控制部(9),升压转换器的半导体开关元件由SiC半导体构成,逆变器的半导体开关元件由Si半导体构成。



1. 一种功率转换装置,其特征在于,

包括:与蓄电部相连的升压转换器;与所述升压转换器的输出侧相连的逆变器;以及对所述升压转换器和所述逆变器的开关元件进行导通/截止控制的控制部,所述升压转换器的半导体开关元件由SiC半导体构成,所述逆变器的半导体开关元件由Si半导体构成,

所述升压转换器包括:

串联连接在该升压转换器的输出端子的正极侧与负极侧的端子之间的第一半导体开关元件和第二半导体开关元件;

在比所述第一半导体开关元件和所述第二半导体开关元件更靠所述输出端子的一侧串联连接在所述正极侧与所述负极侧的输出端子之间的第三半导体开关元件和第四半导体开关元件;

磁耦合电抗器,该磁耦合电抗器由连接在所述第一半导体开关元件和所述第二半导体开关元件的连接点与所述蓄电部的正极侧的输入端子之间的第一绕组、以及连接在所述第三半导体开关元件和所述第四半导体开关元件的连接点与所述蓄电部的正极侧的输入端子之间的第二绕组以在共同的芯体上以卷绕匝数比1:1彼此反向磁耦合的方式卷绕而成;以及

用于抑制纹波电流的输入用电容器,该输入用电容器的一端连接至所述蓄电部的正极侧的输入端子和所述磁耦合电抗器的输入侧,另一端连接在所述蓄电部的负极侧的输入端子与所述输出端子的负极侧之间,

所述磁耦合电抗器的耦合因子在考虑了伴随耦合因子增大的所述输入用电容器的纹波电流的剧增区域后得到的设定值以下。

2. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述升压转换器的半导体开关元件的开关频率为20kHz以上。

3. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述蓄电部的电压在100V以上。

4. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述升压转换器采用两相以上的多相结构。

5. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述磁耦合电抗器的耦合因子在0.8以下。

6. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述控制部具备检测所述磁耦合电抗器或所述输入用电容器的温度的温度检测单元,当所述温度检测单元得到的温度超过预先设定的值时,降低所述升压转换器的输出电压。

功率转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及包括使用半导体开关元件和无源元器件的升压转换器及逆变器在内的功率转换装置。

背景技术

[0002] 以全球变暖为代表的地球环境剧变及能源利用的相关问题当下正在被热议,其中,作为对环境友好的汽车,开发出了电动汽车(EV:Electric Vehicle)、HEV(Hybrid Electric Vehicle:混合动力汽车)/PHEV(Plug-in Hybrid Electric Vehicle:插电式混合动力汽车)等混合动力汽车。

[0003] 这样的汽车除了搭载有现有汽车也搭载的用于使控制电路进行动作的辅机用电池之外,还搭载有利用充电所得的电力驱动行驶用电机的驱动用电池。

[0004] 对于这样的汽车,在电力电子技术大力发展的背景下,希望电动动力传动器件小型化和低成本化。现有技术中,为了使电动动力传动系统小型化,有使用SiC(碳化硅:Silicon Carbide)半导体元件的下述技术(例如参考下述专利文献1、专利文献2)。

[0005] 另一方面,作为使升压转换器的电抗器小型化的现有技术,已知有如下技术:在DC/DC转换器中具备对输入输出直流电压V1、V2进行滤波的滤波用电容器C1、C2,作为能量转移用电容器发挥作用的滤波用电容器C0,多个半导体开关元件S1a、S1b、S2a、S2b(第一半导体开关元件群组),积蓄用于进行电压变换的电能的电抗器L,其中,将滤波用电容器C0的平均电压控制为输出直流电压V2的1/2,从而施加在电抗器L上的纹波电压变小,且施加在电抗器L上的纹波电压的频率变为开关频率的2倍,因此能够实现电抗器小型化(参考例如下述专利文献3)。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本专利特开2008-86053号公报

[0009] 专利文献2:日本专利特开2006-103536号公报

[0010] 专利文献3:日本专利特开2016-41012号公报

发明内容

[0011] 发明所要解决的技术问题

[0012] 专利文献1的转换器电路中,通过使用SiC元件作为开关元件能力图实现开关速度的高速化并能力图实现高温区域中的开关动作,以力图实现小型化。另外,专利文献2的包括逆变器和电动机的冷却系统中,通过使用SiC半导体元件来提高开关元件的耐热性,从而即使在逆变器的工作温度上升的情况下也能稳定地工作,能够抑制冷却系统变复杂,并减少元器件数量,简化结构和实现小型化。

[0013] 然而,在由逆变器和转换器构成的功率转换装置中,对各半导体开关元件使用SiC半导体元件的情况与使用Si(硅)半导体元件的情况相比,价格非常昂贵,从而会增加功率

转换装置的成本。另外,在逆变器中,开关频率会影响负载侧的电动机损耗(铜损、铁损),因此如果电动机不发生改变,逆变器的驱动频率也就无法改变。

[0014] 另外,专利文献3的DC/DC转换器中,与一般的单元件型转换器相比,其为了使电抗器小型化并为了减轻施加在电抗器上的电压,需要另外设置中间电容器,因此整个功率转换装置无法小型化。另外,上述功率转换装置的升压转换器的驱动元件具有能够用低耐压元件的特征,但在半导体元件发生短路故障时,会对其它低耐压元件施加高电压,因此可能超过元件的耐压而出现双重故障。由此可知,若考虑故障时的应对,无法使用低耐压的元件,因此导致成本增加。

[0015] 本发明是为了解决上述问题而完成的,其目的在于提供一种具备升压转换器和逆变器的功率转换装置,通过在适当的位置使用SiC半导体元件和Si半导体元件,使升压转换器的电路结构最优化,从而实现小型且低价的功率转换装置。

[0016] 解决技术问题所采用的技术方案

[0017] 本发明所涉及的功率转换装置包括:与蓄电部相连的升压转换器;与升压转换器的输出侧相连的逆变器;以及对升压转换器和逆变器的开关元件进行导通/截止控制的控制部,升压转换器的半导体开关元件由SiC半导体构成,逆变器的半导体开关元件由Si半导体构成。

[0018] 发明效果

[0019] 根据本发明,对升压转换器使用由SiC半导体构成的半导体开关元件,对逆变器使用由Si半导体构成的半导体开关元件,从而SiC半导体开关元件与以往的Si半导体开关元件相比,开关速度更快,因此能够降低开关损耗,并能使开关频率实现高频化而不降低转换效率,能够使可能导致功率转换装置的尺寸变大的电抗器小型化。另外,能够降低因高频化引起的电抗器的纹波电流,从而电容器也能够小型化。另一方面,由于逆变器对于因高频化而实现的功率转换装置小型化的贡献并不大,因此通过使用Si元件可以提供一种抑制成本并实现小型且低价的功率转换装置。

附图说明

[0020] 图1是表示本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置的简要结构图。

[0021] 图2是用于说明本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置中的半导体开关元件的切换模式(模式1)的图。

[0022] 图3是用于说明本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置中的半导体开关元件的切换模式(模式2)的图。

[0023] 图4是用于说明本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置中的半导体开关元件的切换模式(模式3)的图。

[0024] 图5是用于说明本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置中的半导体开关元件的切换模式(模式4)的图。

[0025] 图6是将逆变器侧的负载电流假设为恒定的情况下的单元件型电路的电路图。

[0026] 图7是将逆变器侧的负载电流假设为恒定的情况下的交错式电路的电路图。

[0027] 图8是表示图6中的单元件型电路的电流波形的图。

[0028] 图9是表示图7中的交错式电路的电流波形的图。

[0029] 图10是表示图6和图7各自的电路中的开关占空比与电容器的纹波电流有效值之间的关系图。

[0030] 图11是用于说明本发明实施方式1所涉及的功率转换装置中的升压转换器的结构的电路图。

[0031] 图12是表示本发明实施方式1所涉及的功率转换装置的各部的信号、电流的时序图的图。

[0032] 图13是表示本发明的实施方式2所涉及的功率转换装置中的输入用电容器的纹波电流与磁耦合电抗器的耦合因子之间的关系图。

[0033] 图14是表示本发明的实施方式1、2所涉及的功率转换装置的变形例的简要结构图。

具体实施方式

[0034] 下面,利用附图对本发明所涉及的功率转换装置的优选实施方式进行说明,各图中对于相同或相当的部分标注相同的标号,并省略重复的说明。

[0035] 实施方式1.

[0036] 图1是表示本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置的简要结构图。实施方式1所涉及的功率转换装置由升压转换器和逆变器构成。升压转换器的输入与蓄电部(也称为电池)1相连,逆变器的输出与旋转电机30相连。蓄电部1输出直流电压。这里,在该功率转换装置适用于电动汽车或混合动力汽车的情况下,蓄电部1典型地由镍氢或锂离子等的充电电池构成。蓄电部1的电压至少在100V以上。

[0037] 升压转换器由从输入用电容器2到滤波用电容器8之间的要素构成。该功率转换装置中,与蓄电部1并联地连接有输入用电容器2,用以去除纹波电流,在输入用电容器2的后级侧连接有以电抗器L1和电抗器L2相互磁耦合的方式配置而成的磁耦合电抗器3。在磁耦合电抗器3的后级设有作为第一开关元件对的半导体开关元件4和半导体开关元件5、以及作为第二开关元件对的半导体开关元件6和半导体开关元件7,在各开关元件对的后级连接有滤波用电容器8。即,升压转换器具备:串联连接在该升压转换器的输出端子的正极侧与负极侧的端子之间的第一半导体开关元件4和第二半导体开关元件5;以及在比第一半导体开关元件和第二半导体开关元件更靠该转换器的输出端子一侧,串联连接在正极侧与负极侧的输出端子之间的第三半导体开关元件6和第四半导体开关元件7。这里,半导体开关元件4~7由高耐压且散热性也优异的能够高速开关的宽带隙半导体即SiC(碳化硅)半导体形成的MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor:金属氧化物半导体场效应晶体管)构成。由宽带隙半导体形成的功率用半导体开关元件能够用于Si半导体难以进行单极动作的高压区域,而且相比于Si半导体能够进行高速开关,不存在像Si-IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor:绝缘栅双极型晶体管)那样截止时的拖尾电流,因此,能够大幅降低进行开关时产生的开关损耗,能够大大降低功率损耗。另外,由于功率损耗较小且耐热性也较高,因此在具备冷却部来构成功率模块的情况下,能够实现散热器的散热翅片小型化以及水冷部的空冷化,因此能够使半导体模块进一步小型化。另外,由宽带隙半导体形成的功率用半导体开关元件还适用于高频开关动作。

[0038] 磁耦合电抗器3由连接在半导体开关元件4和半导体开关元件5的连接点与输入用

电容器2的正极侧之间的用电抗器L1所示的第一绕组、以及连接在半导体开关元件6和半导体开关元件7的连接点与输入用电容器2的正极侧之间的用电抗器L2所示的第二绕组以在共同的芯体上以卷绕匝数比1:1彼此反向磁耦合的方式卷绕而成。

[0039] 半导体开关元件5的漏极端子和半导体开关元件7的漏极端子分别与滤波用电容器8的正极侧相连,半导体开关元件4和半导体开关元件6的源极端子与滤波用电容器8的负极侧相连。另外,半导体开关元件5的源极端子和半导体开关元件4的漏极端子相互连接,半导体开关元件7的源极端子和半导体开关元件4的漏极端子相互连接,且各连接点与磁耦合电抗器3相连。

[0040] 接下来,控制部9通过控制线41a对半导体开关元件4和5、6和7以在其间夹着规定死区时间的方式进行导通/截止控制。

[0041] 半导体开关元件4的MOSFET根据从控制部9输出的栅极信号Gate1a进行开关动作;

[0042] 半导体开关元件5的MOSFET根据从控制部9输出的栅极信号Gate1b进行开关动作;

[0043] 半导体开关元件6的MOSFET根据从控制部9输出的栅极信号Gate2a进行开关动作;

[0044] 半导体开关元件7的MOSFET根据从控制部9输出的栅极信号Gate2b进行开关动作。

[0045] 半导体开关元件4~7分别在栅极信号Gate1a、Gate1b、Gate2a、Gate2b为高电平“H”信号时导通,分别在栅极信号Gate1a、Gate1b、Gate2a、Gate2b为低电平“L”信号时截止。

[0046] 控制部9还通过信号线40a、40b,分别从输入电压检测电路20、输出电压检测电路21获取电压检测值。V1表示输入电压,V2表示输出电压。

[0047] 实际上,功率转换装置的升压转换器与设置在该功率转换装置外部的蓄电部1之间通过线束等连接,因此具有寄生电感分量,因而,高频的阻抗变大,输入用电容器2中流过功率转换装置的纹波电流。

[0048] 接下来,对于逆变器的连接详情进行说明。

[0049] 半导体开关元件10~15分别由Si(硅)半导体所形成的IGBT(绝缘栅形双极晶体管)和与之反向并联连接的Si(硅)半导体所形成的二极管来构成。逆变器将滤波用电容器8的直流电压(输出电压)V2以三相交流的形式输出到三相输出端子Vu、Vv、Vw。

[0050] 逆变器的三相输出端子与发电机或电动机等构成的旋转电机30相连以提供三相交流。

[0051] 构成逆变器的U相下桥臂侧的半导体开关元件10的IGBT的发射极端子与滤波用电容器8的负极侧相连,其集电极端子与三相输出端子Vu相连。

[0052] U相上桥臂侧的半导体开关元件11的IGBT的发射极端子与三相输出端子Vu相连,其集电极端子与滤波用电容器8的正极侧相连。

[0053] V相下桥臂侧的半导体开关元件12的IGBT的发射极端子与滤波用电容器8的负极侧相连,其集电极端子与三相输出端子Vv相连。

[0054] V相上桥臂侧的半导体开关元件13的IGBT的发射极端子与三相输出端子Vv相连,其集电极端子与滤波用电容器8的正极侧相连。

[0055] W相下桥臂侧的半导体开关元件14的IGBT的发射极端子与滤波用电容器8的负极侧相连,其集电极端子与三相输出端子Vw相连。

[0056] W相上桥臂侧的半导体开关元件15的IGBT的发射极端子与三相输出端子Vw相连,其集电极端子与滤波用电容器8的正极侧相连。

[0057] 控制部9通过控制线41b分别对半导体开关元件10~15以规定的定时进行导通/截止控制。

[0058] 半导体开关元件10的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gateu1进行开关动作；

[0059] 半导体开关元件11的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gateuh进行开关动作；

[0060] 半导体开关元件12的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gatev1进行开关动作；

[0061] 半导体开关元件13的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gatevh进行开关动作；

[0062] 半导体开关元件14的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gatew1进行开关动作；

[0063] 半导体开关元件15的IGBT根据从控制部9输出的栅极信号Gatewh进行开关动作。

[0064] 由作为三相电流传感器的U相电流传感器22、V相电流传感器23、W相电流传感器24检测出的逆变器的三相输出端子Vu、Vv、Vw与旋转电机30之间的三相交流的三相电流Iu、Iv、Iw通过信号线40c、40d、40e输入到控制部9。旋转角传感器50检测旋转电机30的旋转角 θ_m ，并将其通过信号线40f输入到控制部9。还从外部通过信号线42a、42b向控制部9输入旋转电机30的转矩指令值Trq*和直流电压指令值V2*。

[0065] 控制逆变器的栅极信号Gateu1、Gateuh、Gatev1、Gatevh、Gatew1、Gatewh，以使旋转电机30的转矩等于转矩指令值Trq*。另外，控制升压转换器的栅极信号Gate1a、Gate1b、Gate2a、Gate2b，以使直流电压V2等于直流电压指令值V2*。控制部9具有控制逆变器的三相电流的功能和控制升压转换器的输出部的直流电压V2的功能，控制器9还从检测磁耦合电抗器3、输入用电容器2和滤波用电容器8（这些电容器也被称为抑制纹波电流用电容器）的温度的温度检测单元61~63分别获取温度检测值，当来自这些温度检测单元61~63的至少任一温度超过了预先设定的规定值时，限制旋转电机30的转矩或逆变器的负载输出，以限制升压转换器的电流，因此，控制器9具有降低直流电压V2的功能。这些温度检测单元61~63只要设置其中的至少一个即可。

[0066] 这里，对于在实施方式1所涉及的功率转换装置中，升压转换器的半导体开关元件4~7为SiC-MOSFET、而逆变器的半导体开关元件10~15为Si-IGBT的情况进行说明。近年来，希望功率转换装置能够实现小型化。因此，需要通过高频化来实现小型化，已知有SiC-MOSFET作为高频器件来代替以往的Si-IGBT。另一方面，由于SiC半导体比Si半导体昂贵，因此，半导体开关元件4~7、10~15全部使用SiC会导致成本增加。而且，即使逆变器侧的半导体开关元件10~15的开关频率实现高频化，旋转电机30的电感分量仍然比升压转换器内部的磁耦合电抗器3的电感分量要高得多，从而即使逆变器也实现高频化，对于小型化的贡献也微乎其微。

[0067] 通常，在包含逆变器和升压转换器的功率转换装置中，电抗器、电容器、对它们进行冷却的冷却部、以及由于电抗器、电容器与其它器件之间的高度差异而造成的空间浪费对于整体尺寸有很大的影响。因此，实施方式1所涉及的功率转换装置中，通过升压转换器的半导体开关元件4~7使用SiC-MOSFET来实现高频化且采用两相以上的多相构造，由此能够抑制芯体损耗、纹波电流，并实现磁耦合电抗器3和输入用电容器2、滤波用电容器8的小型化。从而，虽然用SiC半导体元件代替Si半导体元件导致成本增加，但电抗器和电容器的小型化实现了器件成本的降低，冷却部成本得到抑制。另外，在对于通过高频实现小型化没有贡献的逆变器中，半导体开关元件10~15使用以往的Si-IGBT，从而成本不会增加。

[0068] 由此，通过在适当的位置使用昂贵的SiC半导体开关元件，实现低成本且小型的功

率转换装置。

[0069] 下面,说明本发明的实施方式1所涉及的功率转换装置的动作原理。实施方式1所涉及的功率转换装置中,根据升压转换器的各半导体开关元件4~7的状态,存在图2~图5所示的4个动作模式。图2~图5是用于说明动作模式的图,省略了图1所示的控制部9。

[0070] 图2所示的模式1为半导体开关元件4导通且半导体开关元件6截止的状态。与各开关元件对相对应的半导体开关元件5截止,半导体开关元件7导通。图3所示的模式2与模式1相反,是半导体开关元件4截止、半导体开关元件6导通且半导体开关元件5导通、半导体开关元件7截止的状态。

[0071] 图4所示的模式3是半导体开关元件4、半导体开关元件6均截止、半导体开关元件5、半导体开关元件7均导通的状态。图5所示的模式4与模式3相反,是半导体开关元件4、半导体开关元件6均导通、半导体开关元件5、半导体开关元件7均截止的状态。

[0072] 图1所示的控制部9控制半导体开关元件4和半导体开关元件6的相位使其错开半个周期(偏移 180° 相位),因此电路动作出现的形式以开关占空比(D)0.5为界进行变化。占空比小于0.5时($D < 0.5$),对于各周期,以模式1→模式3→模式2→模式3的形式反复出现,在占空比大于0.5时($D > 0.5$),以模式1→模式4→模式2→模式4的形式反复出现。占空比为0.5时($D = 0.5$),以模式1和模式2的形式交替地反复出现。

[0073] 这里,对于控制部9控制半导体开关元件4和半导体开关元件6的相位使其错开半个周期(偏移 180° 相位)的交错式驱动结构的理由进行说明。

[0074] 通常,在逆变器侧的负载电流假设为恒定的情况下,若作为图6所示的单元件型转换器电路或图7所示的交错式转换器进行考虑,则各电路的输出级的电容器中流过的电流(也称为纹波电流) $I_{c_{out}}$ 如图8、图9所示。

[0075] 此时的电容器电流 $I_{c_{out}}$ 与开关占空比(D)之间的关系如图10所示。图中的点划线表示单元件型电路结构的情况下的特性,实线表示交错式电路结构的情况下的特性。

[0076] 由图10可知,通过采用交错式电路结构,能够将电流的最大值抑制为单元件型电路时的一半。

[0077] 从而可知,滤波电容器8的纹波电流依赖于逆变器侧的负载电流,并且通过采用多相化构造能够抑制纹波电流。因此,滤波用电容器8的纹波电流通过多相化构造能够得到抑制,从而可以使滤波用电容器8小型化。而且,利用高频化来减小电抗器的纹波电流幅度,由此能够减小滤波用电容器8的纹波电流。

[0078] 但是,在通常的交错式电路中,需要设置2个电抗器。由于电流会分散,因此电抗器自身的尺寸可以小于单元件型电路的电抗器,然而实际上,考虑到电抗器之间的绝缘,需要确保两者间的距离,因此从功率转换装置整体来看,电抗器的小型化是有限的。因此,实施方式1的升压转换器中,通过使用磁耦合电抗器的电路结构,从而电抗器设置1个即可实现,且能与交错式电路同样地抑制滤波用电容器8的纹波电流并减少器件数量。

[0079] 基于图11的电路图,对实施方式1的功率转换装置中的升压转换器的电路结构进行说明。如图11所示,将磁耦合电抗器3中的电感记为自感 L_1 、 L_2 和互感 M ,将绕组即电抗器 L_1 、 L_2 上施加的电压记为 v_{L_1} 、 v_{L_2} ,将绕组即电抗器 L_1 、 L_2 中流过的电流记为电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} ,并将这些电流合成后的电流记为合成电流 i_{in} ,则有以下的关系式(1)成立

[0080] 【数学式1】

$$[0081] \quad \begin{cases} V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} - M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \\ V_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} - M \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \\ i_{in} = i_{L1} + i_{L2} \end{cases} \quad \dots \quad (1)$$

[0082] 由于从模式1到模式4中分别施加的电压 v_{L1} 、 v_{L2} 发生变化,因此电流的变动随着每个模式发生变化。

[0083] 由图2可知,模式1下,半导体开关元件4导通,半导体开关元件6截止,因此 $v_{L1}=V_1$, $v_{L2}=V_1-V_2$ 。将上式代入式(1)并整理后,可得下式(2)。

[0084] 【数学式2】

$$[0085] \quad \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \cdot \{(L_2 + M) \cdot V_1 - M \cdot V_2\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \cdot \{(L_1 + M) \cdot V_1 - L_1 \cdot V_2\} \\ \frac{di_{in}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad \dots \quad (2)$$

[0086] 这里,通常设计成各相的参数是对称的,因此若各相的参数完全对称而假设 $L_1=L_2=L$,则式(2)可以用下面的更加简化的式(3)来表达。

[0087] 【数学式3】

$$[0088] \quad \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \\ \frac{di_{in}}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right) \end{cases} \quad \dots \quad (3)$$

[0089] 图3的模式2也同样地求解。模式2中,开关状态成为是对应于模式1反转后的状态,因此各相电流的变动也是反转的,从而用下式(4)来表达。

[0090] 【数学式4】

$$[0091] \quad \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\} \\ \frac{di_{in}}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right) \end{cases} \quad \dots \quad (4)$$

[0092] 图4的模式3中,模式3是负极侧双方的开关均截止的模式,因此 $v_{L1} = v_{L2} = V_1 - V_2$ 。将上式代入式(1)并整理后,可用下式(5)来表达。

[0093] 【数学式5】

$$[0094] \quad \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot (V_o - V_i) \\ \frac{di_{in}}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot (V_o - V_i) \end{cases} \quad \dots \quad (5)$$

[0095] 图5的模式4中,模式4成为负极侧双方的开关均导通的模式,因此 $v_{L1} = v_{L2} = V_i$ 。将上式代入式(1)并整理后,可用下式(6)来表达。

[0096] 【数学式6】

$$[0097] \quad \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot V_i \\ \frac{di_{in}}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot V_i \end{cases} \quad \dots \quad (6)$$

[0098] 基于此,作为动作例,图12中示出了占空比大于0.5时($D > 0.5$)功率转换装置的各电压、电流波形。这里,流过输入用电容器2的电流 i_c 是合成电流 i_{in} 的交流分量。另外, f_{sw} 、 T_{sw} 是半导体开关元件的开关频率、开关周期。

[0099] 这里,根据图12,流过各电抗器的电流(i_{L1} 、 i_{L2})的最大值用流过各相的电流的平均值 i_{L1_ave} 、 i_{L2_ave} 表示时,可得到下式(7)。

[0100] 【数学式7】

$$[0101] \quad \begin{cases} i_{L1_max} = i_{L1_ave} + \frac{\Delta i_{L1_pp}}{2} = i_{L1_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1 - D) \cdot \frac{1}{f_{sw}} \cdot \left[\frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_2\} \right] \\ i_{L2_max} = i_{L2_ave} + \frac{\Delta i_{L2_pp}}{2} = i_{L2_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1 - D) \cdot \frac{1}{f_{sw}} \cdot \left[\frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_2\} \right] \end{cases} \quad \dots \quad (7)$$

[0102] 根据式(7),将各电流的最大值(i_{L1_max} 、 i_{L2_max})设计成收敛在电流传感器的允许电

流值以内。

[0103] 根据图12,流过输入用电容器2的电流的有效值(i_{c_rms})可用下式(8)表达。

[0104] **【数学式8】**

$$[0105] \quad i_{c_rms} = \frac{i_{c_pp}}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{2 \cdot V_i}{L-M} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{1}{f_{sw}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_i}{L-M} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{1}{f_{sw}} \quad \dots (8)$$

[0106] 由式(8)可知,输入用电容器2的纹波电流和半导体开关元件4~7的开关频率成反比的关系。因此,半导体开关元件4~7使用能够实现高频驱动的SiC-MOSFET,能够通过高频开关来抑制纹波电流并抑制发热,从而能够实现输入用电容器2的小型化。另外,同样地通过高频驱动,即使电抗器的自感和互感的值变小,也能抑制纹波电流,因此能够实现磁耦合电抗器3的小型化。

[0107] 实施方式1的升压转换器中,半导体开关元件4~7的开关频率设为至少20kHz以上。通过将其设为听频范围(20Hz~20kHz)以上,能够防止磁性器件和电容器发出鸣音,能够降低以往需要防止出声所耗费的成本。

[0108] 如上所述,实施方式1所涉及的功率转换装置中,半导体开关元件4~7使用SiC-MOSFET,从而不仅磁性器件和电容器能够实现小型化和低成本化,还能降低为了防止磁性器件和电容器的鸣音而耗费的成本。SiC-MOSFET不仅能够在高温下动作,还具有高耐压,因此越是如电动车辆的车载设备那样需要在高电池电压(至少100V以上)和高温环境下进行动作的应用,越能够发挥效果。

[0109] 实施方式2.

[0110] 说明本发明的实施方式2所涉及的功率转换装置。实施方式2的功率转换装置的电路结构与实施方式1相同。

[0111] 将磁耦合电抗器3的电抗器L1和电抗器L2的耦合因子设为k,则互感M和自感 L_1 、 L_2 之间的关系可用下式(9)来表达。

[0112] **【数学式9】**

$$[0113] \quad M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cong k \cdot L \quad \dots (9)$$

[0114] 将式(9)代入式(7)、式(8),可得下式(10)。

[0115] **【数学式10】**

$$[0116] \quad i_{L1_max} = i_{L1_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left(\frac{V_1}{L \cdot (1-k)} - \frac{V_2}{L \cdot (1-k^2)} \right)$$

$$i_{L2_max} = i_{L2_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left(\frac{V_1}{L \cdot (1-k)} - \frac{V_2}{L \cdot (1-k^2)} \right) \quad \dots (10)$$

$$i_{c_rms} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_1}{L(1-k)} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot T_{sw}$$

[0117] 这里,根据式(10),作为在各相的纹波电流的最大值 i_{L1_max} 、 i_{L2_max} 为电流传感器的

允许值以下的条件下减小输入用电容器2的纹波电流有效值 i_{c_rms} 的方法,通常考虑增大自感L。但是,增大自感L往往伴随卷绕匝数增加、作为铁芯的芯体增加等,从而导致磁耦合电抗器3的成本增加,因绕组增加而导致导通损耗增加。

[0118] 因此,在本发明的实施方式2所涉及的功率转换装置中,通过降低耦合率k来减小输入用电容器2的纹波电流有效值 i_{c_rms} ,而不增大自感 L_1 、 L_2 。

[0119] 根据式(10),即使增大自感L,在耦合因子较高的情况下,例如 $k \approx 1$,也会导致纹波电流幅度增大。

[0120] 图13中示出升压率为2以上($V_o/V_i \geq 2$)的情况下当耦合因子 $k=0$ 时纹波电流 ΔI_{pp} 设为1时的耦合因子k与各耦合因子下的纹波电流幅度之间的关系。纹波电流幅度是指耦合因子 $k=0$ 的分量为1时的归一化值。根据图13可知,当耦合因子超过0.8时,纹波电流幅度将阶跃式增大。因此,希望耦合因子最大为0.8以下。即,磁耦合电抗器3的耦合因子优选为例如0.8。

[0121] 由此,将磁耦合电抗器3的耦合因子设为考虑了会伴随耦合因子增大而导致输入用电容器的纹波电流剧增的区域后得到的设定值以下。

[0122] 由此,为了使对于功率转换器的尺寸有很大影响的电抗器、电容器实现小型化,在上述各实施方式的功率转换装置中,在升压转换器中设置磁耦合电抗器,且半导体开关元件采用SiC半导体,从而实现电抗器和电容器的小型化。

[0123] 上述各实施方式所涉及的功率转换装置中,采用升压转换器和逆变器组合的结构,但并不限于此,也可以例如图14那样采用升压转换器和2个逆变器组合的结构。

[0124] 这种情况下,其中一方(例如旋转电机30a)为驱动用电动机,另一方(例如旋转电机30b)为发电用电动机。

[0125] 上述各实施方式中,半导体开关元件5、7为开关元件,不仅能够实现动力行驶动作,还能实现再生动作,但并不限于此,例如也可以简单地使用整流二极管,也能实现相同的效果。

[0126] 上述各实施方式中,半导体开关元件4~7使用了SiC-MOSFET,但同样也可以使用GaN(氮化镓)作为宽带隙半导体。

[0127] 本发明可以在其发明范围内对各实施方式进行自由组合,或者对各实施方式适当地进行变形、省略。

[0128] 标号说明

[0129] 1蓄电部;2输入用电容器;3磁耦合电抗器;4~7半导体开关元件(SiC-MOSFET);8滤波用电容器;9控制部;10~15半导体开关元件(Si-IGBT);20输入电压检测电路;21输出电压检测电路;61~63温度检测单元。

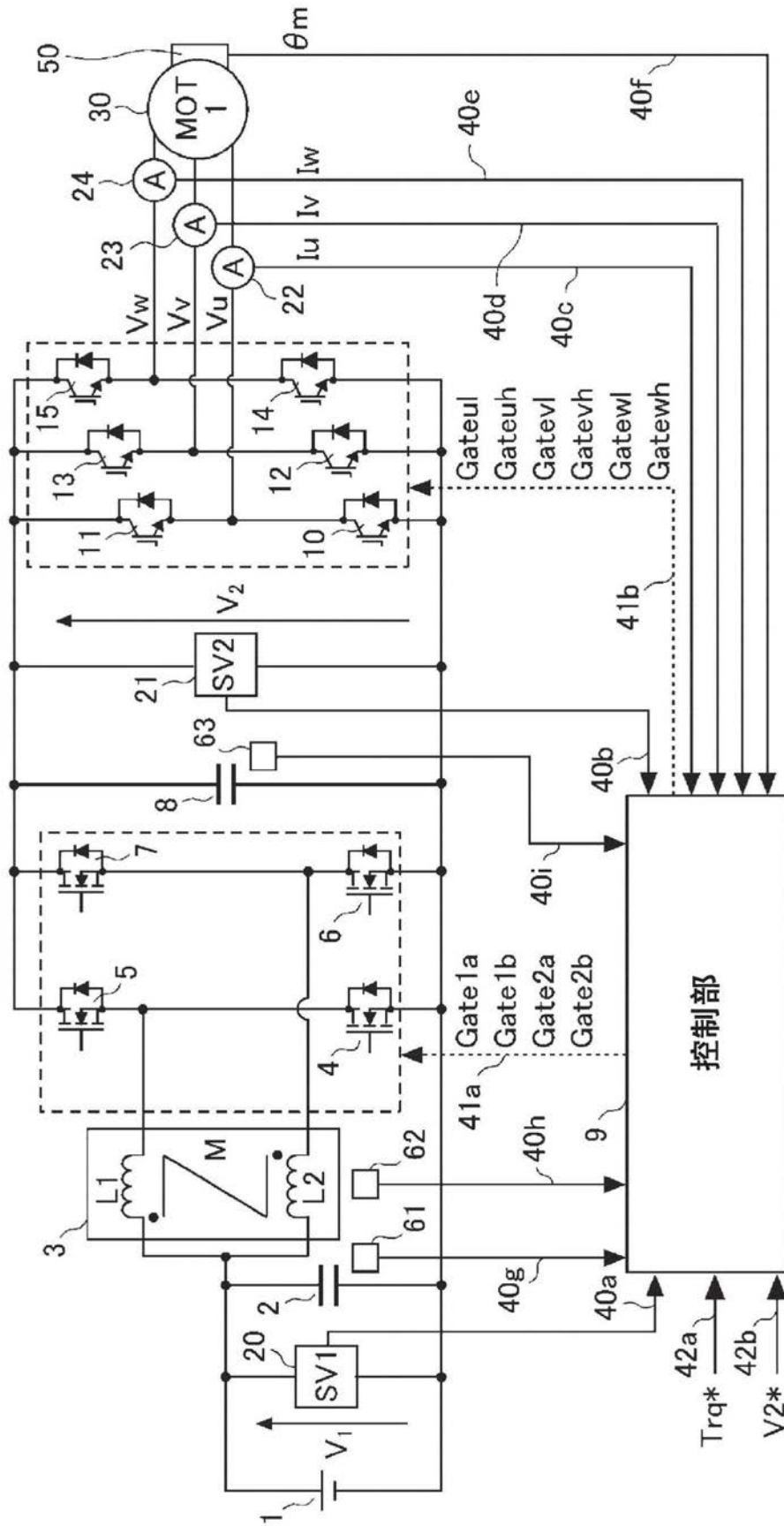


图1

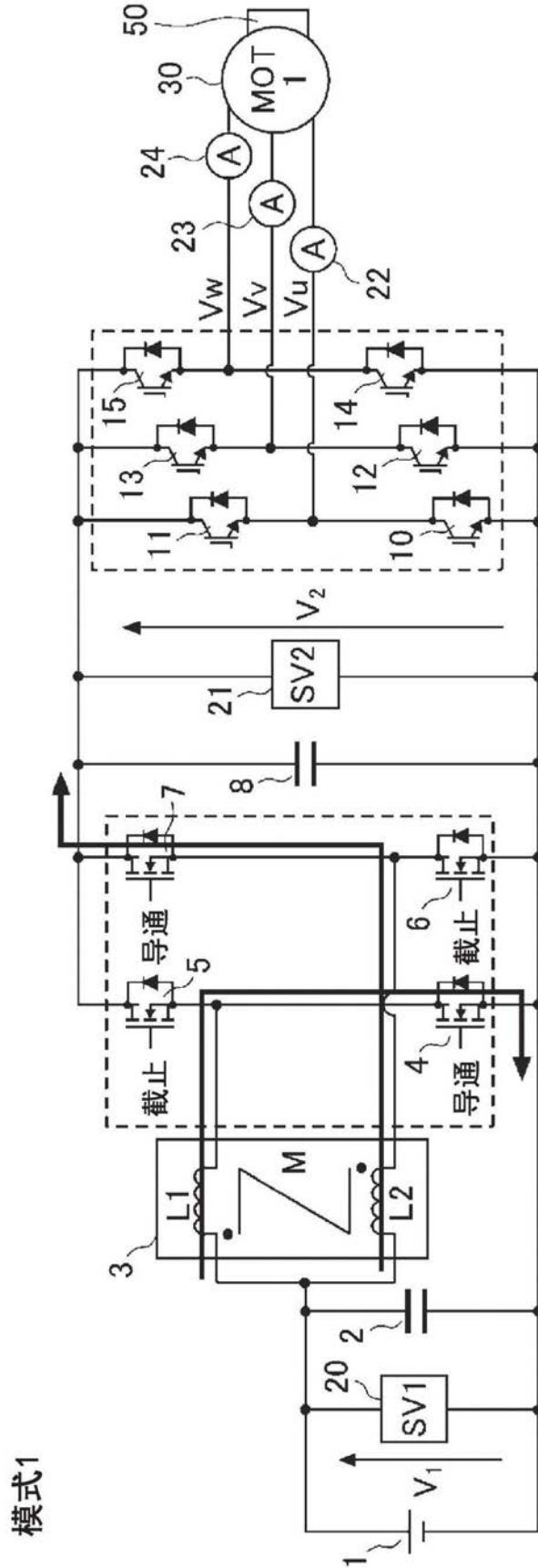


图2

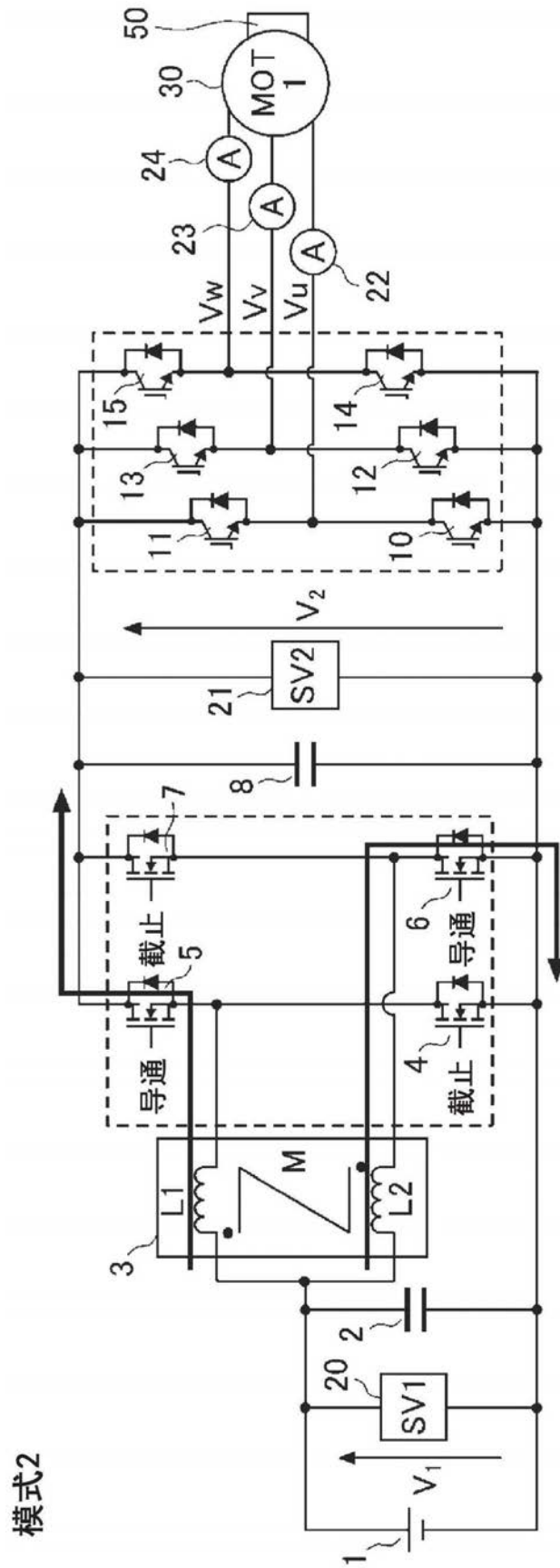


图3

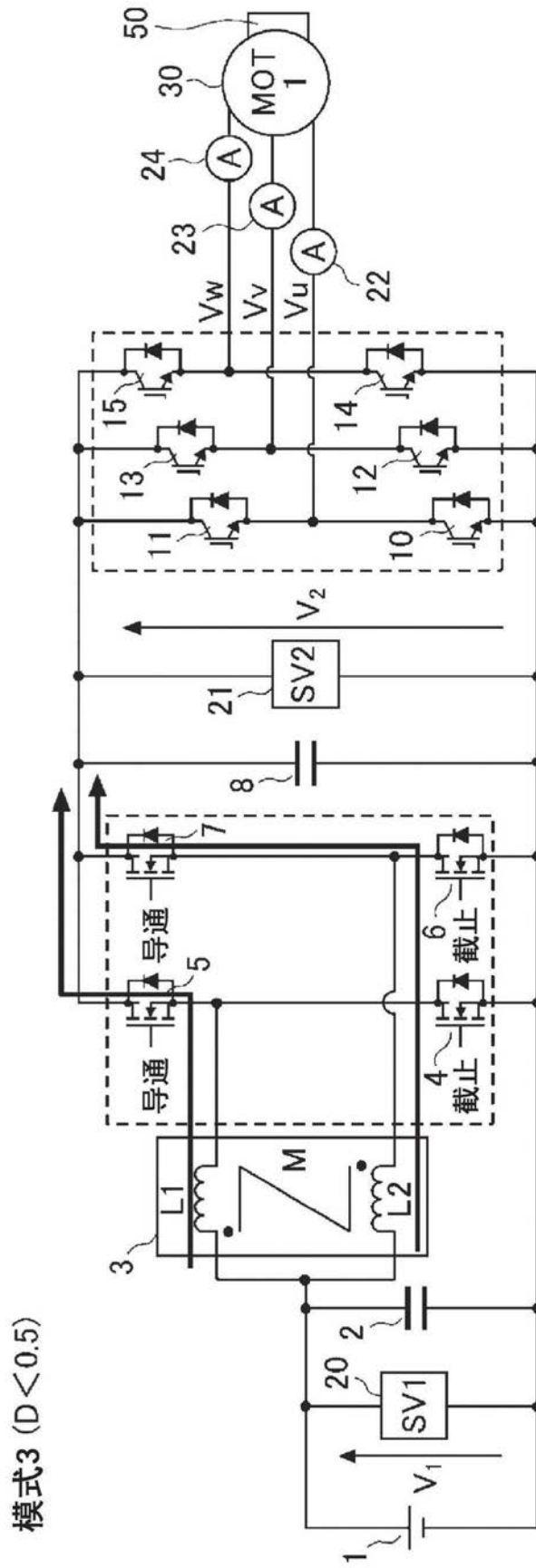


图4

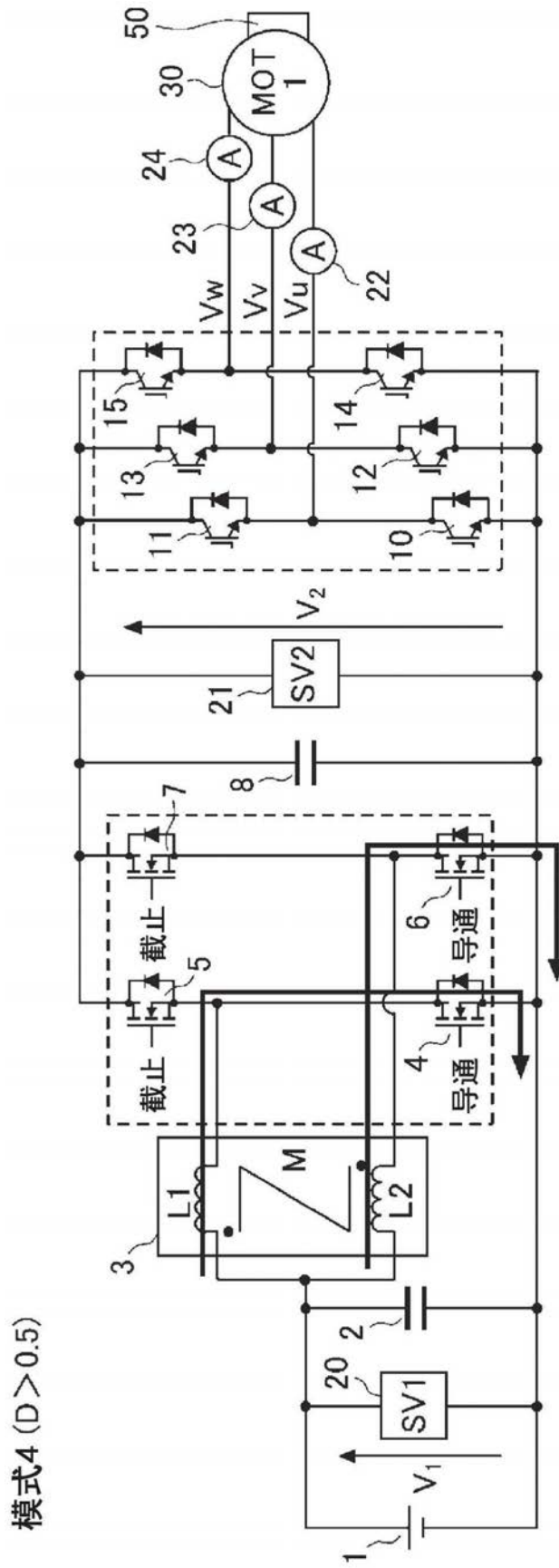


图5

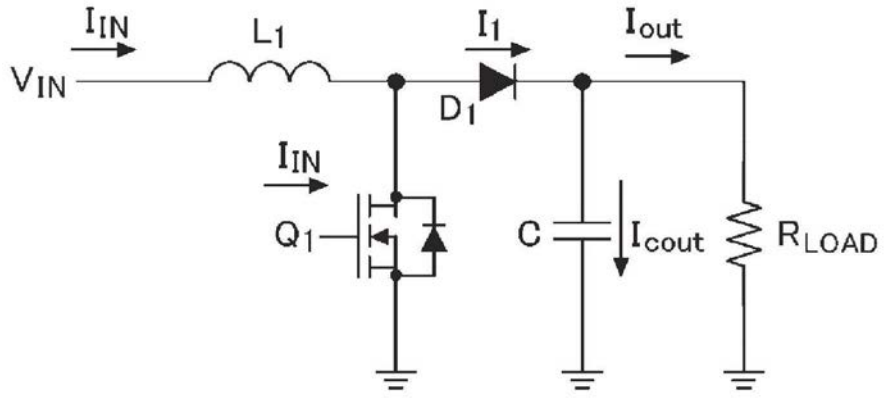


图6

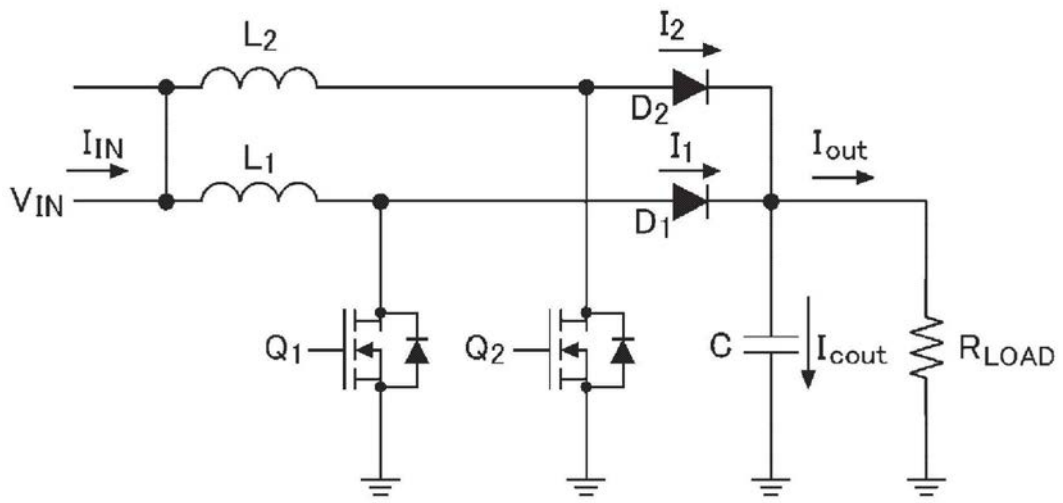


图7

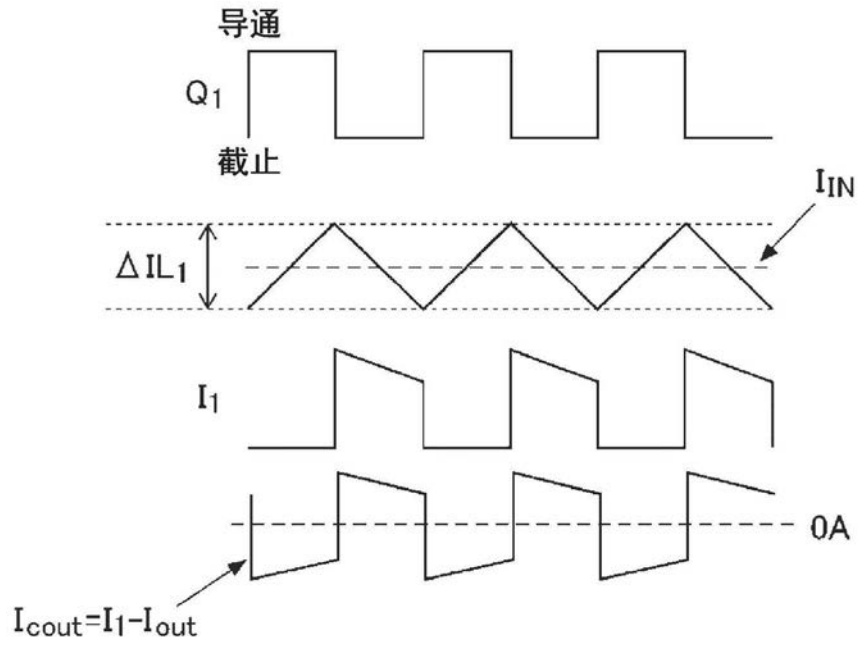


图8

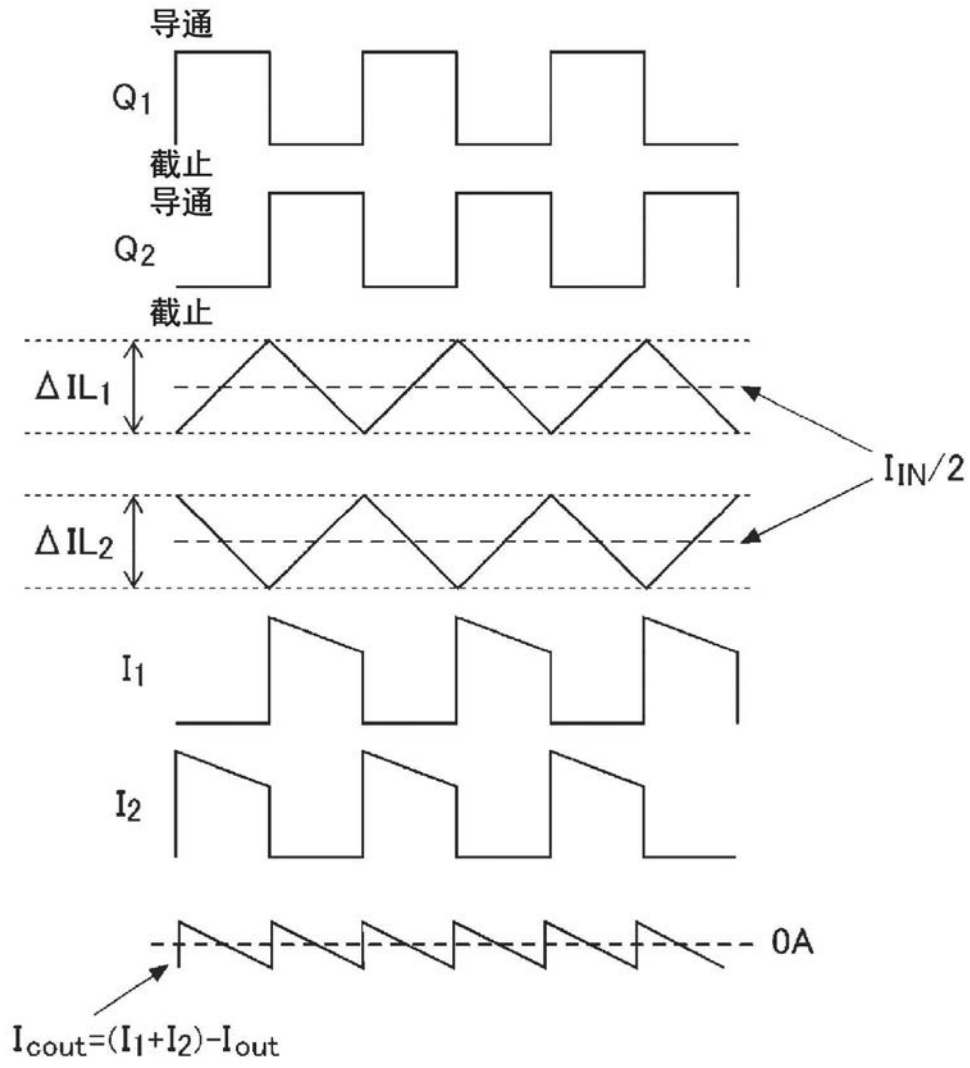


图9

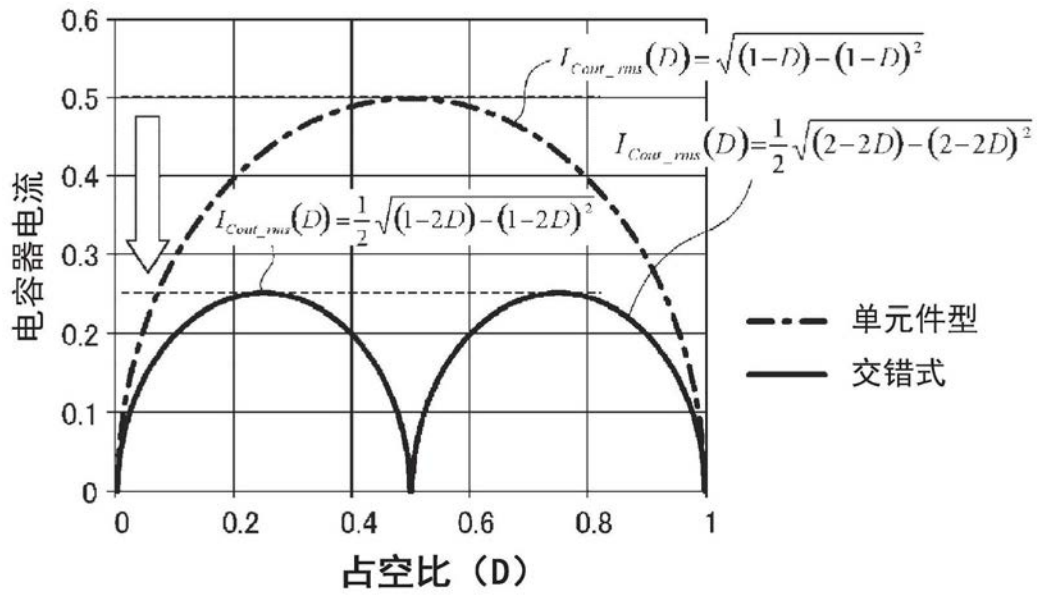


图10

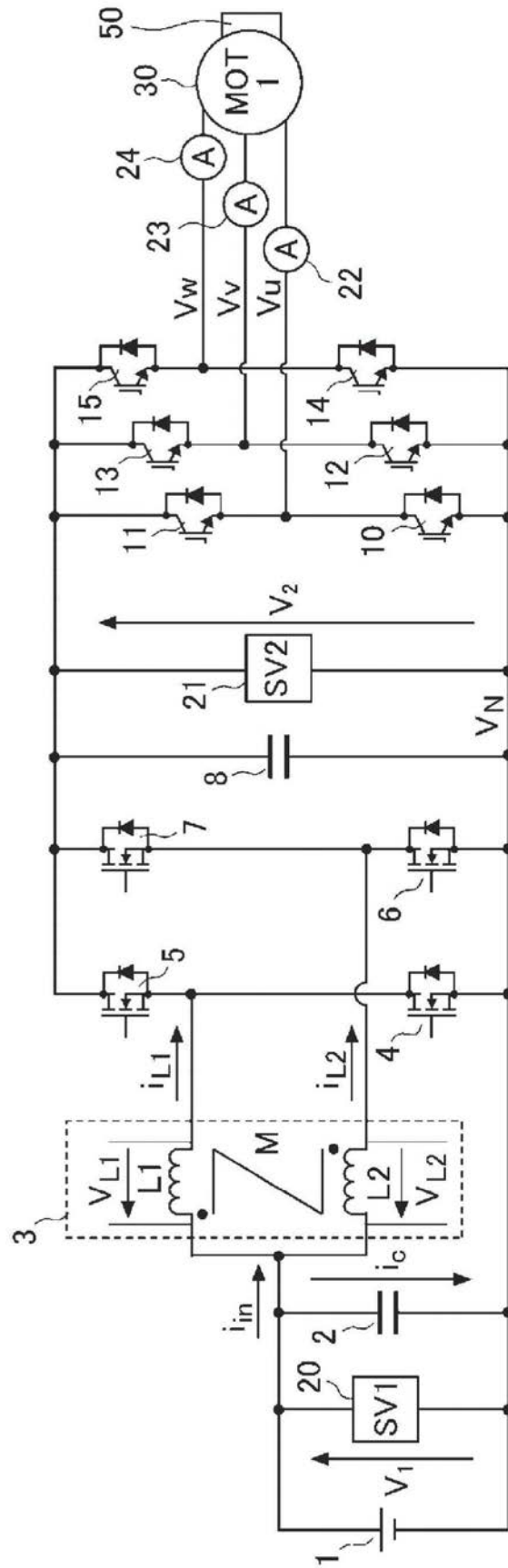


图11

动力行驶 ($D \geq 0.5$)

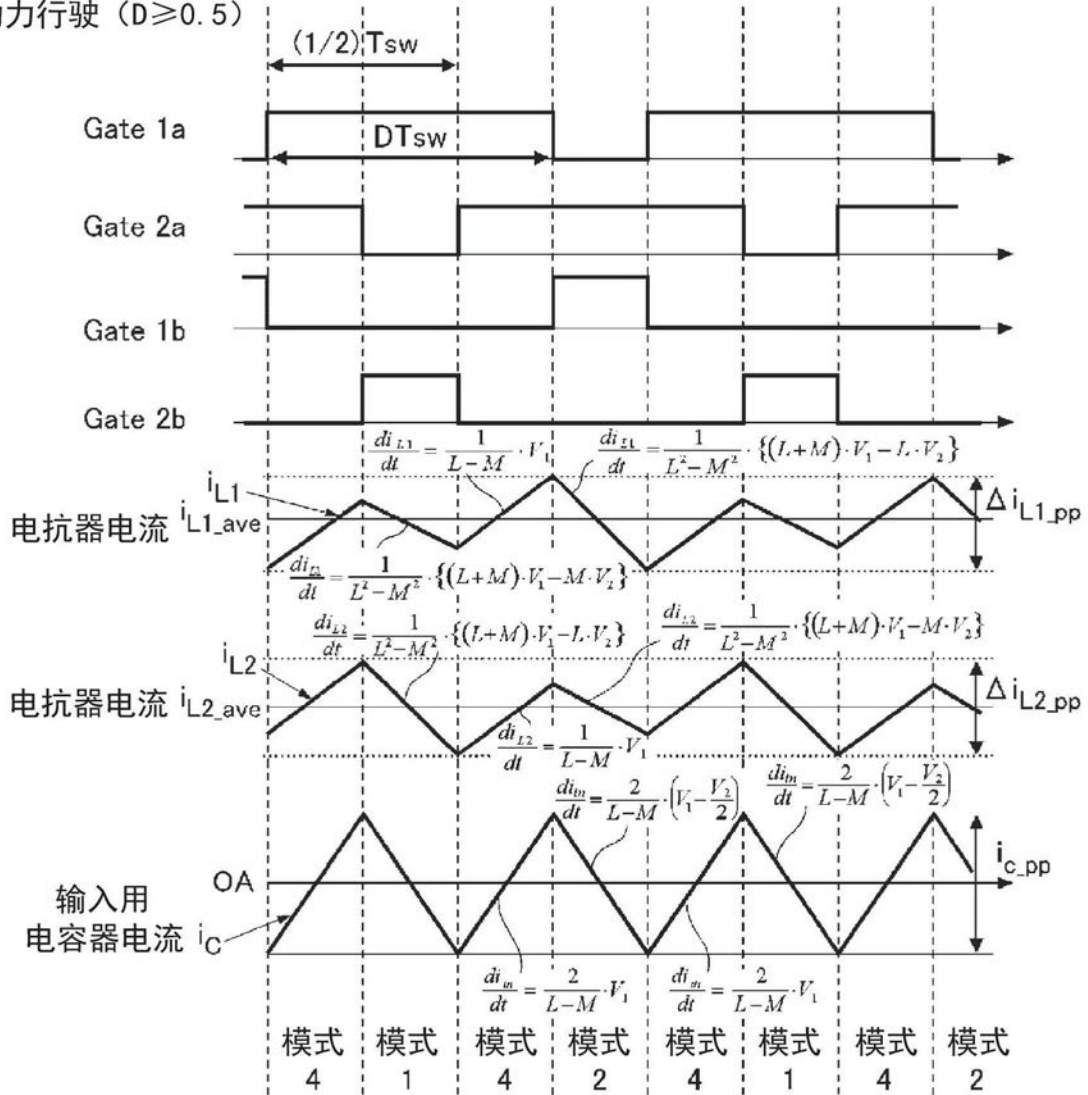


图12

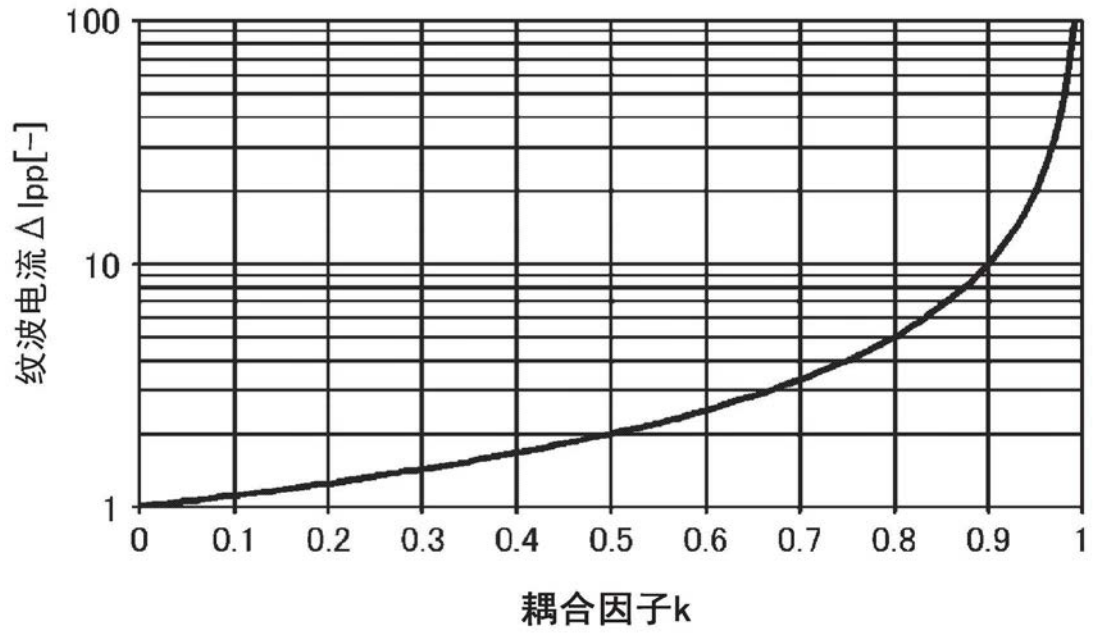


图13

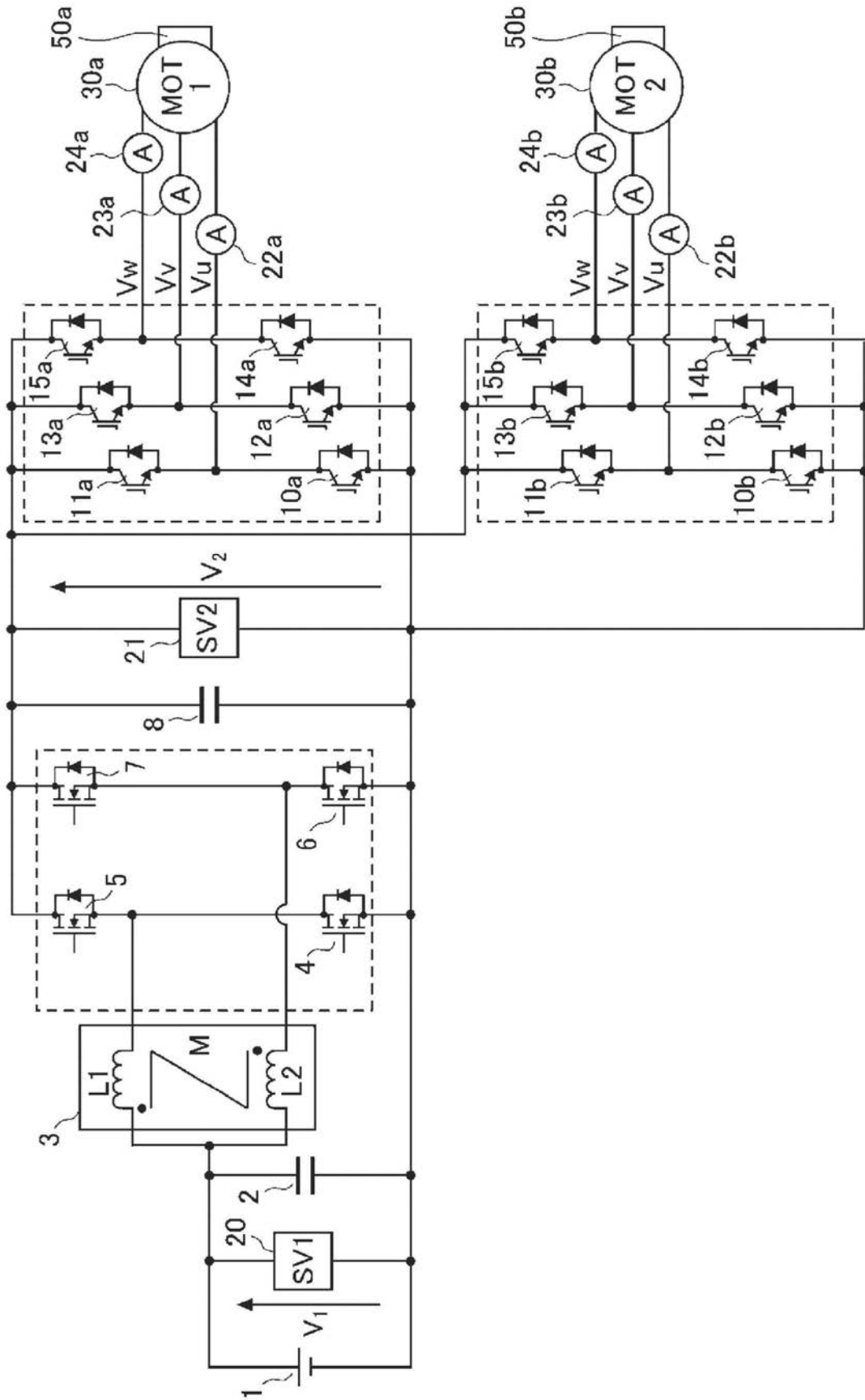


图14