



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109247049 A

(43)申请公布日 2019.01.18

(21)申请号 201680083972.9

(74)专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司 11243

(22)申请日 2016.12.13

代理人 曾贤伟 范胜杰

(30)优先权数据

2016-065524 2016.03.29 JP

(51)Int.Cl.

H02M 7/48(2007.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

H02M 7/12(2006.01)

2018.09.25

F25B 1/00(2006.01)

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2016/087058 2016.12.13

(87)PCT国际申请的公布数据

W02017/168859 JA 2017.10.05

(71)申请人 日立江森自控空调有限公司

地址 日本东京都

(72)发明人 李东升 岩路善尚 能登原保夫

山本裕二

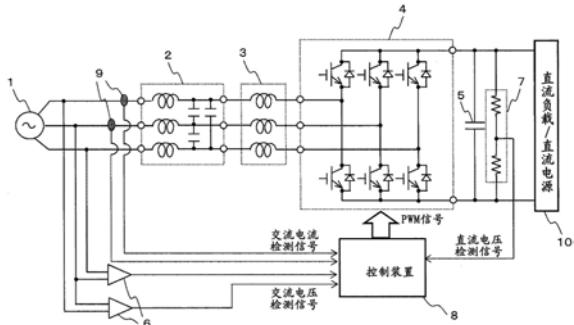
权利要求书2页 说明书8页 附图10页

(54)发明名称

电力转换装置、电动机驱动装置以及使用这些的冷冻设备

(57)摘要

在电力转换装置、电动机驱动装置中，抑制由负载侧的交流电压、电动机的磁饱和(非线性)特性等引起的电流畸变。在交流电源与直流负载或者直流电源之间进行电力转换的电力转换装置中，该电力转换装置具备：逆变电路；电流检测单元，其检测交流电源的交流电流；电压控制器，其根据由电流检测单元检测出的交流电流信号，生成逆变电路的指令电压；以及校正部，其对特定的频率具有增益，根据交流电流信号来校正指令电压，校正部校正从电压控制器输出之后的指令电压。



1. 一种电力转换装置, 在交流电源与直流负载或直流电源之间进行电力转换, 其特征在于, 该电力转换装置具备:

逆变电路;

电流检测单元, 其对上述交流电源的交流电流进行检测;

电压控制器, 其根据由上述电流检测单元检测到的交流电流信号, 生成上述逆变电路的指令电压; 以及

校正部, 其对特定的频率具有增益, 且根据上述交流电流信号对上述指令电压进行校正,

上述校正部对从上述电压控制器输出之后的上述指令电压进行校正。

2. 根据权利要求1所述的电力转换装置, 其特征在于,

上述校正部使用下式所示的传递函数:

[数学式1]

$$G(s) = \frac{K_1 \cdot s^2 + K_2 \cdot s}{s^2 + K_3 \cdot s + \omega_0^2}$$

其中, s 为拉普拉斯算子, ω_0 为中频、 K_1 、 K_2 、 K_3 为控制增益。

3. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置, 其特征在于,

根据由上述电流检测单元检测到的交流电流信号的高次成分, 设定上述校正部的中频。

4. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置, 其特征在于,

在由上述电流检测单元检测到的交流电流信号中存在多个高次成分的情况下, 并用多个上述校正部。

5. 一种电动机驱动装置, 具备: 逆变电路, 其从直流电压转换为交流电压; 以及电流检测单元, 其对作为上述逆变电路的输出的交流电流进行检测, 其特征在于, 该电动机驱动装置具备:

电压控制器, 其根据由上述电流检测单元检测到的交流电流信号, 生成上述逆变电路的指令电压; 以及

校正部, 其对特定的频率具有增益, 且根据上述交流电流信号对上述指令电压进行校正,

上述校正部对从上述电压控制器输出之后的上述指令电压进行校正。

6. 根据权利要求5所述的电动机驱动装置, 其特征在于,

上述校正部使用下式所示的传递函数:

[数学式2]

$$G(s) = \frac{K_1 \cdot s^2 + K_2 \cdot s}{s^2 + K_3 \cdot s + \omega_0^2}$$

其中, s 为拉普拉斯算子, ω_0 为中频、 K_1 、 K_2 、 K_3 为控制增益。

7. 根据权利要求5或6所述的电动机驱动装置, 其特征在于,

根据由上述电流检测单元检测到的交流电流信号的高次成分, 设定上述校正部的中频。

频率。

8. 根据权利要求5或6所述的电动机驱动装置,其特征在于,

在由上述电流检测单元检测到的交流电流信号中存在多个高次成分的情况下,并用多个上述校正部。

9. 根据权利要求5~8中任一项所述的电动机驱动装置,其特征在于,

对将上述指令电压进行校正前的从上述电压控制器输出的指令电压进行轴误差运算。

10. 一种冷冻设备,具有压缩机,其特征在于,

上述压缩机内置有电动机,

使用权利要求5~9中任一项所述的电动机驱动装置,来驱动内置于上述压缩机内的电动机。

电力转换装置、电动机驱动装置以及使用这些的冷冻设备

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电力转换装置、电动机驱动装置以及使用这些的冷冻设备,尤其,涉及在具有逆变电路的电力转换装置、电动机驱动装置中降低由交流电压的畸变、逆变电路的非线性特性等引起的电流畸变的技术。

背景技术

[0002] 所谓将直流电压转换为交流电压的逆变电路广泛应用于不间断电源装置、系统连接电力转换装置、交流电动机驱动装置中。

[0003] 通常,使用于这些应用的逆变电路为电压型,调整输出电压而控制输出电流。因此,如果负载侧的交流电压(系统电压、电动机感应电压)存在畸变成分,则在交流电流中也产生相同成分的畸变。并且,在交流电流的峰附近,由于电抗器、电动机的磁饱和(非线性)特性的影响而易于产生畸变。另外,逆变电路本身也存在死区时间的校正误差、半导体功率元件的电压下降等非线性特性,从而引起电流畸变。

[0004] 当产生逆变电路的输出电流的畸变时,存在电抗器的损耗增加、产生电动机转矩的脉动以及电源高次谐波增加等问题。

[0005] 如果检测交流电压的畸变而进行适当的控制,则能够改进由交流电压畸变引起的电流畸变,但是需要高精度的电压检测单元,导致成本增加。另外,在电动机驱动中难以检测感应电压。

[0006] 作为本技术领域中的背景技术,存在日本专利第5049707号公报(专利文献1)。在专利文献1中公开了以下方法:提高逆变电路的死区时间校正精度以减小电流畸变。

[0007] 现有技术文献

[0008] 专利文献:

[0009] 专利文献1:日本专利第5049707号公报

发明内容

[0010] 发明要解决的课题

[0011] 在专利文献1所记载的方法中,使用专用电压检测电路和特定的半导体集成电路(微型计算机)功能,能够实现高精度的死区时间校正,但是存在需要具备专用功能的微型计算机和追加电路的缺点。

[0012] 因此,本发明提供一种不需要追加电路而能够抑制电流畸变的电力转换装置、电动机驱动装置以及使用该这些的冷冻设备。

[0013] 解决课题的手段

[0014] 为了解决上述课题,如果例举其一例,则本发明的电力转换装置在交流电源与直流负载或者直流电源之间进行电力转换,该电力转换装置具备:逆变电路;电流检测单元,其检测交流电源的交流电流;电压控制器,其根据由电流检测单元检测出的交流电流信号,生成逆变电路的指令电压;以及校正部,其对特定的频率具有增益,根据交流电流信号来校

正指令电压,其中,校正部校正从电压控制器输出之后的指令电压。

[0015] 发明效果

[0016] 根据本发明,能够提供一种能够抑制电流畸变的电力转换装置、电动机驱动装置以及使用这些的冷冻设备。

附图说明

[0017] 图1是实施例1中的电力转换装置的结构图。

[0018] 图2是实施例1中的电力转换装置的控制功能模块结构图。

[0019] 图3是实施例1中的电力转换装置的电压控制器的功能框图。

[0020] 图4是实施例1中的电力转换装置的高次谐波抑制器的功能框图。

[0021] 图5是表示实施例1中的S控制器的传递函数和增益特性的图。

[0022] 图6是实施例1中的电力转换装置的电流波形和指令电压波形。

[0023] 图7是实施例2中的电动机驱动装置的结构图。

[0024] 图8是实施例2中的电动机驱动装置的控制功能模块结构图。

[0025] 图9是实施例2中的电动机驱动装置的控制轴、电动机旋转轴。

[0026] 图10是实施例2中的电动机驱动装置的速度&相位推定器的功能框图。

[0027] 图11是实施例2中的电动机驱动装置的电流波形。

[0028] 图12是实施例3中的冷冻设备的结构图。

具体实施方式

[0029] 以下,使用附图说明本发明的实施例。

[0030] 实施例1

[0031] 在本实施例中,对电力转换装置进行说明。

[0032] 图1是本实施例所涉及的电力转换装置的整体结构图。如图1所示,电力转换装置具备与交流电源1串联连接的噪声滤波器2、电抗器3、由半导体开关元件构成的逆变电路4、连接在逆变电路4的直流侧的正极/负极之间的平滑电容器5、检测交流电压的电压检测单元6、检测直流电压的分压电阻(电压检测单元)7、对逆变电路4进行PWM(Pulse width modulation:脉宽调制)控制的控制装置8、以及检测交流电流的电流检测单元9。此外,电力转换装置的交流侧与交流电源1相连接,电力转换装置的直流侧与直流负载或者直流电源(直流负载/直流电源)10相连接。

[0033] 接着,说明逆变电路4的动作模式。作为动作模式,存在从交流电源1接受交流电力并将直流电力提供给直流负载/直流电源10的整流模式(交流/直流转换模式)以及对来自直流负载/直流电源10的直流电力进行逆转换并向交流电源1输出交流电力的再生模式(直流/交流转换模式)。根据来自控制装置8的控制信号来实现整流模式与再生模式(逆变模式)的动作模式的切换。此外,作为提供直流负载/直流电源10中的直流电源的单元,例如适当地使用未图示的太阳能发电设备、蓄电池等。

[0034] 逆变电路4通过6个半导体开关元件(在本实施例中IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor:绝缘栅双极型晶体管))以及与各半导体开关元件反并联连接的二极管构成三相桥电路。该三相桥电路与三相交流电源1对应。此外,与各半导体开关元件反并

联连接的二极管为各半导体开关元件关闭时的换向用二极管,属于逆变电路的公知的基本结构。因此,省略二极管的详细的说明。

[0035] 平滑电容器5是用于抑制逆变电路4的直流侧直流电压的纹波和浪涌电压的要素。

[0036] 作为控制装置8,优选使用微型计算机、DSP (Digital Signal Processor: 数字信号处理器) 等运算处理装置。通过内置于控制装置8的采样保持电路和A/D (Analog/Digital (模拟/数字)) 转换部等,将各电压/电流的检测信号转换为数字信号。

[0037] 图2是表示图1示出的控制装置8的控制结构的框图。图2所例示的控制装置8进行如下动作:运算处理装置执行预定的程序,来运算逆变电路4的电压指令,生成用于将逆变电路4的各半导体开关元件进行开关(打开/关闭)控制的PWM控制信号。

[0038] 详细而言,如图2所示,控制装置8具备电源相位运算器11、电压控制器12、3相/2轴转换器13、2轴/3相转换器14、高次谐波抑制器15以及PWM控制器16。

[0039] 电源相位运算器11输入交流电压检测信号,运算电源电压相位(θ_s),分别输出到3相/2轴转换器13和2轴/3相转换器14。

[0040] 3相/2轴转换器13根据由对三相交流系统的2相量电流进行检测的电流检测单元9检测出的交流电流检测信号(I_u 、 I_v)以及由电源相位运算器11运算出的电源电压相位(θ_s),使用以下式(1)和式(2)运算d轴电流 I_d 和q轴电流 I_q 。式(1)表示3相/2轴转换的运算式,式(2)表示向旋转坐标系的转换的运算式。

[0041] [数学式1]

$$[0042] \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\cos(\pi/3) & -\cos(\pi/3) \\ 0 & \cos(\pi/6) & -\cos(\pi/6) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ -(I_u + I_v) \end{pmatrix} \quad \dots(1)$$

[0043] [数学式2]

$$[0044] \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad \dots(2)$$

[0045] 电压控制器12使用比例积分(PI)控制器等来运算d轴电压指令值 V_d 和q轴电压指令值 V_q ,以便消除d轴电流指令值 I_d* 和q轴电流指令值 I_q* 与由3相/2轴转换器13求出的d轴电流检测值 I_d 和q轴电流检测值 I_q 的误差。

[0046] 图3示出了电压控制器12的内部结构的一例。使用PI控制器17对电流误差进行处理来调整电压指令。另外,为了改进控制响应性和稳定性,将向各电压指令加上(减去)前馈项($2\pi f_s \times L \times I_d*$ 、 $2\pi f_s \times L \times I_q*$ 和 E_s)。在此, f_s 为电源频率, L 为电抗器3的电感值, E_s 为交流电源电压的有效值。

[0047] 但是,在图3示出的控制结构中,为了保持控制系统的稳定性,PI控制器的响应频率为数十Hz左右,相对于数百Hz高的频率的干扰成分,抑制效果并不充分。例如在三相电源的情况下,主要电源电压的畸变为5次成分(频率为250Hz(50Hz电源)/300Hz(60Hz电源))以及7次成分(频率为350Hz(50Hz电源)/420Hz(60Hz电源)),因此仅通过图3示出的控制难以抑制5次和7次的电流畸变。

[0048] 因此,为了抑制交流电流的高次高谐波成分,在本实施例中,追加高次谐波抑制器

15.图4是高次谐波抑制器15的详细结构图。

[0049] 高次谐波抑制器15用于抑制d轴电流检测值Id和q轴电流检测值Iq的特定频率的交流成分,主要由多个S控制器21构成。在此,S控制器21相当于用于从电流成分去除高次谐波成分的所谓振荡器。

[0050] 使用图5说明S控制器。图5示出了S控制器21的传递函数和增益特性。根据图5的(B)示出的增益特性24可知,S控制器的特征在于,在特定的中心频率(ω_0)具有较大的增益。

[0051] 如图5的(A)所示,在S控制器21的传递函数中设有3个增益(K_1, K_2, K_3)。通过这些增益的调整,能够调整与特定的中心频率(ω_0)对应的增益的大小和带宽以及相位特性。根据由电流检测单元检测出的交流电流信号的高次成分设定中心频率。

[0052] 如图4所示,各S控制器的输入为指令值(=0)与d轴电流检测值Id和q轴电流检测值Iq的差分。根据图5的(B)示出的增益特性24,仅在各S控制器的输出中以逆相位地出现在S控制器的传递函数中设定的中心频率(ω_0)的成分。因此,通过将图2示出的电压控制器12的输出即d轴电压指令值Vd和q轴电压指令值Vq与由高次谐波抑制器15求出的逆相位的高次谐波成分进行相加,能够删除高次谐波成分。即,高次谐波抑制器15作为校正部而发挥作用,该校正部根据交流电流信号来校正电压指令值。此外,以上构成为将高次谐波成分以逆相位相加来删除,但是也可以将高次谐波成分以同相位减去。

[0053] 在三相交流系统中,电源频率的5次和7次成分为交流电流畸变的主要成分,因此在由3相/2轴转换器13转换得到的d轴电流检测值Id和q轴电流检测值Iq中出现6次成分。因此,如果在高次谐波抑制器15中设置与电源频率的6次对应的频率($\omega_0=2\pi\times f_s\times 6$)的S控制器,则能够抑制交流电流的5次和7次成分。为了进一步提高电流畸变的改进效果,对11次和13次的频率成分,同样地追加与电源频率的12次对应的频率($\omega_0=2\pi\times f_s\times 12$)的S控制器即可。这样,在由电流检测单元检测出的交流电流信号中存在多个高次成分的情况下,一起使用多个S控制器即可。另外,如果对由直流负载/直流电源10的直流电压的纹波引起的电流畸变也追加与上述直流电压的波动频率对应的S控制器,则同样地实现电流畸变的改进。

[0054] 2轴/3相转换器14使用由电压控制器12和高次谐波抑制器15求出的d轴和q轴的电压指令值之和(即,d轴电压指令值Vd*和q轴电压指令值Vq*)以及由电源相位运算器11求出的电源电压相位(θ_s),根据以下式(3)和式(4),进行电压指令逆转换,计算出三相电压指令值(Vu*,Vv*,Vw*)并输出到PWM控制器16。此外,式(3)表示从旋转坐标系转换为固定坐标系的转换运算式。另外,式(4)表示2轴/3相转换的运算式。

[0055] [数学式3]

$$[0056] \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \\ -\cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

[0057] [数学式4]

$$[0058] \begin{pmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \dots (4)$$

[0059] PWM控制器16根据来自2轴/3相转换器14的三相电压指令值(V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*})和直流电压检测信号(Edc)以及三角波或者锯齿波的载波,生成PWM控制信号,使逆变电路4的各半导体开关元件进行开关动作,控制该逆变电路4的输出电压。

[0060] 图6是表示通过上述高次谐波抑制器15改进电流畸变的效果的波形。从时间轴的0.3s起,打开本实施例的高次谐波抑制器15,从高次谐波抑制器15输出d轴电压校正量波形(V_{dh})32和q轴电压校正量波形(V_{qh})33,调整d轴电压指令值 V_{d*} 和q轴电压指令值 V_{q*} 。其结果,能够确认电流波形31(图1的交流电源1之后的电流)的畸变得到了改进。

[0061] 如上所述,本实施例的电力转换装置在交流电源与直流负载或者直流电源之间进行电力转换,该电力转换装置具备:逆变电路;电流检测单元,其检测交流电源的交流电流;电压控制器,其根据由电流检测单元检测出的交流电流信号,生成逆变电路的指令电压;以及校正部,其对特定的频率具有增益,根据交流电流信号来校正指令电压,其中,校正部校正从电压控制器输出之后的指令电压。

[0062] 即,能够提供一种电力转换装置,在逆变电路的电流控制系统中追加控制单元,对特定的高次成分,校正指令电压,由此不需要追加电路而能够抑制电流畸变,其中,上述控制单元使用对指定的频率成分具有较大的增益的传递函数。

[0063] 实施例2

[0064] 在本实施例中说明电动机驱动装置。

[0065] 图7是表示本实施例中的电动机驱动装置的整体结构的图。在图7中,本实施例中的电动机驱动装置具备整流电路42,该整流电路42与交流电源41相连接,并将来自交流电源41的交流电压转换为直流电压。平滑电容器43与整流电路42的直流输出端子相连接,将整流电路42的输出即直流电压进行平滑。逆变电路44将平滑电容器43的输出即直流电压转换为交流电压并输出,将电动机45的转速设为可变驱动。另外,在从蓄电池等直流电源供电的情况下,也可以省略整流电路42。

[0066] 电流检测电路47通过设置于平滑电容器43与逆变电路44之间的分流电阻,检测逆变电路44的直流电流(母线电流)。另外,由控制逆变电路44的控制器46以及直流电压检测电路48构成电动机驱动装置。此外,控制器46使用微型计算机或者DSP(数字信号处理器)等半导体运算元件。

[0067] 图8是表示控制逆变电路44的控制器46的控制结构的图,通过CPU(计算机)和运算程序来实现各功能。控制器46通过dq矢量控制,运算施加到电动机45的电压指令信号,生成逆变电路44的PWM控制信号,如图8所示,具备速度控制器50、d轴电流指令产生器51、电压控制器52、2轴/3相转换器53、速度&相位推定器54、3相/2轴转换器55、电流再现运算器56、高次谐波抑制器57以及PWM控制器58。

[0068] 电流再现运算器56使用从电流检测电路47输出的检测信号(I_{sh})以及三相电压指令值 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 来再现逆变电路44的输出电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。在此,为了降低成本,采用从母线电流再现三相电流的方式,但是也可以使用电流传感器等电流检测单元来检测逆变电路

44的输出即交流电流。

[0069] 图9是表示本实施例的电动机驱动装置的控制轴、电动机旋转轴的图,dc-qc轴为控制系统的推定轴,d-q轴为电动机旋转轴,将d-q轴与dc-qc轴的轴误差定义为 $\Delta\theta_c$ 。而且,3相/2轴转换器55根据再现的三相输出电流 I_u 、 I_v 、 I_w 以及由速度&相位推定器54推定出的相位信息 θ_{dc} ,使用式(5)和式(6)来运算dc轴电流 I_{dc} 和qc轴电流 I_{qc} 。

[0070] [数学式5]

$$[0071] \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad \dots(5)$$

[0072] [数学式6]

$$[0073] \begin{pmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{dc}) & -\sin(\theta_{dc}) \\ \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad \dots(6)$$

[0074] 速度控制器50按照来自外部的速度指令值(ω^*),制作qc轴电流指令值(i_{qc^*})。另外,为了使电动机电流最小化,从d轴电流指令产生器51产生d轴电流指令值(i_{dc^*})。

[0075] 在电压控制器52中,使用从d轴电流指令产生器51施加的电流指令值 I_{dc^*} 、从速度控制器50施加的电流指令值 I_{qc^*} 、dc轴电流检测值 I_{dc} 、qc轴电流检测值 I_{qc} 、速度指令值 ω^* 和电动机常数,来运算dc轴电压指令值 V_{dc} 、qc轴电压指令值 V_{qc} 。该电压控制属于电动机控制的公知的基本结构,因此省略详细说明。

[0076] 接着,以下,详细说明用于实现电动机位置无传感器控制的速度&相位推定方法。

[0077] 图10是图8的速度&相位推定器54的详细功能框图。该速度&相位推定器54通过电动机转子位置无传感器控制法来推动转子位置和转速。具体地说,具备:轴误差运算器61,其运算电动机轴(d-q轴)与控制系统轴(dc-qc轴)的轴误差;速度推定器62,其推动电动机转速;以及相位运算器63。

[0078] 轴误差运算器61根据上述dc轴电压指令值(V_{dc})、qc轴指令电压值(V_{qc})、dc轴电流值(i_{dc})、qc轴电流值(i_{qc})、电动机常数64(线圈电阻(r)、d轴电感(L_d)、q轴电感(L_q))以及电动机转速推定值(ω^1),使用以下式(7),运算轴误差($\Delta\theta_c$)。

[0079] [数学式7]

$$[0080] \Delta\theta_c = \tan^{-1} \left(\frac{V_{dc} - r \times I_{dc} + \omega^1 \times L_q \times I_{qc}}{V_{qc} - r \times I_{qc} - \omega^1 \times L_d \times I_{dc}} \right) \quad \dots(7)$$

[0081] 速度推定器62使用所谓PI控制器对由上述轴误差运算器61输出的轴误差($\Delta\theta_c$)进行处理,输出电动机转速的推定值(ω^1)。在此,PI控制器控制PLL(Phase-Locked Loop:锁相环)以便消除电动机轴(d-q轴)与控制系统轴(dc-qc轴)的推动轴误差($\Delta\theta_c$)。另外,在相位运算器63中对推动出的电动机转速(ω^1)进行积分来运算控制系统相位(θ_{dc})。

[0082] 使用速度&相位推定器54,也可以不需要电动机45的转子位置传感器,因此能够降低驱动系统整体的成本。当然,也可以采用编码器等转子位置传感器来始终检测转子的速度和位置信息。

[0083] 高次谐波抑制器57为用于抑制电动机电流的高次谐波成分的控制器。高次谐波抑

制器57与实施例1的图4示出的高次谐波抑制器15的结构相同,省略其详细说明,但是用于抑制电动机dc轴电流I_{dc}和qc轴电流I_{qc}的特定频率的交流成分,将多个S控制器21并联而构成。其中,按照电动机转速、逆变器频率(f1)以及逆变器的特性来调整各S控制器的中心频率。例如,在三相交流电动机的情况下,逆变器频率的5次和7次成为电动机电流畸变的主要成分,因此在由3相/2轴转换器55转换后的dc轴电流检测值I_{dc}和qc轴电流检测值I_{qc}中出现逆变器频率的6次成分。因此,如果在高次谐波抑制器57中设置与逆变器频率的6次对应的频率($\omega_0=2\pi\times f1\times 6$)的S控制器,则能够抑制电动机电流的5次和7次成分。当然,为了进一步提高电流畸变的改进效果,对11次以上的频率成分,同样地追加S控制器即可。另外,在要抑制由平滑电容器43的直流电压纹波引起的电流畸变成分的情况下,追加与直流电压纹波的频率对应的S控制器即可。

[0084] 将高次谐波抑制器57的输出(V_{dh}和V_{qh})加上电压控制器52的输出(V_{dc}和V_{qc}),计算出电动机电压指令(V_{dc*}、V_{qc*})。

[0085] 其中,高次谐波抑制器57的输出(V_{dh}和V_{qh})主要为高次谐波(交流)成分,因此电压控制器52的输出(V_{dc}和V_{qc})的交流成分减少。其结果,使用式(7)计算出的轴误差($\Delta\theta_c$)的纹波减小,能够提高电动机控制系统的稳定性。即,在将高次谐波抑制器57的输出加上电压控制器52的输出之前,对电压控制器52的输出进行轴误差运算,由此能够提高电动机控制系统的稳定性。

[0086] 而且,使用计算出的电动机电压指令(V_{dc*}、V_{qc*})以及来自速度&相位推定器54的相位信息(θ_{dc}),根据以下式(8)和式(9),由2轴/3相转换器53计算出三相指令电压(V_{u*}、V_{v*}、V_{w*})。

[0087] [数学式8]

$$[0088] \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \\ -\cos(\theta_{dc}) & \sin(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} \dots (8)$$

[0089] [数学式9]

$$[0090] \begin{pmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \dots (9)$$

[0091] 最后,使用来自直流电压检测电路48的直流电压信号(E_d),通过PWM控制器58计算出调制率并制作逆变电路44的PWM控制信号。逆变电路4的半导体开关元件(IGBT、功率MOS等)按照上述PWM控制信号进行打开和关闭动作,从各相的输出端子输出脉冲状电压(振幅值为直流电压、宽度根据PWM信号变化)。

[0092] 图11是表示使用上述高次谐波抑制器57改进电动机电流的畸变的效果的波形。能够确认从时间轴的0.6s起通过本实施例的高次谐波抑制大幅度地抑制了电动机的U相电流波形71的畸变成分。

[0093] 如上所述,本实施例的电动机驱动装置具备:逆变电路,其从直流电压转换为交流电压;以及电流检测单元,其检测逆变电路的输出即交流电流,该电动机驱动装置具备:电

压控制器,其根据由电流检测单元检测出的交流电流信号,生成逆变电路的指令电压;以及校正部,其对特定的频率具有增益,根据交流电流信号来校正指令电压,其中,校正部校正从电压控制器输出之后的指令电压。

[0094] 即,能够提供一种电动机驱动装置,在逆变电路的电流控制系统中追加控制单元,对特定的高次成分,校正指令电压,由此不需要追加电路而能够抑制电流畸变,其中,上述控制单元使用对指定的频率成分具有较大的增益的传递函数。

[0095] 实施例3

[0096] 在本实施例中说明冷冻设备。

[0097] 图12示出本实施例中的空调机、冷冻机等冷冻设备的结构图。冷冻设备200为调节空气温度的装置,室外机与室内机通过制冷剂配管206相连接。在此,室外机具备:室外换热器202,其进行制冷剂与空气的热交换;室外风扇204,其将空气送入于该室外换热器202;以及压缩机205,其将制冷剂进行压缩并循环。另外,压缩机205的内部包括具备永久磁铁同步电动机的压缩机用电动机208,使用电动机驱动装置207来驱动压缩机用电动机208,由此压缩机被驱动。电动机驱动装置207将交流电源的交流电压转换为直流电压,提供给电动机驱动用逆变器来驱动电动机。

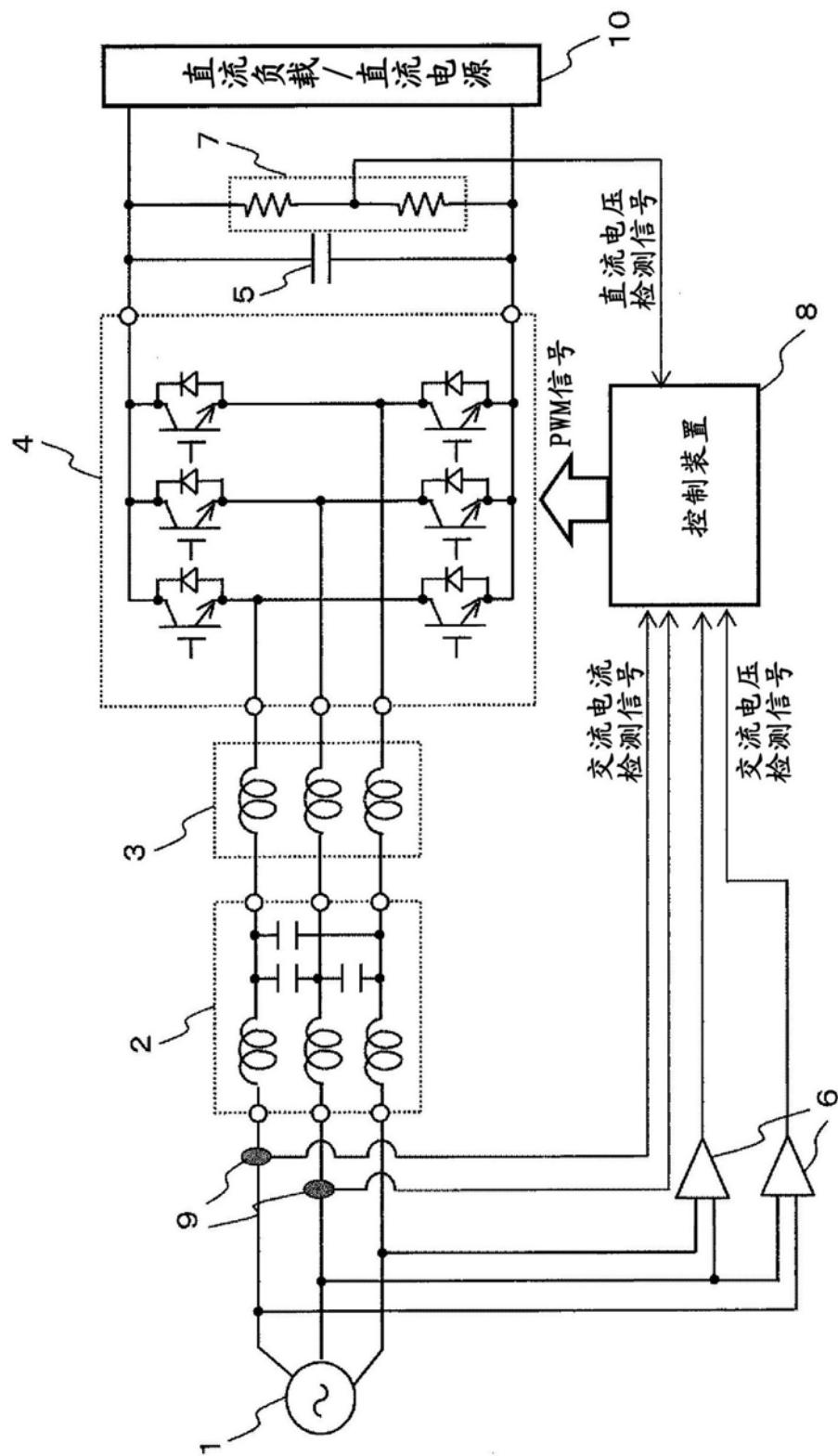
[0098] 并未图示详细结构,但是,压缩机205采用旋转式压缩机、涡旋式压缩机等,其内部具备压缩机构部,由压缩机用电动机208驱动该压缩机构部。如果压缩机构部为涡旋式压缩机,则由固定涡旋式和旋转涡旋式构成,旋转涡旋式相对于固定涡旋式进行旋转运动,在涡旋之间形成压缩室。

[0099] 作为该电动机驱动装置207使用实施例2的电动机驱动装置,由此抑制电动机电流的畸变,从而能够确保高控制性能。另外,通过抑制电动机电流畸变,能够更稳定地进行驱动,因此作为冷冻设备,能够使产品的振动、噪声降低。

[0100] 以上,说明了实施例,但是本发明并不限定于上述实施例,包括各种变形例。例如,为了使本发明更容易理解而详细说明了上述实施例,并不限定于必须具备所说明的所有结构。另外,能够将某一实施例的结构的一部分替换为其它实施例的结构,另外,还能够对某一实施例的结构增加其它实施例的结构。

[0101] 符号说明

[0102] 1:交流电源;2:噪声滤波器;3:电抗器;4:逆变电路;5:平滑电容器;6:电压检测单元;7:分压电阻;8:控制装置;9:电流检测单元;10:直流负载/直流电源;11:电源相位运算器;12:电压控制器;13:3相/2轴转换器;14:2轴/3相转换器;15:高次谐波抑制器;16:PWM控制器;17:PI控制器;21:S控制器;22:d轴高次谐波抑制器;23:q轴高次谐波抑制器;24:增益特性;31:电流波形;32:d轴电压校正量波形;33:q轴电压校正量波形;41:交流电源;42:整流电路;43:平滑电容器;44:逆变电路;45:电动机;46:控制器;47:电流检测电路;48:直流电压检测电路;50:速度控制器;51:d轴电流指令产生器;52:电压控制器;53:2轴/3相转换器;54:速度&相位推定器;55:3相/2轴转换器;56:电流再现运算器;57:高次谐波抑制器;58:PWM控制器;61:轴误差运算器;62:速度推定器;63:相位运算器;64:电动机常数;71:U相电流波形。



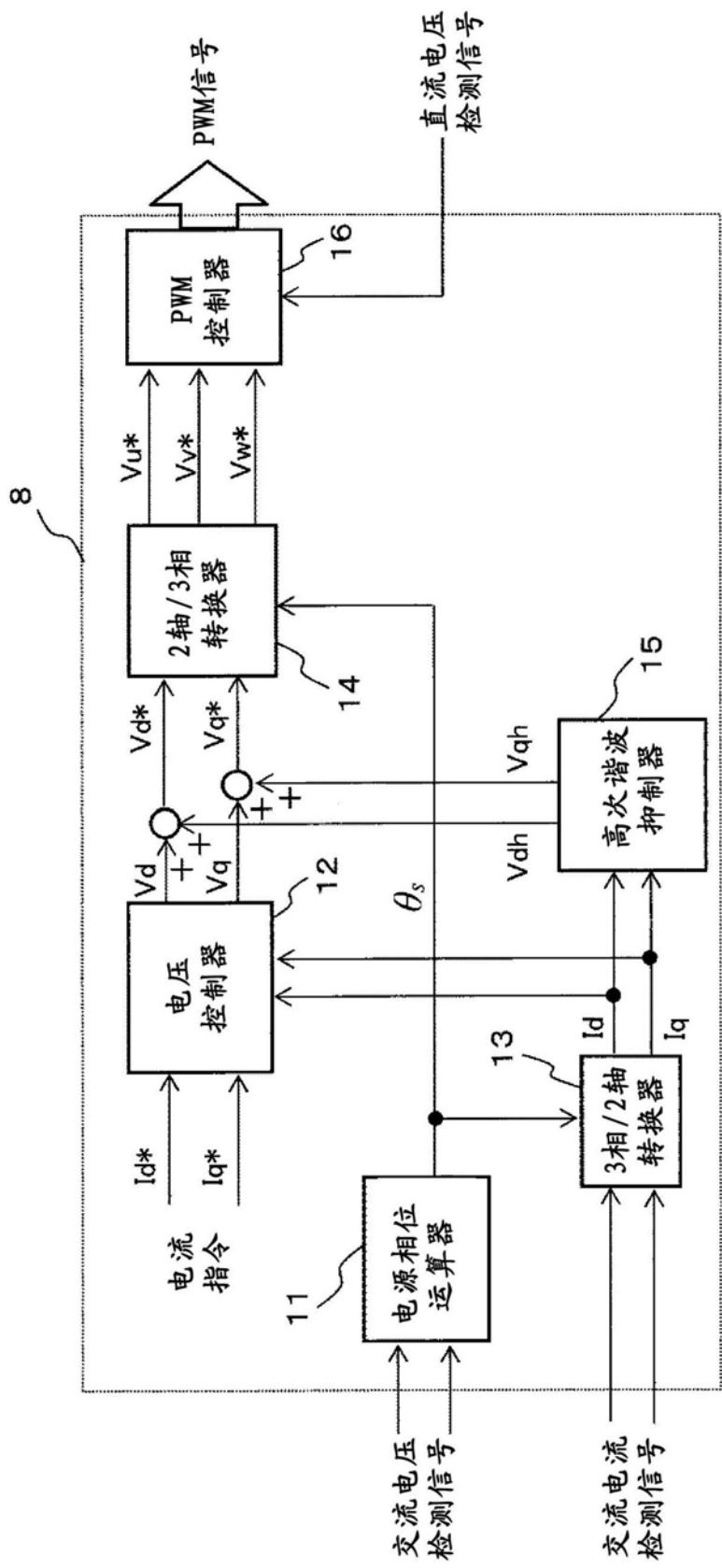


图2

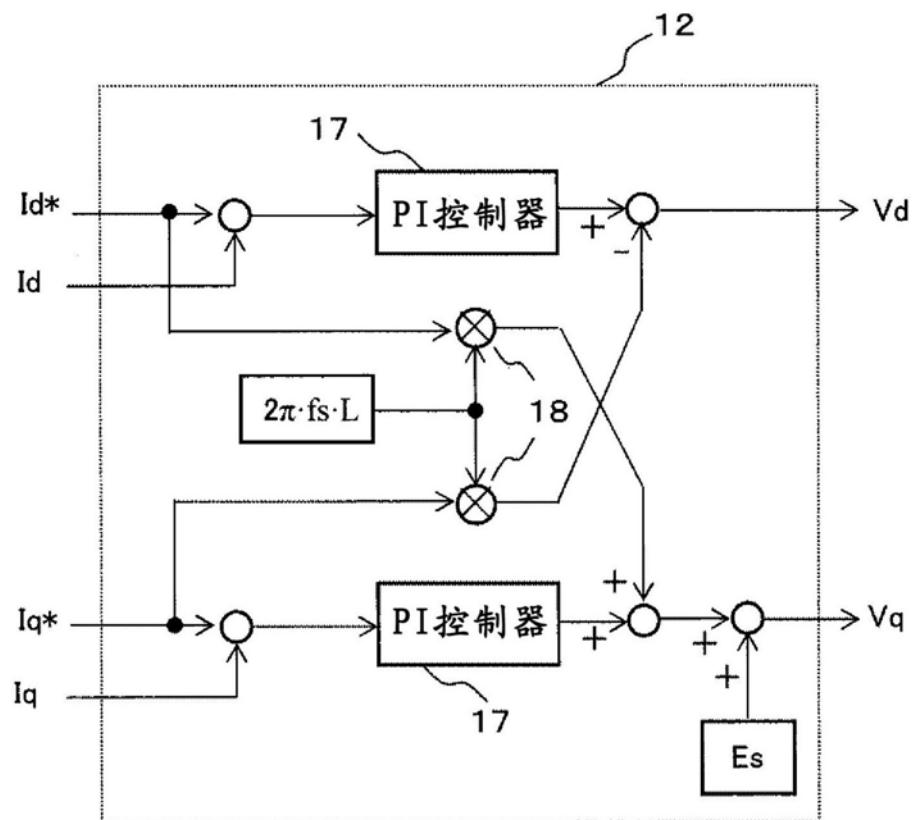
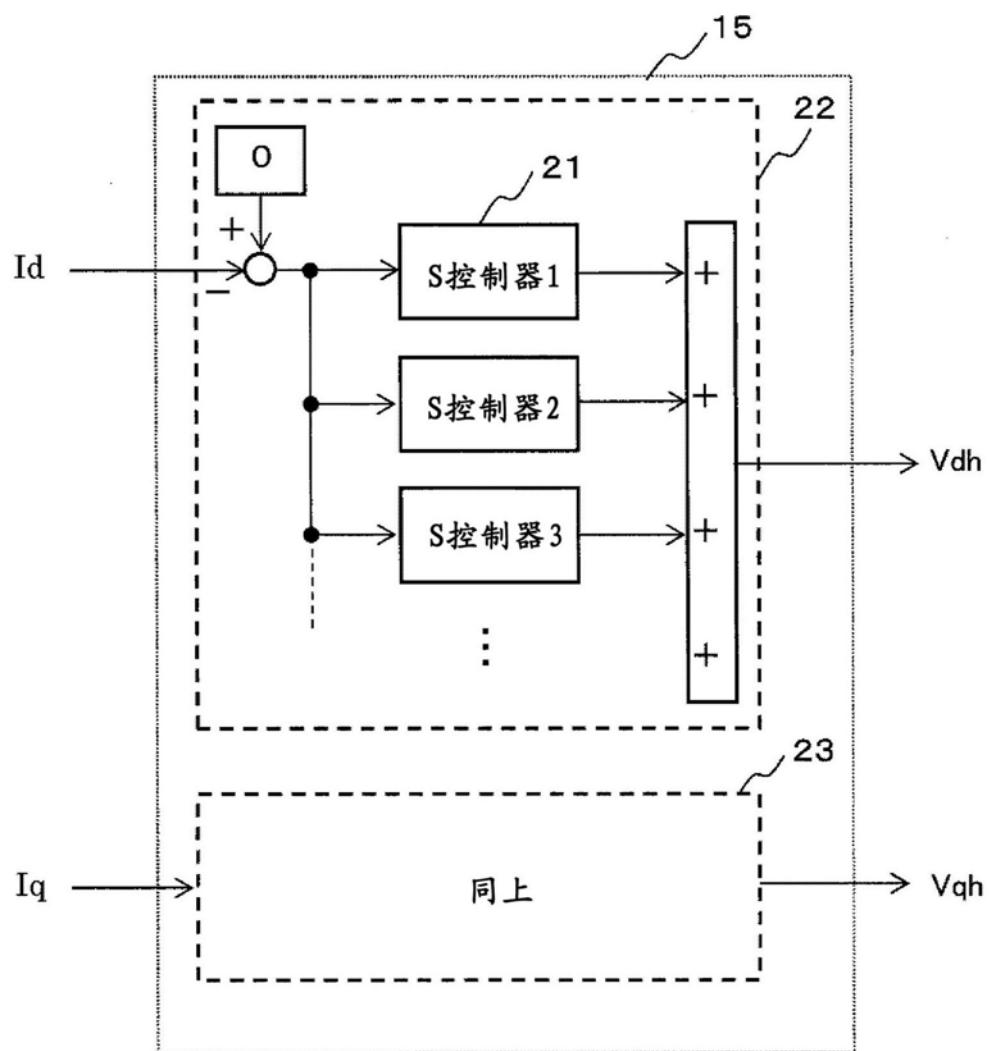


图3



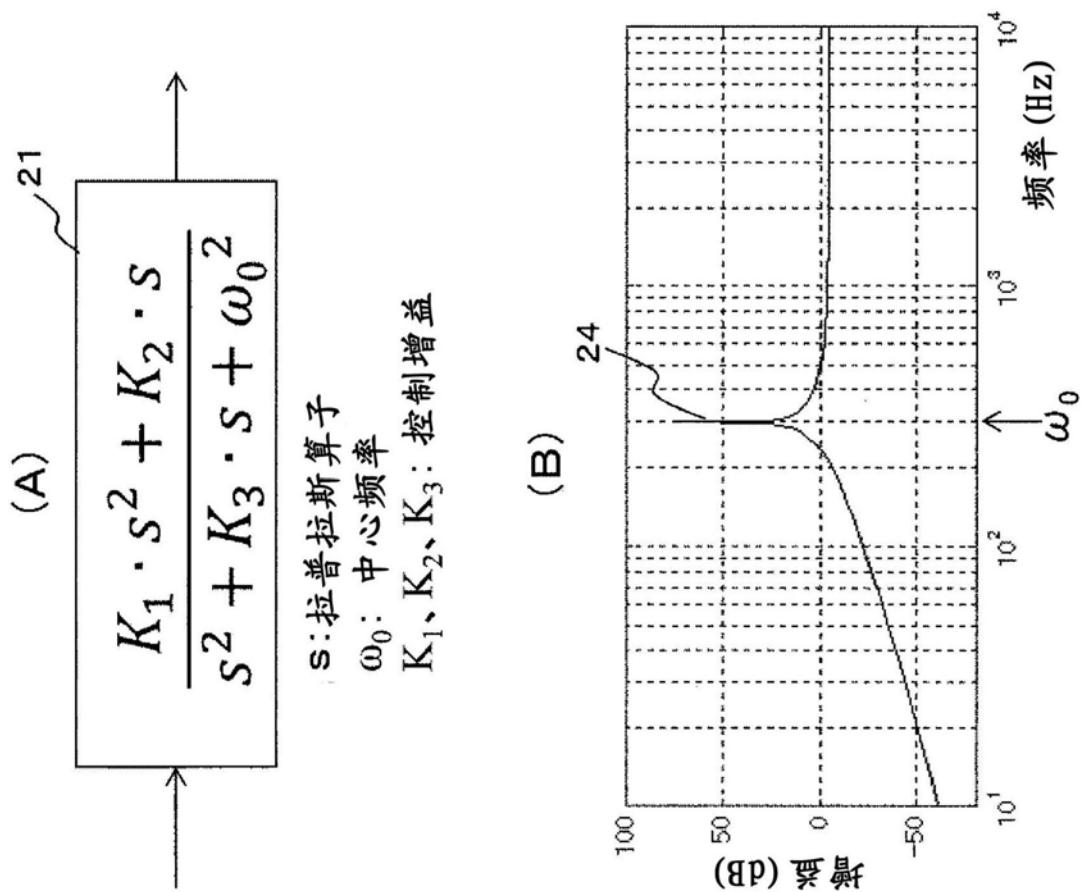


图5

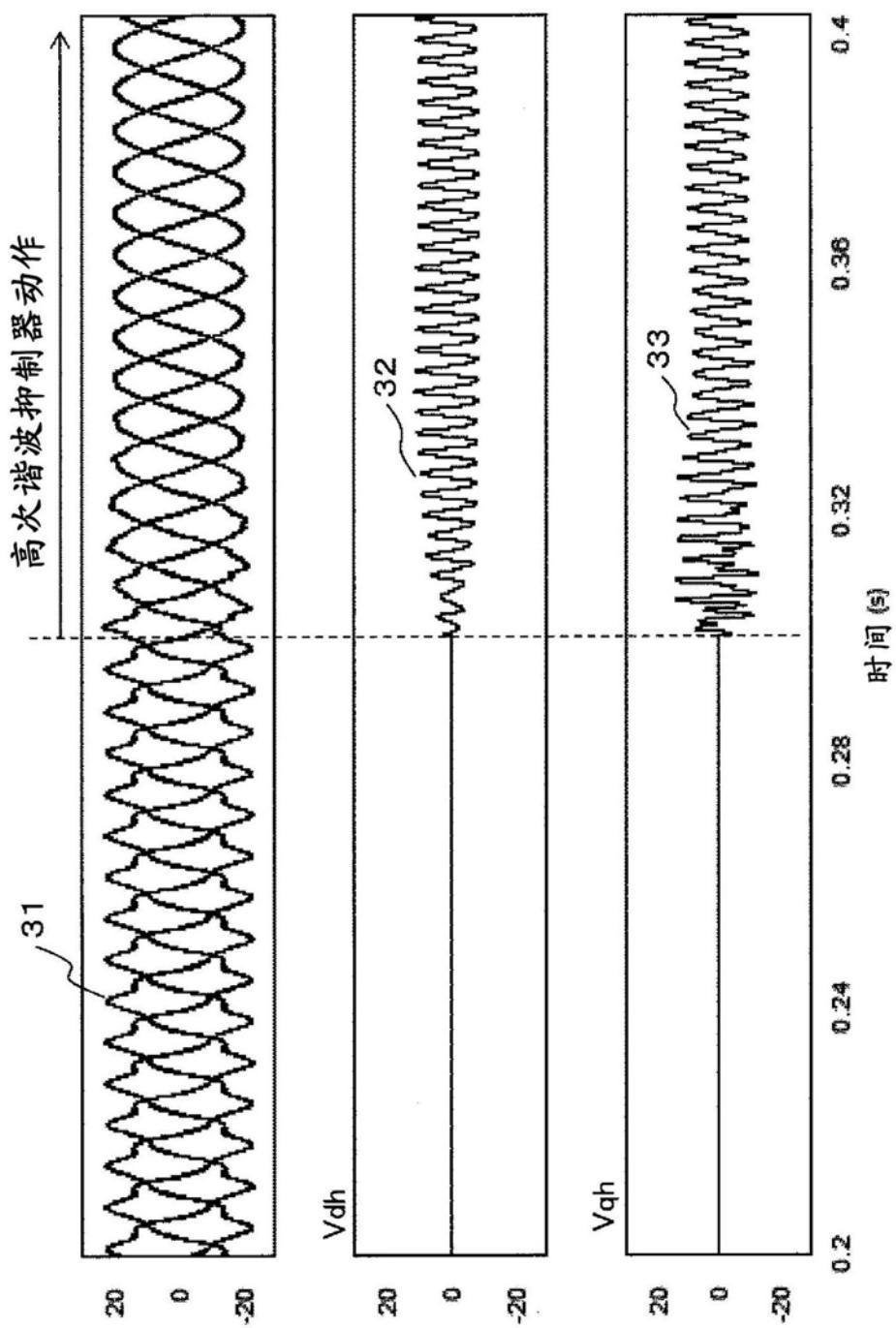


图6

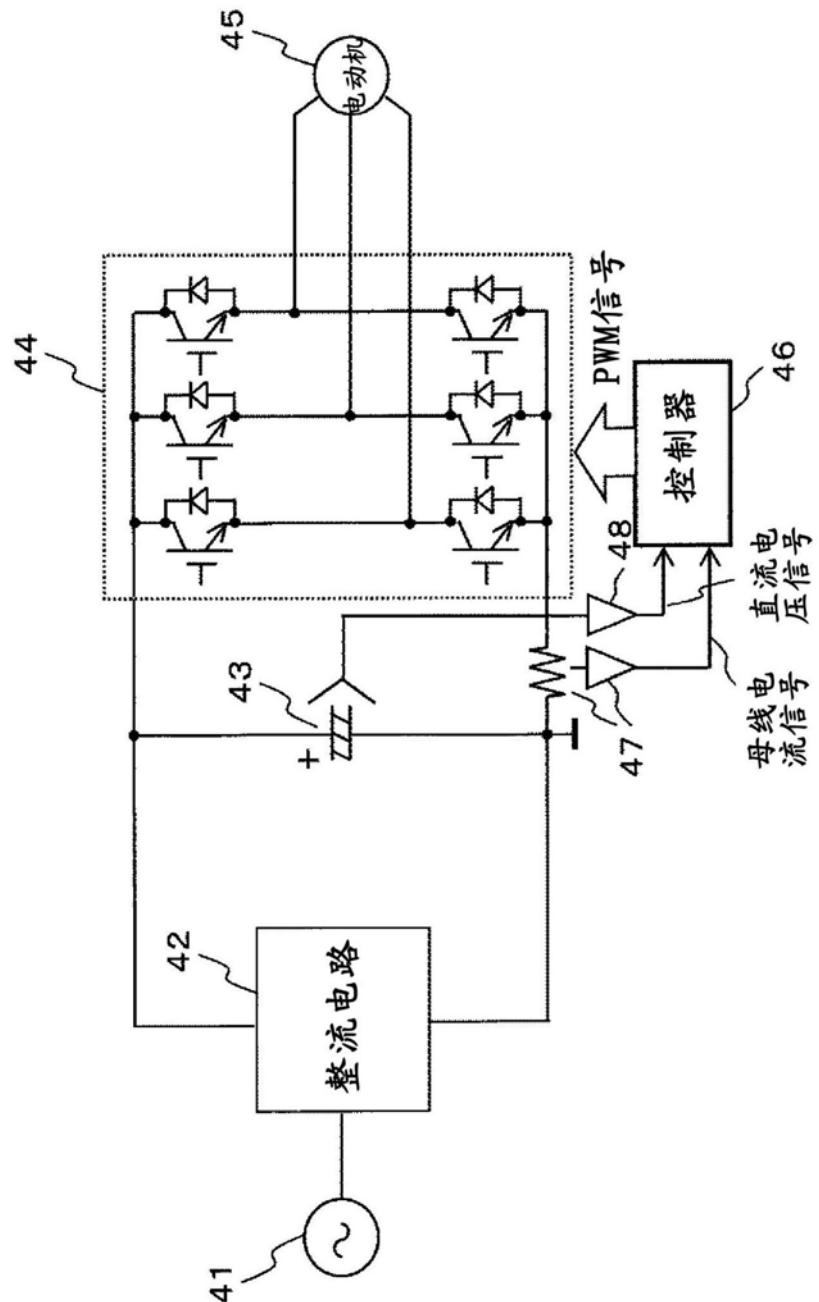


图7

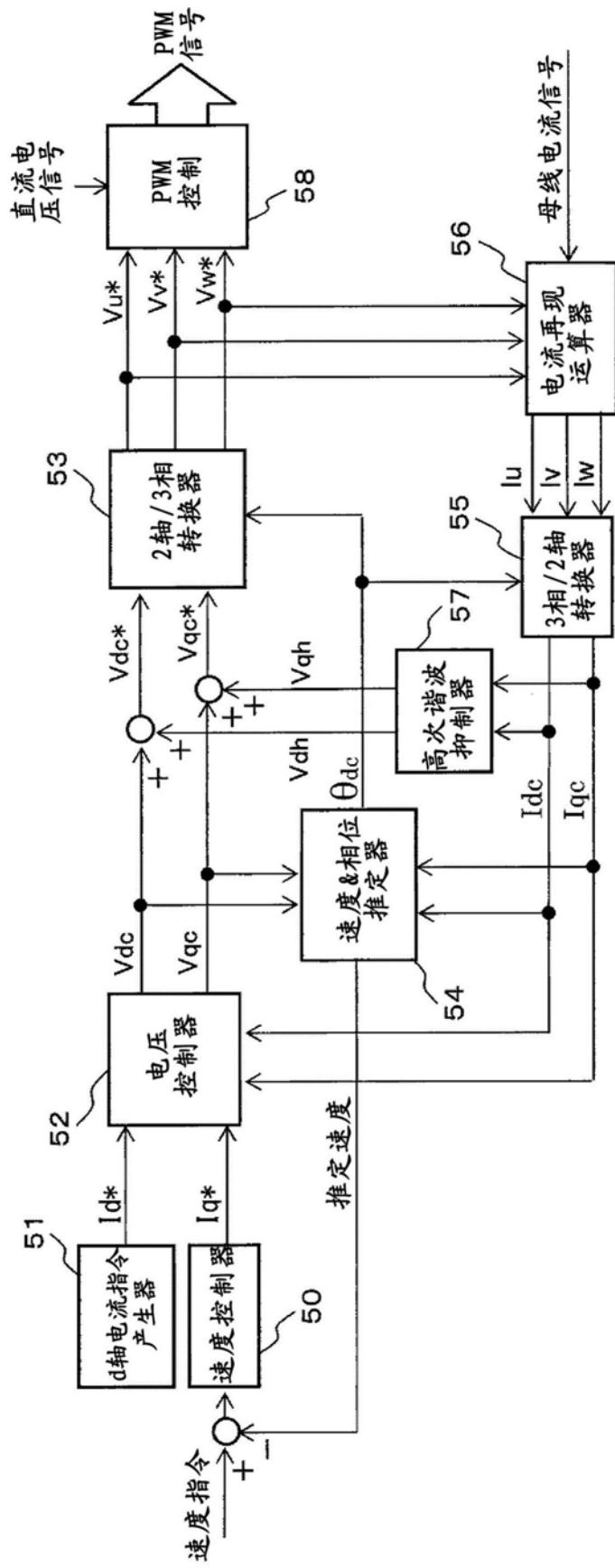


图8

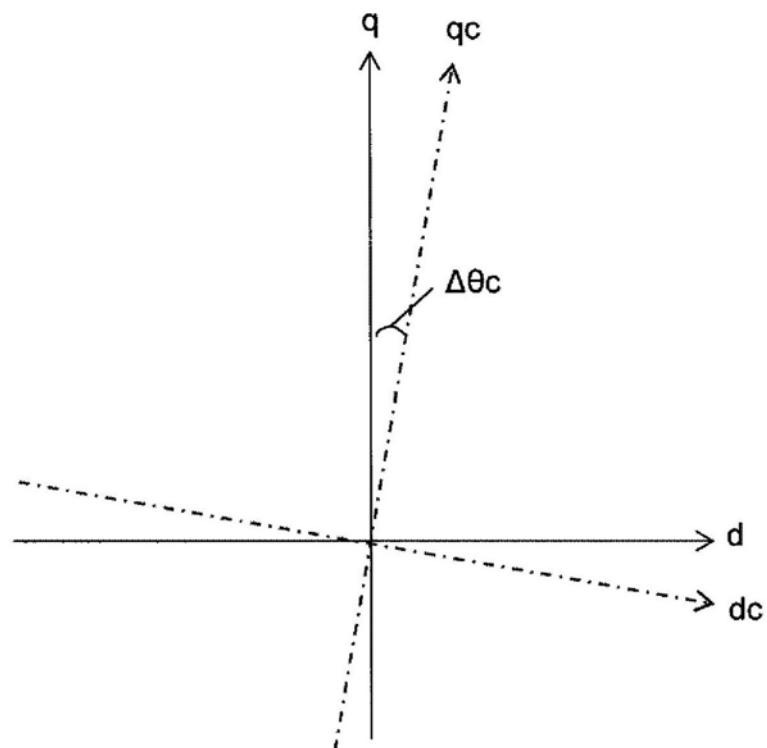


图9

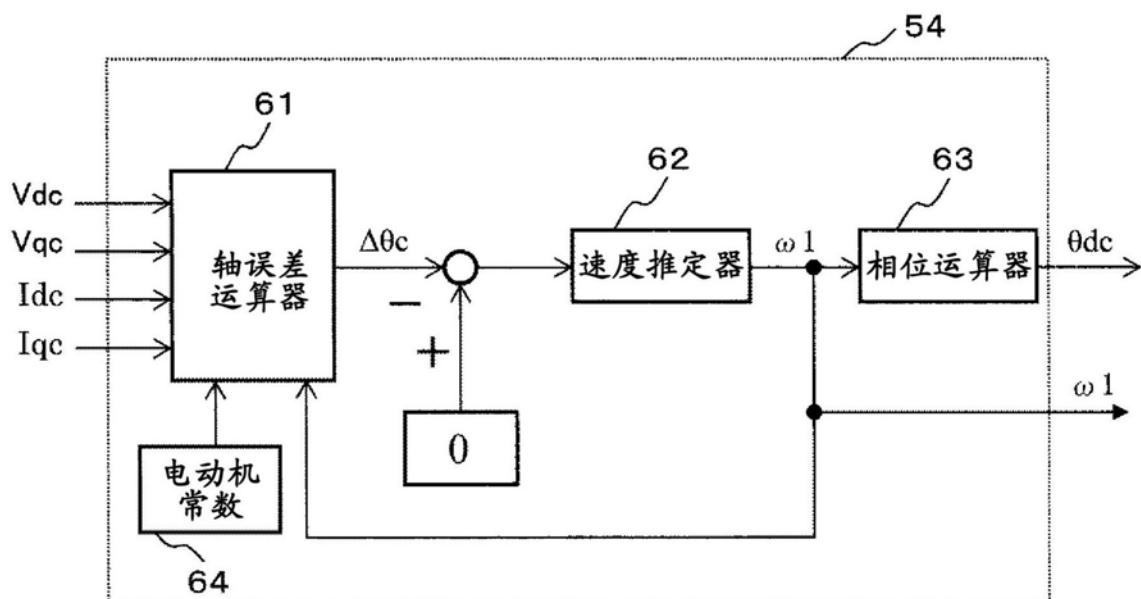


图10

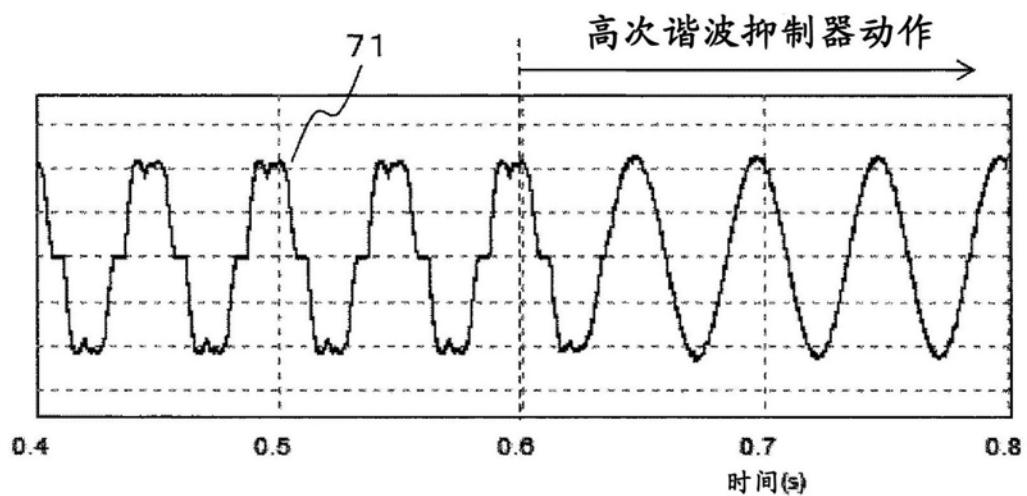


图11

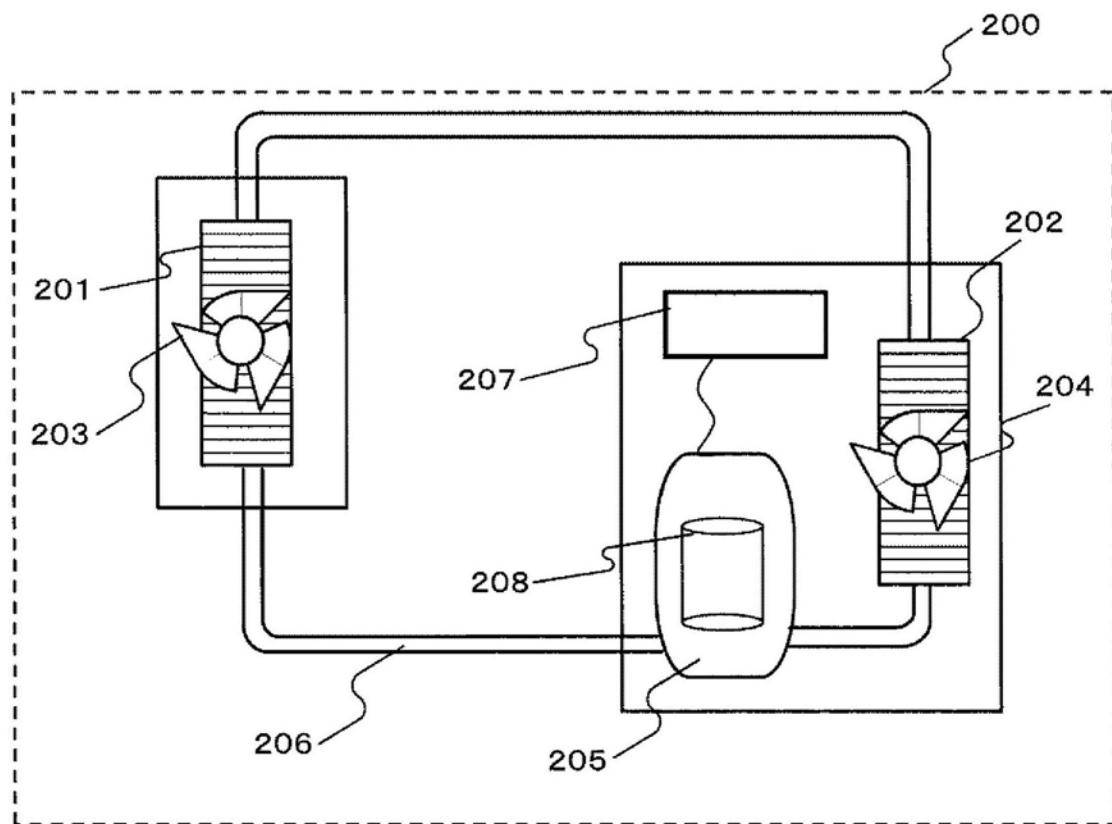


图12