(19)国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 117941243 A
(43)申请公布日 2024.04.26

(21)申请号 202180102308.5
(22)申请日 2021.09.22
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2024.03.12
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2021/034793 2021.09.22
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2023/047486 JA 2023.03.30
(71)申请人 三菱电机株式会社
地址 日本东京都
(72)发明人 豊留慎也 畠山和德 堤翔英
(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
(51)Int.Cl.
H02P 27/06(2006.01)

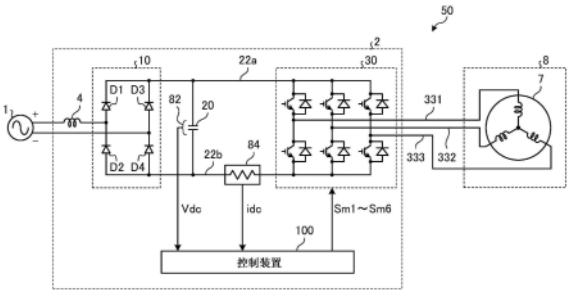
权利要求书1页 说明书12页 附图11页

(54)发明名称

电力转换装置、电动机驱动装置和制冷循环应用设备

(57)摘要

电力转换装置(2)具有对从交流电源(1)施加的电源电压进行整流的转换器(10)、与转换器(10)的输出端连接的电容器(20)、与电容器(20)的两端连接的逆变器(30)、以及对逆变器(30)的动作进行控制的控制装置(100)。控制装置(100)进行在负载的驱动时减少从电容器(20)向逆变器(30)输出的电容器输出电流的脉动的控制。



CN 117941243 A

1.一种电力转换装置,其对驱动负载的电动机供给交流电力,其中,所述电力转换装置具有:

转换器,其对从交流电源施加的电源电压进行整流;

电容器,其与所述转换器的输出端连接;

逆变器,其与所述电容器的两端连接;以及

控制装置,其对所述逆变器的动作进行控制,

所述控制装置进行在所述负载的驱动时减少从所述电容器向所述逆变器输出的电容器输出电流的脉动的控制。

2.根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,

所述控制装置进行减少所述电容器输出电流中包含的脉动成分中的、取决于所述电动机的机械角频率的脉动成分的控制。

3.根据权利要求2所述的电力转换装置,其中,

所述控制装置减少取决于电源频率和所述机械角频率双方的脉动成分,该电源频率是所述电源电压的频率。

4.根据权利要求3所述的电力转换装置,其中,

在取决于所述机械角频率的脉动成分中包含由于所述机械角频率而产生的第1脉动成分、以及由于所述机械角频率的2倍的频率而产生的第2脉动成分,

在取决于所述电源频率和所述机械角频率双方的脉动成分中,包含由于所述电源频率的2倍的频率与所述机械角频率之差的频率的绝对值而产生的第3脉动成分、以及由于所述电源频率的2倍的频率与所述机械角频率的2倍的频率之差的频率的绝对值而产生的第4脉动成分,

所述控制装置减少所述第1脉动成分,并且减少所述第2脉动成分、第3脉动成分和第4脉动成分中的至少1个脉动成分。

5.根据权利要求4所述的电力转换装置,其中,

所述控制装置根据所述机械角频率来变更要减少的脉动成分。

6.根据权利要求4或5所述的电力转换装置,其中,

所述控制装置进行针对所述第2脉动成分、第3脉动成分和第4脉动成分优先减少频率较低的脉动成分的控制。

7.根据权利要求2～6中的任意一项所述的电力转换装置,其中,

所述控制装置具有:

速度控制部,其根据频率偏差生成电流指令值;以及

电流控制部,其生成用于减少所述脉动成分的电流补偿值,

所述电流补偿值被叠加于所述速度控制部输出的电流指令值。

8.一种电动机驱动装置,其中,所述电动机驱动装置具有权利要求1～7中的任意一项所述的电力转换装置。

9.一种制冷循环应用设备,其中,所述制冷循环应用设备具有权利要求1～7中的任意一项所述的电力转换装置。

电力转换装置、电动机驱动装置和制冷循环应用设备

技术领域

[0001] 本发明涉及向驱动负载的电动机供给交流电力的电力转换装置、电动机驱动装置和制冷循环应用设备。

背景技术

[0002] 电力转换装置具有对从交流电源施加的电源电压进行整流的转换器、与转换器的输出端连接的电容器、以及将从电容器输出的直流电压转换为交流电压并施加给电动机的逆变器。

[0003] 在下述专利文献1中公开了如下技术:根据对压缩机进行驱动的电动机的状态,适当地补偿作为负载扭矩的脉动成分的扭矩脉动,由此抑制功耗的增加。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:日本特开2016-178814号公报

发明内容

[0007] 发明要解决的课题

[0008] 在作为制冷循环应用设备的应用产品之一的空调机中,为了抑制由于电源电流中包含的高次谐波成分而引起的故障,规定了与电源电流的高次谐波有关的限制。例如,在日本国内,通过日本工业标准(JIS),针对电源电流的高次谐波规定了限制值。

[0009] 但是,在专利文献1所记载的技术中,没有考虑电源电流的高次谐波。因此,在使用专利文献1的技术通过与电源频率不同步的频率产生电动机的扭矩脉动的补偿成分时,电源电流在其极性的正与负之间成为不平衡状态,存在电源电流的高次谐波成分增加这样的问题。

[0010] 本发明是鉴于上述情况而完成的,其目的在于,得到能够抑制电源电流的高次谐波成分的增加的电力转换装置。

[0011] 用于解决课题的手段

[0012] 为了解决上述的课题并实现目的,本发明的电力转换装置是对驱动负载的电动机供给交流电力的电力转换装置。电力转换装置具有对从交流电源施加的电源电压进行整流的转换器、以及与转换器的输出端连接的电容器。此外,电力转换装置具有与电容器的两端连接的逆变器、以及对逆变器的动作进行控制的控制装置。控制装置进行在负载的驱动时减少从电容器向逆变器输出的电容器输出电流的脉动的控制。

[0013] 发明效果

[0014] 根据本发明的电力转换装置,发挥能够抑制电源电流的高次谐波成分的增加这样的效果。

附图说明

[0015] 图1是示出实施方式1的电力转换装置的结构例的图。

[0016] 图2是示出实施方式1的电力转换装置具有的逆变器的结构例的图。

[0017] 图3是示出实施方式1的电力转换装置具有的控制装置的结构例的框图。

[0018] 图4是用于说明本申请的课题的第1图。

[0019] 图5是用于说明本申请的课题的第2图。

[0020] 图6是示出实施方式1的电力转换装置具有的电压指令值运算部的结构例的框图。

[0021] 图7是示出实施方式1的电压指令值运算部具有的δ轴电流指令值生成部的结构例的框图。

[0022] 图8是示出实施方式1的电压指令值运算部具有的电容器输出电流控制部的第1结构例的框图。

[0023] 图9是示出实施方式1的电压指令值运算部具有的电容器输出电流控制部的第2结构例的框图。

[0024] 图10是用于说明实施方式1的脉动减少控制的效果的图。

[0025] 图11是示出实现实施方式1的电力转换装置具有的控制装置的硬件结构的一例的图。

[0026] 图12是示出实施方式2的制冷循环应用设备的结构例的图。

具体实施方式

[0027] 下面,参照附图对本发明的实施方式的电力转换装置、电动机驱动装置和制冷循环应用设备进行详细说明。

[0028] 实施方式1

[0029] 图1是示出实施方式1的电力转换装置2的结构例的图。图2是示出实施方式1的电力转换装置2具有的逆变器30的结构例的图。电力转换装置2与交流电源1和压缩机8连接。压缩机8是具有在被驱动时负载扭矩周期性地变动的特性的负载的一例。压缩机8具有电动机7。电动机7的一例是三相永磁同步电动机。电力转换装置2将从交流电源1施加的电源电压转换为具有期望的振幅和相位的交流电压并施加给电动机7。电力转换装置2具有电抗器4、转换器10、电容器20、逆变器30、电压检测部82、电流检测部84和控制装置100。通过电力转换装置2和压缩机8所具有的电动机7构成电动机驱动装置50。

[0030] 转换器10具有4个二极管D1、D2、D3、D4。4个二极管D1～D4被桥接,构成整流电路。转换器10通过由4个二极管D1～D4构成的整流电路对从交流电源1施加的电源电压进行整流。在转换器10中,输入侧的一端经由电抗器4与交流电源1连接,输入侧的另一端与交流电源1连接。此外,在转换器10中,输出侧与电容器20连接。

[0031] 转换器10也可以具有整流功能和对整流电压进行升压的升压功能。具有升压功能的转换器能够构成为在二极管的基础上、或者代替二极管而具有1个以上的晶体管元件或晶体管元件和二极管反向并联连接而成的1个以上的开关元件。另外,具有升压功能的转换器中的晶体管元件或开关元件的配置和连接是公知的,省略这里的说明。

[0032] 电容器20经由直流母线22a、22b与转换器10的输出端连接。直流母线22a是正侧的直流母线,直流母线22b是负侧的直流母线。电容器20对从转换器10施加的整流电压进行平

滑。作为电容器20,例示了电解电容器、薄膜电容器等。

[0033] 逆变器30经由直流母线22a、22b与电容器20的两端连接。逆变器30将由电容器20平滑后的直流电压转换为针对压缩机8的交流电压,并施加给压缩机8的电动机7。施加给电动机7的电压是频率和电压值可变的3相交流电压。

[0034] 如图2所示,逆变器30具有逆变器主电路310和驱动电路350。逆变器主电路310具有开关元件311～316。在开关元件311～316上分别反向并联连接有回流用的整流元件321～326。

[0035] 在逆变器主电路310中,作为开关元件311～316,设想了IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor:绝缘栅双极晶体管)、MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor:金属氧化物半导体场效应晶体管)等,但是,只要是能够进行开关的元件即可,可以使用任意的元件。另外,在开关元件311～316为MOSFET的情况下,MOSFET在构造上具有寄生二极管,因此,即使不反向并联连接回流用的整流元件321～326也能够得到同样的效果。

[0036] 此外,关于形成开关元件311～316的材料,不仅可以使用硅(Si),还可以使用作为宽带隙半导体的碳化硅(SiC)、氮化镓(GaN)、金刚石等。通过使用宽带隙半导体形成开关元件311～316,能够进一步减少损耗。

[0037] 驱动电路350根据从控制装置100输出的PWM(Pulse Width Modulation:脉宽调制)信号Sm1～Sm6生成驱动信号Sr1～Sr6。驱动电路350通过驱动信号Sr1～Sr6对开关元件311～316的接通断开进行控制。由此,逆变器30能够经由输出线331～333对电动机7施加频率可变且电压可变的3相交流电压。

[0038] PWM信号Sm1～Sm6是具有逻辑电路的信号电平、例如0V～5V的大小的信号。PWM信号Sm1～Sm6是将控制装置100的接地电位设为基准电位的信号。另一方面,驱动信号Sr1～Sr6是具有控制开关元件311～316所需要的电压电平、例如-15V～+15V的大小的信号。驱动信号Sr1～Sr6是将分别对应的开关元件的负侧的端子即发射极端子的电位设为基准电位的信号。

[0039] 电压检测部82检测电容器20的两端电压,由此检测母线电压Vdc。母线电压Vdc是直流母线22a、22b之间的电压。电压检测部82例如具有通过串联连接的电阻进行分压的分压电路。电压检测部82使用分压电路将检测到的母线电压Vdc转换为适合于控制装置100中的处理的电压、例如5V以下的电压,作为电压检测信号输出到控制装置100,该电压检测信号是模拟信号。从电压检测部82向控制装置100输出的电压检测信号通过控制装置100内的未图示的AD(Analog to Digital:模拟到数字)转换部从模拟信号转换为数字信号,用于控制装置100中的内部处理。

[0040] 电流检测部84具有插入到直流母线22b的分流电阻。电流检测部84使用分流电阻检测电容器输出电流idc。电容器输出电流idc是针对逆变器30的输入电流、即从电容器20向逆变器30输入的电流。电流检测部84将检测到的电容器输出电流idc作为电流检测信号输出到控制装置100,该电流检测信号是模拟信号。从电流检测部84向控制装置100输出的电流检测信号通过控制装置100内的未图示的AD转换部从模拟信号转换为数字信号,用于控制装置100中的内部处理。

[0041] 控制装置100生成所述的PWM信号Sm1～Sm6,对逆变器30的动作进行控制。具体而

言,控制装置100根据PWM信号Sm1～Sm6使逆变器30的输出电压的角频率ωe和电压值变化。

[0042] 逆变器30的输出电压的角频率ωe规定电动机7的电角下的旋转角速度。在本说明书中,该旋转角速度也利用相同标号ωe表示。电动机7的机械角下的旋转角速度ωm与电动机7的电角下的旋转角速度ωe除以极对数P而得到的值相等。因此,在电动机7的机械角下的旋转角速度ωm与逆变器30的输出电压的角频率ωe之间存在由以下的(1)式表示的关系。另外,在本说明书中,有时将旋转角速度简称为"旋转速度",将角频率简称为"频率"。

[0043] $\omega m = \omega e / P \cdots (1)$

[0044] 接着,对控制装置100的结构进行说明。图3是示出实施方式1的电力转换装置2具有的控制装置100的结构例的框图。控制装置100具有运转控制部102和逆变器控制部110。

[0045] 运转控制部102从外部接受指令信息Qe,根据该指令信息Qe生成频率指令值ωe*。如以下的(2)式所示,对电动机7的旋转速度的指令值即旋转速度指令值ωm*乘以极对数P,由此能够求出频率指令值ωe*。

[0046] $\omega e^* = \omega m^* \times P \cdots (2)$

[0047] 控制装置100在对作为制冷循环应用设备的空调机进行控制的情况下,根据指令信息Qe对空调机的各部的动作进行控制。指令信息Qe例如是表示由未图示的温度传感器检测到的温度和从未图示的作为操作部的遥控器指示的设定温度的信息、运转模式的选择信息、运转开始和运转结束的指示信息等。运转模式例如是制热、制冷、除湿等。另外,运转控制部102也可以位于控制装置100的外部。即,控制装置100也可以是从外部取得频率指令值ωe*的结构。

[0048] 逆变器控制部110具有电流复原部111、3相2相转换部112、γ轴电流指令值生成部113、电压指令值运算部115、电相位运算部116、2相3相转换部117和PWM信号生成部118。

[0049] 电流复原部111根据由电流检测部84检测到的电容器输出电流idc,复原流过电动机7的相电流iu、iv、iw。电流复原部111在根据PWM信号生成部118生成的PWM信号Sm1～Sm6确定的定时,对由电流检测部84检测到的电容器输出电流idc的检测值进行采样,由此能够复原相电流iu、iv、iw。另外,也可以在输出线331～333设置电流检测器,直接检测相电流iu、iv、iw并输入到3相2相转换部112。该结构的情况下,不需要电流复原部111。

[0050] 3相2相转换部112使用由后述的电相位运算部116生成的电相位θe,将由电流复原部111复原后的相电流iu、iv、iw转换为作为励磁电流的γ轴电流iγ和作为扭矩电流的δ轴电流iδ即γ-δ轴的电流值。

[0051] γ轴电流指令值生成部113根据δ轴电流iδ生成作为励磁电流指令值的γ轴电流指令值iγ*。更详细地进行说明,γ轴电流指令值生成部113根据δ轴电流iδ求出电动机7的输出扭矩为设定值以上或最大值的电流相位角,根据所求出的电流相位角来运算γ轴电流指令值iγ*。另外,也可以代替电动机7的输出扭矩而使用流过电动机7的电动机电流。该情况下,根据流过电动机7的电动机电流为设定值以下或最小值的电流相位角来运算γ轴电流指令值iγ*。

[0052] 此外,在图3中,示出根据δ轴电流iδ求出γ轴电流指令值iγ*的结构,但是,不限于该结构。也可以代替δ轴电流iδ而根据γ轴电流iγ求出γ轴电流指令值iγ*。此外,γ轴电流指令值生成部113也可以通过弱磁通控制来决定γ轴电流指令值iγ*。

[0053] 电压指令值运算部115根据从运转控制部102取得的频率指令值ωe*、从3相2相转

换部112取得的γ轴电流iγ和δ轴电流iδ、以及从γ轴电流指令值生成部113取得的γ轴电流指令值iγ*,生成γ轴电压指令值Vγ*和δ轴电压指令值Vδ*。进而,电压指令值运算部115根据γ轴电压指令值Vγ*、δ轴电压指令值Vδ*、γ轴电流iγ和δ轴电流iδ估计频率估计值ωest。

[0054] 电相位运算部116对从电压指令值运算部115取得的频率估计值ωest进行积分,由此运算电相位θe。

[0055] 2相3相转换部117使用从电相位运算部116取得的电相位θe,将从电压指令值运算部115取得的γ轴电压指令值Vγ*和δ轴电压指令值Vδ*即二相坐标系的电压指令值转换为三相坐标系的输出电压指令值即3相电压指令值Vu*、Vv*、Vw*。

[0056] PWM信号生成部118对从2相3相转换部117取得的3相电压指令值Vu*、Vv*、Vw*和由电压检测部82检测到的母线电压Vdc进行比较,由此生成PWM信号Sm1～Sm6。另外,PWM信号生成部118通过不输出PWM信号Sm1～Sm6,也能够使电动机7停止。

[0057] 接着,对产生本申请的课题的理由进行说明。图4和图5分别是用于说明本申请的课题的第1图和第2图。关于本申请的课题,在[发明要解决的课题]的章节中简单地进行了说明,但是,这里进一步进行详细说明。

[0058] 首先,在负载是例如单旋转压缩机、涡旋压缩机、双旋转压缩机这样的具有扭矩脉动的负载的情况下,如[背景技术]的章节中说明的那样,进行补偿该扭矩脉动的控制。该控制也称为“振动抑制控制”。在一般的振动抑制控制中,以使电动机7的输出扭矩追随于扭矩脉动的方式产生扭矩电流补偿值,对逆变器30进行控制。但是,如果简单地进行该控制,则如[发明要解决的课题]的章节中说明的那样,电容器输出电流idc在电源电流的正与负之间成为不平衡状态,产生电源电流的高次谐波成分增加这样的问题。

[0059] 在图4和图5中,从上部起依次示出电源电压Vin、电源电流Iin和电容器输出电流idc的波形。图4和图5的横轴表示时间。

[0060] 在图4的中部示出电源电流Iin中的正侧的波形的峰值和负侧的波形的峰值不同的状况、即峰值在电源电流Iin的极性的正负之间不平衡的状态。在产生这种不平衡时,如下部所示,电容器输出电流idc产生脉动。由此,在电源电流Iin中包含较多的高次谐波成分。

[0061] 另外,本申请发明人发现,负载扭矩越大、负载的惯量越小,则电容器输出电流idc的脉动越大,在振动抑制控制时,在负载扭矩大时,显著地表现出电容器输出电流idc的脉动。此外,本申请发明人发现,与双旋转压缩机和涡旋压缩机相比,单旋转压缩机的电容器输出电流idc的脉动较大。

[0062] 此外,在图5的下部示出电容器输出电流idc恒定的理想状态。在这种理想状态下,如图5的中部所示,电源电流Iin中的正侧的波形的峰值和负侧的波形的峰值相等,不会产生电源电流Iin中的正负之间的不平衡。因此,与图4的情况相比,电源电流Iin中可能包含的高次谐波成分非常小。

[0063] 如上所述,电源电流Iin中可能包含的高次谐波成分与电容器输出电流idc的脉动相关。因此,实施方式1的控制装置100具有的电压指令值运算部115进行在负载的驱动时减少电容器输出电流idc的脉动的控制。具体结构如图6和图7所示。

[0064] 图6是示出实施方式1的控制装置100具有的电压指令值运算部115的结构例的框

图。如图6所示,电压指令值运算部115具有频率估计部501、减法部502、509、510、δ轴电流指令值生成部503、电容器输出电流控制部504、γ轴电流控制部511和δ轴电流控制部512。此外,图7是示出实施方式1的电压指令值运算部115具有的δ轴电流指令值生成部503的结构例的框图。另外,在图7中还图示了位于δ轴电流指令值生成部503的前级的减法部502。

[0065] 频率估计部501根据γ轴电流iγ、δ轴电流iδ、γ轴电压指令值Vγ*和δ轴电压指令值Vδ*估计施加给电动机7的电压的频率,将估计出的频率作为频率估计值ωest进行输出。

[0066] 减法部502计算由频率估计部501估计出的频率估计值ωest相对于频率指令值ωe*的差分(ωe*-ωest)。

[0067] 电容器输出电流控制部504根据从电流检测部84取得的电容器输出电流idc生成δ轴电流补偿值iδ_lcc*。δ轴电流补偿值iδ_lcc*是用于减少电容器输出电流idc的脉动成分的控制量的成分。δ轴电流补偿值iδ_lcc*的详细情况在后面叙述。另外,在本说明书中,有时将电容器输出电流控制部简称为“电流控制部”,将δ轴电流补偿值简称为“电流补偿值”。

[0068] δ轴电流指令值生成部503生成作为旋转坐标系中的扭矩电流指令值的δ轴电流指令值iδ**。更加详细地进行说明,δ轴电流指令值生成部503对由减法部502计算出的差分(ωe*-ωest)进行比例积分运算、即PI(Proportional Integral:比例积分)控制,求出使差分(ωe*-ωest)接近零的δ轴电流指令值iδ*。进而,δ轴电流指令值生成部503根据δ轴电流指令值iδ*和从电容器输出电流控制部504取得的δ轴电流补偿值iδ_lcc*,生成并输出对δ轴电流指令值iδ*进行校正或补偿后的δ轴电流指令值iδ**。

[0069] 在图7中示出δ轴电流指令值生成部503的结构例。如图7所示,δ轴电流指令值生成部503具有速度控制部610和补偿部620。速度控制部610是根据频率偏差生成电流指令值的控制部。速度控制部610具有比例控制部611、积分控制部612和加法部613,补偿部620具有加法部621。

[0070] 在速度控制部610中,比例控制部611对从减法部502取得的频率指令值ωe*与频率估计值ωest之间的差分(ωe*-ωest)进行比例控制,输出比例项iδ_p*。积分控制部612对从减法部502取得的频率指令值ωe*与频率估计值ωest之间的差分(ωe*-ωest)进行积分控制,输出积分项iδ_i*。加法部613将从比例控制部611取得的比例项iδ_p*和从积分控制部612取得的积分项iδ_i*相加,生成δ轴电流指令值iδ*。加法部621将速度控制部610生成的δ轴电流指令值iδ*和从电容器输出电流控制部504取得的δ轴电流补偿值iδ_lcc*相加,生成δ轴电流指令值iδ**。另外,在区分从速度控制部610输出的δ轴电流指令值iδ*和从δ轴电流指令值生成部503最终输出的δ轴电流指令值iδ**的情况下,将δ轴电流指令值iδ*称为“第1δ轴电流指令值”,将δ轴电流指令值iδ**称为“第2δ轴电流指令值”。

[0071] 如上所述,δ轴电流指令值生成部503进行用于使频率估计值ωest与频率指令值ωe*一致并且抑制电容器输出电流idc的脉动的控制。

[0072] 返回图6,减法部509进行γ轴电流iγ相对于γ轴电流指令值iγ*的差分(iγ*-iγ)。减法部510计算δ轴电流iδ相对于δ轴电流指令值iδ**的差分(iδ**-iδ)。

[0073] γ轴电流控制部511对由减法部509计算出的差分(iγ*-iγ)进行比例积分运算,生成使差分(iγ*-iγ)接近零的γ轴电压指令值Vγ*。γ轴电流控制部511通过生成这样的γ轴电压指令值Vγ*,进行使γ轴电流iγ与γ轴电流指令值iγ*一致的控制。

[0074] δ轴电流控制部512对由减法部510计算出的差分(iδ**-iδ)进行比例积分运算,生成使差分(iδ**-iδ)接近零的δ轴电压指令值Vδ*。δ轴电流控制部512通过生成这样的δ轴电压指令值Vδ*,进行使δ轴电流iδ与δ轴电流指令值iδ**一致的控制。如上所述,在输入到δ轴电流控制部512的δ轴电流指令值iδ**中包含从电容器输出电流控制部504取得的δ轴电流补偿值iδ_lcc*。因此,δ轴电流控制部512根据基于δ轴电流补偿值iδ_lcc*生成的δ轴电压指令值Vδ*对逆变器30进行控制,由此能够抑制电容器输出电流idc的脉动。

[0075] 接着,对电容器输出电流控制部504的结构进行说明。图8是示出实施方式1的电压指令值运算部115具有的电容器输出电流控制部504的第1结构例的框图。电容器输出电流控制部504具有运算部550、余弦运算部551、正弦运算部552、乘法部553、554、561、562、低通滤波器555、556、减法部557、558、频率控制部559、560和加法部563。

[0076] 运算部550运算电容器输出电流idc中、与关注的脉动成分的频率ωx有关的相位角θx。关注的脉动成分是指电容器输出电流idc中包含的多个脉动成分中的、成为减少对象的脉动成分。相位角θx由作为减少对象的脉动成分的频率ωx和进行处理的处理器的时钟频率等来决定。

[0077] 余弦运算部551根据相位角θx计算余弦值cosθx。正弦运算部552根据相位角θx计算正弦值sinθx。

[0078] 乘法部553对电容器输出电流idc乘以余弦值cosθx,计算电容器输出电流idc的余弦成分idc·cosθx。乘法部554对电容器输出电流idc乘以正弦值sinθx,计算电容器输出电流idc的正弦成分idc·sinθx。在由乘法部553、554计算的余弦成分idc·cosθx和正弦成分idc·sinθx中,除了包含频率为ωx的脉动成分以外,还包含频率比ωx高的频率的脉动成分即高次谐波成分。

[0079] 低通滤波器555、556是传递函数由1/(1+s·Tf)表示的一阶滞后滤波器。s是拉普拉斯算子,Tf是时间常数。时间常数Tf被确定为去除比频率ωx高的频率的脉动成分。另外,“去除”包含脉动成分的一部分被衰减即减少的情况。关于时间常数Tf,可以由运转控制部102根据速度指令值来设定,运转控制部102将其通知给低通滤波器555、556,也可以由低通滤波器555、556来保持。关于低通滤波器555、556,一阶滞后滤波器是一例,也可以是移动平均滤波器等,只要能够去除高频侧的脉动成分即可,滤波器的种类没有限定。

[0080] 低通滤波器555对余弦成分idc·cosθx进行低通滤波,去除比频率ωx高的频率的成分,输出低频成分idc_c。低频成分idc_c是电容器输出电流idc的脉动成分中的、频率为ωx的余弦成分。

[0081] 低通滤波器556对正弦成分idc·sinθx进行低通滤波,去除比频率ωx高的频率的成分,输出低频成分idc_s。低频成分idc_s是电容器输出电流idc的脉动成分中的、频率为ωx的正弦成分。

[0082] 减法部557计算从低通滤波器555输出的低频成分idc_c与零之间的差分(idc_c-0)。减法部558计算从低通滤波器556输出的低频成分idc_s与零之间的差分(idc_s-0)。

[0083] 频率控制部559对由减法部557计算出的差分(idc_c-0)进行积分运算,计算使差分(idc_c-0)接近零的电流指令值的余弦成分iδ_trq_c。频率控制部559通过这样生成余弦成分iδ_trq_c,进行用于使低频成分idc_c与零一致的控制。另外,这里的积分运算是一例,也可以代替积分运算而进行比例积分运算。

[0084] 频率控制部560对由减法部558计算出的差分(idc_s-0)进行积分运算,计算使差分(idc_s-0)接近零的电流指令值的正弦成分iδ_trq_s。频率控制部560通过这样生成正弦成分iδ_trq_s,进行用于使低频成分idc_s与零一致的控制。另外,这里的积分运算是一例,也可以代替积分运算而进行比例积分运算。

[0085] 乘法部561对从频率控制部559输出的余弦成分iδ_trq_c乘以余弦值cosθx,生成iδ_trq_c·cosθx。乘法部562对从频率控制部560输出的正弦成分iδ_trq_s乘以正弦值sinθx,生成iδ_trq_s·sinθx。

[0086] 加法部563求出从乘法部561输出的iδ_trq_c·cosθx与从乘法部562输出的iδ_trq_s·sinθx之和。电容器输出电流控制部504将由加法部563求出的值作为δ轴电流补偿值iδ_lcc*进行输出。

[0087] 如上所述,实施方式1的控制装置100进行在压缩机8的驱动时减少从电容器20向逆变器30输出的电容器输出电流idc的脉动的控制。通过该控制,能够避免电源电流Iin在其极性的正与负之间成为不平衡状态。由此,能够抑制电源电流Iin中可能包含的高次谐波成分的增加。

[0088] 接着,对从电容器输出电流idc中包含的多个脉动成分中减少特别是支配性频率的脉动成分的方法进行说明。

[0089] 首先,利用Pm表示从逆变器30向电动机7施加的电力即电动机电力。该电动机电力Pm能够由以下的(3)式表示。

[0090]
$$\begin{aligned} Pm &= V\gamma \cdot i\gamma + V\delta \cdot i\delta \\ &= (Ra \cdot i\gamma - \omega e \cdot L\delta \cdot i\delta) \cdot i\gamma \\ &+ \{Ra \cdot i\delta + \omega e\,(L\gamma \cdot i\gamma + \varphi a)\} \cdot i\delta \\ &\cdots (3) \end{aligned}$$

[0091] 上述(3)式所示的记号的意义如下所述。

[0092] Vγ:电动机7中的γ轴电压

[0093] Vδ:电动机7中的δ轴电压

[0094] iγ:流过电动机7的γ轴电流

[0095] iδ:流过电动机7的δ轴电流

[0096] Ra:电动机7中的相电阻

[0097] ωe:逆变器30的输出电压的频率(电角)

[0098] Lγ:电动机7中的γ轴电感

[0099] Lδ:电动机7中的δ轴电感

[0100] φa:电动机7中的感应电压常数

[0101] 在上述(3)式中,与γ轴电流相比,δ轴电流对电动机扭矩的贡献度大。因此,视为γ轴电流iγ的影响小,在忽略γ轴电流iγ的项、即磁阻扭矩的项时,得到以下的(4)式。

$$Pm \fallingdotseq -\omega e \cdot L\delta \cdot i\delta \cdot i\gamma + \omega e \left(L\gamma \cdot i\gamma + \varphi a\right) \cdot i\delta$$

$$= \omega e \cdot i\delta \left(-L\delta \cdot i\gamma + L\gamma \cdot i\gamma + \varphi a\right)$$

[0102]

$$= \omega e \cdot i\delta \{\varphi a + \left(L\gamma - L\delta\right) i\gamma\}$$

$$\fallingdotseq \omega e \cdot i\delta \cdot \varphi a$$

$$\cdots (4)$$

[0103] 在利用Pdc表示从电容器20向逆变器30供给的电力时,能够考虑为Pm=Pdc。因此,根据上述(4)式,电容器输出电流idc能够由以下的(5)式表示。

$$idc = Pdc/Vdc$$

$$= Pm/Vdc$$

[0104]

$$= \left(\omega e \cdot i\delta \cdot \varphi a\right)/Vdc$$

$$\cdots (5)$$

[0105] 这里,考虑在电动机7的机械角的1个周期中发生1次负载扭矩脉动的电动机负载。这种电动机负载的例子是单旋转压缩机、涡旋压缩机。在对这种电动机负载进行驱动的情况下,电容器输出电流idc中包含的脉动成分中的最具支配性的频率成分是机械1f成分。机械1f成分是指电动机7中的机械角频率的1倍、即机械角频率的成分。

[0106] 此外,虽然不像机械1f成分那样具有支配性,但是,取决于电动机7的机械角频率和电源电压Vin的频率即电源频率的脉动成分也变大。该脉动成分的频率能够由以下的(6)式表示。

[0107] |电源频率×m-机械角频率×n|

[0108] (m为0以上的整数,n为正整数)

[0109] …(6)

[0110] 这里,母线电压Vdc的支配性成分是电源频率的2倍的成分。将该成分表记为“电源2f”。因此,在将机械1f成分除外时,以下的成分成为脉动大的成分。另外,记号“|a|”表示数值a的绝对值。

[0111] • 机械2f(m=0,n=2)

[0112] • |电源2f-机械1f|(m=2,n=1)

[0113] • |电源2f-机械2f|(m=2,n=2)

[0114] 此外,在电容器输出电流idc中,有助于电源电流Iin的高次谐波的影响大的成分是绝对值大的成分和频率低的成分。

[0115] 在旋转速度变快时,机械2f成分变大,在旋转速度变慢时,|电源2f-机械1f|成分变小。如上所述,频率越低,则有助于电源电流Iin的高次谐波的影响越大,因此,在要减少的脉动成分的数量存在限制的情况下,根据旋转速度对要减少的频率成分进行变更。例如在要减少的脉动成分的数量为2的情况下,控制装置100减少以下的脉动成分。

[0116] • 旋转速度与阈值速度相比为低速的情况:机械1f成分、机械2f成分

[0117] • 旋转速度与阈值速度相比为高速的情况:机械1f成分、|电源2f-机械1f|成分

[0118] 在图8中示出要减少的脉动成分的数量为1个的情况下的电容器输出电流控制部504的结构例,但是,在要减少的脉动成分的数量为2以上的情况下,也能够同样地构成。图9

是示出实施方式1的电压指令值运算部115具有的电容器输出电流控制部504的第2结构例的框图。另外,在图9中,作为一例,示出要减少的脉动成分的数量为3的情况下的结构例。

[0119] 在图9中,利用相同的标号表示与图8相同或等同的结构要素,利用简化的记号或字符表示结构要素的表记,省略一部分结构要素的图示。此外,在图9中,“m1f”表示“机械1f”,“m2f”表示“机械2f”,“|in2f-m1f|”表示“|电源2f-机械1f|”。

[0120] 在图9的上部的控制系统中,根据机械1f的脉动成分的相位角θm1f运算第1δ轴电流补偿值iδm1f*。在图9的中部的控制系统中,根据机械2f的脉动成分的相位角θm2f运算第2δ轴电流补偿值iδm2f*。在图9的下部的控制系统中,根据|电源2f-机械1f|的脉动成分的相位角θy(=$\theta_{|in2f-m1f|}$)运算第3δ轴电流补偿值iδy*(=$i\delta_{|in2f-m1f|}$*)。这些第1δ轴电流补偿值iδm1f*、第2δ轴电流补偿值iδm2f*和第3δ轴电流补偿值iδy*通过加法部564相加,作为δ轴电流补偿值iδ_lcc*输出。

[0121] 另外,在图9中示出要减少的脉动成分的数量为3的情况,但是,不限于3这样的数量。在要减少的脉动成分的数量为2或4以上的情况下,也与图9同样,能够通过并列地构成生成δ轴电流补偿值iδ_lcc*的控制系统并在最终级进行相加来实现。

[0122] 图10是用于说明实施方式1的脉动减少控制的效果的图。在图10的左部示出在图6的电压指令值运算部115中没有电容器输出电流控制部504的情况下的电源电流和电容器输出电流的波形。此外,在图10的右部示出有电容器输出电流控制部504的情况下、即使用了图6的电压指令值运算部115的情况下的电源电流和电容器输出电流的波形。

[0123] 在没有电容器输出电流控制部504的情况下,如图10的左部所示,电容器输出电流的脉动变大。由此,示出电源电流的峰值变动且电源电流中包含的高次谐波成分增加。与此相对,在有电容器输出电流控制部504的情况下,如图10的右部所示,电容器输出电流的脉动变小。由此,示出电源电流的峰值大致恒定且电源电流中包含的高次谐波成分减少。

[0124] 如以上说明的那样,实施方式1的电力转换装置进行在负载的驱动时减少从电容器向逆变器输出的电容器输出电流的脉动的控制。通过该控制,能够避免电源电流在其极性的正与负之间成为不平衡状态。由此,能够抑制电源电流中可能包含的高次谐波成分的增加。此外,电源电流中的正负之间的不平衡状态被抑制,因此,容易适合于电源高次谐波标准。由此,不需要对转换器的电路常数和转换器的开关方法进行变更或修正,因此,能够得到廉价且可靠性高的电动机驱动装置。此外,通过减少电源高次谐波,电源功率因数也上升,因此,不需要流过无用的电流。由此,能够使转换器侧的效率上升,能够得到效率高的电动机驱动装置。

[0125] 另外,在上述的控制中,在要减少的脉动成分的数量存在限制的情况下,控制装置优选进行减少电容器输出电流中包含的脉动成分中的、至少取决于电动机的机械角频率的脉动成分的控制。此外,在取决于机械角频率的脉动成分中,控制装置更加优选减少特别是由于机械角频率而产生的第1脉动成分。在电动机的旋转速度为低速、中速和高速的情况下,该第1脉动成分均是支配性的。因此,如果能够减少第1脉动成分,则能够大大有助于减少电源电流的高次谐波。第1脉动成分的例子是所述的机械1f成分。另外,作为要减少的脉动成分,也可以加入由于机械角频率的2倍的频率而产生的第2脉动成分。第2脉动成分的例子是所述的机械2f成分。

[0126] 此外,在上述的控制中,在要减少的脉动成分的数量存在限制的情况下,控制装置

优选进行在第1脉动成分的基础上减少取决于电源频率和机械角频率双方的脉动成分中的至少1个脉动成分的控制。取决于电源频率和机械角频率双方的脉动成分中的一个是由于电源频率的2倍的频率与机械角频率之差的频率的绝对值而产生的第3脉动成分。此外,取决于电源频率和机械角频率双方的脉动成分中的另一个是由于电源频率的2倍的频率与机械角频率的2倍的频率之差的频率的绝对值而产生的第4脉动成分。第3脉动成分的例子是所述的|电源2f-机械1f|成分,第4脉动成分的例子是所述的|电源2f-机械2f|成分。

[0127] 此外,在上述的控制中,控制装置优选根据机械角频率对要减少的脉动成分进行变更。上述的第2脉动成分～第4脉动成分的大小关系根据机械角频率而反转。因此,如果根据机械角频率对要减少的脉动成分进行变更,则在控制系统的规模小的情况下,也能够进行减少效果高的高效的控制。

[0128] 此外,在上述的控制中,控制装置优选进行针对第2脉动成分、第3脉动成分和第4脉动成分优先减少频率更低的脉动成分的控制。如上所述,有助于电源电流的高次谐波的影响大的成分是频率低的脉动成分。因此,如果进行优先减少频率更低的脉动成分的控制,则在控制系统的规模小的情况下,也能够进行减少效果高的高效的控制。

[0129] 接着,对电力转换装置2具有的控制装置100的硬件结构进行说明。图11是示出实现实施方式1的电力转换装置2具有的控制装置100的硬件结构的一例的图。控制装置100通过处理器201和存储器202来实现。

[0130] 处理器201是CPU(Central Processing Unit:中央处理单元,也称为中央处理装置、处理装置、运算装置、微处理器、微计算机、处理器、DSP(Digital Signal Processor:数字信号处理器))或系统LSI(Large Scale Integration:大规模集成)。存储器202能够例示RAM(Random Access Memory:随机存取存储器)、ROM(Read Only Memory:只读存储器)、闪存、EPROM(Erasable Programmable Read Only Memory:可擦除可编程只读存储器)、EEPROM(注册商标)(Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory:电可擦除可编程只读存储器)这样的非易失性或易失性半导体存储器。此外,存储器202不限于这些,也可以是磁盘、光盘、高密度盘、迷你盘或DVD(Digital Versatile Disc:数字多功能盘)。

[0131] 实施方式2

[0132] 图12是示出实施方式2的制冷循环应用设备900的结构例的图。实施方式2的制冷循环应用设备900具有实施方式1中说明的电力转换装置2。实施方式2的制冷循环应用设备900能够应用于空调机、冷藏库、冷冻库、热泵热水器这样的具有制冷循环的产品。另外,在图12中,对具有与实施方式1相同的功能的结构要素标注与实施方式1相同的标号。

[0133] 制冷循环应用设备900经由制冷剂配管912安装有内置了实施方式1中的电动机7的压缩机901、四通阀902、室内热交换器906、膨胀阀908和室外热交换器910。

[0134] 在压缩机901的内部设置有对制冷剂进行压缩的压缩机构904、以及使压缩机构904进行动作的电动机7。

[0135] 制冷循环应用设备900能够通过四通阀902的切换动作进行制热运转或制冷运转。压缩机构904由可变速控制的电动机7来驱动。

[0136] 在制热运转时,如实线箭头所示,制冷剂被压缩机构904加压而送出,通过四通阀902、室内热交换器906、膨胀阀908、室外热交换器910和四通阀902而返回到压缩机构904。

[0137] 在制冷运转时,如虚线箭头所示,制冷剂被压缩机构904加压而送出,通过四通阀

902、室外热交换器910、膨胀阀908、室内热交换器906和四通阀902而返回到压缩机构904。

[0138] 在制热运转时，室内热交换器906作为冷凝器发挥作用而进行热释放，室外热交换器910作为蒸发器发挥作用而进行热吸收。在制冷运转时，室外热交换器910作为冷凝器发挥作用而进行热释放，室内热交换器906作为蒸发器发挥作用而进行热吸收。膨胀阀908对制冷剂进行减压而使其膨胀。

[0139] 以上的实施方式所示的结构示出一例，能够与其他公知技术进行组合，还能够在不脱离主旨的范围内对结构的一部分进行省略、变更。

[0140] 标号说明

[0141] 1:交流电源;2:电力转换装置;4:电抗器;7:电动机;8:压缩机;10:转换器;20:电容器;22a、22b:直流母线;30:逆变器;50:电动机驱动装置;82:电压检测部;84:电流检测部;100:控制装置;102:运转控制部;110:逆变器控制部;111:电流复原部;112:3相2相转换部;113:γ轴电流指令值生成部;115:电压指令值运算部;116:电相位运算部;117:2相3相转换部;118:PWM信号生成部;201:处理器;202:存储器;310:逆变器主电路;311～316:开关元件;321～326:整流元件;331～333:输出线;350:驱动电路;501:频率估计部;502、509、510、557、558:减法部;503:δ轴电流指令值生成部;504:电容器输出电流控制部;511:γ轴电流控制部;512:δ轴电流控制部;550:运算部;551:余弦运算部;552:正弦运算部;553、554、561、562:乘法部;555、556:低通滤波器;559、560:频率控制部;563、564、613、621:加法部;610:速度控制部;611:比例控制部;612:积分控制部;620:补偿部;900:制冷循环应用设备;901:压缩机;902:四通阀;904:压缩机构;906:室内热交换器;908:膨胀阀;910:室外热交换器;912:制冷剂配管;D1、D2、D3、D4:二极管。

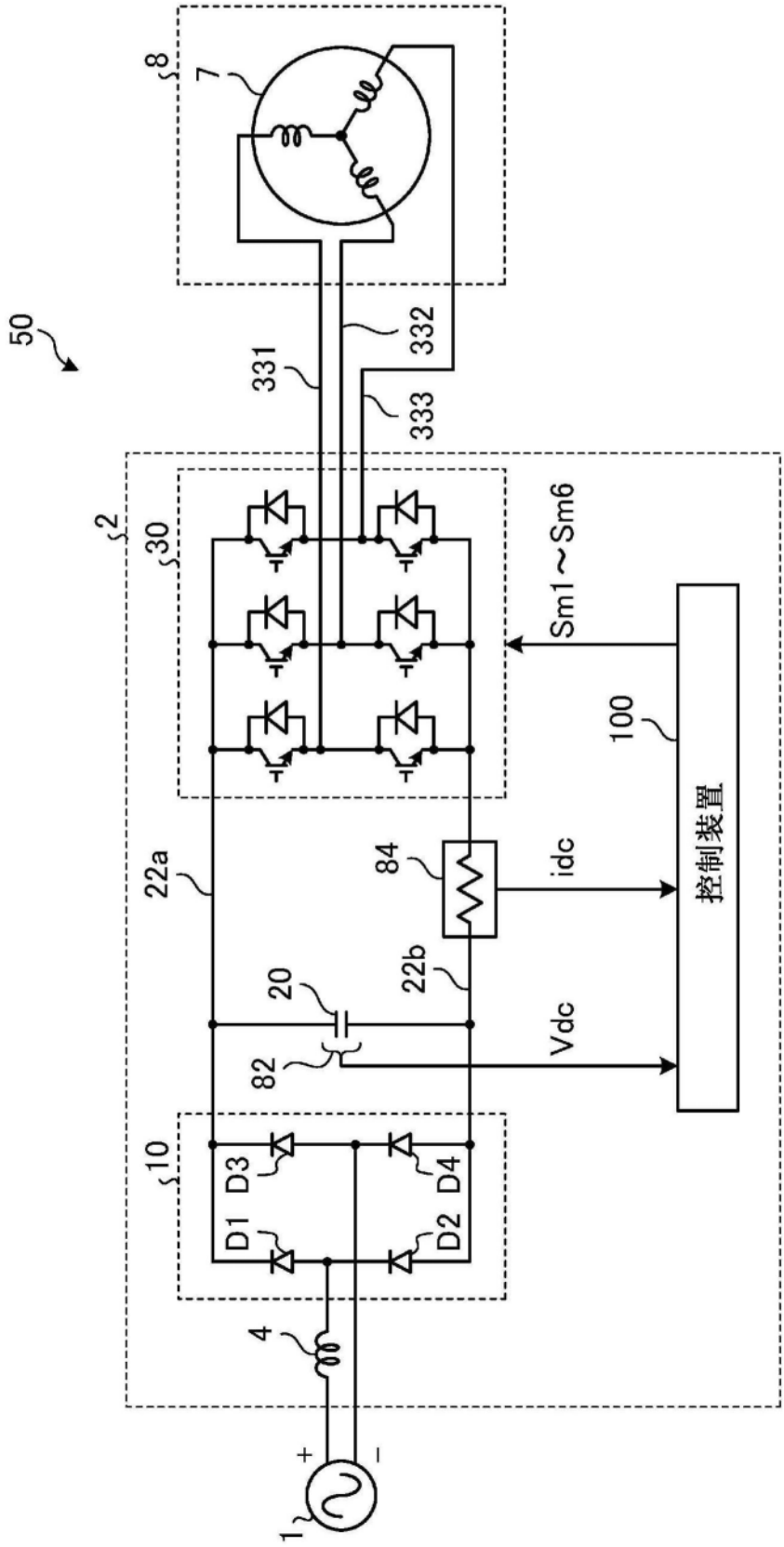

50
8
7
331
332
333
2
30
Sm1～Sm6
100
控制装置
22a
84
idc
20
22b
82
Vdc
10
D1
D2
D3
D4
4
1
+
-

图1

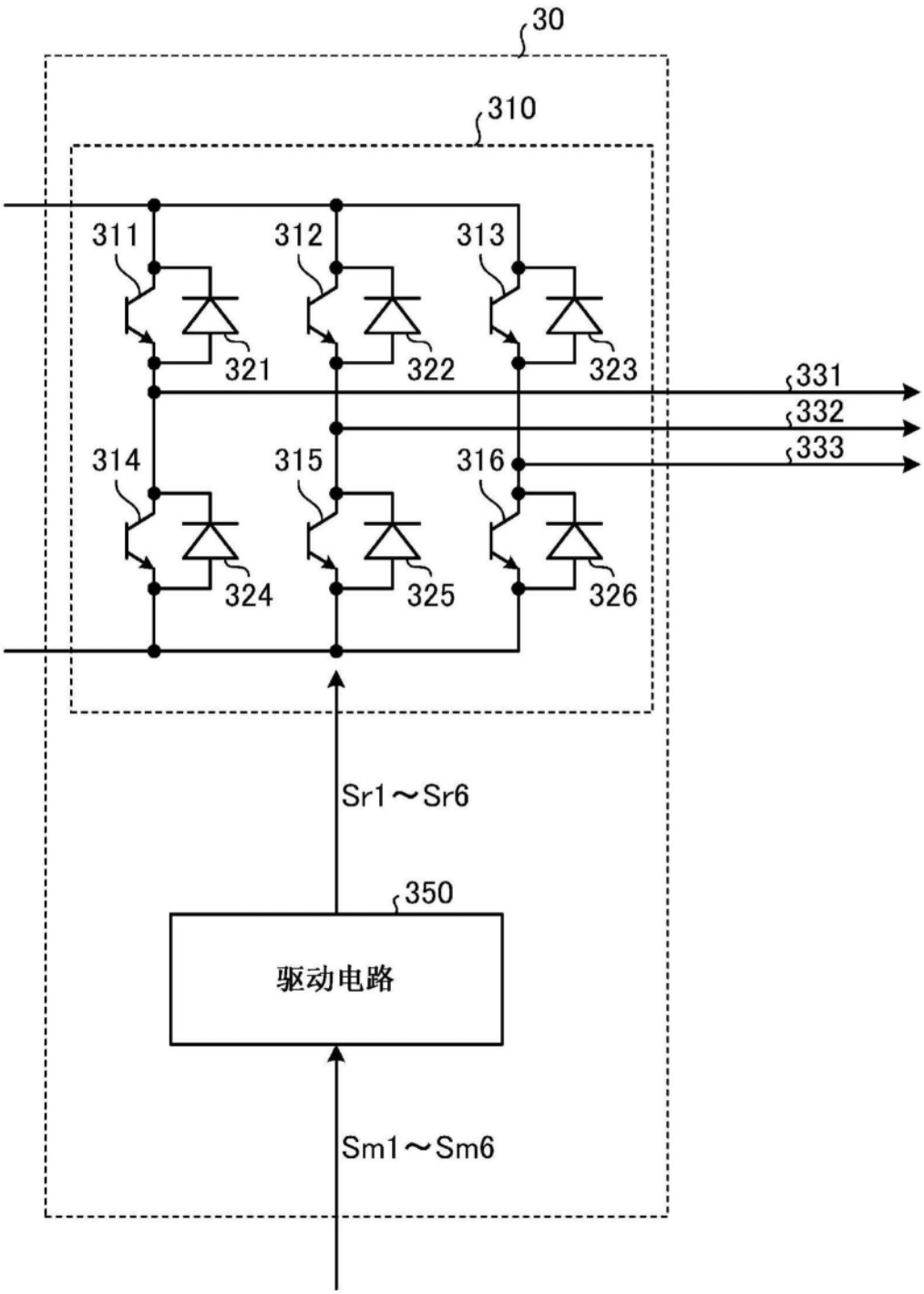

30
310
311
312
313
321
322
323
331
332
333
314
315
316
324
325
326
Sr1～Sr6
350
驱动电路
Sm1～Sm6

图2

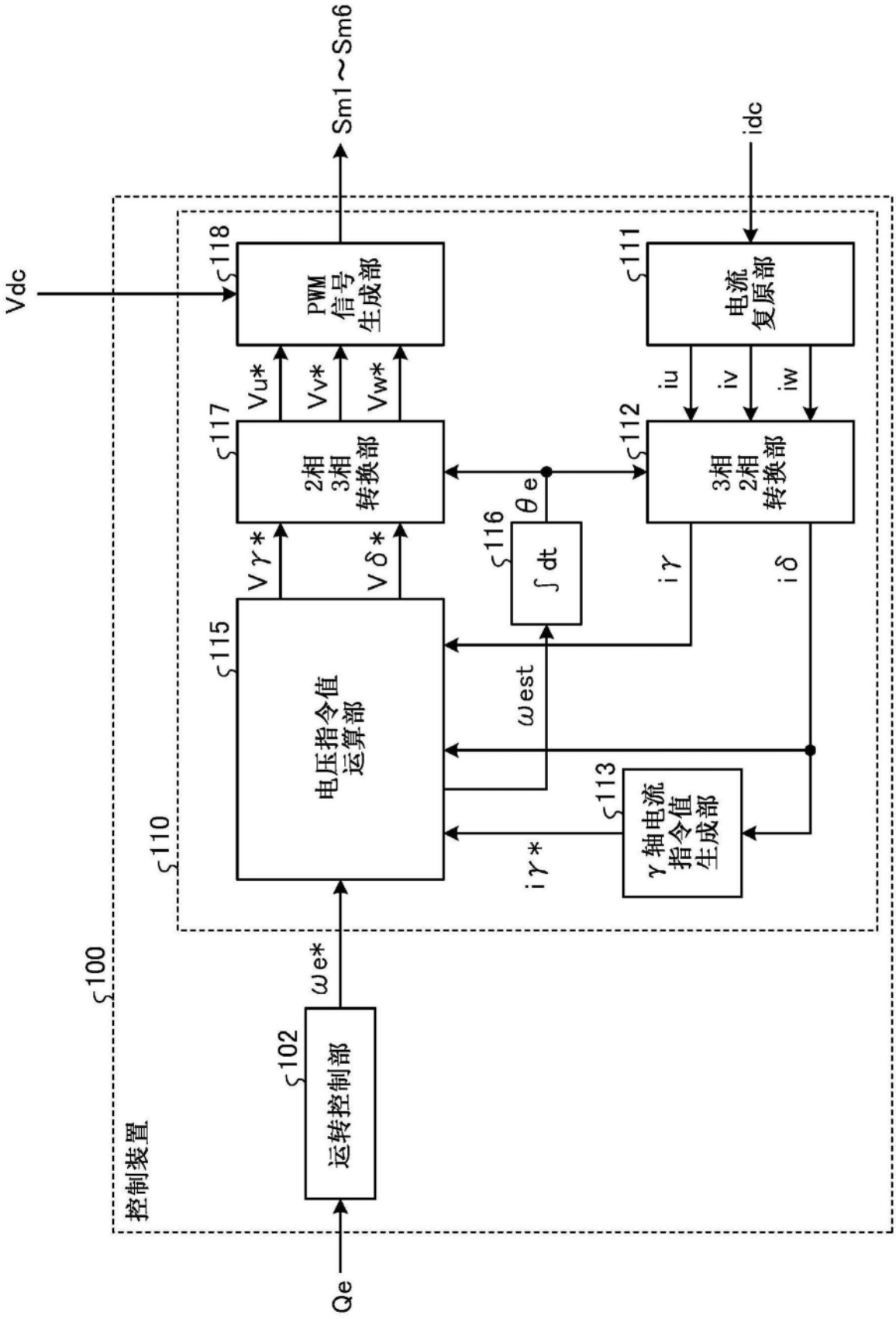

Sm1～Sm6
idc
Vdc
PWM
信号
生成部
电流
复原部
Vu*
Vv*
Vw*
iu
iv
iw
2相
3相
转换部
3相
2相
转换部
θe
∫dt
Vγ*
Vδ*
iγ
iδ
电压指令值
运算部
ωest
γ轴电流
指令值
生成部
iγ*
ωe*
运转控制部
Qe
控制装置
100
110
111
112
113
115
116
117
118
102

图3

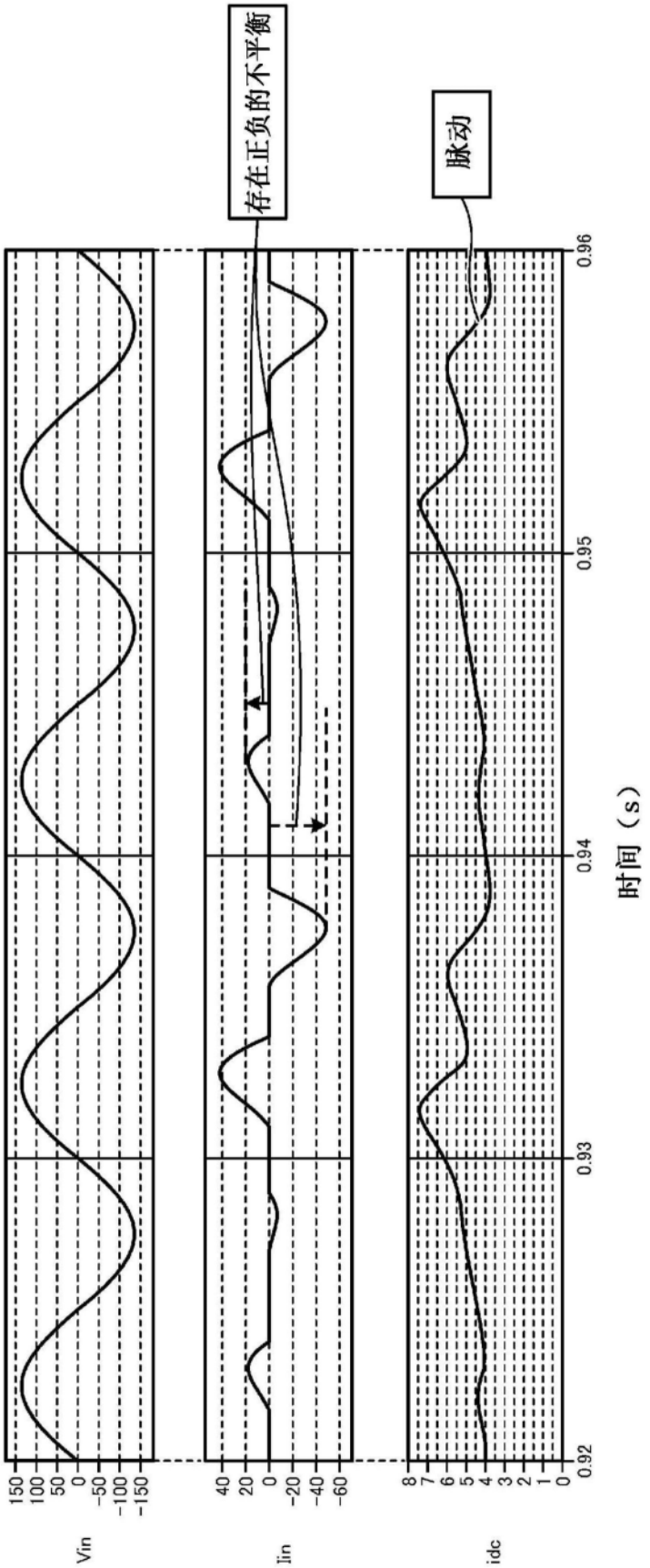

存在正负的不平衡
脉动
Vin
150
100
50
0
-50
-100
-150
Iin
40
20
0
-20
-40
-60
Idc
8
7
6
5
4
3
2
1
0
0.92
0.93
0.94
0.95
0.96
时间（s）

图4

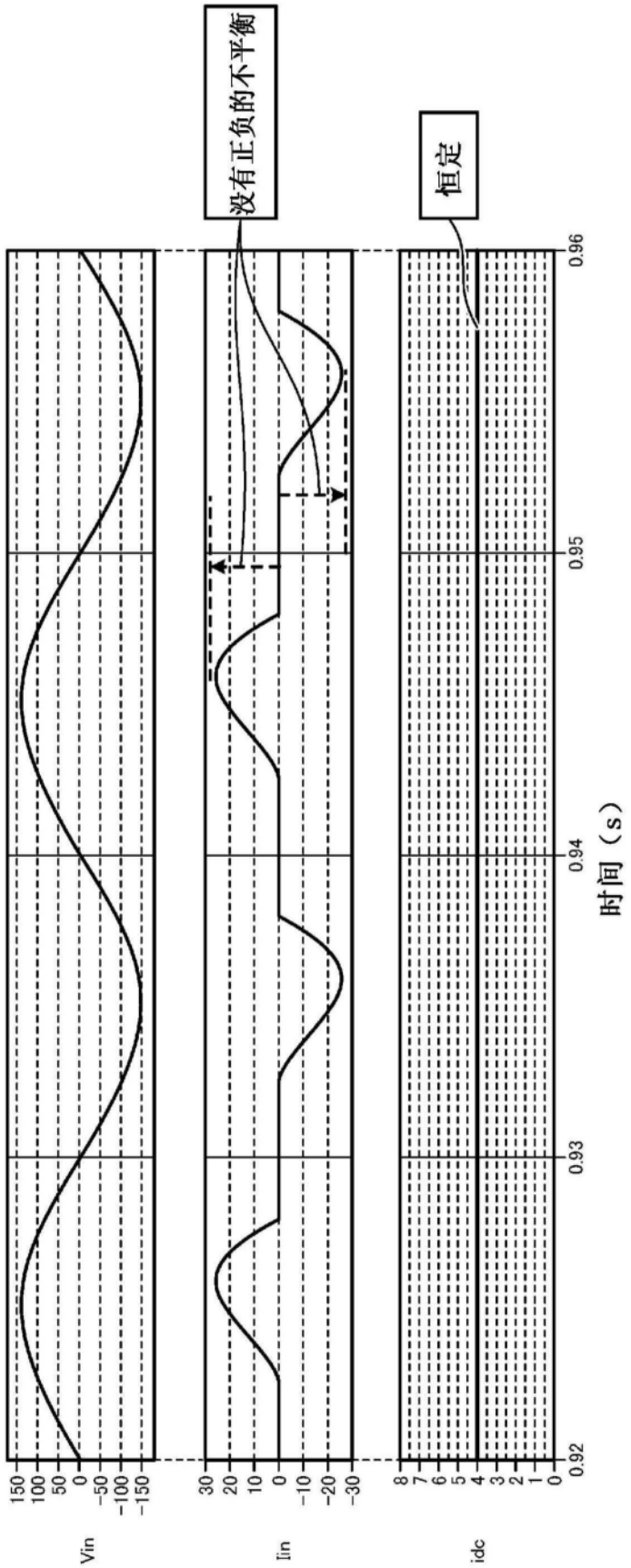


图5

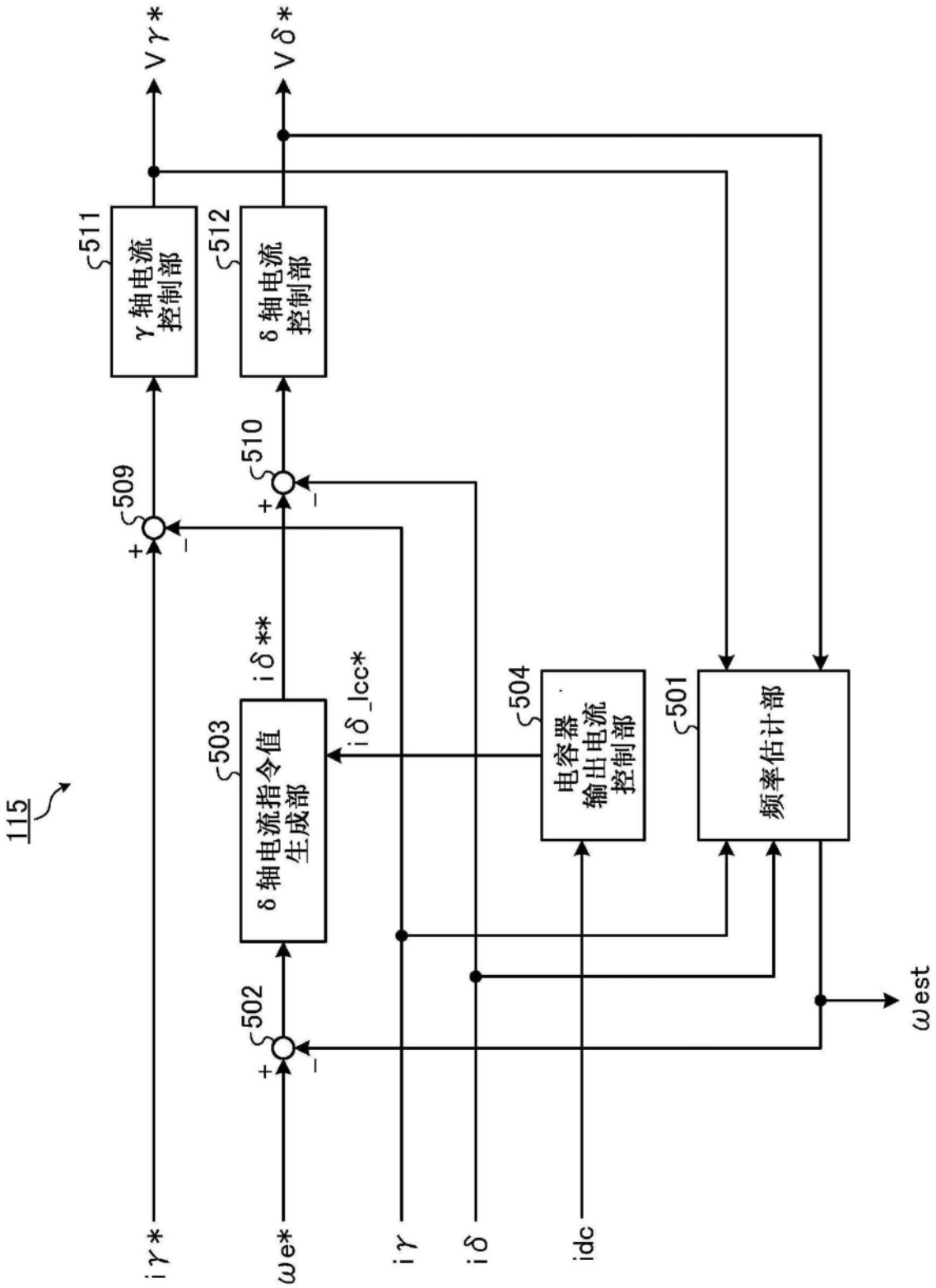

115
Vγ*
Vδ*
511
γ轴电流控制部
512
δ轴电流控制部
509
510
503
δ轴电流指令值生成部
iδ**
iδ_lcc*
504
电容器输出电流控制部
501
频率估计部
502
iγ*
ωe*
iγ
iδ
idc
ωest

图6

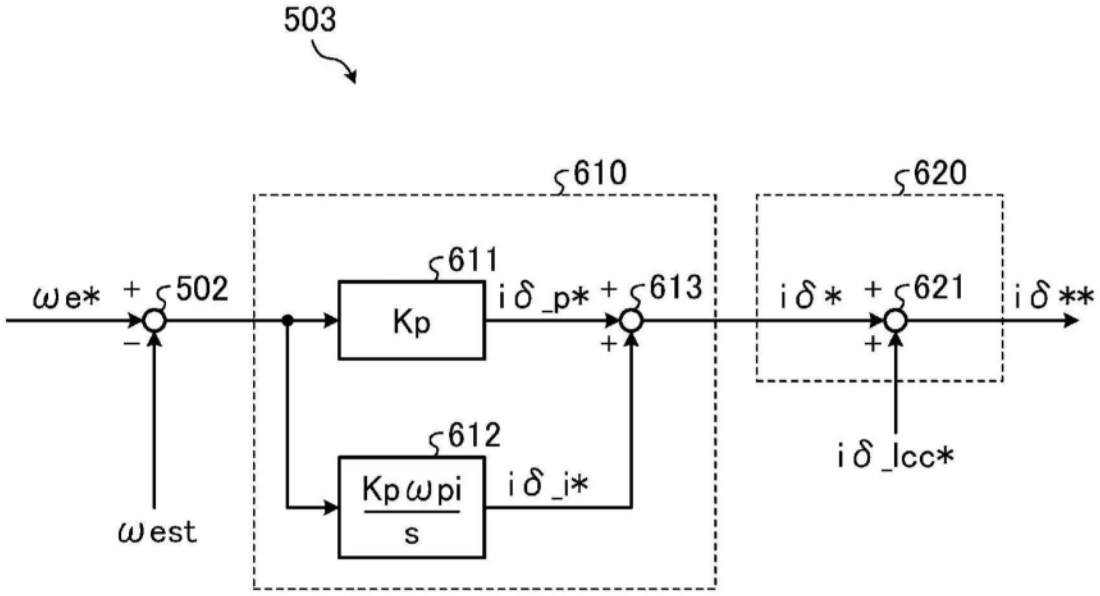

503
610
620
611
612
613
621
502
ωe*
+
−
Kp
iδ_p*
+
+
iδ*
+
+
iδ**
iδ_lcc*
Kpωpi
s
iδ_i*
ωest

图7

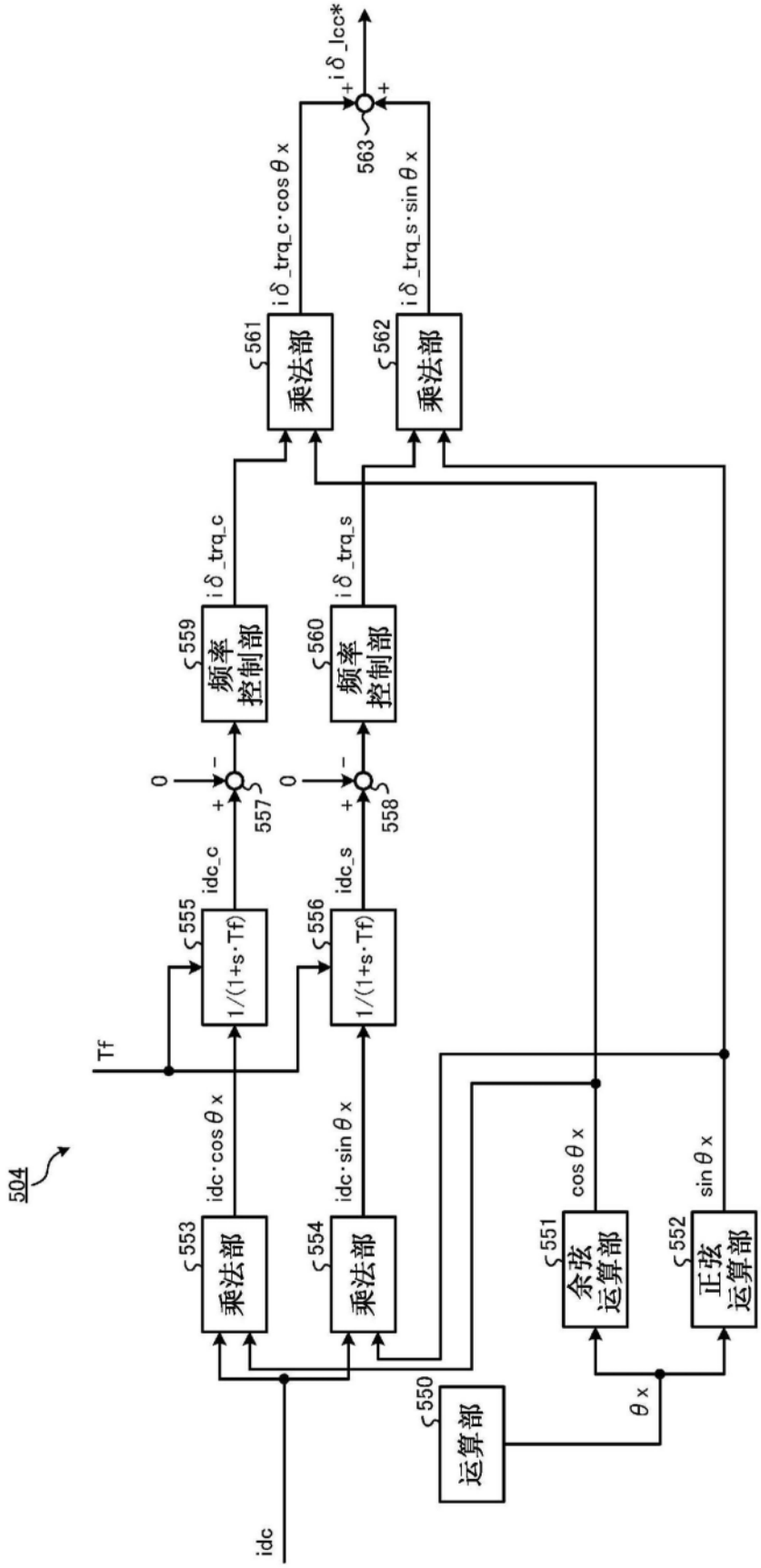
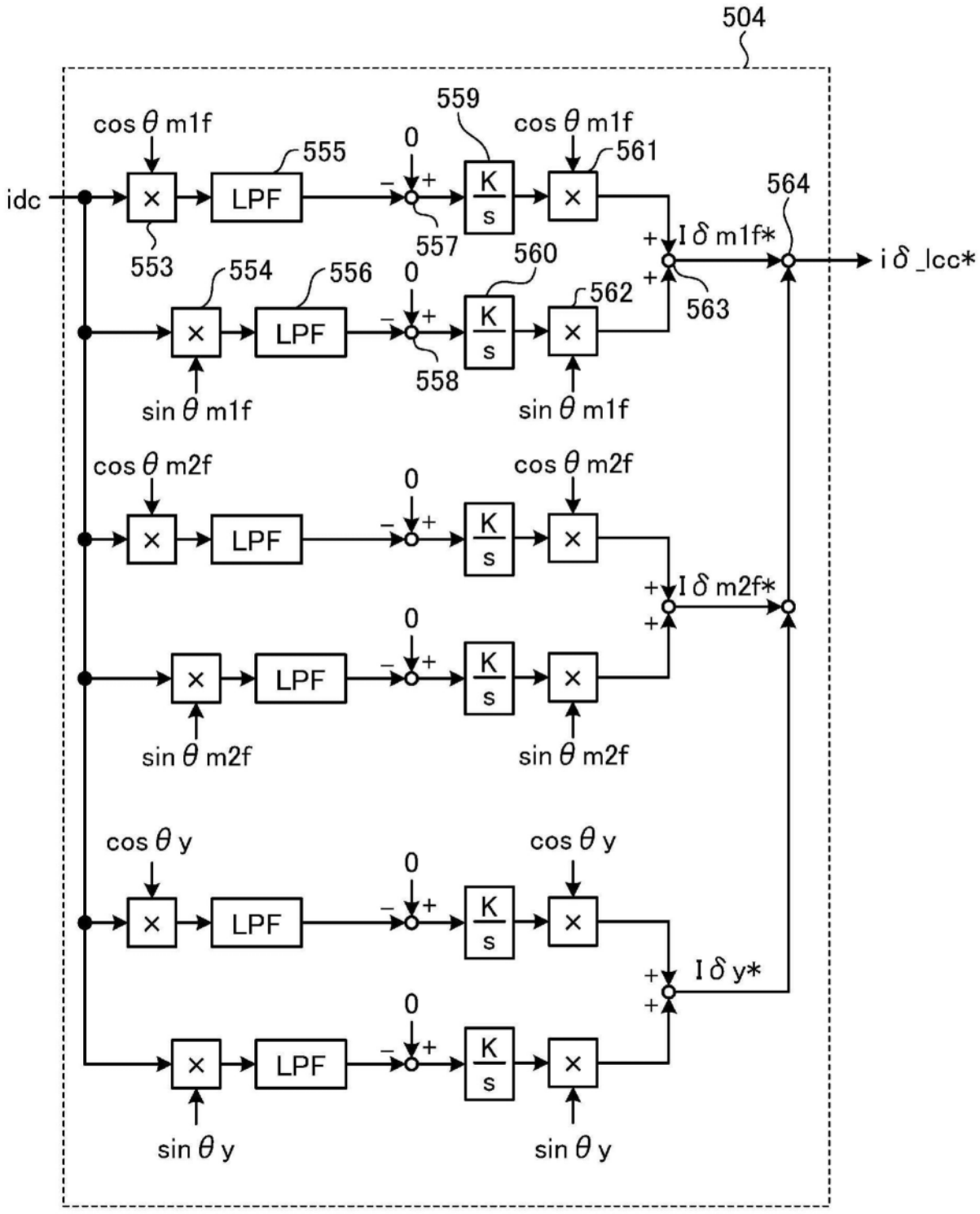

504
idc
运算部
550
θx
余弦运算部
551
正弦运算部
552
乘法部
553
乘法部
554
乘法部
561
乘法部
562
频率控制部
559
频率控制部
560
1/(1+s·Tf)
555
1/(1+s·Tf)
556
Tf
idc·cosθx
idc·sinθx
cosθx
sinθx
idc_c
idc_s
0
0
557
558
iδ_trq_c
iδ_trq_s
iδ_trq_c·cosθx
iδ_trq_s·sinθx
563
iδ_Icc*

图8



注）θ y= θ |in2f−m1f| I δ y*=I δ |in2f−m1f|*

图9

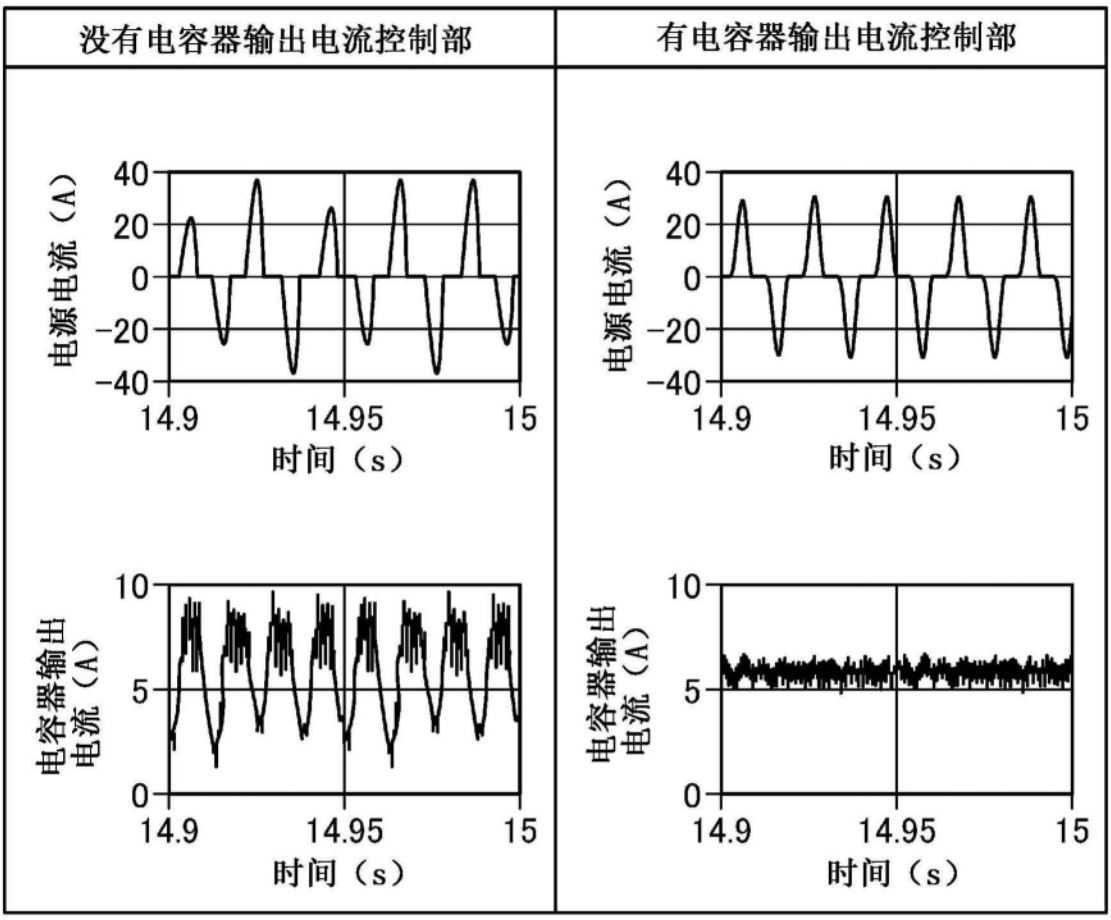

没有电容器输出电流控制部
有电容器输出电流控制部
电源电流（A）
40
20
0
-20
-40
14.9
14.95
15
时间（s）
电容器输出电流（A）
10
5
0

图10

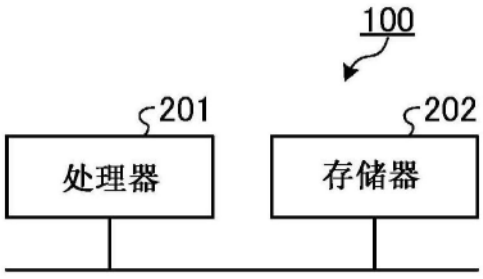

100
201
202
处理器
存储器

图11

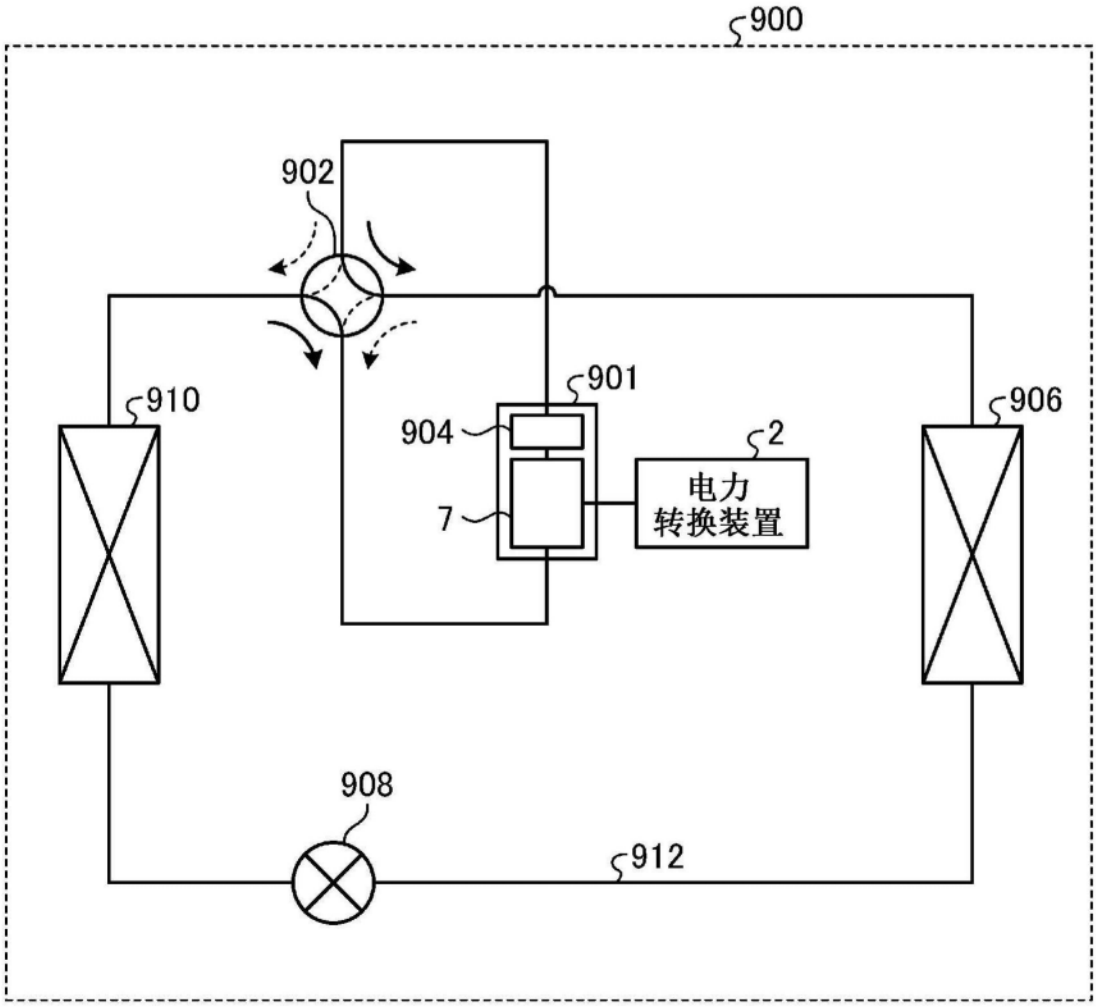


图12