



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107947667 B

(45)授权公告日 2020.03.24

(21)申请号 201710790477.8

(51)Int.CI.

(22)申请日 2017.09.05

H02P 21/18(2016.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

H02P 6/18(2016.01)

申请公布号 CN 107947667 A

(56)对比文件

(43)申请公布日 2018.04.20

CN 103001578 A, 2013.03.27,

(30)优先权数据

CN 102420565 A, 2012.04.18,

2016-173592 2016.09.06 JP

CN 1881777 A, 2006.12.20,

(73)专利权人 株式会社东芝

CN 102244490 A, 2011.11.16,

地址 日本东京都

CN 1819438 A, 2006.08.16,

(72)发明人 前川佐理

CN 103986402 A, 2014.08.13,

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

JP H08205578 A, 1996.08.09,

代理人 夏斌

CN 105322864 A, 2016.02.10,

审查员 贾贺帅

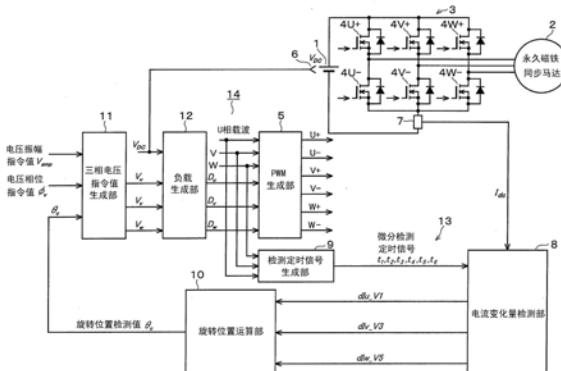
权利要求书1页 说明书10页 附图9页

(54)发明名称

同步电动机的旋转位置推断装置、空调机以及洗衣机

(57)摘要

本发明涉及同步电动机的旋转位置推断装置、空调机以及洗衣机。同步电动机的旋转位置推断装置具备：电流检测部，检测同步电动机的相电流；PWM生成部，以追随同步电动机的旋转位置的方式生成三相的PWM信号模式；检测定时信号生成部，基于PWM信号的载波生成检测定时信号；电流变化量检测部，根据检测定时信号求出由电流检测部检测到的相电流的变化量；以及旋转位置推断部，基于相电流的变化量推断同步电动机的旋转位置。PWM生成部根据在载波的1个周期内由检测定时信号生成部生成的固定的6个点的检测定时信号，以电流变化量检测部能够对与3种电压矢量期间对应的相电流变化量进行检测的方式生成三相的PWM信号模式。



1. 一种同步电动机的旋转位置推断装置，具备：
 电流检测部，对同步电动机的相电流进行检测；
 PWM生成部，以追随上述同步电动机的旋转位置的方式生成三相的PWM信号模式；
 检测定时信号生成部，基于上述PWM信号的载波生成检测定时信号；
 电流变化量检测部，根据上述检测定时信号求出由上述电流检测部检测到的相电流的变化量；以及
 旋转位置推断部，基于上述相电流的变化量推断上述同步电动机的旋转位置，
 上述PWM生成部根据在上述载波的1个周期内由上述检测定时信号生成部生成的固定的6个点的检测定时信号，以上述电流变化量检测部能够对与3种电压矢量期间对应的相电流变化量进行检测的方式生成三相的PWM信号模式。
2. 如权利要求1所述的同步电动机的旋转位置推断装置，其中，
 上述PWM生成部对于三相的PWM信号中的一相，以上述载波周期的任意相位为基准使脉冲宽度相对于载波周期之比向延迟侧、前进侧的双方向增减，
 对于另外的一相，以上述载波周期的任意相位为基准使脉冲宽度相对于载波频率之比向延迟侧、前进侧的一个方向增减，
 对于剩余的一相，以上述载波周期的任意相位为基准使脉冲宽度相对于载波频率之比向与上述一个方向相反的方向增减。
3. 如权利要求2所述的同步电动机的旋转位置推断装置，其中，
 上述PWM生成部基于载波的振幅成为最大或者最小的相位来设定各相的上述基准。
4. 如权利要求3所述的同步电动机的旋转位置推断装置，其中，
 上述PWM生成部对于三相的PWM信号中的一相，将三角波用作为载波，
 对于另外的一相，将振幅示出最大值的相位与上述三角波的振幅示出最大值或者最小值的相位一致的锯齿状波用作为载波，
 对于剩余的一相，将相对于上述锯齿状波成为反相的锯齿状波用作为载波，
 基于各载波振幅的最大值或者最小值全部一致的相位来设定各相的上述基准。
5. 一种空调机，具备：
 同步电动机；
 逆变电路，通过按照规定的PWM信号模式对三相桥接的多个开关元件进行接通断开控制，由此将直流转换成三相交流来驱动上述同步电动机；以及
 权利要求1至4中任一项所述的旋转位置推断装置，
 通过上述同步电动机所产生的旋转驱动力进行空调运转。
6. 一种洗衣机，具备：
 同步电动机；
 逆变电路，通过按照规定的PWM信号模式对三相桥接的多个开关元件进行接通断开控制，由此将直流转换成三相交流来驱动上述同步电动机；以及
 权利要求1至4中任一项所述的旋转位置推断装置，
 通过上述同步电动机所产生的旋转驱动力进行洗涤运转。

同步电动机的旋转位置推断装置、空调机以及洗衣机

技术领域

[0001] 本发明的实施方式涉及对同步电动机的旋转位置进行推断的装置、以及具备该装置的空调机和洗衣机。

背景技术

[0002] 以往,作为对同步电动机的旋转位置进行推断的方法,例如广泛使用如下方法:根据向同步电动机输入的电压以及电流来运算与同步电动机的速度成正比例的感应电压,并基于该感应电压来进行推断。但是,该方法存在如下那样的问题:虽然在同步电动机高速运转的区域能够获得足够的精度,但是在感应电压信息变少的极低速运转的区域中,无法进行准确的推断。

[0003] 此外,还提出有如下方法:将与驱动频率无关的用于传感检测的交流信号施加于同步电动机,并根据电压电流的关系来推断旋转位置。但是,在交流信号的频率为载波频率以下的数100Hz～数kHz程度的情况下,马达的电流波纹频率进入人的可听范围,因此马达的驱动噪声恶化。与此相对,在日本专利第3454212号公报中提出了如下方法:按照载波周期的每半个周期对各相PWM信号的脉冲宽度进行控制,由此产生与载波频率为相同频率的高频电流,在抑制噪声的同时推断旋转位置。

[0004] 此外,在日本专利第4670045号公报中提出了如下方法:使用以载波的1个周期为基准而使相位各错开120度的3种三角波载波来生成三相的PWM信号,由此等价地生成与专利文献1相同的与载波频率为相同频率的高频电流,并通过其电流微分来推断旋转位置。

[0005] 在利用逆变器输出所包含的高频成分、载波频率成分的高频电流来推断旋转位置的方法中,虽然与高频电压相应地流动的高频电流相对于逆变器输出的基本波成分的电压成为干扰,但是载波频率相对于同步电动机的旋转速度为足够高,因此不会成为相对于扭矩的干扰。此外,该方法在旋转位置推断中无需对电流反馈值附加低通滤波器等,具有作为控制系统的响应性变得良好的优点。

[0006] 然而,该方法为,从实用化的观点出发,与载波频率对应的高频电流的大小依存于同步电动机的参数来决定,因此其影响根据所使用的同步电动机而不同,无法通用地应用于各种系统。具体而言,在凸极性较小或者电感较大的电动机中,存在载波频率的电流波纹成分较小、旋转位置推断的SN比降低的问题。此外,在按照载波半周期对PWM信号的脉冲宽度进行控制的情况下,还具有在载波频率较低的条件下无法充分地抑制噪声的问题。

发明内容

[0007] 因此,提供能够在抑制驱动噪声的同时以低成本推断旋转位置的同步电动机的旋转位置推断装置、以及具备该装置的空调机和洗衣机。

[0008] 实施方式的同步电动机的旋转位置推断装置具备:电流检测部,对同步电动机的相电流进行检测;PWM生成部,以追随上述同步电动机的旋转位置的方式生成三相的PWM信号模式;检测定时信号生成部,基于上述PWM信号的载波,生成检测定时信号;电流变化量检

测部,根据上述检测定时信号,求出由上述电流检测部检测到的相电流的变化量;以及旋转位置推断部,基于上述相电流的变化量,推断上述同步电动机的旋转位置。

[0009] 并且,上述PWM生成部为,根据在上述载波的1个周期内由上述检测定时信号生成部生成的固定的6个点的检测定时信号,以上述电流变化量检测部能够对与3种电压矢量期间对应的相电流变化量进行检测的方式生成三相的PWM信号模式。

附图说明

- [0010] 图1是表示第1实施方式中的马达控制装置的功能框图。
- [0011] 图2是通过空间矢量来表示构成倒相电路的开关元件的接通状态的图。
- [0012] 图3是表示各相的电流变化量与旋转位置之间的关系的图。
- [0013] 图4是表示旋转位置推断部的功能框图。
- [0014] 图5是表示各相的PWM载波和脉冲信号、以及电流检测定时的图。
- [0015] 图6是表示第2实施方式中的各相的PWM载波和脉冲信号、以及电流检测定时的图。
- [0016] 图7是表示第3实施方式中的将马达控制装置应用于空气调节机的压缩机马达的情况的图。
- [0017] 图8是表示第4实施方式中将马达控制装置应用于洗衣干燥机的滚筒马达以及/或者压缩机马达的情况的图。
- [0018] 图9是表示洗衣干燥机所使用的热泵的构成的图。

具体实施方式

- [0019] (第1实施方式)
- [0020] 以下,参照图1至图5对第1实施方式进行说明。图1是表示马达控制装置的功能框图。直流电源1是对在转子具备永久磁铁的永久磁铁同步马达(以下,简称为马达)2进行驱动的电力源。直流电源1也可以将交流电源转换成直流。倒相电路3是将6个开关元件、例如N沟道MOSFET4U+、4Y+、4W+、4U-、4Y-、4W-进行三相桥接而构成的,基于由后述的PWM生成部5生成的三相量的6个开关信号,生成驱动马达2的电压。
- [0021] 电压检测部6对直流电源1的电压VDC进行检测。电流检测部7连接在倒相电路3的负侧电源线与直流电源1的负侧端子之间。电流检测部7一般由使用了分流电阻、霍尔CT等的电流传感器以及信号处理电路构成,对在马达2中流动的直流电流Idc进行检测。
- [0022] 电流变化量检测部8基于从后述的检测定时信号生成部9输入的检测定时信号t1~t6对直流电流Idc进行6次检测,并将每2次的检测值的差分值计算为变化量dIu_V1、dIv_V3、dIw_V5。旋转位置运算部10根据上述变化量dIu_V1、dIv_V3、dIw_V5来计算马达2的旋转位置检测值θc。三相电压指令值生成部11根据指令值即电压振幅指令值Vamp以及电压相位指令值ΦV来生成三相的电压指令值Vu、Vv、Vw。
- [0023] 负载生成部12通过将三相电压指令值Vu、Vv、Vw除以直流电压VDC来运算各相的调制指令Du、Dv、Dw。PWM生成部5将三相调制指令Du、Dv、Dw与PWM载波、载波进行比较而生成各相的PWM信号脉冲。对每一相的脉冲附加空载时间,生成分别朝三相上下的N沟道MOSFET4输出的开关信号U+、U-、V+、V-、W+、W-。
- [0024] 在以上的构成中,除了马达2以及倒相电路3之外的部分构成旋转位置检测装置

13。并且,旋转位置检测装置13加上倒相电路3之后的部分构成马达控制装置14。

[0025] 此处,对本实施方式的旋转位置检测方法的原理进行说明。(1)式表示具有凸极性的同步电动机的三相电感。

[0026] 【数式1】

$$\begin{aligned} L_u &= L_0 - L_1 \cos(2\theta) \\ [0027] L_v &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\ L_w &= L_0 - L_1 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \end{aligned} \quad \cdots(1)$$

[0028] 如(1)式所示,各相的电感Lu、Lv、Lw与旋转位置θ相应地变化。通过利用该电感相对于旋转位置的依存性,由此即便在马达的速度成为零附近的条件下也能够推断旋转位置。

[0029] 图2是通过被称作空间矢量的方法来表示构成倒相电路的开关元件的接通状态的图。例如,(1、0、0)表示U相上侧的开关元件接通、V相以及W相的上侧开关元件断开的状态,电压矢量存在V0~V7这8个模式。

[0030] 此处,(2)式表示施加有电压矢量V1(1、0、0)时的马达的相间电压方程式。从上方起表示UV线间电压、VW线间电压、WU线间电压。

[0031] 【数式2】

$$\begin{aligned} V_{dc} &= RI_{u_v1} + L_u \frac{dI_{u_v1}}{dt} + E_u - RI_{v_v1} + L_v \frac{dI_{v_v1}}{dt} + E_v \\ [0032] 0 &= RI_{v_v1} + L_u \frac{dI_{v_v1}}{dt} + E_v - RI_{w_v1} + L_w \frac{dI_{w_v1}}{dt} + E_w \quad \cdots(2) \\ -V_{dc} &= RI_{w_v1} + L_w \frac{dI_{w_v1}}{dt} + E_w - RI_{u_v1} + L_u \frac{dI_{u_v1}}{dt} + E_u \end{aligned}$$

[0033] 其中,Vdc为直流电压,Eu、Ev、Ew为各相的感应电压,R为绕组电阻,Iu_V1、Iv_V1、Iw_V1为施加了电压矢量V1时的三相电流值。此处,马达转速为极低速,在与直流电压Vdc相比由绕线电阻导致的电压降以及感应电压非常小的情况下,能够使用(3)式将(2)式中的各相的电流微分值近似为(4)式。

[0034] 【数式3】

$$\begin{aligned} dI_{u_v1} + dI_{v_v1} + dI_{w_v1} &= 0 \\ [0035] dI_{u_v3} + dI_{v_v3} + dI_{w_v3} &= 0 \quad \cdots(3) \\ dI_{u_v5} + dI_{v_v5} + dI_{w_v5} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{u-V1}}{dt} &= \frac{L_v + L_w}{L_u L_v + L_u L_w + L_v L_w} V_{dc} \\
 [0036] \quad \frac{dI_{v-V1}}{dt} &= \frac{-L_w}{L_u L_v + L_u L_w + L_v L_w} V_{dc} \quad \dots(4) \\
 \frac{dI_{w-V1}}{dt} &= \frac{-L_v}{L_u L_v + L_u L_w + L_v L_w} V_{dc}
 \end{aligned}$$

[0037] 此处,当将电感值L0、L1以及直流电压Vdc如(5)式那样置换为A时,(4)式能够变形为(6)式。

[0038] 【数式4】

$$[0039] A = \frac{3L_0 \left(1 - \left(\frac{L_1}{2L_0} \right)^2 \right)}{V_{dc}} \quad \dots(5)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{u-V1}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos(2\theta) \right) \\
 [0040] \quad \frac{dI_{v-V1}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(-1 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta + \frac{2}{3}\pi) \right) \right) \quad \dots(6) \\
 \frac{dI_{w-V1}}{dt} &= \frac{1}{A} \left(-1 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta - \frac{2}{3}\pi) \right) \right)
 \end{aligned}$$

[0041] 同样,施加电压矢量V3的过程中的V相电流微分值dIv_V3/dt、施加电压矢量V5的过程中的W相电流微分值dIw_V5/dt由(7)式表示。将施加电压矢量V1、V3、V5的过程中的U、V、W相的电流微分值乘以微分时间dt而设为电流变化量,并汇总为(8)式。

[0042] 【数式5】

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{v-V3}}{dt} &= \frac{L_u + L_w}{L_u L_v + L_u L_w + L_v L_w} V_{dc} \\
 [0043] \quad &= \frac{1}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta - \frac{2}{3}\pi - \frac{2}{3}\pi) \right) \right) \\
 \frac{dI_{w-V5}}{dt} &= \frac{L_u + L_v}{L_u L_v + L_u L_w + L_v L_w} V_{dc} \quad \dots(7) \\
 &= \frac{1}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta + \frac{2}{3}\pi + \frac{2}{3}\pi) \right) \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 dI_{u-V1} &= \frac{dt}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos(2\theta) \right) \\
 [0044] \quad dI_{v-V3} &= \frac{dt}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta - \frac{2}{3}\pi - \frac{2}{3}\pi) \right) \right) \quad \dots(8) \\
 dI_{w-V5} &= \frac{dt}{A} \left(2 + \frac{L_1}{L_0} \cos \left(2(\theta + \frac{2}{3}\pi + \frac{2}{3}\pi) \right) \right)
 \end{aligned}$$

[0045] 这3个电流变化量是如图3所示那样具有直流偏移量 $2dt/A$,按照振幅 $L1dt/(AL0)$ 根据旋转位置 2θ ,以各自的相位差 $2\pi/3$ 进行变化的交流信号。虽然这些是交流信号,但在其偏移量 $2dt/A$ 、振幅 $L1dt/(AL0)$ 中包含有马达的参数。因此,为了进行不使用参数的简单的旋转位置运算,而生成3个信号的差分值的零交信号,并基于该零交信号求出推断旋转位置 θ_c 。(8)式所示的三相的电流变化量分别交叉的旋转位置成为(9)式那样。

[0046] 【数式6】

$$\begin{aligned} dI_{v_v3} \text{ 超过 } dI_{u_v1} \text{ 的交叉} &\cdots \quad 30 \text{ 度}, -150 \text{ 度} \\ dI_{w_v5} \text{ 超过 } dI_{u_v1} \text{ 的交叉} &\cdots \quad 60 \text{ 度}, -120 \text{ 度} \\ dI_{w_v5} \text{ 超过 } dI_{v_v3} \text{ 的交叉} &\cdots \quad 90 \text{ 度}, -90 \text{ 度} \quad \cdots (9) \\ [0047] dI_{u_v1} \text{ 超过 } dI_{u_v1} \text{ 的交叉} &\cdots \quad 120 \text{ 度}, -60 \text{ 度} \\ dI_{u_v1} \text{ 超过 } dI_{w_v5} \text{ 的交叉} &\cdots \quad 150 \text{ 度}, -30 \text{ 度} \\ dI_{v_v3} \text{ 超过 } dI_{w_v5} \text{ 的交叉} &\cdots \quad -180 \text{ 度}, 0 \text{ 度} \end{aligned}$$

[0048] 各个交叉位置分别表示2种旋转位置 θ 的原因在于,(8)式的电流变化量以 2θ 进行变化。

[0049] 此外,当基于这些交叉位置时,能够根据各相的大小关系分为6个区段。

[0050] 【数式7】

$$\begin{aligned} dI_{v_v3} > dI_{u_v1} > dI_{w_v5} &\cdots \quad \text{区段 1}(45 \text{ 度}, -135 \text{ 度}) \\ dI_{v_v3} > dI_{w_v5} > dI_{u_v1} &\cdots \quad \text{区段 2}(75 \text{ 度}, -105 \text{ 度}) \\ dI_{w_v5} > dI_{v_v3} > dI_{u_v1} &\cdots \quad \text{区段 3}(105 \text{ 度}, -75 \text{ 度}) \quad \cdots (10) \\ dI_{w_v5} > dI_{u_v1} > dI_{v_v3} &\cdots \quad \text{区段 4}(135 \text{ 度}, -45 \text{ 度}) \\ dI_{u_v1} > dI_{w_v5} > dI_{v_v3} &\cdots \quad \text{区段 5}(15 \text{ 度}, -15 \text{ 度}) \\ dI_{u_v1} > dI_{v_v3} > dI_{w_v5} &\cdots \quad \text{区段 6}(-165 \text{ 度}, 15 \text{ 度}) \end{aligned}$$

[0052] 此处,如果将旋转位置的分辨率设为“12”,则上述区段内的旋转位置能够作为将各相电流变化量的交叉角度进行平均而得到的角度并如()内那样表示。

[0053] 接着,说明对每个区段决定选择2种旋转位置中的哪一个的算法。当马达旋转时,在电角1个周期中上述区段在从1变化至6之后,再次从1变化至6。因此,将最初的区段1~6设为区段的第1周期,将接下来的第2周期作为其他区段进行考虑。即,如下所述那样,将区段数设为“12”并分别分配旋转位置。通过使用在区段从1变化至6之后计数结束的计数器,由此容易地实现该情况。

[0054] 【数8】

- dI_{v_V3}>dI_{u_V1}>dI_{w_V5} 区段 1(45 度)
- dI_{v_V3}>dI_{w_V5}>dI_{u_V1} 区段 2(75 度)
- dI_{w_V5}>dI_{v_V3}>dI_{u_V1} 区段 3(105 度) ... (11)
- dI_{w_V5}>dI_{u_V1}>dI_{v_V3} 区段 4(135 度)
- dI_{u_V1}>dI_{w_V5}>dI_{v_V3} 区段 5(15 度)
- dI_{u_V1}>dI_{v_V3}>dI_{w_V5} 区段 6(-165 度)
- dI_{v_V3}>dI_{u_V1}>dI_{w_V5} 区段 7(-135 度)
- dI_{v_V3}>dI_{w_V5}>dI_{u_V1} 区段 8(-105 度)
- dI_{w_V5}>dI_{v_V3}>dI_{u_V1} 区段 9(-75 度)
- dI_{w_V5}>dI_{u_V1}>dI_{v_V3} 区段 10(-45 度)
- dI_{u_V1}>dI_{w_V5}>dI_{v_V3} 区段 11(-15 度)
- dI_{u_V1}>dI_{v_V3}>dI_{w_V5} 区段 12(15 度)

[0055] 此外,作为其他的实现方法,也可以是使用(9)式所示的各相电流变化量的交叉角度,在电流变化量交叉的情况下将旋转位置更新为交叉角度的方法。

[0056] 在使用这些方法的情况下,在马达旋转之前即在初始旋转位置上,为上述计数器开始计数之前,因此需要根据各相的电流变化量来判断哪个位置正确。例如,在所检测到的电流变化量的大小关系为dI_{v_V3}>dI_{u_V1}>dI_{w_V5}时,相应的区段为1或者7,旋转位置为75°或者-105°。

[0059] 为了在马达驱动前的停止状态下判断是上述的哪个,而需要初始位置的同定算法。对此,通过现有的公知技术即使用了磁饱和的特性的方式进行判断。在本公知技术中例如存在下述文献等的方法。

[0060] 电气学会论文志D(产业应用部门志)Vol.125(2005),No.3“使用了脉冲电压的表面磁铁同步马达的初始旋转位置推断法”,山本修、荒隆裕

[0061] 通过以上的算法,能够根据所检测到的电流变化量来推断同步电动机的旋转位置。

[0062] 图4表示旋转位置运算部10的构成。比较器21u对所输入的电流变化量dI_{u_V1}与dI_{v_V3}进行比较。比较器21v对所输入的电流变化量dI_{v_V3}与dI_{w_V5}进行比较。比较器21w对所输入的电流变化量dI_{w_V5}与dI_{u_V1}进行比较。比较器21u~21w的输出信号被输入至2θc运算部22。2θc运算部22根据由比较器21输入的各信号的二进制电平的组合,对基于6个区段的旋转位置2θc进行运算,并输出至计数器运算部23。计数器运算部23如上述那样是在区段从1变化至6之后计数结束的计数器,输出与“12”区段相应的旋转位置θc。

[0063] 接着,对(8)式所示的3种电压矢量施加中的电流变化量的检测方法进行说明。需要分别对施加电压矢量V1的过程中的U相电流、施加V3的过程中的V相电流、以及施加V5的过程中的W相电流进行检测。此处,在本实施方式中,如图5所示,用于生成各相的PWM信号的载波使用波形分别不同的3种。例如,U相为三角波载波,V相为倒锯齿波载波,W相为锯齿波

载波。当使用这样的载波来生成PWM信号时,在将U相的三角波载波作为基准的情况下,成为:

- [0064] U相PWM脉冲:以三角波的谷为基准向两侧产生
- [0065] V相PWM脉冲:以三角波的山为基准向左侧产生
- [0066] W相PWM脉冲:以三角波的山为基准向右侧产生。
- [0067] 并且,如图5所示那样赋予6次的电流的检测定时信号t1~t6。
- [0068] • 用于根据直流电流Idc来检测U相的电流变化量dIu_V1的信号t1、t2,以将三角波的谷作为基准而向其前后偏移了 $\Delta T/2$ 的时刻为基准
- [0069] • 用于根据直流电流Idc来检测V相的电流变化量dIv_V3的信号t3、t4,以比三角波的山靠前 ΔT 的时刻以及三角波的山的时刻为基准
- [0070] • 用于根据直流电流Idc来检测W相的电流变化量dIw_V5的信号t5、t6,以三角波的山的时刻以及比三角波的山延迟了 ΔT 的时刻为基准。
- [0071] 此外,实际上在产生了脉冲的紧后也存在噪声对电流检测值的影响较大的情况,因此,有时使检测定时从上述基准值偏移数 μs 程度。并且,这些t1~t6的检测定时成为与向倒相电路输入的PWM信号无关而始终恒定、即固定的6个点的定时。
- [0072] 为了使在这些固定定时检测到的电流值分别成为矢量V1施加中的U相电流、矢量V3施加中的V相电流、以及矢量V5施加中的W相电流,需要对各相的脉冲宽度设置以下那样的一定的限制。

[0073] <dIu_V1的能够检测条件>

- [0074] • U相负载Du> ΔT
- [0075] • V相负载Dv<50% - $\Delta T/2$
- [0076] • W相负载Dw<50% - $\Delta T/2$

[0077] <dIv_V3的能够检测条件>

- [0078] • U相负载Du<100% - 2 ΔT
- [0079] • V相负载Dv> ΔT
- [0080] • W相负载Dw<100% - ΔT

[0081] <dIw_V5的能够检测条件>

- [0082] • U相负载Du<100% - 2 ΔT
- [0083] • V相负载Dv<100% - ΔT
- [0084] • W相负载Dw> ΔT

[0085] 因此,在如本实施方式那样推断旋转位置的情况下,倒相电路3能够输出的调制度被限制,但是在一般情况下,在马达的停止・低速时调制度较低,因此难以成为问题。

[0086] 如以上那样,根据本实施方式,检测定时信号生成部9基于PWM信号的载波来生成检测定时信号t1~t6,电流变化量检测部8根据检测定时信号t1~t6来求出由电流检测部7检测到的相电流的变化量。旋转位置运算部10基于相电流的变化量来推断马达2的旋转位置。

[0087] 并且,PWM生成部5在PWM载波的1个周期内,根据固定的6个点的检测定时信号t1~t6来生成三相的PWM信号模式,以便电流变化量检测部8能够检测到与3种电压矢量期间V1、V3、V5对应的相电流变化量dIu_V1、dIv_V3、dIw_V5。

[0088] 具体而言,PWM生成部5为,对于三相的PWM信号中的U相,以PWM载波周期的任意相位为基准使负载Du向延迟侧、前进侧的双方向增减,对于V相以上述任意相位为基准使负载Dv向延迟侧、前进侧的一个方向增减,对于W相以上述任意相位为基准使负载Dw向与上述方向相反的方向增减。由此,不使用高价的具有运算能力的运算器,而使用仅基于检测到的电流变化量的大小关系的简单的算法的廉价的运算器,就能够进行马达2的停止或者低速区域中的无传感器驱动。

[0089] 此外,PWM生成部5为,基于载波的振幅成为最大或者最小的相位来设定产生各相的PWM脉冲的基准,因此基准的设定变得简单。并且,PWM生成部5为,对于U相将三角波用作为载波,对于V相将振幅示出最大值的相位与上述三角波的振幅示出最大值或者最小值的相位一致的锯齿状波用作为载波,对于W相将相对于上述锯齿状波成为反相的锯齿状波用作为载波。此时,基于各载波振幅的最大值或者最小值完全一致的相位来设定各相的基准。由此,能够简单地设定各相的PWM脉冲的伸长方向。

[0090] (第2实施方式)

[0091] 以下,对与第1实施方式相同的部分标注相同的符号并省略说明,对不同的部分进行说明。在第2实施方式中,如图6所示那样设定对各相使用的PWM载波。对各相使用的载波的波形相同,但在第2实施方式中,使U相的三角波的谷与V、W相的锯齿状波的零点一致。

[0092] 此外,在第2实施方式中,对于为了推断旋转位置而需要的电流变化量,使电压矢量的模式如以下那样不同。

[0093] • 电压矢量V2施加时的W相电流变化量:dIw_V2

[0094] • 电压矢量V4施加时的U相电流变化量:dIu_V4

[0095] • 电压矢量V6施加时的V相电流变化量:dIv_V6。

[0096] 根据以上那样的第2实施方式,能够获得与第1实施方式相同的效果。

[0097] (第3实施方式)

[0098] 图7所示的是第3实施方式,表示将第1或者第2实施方式的马达控制装置应用于空气调节机的压缩机马达的情况。构成热泵系统31的压缩机32构成为,将压缩部33和马达34收纳于相同的铁制密闭容器35内,马达34的转子轴与压缩部33连结。并且,压缩机32、四通阀36、室内侧热交换器37、减压装置38、以及室外侧热交换器39,通过作为热传递介质流路的管连接为构成闭合环路。另外,压缩机32例如是旋转式压缩机,马达34例如是三相IPM(Interior Permanent Magnet)马达。此外,马达34是无刷DC马达。空气调节机30构成为具有上述热泵系统31。

[0099] 在供暖时,四通阀36处于实线所示的状态,由压缩机32的压缩部33压缩后的高温制冷剂从四通阀36供给至室内侧热交换器37而冷凝,之后,由减压装置38减压,成为低温而向室外侧热交换器39流动,在此处蒸发而返回到压缩机32。另一方面,在制冷时,四通阀36切换成虚线所示的状态。因此,由压缩机32的压缩部33压缩后的高温制冷剂从四通阀6供给至室外侧热交换器39而冷凝,之后,由减压装置8减压,成为低温而向室内侧热交换器37流动,在此处蒸发而返回到压缩机32。并且,构成为,分别通过风扇40、41朝室内侧、室外侧的各热交换器37、39进行送风,通过该送风高效地进行各热交换器37、39与室内空气、室外空气的热交换。并且,通过第1~第3实施方式的马达控制装置来驱动控制马达34。

[0100] 根据如以上那样构成的第3实施方式,通过实施方式的马达控制装置对构成空气

调节机30中的热泵系统31的压缩机32的马达34进行驱动控制,由此能够提高空气调节机30的运转效率。

[0101] (第4实施方式)

[0102] 图8以及图9所示的第4实施方式表示将马达控制装置应用于洗衣干燥机的滚筒马达以及/或者压缩机马达的情况。图8是概要地表示滚筒式洗衣干燥机51的内部构成的纵剖侧视图。形成滚筒式洗衣干燥机51的外壳的外箱52在前面具有呈圆形状开口的洗涤物出入口53,该洗涤物出入口53通过门54进行开闭。在外箱52的内部配置有背面封闭的有底圆筒状的水槽55,在该水槽55的背面中央部通过螺纹紧固而固定有马达50的定子。马达50的旋转轴56的后端部、图8中右侧的端部固定于马达50的转子的轴安装部,前端部、图8中左侧的端部向水槽55内突出。

[0103] 在旋转轴56的前端部以相对于水槽55成为同轴状的方式固定有背面封闭的有底圆筒状的滚筒57,该滚筒57通过马达50的驱动而与转子以及旋转轴56一体地旋转。另外,在滚筒57上设置有能够供空气以及水流通的多个流通孔58、以及用于进行滚筒57内的洗涤物的抓起、散开的多个挡板59。在水槽55上连接有供水阀60,当该供水阀60开放时,朝水槽55内供水。此外,在水槽55上连接有具有排水阀61的排水管62,当该排水阀61开放时,水槽55内的水被排出。

[0104] 在水槽55的下方设置有沿着前后方向延伸的通风管道63。该通风管道63的前端部经由前部管道64与水槽55内连接,后端部经由后部管道65与水槽55内连接。在通风管道63的后端部设置有送风风扇66,通过该送风风扇66的送风作用,水槽55内的空气如箭头所示那样从前部管道64送向通风管道63内,并通过后部管道65向水槽55内返回。

[0105] 在通风管道63内部的前端侧配置有蒸发器67,在后端侧配置有冷凝器68。如图9所示那样,该蒸发器67以及冷凝器68与压缩机69以及节流阀70一起构成热泵71,在通风管道63内流动的空气由蒸发器67除湿并由冷凝器68加热,而向水槽55内循环。节流阀70由膨胀阀构成,具有开度调节功能。

[0106] 在外箱52的前面,位于门54的上方而设置有操作面板72,在该操作面板72上设置有用于设定运转流程等的未图示的多个操作开关。操作面板72与以微型计算机为主体而构成、对滚筒式洗衣干燥机51的整体运转进行控制的控制电路部(未图示)连接,该控制电路部按照经由操作面板72设定的内容,在对马达50、供水阀60、排水阀61、压缩机69、以及节流阀70等的驱动进行控制的同时执行各种运转流程。并且,通过第1或者第2实施方式的马达控制装置对马达50以及/或者构成压缩机69的压缩机马达进行驱动控制。

[0107] 根据如以上那样构成的第4实施方式,通过实施方式的马达控制装置对洗衣干燥机51中的滚筒旋转用的马达50以及/或者构成热泵系统71的压缩机69的马达进行驱动控制,由此能够提高洗衣干燥机51的运转效率。

[0108] (其他实施方式)

[0109] 为了如各实施方式那样产生三相的PWM信号,并不限于使用3种载波,也可以利用相位偏移功能等,还可以利用对一种载波的负载设定定时、脉冲产生的比较极性等进行变更的方法。

[0110] 电流变化量检测部8在载波周期内对三相的电流进行检测的定时,并不一定需要将载波的电平示出最小值或者最大值的相位作为基准,在能够对三相的电流进行检测的范

围内基于载波的任意相位进行设定即可。

[0111] 此外,检测电流的定时不需要与PWM载波的周期一致,例如也可以按照载波周期的2倍、4倍的周期进行检测。因而,朝电流变化量检测部8输入的电流检测定时信号,不需要是从载波获得的信号本身,也可以是由独立的定时器生成的信号。

[0112] 电流检测部可以是分流电阻也可以是CT。

[0113] 开关元件也可以使用MOSFET、IGBT、功率晶体管、SiC、GaN等宽带隙半导体等。

[0114] 对本发明的几个实施方式进行了说明,这些实施方式作为例子而提示的,并不意图对发明的范围进行限定。这些新的实施方式能够以其他的各种方式加以实施,在不脱离发明的主旨的范围内能够进行各种省略、置换、变更。这些实施方式及其变形包含于发明的范围及主旨中,并且包含于专利请求范围所记载的发明和与其等同的范围中。

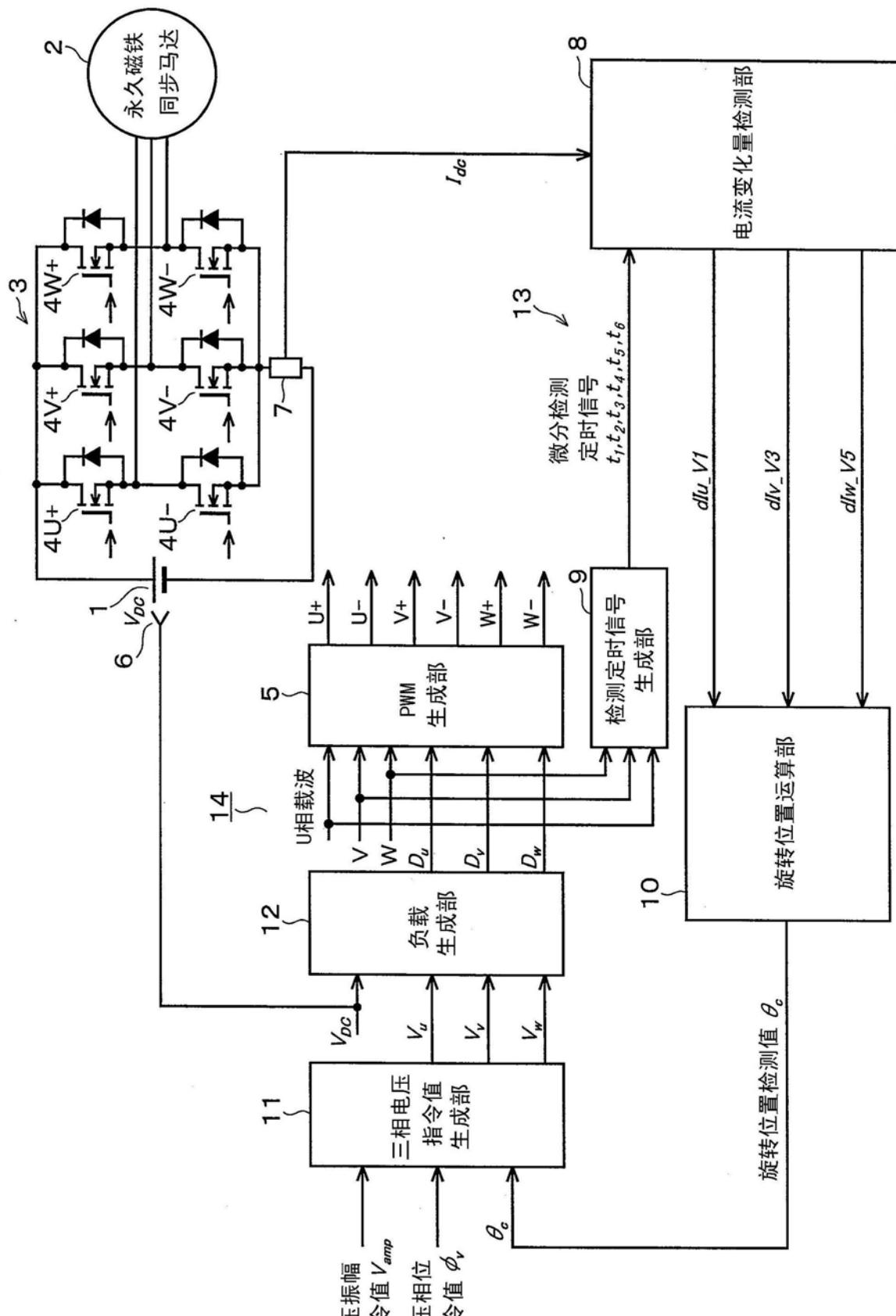


图 1

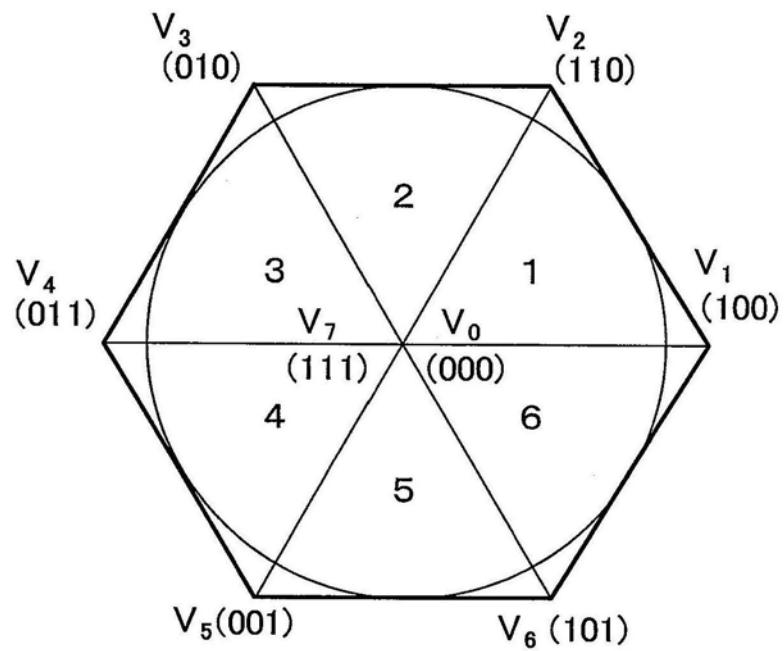


图2

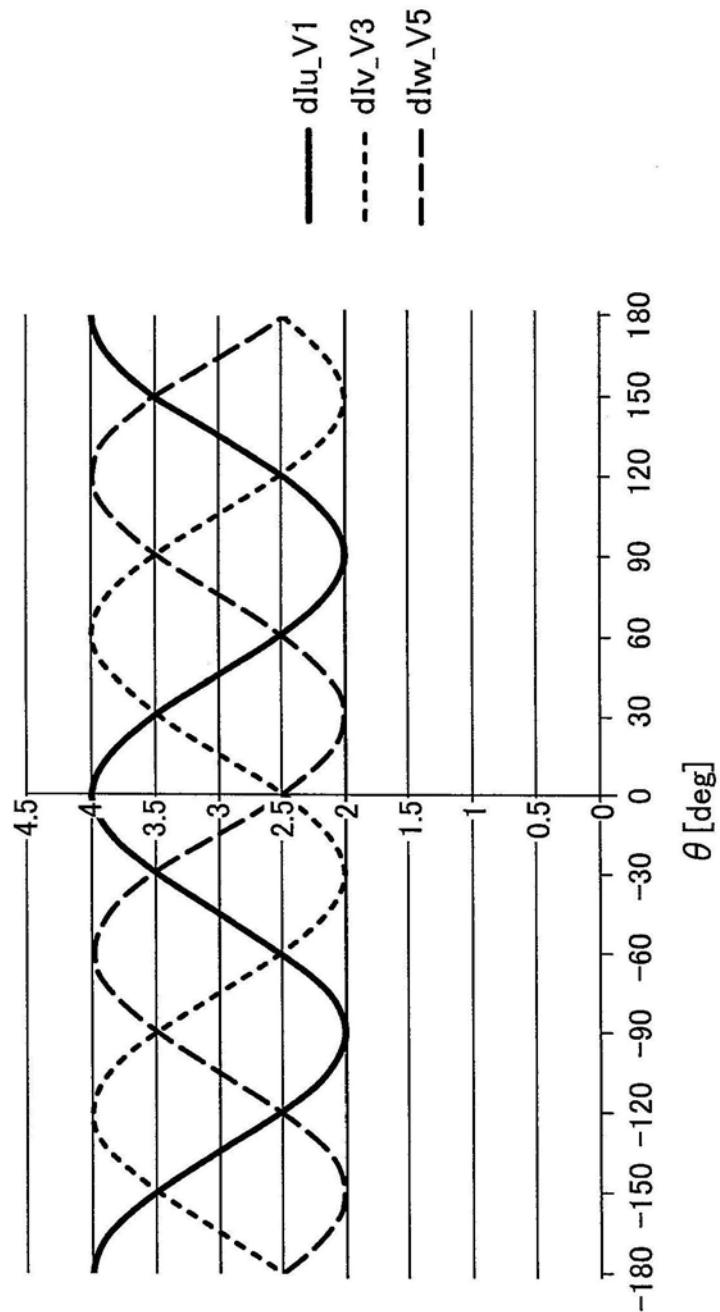


图3

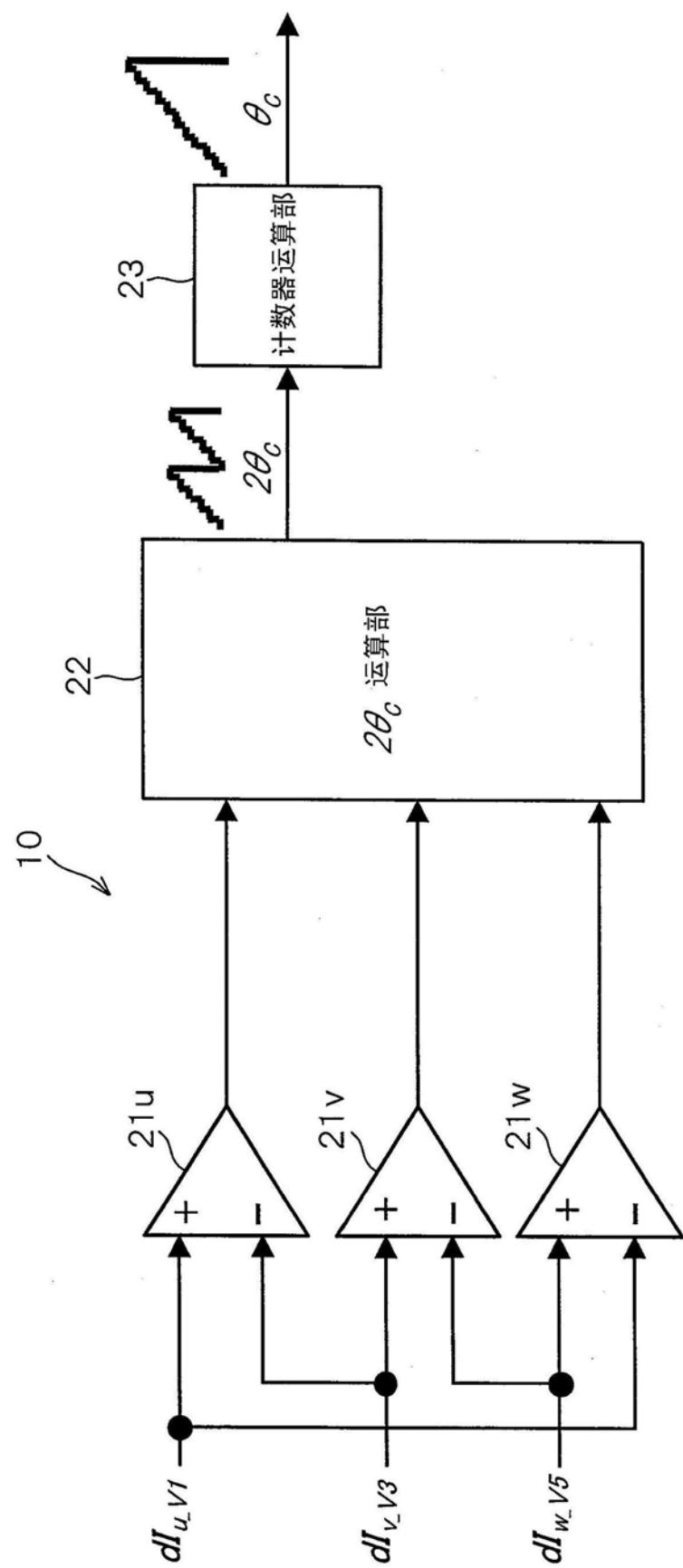


图4

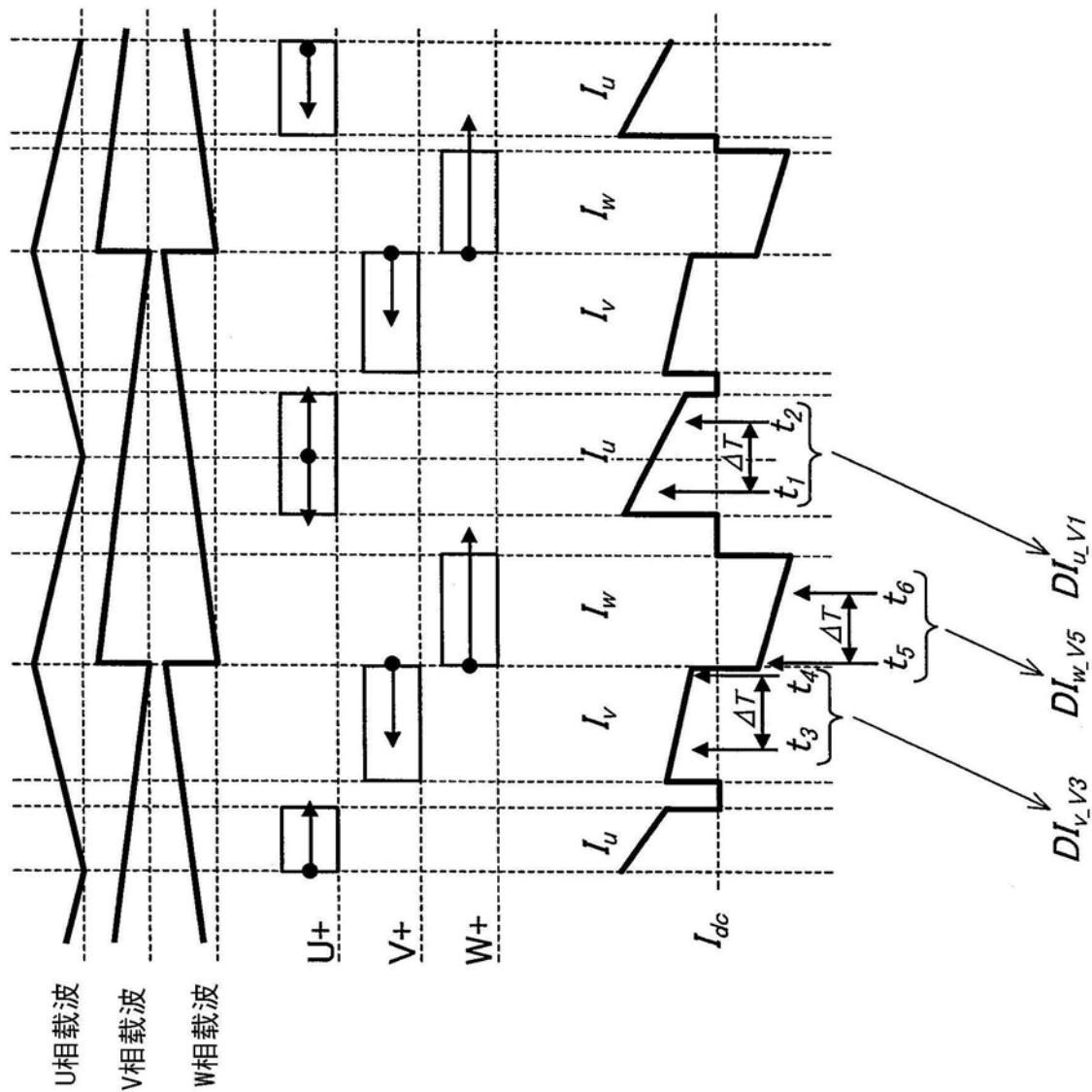


图5

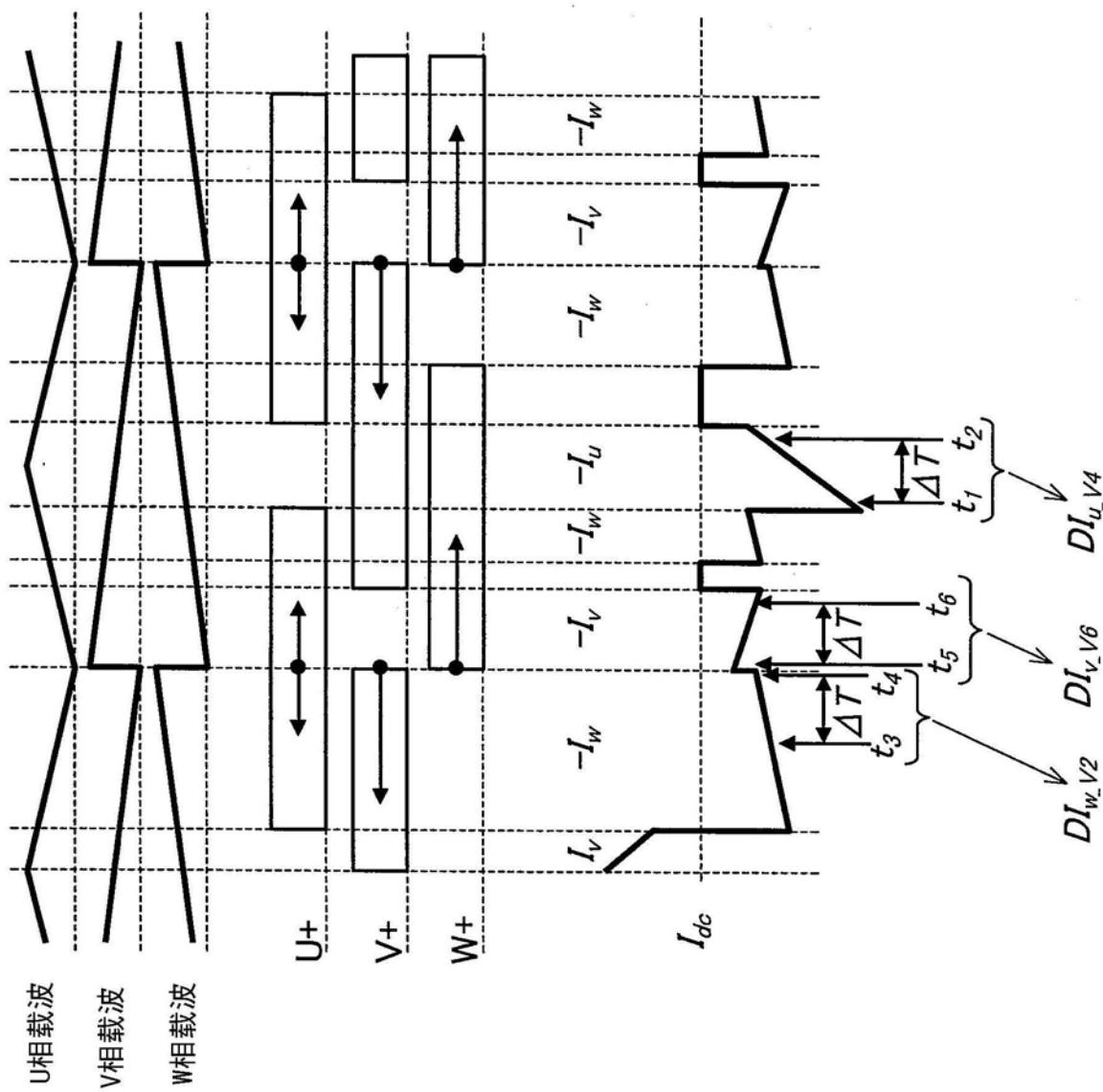


图6

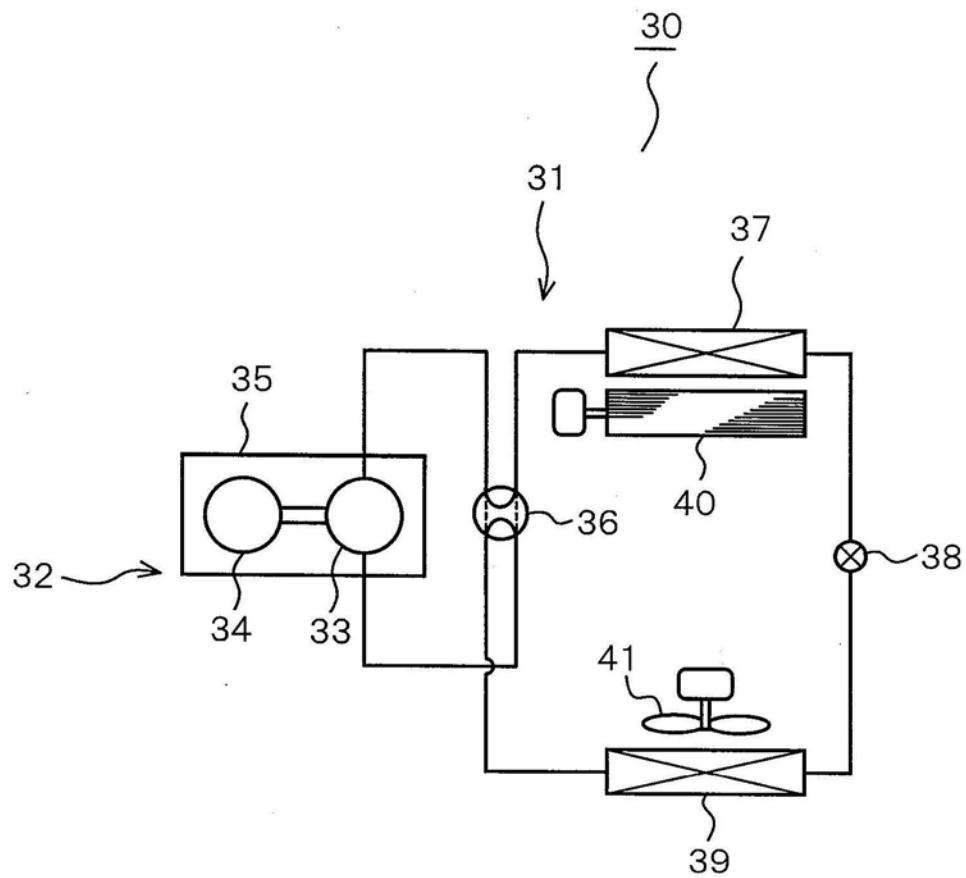


图7

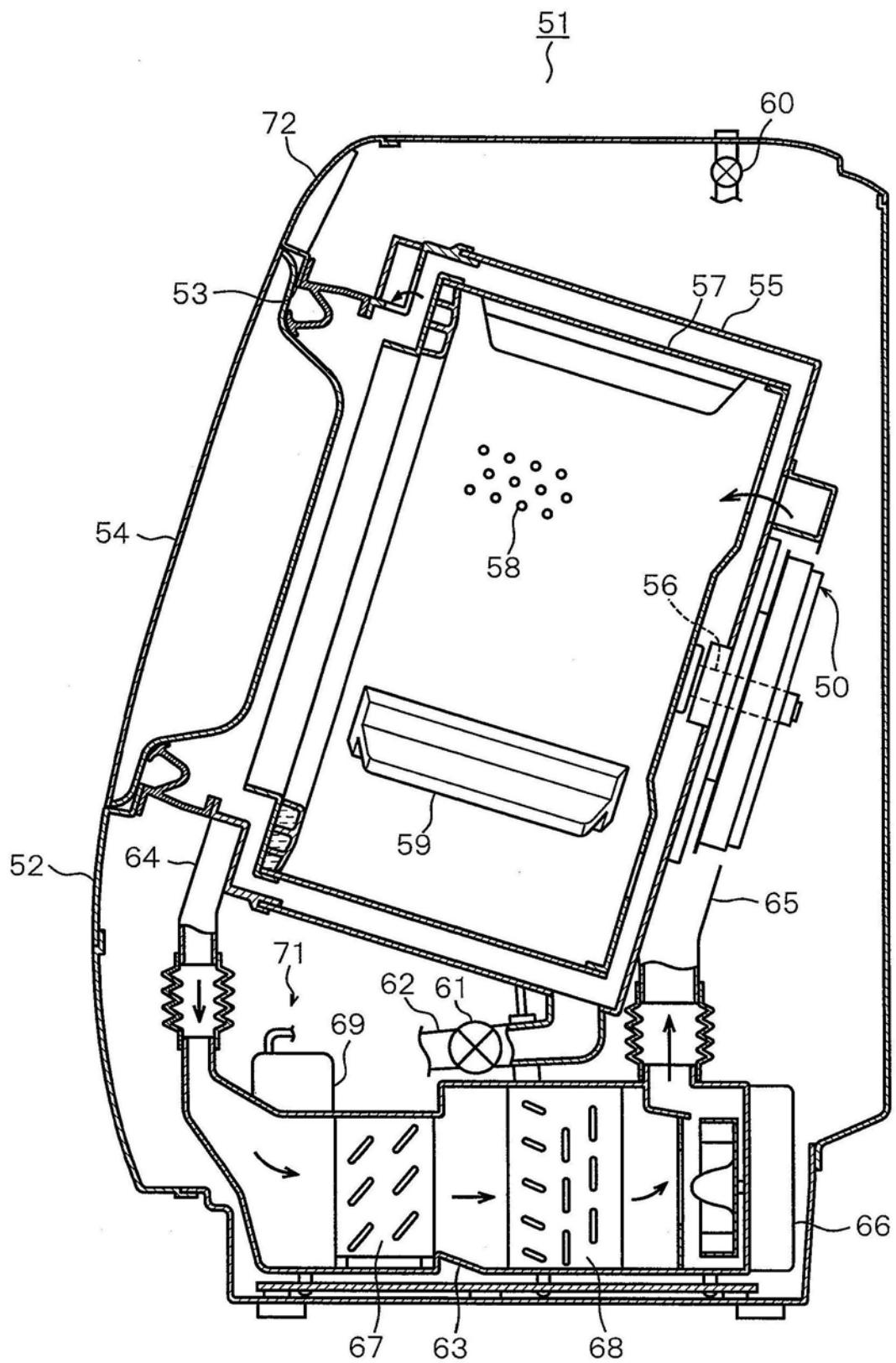


图8

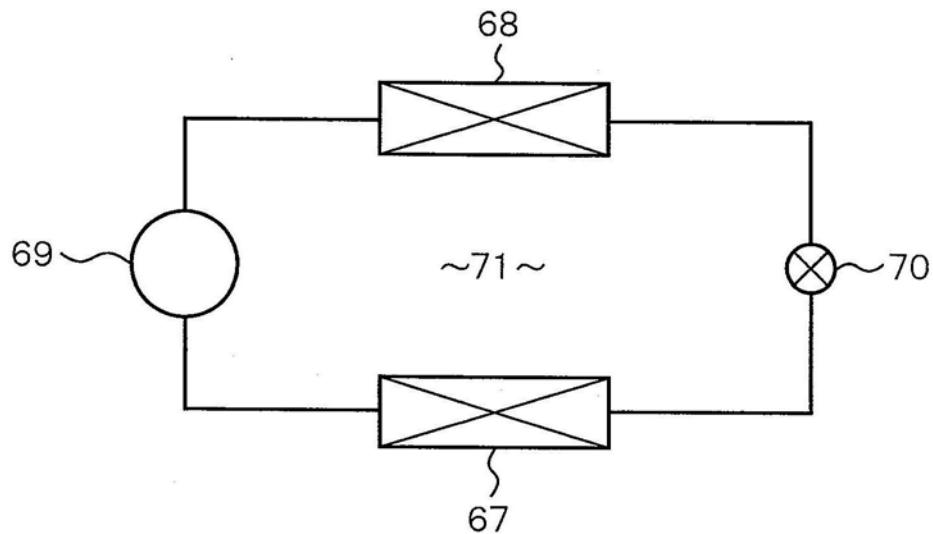


图9