



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116711202 A

(43) 申请公布日 2023. 09. 05

(21) 申请号 202180087890.2

(51) Int.Cl.

(22) 申请日 2021.01.06

H02M 7/48 (2007.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2023.06.27

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2021/000206 2021.01.06

(87) PCT国际申请的公布数据

W02022/149214 JA 2022.07.14

(71) 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 土谷厚司 畠山和德 植村启介

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

专利代理师 孙明浩

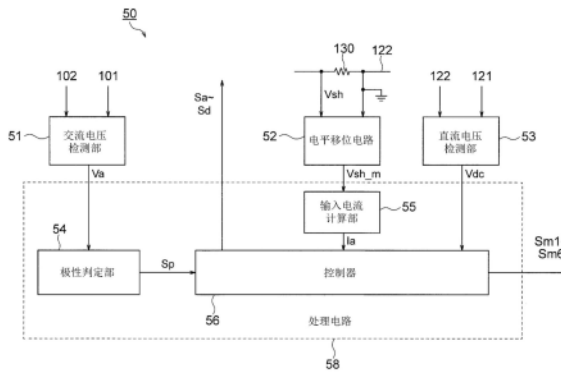
权利要求书2页 说明书10页 附图14页

(54) 发明名称

电力转换装置、空调机以及制冷循环应用设备

(57) 摘要

具备:转换器(20),其从交流电源将交流电力转换成直流电力并输出;逆变器(40),其将从转换器输出的直流电力转换成频率可变且电压值可变的交流电力,并供给到负载;分流电阻(130),其对转换器(20)的输出电流进行检测;以及控制装置(50),其基于由分流电阻(130)检测到的输出电流来控制所述逆变器(40)。控制装置(50)根据由分流电阻(130)检测到的输出电流(Is)来计算转换器的输入电流(Ia),当计算出的输入电流(Ia)比预先决定的阈值大时,使所述逆变器(40)的动作方式变化,使得转换器的输入电流(Ia)变小。例如,使逆变器的输出频率降低。通过使用分流电阻,能够高精度地检测针对电力转换装置的输入电流。其结果是,能够防止针对电力转换装置的输入电流变得过大,并且能够进一步增大能够对负载持续供给电力的输入电流的上限值。



1. 一种电力转换装置,其中,
所述电力转换装置具备:
转换器,其从交流电源将交流电力转换成直流电力并输出;
逆变器,其将从所述转换器输出的直流电力转换成频率可变且电压值可变的交流电力,并供给到负载;
分流电阻,其检测所述转换器的输出电流;以及
控制装置,其基于由所述分流电阻检测到的输出电流对所述逆变器进行控制,
所述控制装置根据由所述分流电阻检测到的输出电流来计算所述转换器的输入电流,当计算出的输入电流比预先决定的阈值大时,使所述逆变器的动作方式变化,使得所述转换器的输入电流变小。
2. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,
所述阈值是由所述交流电源的电流容量决定的。
3. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置,其中,
所述交流电源是单相交流电源,
所述电力转换装置还具备电抗器,该电抗器被插入在所述转换器的一个交流侧端子与
所述交流电源的输出端子之间。
4. 根据权利要求1至3中的任意一项所述的电力转换装置,其中,
所述电力转换装置还具备平滑电容器,该平滑电容器与所述转换器的输出侧连接,对
所述转换器的输出电压进行平滑,
所述分流电阻连接在所述平滑电容器的负电极与所述转换器的负端子之间。
5. 根据权利要求1至4中的任意一项所述的电力转换装置,其中,
作为所述动作方式的变化,所述控制装置使所述逆变器的输出频率降低。
6. 根据权利要求5所述的电力转换装置,其中,
所述逆变器用于马达的驱动,
通过降低所述逆变器的输出频率,所述马达的旋转速度降低。
7. 根据权利要求6所述的电力转换装置,其中,
如果在作为所述动作方式的变化而使所述逆变器的输出频率降低之后,所述输入电流
比所述阈值大的状态仍持续,则所述控制装置减小所述马达的控制中的转矩指令。
8. 根据权利要求1至4中的任意一项所述的电力转换装置,其中,
所述逆变器用于马达的驱动,
作为所述动作方式的变化,所述控制装置减小所述马达的控制中的转矩指令。
9. 根据权利要求1至8中的任意一项所述的电力转换装置,其中,
所述转换器由具有多个臂的桥型的整流电路构成,该多个臂分别包含二极管与开关元
件的并联连接,
所述控制装置选择二极管整流模式、同步整流模式以及高功率因数模式中的任意模
式,使所述转换器以选择出的模式进行动作,其中,
在所述二极管整流模式中,将所述多个臂的开关元件全部维持为断开状态,仅通过二
极管进行整流,
在所述同步整流模式中,在所述多个臂中的至少一部分臂中,使该臂的开关元件在该

臂的二极管中流过电流的期间的至少一部分接通，

在所述高功率因数模式中，使所述多个臂中的与一方的交流侧端子连接的2个臂的开关元件反复交替地接通/断开，从而交替地流动短路电流与充电电流。

10. 根据权利要求9所述的电力转换装置，其中，

所述控制装置进行所述交流电源的输出电压的极性的检测，

基于所述极性的检测结果，控制所述同步整流模式和所述高功率因数模式中的所述开关元件的接通/断开。

11. 根据权利要求9或10所述的电力转换装置，其中，

在所述转换器以所述高功率因数模式进行动作时检测到所述输入电流比所述阈值大的情况下，所述控制装置使所述转换器转移到所述同步整流模式或所述二极管整流模式。

12. 根据权利要求1至11中的任意一项所述的电力转换装置，其中，

所述交流电源是经由家庭用插座供给的电源，

所述阈值是设置于插座或设置于与该插座连接的布线中的断路器的电流容量值。

13. 根据权利要求1至12中的任意一项所述的电力转换装置，其中，

所述分流电阻是贴片型分流电阻。

14. 根据权利要求1至12中的任意一项所述的电力转换装置，其中，

所述分流电阻是水泥电阻。

15. 一种空调机，其中，

所述空调机具备权利要求1至6中的任意一项所述的电力转换装置、压缩机以及风扇，

所述逆变器用于驱动所述压缩机的马达，

所述电力转换装置还具备驱动电路，该驱动电路接收从所述转换器输出的直流电力，对所述风扇的马达进行驱动，

在所述输入电流大于所述阈值而使所述逆变器的输出频率降低时，与此相应地，所述驱动电路使所述风扇的马达的旋转速度上升。

16. 一种制冷循环应用设备，其中，

所述制冷循环应用设备具备权利要求1至14中的任意一项所述的电力转换装置。

电力转换装置、空调机以及制冷循环应用设备

技术领域

[0001] 本公开涉及电力转换装置、空调机以及制冷循环应用设备。本公开尤其是涉及接收来自交流电源的交流电力、并输出频率可变且电压值可变的交流电力的电力转换装置、以及具备该电力转换装置的空调机和制冷循环应用设备。

背景技术

[0002] 上述的电力转换装置例如用于向如下的马达供给电力,该马达对制冷循环应用设备例如空调机的压缩机进行驱动。

[0003] 在这样的情况下,当由于负载的增加、转换器的开关元件的故障而发生输入到电力转换装置的电流超过规定值的状况时,有时通过布线用断路器的动作来切断向电力转换装置的电力供给。当成为这样的状况时,制冷循环应用设备无法运转,是不方便的。

[0004] 于是,考虑采用如下对策等:对输入到电力转换装置的电流进行检测,在即将超过规定值时减少负载。负载的减少例如能够通过使驱动压缩机的马达的旋转速度降低来实现。

[0005] 在进行这样的处理的情况下,尽量准确地检测输入到电力转换装置的电流是重要的。这是因为,如果电流的检测精度低,则需要具有与检测误差对应的余裕而开始减少负载的处理。即,如果虽然实际上具有余裕却开始减少负载的处理,则无法使制冷循环应用设备充分地发挥其功能。另一方面,当消除这样的余裕时,由于检测误差,在开始减少负载的处理之前,布线用断路器可能就会进行动作。

[0006] 专利文献1中记载了以下内容:为了检测流向电力转换装置的桥电路的电流的有效值,使用电流互感器(第0025段)。

[0007] 现有技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献1:日本特开2018-7326号公报(第0025段)

发明内容

[0010] 发明要解决的问题

[0011] 但是,电流互感器存在如下问题:检测精度不够高,尤其是针对低频成分的检测误差大。

[0012] 本公开的目的在于,提高针对电力转换装置的输入电流的检测精度,由此,防止针对电力转换装置的输入电流变得过大,并且,进一步增大能够对负载持续供给电力的输入电流的上限值。

[0013] 用于解决问题的手段

[0014] 本公开的电力转换装置具备:转换器,其从交流电源将交流电力转换成直流电力并输出;逆变器,其将从所述转换器输出的直流电力转换成频率可变且电压值可变的交流电力,并供给到负载;分流电阻,其检测所述转换器的输出电流;以及控制装置,其基于由所

述分流电阻检测到的输出电流对所述逆变器进行控制,所述控制装置根据由所述分流电阻检测到的输出电流来计算所述转换器的输入电流,当计算出的输入电流比预先决定的阈值大时,使所述逆变器的动作方式变化,使得所述转换器的输入电流变小。

[0015] 发明的效果

[0016] 根据本公开,能够高精度地检测向电力转换装置的输入电流,其结果是,能够防止针对电力转换装置的输入电流变得过大,并且,能够进一步增大能够对负载持续供给电力的输入电流的上限值。

附图说明

[0017] 图1是示出实施方式1的电力转换装置的图。

[0018] 图2是示出图1的控制装置的一例的框图。

[0019] 图3是示出图2的电平移位电路的一例的布线图。

[0020] 图4的(a)和(b)是示出图3的电平移位电路的输入信号与输出信号之间的关系的图。

[0021] 图5是示出在二极管整流模式中在正半周期流过转换器的电流的路径的图。

[0022] 图6是示出在二极管整流模式中在负半周期流过转换器的电流的路径的图。

[0023] 图7的(a)~(d)是示出二极管整流模式中的转换器的动作的图。

[0024] 图8是示出在同步整流模式中在正半周期流过转换器的电流的路径的图。

[0025] 图9是示出在同步整流模式中在负半周期流过转换器的电流的路径的图。

[0026] 图10的(a)~(f)是示出同步整流模式中的转换器的动作的图。

[0027] 图11是示出在高功率因数模式中在正半周期流过转换器的短路电流的路径的图。

[0028] 图12是示出在高功率因数模式中在负半周期流过转换器的短路电流的路径的图。

[0029] 图13的(a)~(e)是示出高功率因数模式中的转换器的动作的图。

[0030] 图14的(a)~(d)是示出高功率因数模式中的基于分流电阻进行的电流检测动作的图。

[0031] 图15是示出实施方式2的电力转换装置的图。

具体实施方式

[0032] 实施方式1.

[0033] 图1将实施方式1的电力转换装置1与作为其负载的马达一起示出。以下,假定马达为空调机的压缩机的马达的情况进行说明。但是,马达也可以是在空调机以外的制冷循环应用设备中使用的马达,还可以是在除此以外的设备中使用的马达。

[0034] 图示的电力转换装置1具有转换器20、逆变器40、控制装置50、电抗器110、平滑电容器120以及分流电阻130。

[0035] 转换器20的第1交流侧端子201和第2交流侧端子202通过第1交流布线111和第2交流布线112而与交流电源10连接。具体而言,第1交流侧端子201通过交流布线111而与交流电源10的第1输出端子101连接,第2交流侧端子202通过交流布线112而与交流电源10的第2输出端子102连接。

[0036] 交流电源10例如可以是商用电源,也可以是利用自备发电设备的电源。在交流电

源10为家庭用的商用电源的情况下,经由家庭用插座供给交流电源。在与插座相连的布线中设置有断路器,在经由插座向电压转换装置供给的电流变得过大时,断路器进行动作,将电流的供给切断。

[0037] 在第1交流布线111的中途设置有电抗器110。

[0038] 电抗器110蓄积从交流电源10供给的电力作为磁能,通过释放该能量来进行升压和功率因数改善。

[0039] 从交流电源10供给单相交流电力,转换器20将交流电力转换成直流电力。转换器20的第1直流侧端子即正端子203、以及第2直流侧端子即负端子204分别与第1直流母线121及第2直流母线122连接,由转换器20生成的直流电力经由第1直流母线121和第2直流母线122被供给到逆变器40。

[0040] 平滑电容器120对转换器20的输出电压进行平滑化。

[0041] 平滑电容器120的正电极与第1直流母线121连接,负电极与第2直流母线122连接。

[0042] 逆变器40将从转换器20输出的直流电力转换成频率可变且电压值可变的3相交流电力并供给到马达60,使马达60旋转。

[0043] 马达60例如是空调机的压缩机的马达。

[0044] 分流电阻130在平滑电容器120的负电极与转换器20的负端子204之间设置在第2直流母线122的中途,用作转换器20的输出电流 I_s 的检测用的电流检测单元。

[0045] 分流电阻130的两端间的电压被输入到控制装置50。

[0046] 控制装置50基于分流电阻130的两端间的电压来检测流向分流电阻130的电流,即转换器20的输出电流,基于检测到的电流的值来控制转换器20和逆变器40。

[0047] 例如如图2所示,控制装置50具有交流电压检测部51、电平移位电路52、直流电压检测部53、极性判定部54、输入电流计算部55以及控制器56。极性判定部54、输入电流计算部55以及控制器56由处理电路58构成。处理电路58例如由微机构成。

[0048] 交流电压检测部51在交流布线111中的比电抗器110接近交流电源的一侧与交流布线112连接,对从交流电源10的第1输出端子101和第2输出端子102输出的电源电压 V_a 进行检测,将表示检测到的电压的值的信号供给到控制装置50。

[0049] 以下,假设电源电压 V_a 的瞬时值表示以第2输出端子102的电位为基准的第1输出端子101的电位。而且,将第1输出端子101相对于第2输出端子102的电位成为正的半周期称为正半周期,以标号 H_p 表示,将第1输出端子101相对于第2输出端子102的电位成为负的半周期称为负半周期 H_n ,以标号 H_n 表示。

[0050] 极性判定部54判定从交流电源10施加的电压 V_a 的极性,将表示判定出的极性的信号 S_p 供给到控制器56。

[0051] 从分流电阻130输出表示其两端间的电压 V_{sh} 的信号(由相同的标号 V_{sh} 表示),控制装置50的电平移位电路52对该信号 V_{sh} 进行电平转换,输出转换后的信号 V_{sh_m} 。可以说信号 V_{sh} 和信号 V_{sh_m} 均是表示流向直流母线122的电流的信号。

[0052] 输入电流计算部55基于信号 V_{sh_m} ,如后述那样计算转换器20的输入电流的值。

[0053] 作为分流电阻130,期望使用贴片电阻。作为分流电阻130,期望使用水泥电阻等电阻温度系数小的电阻。

[0054] 图3示出电平移位电路52的一例。图示的电平移位电路52包括由电阻 R_1 和 R_2 构成

的分压电路、第1运算放大器OP1、以及第2运算放大器OP2。这些运算放大器OP1和OP2以5V的单电源进行动作。

[0055] 分压电路对5V的电源电压进行分压并输出2.5V的电压。该2.5V的电压被输入到第1运算放大器OP1的反转输入端子。第1运算放大器OP1的输出端子与非反转输入端子结合。第1运算放大器OP1作为电压跟随器进行动作,将第1运算放大器OP1的输出保持为2.5V。

[0056] 第1运算放大器OP1的输出经由电阻R5作为偏置电压被输入到第2运算放大器OP2的非反转输入端子。

[0057] 分流电阻130的一端(平滑电容器120的负电极侧)被接地,当电流流向分流电阻130时,另一端的电位 V_{sh} 降低与分流电阻中的电压降对应的量。上述另一端的电位 V_{sh} 经由电阻R4被输入到第2运算放大器的反转输入端子。

[0058] 第2运算放大器OP2的输出经由反馈电阻R6而与反转输入端子结合。第2运算放大器OP2的输出电压 V_{sh_m} 以作为偏置电压的2.5V为中心而变化。而且,该变化的幅度等同于通过对非反转输入端子的电位的绝对值乘以放大率而得到的值。

[0059] 在图4的(a)和(b)中,示出 V_{sh} 的周期性变化和与此相伴的 V_{sh_m} 的变化的一例。

[0060] 如图4的(a)所示, V_{sh} 以0为基准,伴随着电流 I_s 的瞬时值的增加而向负方向变化。当 V_{sh} 为0时, V_{sh_m} 被保持为2.5V,但当 V_{sh} 向负方向变化时, V_{sh_m} 从2.5V朝向更小的值即朝向零发生变化。 V_{sh_m} 的变化的幅度相对于 V_{sh} 的变化的幅度被大幅放大。

[0061] 从电平移位电路52输出的信号 V_{sh_m} 作为表示电流 I_s 的信号被供给到输入电流计算部55。

[0062] 输入电流计算部55基于从电平移位电路52供给的信号 V_{sh_m} ,计算转换器20的输入电流 I_a 。作为输入电流 I_a ,例如计算有效值。将计算出的输入电流 I_a 通知给控制器56。

[0063] 直流电压检测部53对母线电压 V_{dc} 进行检测。这里所说的母线电压 V_{dc} 是第1直流母线121与第2直流母线122之间的直流电压,即,平滑电容器120的电极间的直流电压。

[0064] 直流电压检测部53的检测值用于逆变器40的控制。

[0065] 控制器56基于输入电流 I_a ,对转换器20进行控制。为了控制转换器20,控制器56输出用于控制转换器20的后述的开关元件2a~2d的接通/断开的信号 S_a ~ S_d 。

[0066] 控制器56还根据输入电流 I_a 和母线电压 V_{dc} 、以及基于未图示的遥控器的运转指示、基于未图示的温度传感器的空调对象空间的检测温度,对逆变器40进行控制。为了控制逆变器40,控制器56输出用于对逆变器40的未图示的6个臂的开关元件进行接通/断开控制的信号 S_{m1} ~ S_{m6} 。

[0067] 转换器20由桥型的整流电路构成,该桥型的整流电路的多个具体为4个臂分别包含二极管与开关元件的并联连接的。

[0068] 转换器20的输入端子即交流侧端子201和202与交流布线111和112连接,输出端子即正端子203和负端子204分别与直流母线121和122连接。

[0069] 详细而言,第1开关元件2a连接在第1交流侧端子201与正端子203之间,第2开关元件2b连接在第1交流侧端子201与负端子204之间,第3开关元件2c连接在第2交流侧端子202与正端子203之间,第4开关元件2d连接在第2交流侧端子202与负端子204之间。

[0070] 在开关元件2a~2d分别并联连接有二极管3a~3d,由各开关元件和与它们并联连接的二极管构成桥电路的臂。

[0071] 开关元件2a~2d例如由MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor:金属氧化物半导体场效应晶体管) 构成。

[0072] 在开关元件2a~2d由MOSFET构成的情况下,这些寄生二极管被用作二极管3a~3d。

[0073] 寄生二极管由存在于各MOSFET的源极与漏极之间的pn结形成,MOSFET的源极侧(图1中的下侧)成为阳极,漏极侧(图1中的上侧)成为阴极。

[0074] 构成第1开关元件2a的MOSFET的漏极和构成第3开关元件2c的MOSFET的漏极与正端子203连接,构成第2开关元件2b的MOSFET的源极和构成第4开关元件2d的MOSFET的源极与负端子204连接。

[0075] 转换器20以二极管整流模式、同步整流模式或者高功率因数模式进行动作。模式的选择通常由负载的大小决定。

[0076] 在负载比较小时,选择二极管整流模式。

[0077] 在负载为中等程度时,选择同步整流模式。

[0078] 在负载比较大时,例如在额定值附近和过负载时,选择高功率因数模式。

[0079] 以下,对各个模式中的转换器的动作进行说明。

[0080] 在二极管整流模式中,将开关元件2a~2d维持为断开的状态,通过向二极管3a~3d流动电流而进行全波整流。二极管整流模式也被称为被动模式(passive mode)。

[0081] 图5和图6示出在二极管整流模式中流向转换器20的电流 I_s 的路径。

[0082] 在正半周期 H_p 中,在图5的标注箭头的虚线F1a所示的路径中流动电流 I_s ,对平滑电容器120进行充电。在负半周期 H_n 中,在图6的标注箭头的虚线F1b所示的路径中流动电流 I_s ,对平滑电容器120进行充电。

[0083] 参照图7的(a)~(d)对在转换器20以二极管整流模式进行动作时流过分流电阻130的电流 I_s 和电平移位电路52的动作进行说明。

[0084] 图7的(a)示出电源电压 V_a 。

[0085] 图7的(b)示出转换器20的输入电流 I_a 。图7的(b)的波形中的由标号Ca表示的部分是在虚线F1a所示的路径中流动的电流,由标号Cb表示的部分是在虚线F1b所示的路径中流动的电流。

[0086] 图7的(c)示出在分流电阻130的两端出现的电压 V_{sh} 。

[0087] 图7的(d)示出通过对电压 V_{sh} 进行电平移位而得到的电压信号 V_{sh_m} 。在图7的(d)中,与图4(b)相比,减小纵轴方向的变化而示出。后述的图14的(d)也是同样的。

[0088] 在二极管整流模式中,能够消除开关元件2a~2d中的开关损耗。

[0089] 在同步整流模式中,开关元件2a~2d中的至少一部分在并联连接的二极管即相同臂的二极管中流过电流的期间的至少一部分成为接通状态。

[0090] 例如,与正端子203连接的臂的开关元件2a和2c分别在并联连接的二极管中流过电流的期间的至少一部分成为接通状态,与负端子204连接的臂的开关元件2b和2d分别在包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为接通状态,在不包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为断开状态。

[0091] 各二极管中流过电流的期间是向该二极管施加正向电压的期间。向各二极管施加的电压由电源电压 V_a 、平滑电容器120的两端间的电压、以及电抗器110的电动势或电压降

决定。

[0092] 基于电源电压 V_a 的极性和输出电流 I_s 的瞬时值,来判断是否在各二极管流过电流。

[0093] 图8和图9示出同步整流模式中的电流流动,图10的(a)~(f)示出电源电压 V_a 、输出电流 I_s 、以及信号 $S_a\sim S_d$ 的波形。

[0094] 在图10的(c)~(f)中,如果信号 $S_a\sim S_d$ 分别为“高”,则对应的开关元件接通,如果为“低”,则对应的开关元件断开。

[0095] 在正半周期 H_p 中,开关元件2b和2c被维持为断开状态(图10的(d)和(e)),开关元件2d被维持为接通(图10的(f)),开关元件2a在并联连接的二极管3a中流过电流的期间的至少一部分期间成为接通(图10的(c))。

[0096] 在开关元件2a和2d成为接通的期间,电流 I_s 主要在图8中由标注箭头的虚线F2a所示的路径中流动,对平滑电容器120进行充电。此时,与成为接通的开关元件并联连接的二极管中也流过电流,但流向该二极管的电流比流向接通的开关元件的电流小。

[0097] 在负半周期 H_n 中,开关元件2a和2d被维持为断开状态(图10的(c)和(f)),开关元件2b被维持为接通(图10的(d)),开关元件2c在并联连接的二极管中流过电流的期间的至少一部分期间成为接通(图10的(e))。

[0098] 当开关元件2c成为接通时,电流 I_s 主要在图9中由标注箭头的虚线F2b所示的路径中流动,对平滑电容器120进行充电。此时,在与成为接通的开关元件并联连接的二极管中也流过电流,但流向二极管的电流比流向接通的开关元件的电流小。

[0099] 如以上那样,在将开关元件设为接通时,在并联连接的二极管中流过的电流变小。这是因为,开关元件的导通电阻比二极管的导通电阻小。尤其是电流值越大则二极管的电阻越大,因此,流向开关元件的电流的比例进一步变大。

[0100] 通过使电流的大部分流向开关元件,能够减少损耗,能够提高电力转换的效率。

[0101] 关于在转换器20以同步整流模式进行动作时流向分流电阻130的电流 I_s 和电平移位电路52的动作,与参照图7的(a)~(d)进行的说明是同样的。

[0102] 在高功率因数模式中,以在各半周期中交替地流动短路电流与充电电流的方式进行控制。

[0103] 这里所说的短路电流是指,在从电源10的第1输出端子101通过电抗器110并通过转换器20的2个开关元件而返回到第2输出端子102的路径中流动的电流。在该状态下,电源10的输出电压几乎全部被施加到电抗器110。

[0104] 这里所说的充电电流是指,在从电源10的第1输出端子101通过电抗器110并通过转换器20的1个开关元件、通过平滑电容器120、进一步通过转换器20的另一个开关元件而返回到第2输出端子102的路径中流动的电流。通过该充电电流对平滑电容器120进行充电。

[0105] 为了在各半周期中交替地流动短路电流与充电电流,多个臂中的与一方的交流侧端子连接的2个臂的开关元件被控制为反复交替地进行接通/断开,与另一方的交流侧端子连接的2个臂的开关中一方被维持为接通状态,另一方被维持为断开状态。

[0106] 例如,在正半周期和负半周期中,均是第1交流侧端子201连接的臂的开关元件2a和2b被控制为反复交替地进行接通/断开。交替地进行接通/断开是指,在一方接通时另一方成为断开。

[0107] 而且,在正半周期中,与第2交流侧端子202及正端子203连接的臂的开关元件被维持为接通状态,与第2交流侧端子202及负端子204连接的臂的开关元件被维持为断开状态。

[0108] 在负半周期中,与第2交流侧端子202及正端子203连接的臂的开关元件被维持为断开状态,与第2交流侧端子202及负端子204连接的臂的开关元件被维持为接通状态。

[0109] 以下,参照图11、图12及图13的(a)~(e)、以及图8和图9对具体例更加详细地进行说明。

[0110] 在正半周期 H_p 中,开关元件2d被维持为接通状态(图13的(e)),开关元件2c被维持为断开状态(图13的(d)),开关元件2a与开关元件2b交替地成为接通(图13的(b)和(c))。

[0111] 在开关元件2b成为接通的期间,从而在开关元件2b与开关元件2d均成为接通的期间,在图11中由标注箭头的虚线F3a所示的路径中流过短路电流。该电流与时间经过一起增加。通过电流的增加,磁能蓄积于电抗器110。

[0112] 另外,通过流动该电流,电流波形的失真变小,电流波形接近正弦波。因此,能够改善电力转换装置的功率因数,抑制电流中包含的高次谐波成分。

[0113] 在开关元件2a成为接通的期间,从而在开关元件2a与开关元件2d均成为接通的期间,如图8中由标注箭头的虚线F2a所示那样流动充电电流。通过流动该电流,平滑电容器120的电压逐渐增高。此时,蓄积于电抗器110的磁能也用于平滑电容器120的充电。因此,能够将平滑电容器120充电到更高的电压。即,具有升压效果。

[0114] 在负半周期 H_n 中,开关元件2c被维持为接通状态(图13的(d)),开关元件2d被维持为断开状态(图13的(e)),开关元件2a与开关元件2b交替地成为接通(图13的(b)和(c))。

[0115] 在开关元件2a成为接通的期间,从而在开关元件2a与开关元件2c均成为接通的期间,如图12中由标注箭头的虚线F3b所示那样流动短路电流。该电流是与时间经过一起增加的电流,由此,磁能被蓄积于电抗器110。

[0116] 另外,通过流动该电流,电流波形的失真变小,电流波形接近正弦波。因此,能够改善电力转换装置的功率因数,抑制电流中包含的高次谐波成分。

[0117] 在开关元件2b成为接通的期间,从而在开关元件2b与开关元件2c均成为接通的期间,如图9中由标注箭头的虚线F2b所示那样流动充电电流。通过流动该电流,平滑电容器120的电压逐渐变高。此时,蓄积于电抗器110的磁能也用于平滑电容器120的充电。因此,能够将平滑电容器120充电到更高的电压。即,具有升压效果。

[0118] 如图13的(b)和(c)所示,开关元件2a和2b的接通/断开的周期如图示那样较短。各接通/断开的周期遍及半周期的全部可以是固定的,也可以变化。

[0119] 此外,在各周期内,开关元件2a和2b分别成为接通的期间,即信号Sa或Sb成为“高”的期间所占的比例(接通占空比)也可以在半周期期间内变化。

[0120] 例如,也可以是,在正半周期 H_p 中,当图13的(a)所示的电源电压Va的瞬时值较大时,即,越接近半周期期间的中间时间点,则信号Sb的接通占空比越大。此外,也可以是,在负半周期 H_n 中,当图13的(a)所示的电源电压Va的瞬时值较大时,即,越接近半周期期间的中间时间点,则信号Sa的接通占空比越大。

[0121] 各半周期中的各时间点的信号Sa和Sb各自的接通占空比期望被决定为输入电流Ia接近正弦波。

[0122] 另外,在各半周期的始端和终端附近,电源电压Va的绝对值变小,转换器20的交流

侧端子201和202相互间的电压变得比母线电压 V_{dc} 小。在此期间,需要控制开关元件2a~2d,使得电流不会从平滑电容器120经由转换器20向交流电源10逆流。这一点省略图示。

[0123] 参照图14的(a)~(d)对在转换器20以高功率因数模式进行动作时流过分流电阻130的电流 I_s 和电平移位电路52的动作进行说明。

[0124] 图14的(a)示出电源电压 V_a 。

[0125] 图14的(b)示出转换器20的输入电流 I_a 。

[0126] 图14的(c)示出在分流电阻130的两端出现的电压 V_{sh} 。

[0127] 图14的(d)示出通过对 V_{sh} 进行电平移位而得到的电压信号 V_{sh_m} 。

[0128] 如上所述,在流动短路电流的期间,电流 I_s 为零,因此,电压 V_{sh} 也成为0V(图14的(c)),电压信号 V_{sh_m} 被维持为2.5V(图14的(d))。另一方面,在流动电流 I_s 的期间,电压 V_{sh} 成为比0V低的值,电压信号 V_{sh_m} 成为比2.5V低的值。各时间点的 V_{sh_m} 与2.5V之差与 V_{sh} 的绝对值成比例。

[0129] 通过流动短路电流而改善了功率因数,转换器20的输入电流 I_a (图14的(b))整体上接近正弦波。

[0130] 如上所述,控制装置50对转换器20和逆变器40进行控制。

[0131] 在转换器20的控制中,控制装置50根据输入电流 I_a 来选择动作模式,在所选择的动作模式为同步整流模式或高功率因数模式时,对开关元件2a~2d的接通/断开进行控制。

[0132] 例如如以下那样进行转换器20的控制。

[0133] 在输入电流 I_a 为第1阈值以下时,使转换器20以二极管整流模式进行动作。

[0134] 在输入电流 I_a 比第1阈值大且为第2阈值以下时,使转换器20以同步整流模式进行动作。

[0135] 在输入电流 I_a 比第2阈值大时,使转换器20以高功率因数模式进行动作。

[0136] 如上所述,根据由分流电阻130检测到的输出电流 I_s 的值来计算输入电流 I_a 。

[0137] 此外,在根据极性来控制开关元件2a~2d时,使用极性判定部54的输出。

[0138] 基于电源电压 V_a 的极性和在分流电阻130中流动的电流来判断是否在各二极管中流过电流。即,关于与正端子203连接的各臂,如果在交流电源10的与该臂的交流侧端部连接的输出端子(101或102)的电位比交流电源10的另一方的输出端子(102或101)的电位高的半周期内,在分流电阻130中流过电流,则判定为在该臂的二极管中流过电流。

[0139] 同样,关于与负端子204连接的各臂,如果在交流电源10的与该臂的交流侧端部连接的输出端子(102或101)的电位比交流电源10的另一方的输出端子(101或102)的电位低的半周期内,在分流电阻130中流过电流,则判定为在该臂的二极管中流过电流。

[0140] 控制装置50如之前所述那样也进行逆变器40的控制。

[0141] 通常根据逆变器40的负载的状态来进行逆变器40的控制。

[0142] 作为逆变器40的负载的马达60如上述那样是空调机的压缩机的马达。

[0143] 在该情况下,基于空调对象空间的检测温度与设定温度之差以及用户所选择的运转模式等来决定马达的旋转速度。

[0144] 在本实施方式中,除了上述的通常的动作之外,还根据输入电流 I_a 进行逆变器的控制。这是为了防止例如输入电流 I_a 变得过大而进行布线用断路器的切断这样的状况。如果输入电流 I_a 超过比上述的第3阈值大的第4阈值,则判断为是过大的。

[0145] 输入电流变得过大的情况例如在逆变器40的负载变得过大时产生。此外,在开关元件在转换器20的高功率因数运转中发生了故障的情况下也产生。

[0146] 例如如果输入电流 I_a 变得过大,则控制装置50使逆变器40的输出频率和输出电压下降。由此,能够减小逆变器40的输入电流,与此相伴,减小转换器20的输入电流。

[0147] 取而代之,如果输入电流 I_a 变得过大,控制装置50也可以进行减小转矩指令的控制,使得马达60的输出转矩变小。由此,也能够减小逆变器40的输入电流,与此相伴,减小转换器20的输入电流。

[0148] 但是,从进行减小转矩指令的控制开始到输入电流降低为止,耗费更长的时间。

[0149] 因此,通常最好选择使逆变器40的输出频率和输出电压下降的方法。

[0150] 此外,也可以进行如下控制:使逆变器40的输出频率降低,如果即便如此,输入电流过大的状态仍持续,则减小转矩指令。

[0151] 如上所述,在本实施方式中,使用分流电阻130来检测输出电流 I_s ,基于检测结果对输入电流 I_a 进行计算。因此,能够准确地求出输入电流 I_a 。因此,能够减小考虑了检测精度的余量。

[0152] 在检测精度较低的情况下,需要增大余量,其结果是,实际上虽然具有余裕,但却可能进行用于减小输入电流的保护动作。在这样的结构中,无法充分地利用电力转换装置的能力。在本实施方式中,能够高精度地计算输入电流,因此,能够减小余量,在输入电流 I_a 变得更大而成为与上限值(电流容量)更近的值时才开始进行保护动作。因此,能够充分地发挥电力转换装置的能力。例如在电力转换装置用于空调机的压缩机的马达的驱动的情况下,能够进一步减小对空调机的运转的影响。

[0153] 此外,由于分流电阻130是低价的,因此能够降低电流检测用的成本。

[0154] 能够对以上说明的实施方式进行各种变形。

[0155] 例如,在上述的例子中,以如下方式进行控制:在同步整流模式中,与正端子203连接的臂的开关元件2a和2c分别在并联连接的二极管中流过电流的期间中的至少一部分成为接通状态,与负端子204连接的臂的开关元件2b和2d分别在包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为接通状态,在不包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为断开状态。

[0156] 取而代之,也可以以如下方式进行控制:与负端子204连接的臂的开关元件2b和2d分别在并联连接的二极管中流过电流的期间的至少一部分成为接通状态,与正端子203连接的臂的开关元件2a和2c分别在包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为接通状态,在不包含并联连接的二极管中流过电流的期间的半周期的期间内被维持为断开状态。

[0157] 此外,在图1中,示出从控制装置50输出向构成开关元件2a~2d的MOSFET的栅极施加的信号 $S_a \sim S_d$ 。

[0158] 也可以构成为,在转换器20内设置驱动信号生成电路,通过该驱动信号生成电路对从控制装置50输出的信号进行转换,之后施加到MOSFET的栅极。

[0159] 例如,向构成开关元件2a和2c的MOSFET的栅极施加的信号需要是以各个源极为基准的信号。另一方面,控制装置50构成为输出以接地电位为基准的信号是容易的。另外,作为向MOSFET的栅极施加的信号,有时需要比控制装置50通常生成的信号大。于是,也可以通

过上述的驱动信号生成电路,将从控制装置50输出的信号转换成向MOSFET的栅极施加的信号。

[0160] 此外,在上述例中,作为开关元件而使用了MOSFET,但也可以使用MOSFET以外的开关元件。

[0161] 在上述例中,分流电阻130在平滑电容器120的负极与转换器20的负端子之间被插入到第2直流母线122。分流电阻130的插入位置不限于上述例子,简而言之,插入到转换器20的输出电流流经的路径即可。

[0162] 实施方式2.

[0163] 在上述的实施方式1中,逆变器40对空调机的压缩机的马达60进行驱动。实施方式2的电力转换装置也具有对空调机的风扇进行驱动的功能。

[0164] 图15示出实施方式2的电力转换装置。

[0165] 图15所示的电力转换装置与图1所示的电力转换装置大致相同,但附加有驱动电路70。驱动电路70接收从转换器20输出的直流电力而驱动风扇的马达80。驱动电路70也可以具备与逆变器40同样的逆变器。

[0166] 控制装置50在输入电流 I_a 变得过大时,使逆变器40的输出频率和输出电压降低,并且通过驱动电路70使马达80的旋转速度上升。

[0167] 由于驱动电路70对风扇的马达80进行驱动,因此,与对压缩机的马达60进行驱动的逆变器相比,消耗电力少。即,即便使风扇的马达80的旋转速度上升,由此造成的电力的增加也不那么大。

[0168] 即,在减小逆变器40的输出频率和输出电压而使压缩机的旋转速度降低、并且提高了风扇的旋转速度的情况下,整体上消耗电力变小。

[0169] 通过进行这样的运转,能够维持最低限度的空调运转并减小消耗电力,减小转换器20的输入电流 I_a ,避免超过输入允许值这样的状况。

[0170] 以上对本公开的実施方式的电力转换装置进行了说明。本公开的电力转换装置能够进行各种变形。

[0171] 例如,针对实施方式1记载了若干的变形例,但也能够将同样的变形应用于实施方式2。

[0172] 此外,在上述的实施方式1和2中,使用了对从分流电阻130得到的电压信号进行转换并输入到控制器56的电平移位电路52,但也可以通过图示的电平移位电路以外的电路,对从分流电阻130得到的电压信号进行转换。

[0173] 此外,在上述的实施方式1和2中,对电力转换装置的负载包含空调机的压缩机的马达的情况进行了说明。本公开的电力转换装置也能够应用于负载为空调机的压缩机的马达以外的情况。

[0174] 附图标记说明

[0175] 2a~2d开关元件,3a~3d二极管,10交流电源,20转换器,40逆变器,50控制装置,51交流电压检测部,52电平移位电路,53直流电压检测部,54极性判定部,55输入电流计算部,56控制器,60马达,70驱动电路,80马达,110电抗器,120平滑电容器,130分流电阻。

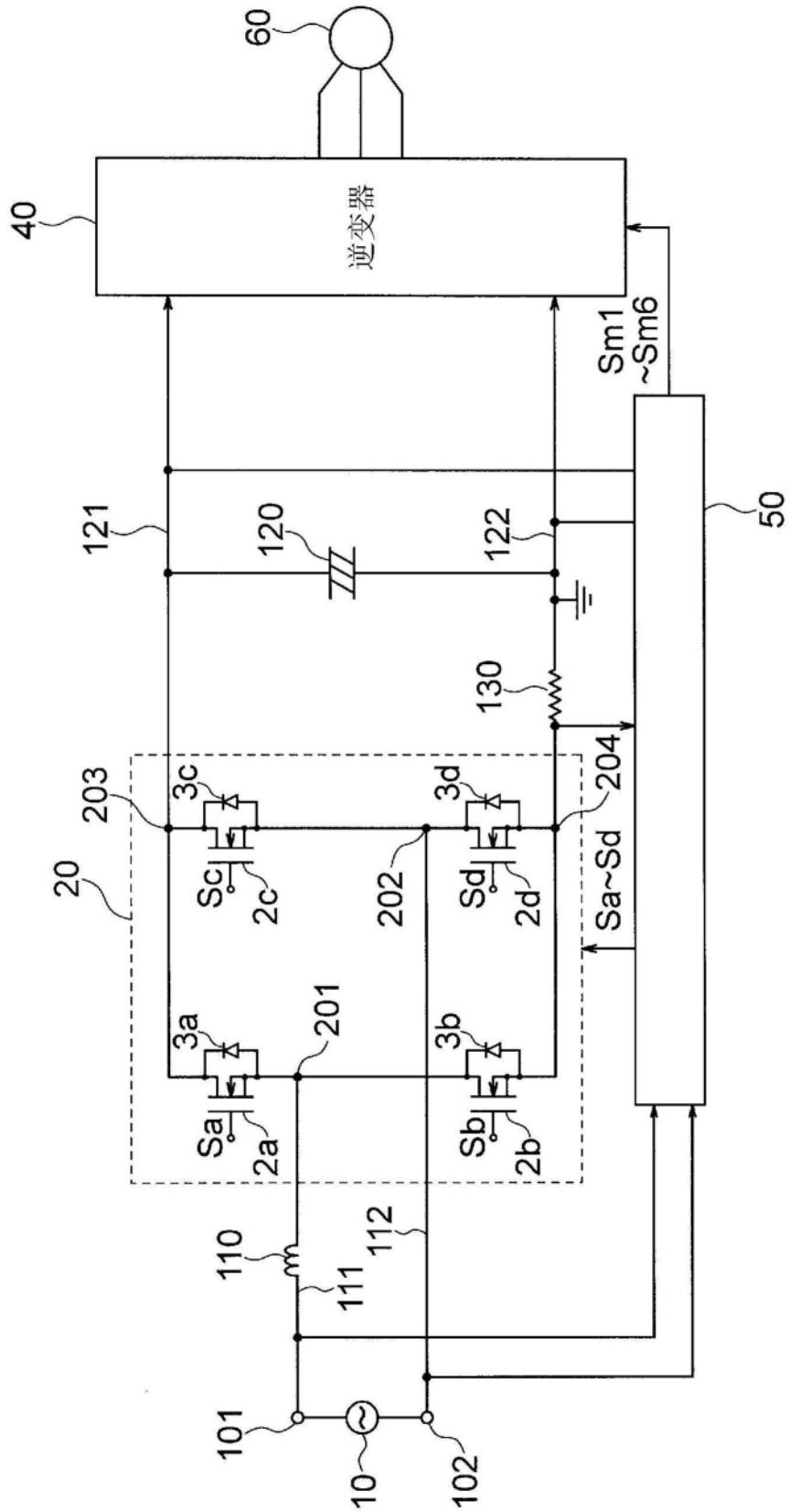


图1

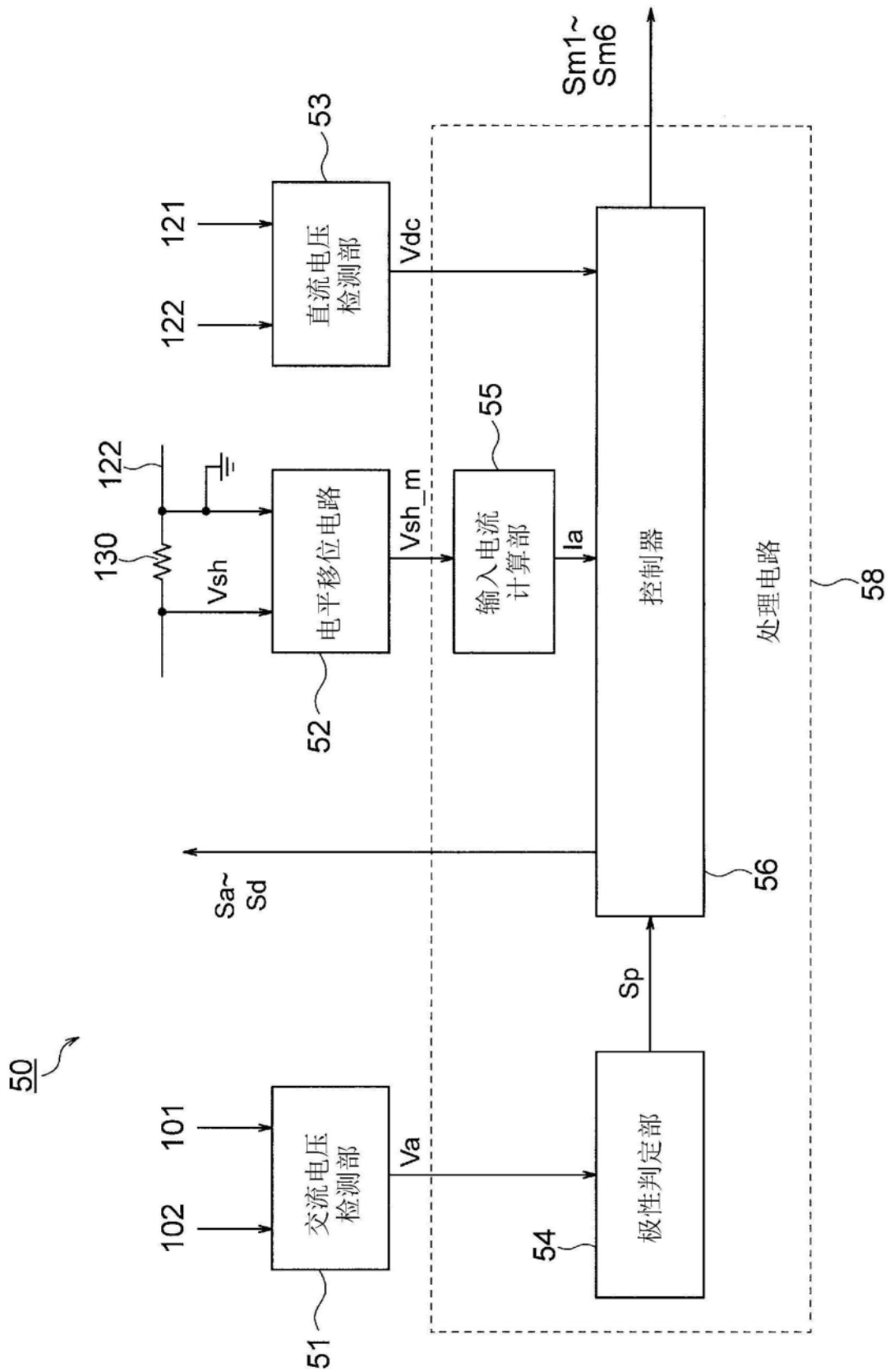


图2

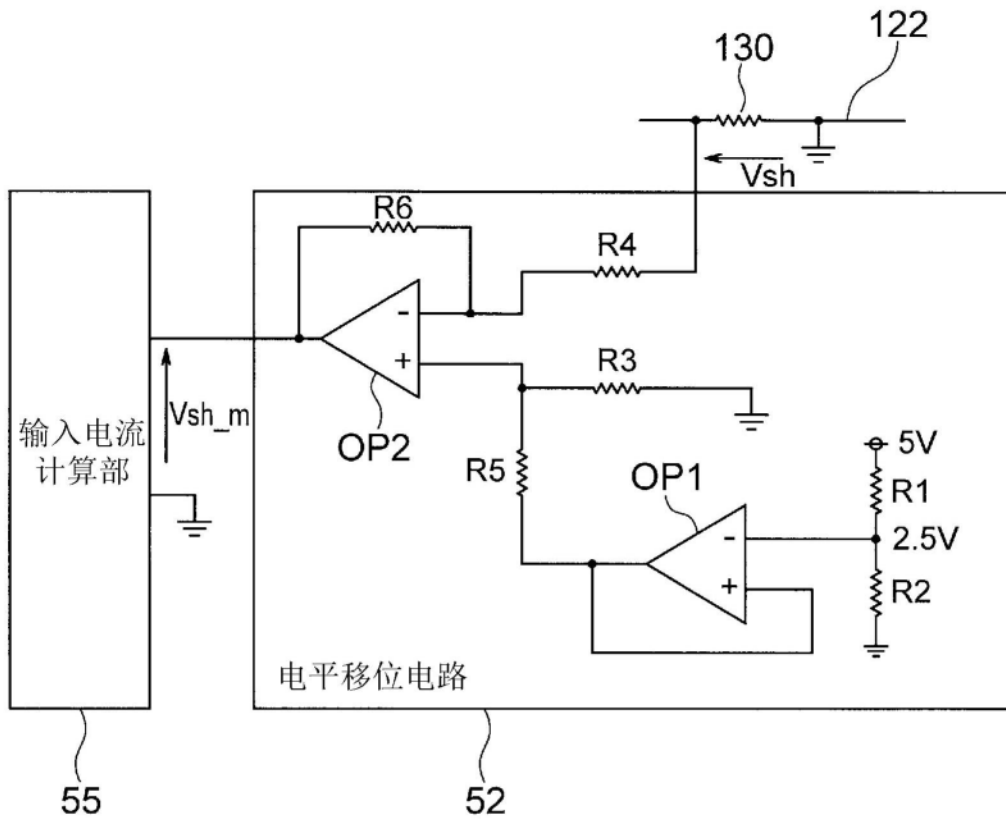


图3

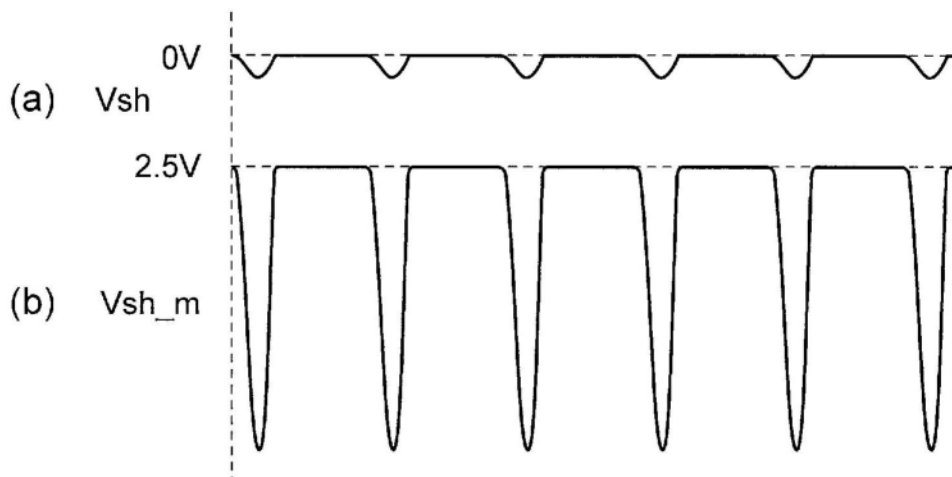


图4

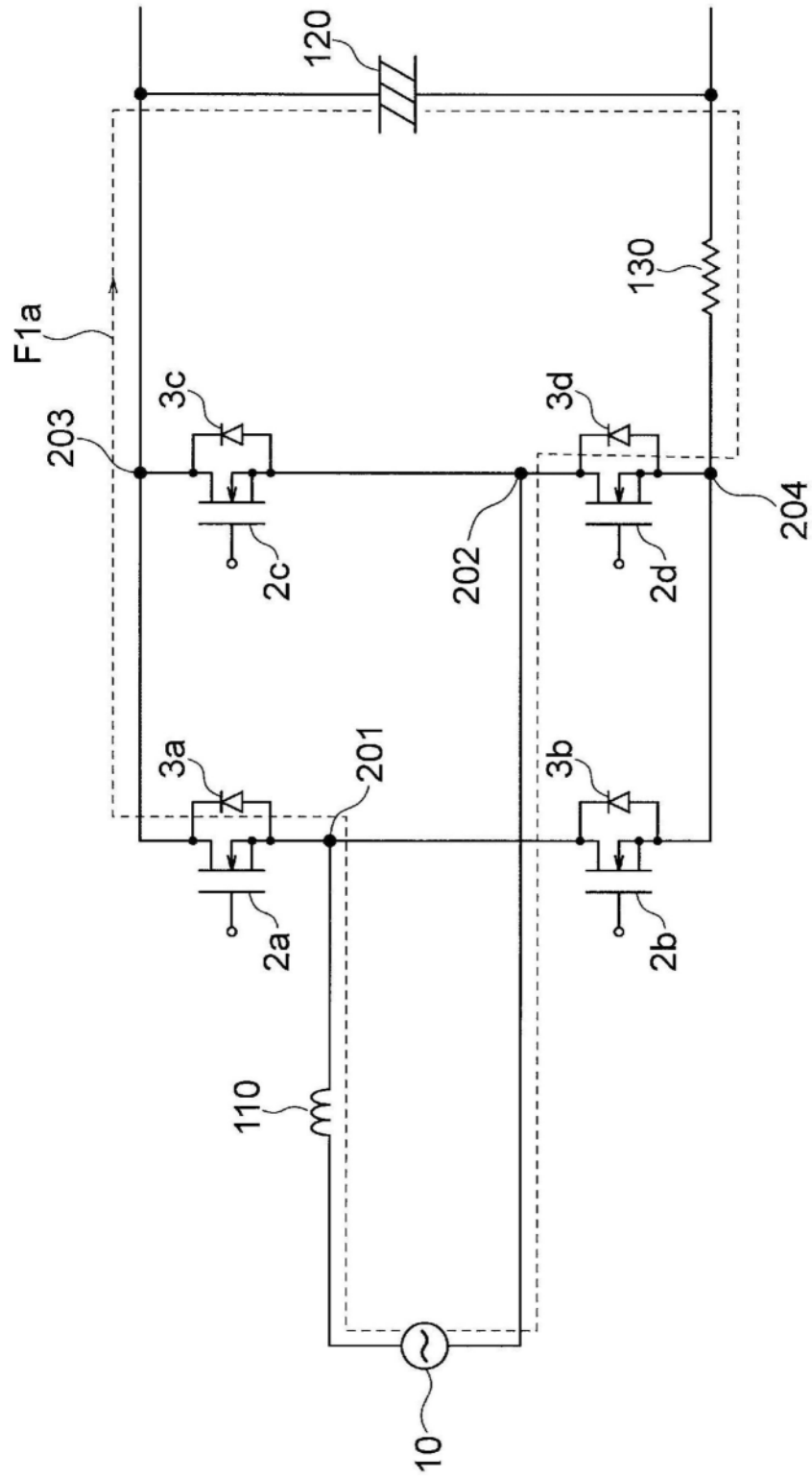


图5

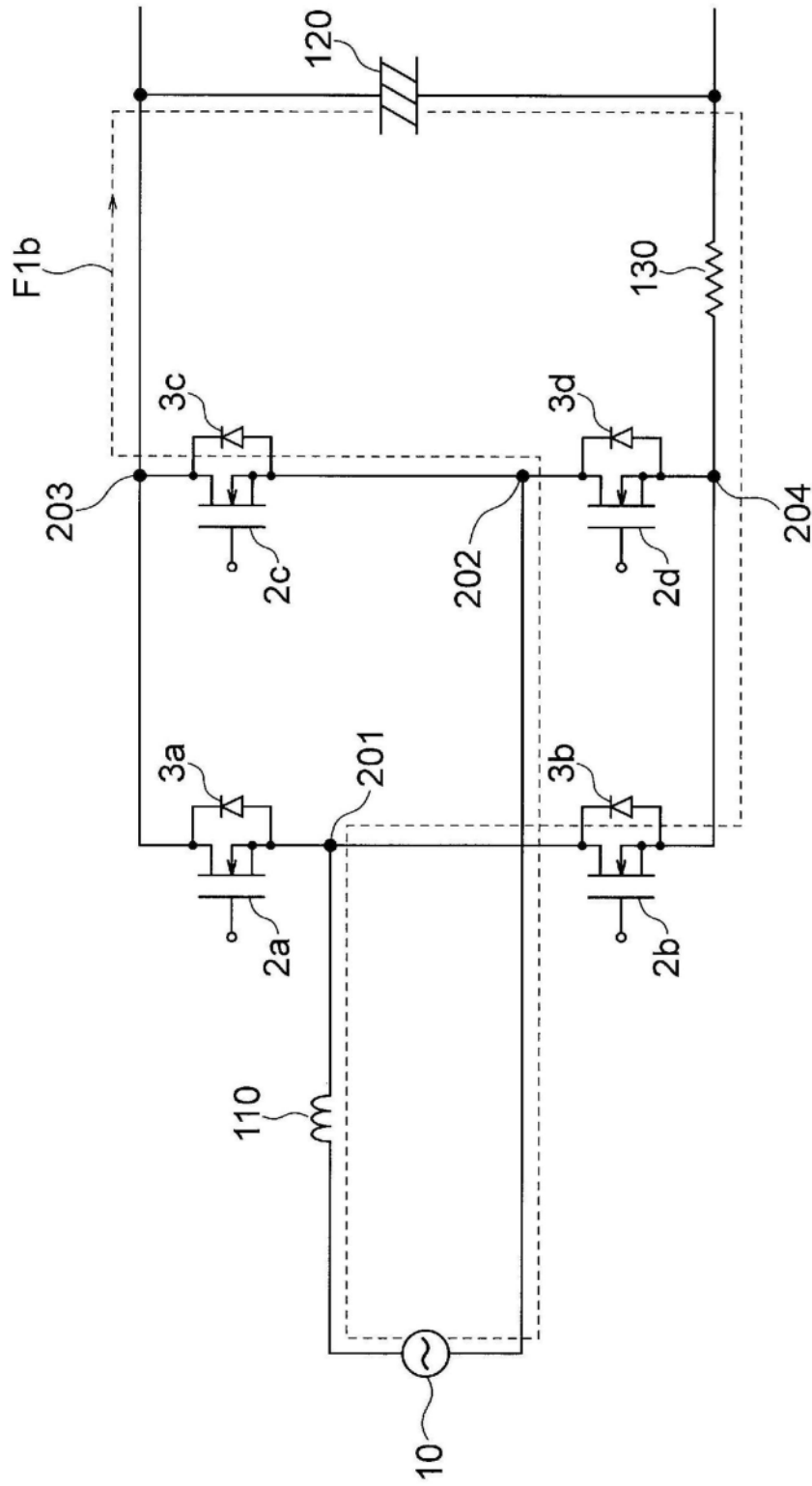


图6

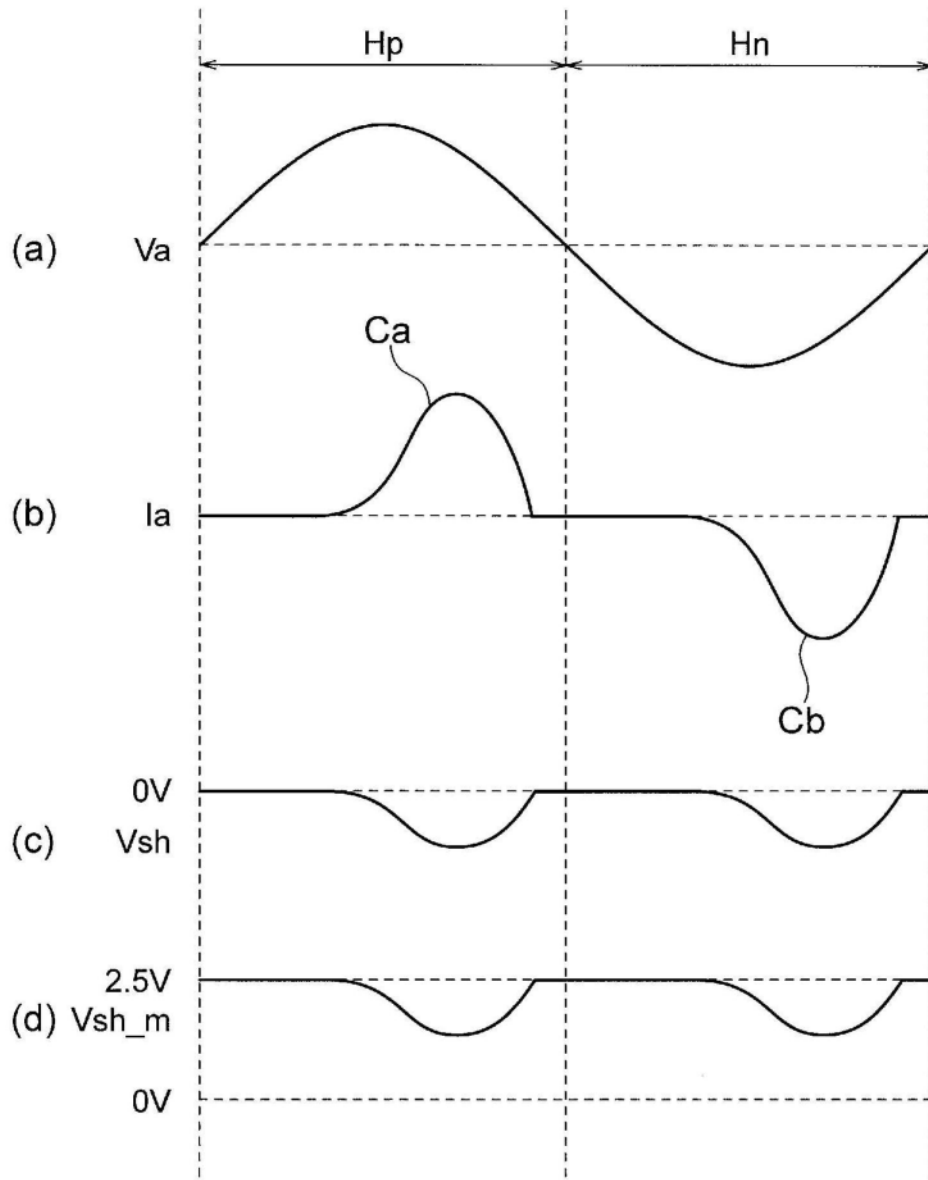


图7

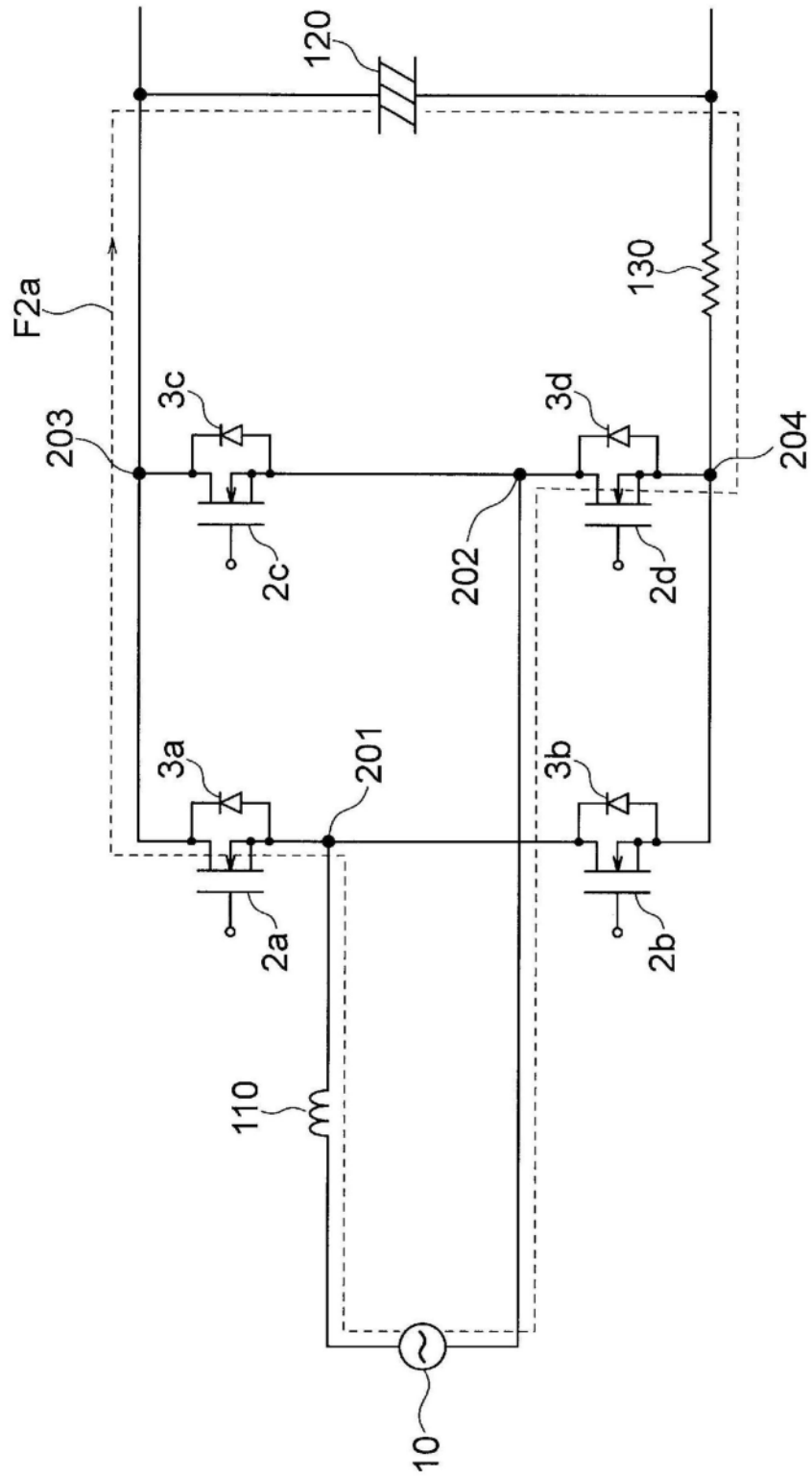


图8

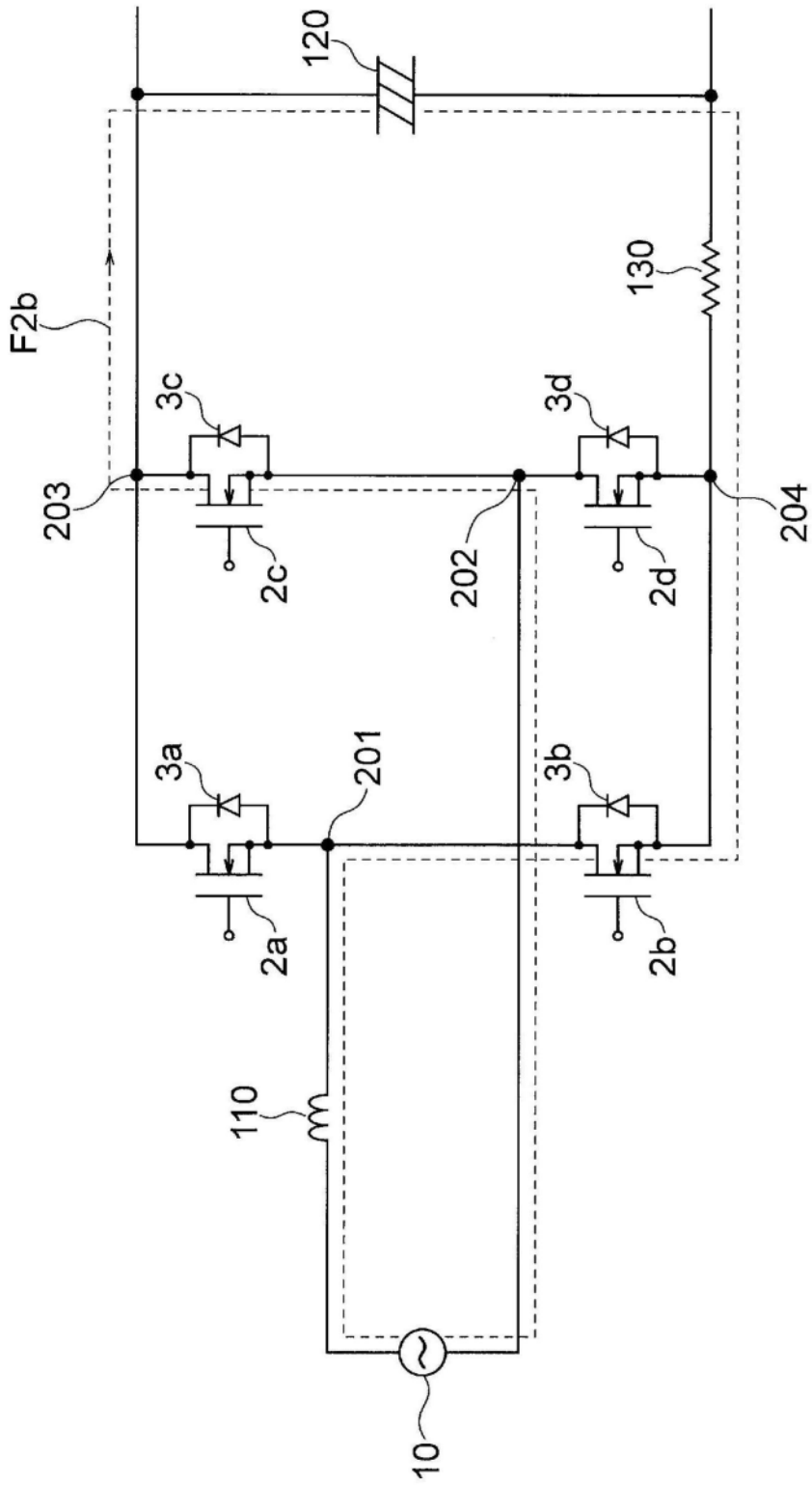


图9

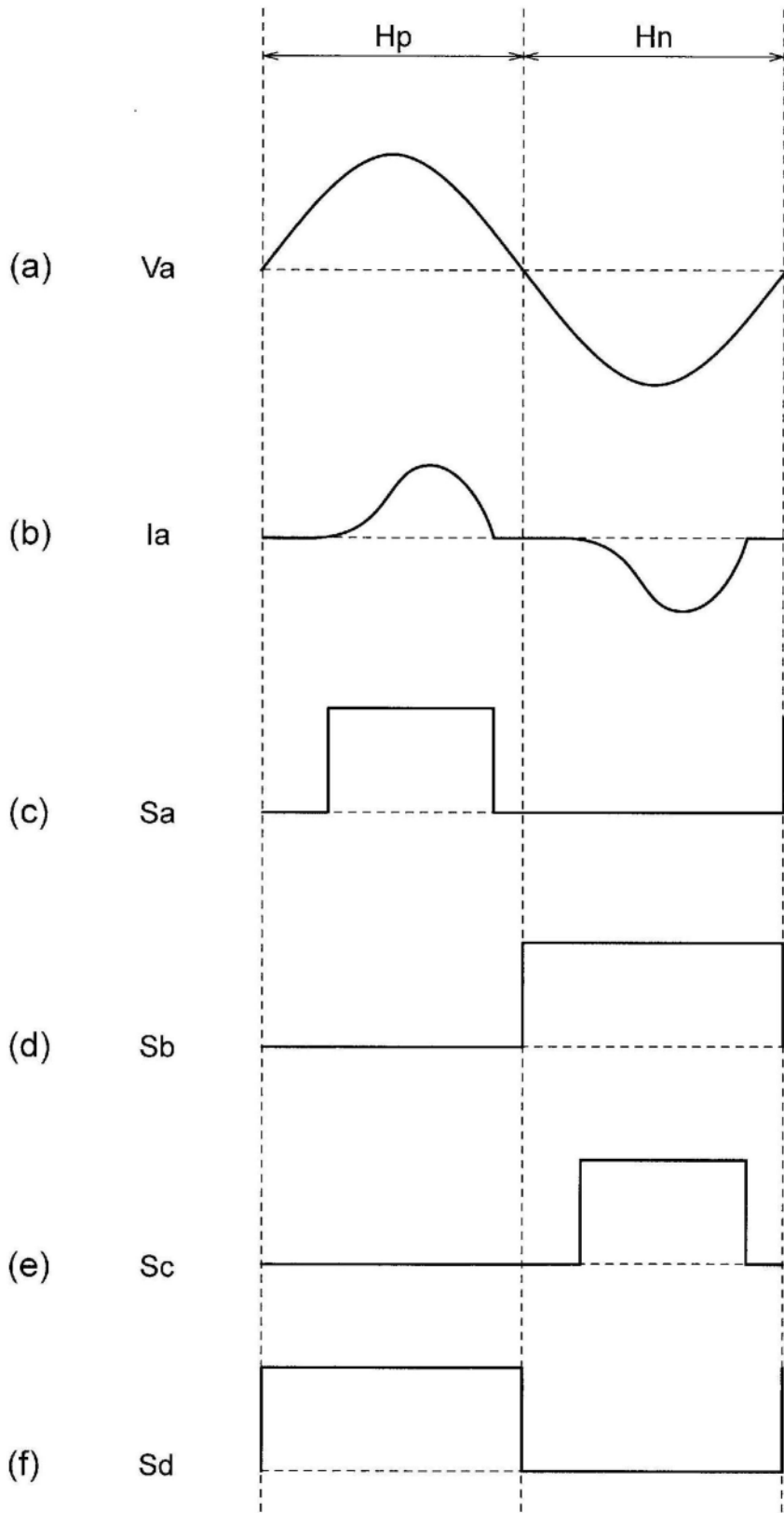


图10

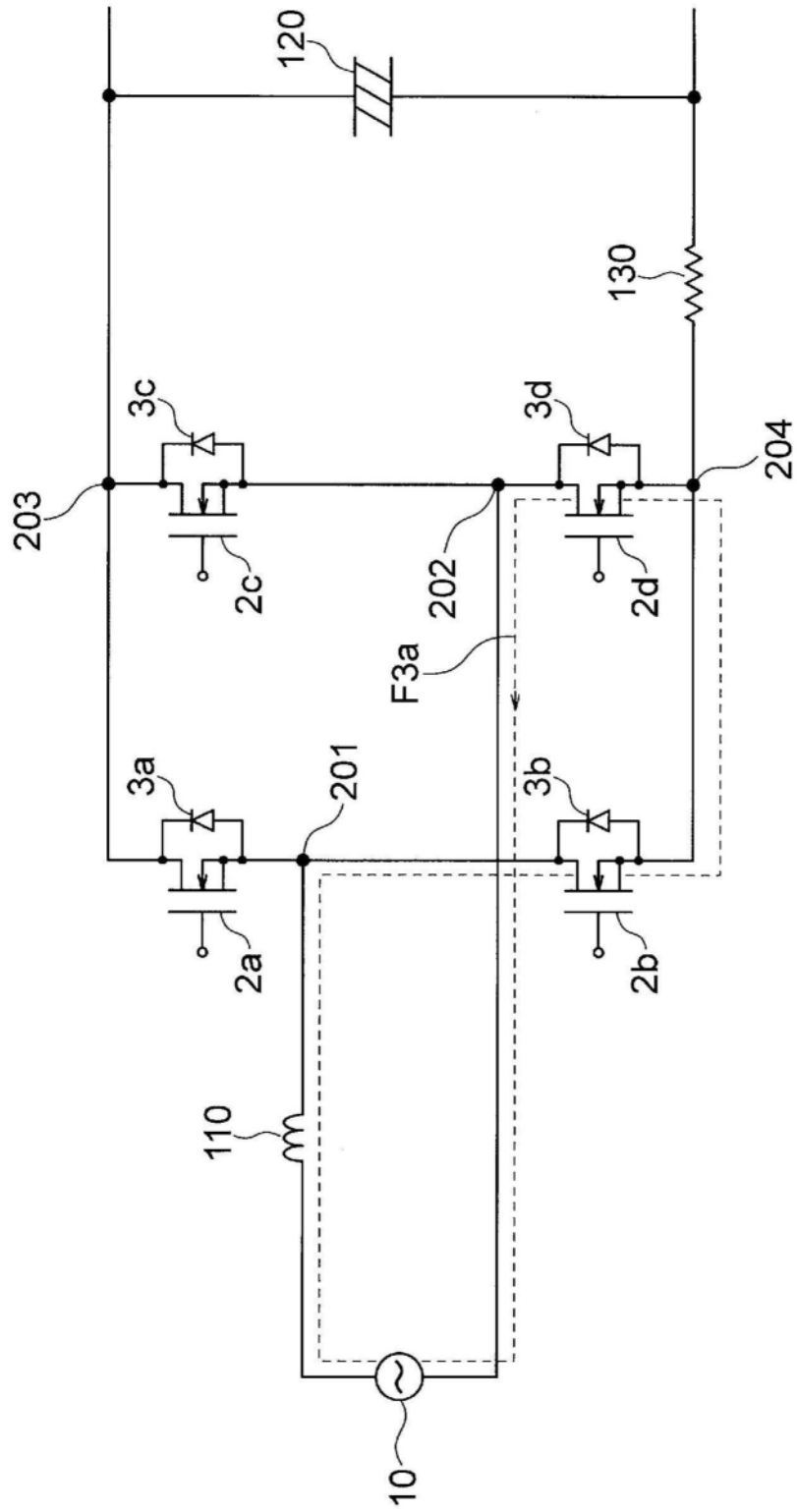


图11

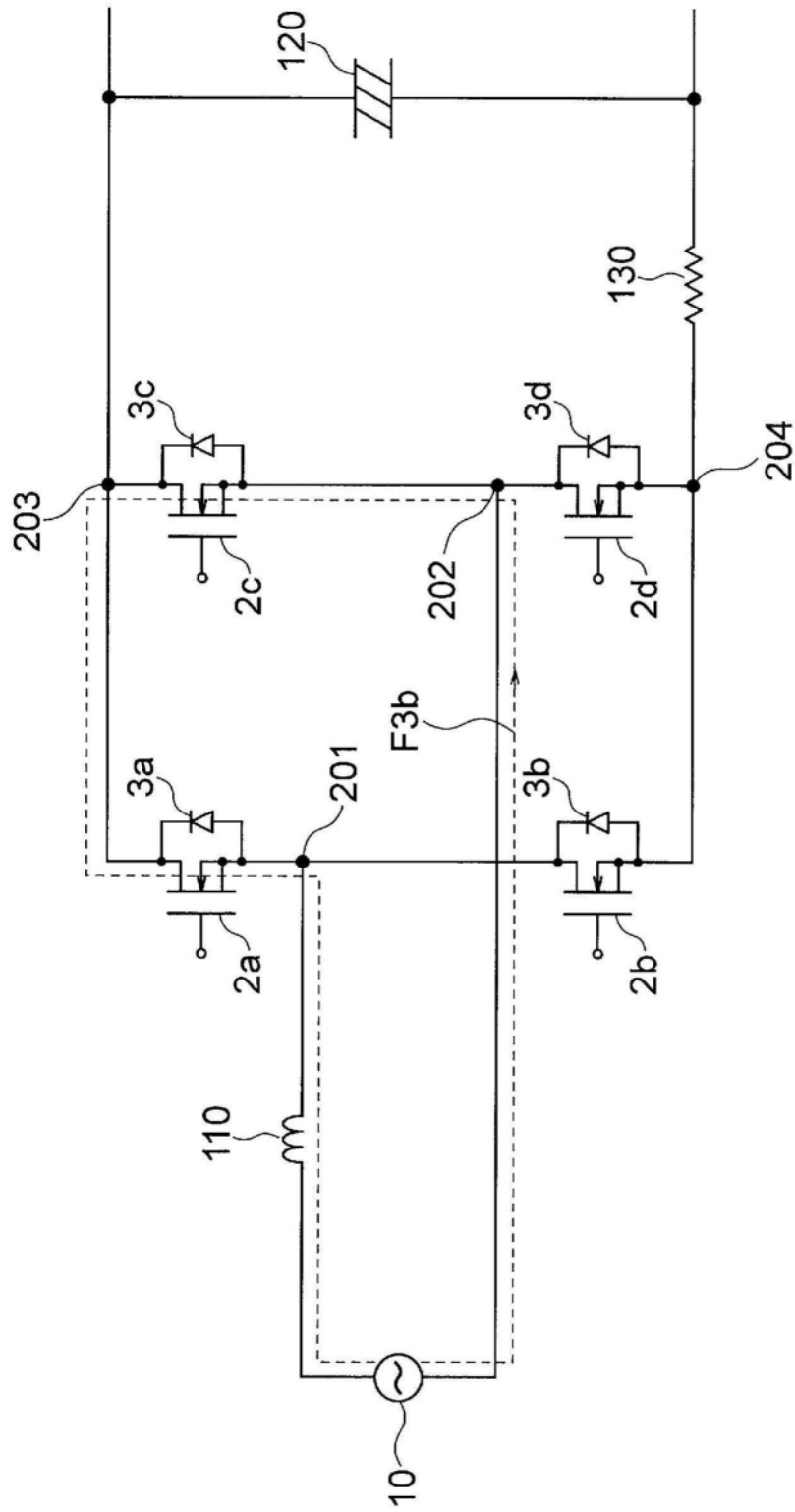


图12

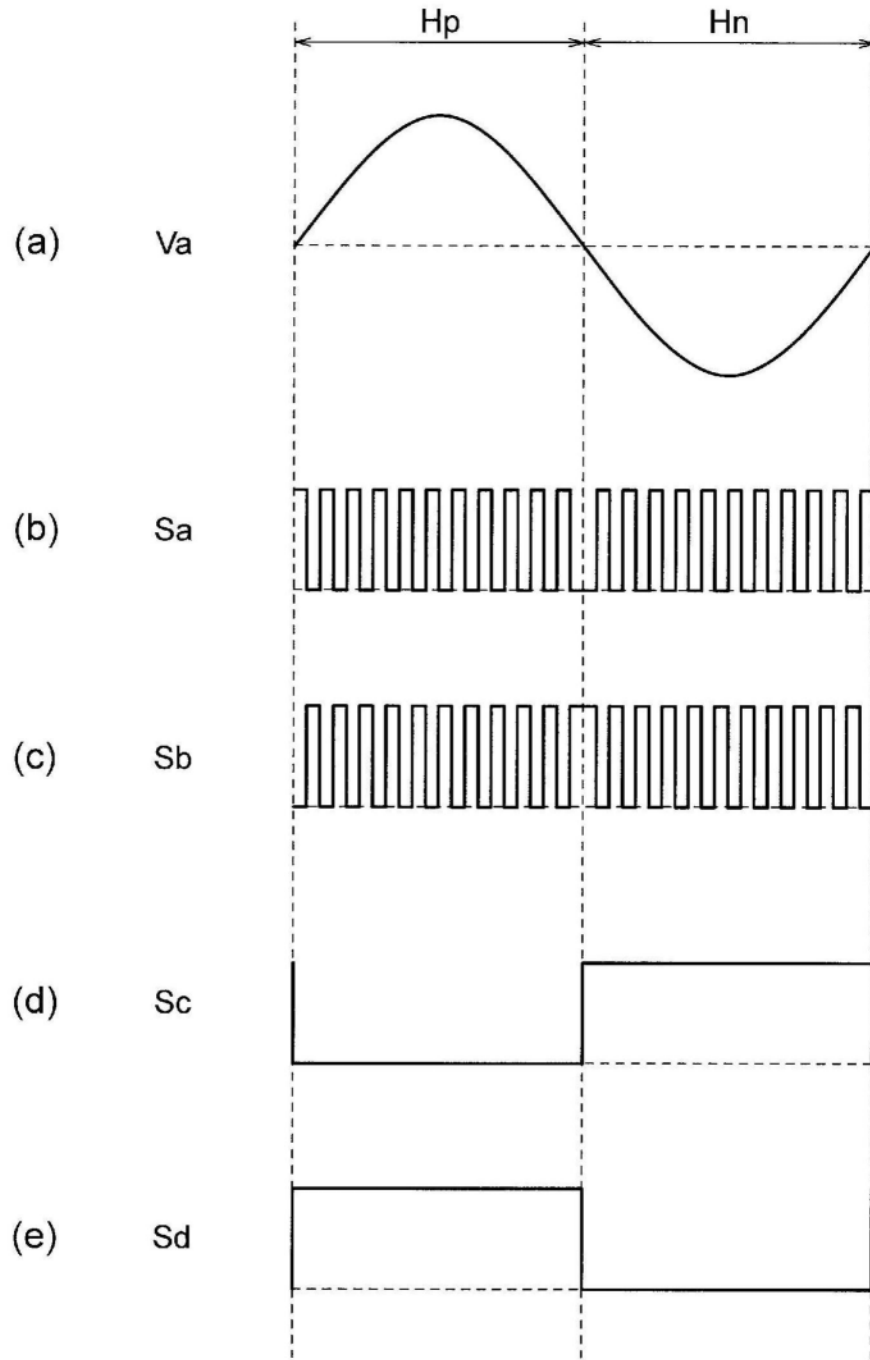


图13

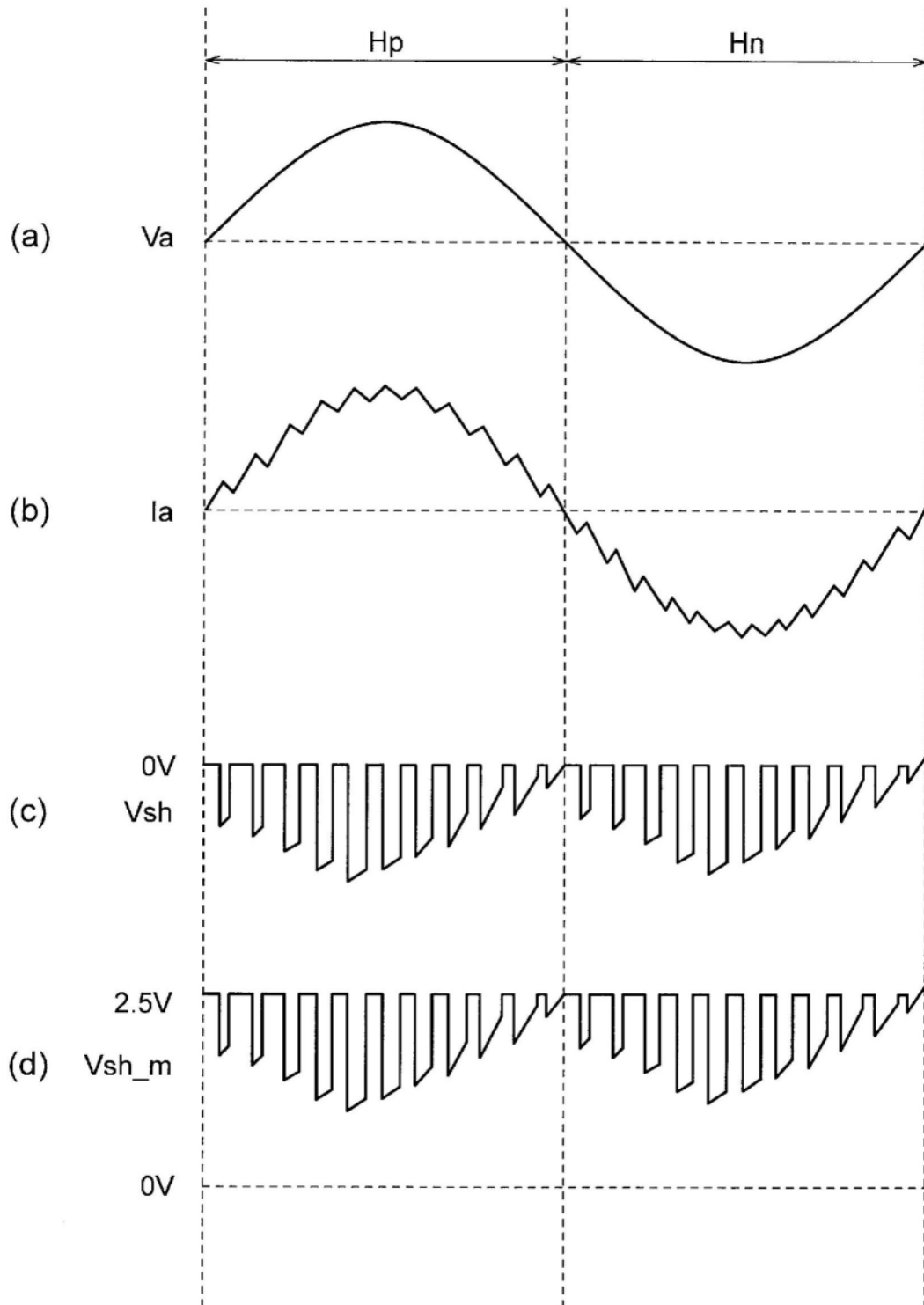


图14

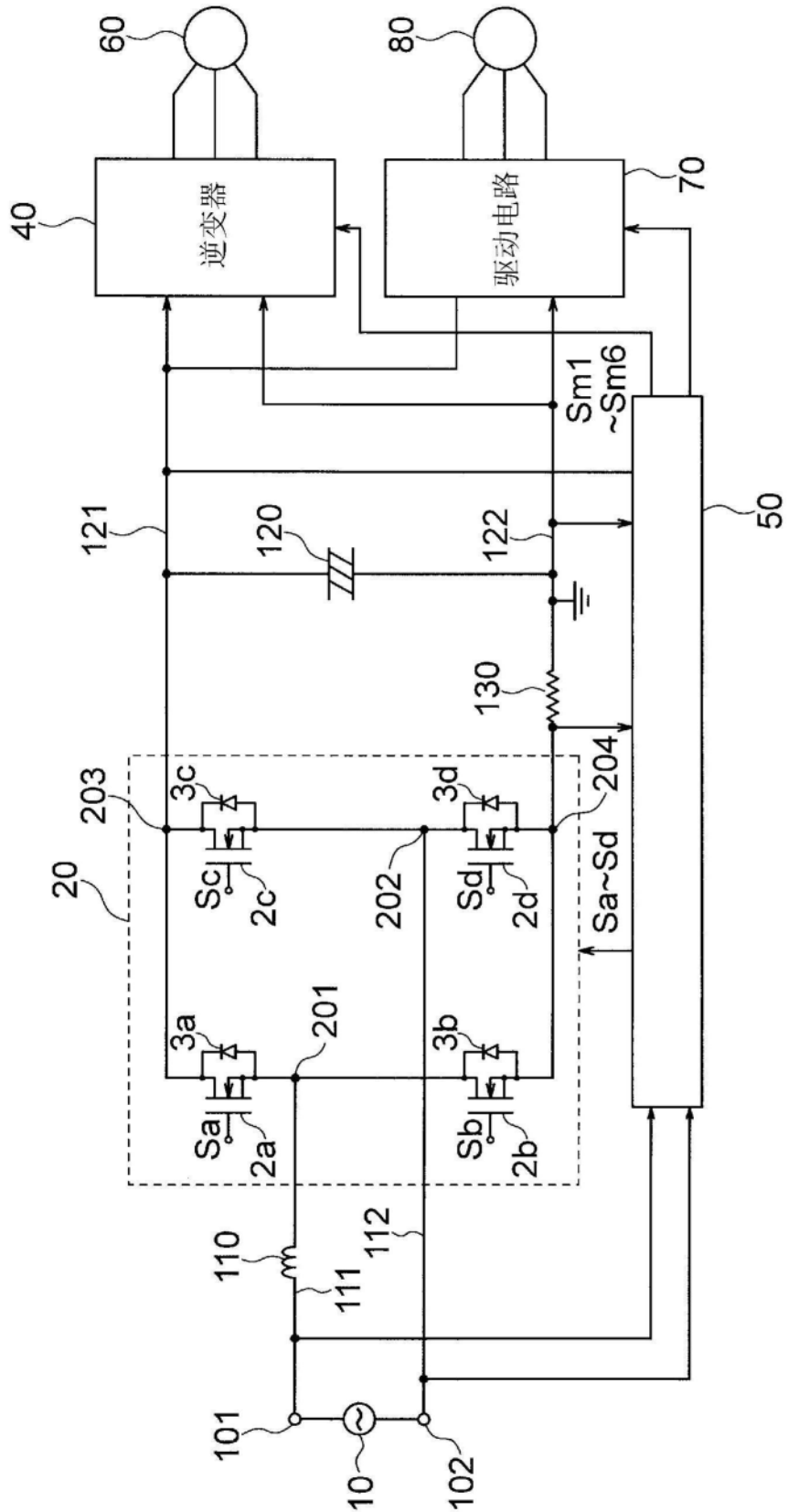


图15