



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 118556364 A

(43) 申请公布日 2024. 08. 27

(21) 申请号 202180104722.X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2021.12.10

H02M 7/48 (2007.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2024.06.04

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2021/045576 2021.12.10

(87) PCT国际申请的公布数据
W02023/105761 JA 2023.06.15

(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

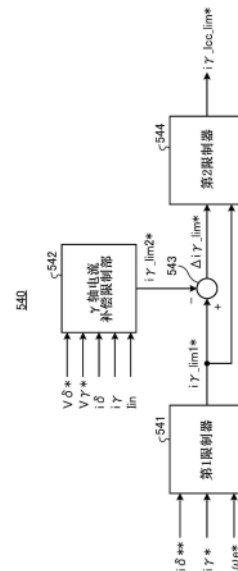
权利要求书1页 说明书20页 附图25页

(54) 发明名称

电力转换装置、电动机驱动装置以及制冷循环应用设备

(57) 摘要

电力转换装置(2)具备:换流器(10),其对从交流电源(1)施加的电源电压进行整流;电容器(20),其与换流器(10)的输出端连接;逆变器(30),其与电容器(20)的两端连接;以及控制装置(100),其进行控制逆变器(30)的动作来抑制压缩机(8)的振动的振动抑制控制。控制装置(100)具备: γ 轴电流补偿部(504),其降低从电容器(20)向逆变器(30)输出的电容器输出电流的脉动;以及 γ 轴电流补偿限制部(542),其限制由 γ 轴电流补偿部(504)生成的励磁电流补偿值,使得在交流电源(1)与换流器(10)之间流动的电源电流所包含的高次谐波成分减少。



1. 一种电力转换装置,其向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备:
换流器,其对从交流电源施加的电源电压进行整流;
电容器,其与所述换流器的输出端连接;
逆变器,其与所述电容器的两端连接;以及
控制装置,其进行控制所述逆变器的动作来抑制所述负载的振动的振动抑制控制,所述控制装置具备:
励磁电流补偿部,其降低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;
以及
励磁电流补偿限制部,其限制由所述励磁电流补偿部生成的励磁电流补偿值,使得在所述交流电源与所述换流器之间流动的电源电流所包含的高次谐波成分减少。
2. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,
所述励磁电流补偿部在从所述逆变器向所述电动机供给的功率即电动机功率小于设定功率值的第1期间内,使所述电动机产生损耗。
3. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其中,
所述励磁电流补偿部在用于抑制所述负载的振动的转矩电流补偿值成为负值的第1期间内,使所述电动机产生损耗。
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,
所述励磁电流补偿限制部基于所述电源电流的高次谐波成分,生成用于限制所述励磁电流补偿值的限制值。
5. 根据权利要求4所述的电力转换装置,其中,
所述限制值是基于电源高次谐波标准值、以及根据所述电源电流运算的所述高次谐波成分的次数成分而运算的,其中,该电源高次谐波标准值是用于判定特定的频率成分是否满足电源高次谐波标准的阈值。
6. 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,
所述励磁电流补偿限制部基于从所述电容器向所述逆变器输出的电容器输出电流的机械角频率成分,生成用于限制所述励磁电流补偿值的限制值。
7. 根据权利要求6所述的电力转换装置,其中,
所述限制值是基于电源高次谐波标准值、以及根据所述电容器输出电流提取的所述机械角频率成分而运算的,其中,该电源高次谐波标准值是用于判定特定的频率成分是否满足电源高次谐波标准的阈值。
8. 根据权利要求1至7中的任意一项所述的电力转换装置,其中,
所述控制装置具备基于转矩电流或励磁电流而生成励磁电流指令值的指令值生成部,所述励磁电流补偿值被叠加于所述励磁电流指令值。
9. 一种电动机驱动装置,其中,
所述电动机驱动装置具备权利要求1至8中的任意一项所述的电力转换装置。
10. 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8中的任意一项所述的电力转换装置。

电力转换装置、电动机驱动装置以及制冷循环应用设备

技术领域

[0001] 本公开涉及向驱动负载的电动机供给交流电力的电力转换装置、电动机驱动装置以及制冷循环应用设备。

背景技术

[0002] 电力转换装置具备对从交流电源施加的电源电压进行整流的换流器、与换流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成交流电压并施加给电动机的逆变器。

[0003] 在下述专利文献1中公开了以下的技术：根据驱动压缩机的电动机的状态，适当地补偿负载转矩的脉动成分即转矩脉动，由此抑制振动的增加。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1：日本特开2016-082637号公报

发明内容

[0007] 发明要解决的问题

[0008] 在作为制冷循环应用设备的应用产品之一的空调机中，为了抑制由电源电流所包含的高次谐波成分引起的故障，规定了与电源电流的高次谐波相关的限制。例如，在日本国内，通过日本工业标准(JIS)对电源电流的高次谐波规定了作为限制值的标准值。

[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，当使用专利文献1的技术以与电源频率不同步的频率产生电动机的转矩脉动的补偿成分时，存在如下问题：电源电流在其极性的正与负之间成为不平衡状态，电源电流的高次谐波成分增加。

[0010] 本公开是鉴于上述情况而完成的，其目的在于，得到一种能够对电动机的转矩脉动进行补偿并抑制电源电流的高次谐波成分的增加的电力转换装置。

[0011] 用于解决问题的手段

[0012] 为了解决上述问题并实现目的，本公开的电力转换装置是向驱动负载的电动机供给交流电力的电力转换装置。电力转换装置具备对从交流电源施加的电源电压进行整流的换流器、与换流器的输出端连接的电容器、以及与电容器的两端连接的逆变器。此外，电力转换装置具备进行控制逆变器的动作来抑制负载的振动的振动抑制控制的控制装置。控制装置具备：励磁电流补偿部，其降低从电容器向逆变器输出的电容器输出电流的脉动；以及励磁电流补偿限制部，其限制由励磁电流补偿部生成的励磁电流补偿值，使得在交流电源与换流器之间流动的电源电流所包含的高次谐波成分减少。

[0013] 发明的效果

[0014] 根据本公开的电力转换装置，起到能够补偿电动机的转矩脉动并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的电力转换装置具备的逆变器的结构例的图。
- [0017] 图3是示出实施方式1的电动机驱动装置中的无振动抑制控制时的动作的状态的图。
- [0018] 图4是示出实施方式1的电动机驱动装置中的有振动抑制控制时的动作的状态的图。
- [0019] 图5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6是用于说明本申请的课题的第1图。
- [0021] 图7是用于说明本申请的课题的第2图。
- [0022] 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。
- [0023] 图9是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的速度控制部的结构例的框图。
- [0024] 图10是示出实施方式1的电压指令值运算部具备的振动抑制控制部的结构例的框图。
- [0025] 图11是示出实施方式1的生成作为向 γ 轴电流补偿部输入的输入信号的 γ 轴电流限制值的 γ 轴电流限制值生成部的结构例的框图。
- [0026] 图12是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部的第1结构例的框图。
- [0027] 图13是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部具备的限制值运算部的动作的流程图。
- [0028] 图14是用于说明实施方式1的 γ 轴电流限制值生成部具备的第2限制器的动作的流程图。
- [0029] 图15是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部的第2结构例的框图。
- [0030] 图16是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿部的动作的波形图。
- [0031] 图17是用于说明实施方式1的电压指令值运算部具备的 γ 轴电流补偿部的动作的流程图。
- [0032] 图18是示出实施方式1的变形例的电压指令值运算部的结构例的框图。
- [0033] 图19是用于说明图18所示的 γ 轴电流补偿部的动作的流程图。
- [0034] 图20是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部具备的电源高次谐波标准值运算部的结构例的框图。
- [0035] 图21是用于说明实施方式1的电源高次谐波标准值运算部具备的电流高次谐波限度值运算部的运算处理的图。
- [0036] 图22是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部具备的次数成分运算部的结构例的框图。
- [0037] 图23是示出实施方式1的变形例的 γ 轴电流补偿限制部的结构例的框图。
- [0038] 图24是示出实施方式1的变形例的 γ 轴电流补偿限制部具备的机械角频率成分提取部的结构例的框图。
- [0039] 图25是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿控制所产生的效果的图。
- [0040] 图26是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿限制控制的作用的图。
- [0041] 图27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。

[0042] 图28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

[0043] 以下,参照附图对本公开的实施方式的电力转换装置、电动机驱动装置以及制冷循环应用设备详细进行说明。另外,在以下的说明中,“连接”这样的用语包括结构要素彼此直接连接的情况和结构要素彼此经由其他的结构要素间接连接的情况双方。

[0044] 实施方式1.

[0045] 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具备的逆变器30的结构例的图。电力转换装置2与交流电源1及压缩机8连接。压缩机8是具有在被驱动时负载转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3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成具有所希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具备电抗器4、换流器10、电容器20、逆变器30、电压检测部82、电流检测部83、84以及控制装置100。由电力转换装置2和压缩机8具备的电动机7构成电动机驱动装置50。

[0046] 换流器10具备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。换流器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。在换流器10中,输入侧的一端经由电抗器4而与交流电源1连接,输入侧的另一端与交流电源1连接。此外,在换流器10中,输出侧与电容器20连接。另外,电抗器4也可以是连接在换流器10与电容器20之间即换流器10的输出侧的结构。

[0047] 换流器10也可以在具有整流功能的同时具有对整流电压进行升压的升压功能。具有升压功能的换流器能够构成为,在二极管的基础上或者代替二极管,具备1个以上的晶体管元件或者将晶体管元件与二极管反向并联连接而得的1个以上的开关元件。另外,具有升压功能的换流器中的晶体管元件或开关元件的配置及连接是公知的,这里省略说明。

[0048] 电容器20经由直流母线22a、22b而与换流器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对从换流器10施加的整流电压进行平滑。作为电容器20,例示出电解电容器、薄膜电容器等。

[0049] 逆变器30经由直流母线22a、22b而与换流器10的输出端连接,并且与电容器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成针对压缩机8的交流电压,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。

[0050] 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具备开关元件311~316。在开关元件311~316分别反向并联连接有回流用的整流元件321~326。

[0051] 在逆变器主电路310中,作为开关元件311~316,假定了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是MOSFET的情况下,MOSFET在构造上具有寄生二极管,因此,即便不将回流用的整流元件321~326反向并联连接也能够得到同样的效果。

[0052] 此外,关于形成开关元件311~316的材料,不仅是硅(Si),也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。

[0053] 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~Sm6,生成驱动信号Sr1~Sr6。驱动电路350通过驱动信号Sr1~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施加给电动机7。

[0054] 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~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~Sr6是以分别对应的开关元件的负侧的端子即发射极端子的电位为基准电位的信号。

[0055] 电压检测部82通过检测电容器20的两端电压来检测母线电压Vdc。母线电压Vdc是直流母线22a、22b间的电压。电压检测部82例如具备利用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出的母线电压Vdc转换成适合于控制装置100中的处理的电压,例如5V以下的电压,并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成数字信号,用于控制装置100中的内部处理。

[0056] 电流检测部83检测在交流电源1与换流器10之间流动的电流即电源电流Iin。电流检测部83将检测出的电源电流Iin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83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成数字信号,用于控制装置100中的内部处理。

[0057] 电流检测部84具备插入到直流母线22b的分流电阻。电流检测部84使用分流电阻来检测电容器输出电流idc。电容器输出电流idc是向逆变器30输入的输入电流,即,从电容器20向逆变器30输出的电流。电流检测部84将检测出的电容器输出电流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成数字信号,用于控制装置100中的内部处理。

[0058] 控制装置100生成上述的PWM信号Sm1~Sm6来控制逆变器30的动作。具体而言,控制装置100基于PWM信号Sm1~Sm6,使逆变器30的输出电压的角频率 ω_e 和电压值变化。

[0059] 逆变器30的输出电压的角频率 ω_e 决定电动机7的电角度下的旋转角速度。在本说明书中,该旋转角速度也由相同的符号 ω_e 表示。电动机7的机械角度下的旋转角速度 ω_m 与用电动机7的电角度下的旋转角速度 ω_e 除以极对数P而得的值相等。因此,在电动机7的机械角度下的旋转角速度 ω_m 与逆变器30的输出电压的角频率 ω_e 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”。

[0060] [数式1]

$$[0061] \quad \omega_m = \omega_e / P \cdots (1)$$

[0062] 在电动机驱动装置50的应用例例如是空调机的情况下,为了降低压缩机8的振动,

以电动机7的旋转速度变动变小的方式进行控制。当电动机7的旋转速度变动变小时,压缩机8的振动变小。因此,减小旋转速度变动的控制通常被称为“振动抑制控制”。此时,控制装置100进行对逆变器30的动作进行控制来抑制压缩机8的振动的振动抑制控制。

[0063] 接着,使用图3和图4对电动机驱动装置50中的振动抑制控制及其必要性进行说明。图3是示出实施方式1的电动机驱动装置50中的无振动抑制控制时的动作的状态的图。图4是示出实施方式1的电动机驱动装置50中的有振动抑制控制时的动作的状态的图。

[0064] 在图3和图4中,示出压缩机8为单旋转式压缩机的情况下的电动机7的机械角旋转一圈时的压缩机8的负载转矩、电动机7的输出转矩、电动机7的旋转速度、以及控制装置100中的转矩电流补偿值的关系。图3示出控制装置100将电动机7的输出转矩控制为恒定的状态。另一方面,图4示出控制装置100以使电动机7的输出转矩与压缩机8的负载转矩一致的方式对转矩电流补偿值进行控制从而将旋转速度控制为恒定的状态。

[0065] 根据图3可知,在控制装置100将电动机7的输出转矩控制为恒定时,旋转速度由于电动机7的输出转矩与压缩机8的负载转矩之差而变动。当旋转速度变动时,在压缩机8中产生振动、噪声等。当旋转速度的变动极大时,电动机7可能失步并停止。

[0066] 因此,在实施方式1的控制装置100中具备以使电动机7的输出转矩与压缩机8的负载转矩一致的方式进行控制的振动抑制控制的功能。之后叙述振动抑制控制的详细情况。

[0067] 接着,参照图5对控制装置100的结构进行说明。另外,在本说明书中,作为构筑于控制装置100中的控制部的坐标系,以在无位置传感器控制中通常使用的 γ - δ 轴坐标系进行说明,但不限于此。例如,在电动机7为永磁马达的情况下,也可以使用将磁极的N极作为d轴并将垂直于d轴的轴作为q轴的dq轴坐标系。此时,在控制装置100的处理中,如果以在 γ 轴与d轴之间不存在轴误差的方式设定 γ 轴,则能够将 γ 轴和 δ 轴分别作为d轴和q轴来处理。此外,即便在 γ 轴与d轴之间存在轴误差的情况下,如果考虑轴误差部分的差异来处理控制量,则也能够将 γ 轴和 δ 轴分别视为d轴和q轴。

[0068] 图5是示出实施方式1的电力转换装置2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。

[0069] 运转控制部102从外部接收指令信息 Q_e ,基于该指令信息 Q_e 来生成频率指令值 ω_{e*} 。频率指令值 ω_{e*} 如以下的(2)式所示那样,能够通过作为电动机7的旋转速度的指令值的旋转速度指令值 ω_{m*} 乘以极对数P来求出。

[0070] [数式2]

$$[0071] \quad \omega_{e*} = \omega_{m*} \cdot P \cdots (2)$$

[0072] 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,基于指令信息 Q_e 来控制空调机的各部的动作。指令信息 Q_e 例如是表示由未图示的温度传感器检测出的温度、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也可以是从外部取得频率指令值 ω_{e*} 的结构。

[0073] 逆变器控制部110具备电流恢复部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以及PWM信号生成部118。

[0074] 电流恢复部111基于由电流检测部84检测出的电容器输出电流 i_{dc} ,恢复流过电动

机7的相电流 i_u 、 i_v 、 i_w 。电流恢复部111在基于由PWM信号生成部118生成的PWM信号 $S_{m1} \sim S_{m6}$ 而决定的定时,对由电流检测部84检测出的电容器输出电流 i_{dc} 的检测值进行采样,由此能够恢复相电流 i_u 、 i_v 、 i_w 。另外,也可以在输出线331 ~ 333设置电流检测器,对相电流 i_u 、 i_v 、 i_w 直接进行检测并输入到3相2相转换部112。在该结构的情况下,不需要电流恢复部111。

[0075] 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 θ_e ,将由电流恢复部111恢复后的相电流 i_u 、 i_v 、 i_w 转换成作为励磁电流的 γ 轴电流 i_γ 和作为转矩电流的 δ 轴电流 i_δ ,即 γ - δ 轴的电流值。

[0076] γ 轴电流指令值生成部113基于 δ 轴电流 i_δ ,生成作为励磁电流指令值的 γ 轴电流指令值 i_γ^* 。更详细地进行说明, γ 轴电流指令值生成部113基于 δ 轴电流 i_δ ,求出电动机7的输出转矩成为设定值以上或最大值的电流相位角,基于求出的电流相位角,运算 γ 轴电流指令值 i_γ^* 。另外,也可以代替电动机7的输出转矩而使用流过电动机7的电动机电流。在该情况下,基于流过电动机7的电动机电流成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 i_γ^* 。此外,在本说明书中,有时将 γ 轴电流指令值生成部简称为“指令值生成部”。

[0077] 此外,在图5中,示出了基于 δ 轴电流 i_δ 求出 γ 轴电流指令值 i_γ^* 的结构,但不限于该结构。也可以代替 δ 轴电流 i_δ ,基于 γ 轴电流 i_γ 来求出 γ 轴电流指令值 i_γ^* 。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 i_γ^* 。

[0078] 电压指令值运算部115基于从运转控制部102取得的频率指令值 ω_e^* 、从电流检测部83取得的电源电流 I_{in} 、从3相2相转换部112取得的 γ 轴电流 i_γ 和 δ 轴电流 i_δ 、以及从 γ 轴电流指令值生成部113取得的 γ 轴电流指令值 i_γ^* ,生成 γ 轴电压指令值 V_γ^* 和 δ 轴电压指令值 V_δ^* 。进而,电压指令值运算部115基于 γ 轴电压指令值 V_γ^* 、 δ 轴电压指令值 V_δ^* 、 γ 轴电流 i_γ 以及 δ 轴电流 i_δ ,来估计频率估计值 ω_{est} 。

[0079] 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 ω_{est} 进行积分,来运算电相位 θ_e 。

[0080] 2相3相转换部117使用从电相位运算部116取得的电相位 θ_e ,将从电压指令值运算部115取得的 γ 轴电压指令值 V_γ^* 和 δ 轴电压指令值 V_δ^* 即2相坐标系的电压指令值转换成3相坐标系的输出电压指令值即3相电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 。

[0081] 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^* 与由电压检测部82检测出的母线电压 V_{dc} 进行比较,生成PWM信号 $S_{m1} \sim S_{m6}$ 。另外,PWM信号生成部118也能够通过不输出PWM信号 $S_{m1} \sim S_{m6}$ 来使电动机7停止。

[0082] 接着,对产生本申请的课题的原因进行说明。图6和图7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“发明要解决的问题”的部分中简单进行了说明,但这里进一步加以详细说明。

[0083] 首先,在负载例如是单旋转式压缩机、涡旋式压缩机、双旋转式压缩机这样的具有转矩脉动的负载的情况下,进行上述的振动抑制控制。在通常的振动抑制控制中,以电动机7的输出转矩追随于压缩机8的转矩脉动的方式产生转矩电流补偿值来控制逆变器30。但是,当单纯地进行该控制时,如在“发明要解决的问题”的部分中也说明的那样,产生电源电流 I_{in} 在其极性的正与负之间成为不平衡状态、电源电流 I_{in} 的高次谐波成分增加这样的问

题。

[0084] 在图6和图7中,从上层部依次示出电源电压 V_{in} 、电源电流 I_{in} 及电容器输出电流 i_{dc} 的波形。图6和图7的横轴表示时间。

[0085] 在图6的中层部,示出电源电流 I_{in} 中的正侧的波形的峰值与负侧的波形的峰值不同的情形,即,在电源电流 I_{in} 的极性的正负之间峰值成为不平衡的状态。当产生这样的不平衡时,如下层部所示,在电容器输出电流 i_{dc} 中产生脉动。由此,在电源电流 I_{in} 中包含很多的高次谐波成分。

[0086] 另外,本申请发明人发现:负载转矩越大、负载的惯性越小,则电容器输出电流 i_{dc} 的脉动越大,在振动抑制控制时,在负载转矩较大时电容器输出电流 i_{dc} 的脉动表现得显著。此外,本申请发明人发现:相比于双旋转式压缩机和涡旋式压缩机,电容器输出电流 i_{dc} 的脉动在单旋转式压缩机中较大。

[0087] 此外,在图7的下层部,示出电容器输出电流 i_{dc} 恒定的理想状态。在这样的理想状态下,如图7的中层部所示,电源电流 I_{in} 中的正侧的波形的峰值与负侧的波形的峰值相等,不产生电源电流 I_{in} 中的正负间的不平衡。因此,电源电流 I_{in} 中可能包含的高次谐波成分与图6的情况相比非常小。

[0088] 如上所述,电源电流 I_{in} 中可能包含的高次谐波成分与电容器输出电流 i_{dc} 的脉动相关。于是,实施方式1的控制装置100具备的电压指令值运算部115在振动抑制控制的实施时进行减少电源电流 I_{in} 中可能包含的高次谐波成分的控制。

[0089] 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。如图8所示,电压指令值运算部115具备频率估计部501、减法部502、509、510、速度控制部503、 γ 轴电流补偿部504、振动抑制控制部505、加法部506、507、 γ 轴电流控制部511、以及 δ 轴电流控制部512。此外,图9是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的速度控制部503的结构例的框图。另外,在图9中也图示出位于速度控制部503的前级的减法部502。

[0090] 频率估计部501基于 γ 轴电流 i_{γ} 、 δ 轴电流 i_{δ} 、 γ 轴电压指令值 V_{γ}^* 、以及 δ 轴电压指令值 V_{δ}^* ,来估计施加到电动机7的电压的频率,将估计出的频率作为频率估计值 ω_{est} 而输出。

[0091] 减法部502计算由频率估计部501估计出的频率估计值 ω_{est} 与频率指令值 ω_{e*} 的差分($\omega_{e*} - \omega_{est}$)。

[0092] 速度控制部503生成作为旋转坐标系中的转矩电流指令值的 δ 轴电流指令值 i_{δ}^* 。更详细地进行说明,速度控制部503针对由减法部502计算出的差分($\omega_{e*} - \omega_{est}$),进行比例积分运算即PI(Proportional Integral:比例积分)控制,运算使差分($\omega_{e*} - \omega_{est}$)接近零的 δ 轴电流指令值 i_{δ}^* 。

[0093] 在图9中示出速度控制部503的结构例。如图9所示,速度控制部503是基于频率偏差而生成电流指令值的控制部。速度控制部503具备比例控制部611、积分控制部612以及加法部613。

[0094] 在速度控制部503中,比例控制部611针对从减法部502取得的频率指令值 ω_{e*} 与频率估计值 ω_{est} 的差分($\omega_{e*} - \omega_{est}$)进行比例控制,输出比例项 $i_{\delta_p}^*$ 。积分控制部612针对从减法部502取得的频率指令值 ω_{e*} 与频率估计值 ω_{est} 的差分($\omega_{e*} - \omega_{est}$)进行积分控制,输出积分项 $i_{\delta_i}^*$ 。加法部613将从比例控制部611取得的比例项 $i_{\delta_p}^*$ 与从积分控制

部612取得的积分项 i_{δ_i} *相加,生成 δ 轴电流指令值 i_{δ} *。

[0095] 如以上那样,速度控制部503生成并输出使频率估计值 ω_{est} 与频率指令值 ω_e *一致的 δ 轴电流指令值 i_{δ} *。

[0096] 返回到图8,振动抑制控制部505基于从频率估计部501取得的频率估计值 ω_{est} ,生成作为振动抑制控制中的 δ 轴电流指令值 i_{δ} *的补偿值的 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq} *。具体而言,振动抑制控制部505以电动机7的输出转矩追随于压缩机8的负载转矩的周期性的变动的方式生成 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq} *。

[0097] δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq} *是用于抑制频率估计值 ω_{est} 的脉动成分尤其是频率为 ω_{mn} 的脉动成分的控制量的成分。这里,“频率估计值 ω_{est} 的脉动成分尤其是频率为 ω_{mn} 的脉动成分”是指作为表示频率估计值 ω_{est} 的值的直流量的脉动成分,尤其是脉动频率为 ω_{mn} 的脉动成分。另外,m是与直流量相关的参数,n是表示由电动机7驱动的负载即压缩机8的参数。例如,在压缩机8为单旋转式压缩机的情况下n为1,在压缩机8为双旋转式压缩机的情况下n为2。该n也可以为3以上。另外,在本说明书中,有时将 δ 轴电流补偿值称为“转矩电流补偿值”。

[0098] γ 轴电流补偿部504基于频率指令值 ω_e *、由速度控制部503输出的 δ 轴电流指令值 i_{δ} *、以及 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ *,生成 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *。 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *是用于降低电容器输出电流 i_{dc} 的脉动的控制量的成分。此外, γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ *是用于限制 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *的控制量的成分。之后叙述 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *和 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ *的详细情况。另外,在本说明书中,有时将 γ 轴电流补偿值称为“励磁电流补偿值”。此外,在本说明书中,有时将 γ 轴电流补偿部称为“励磁电流补偿部”,将由 γ 轴电流补偿部504进行的控制称为“ γ 轴电流补偿控制”或“励磁电流补偿控制”。此外,在本说明书中,有时将使用 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ *来限制 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *的控制称为“ γ 轴电流补偿限制控制”或“励磁电流补偿限制控制”。

[0099] 加法部506将 γ 轴电流指令值 i_{γ} *与从 γ 轴电流补偿部504取得的 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *相加,即,对 γ 轴电流指令值 i_{γ} *叠加 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *而生成 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma**}$ 。所生成的 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma**}$ 被输入到减法部509。

[0100] 加法部507将 δ 轴电流指令值 i_{δ} *与从振动抑制控制部505取得的 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq} *相加,即,对 δ 轴电流指令值 i_{δ} *叠加 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq} *而生成 δ 轴电流指令值 $i_{\delta**}$ 。所生成的 δ 轴电流指令值 $i_{\delta**}$ 被输入到减法部510。

[0101] 减法部509计算 γ 轴电流 i_{γ} 与 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma**}$ 的差分($i_{\gamma**}-i_{\gamma}$)。减法部510计算 δ 轴电流 i_{δ} 与 δ 轴电流指令值 $i_{\delta**}$ 的差分($i_{\delta**}-i_{\delta}$)。

[0102] γ 轴电流控制部511对由减法部509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 γ 轴电压指令值 V_{γ} *。 γ 轴电流控制部511通过生成这样的 γ 轴电压指令值 V_{γ} *,进行使 γ 轴电流 i_{γ} 与 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma**}$ 一致的控制。

[0103] δ 轴电流控制部512对由减法部510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 δ 轴电压指令值 V_{δ} *。 δ 轴电流控制部512通过生成这样的 δ 轴电压指令值 V_{δ} *,进行使 δ 轴电流 i_{δ} 与 δ 轴电流指令值 $i_{\delta**}$ 一致的控制。

[0104] 在上述的控制中,在从减法部509输出并向 γ 轴电流控制部511输入的 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma**}$ 中包含从 γ 轴电流补偿部504取得的 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *。因此, γ 轴电流

控制部511基于根据 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} *而生成的 γ 轴电压指令值 V_{γ} *来控制逆变器30,由此,能够抑制电容器输出电流 i_{dc} 的脉动。

[0105] 接着,对振动抑制控制部505的结构进行说明。图10是示出实施方式1的电压指令值运算部115具备的振动抑制控制部505的结构例的框图。振动抑制控制部505具备运算部550、余弦运算部551、正弦运算部552、乘法部553、554、低通滤波器555、556、减法部557、558、频率控制部559、560、乘法部561、562以及加法部563。

[0106] 运算部550通过对频率估计值 ω_{est} 进行积分并除以极对数P来计算表示电动机7的旋转位置的机械角相位 θ_{mn} 。余弦运算部551基于机械角相位 θ_{mn} 来计算余弦值 $\cos\theta_{mn}$ 。正弦运算部552基于机械角相位 θ_{mn} 来计算正弦值 $\sin\theta_{mn}$ 。

[0107] 乘法部553对频率估计值 ω_{est} 乘以余弦值 $\cos\theta_{mn}$,来计算频率估计值 ω_{est} 的余弦成分 $\omega_{est} \cdot \cos\theta_{mn}$ 。乘法部554对频率估计值 ω_{est} 乘以正弦值 $\sin\theta_{mn}$,来计算频率估计值 ω_{est} 的正弦成分 $\omega_{est} \cdot \sin\theta_{mn}$ 。在由乘法部553、554计算的余弦成分 $\omega_{est} \cdot \cos\theta_{mn}$ 和正弦成分 $\omega_{est} \cdot \sin\theta_{mn}$ 中,除了频率为 ω_{mn} 的脉动成分之外,还包括频率比 ω_{mn} 高的频率的脉动成分,即高次谐波成分。

[0108] 低通滤波器555、556是传递函数由 $1/(1+s \cdot T_f)$ 表示的一阶滞后滤波器。这里,s是拉普拉斯算子。 T_f 是时间常数,被决定为去除比频率 ω_{mn} 高的频率的脉动成分。另外,“去除”包括使脉动成分的一部分衰减即减少的情况。关于时间常数 T_f ,可以由运转控制部102基于速度指令值设定,并且由运转控制部102通知给低通滤波器555、556,也可以由低通滤波器555、556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,滤波器的种类不受限定。

[0109] 低通滤波器555对余弦成分 $\omega_{est} \cdot \cos\theta_{mn}$ 进行低通滤波,去除比频率 ω_{mn} 高的频率的脉动成分,输出低频成分 ω_{est_c} 。低频成分 ω_{est_c} 是表示频率估计值 ω_{est} 的脉动成分中的频率为 ω_{mn} 的余弦成分的直流量。

[0110] 低通滤波器556对正弦成分 $\omega_{est} \cdot \sin\theta_{mn}$ 进行低通滤波,去除比频率 ω_{mn} 高的频率的脉动成分,输出低频成分 ω_{est_s} 。低频成分 ω_{est_s} 是表示频率估计值 ω_{est} 的脉动成分中的频率为 ω_{mn} 的正弦成分的直流量。

[0111] 减法部557计算从低通滤波器555输出的低频成分 ω_{est_c} 与零的差分($\omega_{est_c}-0$)。减法部558计算从低通滤波器556输出的低频成分 ω_{est_s} 与零的差分($\omega_{est_s}-0$)。

[0112] 频率控制部559对由减法部557计算出的差分($\omega_{est_c}-0$)进行比例积分运算,计算使差分($\omega_{est_c}-0$)接近零的电流指令值的余弦成分 $i_{\delta_trq_c}$ 。频率控制部559通过像这样生成余弦成分 $i_{\delta_trq_c}$,从而进行用于使低频成分 ω_{est_c} 与零一致的控制。

[0113] 频率控制部560对由减法部558计算出的差分($\omega_{est_s}-0$)进行比例积分运算,计算使差分($\omega_{est_s}-0$)接近零的电流指令值的正弦成分 $i_{\delta_trq_s}$ 。频率控制部560通过像这样生成正弦成分 $i_{\delta_trq_s}$,从而进行用于使低频成分 ω_{est_s} 与零一致的控制。

[0114] 乘法部561对从频率控制部559输出的余弦成分 $i_{\delta_trq_c}$ 乘以余弦值 $\cos\theta_{mn}$ 而生成 $i_{\delta_trq_c} \cdot \cos\theta_{mn}$ 。 $i_{\delta_trq_c} \cdot \cos\theta_{mn}$ 是具有频率 $n \cdot \omega_{est}$ 的交流成分。

[0115] 乘法部562对从频率控制部560输出的正弦成分 $i_{\delta_trq_s}$ 乘以正弦值 $\sin\theta_{mn}$ 而生成 $i_{\delta_trq_s} \cdot \sin\theta_{mn}$ 。 $i_{\delta_trq_s} \cdot \sin\theta_{mn}$ 是具有频率 $n \cdot \omega_{est}$ 的交流成分。

[0116] 加法部563求出从乘法部561输出的 $i_{\delta_trq_c} \cdot \cos\theta_{mn}$ 与从乘法部562输出的 $i_{\delta_trq_s} \cdot \sin\theta_{mn}$ 之和,生成最终的交流成分。

$\text{trq}_s \cdot \sin\theta_{mn}$ 之和。振动抑制控制部505将由加法部563求出的值作为 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 而输出。

[0117] 接着,对上述的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 进行说明。图11是示出生成作为向实施方式1的 γ 轴电流补偿部504输入的输入信号的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 的 γ 轴电流限制值生成部540的结构例的框图。如图11所示, γ 轴电流限制值生成部540具备第1限制器541、 γ 轴电流补偿限制部542、减法部543以及第2限制器544。

[0118] 第1限制器541基于向加法部506输入的 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma*}$ 、由加法部507输出的 δ 轴电流指令值 $i_{\delta**}$ 、以及从运转控制部102取得的频率指令值 ωe^* ,生成第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 。第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 能够通过以下所示的方法和步骤来运算。

[0119] 首先,由 P_m 表示从逆变器30向电动机7供给的有效功率即电动机功率。该电动机功率 P_m 能够由以下的(3)式表示。

[0120] [数式3]

$$\begin{aligned}
 P_m &= V_{\gamma} \cdot i_{\gamma} + V_{\delta} \cdot i_{\delta} = (R_a \cdot i_{\gamma} - \omega e \cdot L_{\delta} \cdot i_{\delta})i_{\gamma} + (R_a \cdot i_{\delta} + \omega e(L_{\gamma} \cdot i_{\gamma} + \varphi_a))i_{\delta} \\
 [0121] \quad &= R_a \cdot i_{\gamma}^2 - \omega e \cdot L_{\delta} \cdot i_{\delta} \cdot i_{\gamma} + R_a \cdot i_{\delta}^2 + \omega e(L_{\gamma} \cdot i_{\gamma} + \varphi_a)i_{\delta} \quad \dots (3) \\
 &= R_a(i_{\gamma}^2 + i_{\delta}^2) + \omega e \cdot i_{\delta}(\varphi_a + (L_{\gamma} - L_{\delta})i_{\gamma})
 \end{aligned}$$

[0122] 上述(3)式所示的记号的含义如下。

[0123] V_{γ} :电动机7中的 γ 轴电压

[0124] V_{δ} :电动机7中的 δ 轴电压

[0125] i_{γ} :流过电动机7的 γ 轴电流

[0126] i_{δ} :流过电动机7的 δ 轴电流

[0127] R_a :电动机7中的相电阻

[0128] ωe :逆变器30的输出电压的频率(电角度)

[0129] L_{γ} :电动机7中的 γ 轴电感

[0130] L_{δ} :电动机7中的 δ 轴电感

[0131] φ_a :电动机7中的感应电压常数

[0132] 此外,当用 P_{dc} 表示从电容器20向逆变器30供给的功率时,可以认为 $P_m \doteq P_{dc}$ 。因此,根据上述(3)式,电容器输出电流 i_{dc} 能够由以下的(4)式表示。

[0133] [数式4]

$$\begin{aligned}
 [0134] \quad i_{dc} &= P_{dc}/V_{dc} \doteq P_m/V_{dc} \quad \dots (4) \\
 &= R_a(i_{\gamma}^2 + i_{\delta}^2)/V_{dc} + \omega e \cdot i_{\delta}(\varphi_a + (L_{\gamma} - L_{\delta})i_{\gamma})/V_{dc}
 \end{aligned}$$

[0135] 上述(4)式的右边第1项是表示电动机7的铜损的项,上述(4)式的右边第2项是表示电动机7的机械输出(以下称为“电动机机械输出”)的项。即,可知电容器输出电流 i_{dc} 受到电动机7的铜损和电动机机械输出的影响。

[0136] 第1限制器541运算2个候选值具体而言为第1候选值 i_{γ_lim1} 和第2候选值 i_{γ_lim2} 作为第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 的候选。这些候选值中的第1候选值 i_{γ_lim1} 例如使用以下的(5)式来运算。

[0137] [数式5]

$$[0138] \quad i_{\gamma_lim1} = \sqrt{3I_e^2 - i_{\delta}^{**2}} - |i_{\gamma}^*| \quad \dots (5)$$

[0139] 在上述(5)式中,“ I_e ”是对根据逆变器30中的过电流切断保护的阈值而决定的相

电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的限制值进行了有效值标记而得到的,通常设定为比过电流切断保护的阈值低10%至20%左右。如上述(5)式所示,能够通过从有效值 I_e 的平方值的3倍的值减去 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$ 的平方值后取其平方根,进而从该平方根减去 γ 轴电流指令值 i_{γ^*} 的绝对值,来求出第1候选值 i_{γ_lim1} 。

[0140] 关于上述(5)式,在电动机7的低速度区域中能够直接使用,但在电动机7的高速度区域中需要进行修正。这是因为,在高速度区域中,由于电压饱和的影响而使流动的 δ 轴电流减少。已知当 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$ 成为过大的状态时,控制有时由于积分器的饱和现象而陷入不稳定。在上述(5)式中,未考虑与速度上升相伴的最大 δ 轴电流的下降。因此,这里,导出考虑了最大 δ 轴电流的下降的数式。

[0141] 首先,在高速区域中,在将 γ 轴电压的限制值设为 V_{om} 的情况下,针对该限制值 V_{om} ,以下的(6)式的关系成立。

[0142] [数式6]

$$(\varphi_a + L_{\gamma} \cdot i_{\gamma})^2 + (L_{\delta} \cdot i_{\delta})^2 = \left(\frac{V_{om}}{\omega_e \cdot L_{\delta}} \right)^2 \quad \dots (6)$$

[0144] 上述(6)式中的限制值 V_{om} 表示 γ 轴平面上的电压限制圆的半径,在 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$ 、 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma^{**}}$ 以及限制值 V_{om} 之间,具有 $(V_{\gamma^{**}})^2 + (V_{\delta^{**}})^2 = V_{om}^2$ 的关系。上述(6)式是向该式代入稳定状态的电压方程式中的对应的要素并忽略电枢电阻引起的电压降而整理所得到的。当针对 γ 轴电流 i_{γ} 求解(6)式时,得到以下的(7)式。

[0145] [数式7]

$$i_{\gamma} = \frac{-\varphi_a \pm \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_e} \right)^2 - (L_{\delta} \cdot i_{\delta})^2}}{L_{\gamma}} \quad \dots (7)$$

[0147] 在第2候选值 i_{γ_lim2} 的运算中使用上述(7)式。因此,使 δ 轴电流 i_{δ} 流动至 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$ 时的第2候选值 i_{γ_lim2} 能够使用将 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$ 代入到上述(7)式而得的以下的(8)式来运算。

[0148] [数式8]

$$i_{\gamma_lim2} = \frac{-\varphi_a \pm \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_e} \right)^2 - (L_{\delta} \cdot i_{\delta^{**}})^2}}{L_{\gamma}} \quad \dots (8)$$

[0150] 根据以上内容,考虑上述(5)式和(8)式双方,如以下的(9)式那样决定第1 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lim1^*}$ 。

[0151] [数式9]

$$i_{\gamma_lim1^*} = \text{MIN}(i_{\gamma_lim1}, i_{\gamma_lim2}) \quad \dots (9)$$

[0153] 在上述(9)式中,“MIN”是选择最小值的函数。

[0154] 如以上那样,第1限制器541进行上述(5)式和(8)式的运算,将这些运算值中的较小的一方作为第1 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lim1^*}$ 输出到减法部543和第2限制器544。

[0155] 接着,对 γ 轴电流补偿限制部542进行说明。 γ 轴电流补偿限制部542是如下的控

制部:生成用于限制由 γ 轴电流补偿部504生成的 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc} 的控制量,使得在交流电源1与换流器10之间流动的电源电流 I_{in} 所包含的高次谐波成分降低。 γ 轴电流补偿限制部542基于 γ 轴电流 i_{γ} 、 δ 轴电流 i_{δ} 、 γ 轴电压指令值 V_{γ} 、 δ 轴电压指令值 V_{δ} 以及电源电流 I_{in} ,生成第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 。另外,在本说明书中,有时将第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 称为“励磁电流限制值”或者简称为“限制值”。

[0156] γ 轴电流补偿限制部542将生成的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 输出到减法部543。另外,之后叙述第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 的详细情况、以及用于生成第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 的 γ 轴电流补偿限制部542的结构。

[0157] 减法部543计算第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1} 与第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 的差分值即 $\Delta i_{\gamma_lim} = i_{\gamma_lim1} - i_{\gamma_lim2}$,输出到第2限制器544。第2限制器544基于差分值 Δi_{γ_lim} 和第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1} ,生成 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ 。如上所述, γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim}$ 成为向 γ 轴电流补偿部504输入的输入信号。

[0158] 接着,对 γ 轴电流补偿限制部542的结构进行说明。图12是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542的第1结构例的框图。 γ 轴电流补偿限制部542具备电源高次谐波标准值运算部701、次数成分运算部702、减法部703、积分部704以及限制值运算部705。

[0159] 电源高次谐波标准值运算部701基于 γ 轴电流 i_{γ} 、 δ 轴电流 i_{δ} 、 γ 轴电压指令值 V_{γ} 以及 δ 轴电压指令值 V_{δ} ,运算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 。电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 是用于判定某个特定的频率成分是否满足电源高次谐波标准的阈值。

[0160] 次数成分运算部702基于从电流检测部83取得的电源电流 I_{in} ,运算电源电流 I_{in} 所包含的特定的次数的高次谐波成分即次数成分 I_{in_n} 。由次数成分运算部702运算的次数成分 I_{in_n} 用于与由电源高次谐波标准值运算部701运算的电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 进行比较,各自的高次谐波成分的次数相同。

[0161] 减法部703计算从电源高次谐波标准值运算部701输出的电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 与从次数成分运算部702输出的次数成分 I_{in_n} 的差分($I_{in_lim_n} - I_{in_n}$)。

[0162] 积分部704是传递函数由 K/s 表示的运算器。 s 是拉普拉斯算子, K 是乘法系数。积分部704对从减法部703输出的差分($I_{in_lim_n} - I_{in_n}$)进行积分运算。另外,这里的积分运算是一例,也可以代替积分运算进行比例积分运算。作为积分部704的输出的积分值 I_{in_k} 被输入到限制值运算部705。

[0163] 图13是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542具备的限制值运算部705的动作的流程图。限制值运算部705从积分部704取得积分值 I_{in_k} (步骤S11)。限制值运算部705将积分值 I_{in_k} 与0进行比较(步骤S12)。在积分值 I_{in_k} 小于0的情况下(步骤S12,是),限制值运算部705将第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 设为积分值 I_{in_k} (步骤S13),输出运算出的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} (步骤S15)。在积分值 I_{in_k} 为0以上的情况下(步骤S12,否),限制值运算部705将第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 设定为0(步骤S14),输出所设定的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} (步骤S15)。

[0164] 通过上述的处理, γ 轴电流补偿限制部542运算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 和次数成分 I_{in_n} ,运算次数成分 I_{in_n} 超过电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 的量的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} 。在后述的 γ 轴电流补偿部504的处理中,根据这里运算出的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2} ,进行 γ 轴电流补偿控制,使得限制作为 γ 轴电流补偿控制的补偿值的

γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} 。由此,实施 γ 轴电流补偿控制,使得电源电流 I_{in} 中的特定的次数成分 I_{in_n} 适合于电源高次谐波标准。

[0165] 图14是用于说明实施方式1的 γ 轴电流限制值生成部540具备的第2限制器544的动作的流程图。第2限制器544从第1限制器541取得第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} ,从减法部543取得差分值 Δi_{γ_lim*} (步骤S21)。第2限制器544对差分值 Δi_{γ_lim*} 与0进行比较 (步骤S22)。在差分值 Δi_{γ_lim*} 小于0的情况下 (步骤S22,是),第2限制器544将 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 设定为0 (步骤S23),输出所设定的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ (步骤S27)。在差分值 Δi_{γ_lim*} 为0以上的情况下 (步骤S22, No),第2限制器544对差分值 Δi_{γ_lim*} 与第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 进行比较 (步骤S24)。在差分值 Δi_{γ_lim*} 比第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 大的情况下 (步骤S24,是),第2限制器544将 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 设定为第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} (步骤S25),输出所设定的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ (步骤S27)。在差分值 Δi_{γ_lim*} 为第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} 以下的情况下 (步骤S24,否),第2限制器544将 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 设定为差分值 Δi_{γ_lim*} (步骤S26),输出所设定的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ (步骤S27)。

[0166] 通过上述的处理,由 γ 轴电流限制值生成部540生成的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 的最大值被限制为第1 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim1*} ,最小值被限制为零, γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 被输出到 γ 轴电流补偿部504。

[0167] 另外,在图12中,示出了所降低的高次谐波成分的数量为1个的情况下的 γ 轴电流补偿限制部542的结构例,但针对所降低的高次谐波成分的数量为2以上的情况也能够同样地构成。图15是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542的第2结构例的框图。在图15中,与图12相同或等同的结构要素由相同的标号示出。

[0168] 在图15中,第1级的电源高次谐波标准值运算部701基于 γ 轴电流 i_{γ} 、 δ 轴电流 i_{δ} 、 γ 轴电压指令值 $V_{\gamma*}$ 以及 δ 轴电压指令值 $V_{\delta*}$,运算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_2}$ 。电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_2}$ 是高次谐波的次数为“2”即2次的电源高次谐波标准值。同样,第2级的电源高次谐波标准值运算部701基于 γ 轴电流 i_{γ} 、 δ 轴电流 i_{δ} 、 γ 轴电压指令值 $V_{\gamma*}$ 以及 δ 轴电压指令值 $V_{\delta*}$,运算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_3}$ 。电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_3}$ 是高次谐波的次数为“3”即3次的电源高次谐波标准值。

[0169] 此外,第1级的次数成分运算部702基于电源电流 I_{in} ,运算次数成分 I_{in_2} 。次数成分 I_{in_2} 是电源电流 I_{in} 所包含的2次的高次谐波成分。同样,第2级的次数成分运算部702基于电源电流 I_{in} ,运算次数成分 I_{in_3} 。次数成分 I_{in_3} 是电源电流 I_{in} 所包含的3次的高次谐波成分。

[0170] 在第1级的减法部703中,计算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_2}$ 与次数成分 I_{in_2} 的差分 ($I_{in_lim_2} - I_{in_2}$)。差分 ($I_{in_lim_2} - I_{in_2}$) 由对应的积分部704实施积分处理,输出积分值 I_{in_k2} 。在第2级的减法部703中,计算电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_3}$ 与次数成分 I_{in_3} 的差分 ($I_{in_lim_3} - I_{in_3}$)。差分 ($I_{in_lim_3} - I_{in_3}$) 由对应的积分部704实施积分处理,输出积分值 I_{in_k3} 。这些积分值 I_{in_k2} 、 I_{in_k3} 由加法部706相加后输出到限制值运算部705。在限制值运算部705中,按照图13的流程图进行处理,生成并输出上述的第2 γ 轴电流限制值 i_{γ_lim2*} 。

[0171] 另外,在图15中,例示出所降低的高次谐波成分的数量为2个 (2次及3次) 的情况,

但在所降低的高次谐波成分的数量为3以上的情况下,构成为逐次增加处理级数并利用加法部706进行相加即可。此外,加法部706的数量无需与级数相同,只要是将各个积分部704的输出相加并输入到限制值运算部705的结构即可,可以是任意的结构。此外,图12和图15的结构是一例,不限于于这些例子。只要是以限制振动抑制控制的补偿值的方式进行动作的控制系统即可,可以使用任意结构的控制系统来实现。

[0172] 接着,参照图16对实施方式1的电压指令值运算部115具备的 γ 轴电流补偿部504中的动作的要点进行说明。图16是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿部504的动作的波形图。

[0173] 在图16的左图中,示出与未实施 γ 轴电流补偿控制的情况下的电动机功率 P_m 、电动机机械输出以及电动机7的铜损相关的波形。未实施 γ 轴电流补偿控制的情况是指不使 γ 轴电流补偿控制的功能起作用。此外,在图16的右图中,示出与实施 γ 轴电流补偿控制的情况下的电动机功率 P_m 、电动机机械输出及电动机7的铜损相关的波形。实施 γ 轴电流补偿控制的情况是指使 γ 轴电流补偿控制的功能起作用。在两图中,实线表示电动机功率 P_m ,单点划线表示电动机机械输出,双点划线表示电动机7的铜损。此外,横轴表示时间。另外,为了不使 γ 轴电流补偿控制的功能起作用,使图8的 γ 轴电流补偿部504的动作停止或者不使 γ 轴电流补偿部504的输出向加法部506输入即可。

[0174] 如上所述,压缩机8是具有转矩脉动的负载。因此,必然产生速度脉动、 δ 轴电流的脉动,作为其结果,如图16的左图所示,电动机功率 P_m 和电动机机械输出也脉动。此外,在上述(4)式中,表示电动机机械输出的右边第二项的功率与表示电动机7的铜损的右边第一项的功率相比占主导地位。因此,当右边第二项的功率进行脉动时,电容器输出电流 i_{dc} 的脉动也变大,电源电流 I_{in} 所包含的高次谐波成分会增加。

[0175] 于是,在实施方式1中,为了降低电容器输出电流 i_{dc} 的脉动,实施在电动机功率 P_m 比设定功率值小的期间内增大电动机7的铜损的控制。另外,在本说明书中,将电动机功率 P_m 比设定功率值小的期间适当称为“第1期间”。

[0176] 这里,根据上述(4)式的右边第1项和第2项可理解,通过增大 δ 轴电流 i_δ ,电动机7的铜损增加,但电动机7的机械输出也会变大。因此,在实施方式1中,采用通过增大 γ 轴电流 i_γ 而使电动机7的铜损增加的方法。

[0177] 在图16的左图中,示出设定功率值为电动机功率 P_m 的平均值即平均功率值 P_{avg} 的情况下的例子。另外,这里所说的平均功率值 P_{avg} 是未实施实施方式1的 γ 轴电流补偿控制时的电动机功率 P_m 的平均值。此外,在图16的左图中,由电动机功率 P_m 和平均功率值 P_{avg} 包围的部分由阴影线表示。该阴影线所示的部分的时间轴方向的宽度对应于上述的第1期间。此外,在16的右图中示出,通过增大 γ 轴电流 i_γ 的控制,在第1期间内,电动机7的铜损增加,电动机功率 P_m 中的向下侧凸的部分的波形抬起,电动机功率 P_m 的脉动幅度减小。

[0178] 另外,流动 γ 轴电流 i_γ 的方向也可以是正和负中的任意方向。电动机7的铜损与电流的平方成正比例,因此,无论在正和负的哪个方向上,都能够使电动机7产生铜损。因此,为了增加电动机7的铜损,使 γ 轴电流 i_γ 的绝对值增大即可。

[0179] 此外,在电动机7例如是嵌入型的永磁马达的情况下,流动 γ 轴电流 i_γ 的方向优选为负。以下,对这一点进行说明。

[0180] 在上述(4)式的右边第2项中,“(L γ -L δ) i_γ ”是表示与磁阻转矩相关的功率的项。

在电动机7是嵌入型的永磁马达的情况下, γ 轴电感 L_γ 与 δ 轴电感 L_δ 之间的关系通常成为 $L_\gamma < L_\delta$ 。该关系被称为“反凸极”。在电动机7为反凸极的情况下, 当使 γ 轴电流 i_γ 沿负方向流动时, 上述“($L_\gamma - L_\delta$) i_γ ”的值成为正。因此, 当使 γ 轴电流 i_γ 沿负方向流动时, 磁阻转矩的值成为正, 因此, 成为电动机7的驱动稳定化的方向的控制。由此, 能够抑制电源电流的高次谐波成分的增加, 并且能够将电动机7成为失步状态的可能性抑制得较低。

[0181] 此外, 在电力转换装置2具有弱磁通控制的功能且电动机7为反凸极的情况下, 在过调制区域中进行弱磁通控制时, γ 轴电流 i_γ 沿负方向流动。因此, 使 γ 轴电流 i_γ 沿负方向流动的控制, 在反凸极性的电动机7中, 有利于弱磁通控制。

[0182] 图17是用于说明实施方式1的电压指令值运算部115具备的 γ 轴电流补偿部504的动作的流程图。

[0183] 在控制装置100中, γ 轴电流补偿部504基于过去运算出的电动机功率 P_m , 来运算平均功率值 P_{avg} (步骤S31)。此外, γ 轴电流补偿部504基于频率指令值 ω_e^* 和 δ 轴电流指令值 i_{δ^*} , 来运算此次的电动机功率 P_m (步骤S32)。进而, γ 轴电流补偿部504对电动机功率 P_m 与平均功率值 P_{avg} 进行比较 (步骤S33)。

[0184] 在电动机功率 P_m 不低于平均功率值 P_{avg} 的情况下 (步骤S34, 否), 返回到步骤S32, 重复进行步骤S32、S33的处理。另一方面, 在电动机功率 P_m 低于平均功率值 P_{avg} 的情况下 (步骤S34, 是), γ 轴电流补偿部504生成 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 并输出到加法部506 (步骤S35)。 γ 轴电流补偿部504判定是否从生成 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 起经过了规定时间 (步骤S36)。在未经过规定时间的情况下 (步骤S36, 否), 返回到步骤S32, 重复进行从步骤S32起处理。另一方面, 在经过了规定时间的情况下 (步骤S36, 是), 返回到步骤S31, 重复进行从步骤S31起处理。

[0185] 对上述的处理进行一部分补充。在步骤S35中, 以向加法部506输出的 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 的绝对值不超过从 γ 轴电流限制值生成部540输出的 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim^*}$ 的方式进行控制。通过像这样控制, 相对于其他控制而言为振动抑制控制和弱磁通控制, 能够降低 γ 轴电流补偿控制的优先度。由此, 能够防止与其他控制的干扰, 并且决定在 γ 轴电流补偿控制中能够最大限度流动的 γ 轴电流 i_γ 。即, 能够确保针对电动机7的速度控制和振动抑制控制所需的 δ 轴电流指令值 $i_{\delta^{**}}$, 并且确保弱磁通控制所需的 γ 轴电流指令值 $i_{\gamma^{**}}$ 。

[0186] 另外, 根据使用了 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim^*}$ 的 γ 轴电流补偿控制, γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 的形状成为矩形波, 但不一定限定于矩形波。 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 的形状也可以是使 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim^*}$ 成为最大振幅的三角波、梯形波或正弦波。

[0187] 此外, 能够基于电动机功率 P_m 的周期和平均功率值 P_{avg} 来决定步骤S36中的规定时间。此外, 关于步骤S31中的平均功率值 P_{avg} , 可以基于前1个周期的电动机功率 P_m 来运算, 也可以基于包含前1个周期的多个周期的电动机功率 P_m 来运算。此外, 在步骤S32中, 不基于计测值而是基于作为指令值的频率指令值 ω_e^* 和 δ 轴电流指令值 i_{δ^*} 来运算电动机功率 P_m , 因此, 能够掌握未实施 γ 轴电流补偿控制的情况下的电动机功率 P_m 。

[0188] 此外, 在图17的流程图中, 基于电动机功率 P_m 和作为其平均值的平均功率值 P_{avg} , 来运算 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$, 但不限于此。也可以是, 将电动机7的旋转速度视为恒定, 基于 δ 轴电流指令值 i_{δ^*} 和其平均值, 来运算 γ 轴电流补偿值 $i_{\gamma_lcc^*}$ 。或者也可以是, 将电

动机7的 δ 轴电流 i_{δ} 视为恒定,基于频率估计值 ω_{est} 和其平均值,来运算 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} 。

[0189] 另外,实施方式1的电压指令值运算部115也可以如图18那样构成。图18是示出实施方式1的变形例的电压指令值运算部115A的结构例的框图。在图18中,图8所示的 γ 轴电流补偿部504被置换为 γ 轴电流补偿部504A。此外,在图18的结构中, γ 轴电流补偿部504A的输入信号从 δ 轴电流指令值 $i_{\delta*}$ 变更为 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 。其他结构与图8的结构相同或等同,针对相同或等同的结构要素标注相同的标号而示出,并且省略重复的说明。

[0190] 在图16的左图中,电动机功率 P_m 低于平均功率值 P_{avg} 时与 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 为负时是等效的。因此, γ 轴电流补偿部504A能够基于 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 来进行 γ 轴电流补偿控制。

[0191] 图19是用于说明图18所示的 γ 轴电流补偿部504A的动作的流程图。

[0192] 在控制装置100中, γ 轴电流补偿部504A取得 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 和 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ (步骤S41)。在 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 小于零即 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 为负的情况下(步骤S42,是), γ 轴电流补偿部504A将 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} 设定为 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ (步骤S43),输出所设定的 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} (步骤S45)。另外,由于 γ 轴电流 i_{γ} 的补偿方向为负,因此,在步骤S43的处理中,对 γ 轴电流限制值 $i_{\gamma_lcc_lim*}$ 标注了负的标号。此外,在 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 为零以上即 δ 轴电流补偿值 i_{δ_trq*} 为非负的情况下(步骤S42,否), γ 轴电流补偿部504A将 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} 设定为零(步骤S44),输出所设定的 γ 轴电流补偿值 i_{γ_lcc*} (步骤S45)。通过该图19所示的流程图的控制也得到上述的效果。

[0193] 接着,对 γ 轴电流补偿限制部542的详细结构和动作进行说明。图20是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542具备的电源高次谐波标准值运算部701的结构例的框图。电源高次谐波标准值运算部701具备电动机功率运算部751、电流高次谐波限度值运算部752、以及系数乘法部753。

[0194] 首先,电动机功率运算部751使用上述的(3)式来运算电动机功率 W 。但是,将(3)式中的 γ 轴电压 V_{γ} 和 δ 轴电压 V_{δ} 分别置换为 γ 轴电压指令值 $V_{\gamma*}$ 和 δ 轴电压指令值 $V_{\delta*}$ 来运算这里的电动机功率 W 。

[0195] 电流高次谐波限度值运算部752基于电动机功率 W 来运算电流高次谐波限度值。系数乘法部753针对由电流高次谐波限度值运算部752运算出的电流高次谐波限度值乘以系数 K_1 ,该系数 K_1 决定设为估计了何种程度的余量的值。系数乘法部753的运算结果作为上述的电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 而输出。

[0196] 接着,对电流高次谐波限度值运算部752的具体运算例进行说明。图21是用于说明实施方式1的电源高次谐波标准值运算部701具备的电流高次谐波限度值运算部752的运算处理的图。在图21中,示出表示由JIS_C_61000-3-2规定的在超过600W的空调机中应用的限度值的计算步骤的表。具体而言,在图21的左侧,示出3次~39次的奇数次谐波的最大容许高次谐波电流的计算式和2次~40次的偶数次谐波的最大容许高次谐波电流的计算式。例如,关于5次的最大容许高次谐波电流,将使用上述(3)式运算出的电动机功率 W 代入到“ $1.14+0.00070(W-600)$ ”的式子来计算电流高次谐波限度值。另外,关于式中的数值“1.14”,是基于设备的额定电压并使用右侧的框内所示的换算式进行换算的。如计算例所

示,在额定电压为100V的情况下,代替“1.14”而使用“2.62”,在额定电压为200V的情况下,代替“1.14”而使用“1.31”。此外,在额定电压为220V、230V、240V的情况下,直接使用“1.14”。

[0197] 另外,图21是一例,电流高次谐波限度值的运算不限于该例。也可以代替 γ 轴电压指令值 V_{γ}^* 和 δ 轴电压指令值 V_{δ}^* ,使用d轴电压指令值 V_d^* 、q轴电压指令值 V_q^* 、d轴电流 i_d 及q轴电流 i_q 进行运算。此外,也可以在电动机功率运算部751与电流高次谐波限度值运算部752之间放入LPF(Low Pass Filter:低通滤波器),在去除电动机功率 W 的运算值所包含的高次谐波之后进行上述运算。此外,在图21中进行2次~40次的高次谐波成分的运算,但除了这些高次谐波成分之外也可以进行超过40次的高次谐波成分的运算。

[0198] 接着,对次数成分运算部702进行说明。图22是示出实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542具备的次数成分运算部702的结构例的框图。次数成分运算部702具备第1运算块702-1和第2运算块702-2。

[0199] 第1运算块702-1基于电源电流 I_{in} ,来运算 $(n-1).5$ 次~ $n.5$ 次(n 为2以上的整数)的有效值 I_{in_x} 。例如在 $n=3$ 即3次的谐波成分的情况下, $(n-1).5$ 次~ $n.5$ 次的谐波成分是2.5次、2.6次、 \dots 、3.0次、 \dots 、3.4次及3.5次这11个谐波成分。在第1运算块702-1中,将与高次谐波成分的频率同步后的相位角 θ_x 的余弦值 $\cos\theta_x$ 和正弦值 $\sin\theta_x$ 与电源电流 I_{in} 的检测值相乘,并通过低通滤波器,由此运算正交成分 I_{in_c} 、 I_{in_s} 。进而,运算正交成分 I_{in_c} 、 I_{in_s} 的二次平方根,并乘以 $1/\sqrt{2}$,由此运算 $(n-1).5$ 次~ $n.5$ 次的有效值 I_{in_x} 。

[0200] 在第2运算块702-2中,对 $(n-1).5$ 次~ $n.5$ 次各自的有效值 I_{in_x} 进行平方,运算将这些平方值相加而得的相加值的平方根,由此运算次数成分 I_{in_n} 。另外,在相加处理中,位于11个高次谐波成分的两端的 $(n-1).5$ 次和 $n.5$ 次的成分在相邻的次数之间重复,因此,乘以 $1/2$ 之后进行相加。

[0201] 另外,图22的运算例是一例,次数成分 I_{in_n} 的运算不限于该例。也可以更加细致地区分各次的谐波成分进行运算。此外,也可以与电流高次谐波限度值的运算同样地进行超过40次的高次谐波成分的运算。

[0202] 接着,对实施方式1的 γ 轴电流补偿限制部542的变形例进行说明。图23是示出实施方式1的变形例的 γ 轴电流补偿限制部542A的结构例的框图。 γ 轴电流补偿限制部542A具备电源高次谐波标准值运算部701A、减法部703、积分部704、限制值运算部705、以及机械角频率成分提取部708。另外,针对与图12所示的 γ 轴电流补偿限制部542相同或等同的结构部标注相同的标号而示出。

[0203] 机械角频率成分提取部708基于从电流检测部84取得的电容器输出电流 i_{dc} ,提取电容器输出电流 i_{dc} 所包含的机械 $1f$ 成分 i_{dc_m1f} 并输出到减法部703。“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。在电动机7的负载例如为单旋转式压缩机的情况下,机械 $1f$ 成分是电容器输出电流 i_{dc} 所包含的脉动成分中的最为主导性的频率成分。

[0204] 电源高次谐波标准值运算部701A对电源高次谐波标准值 $i_{dc_m1f_lim}$ 进行运算后输出到减法部703。由电源高次谐波标准值运算部701A运算的电源高次谐波标准值 $i_{dc_m1f_lim}$ 成为用于与由机械角频率成分提取部708运算的机械 $1f$ 成分 i_{dc_m1f} 进行比较的阈值。

[0205] 图12和图15所示的电源高次谐波标准值运算部701基于 γ 轴电流 i_γ 、 δ 轴电流 i_δ 、 γ 轴电压指令值 V_γ^* 以及 δ 轴电压指令值 V_δ^* ，运算了电源高次谐波标准值 $I_{in_lim_n}$ 。另一方面，图23所示的电源高次谐波标准值运算部701A不使用特定的输入信号而生成电源高次谐波标准值 idc_m1f_lim 。在生成电源高次谐波标准值 idc_m1f_lim 时，可以使用任何方法。举出一例，针对各种电动机7的负载，考虑预先以实验的方式取得驱动该负载时的电容器输出电流 idc 的数据，并将通过解析该数据而得的值保持于表。使保持于表的数据存储于后述的存储器202即可。

[0206] 图24是示出实施方式1的变形例的 γ 轴电流补偿限制部542A具备的机械角频率成分提取部708的结构例的框图。如上所述，机械角频率成分提取部708基于电容器输出电流 idc ，提取电容器输出电流 idc 所包含的机械1f成分 idc_m1f 。在图24所示的机械角频率成分提取部708中，将与机械1f成分的频率同步的相位角 θ_{m1f} 的余弦值 $\cos\theta_{m1f}$ 和正弦值 $\sin\theta_{m1f}$ 与电容器输出电流 idc 的检测值相乘，并通过低通滤波器，由此运算正交成分 idc_c 、 idc_s 。进而，通过将正交成分 idc_c 、 idc_s 的二次平方根乘以2来运算机械1f成分 idc_m1f 。

[0207] 对图24的机械角频率成分提取部708的处理进行补充。由于电容器输出电流 idc 是直流电流，因此，在乘以余弦值 $\cos\theta_{m1f}$ 和正弦值 $\sin\theta_{m1f}$ 进行提取的方法中，成为实际值的一半值。因此，针对正交成分 idc_c 、 idc_s 的二次平方根，使该值成为2倍。通过这种方式来提取意图的机械1f成分 idc_m1f 。

[0208] 另外，图23和图24的机械角频率成分提取部708提取了电容器输出电流 idc 所包含的机械1f成分 idc_m1f ，但不限于此。也可以是，机械角频率成分提取部708除了提取机械1f成分 idc_m1f 之外，还提取电动机7中的机械角频率的2倍的成分即机械2f成分。通过提取机械2f成分，能够使电源电流 I_{in} 所包含的高次谐波成分的抑制具有余裕，能够将该余裕量用于振动抑制控制的 δ 轴电流指令或者弱磁通控制的 γ 轴电流指令。

[0209] 图25是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿控制所产生的效果的图。在图25的左部示出未实施 γ 轴电流补偿控制的情况下的电源电流和电容器输出电流的波形。此外，在图25的右部示出实施了 γ 轴电流补偿控制的情况下的电源电流和电容器输出电流的波形。

[0210] 在未实施 γ 轴电流补偿控制的情况下，如图25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，电源电流所包含的高次谐波成分增加。与此相对，在实施了 γ 轴电流补偿控制的情况下，如图25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成为恒定，电源电流所包含的高次谐波成分减少。

[0211] 图26是用于说明实施方式1的 γ 轴电流补偿限制控制的作用的图。具体而言，在图26中，从上层侧依次示出电动机7的旋转速度、电动机7的输出转矩和负载转矩、 γ 轴电流、 δ 轴电流、电源电流、三相电流、电容器输出电流、机械1f成分的滤波值、以及控制偏差的波形。控制偏差是 γ 轴电流补偿限制控制的偏差。另外，横轴表示时间。

[0212] 着眼于图26的从上起第3个波形，通过 γ 轴电流补偿控制的开始， γ 轴电流 i_γ 的振幅被设定为-10[A]，通过之后的 γ 轴电流补偿限制控制， γ 轴电流 i_γ 的振幅被限制为-7.5[A]。此外，着眼于从下起第2个波形，可知在从起动开始约9秒后，即在从开始 γ 轴电流补偿限制控制起约2秒后，机械1f成分的滤波值收敛于作为目标值的1.7。此外，着眼于最下层的波形，可知在从起动开始约12秒后，即在从开始 γ 轴电流补偿限制控制起约5秒后，控制偏差收敛于大致0的值。根据这些工作波形可知， γ 轴电流补偿限制控制有效且稳定地进

行工作。

[0213] 如以上说明的那样,根据实施方式1的电力转换装置,控制装置具备励磁电流补偿部和励磁电流补偿限制部。励磁电流补偿部在进行抑制负载的振动的振动抑制控制时,进行降低从电容器向逆变器输出的电容器输出电流的脉动的励磁电流补偿控制。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,能够抑制电源电流可能包含的高次谐波成分的增加。此外,励磁电流补偿限制部在进行励磁电流补偿控制时,进行限制由励磁电流补偿部生成的励磁电流补偿值的励磁电流补偿限制控制,使得在交流电源与换流器之间流动的电源电流所包含的高次谐波成分减少。由此,能够补偿电动机的转矩脉动,并抑制电源电流的高次谐波成分的增加。

[0214] 另外,关于上述的励磁电流补偿控制,能够通过从逆变器向电动机供给的功率即电动机功率小于设定功率值的第1期间内使电动机产生损耗来实现。设定功率值也可以是未实施第1控制时的电动机功率的平均值。此外,关于该励磁电流补偿控制,也能够通过在用于抑制负载的振动的转矩电流补偿值成为负值的第1期间内使电动机产生损耗来实现。

[0215] 此外,用于限制励磁电流补偿值的限制值能够基于电源电流的高次谐波成分、或者从电容器向逆变器输出的电容器输出电流的机械角频率成分而生成。通过使用该限制值来限制励磁电流补偿值,抑制了电源电流中的正负间的不平衡状态,因此,容易适合于电源高次谐波标准。由此,无需变更或修正换流器的电路常数和换流器的开关方法,因此,能够得到低价且可靠性高的电动机驱动装置。此外,通过电源高次谐波的减少,电源功率因数也上升,因此,无需流动无用的电流。由此,能够使换流器侧的效率上升。

[0216] 此外,根据实施方式1的电力转换装置,通过控制装置的自动控制来实施适合于电源高次谐波标准,因此,与换流器及换流器周边的电路常数相关的调整变得简单,能够得到低价且可靠性高、并且开发负载小的电动机驱动装置。

[0217] 接着,对电力转换装置2具备的控制装置100的硬件结构进行说明。图27是示出实现实施方式1的电力转换装置2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201和存储器202实现。

[0218] 处理器201是CPU(也称为Central Processing Unit(中央处理单元)、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 ROM:可擦可编程只读存储器)、EEPROM(注册商标)(Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory: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202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)。

[0219] 实施方式2.

[0220] 图28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、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28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。

[0221] 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以及室外热交换器910。

[0222] 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进行工作的电动机7。

[0223] 制冷循环应用设备900能够通过四通阀902的切换动作来进行制热运转或制冷运转。压缩机构904由被可变速控制的电动机7驱动。

[0224] 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。

[0225] 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。

[0226] 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。

[0227] 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,还能够在不脱离主旨的范围内省略、变更一部分结构。

[0228] 附图标记说明

[0229] 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换流器,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,83、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电流恢复部,112 3相2相转换部,113 γ 轴电流指令值生成部,115、115A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,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、543、557、558、703减法部,503速度控制部,504、504A γ 轴电流补偿部,505振动抑制控制部,506、507、563、613、706加法部,511 γ 轴电流控制部,512 δ 轴电流控制部,540 γ 轴电流限制值生成部,541第1限制器,542、542A γ 轴电流补偿限制部,544第2限制器,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,611比例控制部,612积分控制部,701、701A电源高次谐波标准值运算部,702次数成分运算部,702-1第1运算块,702-2第2运算块,704积分部,705限制值运算部,708机械角频率成分提取部,751电动机功率运算部,752电流高次谐波限度值运算部,753系数乘法部,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。

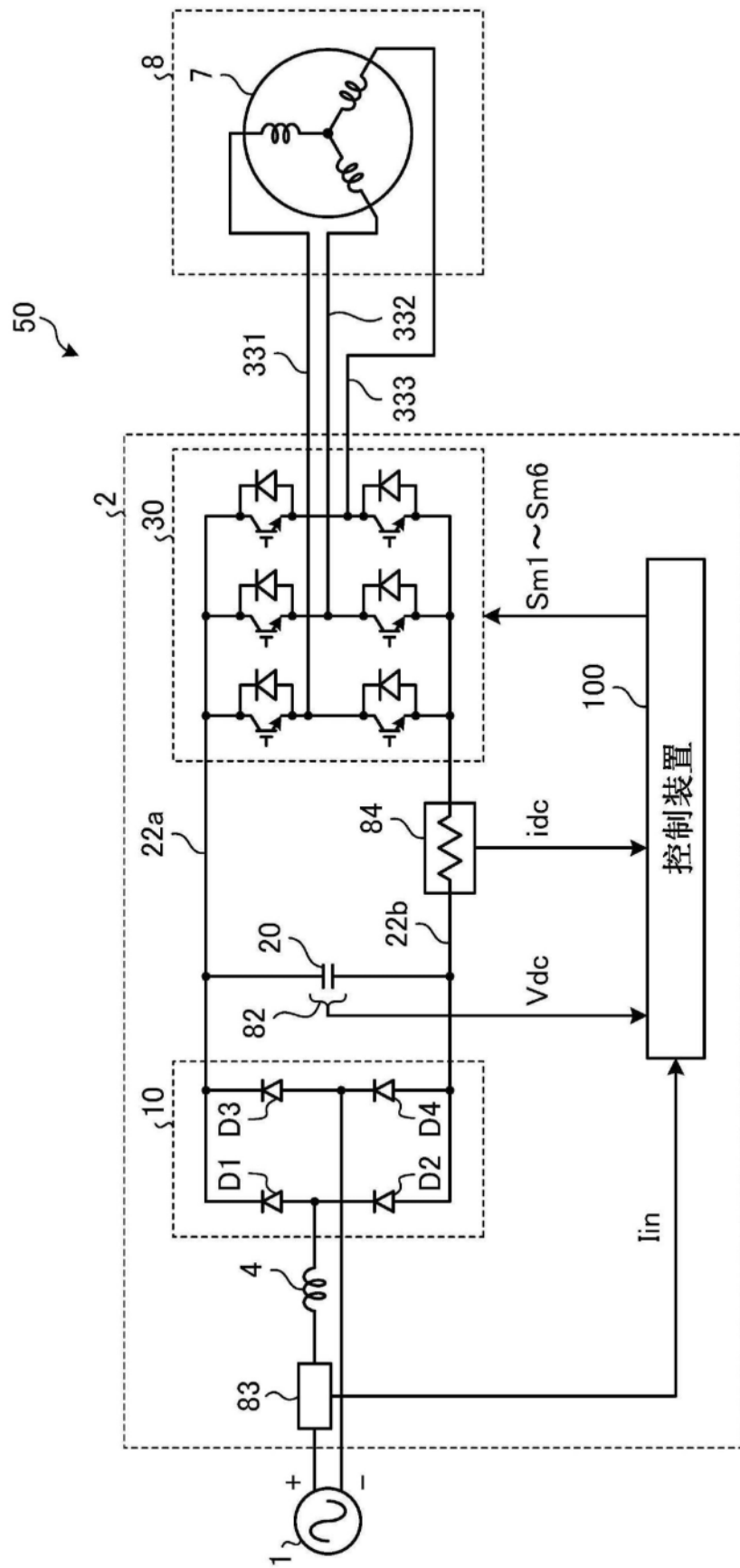


图1

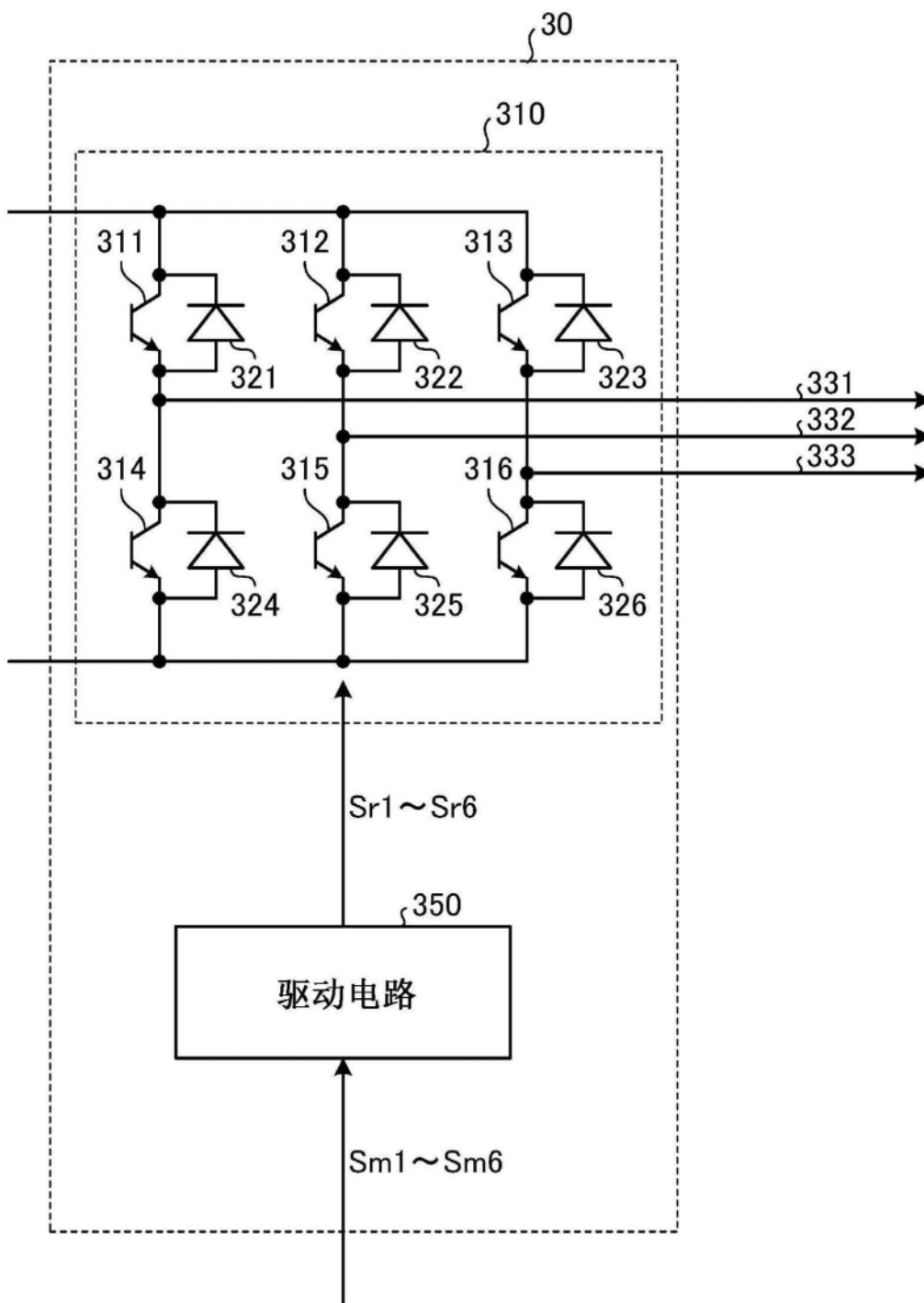


图2

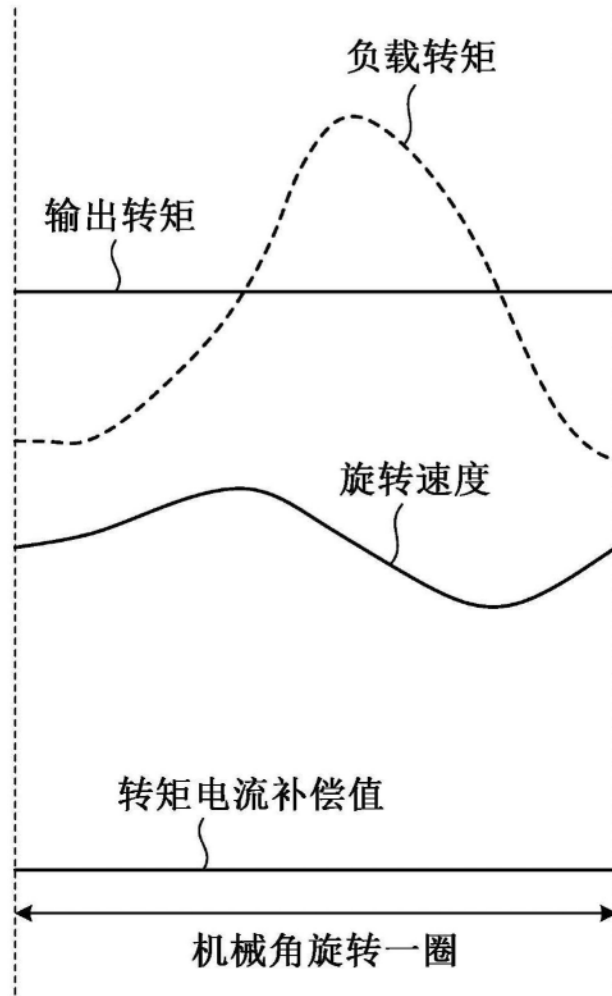


图3

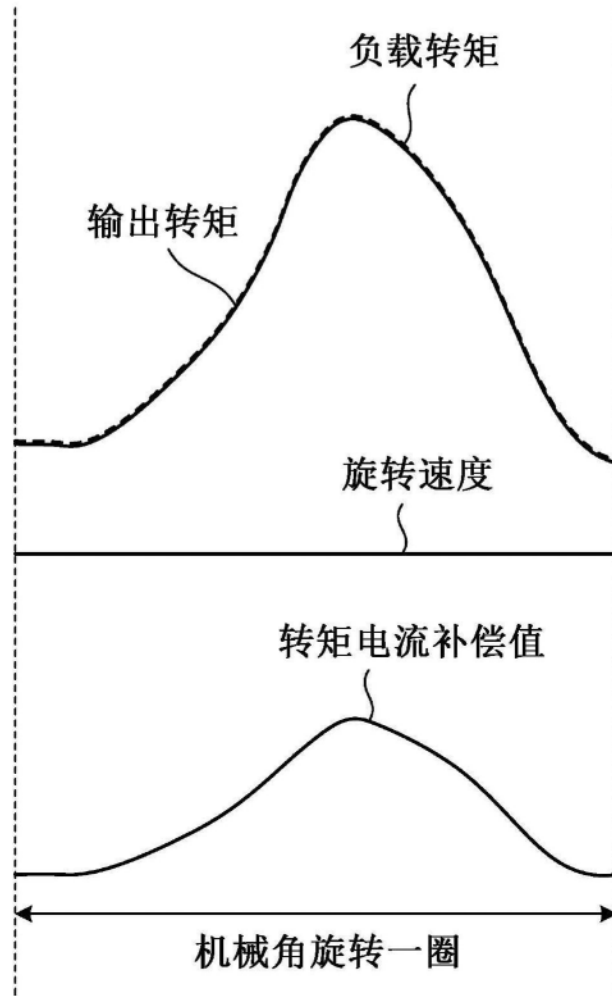


图4

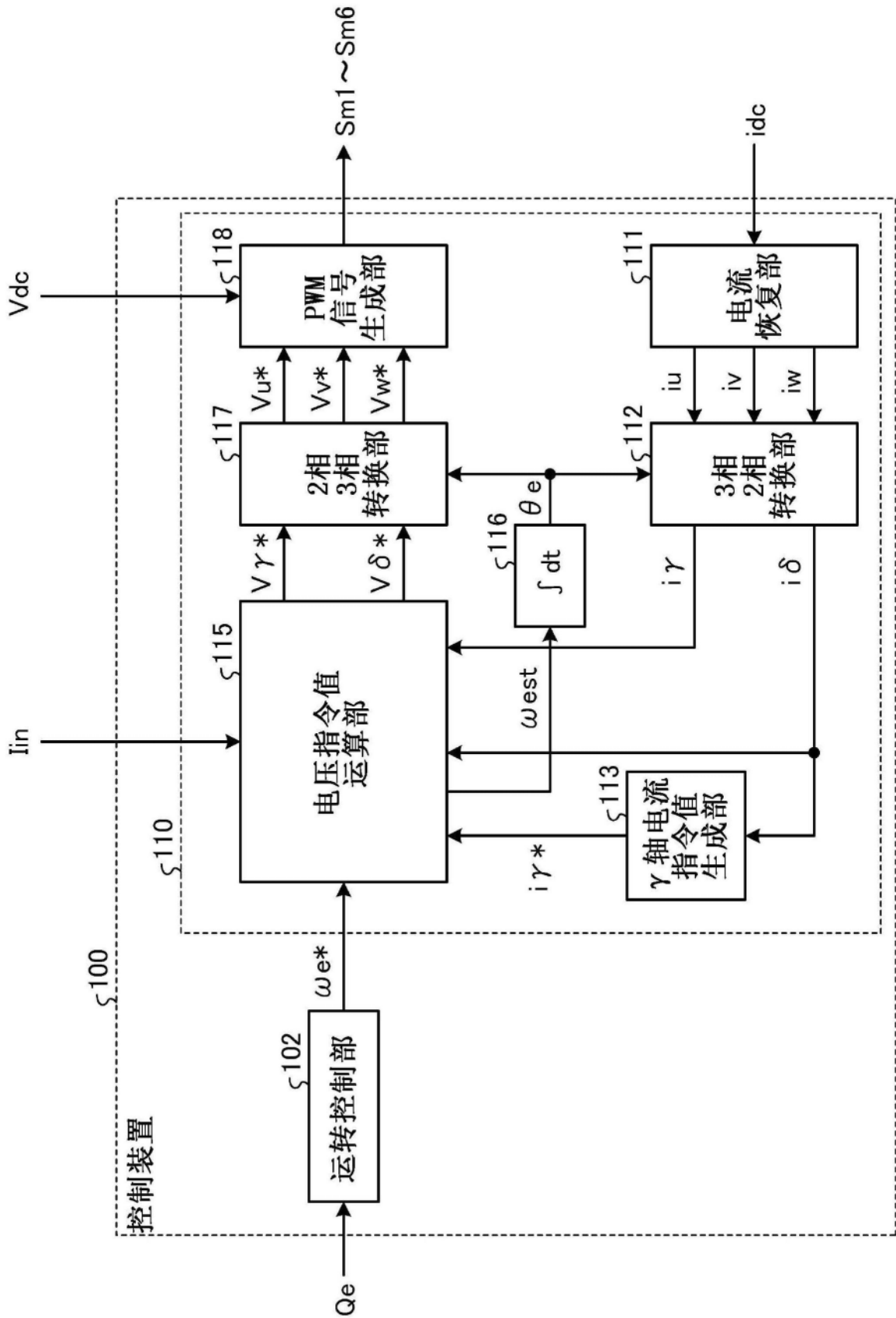


图5

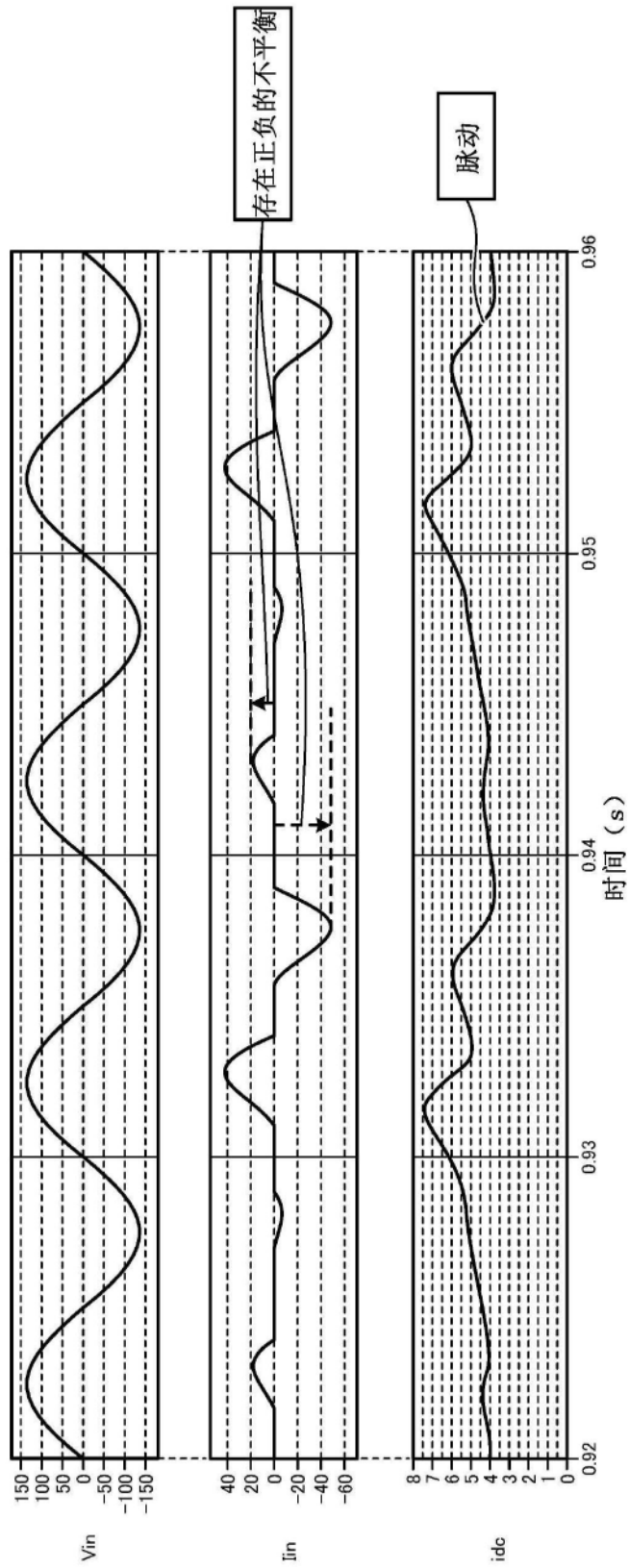


图6

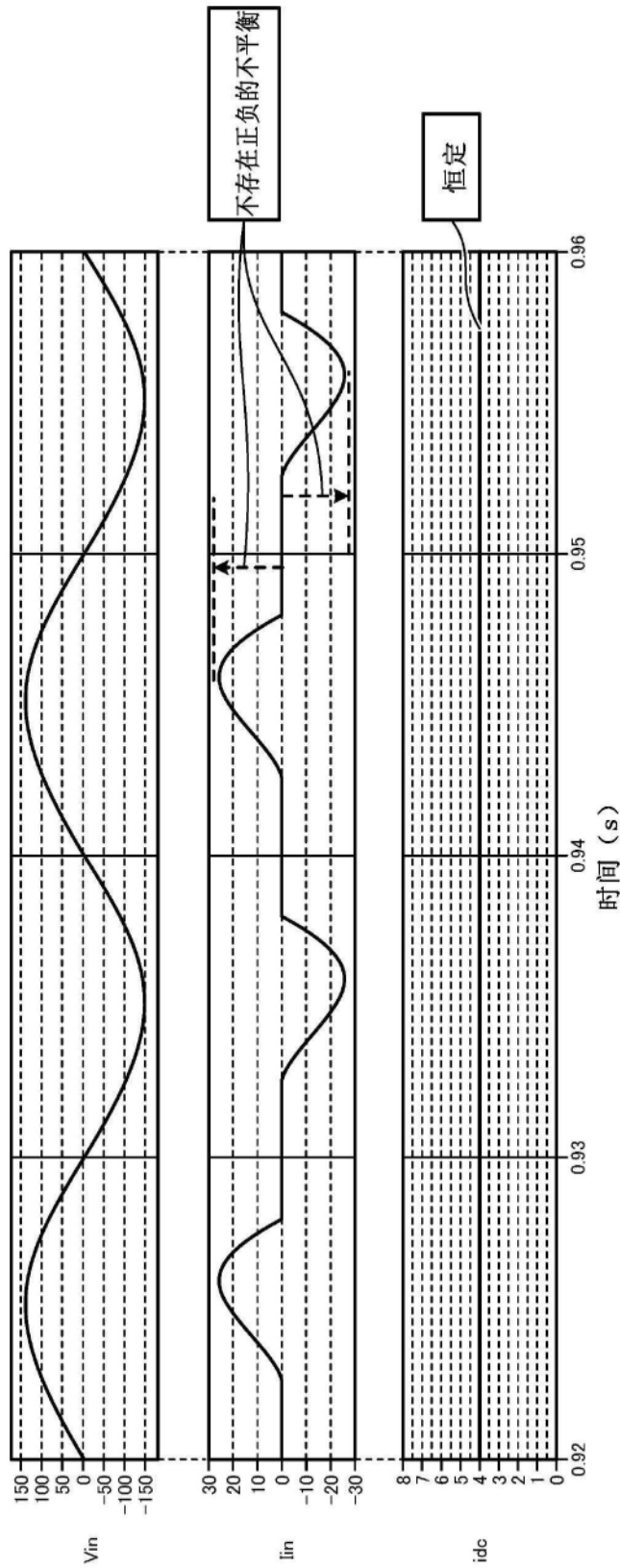


图7

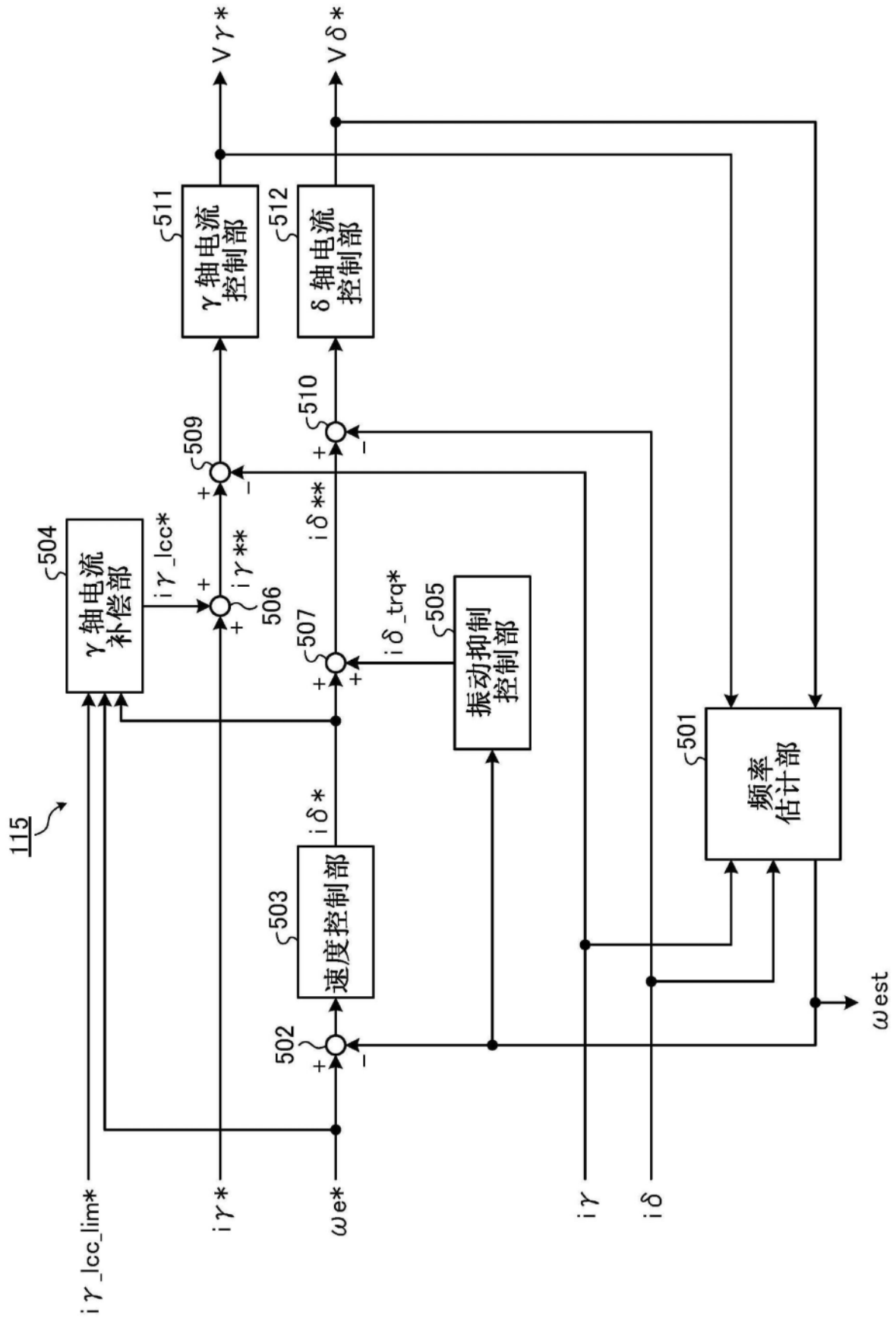


图8

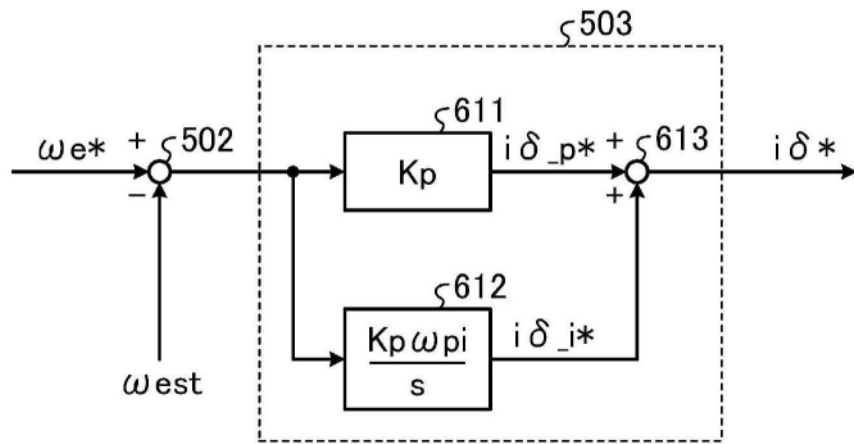


图9

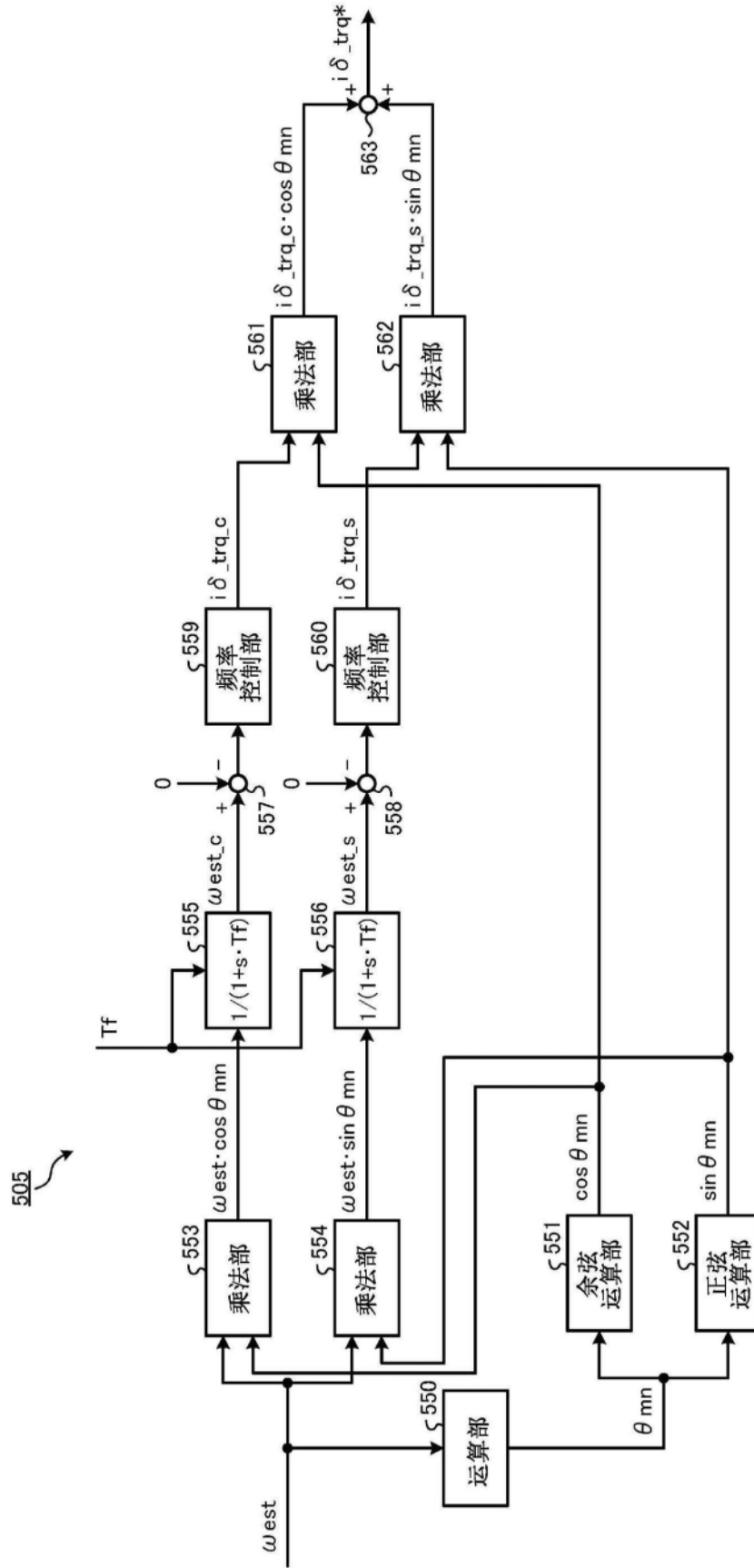


图10

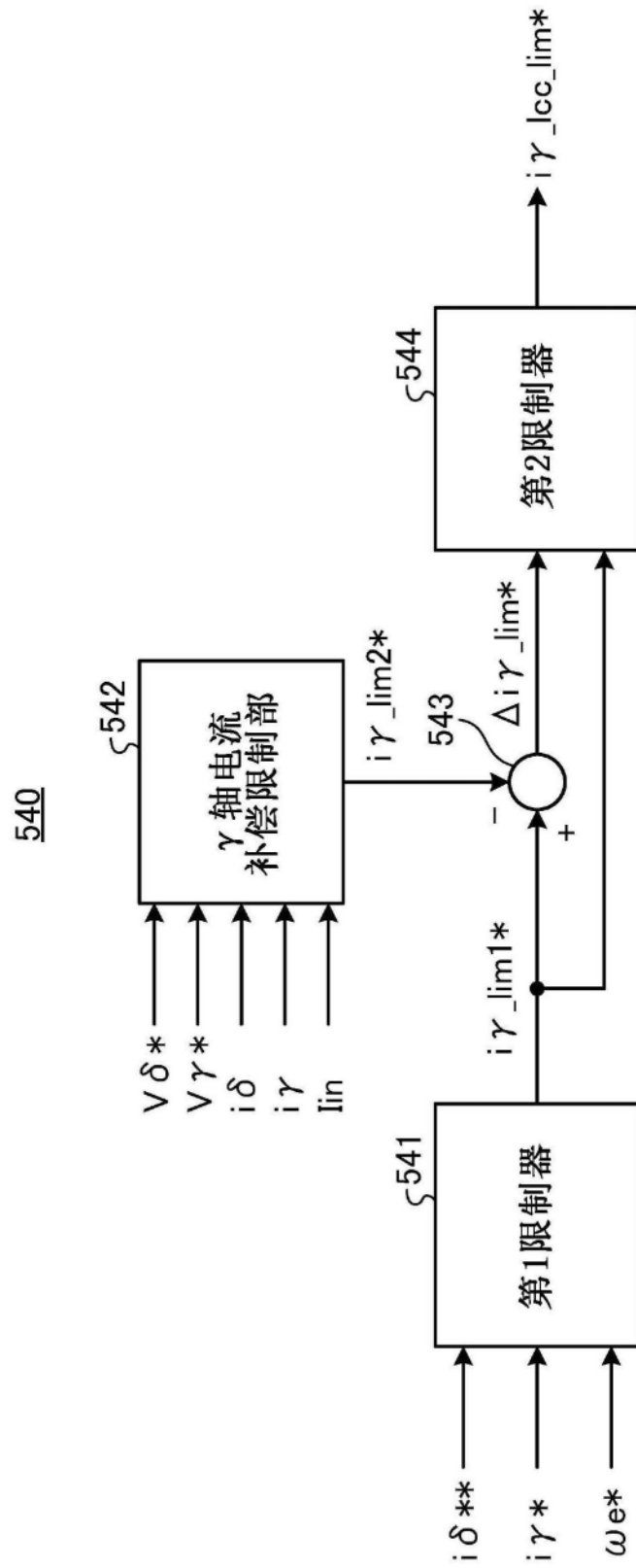


图11

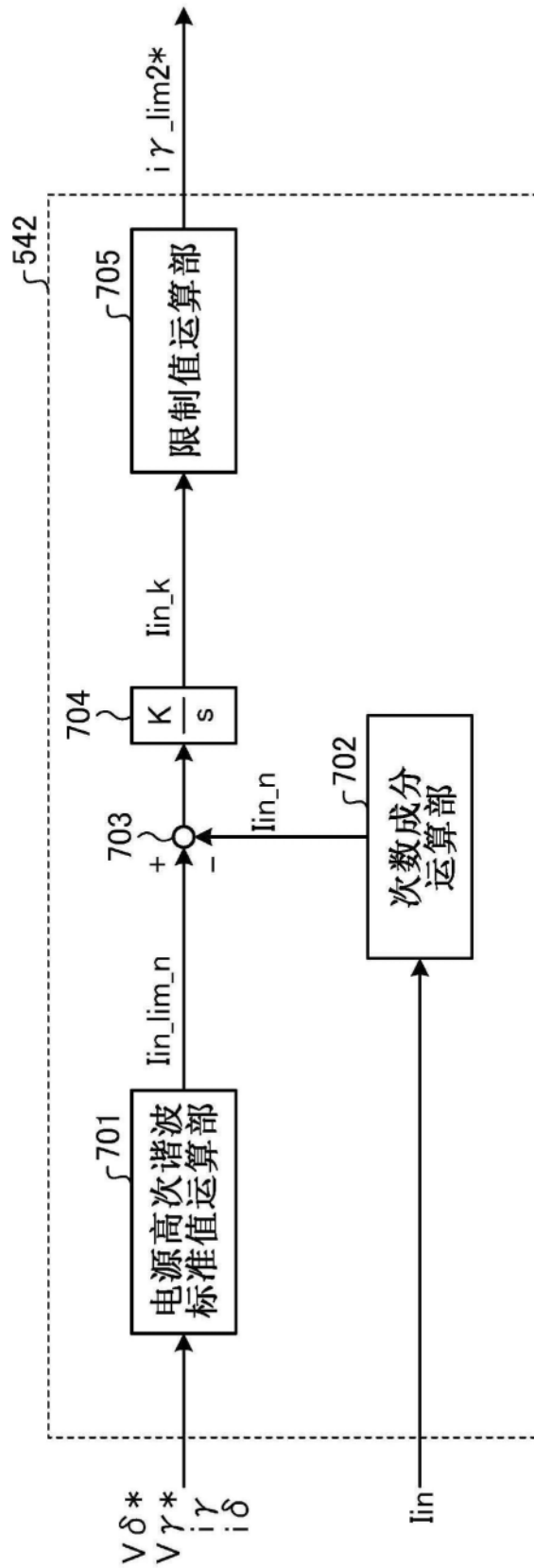


图12

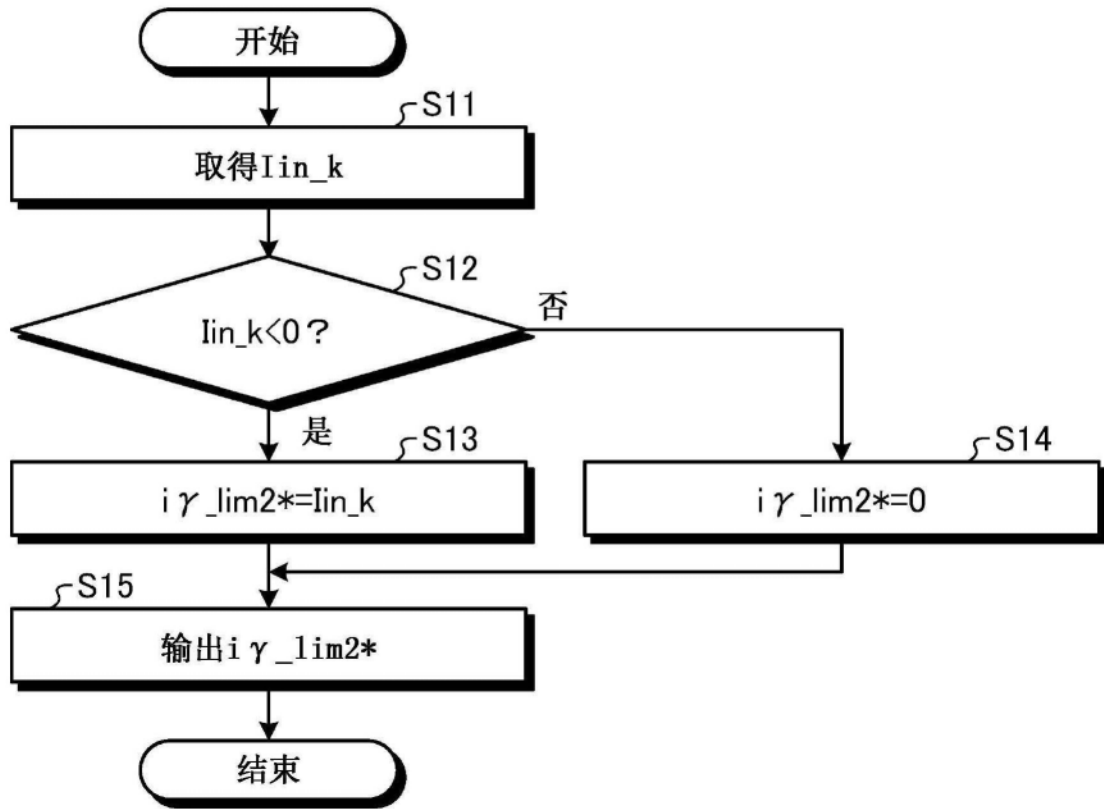


图13

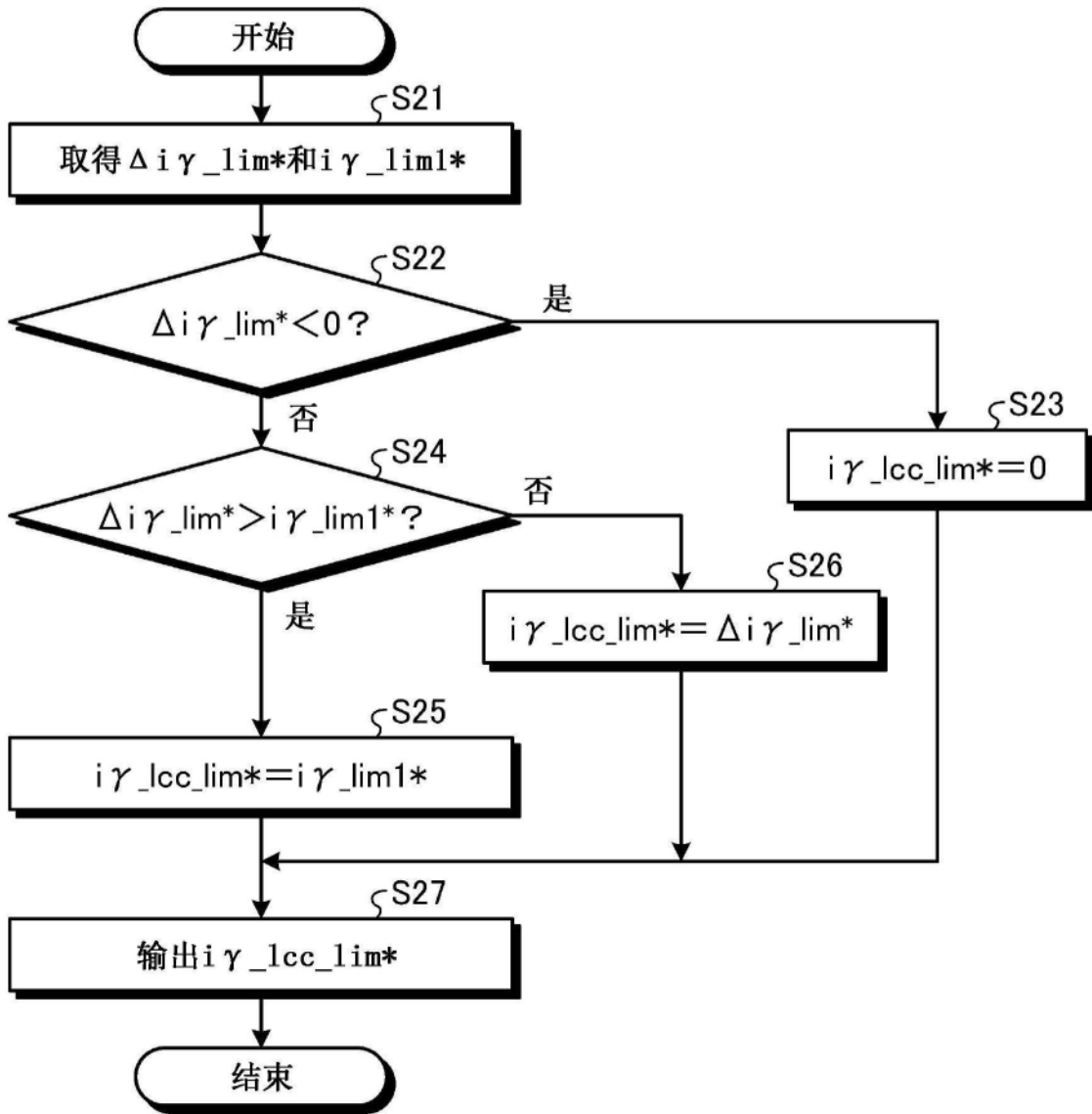


图14

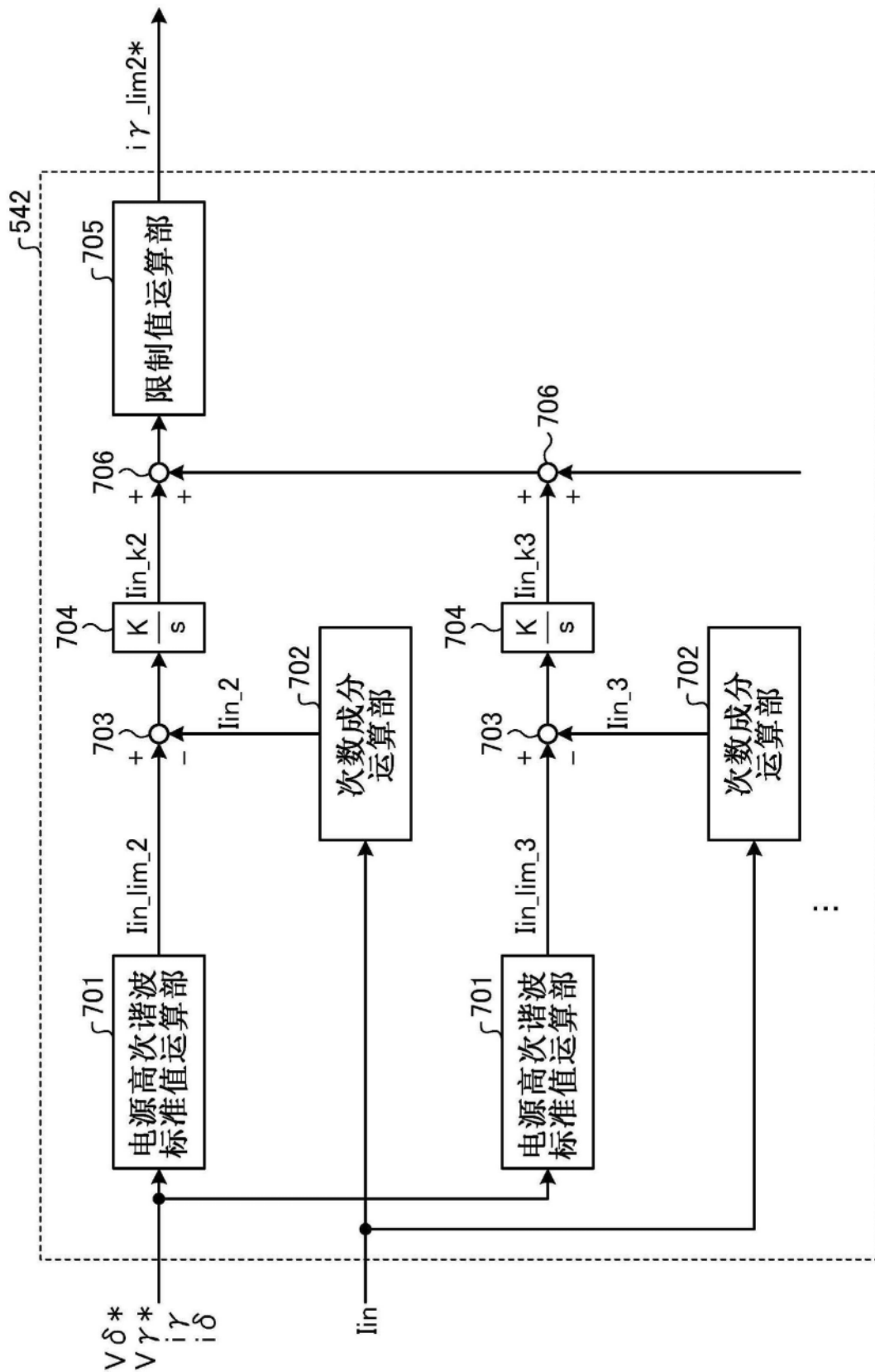


图15

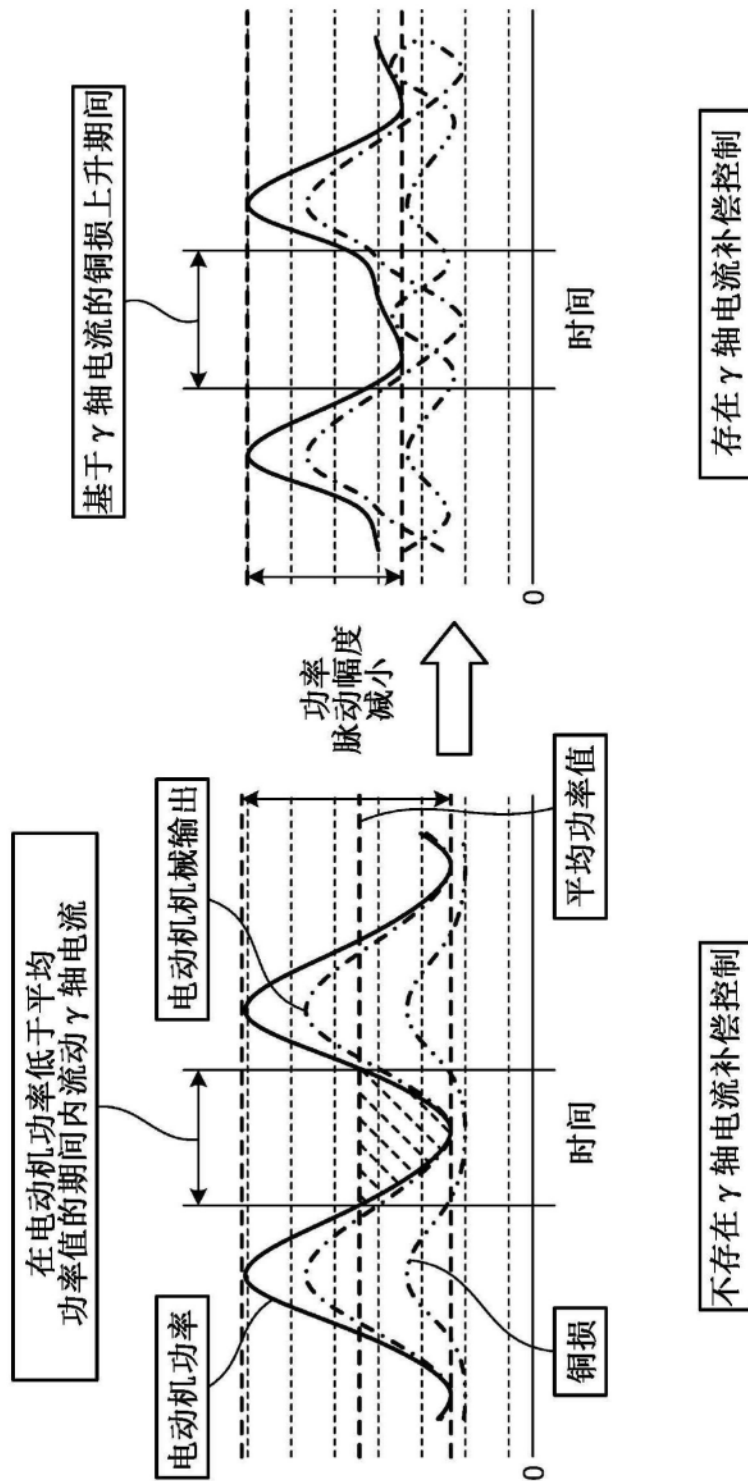


图16

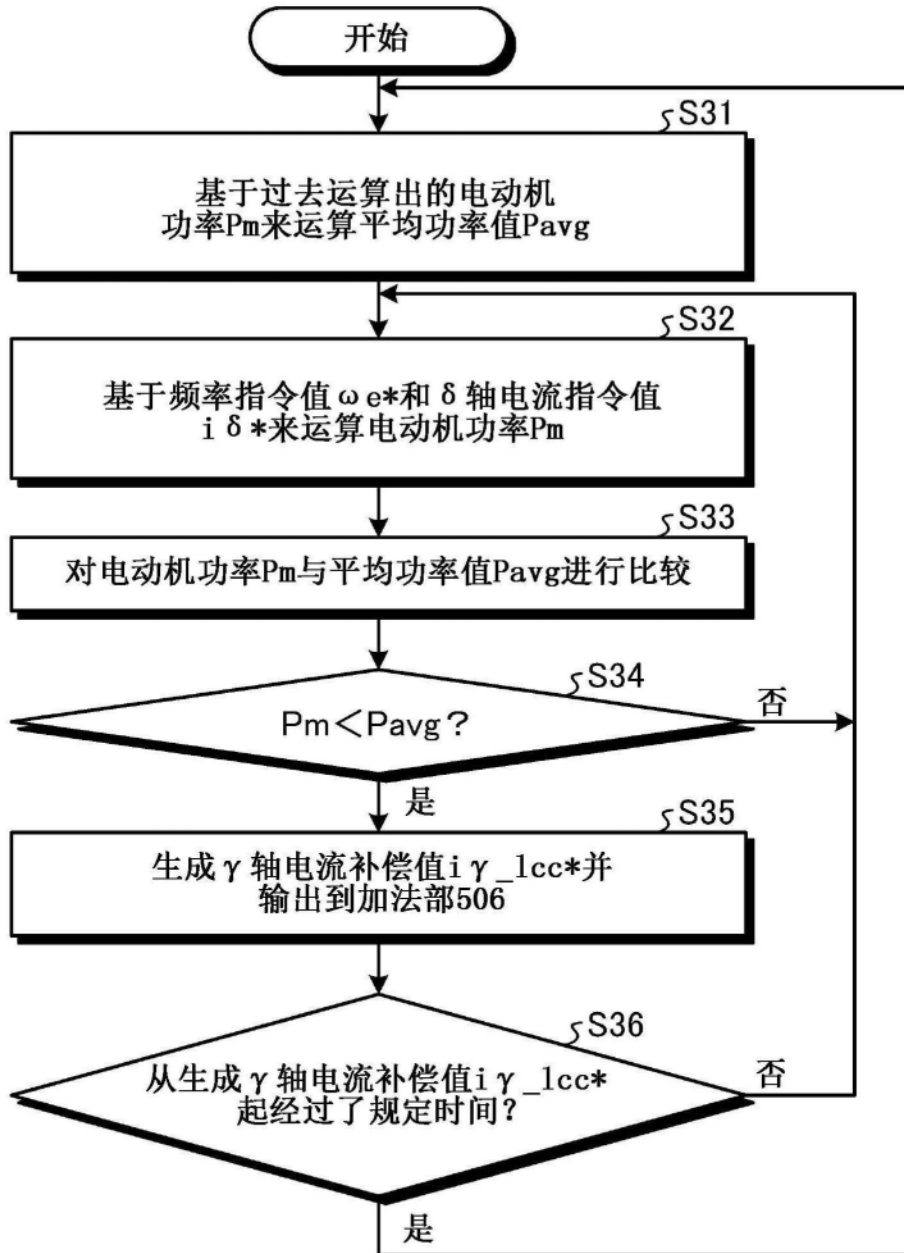


图17

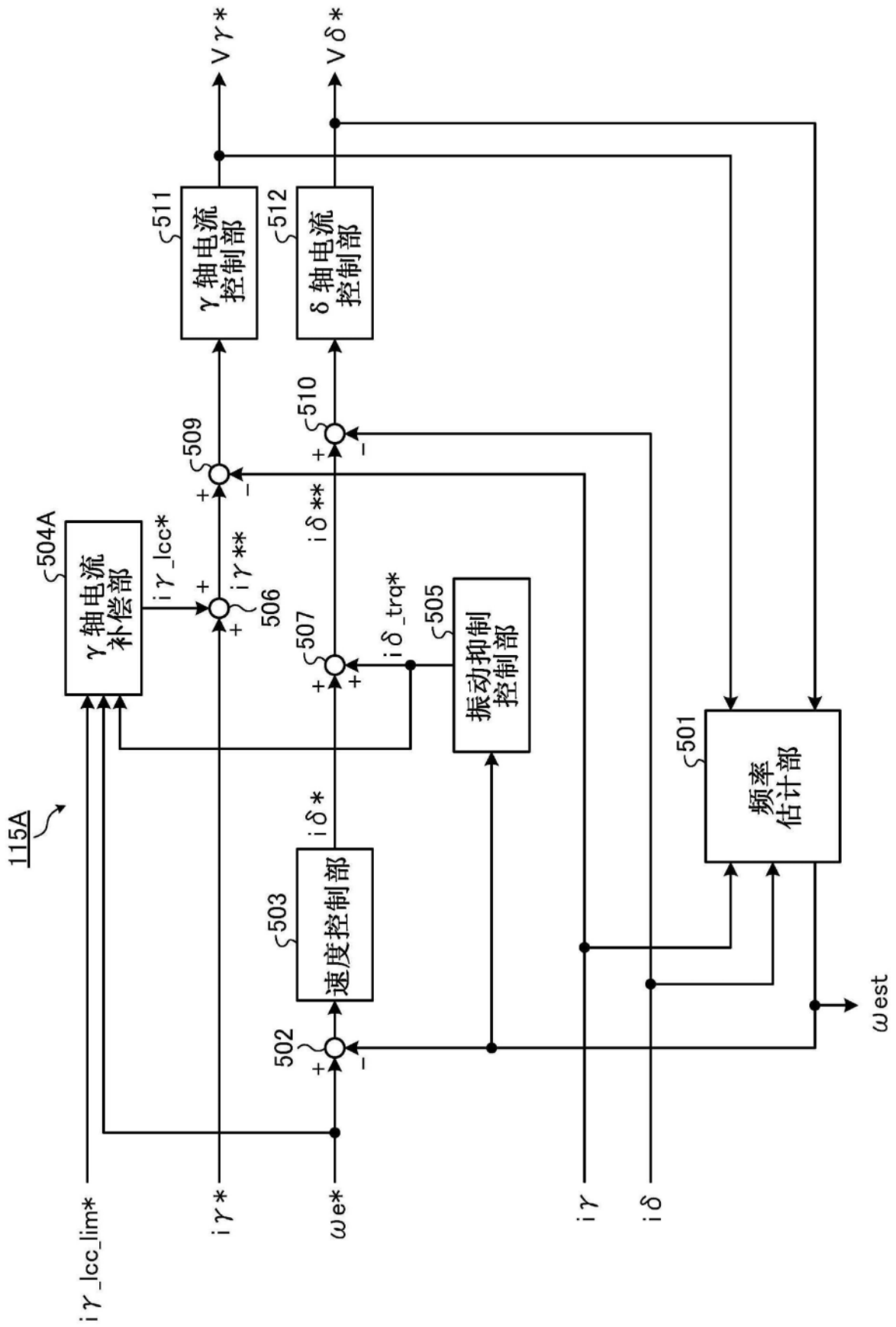


图18

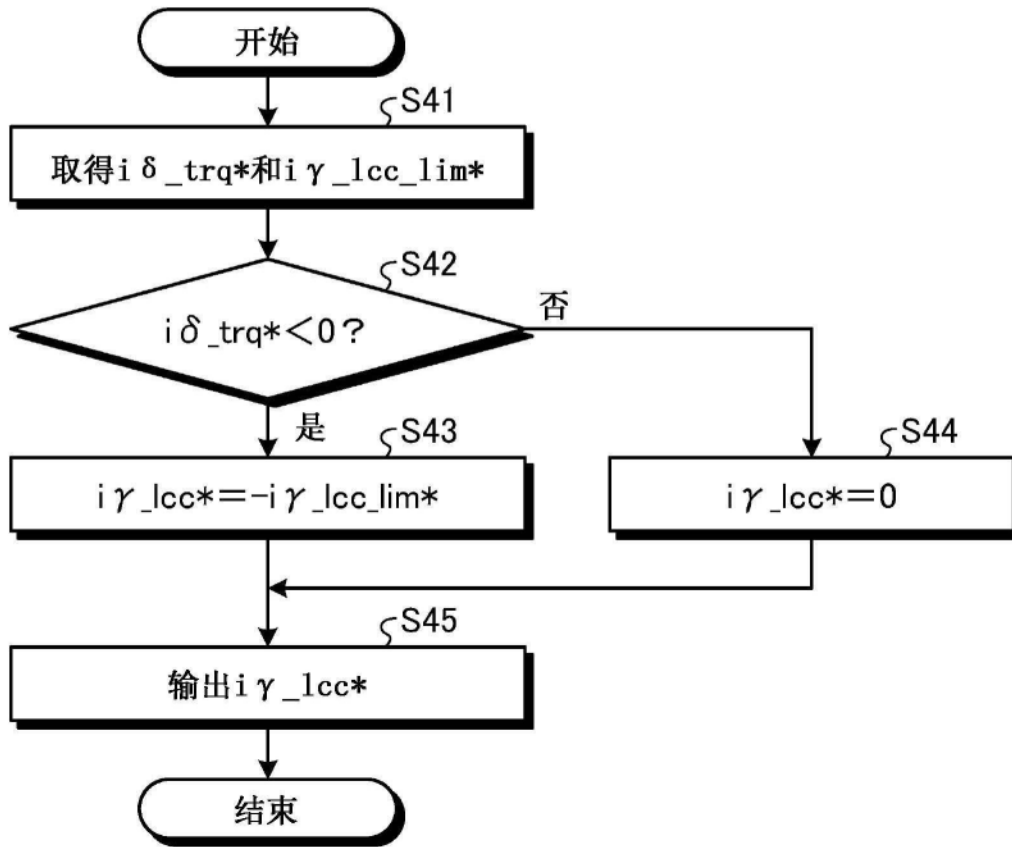


图19

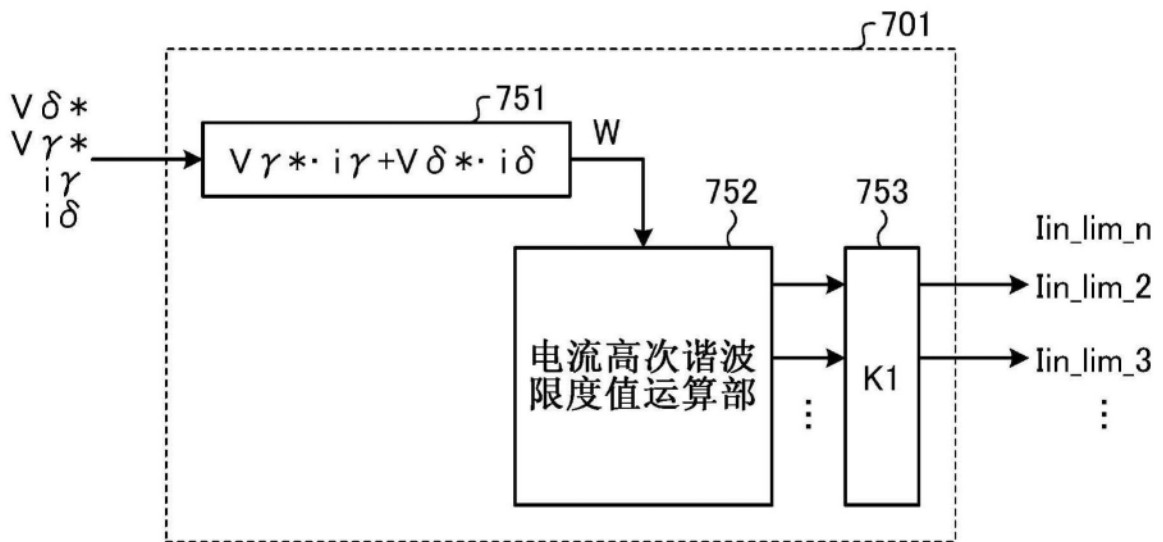


图20

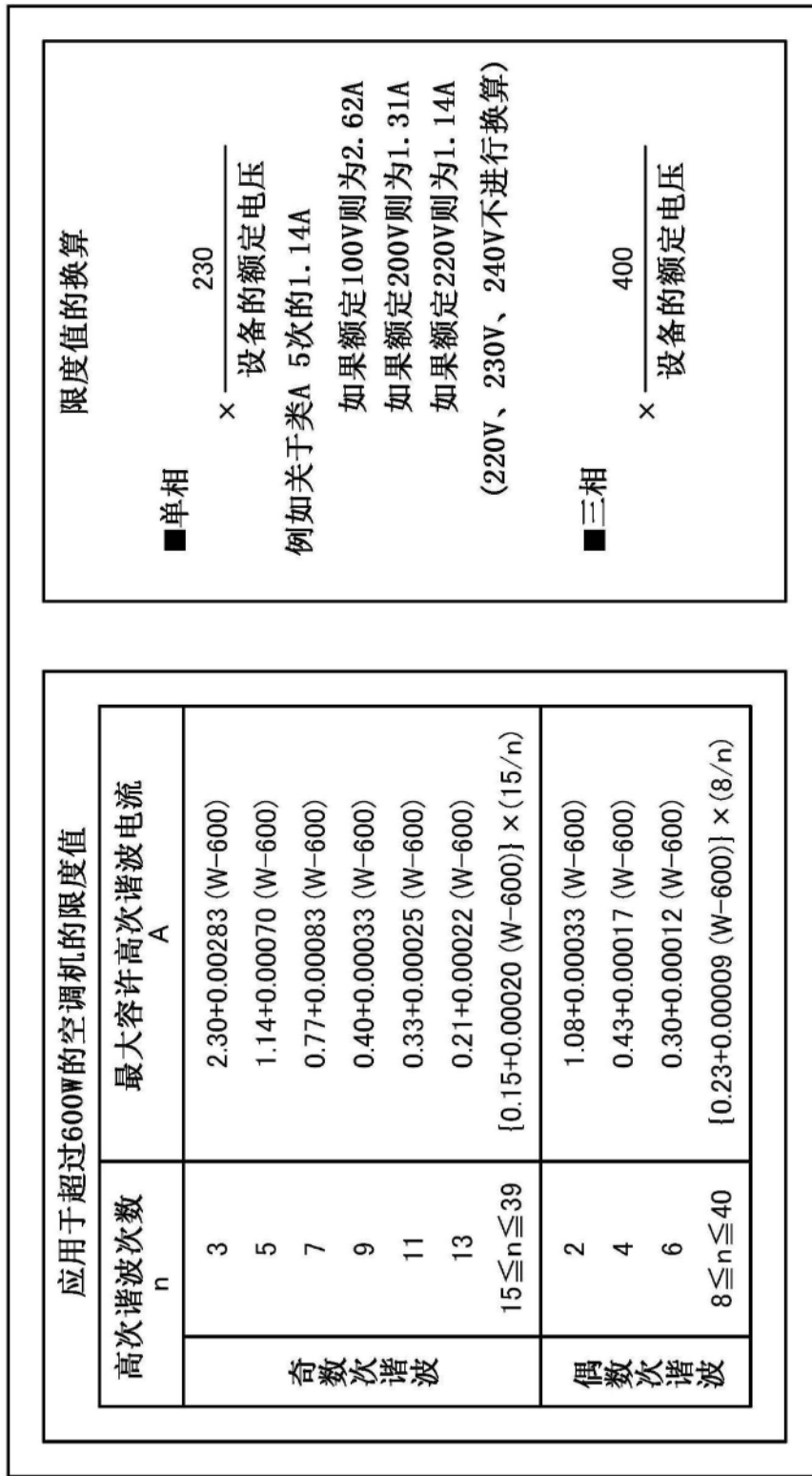


图21

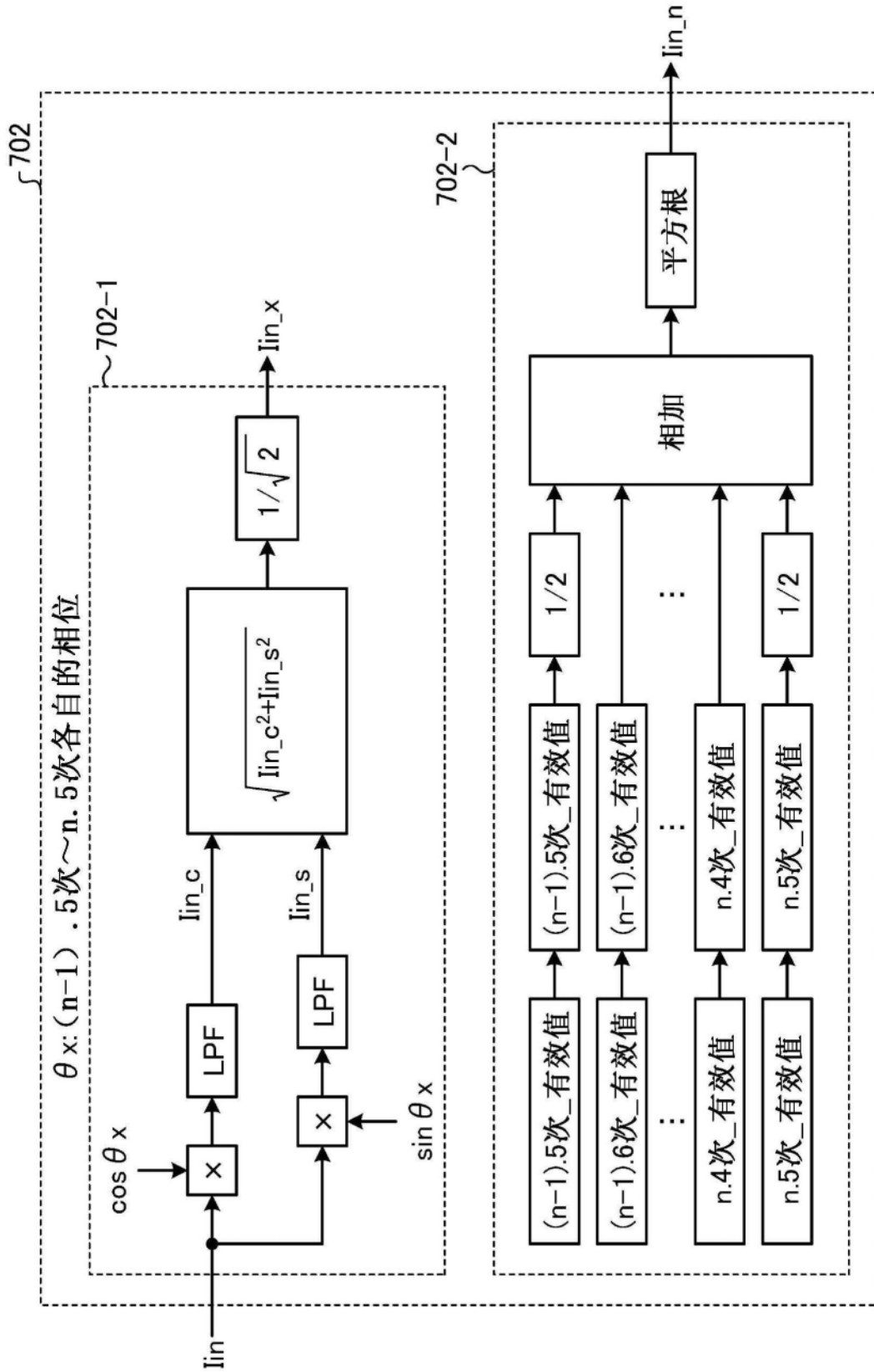


图22

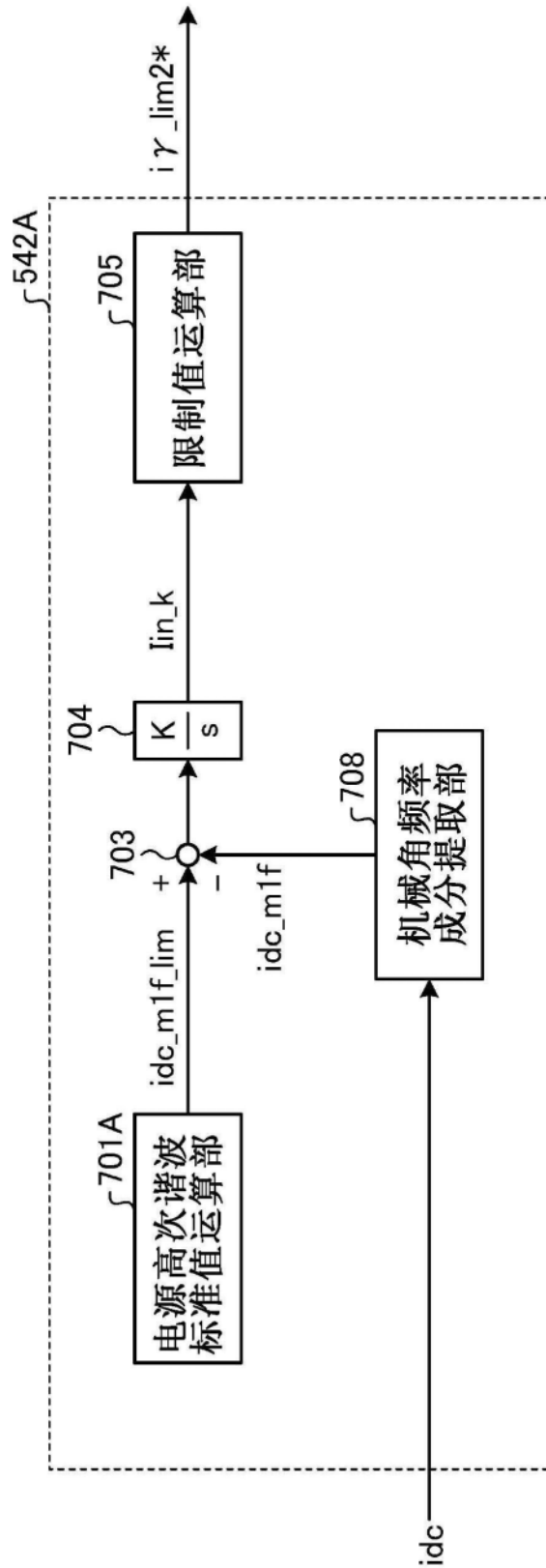


图23

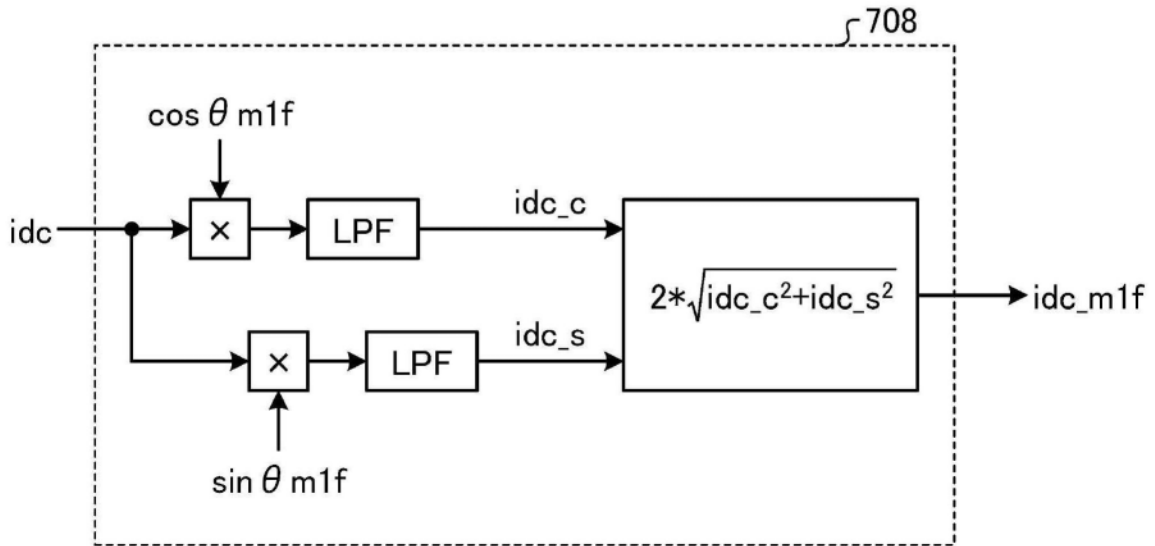


图24

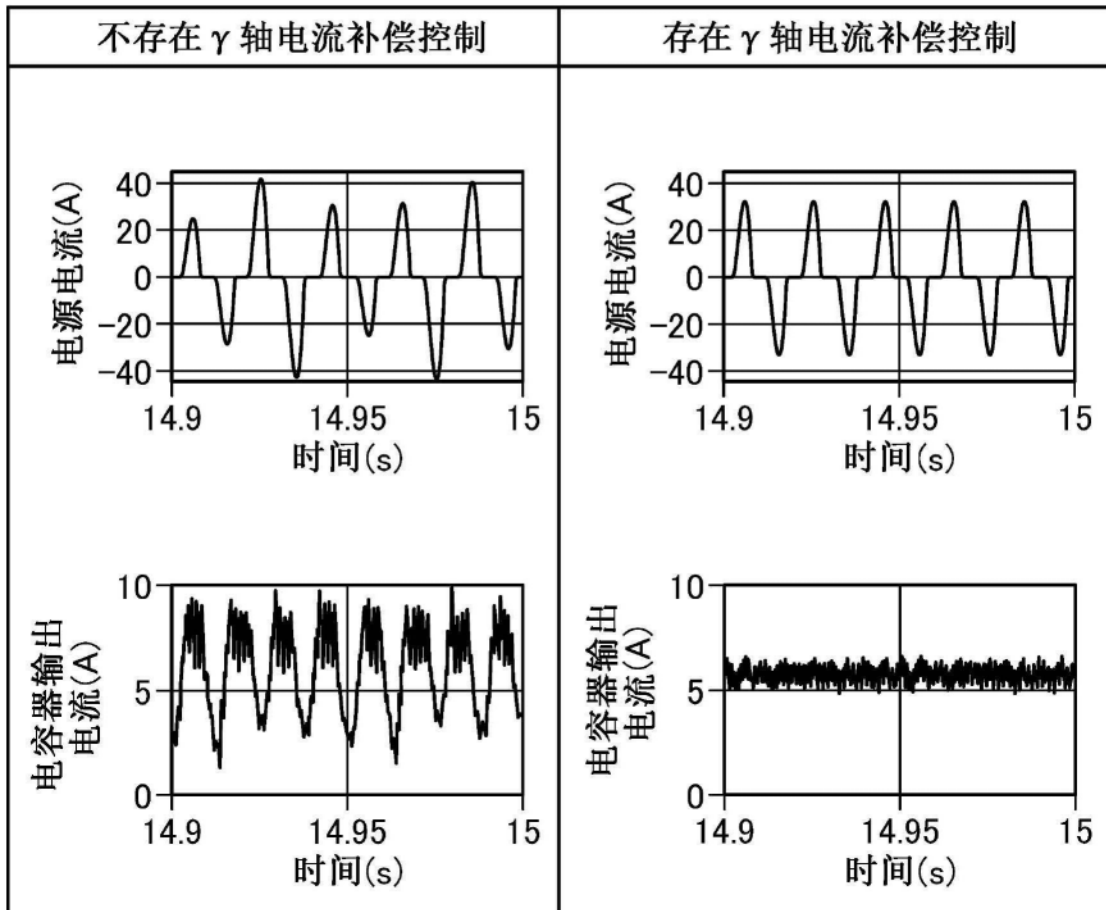


图25

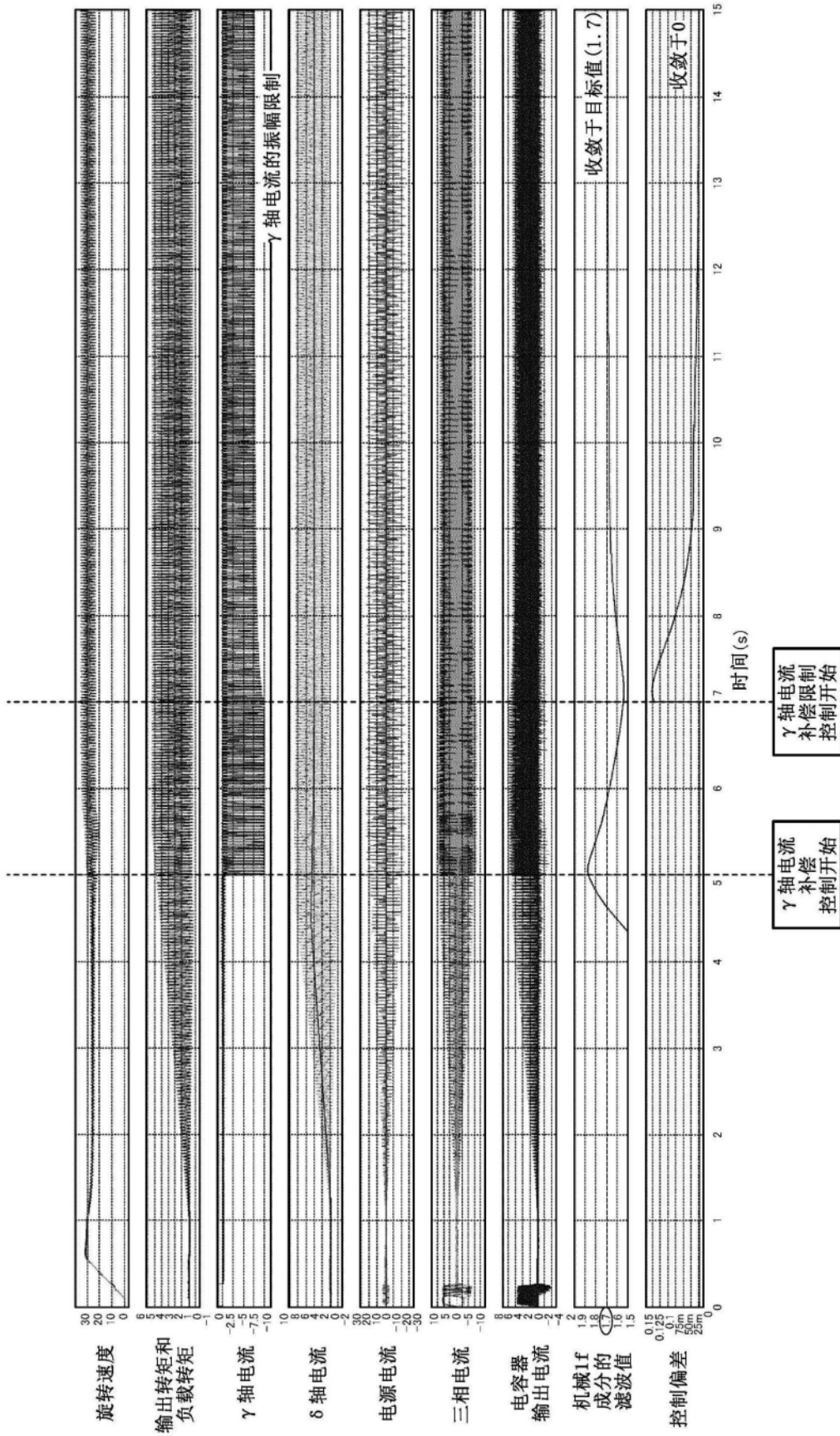


图26

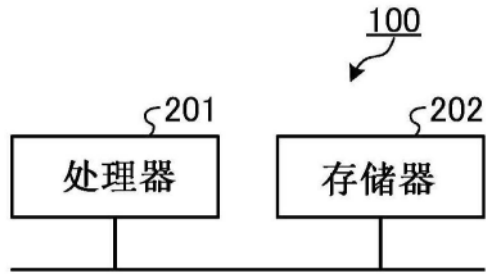


图27

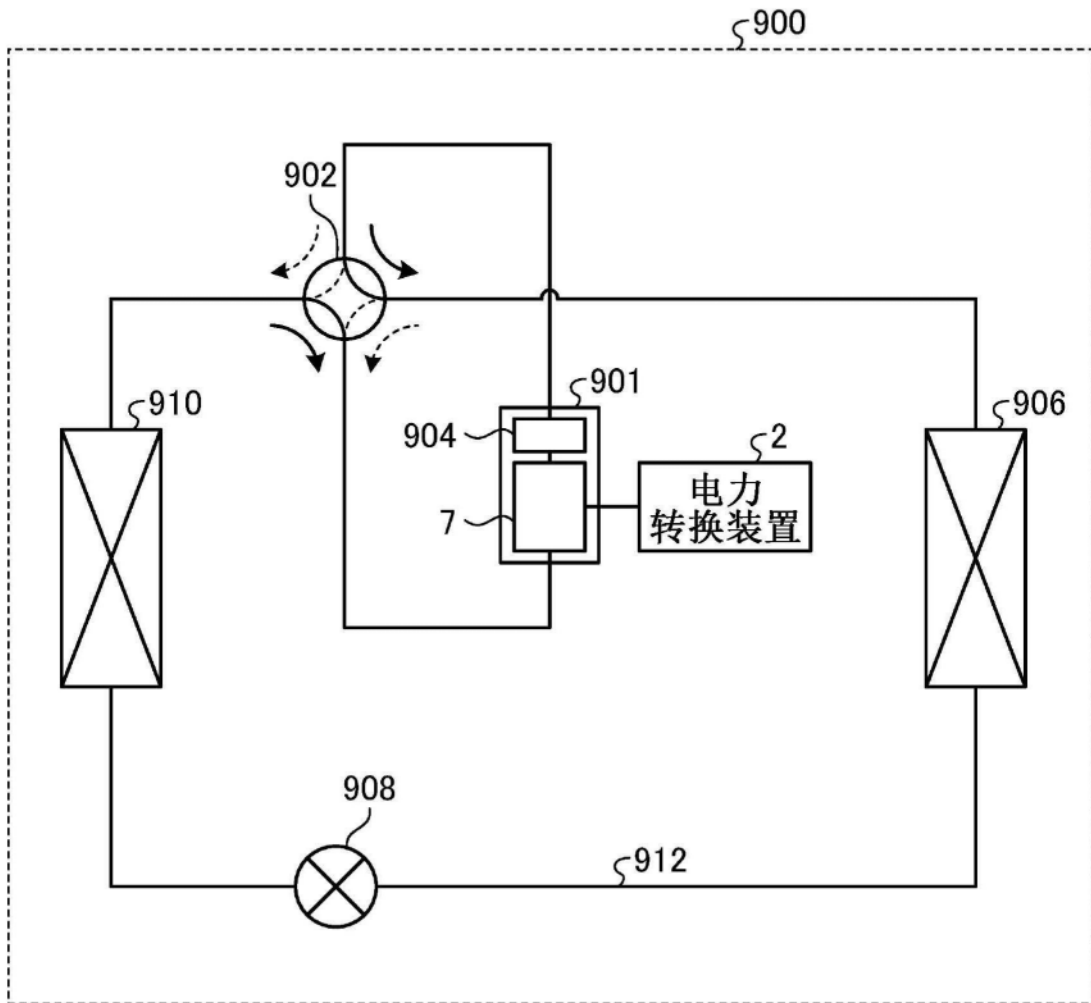


图28