



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 118104122 A

(43) 申请公布日 2024. 05. 28

(21) 申请号 202180103341.X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2021.10.22

H02P 27/06 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2024.04.15

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2021/039143 2021.10.22

(87) PCT国际申请的公布数据

W02023/067811 JA 2023.04.27

(71) 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 堤翔英 豊留慎也 畠山和徳

(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

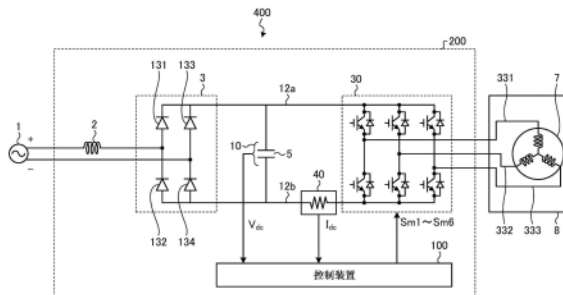
权利要求书1页 说明书13页 附图15页

(54) 发明名称

电力转换装置、马达驱动装置以及制冷循环应用设备

(57) 摘要

电力转换装置(200)具备:对从商用电源(1)供给的第1交流电力进行整流的整流部(3);与整流部(3)的输出端连接的平滑电容器(5);与平滑电容器(5)的两端连接,生成第2交流电力并输出到马达(7)的逆变器(30);以及控制逆变器(30)的动作的控制装置(100),控制装置(100)进行降低向马达(7)供给的电流的振幅变动的电流峰控制、以及将作为平滑电容器(5)的输出电流的负载电流控制为接近所希望的值的负载电流控制。



1. 一种电力转换装置,其中,  
所述电力转换装置具备:  
整流部,其对从商用电源供给的第1交流电力进行整流;  
电容器,其与所述整流部的输出端连接;  
逆变器,其与所述电容器的两端连接,生成第2交流电力并输出到马达;以及  
控制装置,其控制所述逆变器的动作,  
所述控制装置进行降低向所述马达供给的电流的振幅变动的电流峰控制、以及将作为所述电容器的输出电流的负载电流控制为接近所希望的值的负载电流控制。
2. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,  
所述控制装置调整所述电流峰控制和所述负载电流控制的控制比例,以所述负载电流控制的控制比例越大,则在向所述马达供给的电流中作为所述马达的运转频率的机械频率的1倍成分越大的方式,对所述逆变器的动作进行控制。
3. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,  
所述控制装置以如下方式进行所述负载电流控制:在所述马达的运转频率为所述商用电源的电源频率的0.6倍或1.4倍的情况下,在向所述马达供给的电流中作为所述马达的运转频率的机械频率的1倍成分比不进行所述负载电流控制时大。
4. 一种马达驱动装置,其中,  
所述马达驱动装置具备权利要求1至3中的任意一项所述的电力转换装置。
5. 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3中的任意一项所述的电力转换装置。

## 电力转换装置、马达驱动装置以及制冷循环应用设备

### 技术领域

[0001] 本公开涉及将交流电力转换成所希望的电力的电力转换装置、马达驱动装置以及制冷循环应用设备。

### 背景技术

[0002] 以往,对电动机的动作进行控制的电动机控制装置等装置根据驱动单旋转式压缩机、双旋转式压缩机等的电动机的状态,适当地补偿转矩的脉动成分,由此来抑制功耗的增加。在专利文献1中公开了这样的技术。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1:日本特开2016-178814号公报

### 发明内容

[0006] 发明要解决的问题

[0007] 但是,根据上述现有技术,以功耗的降低为目的来补偿转矩脉动成分,但存在以下问题:当以与电源频率不同步的频率产生电动机的转矩脉动时,平滑电容器的充放电电流在电源电流的正侧和负侧成为不平衡状态,偶数次谐波成分可能增加。

[0008] 本公开是鉴于上述情况而完成的,其目的在于,得到一种能够调整降低功耗的控制和抑制高次谐波成分的产生的控制的控制量的电力转换装置。

[0009] 用于解决问题的手段

[0010] 为了解决上述问题并实现目的,本公开的电力转换装置具备:整流部,其对从商用电源供给的第1交流电力进行整流;电容器,其与整流部的输出端连接;逆变器,其与电容器的两端连接,生成第2交流电力并输出到马达;以及控制装置,其控制逆变器的动作。控制装置进行降低向马达供给的电流的振幅的变动的电流峰控制、以及将作为电容器的输出电流的负载电流控制为接近所希望的值的负载电流控制。

[0011] 发明的效果

[0012] 本公开的电力转换装置起到能够调整降低功耗的控制和抑制高次谐波成分的产生的控制的控制量这样的效果。

### 附图说明

[0013] 图1是示出实施方式1的电力转换装置的结构例的图。

[0014] 图2是示出实施方式1的电力转换装置具备的逆变器的结构例的图。

[0015] 图3是示出由实施方式1的电力转换装置的控制装置进行了电流峰控制的情况下的负载电流的波形和从逆变器输出的相电流的波形的例子图。

[0016] 图4是示出由实施方式1的电力转换装置的控制装置进行了负载电流控制的情况下的负载电流的波形和从逆变器输出的相电流的波形的例子图。

- [0017] 图5是示出通常的振幅调制中的被调制波的频谱的例子的图。
- [0018] 图6是示出在实施方式1的电力转换装置的控制装置进行了负载电流控制时流过马达的电流的各频率下的强度的图。
- [0019] 图7是示出实施方式1的电力转换装置具备的控制装置的结构例的框图。
- [0020] 图8是示出实施方式1的控制装置具备的电压指令值运算部的结构例的框图。
- [0021] 图9是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的电源高次谐波标准值计算部的结构例的框图。
- [0022] 图10是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的次数成分运算部的结构例的框图。
- [0023] 图11是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的设定部的控制内容的例子的图。
- [0024] 图12是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的电流峰控制部的结构例的框图。
- [0025] 图13是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的负载电流控制部的结构例的框图。
- [0026] 图14是示出实施方式1的电力转换装置具备的控制装置的动作的流程图。
- [0027] 图15是示出实现实施方式1的电力转换装置具备的控制装置的硬件结构的一例的图。
- [0028] 图16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

[0029] 以下,基于附图对本公开的实施方式的电力转换装置、马达驱动装置以及制冷循环应用设备详细进行说明。

[0030] 实施方式1.

[0031] 图1是示出实施方式1的电力转换装置200的结构例的图。图2是示出实施方式1的电力转换装置200具备的逆变器30的结构例的图。电力转换装置200与商用电源1及压缩机8连接。电力转换装置200将从商用电源1供给的电源电压 $V_s$ 的第1交流电力转换成具有所希望的振幅和相位的第2交流电力,并供给到压缩机8。电力转换装置200具备电抗器2、整流部3、平滑电容器5、逆变器30、母线电压检测部10、负载电流检测部40以及控制装置100。另外,由电力转换装置200和压缩机8具备的马达7构成马达驱动装置400。

[0032] 商用电源1假定频率为50Hz或60Hz,但不限于此。此外,商用电源1只要能够输出交流电力即可,因此也可以是分散电源等。电抗器2连接在商用电源1与整流部3之间。电抗器2是层叠了电磁钢板等的EI形状、EE形状等形状,使用了铁氧体、非晶等铁芯,绕组是铜、铝等。整流部3具有由整流元件131~134构成的桥式电路,对从商用电源1供给的电源电压 $V_s$ 的第1交流电力进行整流后输出。整流部3进行全波整流。整流元件131~134例如是二极管,但也可以是MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor:金属氧化物半导体场效应晶体管)等功率半导体。

[0033] 平滑电容器5是与整流部3的输出端连接且对由整流部3整流后的电力进行平滑的平滑元件。平滑电容器5例如是电解电容器、薄膜电容器等电容器。平滑电容器5具有对由整

流部3整流后的电力进行平滑这样的电容,通过进行平滑而在平滑电容器5中产生的电压不是商用电源1的全波整流波形形状,而是成为在直流成分上叠加了与商用电源1的频率相应的电压纹波的波形形状,不大幅脉动。该电压纹波的频率在商用电源1为单相的情况下成为电源电压 $V_s$ 的频率的2倍成分,在商用电源1为三相的情况下,6倍成分成为主成分。在从商用电源1输入的电力与从逆变器30输出的电力不变化的情况下,该电压纹波的振幅由平滑电容器5的电容决定。例如在平滑电容器5中产生的电压纹波的最大值小于最小值的2倍这样的范围内脉动。

[0034] 母线电压检测部10是检测平滑电容器5的两端电压即直流母线12a、12b间的电压作为母线电压 $V_{dc}$ 并将检测到的电压值向控制装置100输出的检测部。负载电流检测部40是检测从平滑电容器5向逆变器30流入的直流电流即负载电流 $I_{dc}$ 并将检测到的电流值向控制装置100输出的检测部。

[0035] 逆变器30与平滑电容器5的两端连接,将从整流部3和平滑电容器5输出的电力转换成具有所希望的振幅和相位的第2交流电力,即生成第2交流电力并输出到马达7。具体而言,逆变器30接收母线电压 $V_{dc}$ ,产生频率和电压值可变的3相交流电压,经由输出线331~333供给到马达7。如图2所示,逆变器30具备逆变器主电路310和驱动电路350。逆变器主电路310的输入端子与直流母线12a、12b连接。逆变器主电路310具备开关元件311~316。在开关元件311~316分别反并联连接有回流用的整流元件321~326。

[0036] 驱动电路350基于从控制装置100输出的PWM(Pulse Width Modulation:脉冲宽度调制)信号 $Sm1 \sim Sm6$ ,生成驱动信号 $Sr1 \sim Sr6$ 。驱动电路350通过驱动信号 $Sr1 \sim Sr6$ 来控制开关元件311~316的接通断开。由此,逆变器30能够将频率可变且电压可变的3相交流电压经由输出线331~333供给到马达7。

[0037] PWM信号 $Sm1 \sim Sm6$ 是具有逻辑电路的信号电平即0V~5V的大小的信号。PWM信号 $Sm1 \sim Sm6$ 是以控制装置100的接地电位为基准电位的信号。另一方面,驱动信号 $Sr1 \sim Sr6$ 是具有控制开关元件311~316所需的电压电平例如-15V~+15V的大小的信号。驱动信号 $Sr1 \sim Sr6$ 是以分别对应的开关元件311~316的负侧的端子即发射极端子的电位为基准电位的信号。

[0038] 压缩机8是具有压缩驱动用的马达7的负载。马达7根据从逆变器30供给的第2交流电力的振幅和相位而旋转,进行压缩动作。例如,在压缩机8是由空调机等使用的密闭型压缩机的情况下,压缩机8的负载转矩大多被视为恒转矩负载。关于马达7,在图1中示出马达绕组为Y接线的情况,但这是一例,不限于此。马达7的马达绕组也可以是 $\Delta$ 接线,还可以是能够切换Y接线与 $\Delta$ 接线的规格。在本实施方式中,作为压缩机8,假定了单旋转式压缩机、涡旋式压缩机等,但不限于此。

[0039] 另外,在电力转换装置200中,图1所示的各结构的配置是一例,各结构的配置不限于图1所示的例子。例如,电抗器2也可以配置在整流部3的后级。此外,电力转换装置200也可以具备升压部,还可以使整流部3具有升压部的功能。在以后的说明中,有时将母线电压检测部10和负载电流检测部40统称为检测部。此外,有时将由母线电压检测部10检测到的电压值和由负载电流检测部40检测到的电流值称为检测值。

[0040] 控制装置100从母线电压检测部10取得母线电压 $V_{dc}$ ,从负载电流检测部40取得负载电流 $I_{dc}$ 。控制装置100使用由各检测部检测到的检测值,控制逆变器主电路310的动作,具

体而言为逆变器主电路310具有的开关元件311~316的接通断开。在本实施方式中,控制装置100对逆变器30的动作进行控制,使得抑制由电力转换装置200产生的电源高次谐波的产生。另外,控制装置100可以不使用从各检测部取得的全部的检测值,也可以使用一部分检测值来进行控制。

[0041] 这里,在本实施方式中,对通过控制装置100的控制而得到的效果进行说明。之后叙述控制装置100的具体结构和动作。在本实施方式中,关于与平滑电容器5的两端连接的负载,例如假定如图1所示由逆变器30和马达7等构成的负载等,但只要是周期性地产生脉动的负载即可,不限于上述负载。

[0042] 在马达7的机械1f周期内较大地产生1次脉动这样的设备中,产生由脉动引起的速度变化。另外,机械1f表示马达7的运转频率即机械频率的1倍成分。此时,针对对马达7的速度变化的修正没有帮助的无用电流,广泛使用通过控制装置100的控制发挥抑制效果而使马达7的有效电流下降来降低功耗的方法。将这样的控制装置100所进行的降低功耗的控制称为电流峰控制。

[0043] 图3是示出由实施方式1的电力转换装置200的控制装置100进行了电流峰控制的情况下的负载电流 $I_{dc}$ 的波形和从逆变器30输出的相电流的波形的例子。在图3中,上层表示负载电流 $I_{dc}$ 的波形,下层表示相电流的波形。另外,横轴均表示时间。相电流是流过逆变器30与马达7之间的输出线331~333的电流。在图3的下层,可以看出流过输出线331~333即三相的相电流的峰全部对齐的情形。另外,作为此时的特征,如图3的上层所示,产生负载电流 $I_{dc}$ 在正负不平衡这样的现象。也就是说,这意味着,通过控制装置100进行电流峰控制,得到有效电流和功耗的抑制效果,另一方面,负载电流 $I_{dc}$ 的机械1f成分的脉动变大,产生不适合于电源高次谐波标准的可能性。不适合于标准的设备的使用不被认可,因此,也需要抑制电源高次谐波。这里,在控制装置100中,还考虑通过使电流峰控制无效来抑制高次谐波,但急剧的控制切换等会导致引起失步等的切换冲击,因此,期望不使控制有效无效而是选择渐渐地切换控制这样的方法。

[0044] 图4是示出由实施方式1的电力转换装置200的控制装置100进行了负载电流控制的情况下的负载电流 $I_{dc}$ 的波形和从逆变器30输出的相电流的波形的例子。在图4中,上层表示负载电流 $I_{dc}$ 的波形,下层表示相电流的波形。另外,横轴均表示时间。负载电流控制是用于在控制装置100中抑制电源高次谐波的控制。作为电源高次谐波增大的原理,起因于在平滑电容器5的充放电电流即负载电流 $I_{dc}$ 的正负中成为不平衡状态,因此,在如图4的上层所示那样负载电流 $I_{dc}$ 的正负成为平衡状态的情况下,可以说能够抑制电源高次谐波。此时,当观察图4的下层的相电流的波形时,与图3的下层所示的电流峰控制时相比,可知峰值随时间发生变化。在电流峰控制中,例如,通过对频率估计部的输出设置滤波器并控制成作为转矩电流的 $\delta$ 轴电流指令值不变动来实现。与此相对,对于负载电流控制,不使用该滤波器而进行控制。因此,通过渐渐地变更该滤波器的截止频率,渐渐减弱滤波器的衰减效果,从而能够从电流峰控制变化为负载电流控制。由此,容许转矩电流的变动,能够使峰电流与机械1f成分匹配地变动。之后详细叙述。

[0045] 在电流峰控制中,负载机械地在1次旋转中变化,即以机械1f进行变化。对此,通过逆变器30输出恒定的转矩而将马达7控制为使电流峰保持为恒定。因此,马达7以在高负载时速度下降、在低负载时速度增加的方式进行动作。因此,如图3的下层所示,流过马达7的

电流即相电流的电流峰恒定,成为频率按照机械1f周期进行变动的波形。即,相电流成为施加了频率调制的状态,因此,在将机械1f成分设为 $f_m$ 并将马达7的极数设为 $P_m$ 时,马达7的 $1f$ 成分成为 $P_m \cdot f_m$ ,电流谱显著地表现为 $P_m \cdot f_m$ 和 $P_m \cdot f_m \pm f_m$ 的频率。例如,在 $f_m=30\text{Hz}$ 的情况下,在 $90\text{Hz}$ 、 $60\text{Hz}$ 、以及 $120\text{Hz}$ 下出现显著的电流。

[0046] 另一方面,在负载电流控制中,以使负载电流 $I_{dc}$ 接近所希望的值的方式进行控制。即,负载电流控制成为在高负载时使电流降低、在低负载时使电流增加这样的动作。因此,流过马达7的电流成为电流的峰按照机械1f周期进行增减的波形。即,相电流成为施加了振幅调制的状态。

[0047] 这里,考虑振幅调制的通常的原理。首先,将相当于电流的载波假定为式(1)。

[0048] [数式1]

[0049]  $A \sin(\omega_c t + \theta_c) \cdots (1)$  在该情况下,作为振幅调制后的波形的被调制波成为式(2)。

[0050] [数式2]

[0051]  $A[1+m \sin(\omega_s t + \theta_s)] \sin(\omega_c t + \theta_c) \cdots (2)$

[0052] 这里,A表示振幅,m表示调制度, $\omega_s$ 表示调制波的角频率, $\theta_s$ 表示调制波的相位, $\omega_c$ 表示载波的角频率, $\theta_c$ 表示载波的相位。此外,当使用和积的公式对式(2)进行分解时,得到式(3)。

[0053] [数式3]

$$A \sin(\omega_c t + \theta_c) - \frac{mA}{2} \cos[(\omega_c + \omega_s)t + (\theta_c + \theta_s)] \cdots (3)$$

$$+ \frac{mA}{2} \cos[(\omega_c - \omega_s)t + (\theta_c - \theta_s)]$$

[0055] 在得到的式(3)中,第一项成为载波频率的成分,第二项成为载波频率与调制波频率之和的成分,第三项成为载波频率与调制波频率之差的成分。也就是说,这意味着,在载波的两侧出现调制波的和差信号。图5是示出通常的振幅调制中的被调制波的频谱的例子。在图5中,横轴表示频率,纵轴表示各频率下的强度。此外,在图5中, $f_s$ 表示调制波的频率, $f_c$ 表示载波的频率。这里应关注地是,调制波的频率 $f_s$ 在振幅调制的前后变得显著。

[0056] 返回到负载电流控制的说明。在负载电流控制的控制时,电流谱的电流振幅按照机械1f周期进行变动,因此,显著地表现出机械1f成分。机械1f成分相当于振幅调制中的调制波的频率 $f_s$ ,因此,负载电流控制可以说是施加了振幅调制的状态。图6是示出实际的负载电流控制时的频率解析结果的波形。图6是示出在实施方式1的电力转换装置200的控制装置100进行了负载电流控制时流过马达7的电流的各频率下的强度的图。在图6中,横轴表示频率,纵轴表示电流的强度。

[0057] 根据以上内容,控制装置100进行降低向马达7供给的电流的振幅变动的电流峰控制、以及以使作为平滑电容器5的输出电流的负载电流 $I_{dc}$ 接近所希望的值的方式进行控制的负载电流控制。控制装置100在切换电流峰控制和负载电流控制时,使逆变器30输出的电流变化,以使流过马达7的电流的机械1f成分增减,由此,能够进行各控制的顺畅的切换。

[0058] 接下来,对进行上述那样的控制的控制装置100的结构和动作进行说明。图7是示出实施方式1的电力转换装置200具备的控制装置100的结构例的框图。控制装置100具备运转控制部102和逆变器控制部110。

[0059] 运转控制部102从外部收到指令信息 $Q_e$ ,基于指令信息 $Q_e$ ,生成频率指令值 $\omega_e^*$ 。如下述的式(4)所示,频率指令值 $\omega_e^*$ 能够通过对于马达7的旋转速度的指令值即旋转角速度指令值 $\omega_m^*$ 乘以马达7的极对数 $P_m$ 来求出。

[0060] [数式4]

$$[0061] \quad \omega_e^* = \omega_m^* \times P_m \quad \cdots (4)$$

[0062] 控制装置100在作为制冷循环应用设备而控制空调机的情况下,基于指令信息 $Q_e$ 对空调机的各部的动作进行控制。指令信息 $Q_e$ 例如是表示由未图示的温度传感器检测到的温度、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也可以为从外部取得频率指令值 $\omega_e^*$ 的结构。

[0063] 逆变器控制部110具备电流恢复部111、3相2相转换部112、励磁电流指令值生成部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、以及PWM信号生成部118。

[0064] 电流恢复部111基于由负载电流检测部40检测到的负载电流 $I_{dc}$ ,将流过马达7的相电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 恢复。电流恢复部111在基于由PWM信号生成部118生成的PWM信号 $Sm1 \sim Sm6$ 而决定的定时,对由负载电流检测部40检测到的负载电流 $I_{dc}$ 进行采样,由此能够恢复相电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 。

[0065] 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 $\theta_e$ ,将由电流恢复部111恢复的相电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 转换成作为 $\gamma$ 轴电流的励磁电流 $i_\gamma$ 以及作为 $\delta$ 轴电流的转矩电流 $i_\delta$ 即 $\gamma$   $\delta$ 轴的电流值。

[0066] 励磁电流指令值生成部113生成上述的旋转坐标系中的励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ 。具体而言,励磁电流指令值生成部113基于转矩电流 $i_\delta$ ,为了驱动马达7而求出效率最好的最优的励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ 。励磁电流指令值生成部113基于转矩电流 $i_\delta$ ,输出马达7的输出转矩 $T_m$ 成为规定的值以上或最大即电流值成为规定的值以下或最小的成为电流相位 $\beta_m$ 的励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ 。另外,这里,励磁电流指令值生成部113基于转矩电流 $i_\delta$ 求出励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ ,但这是一例,不限于此。即便励磁电流指令值生成部113基于励磁电流 $i_\gamma$ 、频率指令值 $\omega_e^*$ 等求出励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ ,也能够得到同样的效果。此外,励磁电流指令值生成部113也可以通过弱磁通控制等来决定励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ 。在以后的说明中,有时将励磁电流指令值称为 $\gamma$ 轴电流指令值。

[0067] 电压指令值运算部115基于从负载电流检测部40取得的负载电流 $I_{dc}$ 、从运转控制部102取得的频率指令值 $\omega_e^*$ 、从3相2相转换部112取得的励磁电流 $i_\gamma$ 和转矩电流 $i_\delta$ 、以及从励磁电流指令值生成部113取得的励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ ,生成 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 和 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ 。进而,电压指令值运算部115基于 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 、 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ 、励磁电流 $i_\gamma$ 以及转矩电流 $i_\delta$ ,来估计频率估计值 $\omega_{est}$ 。

[0068] 电相位运算部116通过对从电压指令值运算部115取得的频率估计值 $\omega_{est}$ 进行积分,来运算电相位 $\theta_e$ 。

[0069] 2相3相转换部117使用从电相位运算部116取得的电相位 $\theta_e$ ,将从电压指令值运算部115取得的 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 和 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ 即2相坐标系的电压指令值转换成作为3相坐标系的输出电压指令值的3相电压指令值 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 。

[0070] PWM信号生成部118通过对从2相3相转换部117取得的3相电压指令值 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 与由母线电压检测部10检测到的母线电压 $V_{dc}$ 进行比较,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,也能够停止马达7。

[0071] 在本实施方式中,控制装置100在具有 $\gamma$ 轴和 $\delta$ 轴的旋转坐标系中进行控制。在以后的说明中,有时将 $\gamma$ 轴电流、 $\delta$ 轴电流等称为励磁电流、转矩电流等。

[0072] 对电压指令值运算部115的结构进行说明。图8是示出实施方式1的控制装置100具备的电压指令值运算部115的结构例的框图。电压指令值运算部115具备频率估计部501、调整部502、积分控制部508、机械角相位运算部509、减法部510、电流峰控制部511、速度控制部512、负载电流控制部513、加法部514、减法部515、516、 $\gamma$ 轴电流控制部517以及 $\delta$ 轴电流控制部518。调整部502具备电源高次谐波标准值计算部503、次数成分运算部504、减法部505、积分控制部506以及设定部507。

[0073] 频率估计部501基于励磁电流 $i_\gamma$ 、转矩电流 $i_\delta$ 、 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 以及 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ ,估计向马达7供给的电压的频率,作为频率估计值 $\omega_{est}$ 而输出。

[0074] 调整部502调整控制装置100中的由电流峰控制部511进行的电流峰控制、以及由负载电流控制部513进行的负载电流控制的各控制的控制比例。具体而言,在调整部502中,电源高次谐波标准值计算部503计算在电源高次谐波中针对各次数的电源高次谐波标准值。图9是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的电源高次谐波标准值计算部503的结构例的框图。电源高次谐波标准值计算部503具备电力计算部611、功率乘法部612、限度值换算部613以及系数乘法部614。

[0075] 电力计算部611使用 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 、 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ 、励磁电流 $i_\gamma$ 以及转矩电流 $i_\delta$ ,通过 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^* \times$ 励磁电流 $i_\gamma + \delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^* \times$ 转矩电流 $i_\delta$ 的计算式来计算电力 $W$ 。

[0076] 功率乘法部612根据功率 $W$ 将超过规定的600瓦特的功率计算为 $(W-600)$ ,将计算出的值乘以按照每个次数而规定的最大容许高次谐波电流的第2项。600瓦特是由JIS (Japanese Industrial Standards) C 61000-3-2规定的值。在图8的例子中,“1.08+0.00033”是电源高次谐波的次数为2时的最大容许高次谐波电流,因此,功率乘法部612如“1.08+0.00033(W-600)”那样进行计算。功率乘法部612针对电源高次谐波的其他次数也进行同样的计算。

[0077] 限度值换算部613对由功率乘法部612得到的各次数的值乘以(230/电源电压),计算关于各次数的限度值。另外,230是由上述的JIS C 61000-3-2规定的电源为单相的情况下的值。如果为通常的使用环境,则电源电压为100V或200V。

[0078] 系数乘法部614针对由限度值换算部613得到的关于各次数的限度值,为了设定余量而乘以 $0 < K \leq 1$ 的系数 $K$ ,在电源高次谐波中得到针对各次数的电源高次谐波标准值。例如, $k=0.5$ 的情况是相对于电源高次谐波标准值具有50%的余量的情况, $k=1$ 的情况是相对于电源高次谐波标准值不具有余量的情况。

[0079] 返回图8的说明。次数成分运算部504使用负载电流 $I_{dc}$ ,对电源高次谐波的各次数成分进行运算。图10是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的次数成分运算部504的结构例的框图。次数成分运算部504具备乘法部621、622、低通滤波器623、624、峰值运算部625、有效值运算部626、平方部627、除法部628、629、加法部630、以及1/2次方部631。这

里,次数成分运算部504针对电源高次谐波的各次数,不是仅将整数值作为对象,而是还与前后的次数联合而将全部的范围作为对象。次数成分运算部504例如在将2次作为对象的情况下将1.5~2.5次作为对象,在将3次作为对象的情况下将2.5~3.5次作为对象。具体而言,在商用电源1的电源频率为50Hz的情况下,次数成分运算部504在次数为2次的情况下,在75Hz至125Hz的范围内以5Hz单位进行运算。因此,次数成分运算部504具备对象的次数的量 $\times$ 各次数的运算对象的频率成分的数量乘法部621、622、低通滤波器623、624、峰值运算部625、以及有效值运算部626。

[0080] 乘法部621对负载电流 $I_{dc}$ 乘以成为运算对象的频率成分 $\theta_x$ 的余弦 $\cos\theta_x$ 。乘法部622对负载电流 $I_{dc}$ 乘以成为运算对象的频率成分 $\theta_x$ 的正弦 $\sin\theta_x$ 。低通滤波器623从由乘法部621得到的运算值中去除交流成分,提取直流成分。低通滤波器624从由乘法部622得到的运算值中去除交流成分,提取直流成分。峰值运算部625使用从低通滤波器623取得的 $I_{dccc\cos x}$ 和从低通滤波器624取得的 $I_{dcs\sin x}$ ,运算成为运算对象的频率成分 $\theta_x$ 的峰值。有效值运算部626用由峰值运算部625得到的成为运算对象的频率成分 $\theta_x$ 的峰值除以 $\sqrt{2}$ ,由此,运算成为运算对象的频率成分 $\theta_x$ 的有效值。另外, $\sqrt{2}$ 表示2的平方根。

[0081] 平方部627对以运算对象的次数的各频率运算出的有效值进行平方。另外,在图10中,将频率成分中的最小频率记载为 $(n-1).5$ 次,每次增大0.1次,将最大频率记载为 $n.5$ 次。例如,在次数为2时,最小频率成为1.5次,最大频率成为2.5次。这里,按照各次数运算的对象的频率成分中的最小频率与下一个次数的最大频率相同,最大频率与上一个次数的最小频率相同。除法部628为了排除重复的部分的影响,将由平方部627得到的最小频率的有效值的平方值设为1/2倍。除法部629为了排除重复的部分的影响,将由平方部627得到的最大频率的有效值的平方值设为1/2倍。加法部630将对按照运算对象的次数的各频率运算出的有效值进行平方而得的值或者使平方后的值成为1/2倍而得的值相加,来求出合计值。1/2次方部631取由加法部630得到的合计值的平方根,求出运算对象的次数成分的大小。次数成分运算部504进行次数的量的同样的运算。

[0082] 返回到图8的说明。减法部505对电源高次谐波标准值裕度进行计算。具体而言,减法部505针对各次数,计算由电源高次谐波标准值计算部503运算出的电源高次谐波标准值与由次数成分运算部504运算出的电源高次谐波的次数成分的差分。减法部505将计算出的差分作为电源高次谐波标准值裕度向积分控制部506输出。

[0083] 积分控制部506对由减法部505计算出的电源高次谐波标准值裕度进行积分控制,运算使差分接近0,即,使由次数成分运算部504运算出的电源高次谐波的次数成分接近由电源高次谐波标准值计算部503运算出的电源高次谐波标准值的电流值 $i_{dck}$ 。

[0084] 设定部507基于由积分控制部506运算出的电流值 $i_{dck}$ ,设定针对电流峰控制部511的截止频率 $\omega_{ff}$ 以及针对负载电流控制部513的截止频率 $\omega_{fs}$ 。图11是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的设定部507的控制内容的例子图。这里,时间常数的倒数成为截止频率,因此,在将针对电流峰控制部511的时间常数设为 $T_{ff}$ 并将针对负载电流控制部513的时间常数设为 $T_{fs}$ 时,成为“ $\omega_{ff} = 1/T_{ff}$ ”,成为“ $\omega_{fs} = 1/T_{fs}$ ”。在本实施方式中,设定部507根据电流值 $i_{dck}$ 使截止频率 $\omega_{ff}$ 、 $\omega_{fs}$ 可变。

[0085] 在电流值 $i_{dck}$ 成为0以上的范围内,即相对于高次谐波标准具有余裕的范围内,设定部507增大截止频率 $\omega_{ff}$ ,减小截止频率 $\omega_{fs}$ 。由此,调整部502在相对于高次谐波标准具

有充裕的运转范围内,能够使电流峰控制部511优先地进行动作,抑制负载电流控制部513的动作,即能够增大电流峰控制部511的控制量,减小负载电流控制部513的控制量。另一方面,在电流值 $i_{dck}$ 小于0的范围内,即在相对于高次谐波标准没有充裕的范围内,设定部507减小截止频率 $\omega_{ff}$ ,增大截止频率 $\omega_{fs}$ 。由此,调整部502在相对于高次谐波标准没有充裕的运转范围内,能够抑制电流峰控制部511的动作,使负载电流控制部513优先地进行动作,即能够减小电流峰控制部511的控制量,增大负载电流控制部513的控制量。

[0086] 如图11所示,设定部507在电流值 $i_{dck}$ 为0以上的规定的范围内使各截止频率渐渐地变化,由此,能够避免引起各控制的切换冲击等的事态。另外,设定部507在图11的例子中使各截止频率的值线性地变化,但这是一例,不限于此。设定部507只要能够使各截止频率的值连续地变化即可,因此,也可以使用一次函数以外的函数使各截止频率的值变化。设定部507可以如上述那样使用函数根据电流值 $i_{dck}$ 运算而求出各截止频率的值,也可以预先保持与电流值 $i_{dck}$ 相应的各截止频率的值,根据电流值 $i_{dck}$ 的值读取各截止频率的值。

[0087] 积分控制部508针对从频率估计部501取得的频率估计值 $\omega_{est}$ 进行积分控制。

[0088] 机械角相位运算部509对由积分控制部508得到的值乘以 $1/P_m$ ,即通过用由积分控制部508得到的值除以马达7的极对数 $P_m$ ,来运算机械角相位 $\theta_m$ 。

[0089] 减法部510计算由频率估计部501估计出的频率估计值 $\omega_{est}$ 与频率指令值 $\omega_e^*$ 的差分( $\omega_e^* - \omega_{est}$ )作为速度偏差 $\Delta\omega$ 。

[0090] 电流峰控制部511进行将 $\delta$ 轴电流控制为恒定的电流峰控制。具体而言,电流峰控制部511基于机械角相位 $\theta_m$ ,去除速度偏差 $\Delta\omega$ 所包含的负载变动成分。电流峰控制部511将从速度偏差 $\Delta\omega$ 去除了负载变动成分而得的值作为新的速度偏差 $\Delta\omega_f$ 向速度控制部512输出。电流峰控制部511例如由陷波滤波器构成。图12是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的电流峰控制部511的结构例的框图。电流峰控制部511具备乘法部541、正弦运算部542、余弦运算部543、低通滤波器544、545、正弦运算部546、余弦运算部547、加法部548、以及减法部549。

[0091] 乘法部541将机械角相位 $\theta_m$ 设为 $n$ 倍,运算成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 。

[0092] 正弦运算部542对速度偏差 $\Delta\omega$ 乘以成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 的正弦 $\sin(n \times \theta_m)$ 。低通滤波器544进行时间常数 $T_{ff}$ 的低通滤波,从由正弦运算部542得到的运算值去除交流成分,提取直流成分。这里, $s$ 是拉普拉斯算子。正弦运算部546对由低通滤波器544提取出的直流成分乘以正弦 $\sin(n \times \theta_m)$ ,运算复平面上的虚轴方向的直流成分。

[0093] 余弦运算部543对速度偏差 $\Delta\omega$ 乘以成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 的余弦 $\cos(n \times \theta_m)$ 。低通滤波器545进行时间常数 $T_{ff}$ 的低通滤波,从由余弦运算部543得到的运算值去除交流成分,提取直流成分。余弦运算部547对由低通滤波器545提取出的直流成分乘以余弦 $\cos(n \times \theta_m)$ ,运算复平面上的实轴方向的直流成分。

[0094] 加法部548将由正弦运算部546运算出的复平面上的虚轴方向的直流成分与由余弦运算部547运算出的复平面上的实轴方向的直流成分相加,生成由机械角频率的 $n$ 倍成分引起的交流量 $\Delta\omega_{nf}$ 。

[0095] 减法部549运算速度偏差 $\Delta\omega$ 与交流量 $\Delta\omega_{nf}$ 的差分。减法部549输出速度偏差 $\Delta\omega$ 与交流量 $\Delta\omega_{nf}$ 的差分,作为从速度偏差 $\Delta\omega$ 去除了由机械角频率的 $n$ 倍成分引起的交流量 $\Delta\omega_{nf}$ 后的速度偏差 $\Delta\omega_f$ 。

[0096] 返回到图8的说明。速度控制部512基于由电流峰控制部511运算出的速度偏差 $\Delta\omega_f$ ,运算作为 $\delta$ 轴电流指令值的第1转矩电流指令值 $i_{\delta}^*$ 。速度控制部512例如进行比例控制、积分控制等,运算第1转矩电流指令值 $i_{\delta}^*$ 。

[0097] 负载电流控制部513进行将负载电流 $I_{dc}$ 控制为恒定值的负载电流控制。具体而言,负载电流控制部513基于机械角相位 $\theta_m$ ,去除向负载流入的负载电流 $I_{dc}$ 所包含的负载变动成分。负载电流控制部513将从负载电流 $I_{dc}$ 去除负载变动成分而得的值作为交流量 $i_{\delta lcc}^*$ 向加法部514输出。负载电流控制部513例如由陷波滤波器构成。图13是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的负载电流控制部513的结构例的框图。负载电流控制部513具备乘法部521、正弦运算部522、余弦运算部523、低通滤波器524、525、减法部526、527、积分控制部528、529、正弦运算部530、余弦运算部531、以及加法部532。

[0098] 乘法部521将机械角相位 $\theta_m$ 设为 $n$ 倍,运算成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 。

[0099] 正弦运算部522对负载电流 $I_{dc}$ 乘以成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 的正弦 $\sin(n \times \theta_m)$ 。低通滤波器524进行时间常数 $T_{fs}$ 的低通滤波,从由正弦运算部522得到的运算值去除交流成分,提取直流成分。减法部526计算直流成分与0的差分,使得由低通滤波器524得到的直流成分成为0。积分控制部528对由减法部526得到的差分进行积分控制,计算使差分接近0的电流指令值的正弦成分。正弦运算部530对由积分控制部528运算出的电流指令值的正弦成分乘以正弦 $\sin(n \times \theta_m)$ ,运算复平面上的虚轴方向的交流成分。

[0100] 余弦运算部523对负载电流 $I_{dc}$ 乘以成为控制对象的频率成分 $n \times \theta_m$ 的余弦 $\cos(n \times \theta_m)$ 。低通滤波器525进行时间常数 $T_{fs}$ 的低通滤波,从由余弦运算部523得到的运算值去除交流成分,提取直流成分。减法部527计算直流成分与0的差分,使得由低通滤波器525得到的直流成分成为0。积分控制部529对由减法部527得到的差分进行积分控制,计算使差分接近0的电流指令值的余弦成分。余弦运算部531对由积分控制部529运算出的电流指令值的余弦成分乘以余弦 $\cos(n \times \theta_m)$ ,运算复平面上的实轴方向的交流成分。

[0101] 加法部532将由正弦运算部530运算出的复平面上的虚轴方向的交流成分与由余弦运算部531运算出的复平面上的实轴方向的交流成分相加,生成由机械角频率的 $n$ 倍成分引起的交流量 $i_{\delta lcc}^*$ 。

[0102] 另外, $n$ 表示在机械 $1f$ 周期内引起负载变动的次数,例如,在单旋转式压缩机的情况下 $n=1$ 。尤其是在与电力转换装置200连接的负载是包含马达7的压缩机8的情况下,在商用电源1的电源频率的0.6倍和1.4倍的马达运转频率中,相对于电源高次谐波标准容易成为NG。因此,控制装置100对电力转换装置200的动作进行控制,使得在商用电源1的电源频率的0.6倍和1.4倍的马达运转频率中,向马达7供给的电流的机械频率的 $1f$ 成分变得显著,由此,能够进行满足电源高次谐波标准的运转。控制装置100可以根据从负载电流检测部40取得的负载电流 $I_{dc}$ 的值和针对逆变器30的控制内容来掌握商用电源1的电源频率,在所连接的商用电源1固定的情况下也可以预先保持商用电源1的电源频率的信息。此外,控制装置100能够根据针对逆变器30的控制内容,来掌握作为马达7的运转频率的机械频率。

[0103] 返回到图8的说明。加法部514将由速度控制部512生成的第1转矩电流指令值 $i_{\delta}^*$ 与由负载电流控制部513生成的交流量 $i_{\delta lcc}^*$ 相加,生成作为 $\delta$ 轴电流指令值的第2转矩电流指令值 $i_{\delta}^{**}$ 。

[0104] 减法部515计算励磁电流 $i_{\gamma}$ 与励磁电流指令值 $i_{\gamma}^*$ 的差分( $i_{\gamma}^* - i_{\gamma}$ )。

[0105] 减法部516计算转矩电流 $i_\delta$ 与第2转矩电流指令值 $i_\delta^{**}$ 的差分( $i_\delta^{**}-i_\delta$ )。

[0106]  $\gamma$ 轴电流控制部517对由减法部515计算出的差分( $i_\gamma^*-i_\gamma$ )进行比例积分运算,生成使差分( $i_\gamma^*-i_\gamma$ )接近零的 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ 。 $\gamma$ 轴电流控制部517通过像这样生成 $\gamma$ 轴电压指令值 $V_\gamma^*$ ,进行用于使励磁电流 $i_\gamma$ 与励磁电流指令值 $i_\gamma^*$ 一致的控制。

[0107]  $\delta$ 轴电流控制部518对由减法部516计算出的差分( $i_\delta^{**}-i_\delta$ )进行比例积分运算,生成使差分( $i_\delta^{**}-i_\delta$ )接近零的 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ 。 $\delta$ 轴电流控制部518通过像这样生成 $\delta$ 轴电压指令值 $V_\delta^*$ ,进行用于使转矩电流 $i_\delta$ 与第2转矩电流指令值 $i_\delta^{**}$ 一致的控制。

[0108] 这样,控制装置100调整电流峰控制和负载电流控制的控制比例,以负载电流控制的控制比例越大,则在向马达7供给的电流中作为马达7的运转频率的机械频率的1倍成分越大的方式,对逆变器30的动作进行控制。控制装置100以如下方式进行负载电流控制:在马达7的运转频率为商用电源1的电源频率的0.6倍或1.4倍的情况下,在向马达7供给的电流中作为马达7的运转频率的机械频率的1倍成分比不进行负载电流控制时大。

[0109] 通过进行本实施方式这样的控制,针对符合高次谐波标准的课题,无需变更换流器电路的电路常数、开关方法等,能够仅通过控制来实现解决,能够得到开发负荷小且低价且可靠性高的电力转换装置200。

[0110] 使用流程图对控制装置100的动作进行说明。图14是示出实施方式1的电力转换装置200具备的控制装置100的动作的流程图。在控制装置100中,调整部502调整由电流峰控制部511进行的电流峰控制以及由负载电流控制部513进行的负载电流控制的各控制的控制比例,设定针对电流峰控制部511的截止频率 $\omega_{ff}$ 和针对负载电流控制部513的截止频率 $\omega_{fs}$ (步骤S1)。电流峰控制部511使用截止频率 $\omega_{ff}$ 进行电流峰控制,生成速度偏差 $\Delta\omega_f$ (步骤S2)。速度控制部512使用速度偏差 $\Delta\omega_f$ ,生成第1转矩电流指令值 $i_\delta^*$ (步骤S3)。负载电流控制部513使用截止频率 $\omega_{fs}$ 进行负载电流控制,生成交流流量 $i_{\delta lcc}^*$ (步骤S4)。加法部514将第1转矩电流指令值 $i_\delta^*$ 与交流流量 $i_{\delta lcc}^*$ 相加,生成第2转矩电流指令值 $i_\delta^{**}$ (步骤S5)。

[0111] 接下来,对电力转换装置200具备的控制装置100的硬件结构进行说明。图15是示出实现实施方式1的电力转换装置200具备的控制装置100的硬件结构的一例的图。控制装置100由处理器91和存储器92实现。

[0112] 处理器91是CPU(也称为Central Processing Unit、中央处理装置、处理装置、运算装置、微处理器、微型计算机、处理器、DSP(Digital Signal Processor:数字信号处理器))或者系统LSI(Large Scale Integration:大规模集成)。存储器92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 ROM:可擦可编程只读存储器)、EEPROM(注册商标)(Electrically EPROM:电可擦可编程只读存储器)这样的非易失性或易失性的半导体存储器。另外,存储器92不限于此,也可以是磁盘、光盘、高密度盘、迷你盘、或者DVD(Digital Versatile Disc:数字多功能光盘)。

[0113] 如以上说明的那样,根据本实施方式,在电力转换装置200中,控制装置100进行降低功耗的电流峰控制、以及将作为平滑电容器5的输出电流的负载电流 $I_{dc}$ 控制为接近所希望的值的负载电流控制。控制装置100根据向马达7输出第2交流电力的逆变器30的动作状态即针对逆变器30的控制内容,来调整电流峰控制和负载电流控制的控制比例。由此,电力转换装置200能够调整降低功耗的控制和抑制高次谐波成分的产生产生的控制的控制量。

[0114] 另外,在电力转换装置200中,控制装置100代替作为有效电流的 $\delta$ 轴电流而使用作为无效电流的 $\gamma$ 轴电流,利用由马达7的绕组电阻产生的有效电力的变化来进行控制,使得向逆变器30流入的作为直流电流的负载电流 $I_{dc}$ 接近规定的值,即恒定的值,由此,能够得到与本实施方式同样的效果。以后的实施方式也这样。

[0115] 实施方式2.

[0116] 图16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具备在实施方式1中说明的电力转换装置200。实施方式2的制冷循环应用设备900能够应用于空调机、冰箱、冷冻库、热泵热水器这样的具备制冷循环的产品。另外,在图16中,针对具有与实施方式1同样的功能的结构要素标注与实施方式1相同的标号。

[0117] 在制冷循环应用设备900中,经由制冷剂配管912而安装有内置实施方式1中的马达7的压缩机8、四通阀902、室内热交换器906、膨胀阀908以及室外热交换器910。

[0118] 在压缩机8的内部,设置有对制冷剂进行压缩的压缩机构904、使压缩机构904进行工作的马达7。

[0119] 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由被可变速控制的马达7驱动。

[0120] 在制热运转时,如实线箭头所示,制冷剂被压缩机构904加压后送出,通过四通阀902、室内热交换器906、膨胀阀908、室外热交换器910以及四通阀902返回到压缩机构904。

[0121] 在制冷运转时,如虚线箭头所示,制冷剂被压缩机构904加压后送出,通过四通阀902、室外热交换器910、膨胀阀908、室内热交换器906以及四通阀902返回到压缩机构904。

[0122] 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,进行热吸收。膨胀阀908使制冷剂减压而膨胀。

[0123] 以上的实施方式所示的结构表示一例,能够与其他的公知技术组合,也能够将实施方式彼此组合,还能够在不脱离主旨的范围内省略、变更一部分结构。

[0124] 附图标记说明

[0125] 1商用电源,2电抗器,3整流部,5平滑电容器,7马达,8压缩机,10母线电压检测部,12a、12b直流母线,30逆变器,40负载电流检测部,100控制装置,102运转控制部,110逆变器控制部,111电流恢复部,112 3相2相转换部,113励磁电流指令值生成部,115电压指令值运算部,116电相位运算部,117 2相3相转换部,118PWM信号生成部,131~134、321~326整流元件,200电力转换装置,310逆变器主电路,311~316开关元件,331~333输出线,350驱动电路,400马达驱动装置,501频率估计部,502调整部,503电源高次谐波标准值计算部,504次数成分运算部,505、510、515、516、526、527、549减法部,506、508、528、529积分控制部,507设定部,509机械角相位运算部,511电流峰控制部,512速度控制部,513负载电流控制部,514、532、548、630加法部,517 $\gamma$ 轴电流控制部,518 $\delta$ 轴电流控制部,521、541、621、622乘法部,522、530、542、546正弦运算部,523、531、543、547余弦运算部,524、525、544、545、623、624低通滤波器,611电力计算部,612功率乘法部,613限度值换算部,614系数乘法部,625峰值运算部,626有效值运算部,627平方部,628、629除法部,631 1/2次方部,900制冷循环应用设备,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。

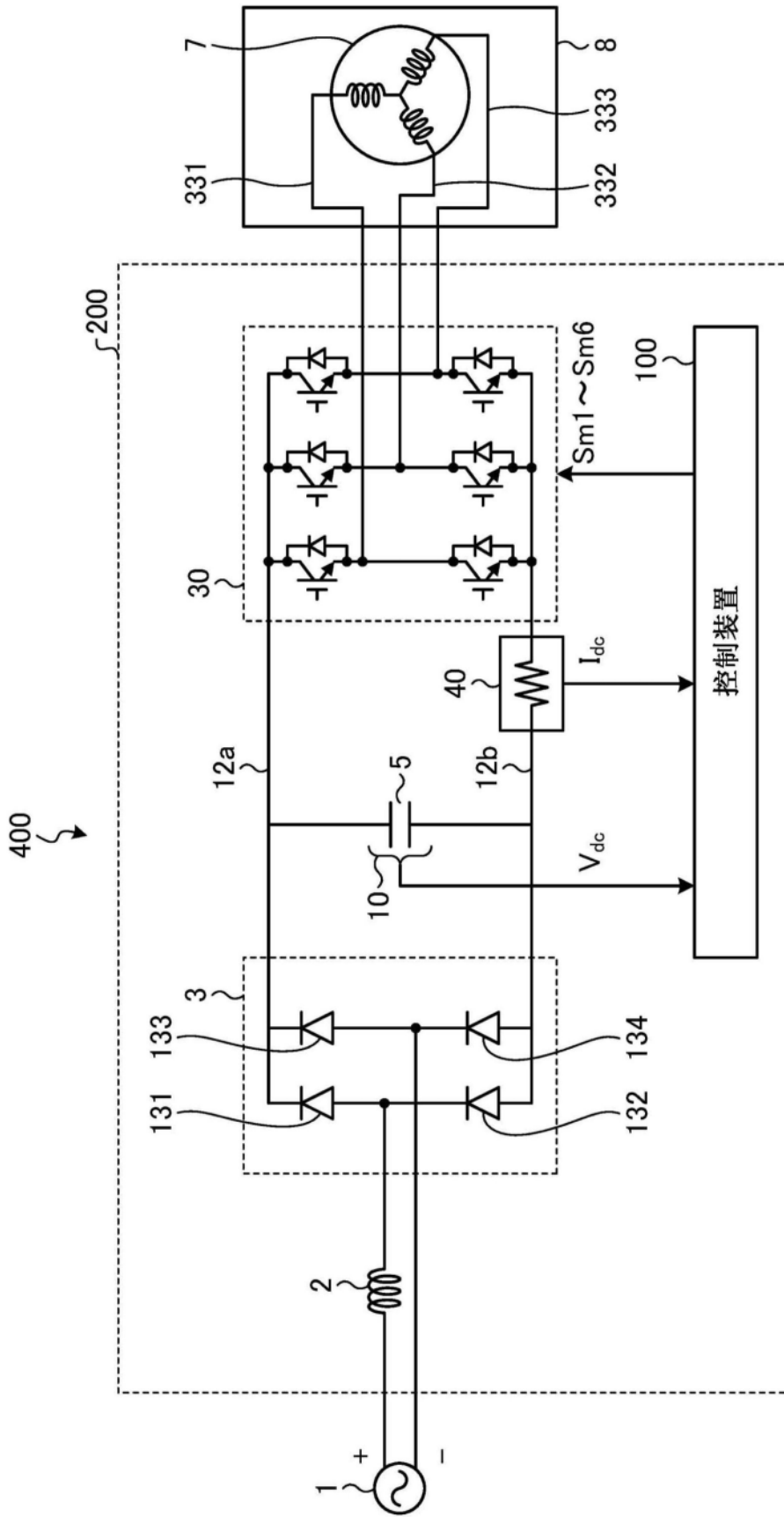


图1

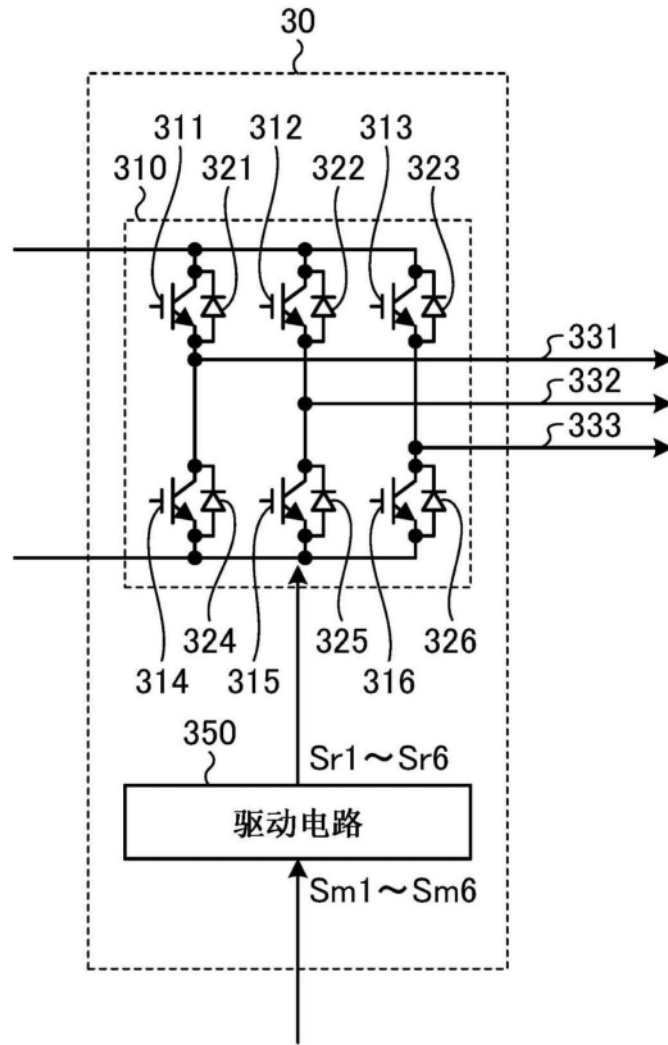


图2

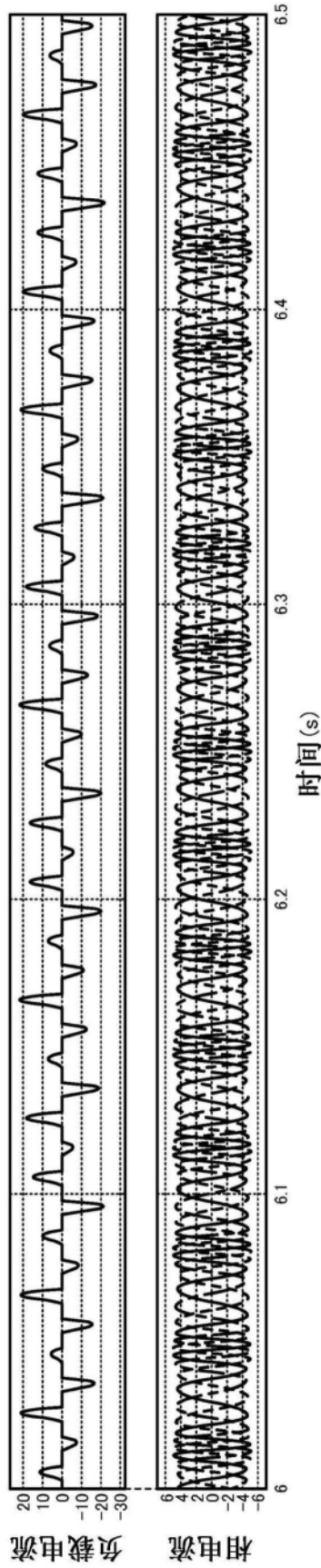


图3

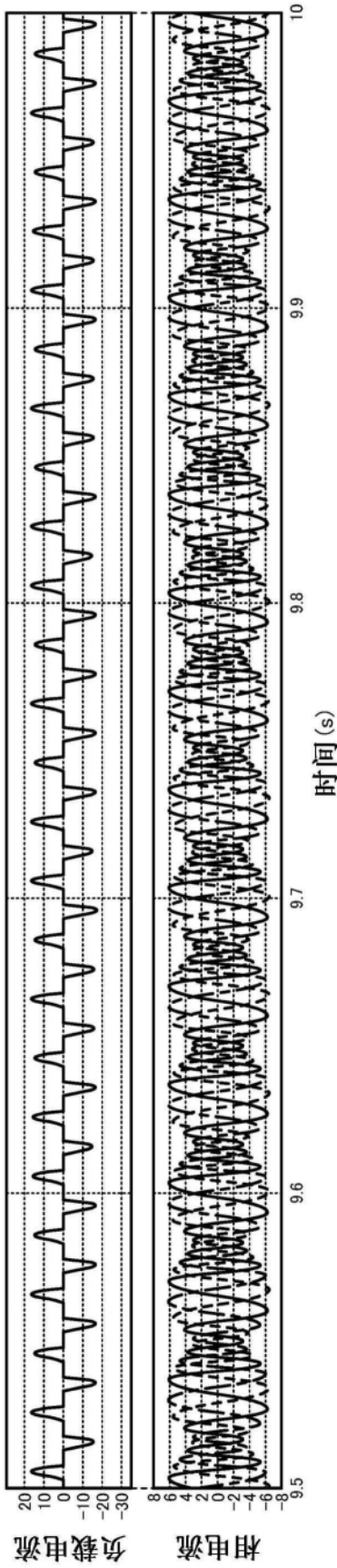


图4

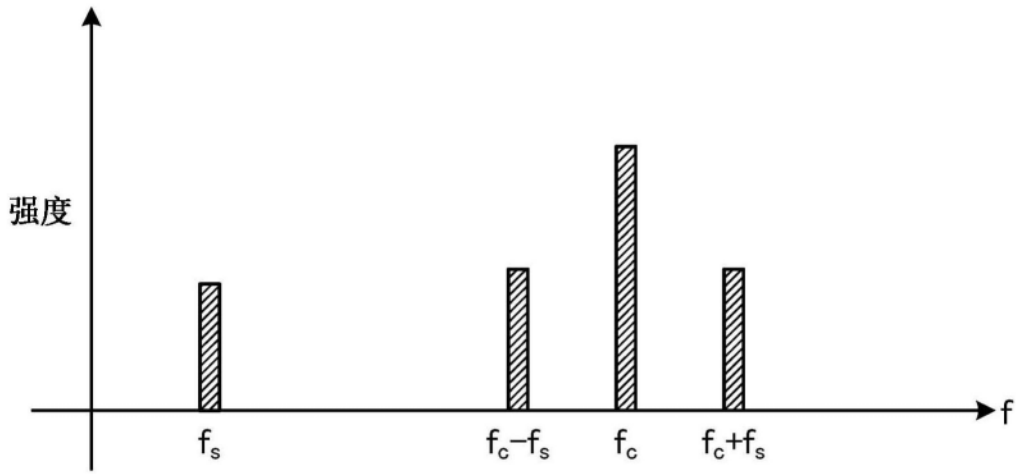


图5

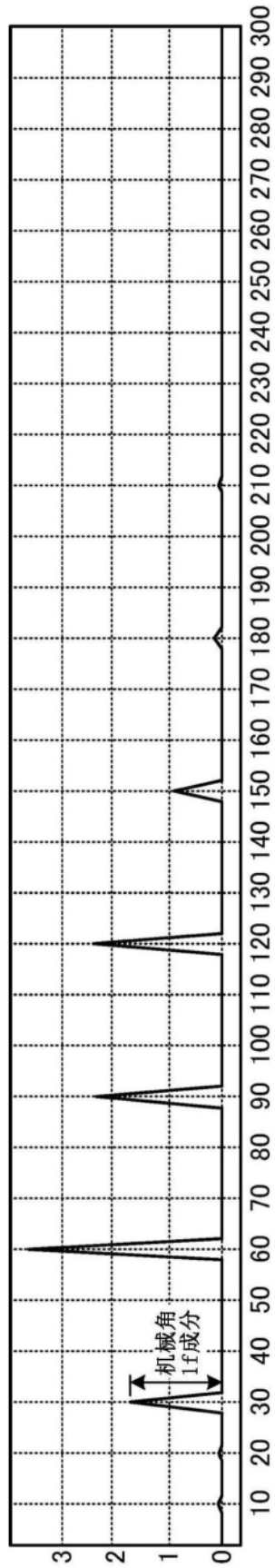


图6

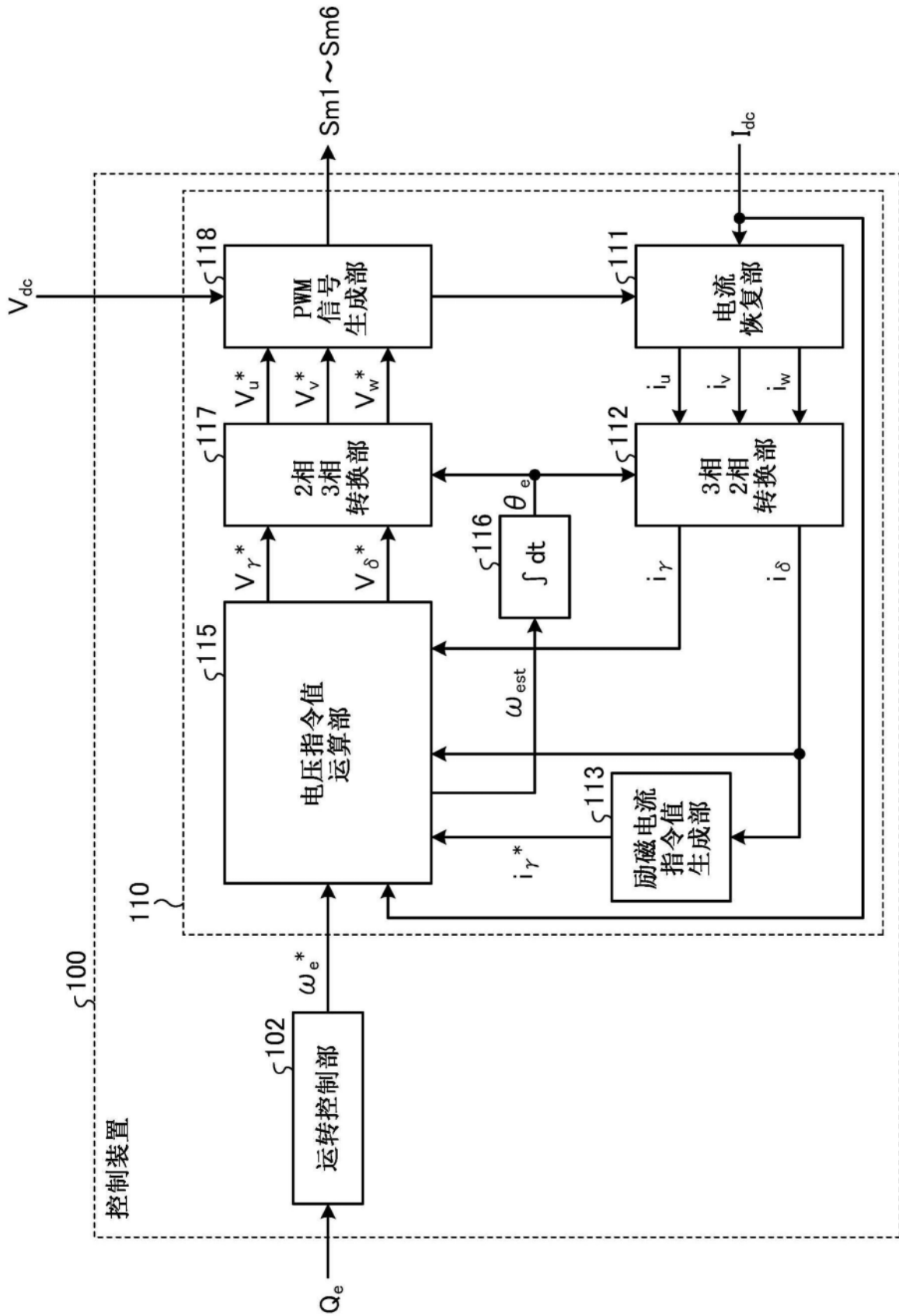


图7

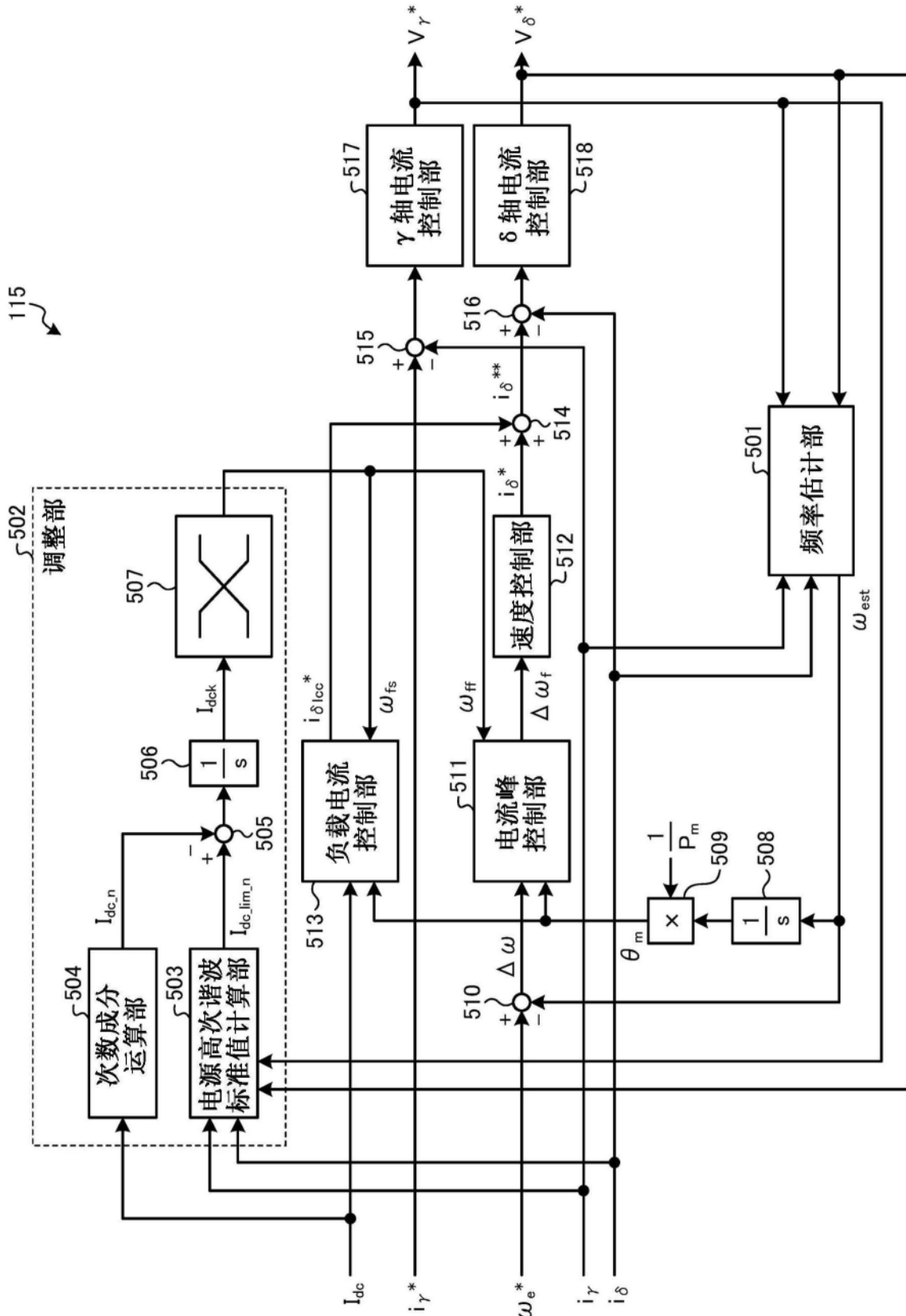


图8

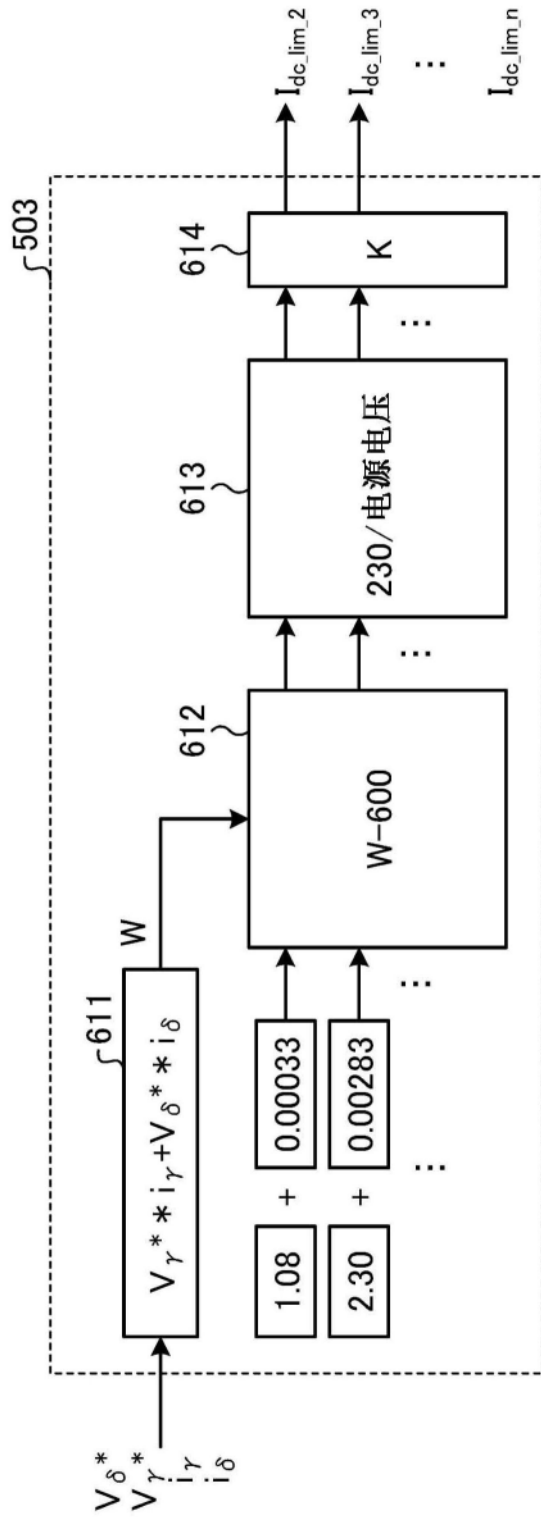


图9

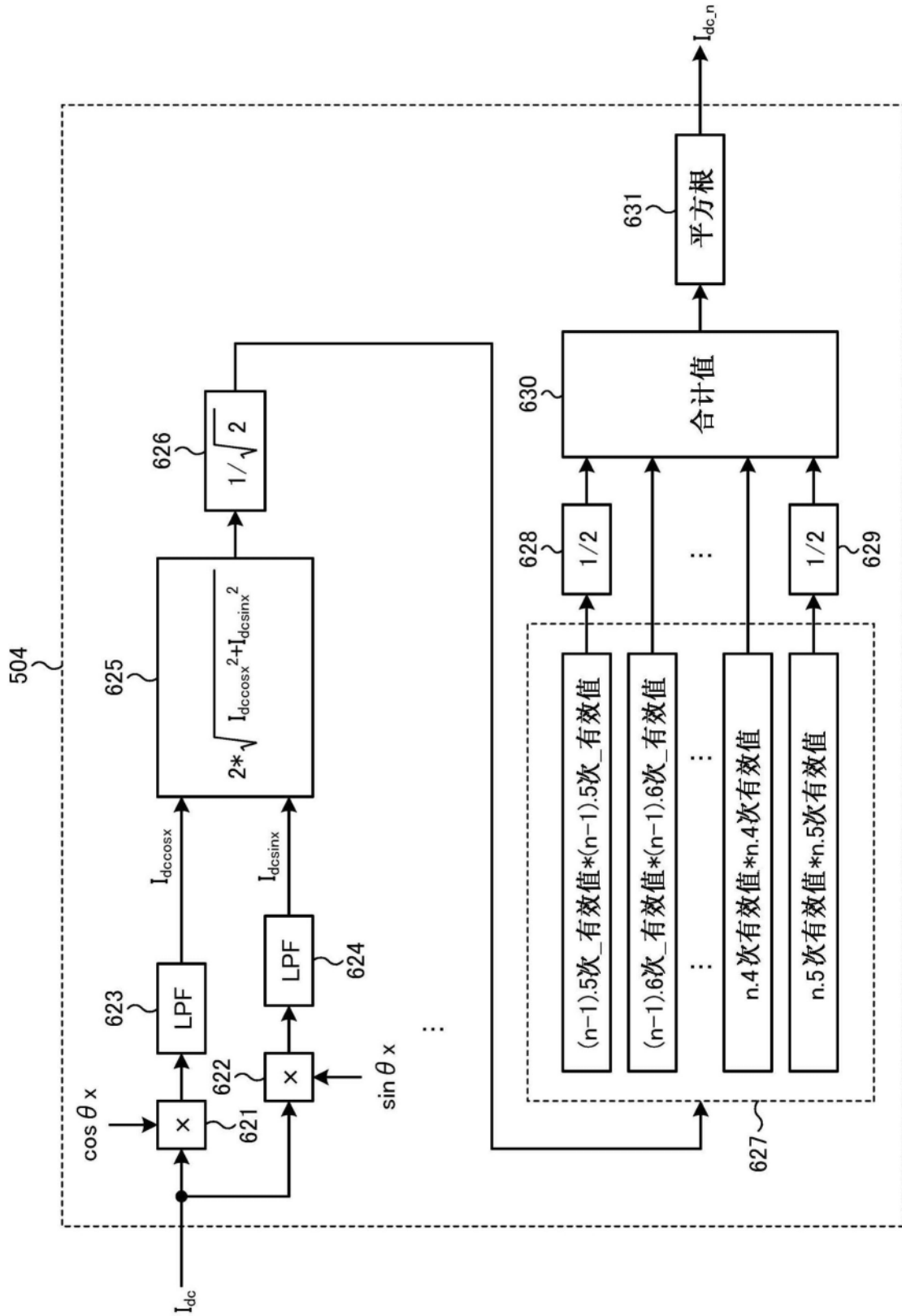


图10

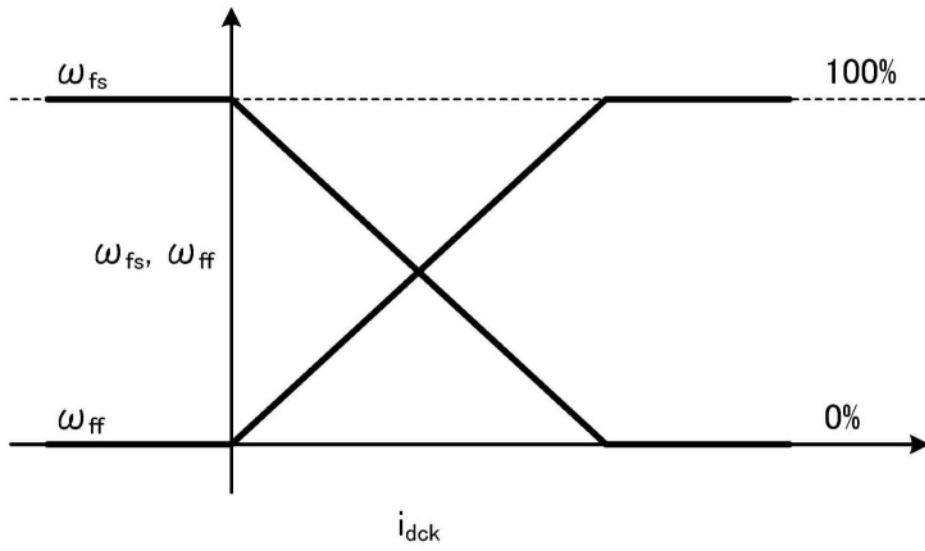


图11

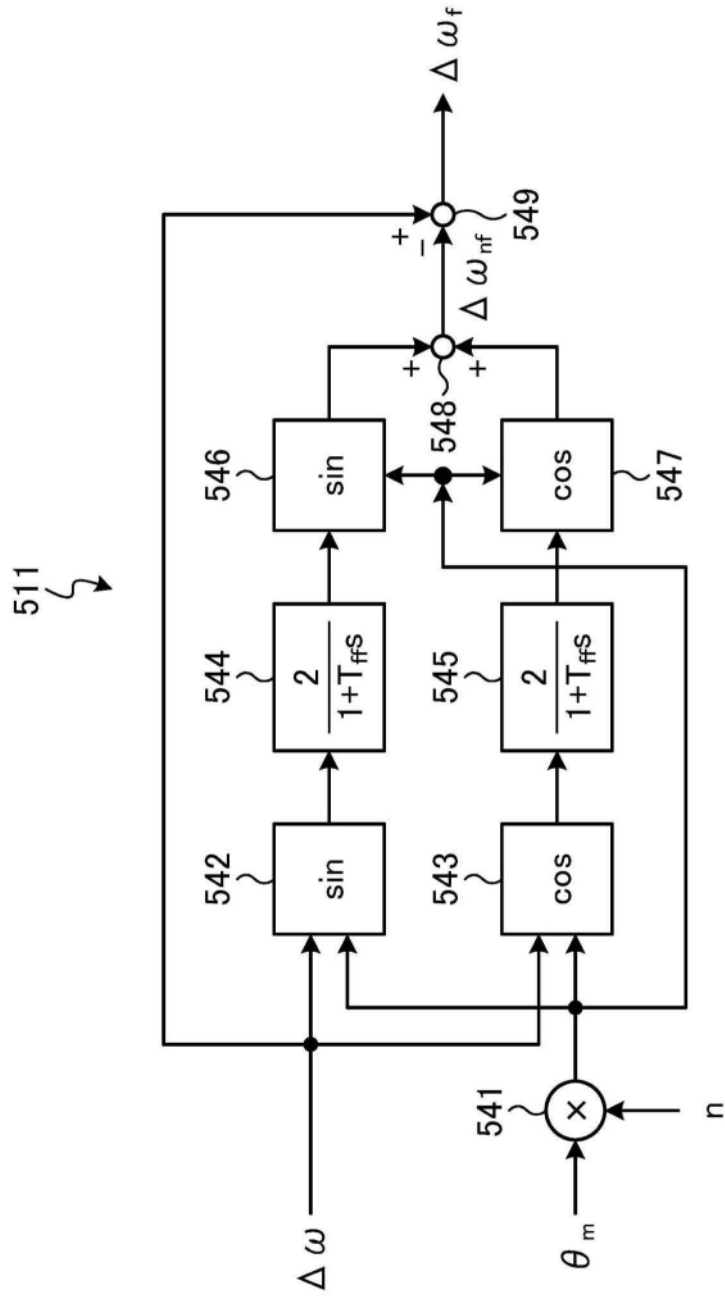


图12

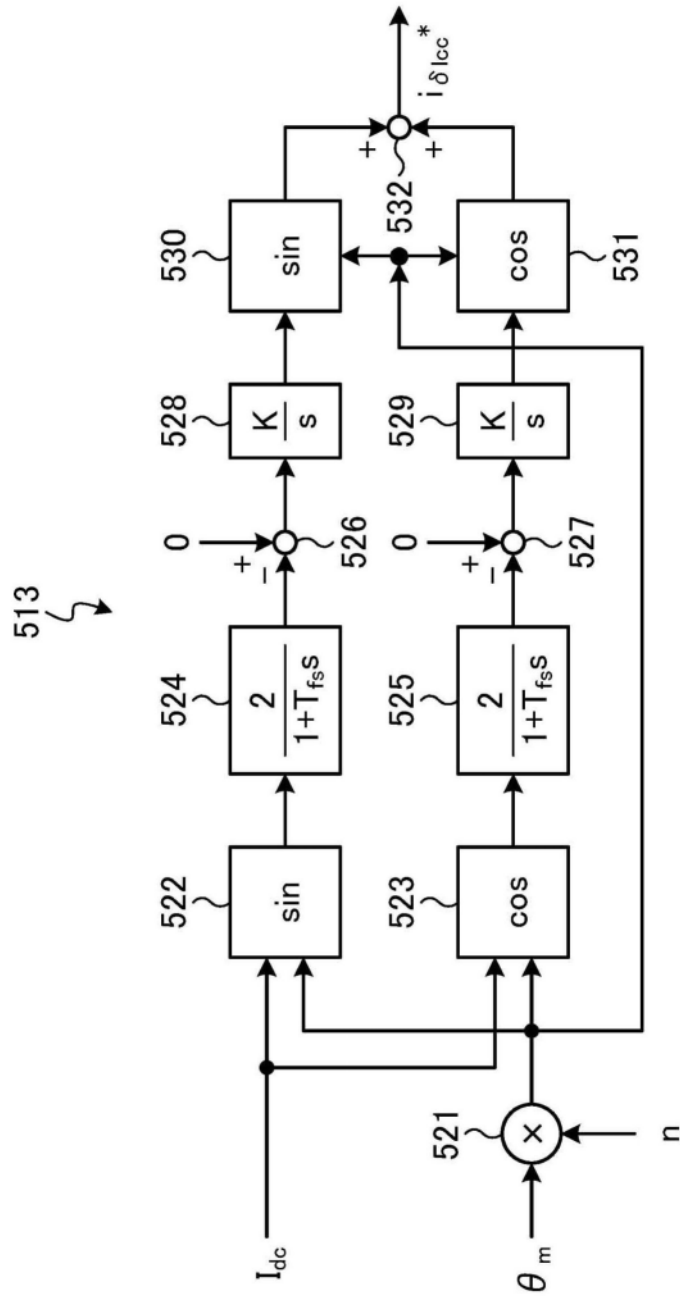


图13

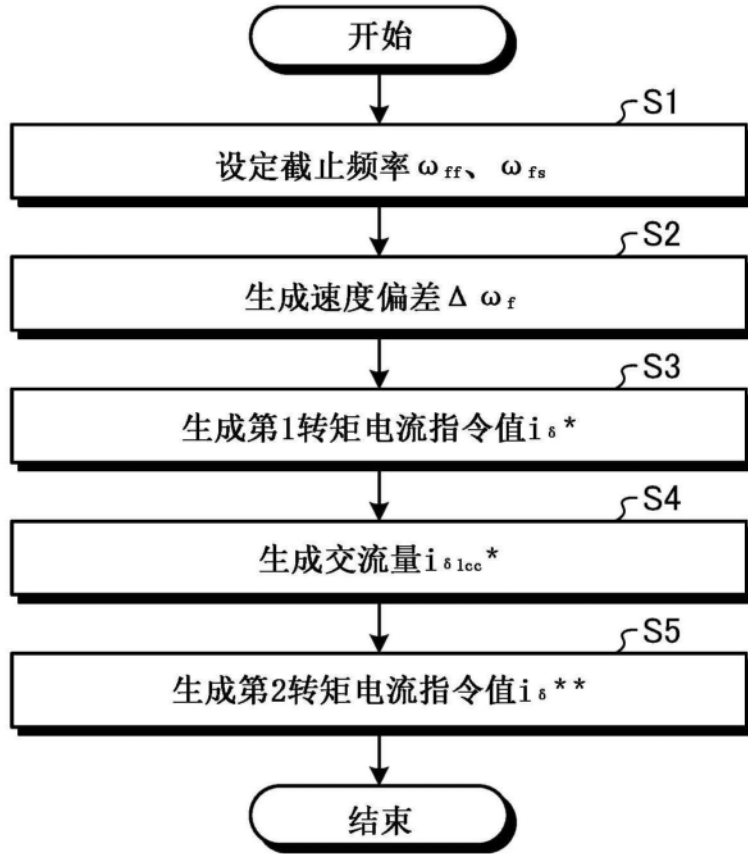


图14

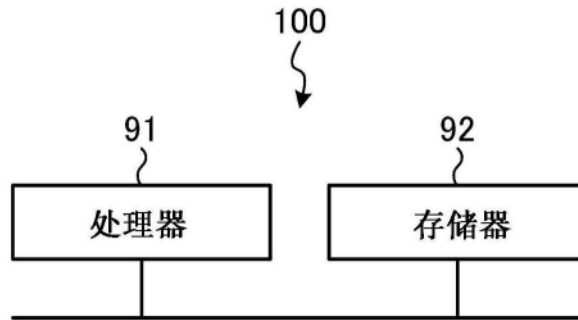


图15

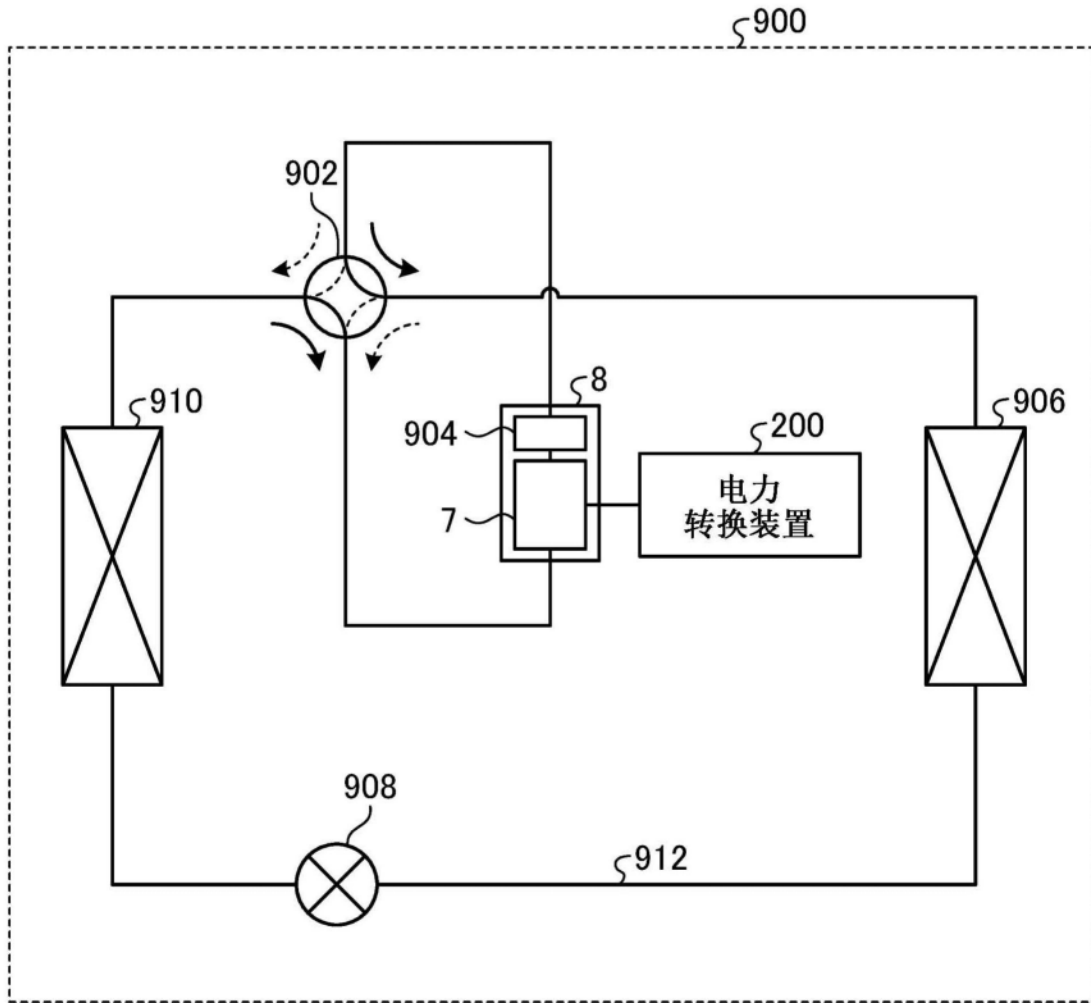


图16