



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03146514.5

[43] 公开日 2004年1月21日

[11] 公开号 CN 1469542A

[22] 申请日 2003.7.3 [21] 申请号 03146514.5

[30] 优先权

[32] 2002.7.10 [33] JP [31] 200800/2002

[71] 申请人 日立空调系统株式会社

地址 日本东京

共同申请人 日立家用电器公司

[72] 发明人 岩路善尚 远藤常博 川端幸雄

坂本洁 高仓雄八

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利

商标事务所

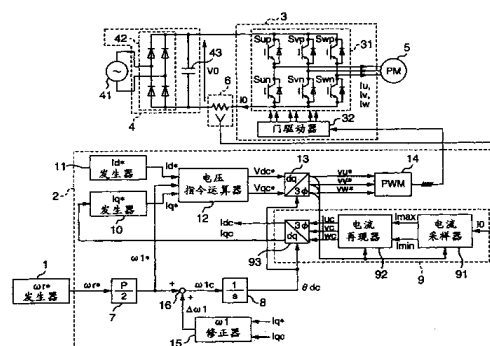
代理人 李德山

权利要求书3页 说明书21页 附图12页

[54] 发明名称 同步电机的速度控制装置

[57] 摘要

本发明提供了一种同步电机的速度控制装置。从旋转指令 ω_1^* 求电角频率指令 ω_1^* ，从 I_q^* 与 I_{qc} 的差求修正量 $\Delta\omega_1$ ，把 ω_1^* 与 $\Delta\omega_1$ 相加求 ω_{1c} ，用积分器(8)把 ω_{1c} 积分后求交流相位 θ_{dc} 。用电流采样器(91)把由电流检测器(6)检测出的电流 I_0 采样，用电流再现器(32)再现交流电流，根据交流相位 θ_{dc} 用 dq 坐标变换器(93)把所再现的电流进行坐标变换，求 I_{qc} ，用 I_q^* 发生器(10)从 I_{qc} 求 I_q^* ，根据 I_d^* 、 I_q^* 、 ω_1^* ，用电压指令运算器(12)求施加电压指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* ，用 dq 反变换器(13)从这些施加电压求三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ ，根据三相交流电压指令用 PWM 发生器(14)生成 PWM 信号，根据该 PWM 信号控制逆变器(3)。



1.一种同步电机的速度控制装置，其特征在于具备：

响应脉宽控制信号把直流电源的输出电压变为可变电压·可变频率的三相交流电压，施加到同步电机上的逆变器；

检测从上述直流电源供给到上述逆变器中的逆变器电流的逆变器电流检测器；

发生关于上述同步电机的转数指令的转数指令发生器；以及

根据上述转数指令生成上述脉宽控制信号，输出到上述逆变器的控制器，

其中，上述控制器由以下装置构成：

顺序采样由上述逆变器电流检测器检测出的逆变器电流的采样装置；

根据由上述采样装置的采样的采样电流值再现流过上述同步电机的交流电流的电流再现装置；

把由上述电流再现装置再现的交流电流坐标变换为假定了上述同步电机内部的磁极轴的 dc 轴和与上述 dc 轴正交的 qc 轴上的电流的 dq 坐标变换装置；

根据通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分，生成关于上述同步电机的转矩电流指令的转矩电流指令生成装置；

根据上述转数指令和上述转矩电流指令，运算上述 dc 轴和上述 qc 轴上的各个施加电压指令的施加电压指令运算装置；

根据上述转数指令计算与上述同步电机的驱动频率相关的交流相位的相位计算装置；

根据由上述相位计算装置计算出的交流相位把上述各个施加电压指令坐标变换为三相交流电压指令的 dq 反变换装置；

根据上述三相交流电压指令生成脉宽控制信号的脉宽控制信号生成装置；

计算与上述 dc - qc 轴和作为上述同步电机的实际磁极轴的 d - q 轴的误差角相当的状态量的状态量运算装置；以及

根据上述状态量修正上述交流相位的相位修正装置。

2. 根据权利要求 1 所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于：

上述状态量运算装置根据由上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 qc 轴上的电流成分与通过上述转矩电流指令生成装置生成的转矩电流指令的差运算上述状态量。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于：

如果把上述同步电机的 q 轴电感记为 L_q ，把绕组电阻记为 R ，把通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 qc 轴上的电流成分记为 I_{qc} ，把通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分记为 I_{dc} ，把从上述转矩指令得到的电角频率指令记为 ω_1^* ，把上述 dc 轴上的施加电压指令记为 V_{dc}^* ，把上述 qc 轴上的施加电压指令记为 V_{qc}^* ，则作为上述状态量，上述状态量运算装置根据下述公式 (1) 运算轴误差 $\theta_{\Delta c}$ ，

[式 1]

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}} .$$

4. 根据权利要求 1、2 或 3 中任一项所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于具备：

根据上述 dc 轴和上述 qc 轴上的各个施加电压指令和上述相位计算装置计算出的交流相位，运算电压指令相位的电压相位运算装置；

按上述电压相位运算装置运算的电压指令相位的每个特定相位对于上述采样装置输出用于指示采样的中断信号的中断信号发生装置。

5. 根据权利要求 1、2 或 3 中任一项所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于具备：

运算上述 dq 反变换装置输出的三相交流电压指令的各相极性，输出各相的极性信号的极性运算装置；

响应上述任一相极性信号的极性变化，对于上述采样装置输出用于指示采样的中断信号的中断信号发生装置。

6. 根据权利要求 1、2 或 3 中任一项所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于具备：

运算上述 dq 反变换装置输出的三相交流电压指令的各相的绝对值的绝对值运算装置；

在上述各相的绝对值中有 2 相的绝对值成为相似的值时，对于上述采样装置输出用于指示采样的中断信号的中断信号发生装置。

7. 根据权利要求 1、2 或 3 中任一项所述的同步电机的速度控制装置，其特征在于具备：

运算通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分与 d 轴电流指令之差的减法装置；

根据上述减法装置的运算结果修正用于计算上述 qc 轴上的施加电压指令的电机常数的电机常数修正装置。

8. 根据权利要求 1~7 中任一项所述的同步电机的速度和控制装置，其特征在于：

至少把上述逆变器和上述控制器以及上述逆变器电流检测器模块化。

9. 一种空调机，其特征在于：

具备同步电机；作为控制上述同步电机速度的速度控制装置，权利要求 1~8 中任一项所述的同步电机的速度控制装置；以及以上述同步电机为动力源的压缩机。

同步电机的速度控制装置

技术领域

本发明涉及同步电机的速度控制装置，特别是涉及不使用检测同步电机的磁极位置的磁极位置传感器和检测同步电机的电流的电流传感器，在控制同步电机的速度方面适宜的同步电机的速度控制装置。

背景技术

作为控制由磁铁电机构成的同步电机的速度的控制方式，提出了不使用磁极位置传感器的方式或者不使用电流传感器的方式等各种方式。

在以往的控制方式中，不使用磁极位置传感器的控制方式是代替磁极位置传感器、设置了磁极位置推断器，基本的结构由速度控制器和电流控制器等构成，结构自身与带磁极位置传感器的结构相同，是基于矢量控制的。

磁极位置推断的基本原理是根据同步电机的电常数、电机电压以及电机电流，进行磁极位置的推断运算，作为利用感应电压的装置，例如已知记载在特开 2001-251889 号公报中的装置等。

磁极位置的推断原理是推断运算以同步电机的磁极位置为基准的旋转坐标轴（d-q 轴）和在控制上假设的旋转坐标轴（dc-qc 轴）之间的轴误差 $\Delta \theta$ ，通过修正同步电机的频率指令使得通过该运算得到的轴误差为 0，实现无位置传感器·矢量控制。

在无位置传感器·矢量控制的情况下，能够根据负荷条件理想地控制驱动电流的大小和相位，能够实现高转矩·高性能的同步电机的控制。

另一方面，作为不使用电流传感器的控制方式，提出了检测驱

动电机的逆变器的直流电流，根据其瞬时值和逆变器的门脉冲信号，再现电机的交流电流的所谓电流再现方式。该电流再现方式例如像特开平 2-197295 号公报中记载的那样，用驱动逆变器的脉冲信号，采样/保持在逆变器的直流电流中瞬间表示的电机电流，间接地检测电机电流。

在以往的基于无位置传感器的矢量控制的无磁极位置传感器的控制方式中，必须设置多个速度控制器，电流控制器以及磁极位置推断器等，形成反馈环的控制器，使得控制结构复杂。特别是，如果要以高速旋转驱动电机，则控制系统总体难以稳定。为了使控制系统总体稳定，必须缩短控制运算周期，把控制增益设定为很高，而如果不使用 DSP（数字·信号·处理器）等高性能的运算处理器则难以实现。

另外，使用电流再现方式具有以下的问题。即，在电流再现方式中，由于根据逆变器的直流电流和逆变器的门脉冲信号再现电机电流，因此在起动等时，当指令电压低而且门脉冲的脉冲宽度极短的情况下，难以捕捉到电机的电流成分。特别是，当使电机的速度高时，把逆变器的平均开关频率（载波频率）设定得越高，门脉冲的脉冲宽度越短，越难以再现电流。作为该对策，虽然通过仅在电机的起动时降低逆变器的载波频率进行处理，但是如果降低逆变器的载波频率，则伴随着电流高次谐波的增大，或者效率降低，或者成为刺耳的电磁噪声的原因。

这样，在把「无磁极位置传感器控制方式」和「电流再现方式」组合起来的情况下，当使电机例如以 400Hz 以上的频率高速旋转时，与载波频率相对应必须加速运算周期，而由于在门脉冲宽度方面存在限制，因此难以单独加速运算周期。从而，在没有磁极位置传感器和电流传感电器这两者的状态下难以实现高速·高性能的同步电机的控制装置。

发明内容

本发明的课题在于提供不使用磁极位置传感器和电流传感器，在控制系统稳定的状态下能够使电机高速旋转的同步电机的速度控制装置。

为了解决上述课题，本发明作为驱动同步电机的装置，不使用旋转速度控制器以及电流控制器等复杂的控制系统，构成根据转数指令以及电流指令的前馈型的控制系统，这时，使用实际的转矩电流生成转矩电流指令，在电流检测方面根据逆变器的直流电流的检测值再现电机电流，作为电机的检测电流，还推断运算控制上的磁极轴与实际的磁极轴的误差角的状态量，通过根据该运算值修正与电机的驱动频率相当的交流相位，把恒定的轴偏控制为零，能够使控制系统稳定，而且能够进行高载波频率下的旋转。具体地讲，本发明具备响应脉宽控制信号把直流电源的输出电压变为可变电圧·可变频率的三相交流电压，施加到同步电机上的逆变器；检测从上述直流电源供给到上述逆变器中的逆变器电流的逆变器电流检测器；发生关于上述同步电机的转数指令的转数指令发生器；根据上述转数指令生成上述脉宽控制信号，输出到上述逆变器的控制器，其中，上述控制器由顺序采样由上述逆变器电流检测器检测出的逆变器电流的采样装置；根据由上述采样装置的采样抽取出的采样电流值再现流过上述同步电机的交流电流的电流再现装置；把由上述电流再现装置再现的交流电流坐标变换为假定了上述同步电机内部的磁极轴的 dc 轴和与上述 dc 轴正交的 qc 轴上的电流的 dq 坐标变换装置；根据通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分，生成关于上述同步电机的转矩电流指令的转矩电流指令生成装置；根据上述转数指令和上述转矩电流指令，运算上述 dc 轴和上述 qc 轴上的各个施加电压指令的施加电压指令运算装置；根据上述转数指令计算与上述同步电机的驱动频率相关的交流相位的相位计算装置；根据由上述相位计算装置计算出的交流相位把上述各个施加电压指令坐标变换为三相交流电压指令的 dq 反变换装置；根据上述三相交流电压指令生成脉宽控制信号的脉宽控制信号生成装置；计算与上述 dc - qc 轴和作为上述同步电机

的实际磁极轴的 d-q 轴的误差角相当的状态量的状态量运算装置；根据上述状态修正上述交流相位的相位修正装置构成。

在构成上述同步电机的速度控制装置时，能够添加以下的要素。

(1) 上述状态量运算装置根据由上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 qc 轴上的电流成分与由上述转矩电流指令生成装置生成的转矩电流指令的差运算上述状态量。

(2) 如果把上述同步电机的 q 轴电感记为 L_q ，把绕组电阻记为 R ，把通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 qc 轴上的电流成分记为 I_{qc} ，把通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分记为 I_{dc} ，把从上述转矩指令得到的电角频率指令记为 ω_1^* ，把上述 dc 轴上的施加电压指令记为 V_{dc}^* ，把上述 qc 轴上的施加电压指令记为 V_{qc}^* ，则作为上述状态量，上述状态量运算装置根据下述公式 (2)

[式 2]

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}}$$

运算轴误差 $\theta \Delta c$ 。

(3) 具备根据上述 dc 轴和上述 qc 轴上的各个施加电压指令和上述相位计算装置计算出的交流相位，运算电压指令相位的电压相位运算装置；在上述电压相位运算装置运算的电压指令相位的每个特定相位对于上述采样装置输出用于指令采样的中断信号的中断信号发生装置。

(4) 具备运算上述 dq 反变换装置输出的三相交流电压指令的各相极性，输出各相的极性信号的极性运算装置；响应上述任一相极性信号的极性变化，对于上述采样装置输出用于指令采样的中断信号的中断信号发生装置。

(5) 具备运算上述 dq 反变换装置输出的三相交流电压指令的

各相的绝对值的绝对值运算装置；在上述各相的绝对值中有 2 相的绝对值成为相似的值时，对于上述采样装置输出用于指令采样的中断信号的中断信号发生装置。

(6) 具备运算通过上述 dq 坐标变换装置的坐标变换得到的 dc 轴上的电流成分与 d 轴电流指令之差的减法装置；根据上述减法装置的运算结果修正用于计算上述 qc 轴上的施加电压指令的电机常数的电机常数修正装置。

(7) 至少把上述逆变器和上述控制器以及上述逆变器电流检测器模块化。

另外，本发明构成空调机，该空调机具备同步电机，上述任一个同步电机的速度控制装置，以及以上述同步电机为动力源的压缩机。

如果依据上述的装置，则运算由同步电机的 d-q 轴和控制轴 dc-qc 轴的轴误差 $\Delta \theta$ 引起的状态量，把该状态量作为修正量，修正从转数指令得到的电角频率指令求驱动频率，从该驱动频率计算交流相位，进而，根据把逆变器电流采样得到的电流再现同步电机的交流电流，根据交流相位把所再现的交流电流进行 dq 坐标变换求转矩电流，从该转矩电流生成转矩电流指令（q 轴电流指令）的同时，根据从转矩电流指令和转数指令得到的电角频率指令运算 dc 轴和 qc 轴上的各个施加电压指令，根据交流相位把各个电压指令进行 dq 反变换生成三相交流电压指令，根据三相交流电压指令生成脉宽控制信号，按照该脉宽控制信号控制逆变器，因此即使无磁极位置传感器·无电流传感器，也能够使同步电机稳定而高速地旋转。

即，实质上进行反馈控制是根据 dc-qc 轴和 d-q 轴的误差角相当的状态量，仅修正轴偏的控制，用于进行轴偏修正的控制的修正环增益可以是数 10ms 左右的响应时间，从逆变器电流再现电机电流，从所再现的电流生成实际的转矩电流的处理时间如果按照修正环增益的 1/5 左右的处理周期进行则就很充分。因此，即使省略速度控制器或者电流控制器，通过使用用于检测转矩电流的处理所需要的时间

间滞后，能够在使同步电机稳定的状态下高速旋转。

附图说明

图 1 是示出本发明的同步电机的控制装置的实施形态 1 的系统结构的框图。

图 2 是示出以同步电机的磁极轴为基准的 $d-q$ 坐标轴与控制上假定的假定轴 $dc-qc$ 轴的关系的矢量图。

图 3 是示出本发明的实施形态 1 中的 $\omega 1$ 修正器的内部结构的框图。

图 4 是示出本发明实施形态 1 中的检测电流处理器的内部结构的框图。

图 5 是用于说明本发明实施形态 1 中的检测电流处理器的动作的波形图。

图 6 是示出本发明的同步电机的控制装置的实施形态 2 中的 $\omega 1$ 修正器的内部结构的框图。

图 7 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的形态 3 中的控制器的内部结构的框图。

图 8 是用于说明本发明实施形态 3 中的控制器的动作的波形图。

图 9A ~ 9C 是用于说明本发明实施形态 3 中的控制器的效果的波形图。

图 10 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 4 中的控制器的内部结构的框图。

图 11 是用于说明本发明实施形态 4 中的控制器的动作的波形图。

图 12 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 5 中的绝对值运算器和中断发生器的结构的框图。

图 13 是用于说明本发明实施形态 5 中的绝对值运算器和中断发生器的动作的波形图。

图 14 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 6 中的控制器的内部结构的框图。

图 15 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 7 的结构斜视图。

图 16 是把本发明的同步电机的速度控制装置适用在空调室外机中的斜视图。

具体实施方式

以下，根据附图说明本发明的一实施形态。

实施形态 1

图 1 是示出本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 1 的系统结构的框图。图 1 中，同步电机的速度控制装置构成为具备发生用于给同步电机 5 提供转数指令 ωr^* 的转数指令 ωr^* 的转数指令发生器 1；运算同步电机 5 的交流施加电压，根据该运算结果，生成作为脉宽控制信号的脉宽调制信号（PWM 信号），施加到逆变器 3 上的控制器 2；由该 PWM 信号驱动的逆变器 3；在逆变器 3 上供给电力的直流电源 4；从直流电源 4 检测供给到逆变器 3 的逆变器电流 I_0 的电流检测器（逆变器电流检测器）6，在逆变器 3 的交流输出一侧作为控制对象，例如连接着由磁铁电机构成的同步电机 5。

控制器 2 构成为具备变换增益器 7；积分器 8；检测电流处理器 9；转矩电流指令（ I_q^* ）发生器 10； I_d^* 发生器 11；电压指令运算器 12；dq 反变换器 13；PWM 发生器 14； ω_1 修正器 15 和加法器 16。

变换增益器 7 使用同步电机 5 的极数 P 把转数指令发生器 1 输出的转数指令 ωr^* 变换为同步电机 5 的电角频率指令（驱动频率指令） ω_1^* ，把所变换的电角频率指令 ω_1^* 输出到电压指令运算器 12 和加法器 16。加法器 16 把电角频率指令 ω_1^* 与 ω_1 修正器 15 输出的修正量 $\Delta \omega_1$ 相加后计算驱动频率 ω_{1c} ，把计算结果输出到积分器 8。积分器 8 构成为运算控制装置内部的交流相位 θ_{dc} ，计算与同步电机 5 的驱动频率相关联的交流相位 θ_{dc} 的相位运算装置。

检测电流处理器 9 构成为根据电流检测器 6 检测的逆变器电流 I_0 ，把旋转坐标轴（dc/qc 轴）上的同步电机 5 的电流成分运算为 I_{dc} 、 I_{qc} 。转矩电流指令发生器 10 构成为根据检测电流处理器 9 输出的 qc 轴上的电流成分 I_{qc} （实际的转矩电流），运算作为转矩电流指令的 q 轴电流指令 I_q 的转矩电流指令生成装置。 I_d^* 发生器 11 构成为发生 d 轴电流指令 I_d^* 的 d 轴电流指令发生装置。电压指令运算器 12 构成为根据 I_d^* 、 I_q^* 、 ω_1^* ，运算施加在 dc-qc 轴上的同步电机 5 的电压指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 的施加电压指令运算装置。dq 反变换器 13 构成为把 dc-qc 轴上的电压指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 变换为三相交流轴上的三相交流电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 的 dq 反变换装置。PWM 发生器 14 构成为根据三相交流电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* ，生成 PWM 信号，把生成的 PWM 信号输出到逆变器 3 的脉宽控制信号生成装置。

ω_1 修正器 15 构成为运算由同步电机 5 的 d-q 轴与控制轴 dc-qc 轴的轴误差 $\Delta\theta$ 产生的状态量，根据其运算结果运算对于同步电机 5 的电角频率指令（驱动频率指令） ω_1^* 的修正量 $\Delta\omega_1$ 的状态量运算装置。加法器 16 构成为把变换增益器 7 输出的电角频率指令 ω_1^* 和 ω_1 修正器 15 输出的修正量 $\Delta\omega_1$ 相加，计算驱动频率 ω_{1c} 的相位修正装置。即，加法器 16 为了根据作为状态量的修正量 $\Delta\omega_1$ ，修正交流相位 θ_{dc} ，把电角频率指令 ω_1^* 和修正量 ω_1 相加，修正电角频率指令 ω_1^* ，计算驱动频率 ω_{1c} 。

检测电流处理器 9 构成为具备电流采样器 91；电流再现器 92；dq 坐标变换器 93。电流采样器 91 构成为顺序采样电流检测器 6 检测的逆变器电流 I_0 的瞬时值，把采样的电流输出到电流再现器 92 的采样装置。电流再现器 92 构成为根据电流采样器 91 采样的采样电流值，再现流入到同步电机 5 的交流电流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} 的电流再现装置。dq 坐标变换器 93 构成为把电流再现器 92 再现的交流电流变换为假定了同步电机 5 内部的磁极轴的 dc 轴和与该 dc 轴正交的 qc 轴上的电流成分，即作为旋转坐标轴的 dc-qc 轴上的电流成分 I_{dc} 、

I_{qc} 的 dc 坐标变换装置。

逆变器 3 由主电路部分 31 和在主电路部分 31 的各个开关元件上施加门脉冲信号的门驱动器 32 构成，其中，主电路部分 31 由开关元件 Sup、Sun、Svp、Svn、Swp、Swn 以及反向并联连接在各个开关元件上的二极管组成。

直流电源 4 构成为具备二极管桥 42 和滤波电容器 43，把来自交流电源 41 的交流信号整流，用滤波电容器 43 抑制包含在被整流的了的信号中的脉动成分，把直流电压 V₀ 施加到逆变器 3 上。

其次，说明实施形态 1 的动作原理。变换增益器 7 根据旋转指令发生器的输出的旋转指令 ω_r^* ，运算同步电机 5 的电角频率指令 ω_1^* ，把运算结果输出到电压指令运算器 12 和加法器 16。在电压指令运算器 12 中，根据电角频率 ω_1^* ，电流指令 I_d^* 、 I_q^* ，通过以下的 (3) 式运算要施加到同步电机 5 上的施加电压 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 。

[式 3]

$$\begin{aligned} V_{dc}^* &= R \cdot I_d^* - \omega_1^* L_q \cdot I_q^* \\ V_{qc}^* &= \omega_1^* \cdot L_d \cdot I_d^* + R \cdot I_q^* + K_e \cdot \omega_1^* \end{aligned}$$

式中，R：电机电阻，L_d：d 轴电感，L_q：q 轴电感，K_e：电机的发电常数。

(3) 式是能够从同步电机的一般模型得到的运算式，提供给电压指令运算器 12 的电流指令 I_d^* 、 I_q^* 分别在 I_d^* 发生器 11、 I_q^* 发生器 10 中生成。d 轴电流指令 I_d^* 当作为同步电机 5 使用了非凸极型的电机时，通常提供为 $I_d^* = 0$ 。另一方面，当作为同步电机 5 使用了凸极型的电机时，为了使效率为最大，提供负的值。作为转矩电流指令的 I_q^* ，从在电流检测处理器 9 中求出的 qc 轴上的电流检测值 I_{qc} 通过运算求出。

其次，在 I_q^* 发生器 10 中，例如按照下面的 (4) 式运算 I_q^* 。

[式 4]

$$I_q^* = \frac{1}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{qc}$$

在矢量控制的情况下，大多作为速度控制器的输出提供 I_q^* ，而在本发明的控制器 2 中，从检测值 I_{qc} 生成 I_q^* 。

即，如从 (4) 式所知那样，在恒定状态下，由于成为 $I_{qc} = I_q^*$ ，因此成为从控制装置供给同步电机 5 对于负荷条件所必需的电压值，能够实现矢量控制。其结果，与以往的矢量控制相比较能够大幅度地简化控制系统，能够提高控制系统的稳定性。

当根据 (3) 式能够得到施加电压 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 时，在 dq 反变换器 13 中，把在 (3) 式中得到的施加电压 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 坐标变换为三相交流轴上的三相交流电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 。接着，在 PWM 发生器 14 中，把交流电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 变换为 PWM 信号，把变换了的 PWM 信号输出到门驱动器 32。门驱动器 32 根据该 PWM 信号（脉冲信号）驱动开关元件 S_{up} 、 S_{un} 、 S_{vp} 、 S_{vn} 、 S_{wp} 、 S_{wn} ，对于同步电机 5，施加与 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 相当的电压。

另一方面，在 $\omega 1$ 修正器 15 中，如图 2 所示，把同步电机 5 内的实际的磁极轴作为 d 轴，把与 d 轴正交的轴作为 q 轴，进而把在控制装置内假定的坐标轴作为 dc/qc 轴，把与轴误差 $\Delta \theta$ 相当的状态量作为修正量 $\Delta \omega 1$ 进行计算。

具体地讲， $\omega 1$ 修正器 15 如图 3 所示，由作为运算（减法运算） I_q^* 与 I_{qc} 之差的减法器的加法器 17，和在加法器 17 的输出上乘以增益 K_0 的作为比例要素的修正增益器 18 构成。在 I_q^* 与 I_{qc} 处于恒定状态下两者一致，但是在加减速时或者发生负荷干扰时，在两者之间产生偏移。例如，如果发生负荷转矩干扰，则 d-q 轴比 dc-qc 轴滞后，增加轴误差 $\Delta \theta$ 。这种情况下， I_{qc} 也增加。反之，当减少了负荷干扰时，发生其相反的现象。从而，如果观测 I_q^* 与 I_{qc} 的差，则能够得到有关轴误差 $\Delta \theta$ 的信息。另外，在图 3 的结构中，不

一定限于能够得到正确的 $\Delta\theta$ 值。而从使dc- q_c 轴与d- q 轴一致的目的出发,不需要高精度运算 $\Delta\theta$,只要知道是否存在轴偏即可,对于使 $\Delta\theta$ 精度良好时的结构在下面的实施形态2中进行说明。

作为 ω_1 修正器15的输出的 $\Delta\omega_1$ 在dc- q_c 轴比d- q 轴滞后的情况下,成为「正」的值。如果按照「正」的修正量 $\Delta\omega_1$ 修正电角频率指令 ω_1^* ,则同步电机5的驱动频率 ω_{1c} 升高,dc- q_c 轴返回到d- q 轴一侧,dc- q_c 轴与d- q 轴一致,能够使轴误差 $\Delta\theta$ 成为0。反之,当dc- q_c 轴比d- q 轴超前时, $\Delta\omega_1$ 成为「负」的值。如果按照「负」的 $\Delta\omega_1$ 修正电角频率指令 ω_1^* ,则同步电机5的驱动频率 ω_{1c} 降低,交流相位 θ_{dc} 顺序成为负,dc- q_c 轴与d- q 轴一致,能够使轴误差 $\Delta\theta$ 成为0。

其次,根据图4说明检测电流处理器9的具体结构。检测电流处理器9构成为具备采样逆变器电流 I_0 的电流采样器91;电流再现器92;dq坐标变换器93。电流采样器91由根据三相交流电压指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* ,决定用于按照顺序指令的定时把逆变器电流 I_0 进行采样的定时的采样时间设定器911;根据采样时间设定器911,设定发生采样/保持信号的时间的2个定时器912a、912b;接受来自各个定时器912a、912b的信号,把逆变器电流 I_0 采样/保持的2个采样/保持器(S/H)913a、913b;把信号的符号翻转的信号翻转器914构成。

电流再现器92由根据三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$,把通过采样得到的电流分配给U、V、W相的三相电流值 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} 的检测值分配器921;根据来自检测值分配器921的信号,切换来自电流采样器91的输入的3个开关922a、922b、922c;运算从电流采样器91输出的2个电流值 I_{max} 、 I_{min} 之差(I_{mid})的减法器16构成。

图4中,作为电流采样器91的输出的电流检测值 I_{max} 、 I_{min} 以及在电流再现器92内运算的 I_{mid} 成为分别与三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 的大小关系相关联的电流值。例如,在三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 的关系是 $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ 的情况下, I_{max} 成为U相的电

流, I_{mid} 成为 V 相的电流, I_{min} 成为 W 相的电流。根据图 5 说明该具体例。

图 5 中, (a) 是三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$, PWM 信号中使用的三角波、载波, (b) 是被脉宽调制了的各相的 PWM 脉冲信号的波形, (c) 是表示变换器 3 的开关状态的开关模式, (d) 是在同步电机 5 中流过的三相交流电流的电流波形, (e) 是由电流检测器 6 检测出的变换器电流 I_0 的电流波形, (f) 是通过电流采样器 91 的采样得到的电流 I_{max} , I_{min} 的波形, (g) 是由电流再现器 92 再现了的各相的再现电流 $I_{uc} \sim I_{wc}$ 的波形。

图 5 中示出三相交流电压指令的大小关系是 $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ 的例子, 如果三角波载波频率比同步电机 5 的驱动频率 ω_{1c} 充分高, 则三相交流电压指令对于三角波载波的波形的一个周期期间能够视为恒定, 成为 (a) 那样的波形。这时, PWM 脉冲信号的波形成为 (b) 所示。PWM 脉冲波形分别意味着当 $F = 1$ (开关电平是“1”) 时, 逆变器 3 的上侧的开关元件 S_{up} , S_{vp} , S_{wp} 接通, 下侧的开关元件 S_{un} , S_{vn} , S_{wn} 关断。现在, 如果假定同步电机 5 的交流电流是 (d) 的情况, 则逆变器电流 I_0 成为 (e) 那样的波形。而且, 在 (5) 的情况下, 存在以下的 4 个开关模式, 各个模式中的电流值如下。

(1) 开关模式 1:

开关元件 $S_{up} = ON$, $S_{vp} = ON$, $S_{wp} = ON \rightarrow I_0 = 0$

(2) 开关模式 2:

$S_{up} = ON$, $S_{vp} = ON$, $S_{wp} = OFF \rightarrow I_0 = I_u + I_v = -I_w$

(3) 开关模式 3:

$S_{up} = ON$, $S_{vp} = OFF$, $S_{wp} = OFF \rightarrow I_0 = I_u$

(4) 开关模式 4:

$S_{up} = OFF$, $S_{vp} = OFF$, $S_{wp} = OFF \rightarrow I_0 = 0$

即, 在开关模式 2 中, 观测电压指令最小的相 (这种情况下是 W 相) 的电流值, 另外在开关模式 3 时, 观测电压指令最大的相的

电流值（这种情况下是 U 相）。即，在三角波载波的半个周期内，在换向器电流 I_0 中包括「电压最大相」和「电压最小相」的电流信息。

由此，如果以 (e) 的箭头的定时采样换向器电流 I_0 ，则能够分别采样电压最小相的电流 I_{\min} （这种情况下是 W 相）和电压最大相的电流 I_{\max} （这种情况下是 U 相下）（图 4 (f)）。该采样定时由采样时间设定器 911 决定。通过采样时间设定器 911，根据电压指令的大小关系与开关模式的关系，决定用于采样电压最大相的电流和电压最小相的电流的采样时间，根据所决定的时间在 2 个定时器 912a、912b 中设定采样时间。在采样/保持器 913a、913b 中，根据各个定时器发生的信号，执行逆变器电流 I_0 的采样/保持。另外，由于 I_{\min} 的符号翻转，因此由信号翻转器 914 正确地修正符号。

另外在三相交流的情况下，只要不连接中点，则 $I_u + I_v + I_w = 0$ 成立，因此电压中间相的电流值（这种情况下是 V 相） I_{mid} 能够通过使用减法器 16 运算 I_{\max} 与 I_{\min} 之差求出。另外，在电流再现器 92 内，把分别 I_{\max} ， I_{\min} ， I_{mid} 分配给 U，V，W 相。即，在检测值分配器 921 中，根据各相的施加电压指令的大小关系，使用 3 个开关 922a ~ 922c，按照各相分配电流检测值。如果分配了各相的电流值，则使用 dq 坐标变换器 93 把各相的电流值 I_{uc} ， I_{vc} ， I_{wc} 变换为 dc - qc 轴的电流成分 I_{dc} ， I_{qc} 。

根据这样得到的 I_{qc} ，按照 (4) 运算 I_{q^*} ，进而从通过运算得到的 I_{q^*} 与 I_{qc} 的差由 $\omega 1$ 修正器 15 求修正量 $\Delta \omega 1$ ，通过用修正量 $\Delta \omega 1$ 修正电角频率指令 $\Delta \omega 1^*$ ，生成驱动频率 $\omega 1c$ ，能够实现矢量控制。

这样，在本实施形态中，检测电流处理器 9 的动作最复杂。特别是随着三角波载波的频率升高，运算能力成为重要的因素。但是，在本实施形态中，由于是与以往的「带传感器的矢量控制」不同结构的矢量控制，因此可以加长用于该控制的运算处理时间。

即，在本实施形态的控制结构中，如图 1 所示，实质上进行的

「反馈控制」只是由 $\omega 1$ 修正器 15 进行的轴偏修正的控制。 $\omega 1$ 的修正环增益例如在风扇、泵、空调的压缩机等的用途中，可以是数 10ms 左右的响应时间。由此，检测电流处理器 9 的检测电流处理如果以该响应时间的 1/5 左右的处理周期进行则就很充分。即，可以按照数 ms 的周期进行检测电流处理。

与此不同，在以往的以「带传感器的矢量控制」为基本结构的无传感器控制中，由于使用多个速度控制器、电流控制器、速度推断器、位置推断器等构成反馈控制系统，因此难以设定各个要素的控制响应时间，结果需要提高运算速度。作为其结果，检测电流处理也需要按照数 100 μ s 级进行处理。

这样，如果依据本实施形态，则由于根据 Iq^* 与 Iqc 的差求修正量 $\Delta \omega 1$ ，按照修正量 $\Delta \omega 1$ 修正电角频率指令 $\omega 1^*$ ，求 $\omega 1c$ ，因此能够加长检测电流处理器 9 的响应时间，能够不使用磁极位置传感器或者电流传感器，使同步电机 5 稳定而且高速地旋转，能够谋求实现硬件结构要素的最小化以及控制结构的简单化。

实施形态 2

其次，按照图 6 说明本发明的同步电机的速度控制装置的实施形态 2。本实施形态代替 $\omega 1$ 修正器 15，使用了 $\omega 1$ 修正器 15B，其它的结构与图 1 的相同。即，在实施形态 1 中，由于简化轴误差 $\Delta \theta$ 的运算，经过 $\omega 1$ 修正器 15 进行轴误差 $\Delta \theta$ 的控制，因此考虑到如果旋转速度等条件不同，则 $\omega 1$ 修正环的增益发生变化，有时将损害控制系统的稳定性，从而代替 $\omega 1$ 修正器 15 而使用了 $\omega 1$ 修正器 15B。

$\omega 1$ 修正器 15B 由高精度地运算轴误差 $\Delta \theta$ 的轴误差运算器 19；设定作为电机常数的绕组电阻 R 的设定器 20a、20b；设定作为电机常数的 q 轴电感 Lq 的设定器 21a、21b；把 I_{dc} 与 $\omega 1^*$ 进行乘法运算的乘法器 22a；把 $\omega 1^*$ 与 I_{qc} 进行乘法运算的乘法器 22b；分别把 V_{dc}^* 、设定器 20a 的输出、设定器 21b 的输出进行加减运算的作为减法器的加法器 17a；分别把 V_{qc}^* 、设定器 20b、21 a 的输出进行

加减运算的作为减法器的加法器 17b; 从加法器 17a 和加法器 17b 的输出求其弧切线的弧切线运算器 23; 对于运算器 23 输出的轴误差推断值 $\Delta \theta_c$ 提供「零」的指令的零指令发生器 24; 把轴误差推断值 $\Delta \theta_c$ 与「零」进行加减运算的作为减法器的加法器 17c; 增益为 K 的作为比例要素的增益设定器 25 构成。

在轴误差运算器 19 中, 根据 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 、 ω_1^* 、 I_{dc} 、 I_{qc} , 按照下面的 (5) 式, 推断运算轴误差 $\Delta \theta$ 。

[式 5]

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}}$$

即, 在轴误差运算 19 中, 用设定器 20a、乘法器 22b、设定器 21b、加法器 17a 进行 (5) 式中的分子的运算, 用乘法器 22a、设定器 21a、设定器 20b、加法器 17b 进行 (5) 式的分母的运算。从该运算结果用弧切线运算器 23 运算轴误差推断值 $\Delta \theta_c$ 。

这样, 在本实施形态中, 在求轴误差推断值 $\Delta \theta_c$ 时, 由于使用比 ω_1 修正器 15 更多的输入信息求出, 因此与上述实施形态相比能够高精度地运算轴误差推断值 $\Delta \theta_c$, 能够在提高无传感器控制的性能方面做出贡献。

另外, 由于在 ω_1 修正器 15B 中, 从零指令发生器 24 向加法器 17c 提供作为轴误差推断值的目标值的「零」, 对于加法器 17c 的输出乘以比例增益 K 进行修正, 因此增益设定器 25 的设定值成为与决定 ω_1 修正环增益的响应直接相关的量。其结果, 不存在控制系统对于速度条件或者负荷条件的依赖性, 能够比上述实施形态改善控制系统总体的响应特性。

实施形态 3

其次, 按照图 7 说明本发明的同步电机的控制装置的实施形态 3。

本实施形态重新设置根据积分器 8 输出的交流相位 θ_{dc} 和施加

电压指令 V_{dc}^* ，运算电压指令相位 θ_v 的作为电压相位运算装置的电压相位运算器 26，以及在电压指令相位 θ_v 的每一个特定相位对于检测电流处理器 9 输出用于指令采样的中断信号 S 的作为中断信号发生装置的中断发生器 27 构成了控制器 2C，其它的结构与图 1 的相同。

本实施形态中的控制器 2C 的基本动作与实施形态 1 几乎相同。但是，在使检测电流处理器 9 动作时，在电压指令相位 θ_v 的特定定时作为触发脉冲发生中断信号这一点具有特征。

具体地讲，在电压相位运算器 26 中按照下面的 (6) 式运算电压指令相位 θ_v 。

[式 6]

$$\theta_v = \theta_{dc} + \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(-\frac{V_{dc}^*}{V_{qc}^*} \right)$$

(6) 的 θ_v 与电压指令相位的关系如图 8 (a) 所示。根据电压指令相位 θ_v 的值，在中断发生器 27 中，在图 8 (b) 所示的定时发生中断信号 S。中断信号 S 分别在 $\theta_v = 30$ 度，90 度，150 度，……，330 度的时刻发生。如果中断信号 S 输入到检测电流处理器 9 中，则检测电流处理器 9 的电流采样器 91 把中断信号 S 作为触发脉冲顺序采样逆变器电流。如果电流采样器 91 按照 $\theta_v = 60$ 度的间隔顺序采样逆变器电流，则能够得到以下的效果。

具体地讲，如图 9 (A) 所示，在三相交流电压指令中，如果把 A 点 ($\theta_v = 30$ 度附近) 中的逆变器电流 I_0 的波形 (图 9B) 与 B 点 ($\theta_v = 60$ 度附近) 中的逆变器电流 I_0 的波形 (图 9C) 进行比较，则可知在逆变器电流 I_0 的脉冲宽度方面产生很大的差异。在 A 点采样的情况下， I_u 、 I_w 的电流作为 I_0 流动的时间相等，另外每一个都是宽脉冲宽度，而与此不同，如果在 B 点采样，则 I_u 的流动时间短。在实际的逆变器电流 I_0 的波形中，由于产生开关动作引起的耦合，因此采样图 9C 的 I_u 那样的窄脉冲宽度的电流是极其困难的。另

外，在正确的 $\theta_v = 60$ 度的情况下， I_u 的期间完全成为 0。即，在 B 点附近进行了检测电流处理的情况下，不能够再现三相全部的电机电流，而仅能够再现 I_w 。载波频率越高这种「不能够电流再现器」的现象的范围越扩大，是使用逆变器电流 I_0 进行电机电流检测的方法的本质性问题。

但是，在本实施形态中的控制器 2C 的情况下，通常由于仅是在图 9B 所示的定时使检测电流处理器 9 动作，因此不会发生图 9C 所示那样的不理想状况，如图 9B 所示，能够始终按照条件优良的定时检测电流。

另外，在本实施形态中，对于电压相位指令的一个周期期间 ($0 < \theta_v < 360$ 度)，仅进行 6 次 (每 60 度) 检测电流处理。这种情况下，虽然担心电流检测延迟的影响，但是在本实施形态中的控制器 2C 的结构下不成问题。即，如在实施形态 1 中说明过的那样，在控制器 2C 中，由于反馈控制仅是轴误差控制，因此容易稳定系统，即使控制响应降低也能够稳定。另外如在实施形态 1 中叙述的那样，检测电流处理器 9 可以按照数 ms 周期执行。假设每隔 5ms 执行检测电流处理，则基本频率只要是 33Hz ($1 / (0.005 \times 6)$) 以上就能够使用。同步电机 5 的情况下，由于基本频率达到数 100Hz 的高速旋转用途很多，因此在几乎所有的频带内都能够适用本发明。

如果依据本实施形态，则即使是无磁极位置传感器·无电流传感器，也能够始终以稳定的控制系统高速旋转同步电机 5。

实施形态 4

其次，按照图 10 说明本发明的第 4 实施形态。本实施形态代替控制器 2 使用了控制器 2D，其它的结构与图 1 的相同。

具体地讲，新添加了运算各相的交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 的符号 (极性)，输出各相的极性信号的作为极性运算装置的符号运算器 28；根据符号运算器 28 输出的极性信号，对于检测电流处理器 9 输出用于指令采样的采样信号 S 的作为中断信号发生装置的中断发生器 27D。

其次，说明控制器 2D 的动作。控制器 2D 的基本动作与实施形态 1 几乎相同。但是，在使检测电流处理器 9 动作时，在三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 的极性发生变化的定时作为触发脉冲发生中断信号这一点具有特征。

具体地讲，在实施形态 3 中，在生成中断信号 S 时，使用了电压相位指令 θ_v ，而如 (6) 式所示，在 θ_v 的运算中，需要使用弧切线，这是为了求 θ_v 的复杂的处理，需要花费时间。而且，为了监视中断信号 S 的定时，在每次更新电压指令相位时，需要每次都进行运算。因此，在实施形态 3 中，该处理成为瓶颈，限制了总体的运算时间和载波频率的值等。

与此不同，在本实施形态中，为解决实施形态 3 中的问题点，利用交流电压指令的极性信息。具体地讲，如图 11 所示，对于交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ ，如图 11 (b) ~ (d) 所示，用符号运算器 28 求各相的极性的变化。各相的施加电压指令在 $\theta_v = 30$ 度，90 度，150 度，……，330 度的时刻发生。因此，中断发生器 27D 以 $\theta_v = 30$ 度，90 度，150 度，……，330 度的定时，即在各相的极性信号 p_u ， p_v ， p_w 的上升以及下降的定时，如 (e) 所示，发生中断信号 S。其结果，由于能够得到与图 8 (b) 相同的信号，因此不需要 (6) 式那样的运算，能够发生中断信号 S。

这样，如果依据本实施形态，则能够用比实施形态 3 更简单的结构实现高性能的同步电机的速度控制装置。

实施形态 5

其次，根据图 12 说明本发明的实施形态 5。本实施形态代替符号运算器 28 使用绝对值运算器 29，代替中断信号发生器 27D 使用中断信号发生器 27E，其它的结构与实施形态 4 相同。

绝对值运算器 29 构成为运算并输出三相交流电压指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 的绝对值的绝对值运算装置，中断发生器 27E 构成为当绝对值运算器 29 输出的绝对值中有 2 相的绝对值成为近似的值时，对于检测电流处理器 9 输出用于指令采样的中断信号 S 的中断信号发生装置。

在实施形态 4 中, 使用电压指令相位的极性, 在其符号翻转时发生中断信号, 而如果用软件实施该处理, 则为了检测符号的翻转, 将产生运算周期部分的延迟。即, 由于符号的翻转成为与前一次值的比较, 因此无论如何也将产生延迟。特别是在基本频率高, 接近载波频率的情况下, 该延迟增大, 难以进行图 9 (A) 所示那样的理想条件下的检测电流处理。

因此, 在实施形态 5 中, 为了解决这样的问题, 用绝对值运算器 29 运算三相交流电压指令的绝对值, 把该运算结果输出到中断发生器 27E, 在中断发生器 27E 中, 如图 13 所示, 把各相的施加电压指令的绝对值进行比较, 在各相绝对值中选择 2 个大的值, 运算所选择的两者的差, 在该差例如成为「零」时, 或者成为预定值以下的范围时, 即, 以比两者的值接近的定时, 例如, $\theta_v = 30$ 度, 90 度, 150 度, …… , 330 度更快的定时, 发生中断信号 S。如果进行这样的处理, 则如实施形态 4 那样, 不会在中断信号 S 中产生延迟, 反之还能够使中断信号的发生定时超前。

这样, 如果依据本实施形态, 则能够根据情况任意地使检测电流处理器 9 的起动定时偏移, 提高设定的自由度。另外, 如果使用实施形态 3, 虽然也可以得到相同的效果, 但是由于使用 (6) 式, 因此处理复杂。与此不同, 在本实施形态中, 由于只是把交流电压指令的绝对值的大小进行比较处理, 因此能够简化运算处理。

这样, 如果依据本实施形态, 则能够用比实施形态 4 更简单的结构实现性能更高的同步电机的速度控制装置。

实施形态 6

其次, 根据图 14 说明本发明的实施形态 6 的结构。本实施形态代替控制器 2 使用了控制器 2F, 其它的结构与图 1 的相同。

在本实施形态的控制器 2F 中, 新设置了运算 d 轴电流指令 I_d^* 与 I_{dc} 的差的作为减法装置的减法器 35 和根据减法器 35 的输出用于修正电压指令运算器 12F 内的设定值 K_e 的电流控制器 36。该电流控制器 36 构成为根据减法器 35 的输出, 修正用于计算 qc 轴上的施加

电压指令的电机常数的电机常数修正装置。

即，在上述各实施形态中，控制器内的反馈控制系统仅是修正轴误差的控制系统，作为其结果有时将产生以下的问题。例如，由于对于流入同步电机 5 的电流的大小是无控制的，因此 (3) 式所示的设定值是全部值，如果在这里使用的电机常数中存在偏移，则电机电流成为与指令不同的电流。例如，即使没有负荷，也可能产生过大的无负荷电流，或者在负荷时发生电压不足，引起失步等的不理想状况。特别是，由于同步电机 5 具备作为高性能的电极的特征，因此不需要大量地流过无效电流。为了最大地维持同步电机 5 的效率，需要按照指令控制 d 轴电流成分的机构。

因此，为了解决这样的课题，在实施形态 6 中，使用减法器 35 和电流控制器 36 修正电压指令运算器 12F 内的设定值 K_e 。在电流控制器 36 中，在 I_d^* 与 I_{dc} 的差中，视为 (3) 式中的电机常数中发生了伴随电机的发电常数 K_e 的设定误差的影响，从 I_d^* 与 I_{dc} 的差用作为积分要素的电流控制器 36 求 ΔK_e ，根据 ΔK_e ，修正电压指令运算器 12F 内的设定值 K_e 。发电常数 K_e 的项非常大地影响同步电机 5 的施加电压。由此，为了修正该发电常数 K_e 的项，使 I_{dc} 与 I_d^* 一致是最有效的。当然，在低速区，由于与 K_e 的项相比较 R 的项影响大，因此在这种情况下也可以修正 R 。

另外，电流控制器 36 能够仅用积分要素实现。另外，在该控制中是为了修正恒定的 I_{dc} 的偏差，控制响应可以滞后。即，由于能够比轴误差控制系统滞后，因此在上述各个实施形态中都能够适用实施形态 6 的结构。

这样，如果依据本实施形态，则即使对于发电机的常数变动或者发电机常数的设定误差也能够进行对应，因此能够实现高性能的同步电机的速度控制装置。

实施形态 7

其次，根据图 15 说明本发明的实施形态 7 的结构。本实施形态是把控制器 2，逆变器 3，电流检测器 6 和二极管桥 42 一体化成一个

模块。在进行该模块化时，设置来自自由微机构成的转数指令发生器 1 的转数指令端子，交流电源 41 的输入端子，滤波电容器 43 的连接端子和同步电机 5 的连接端子，其它的部件全部收容在模块内。在模块内收容着使用了微机的控制器 2，用开关驱动器构成的逆变器 3，由分流电阻构成的电流检测器 6，二极管桥 42。

在把控制器 2 等模块化时，如果使用上述各实施形态的部件，则能够用高性能的部件实现无磁极位置传感器·无电流传感器的同步电机的速度控制装置，同时能够用廉价的微机实现，能够容易地进行模块化。

这样，如果依据本实施形态，则能够电源模块处理为一个部件，使得组装容易，同时能够实现装置总体的小型化。

实施形态 8

其次，根据图 16 说明本发明的实施形态 8 的结构。本实施形态是把本发明的同步电机的速度控制装置适用在空调室外机中的例子，在空调室外机 37 的内部，安装了实施形态 1~7 中的任一个中所使用的速度控制装置，同时作为动力源的同步电机 5 收容在空调压缩机 38 内。

在压缩机 38 的内部为了成为高温·降压的环境，内部安装的电机不得不采用无位置传感器。

因此，在把无位置传感器而且无电流传感器的速度控制装置适用在空调室外机中时，使用本发明的同步电机的速度控制装置。本发明的同步电机的速度控制装置具有能够实现无磁极位置传感器，而且还能够实现无电流传感器的特征。其结果，使装置总体的结构简单，使控制装置自身小型化的同时，还能够缩短室外机 37 内的布线处理，能够实现装置总体的小型化。

如以上说明的那样，如果依据本发明，则即使是无磁极位置传感器·无电流传感器，也能够使同步电机稳定而且高速地旋转。

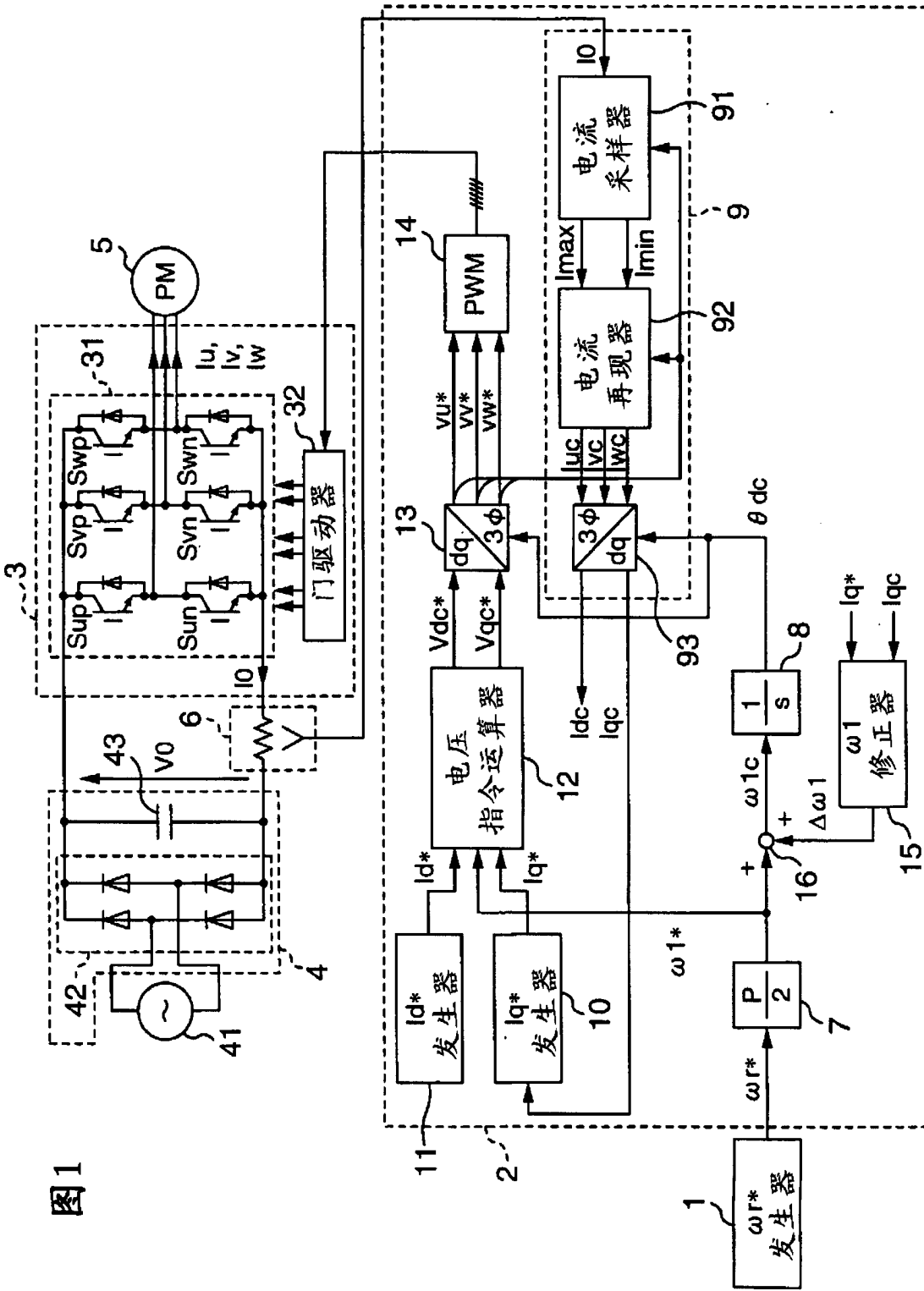


图2

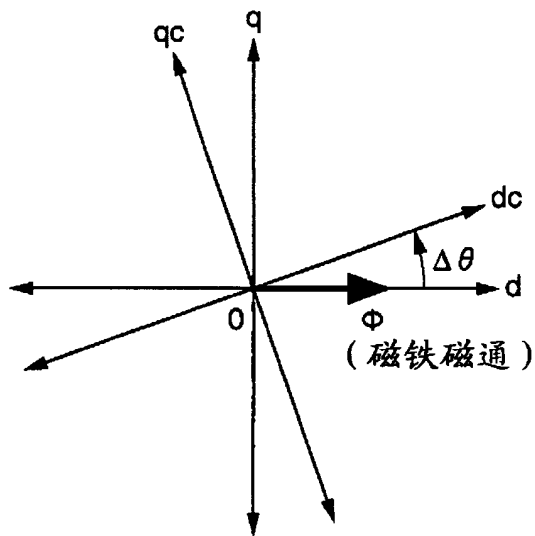


图3

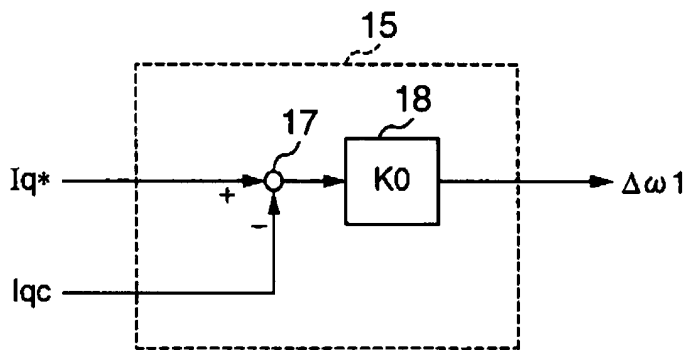


图4

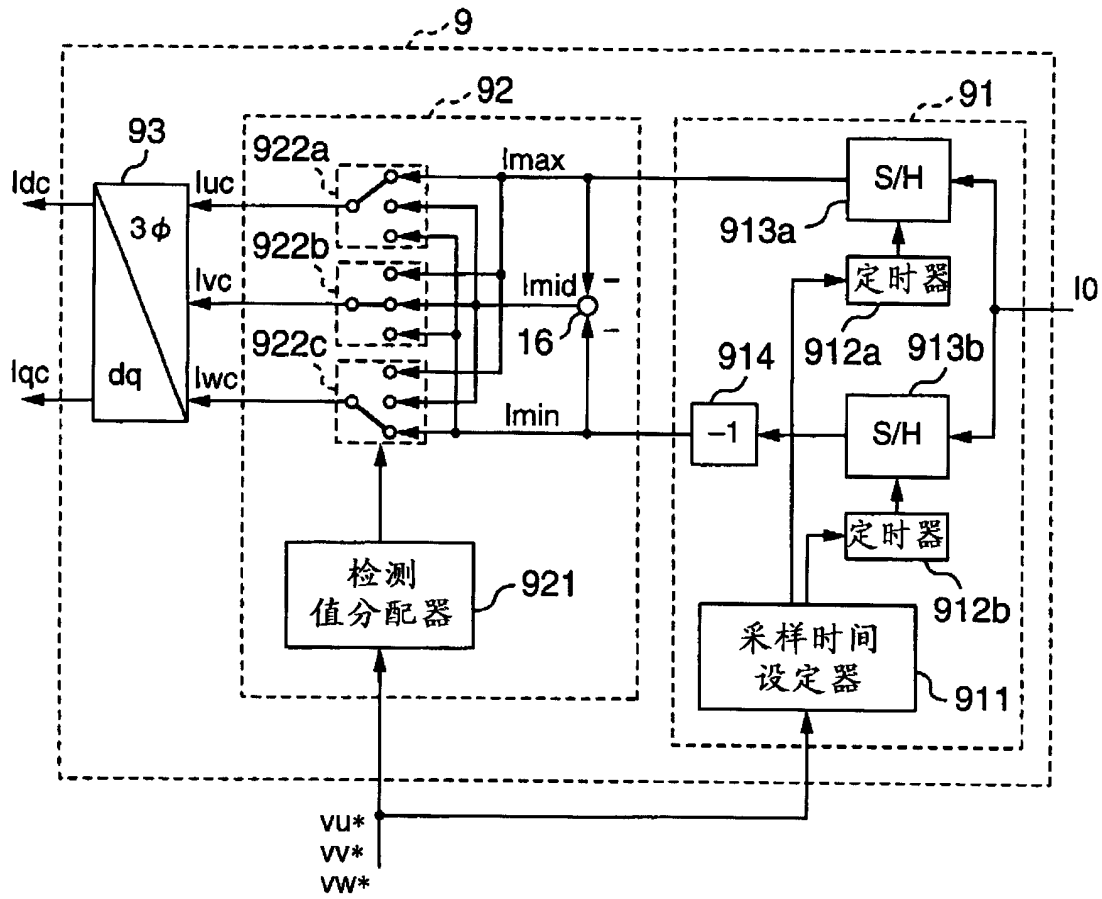


图5

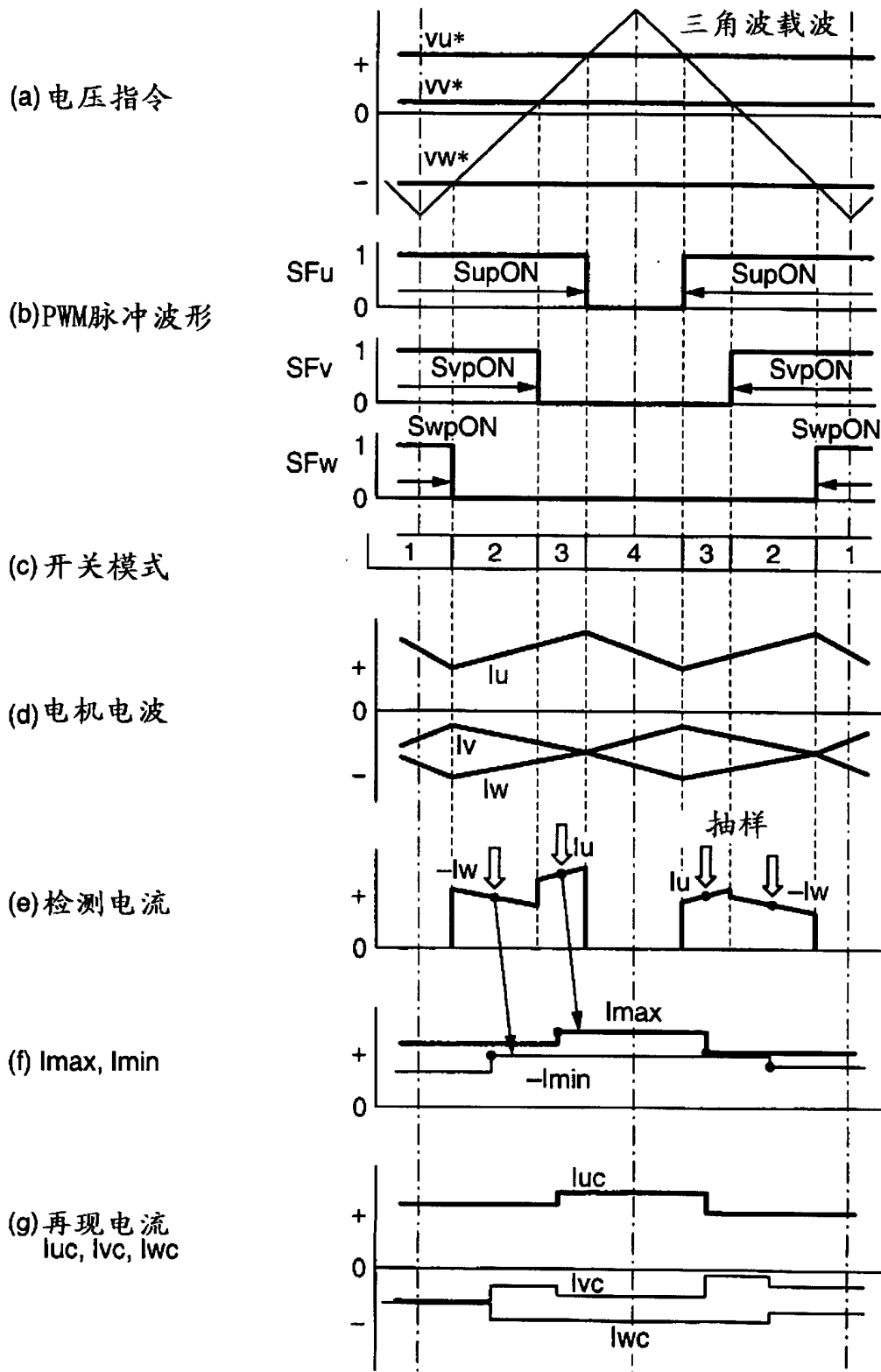


图6

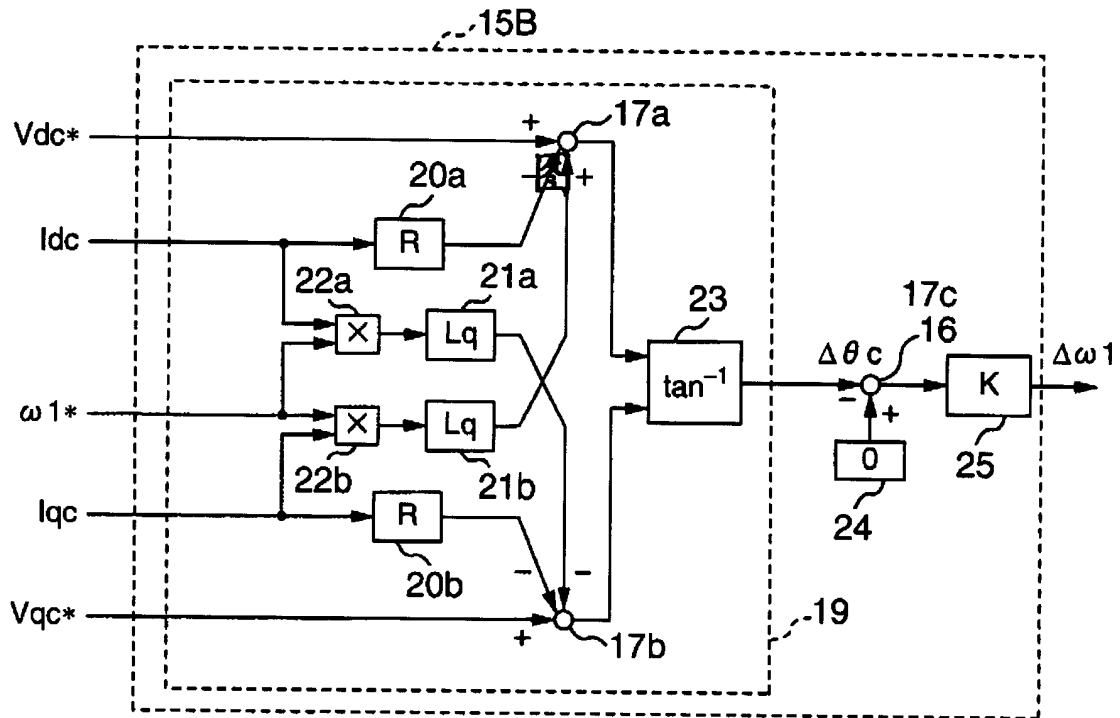


图8

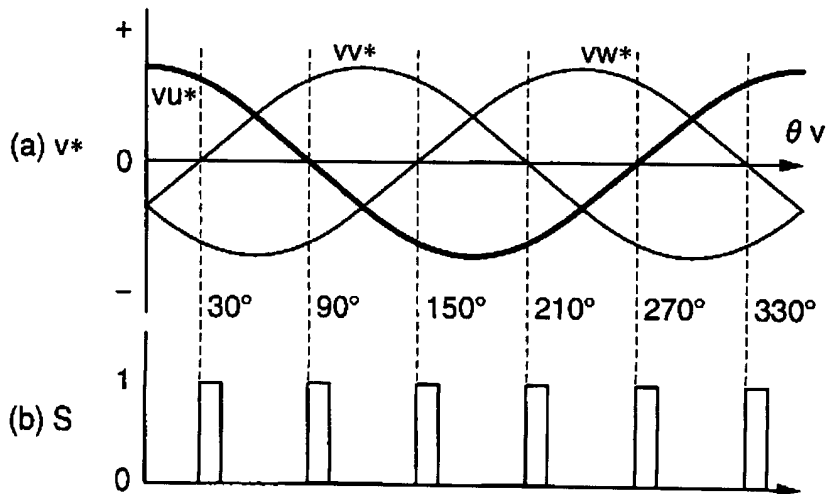


图7

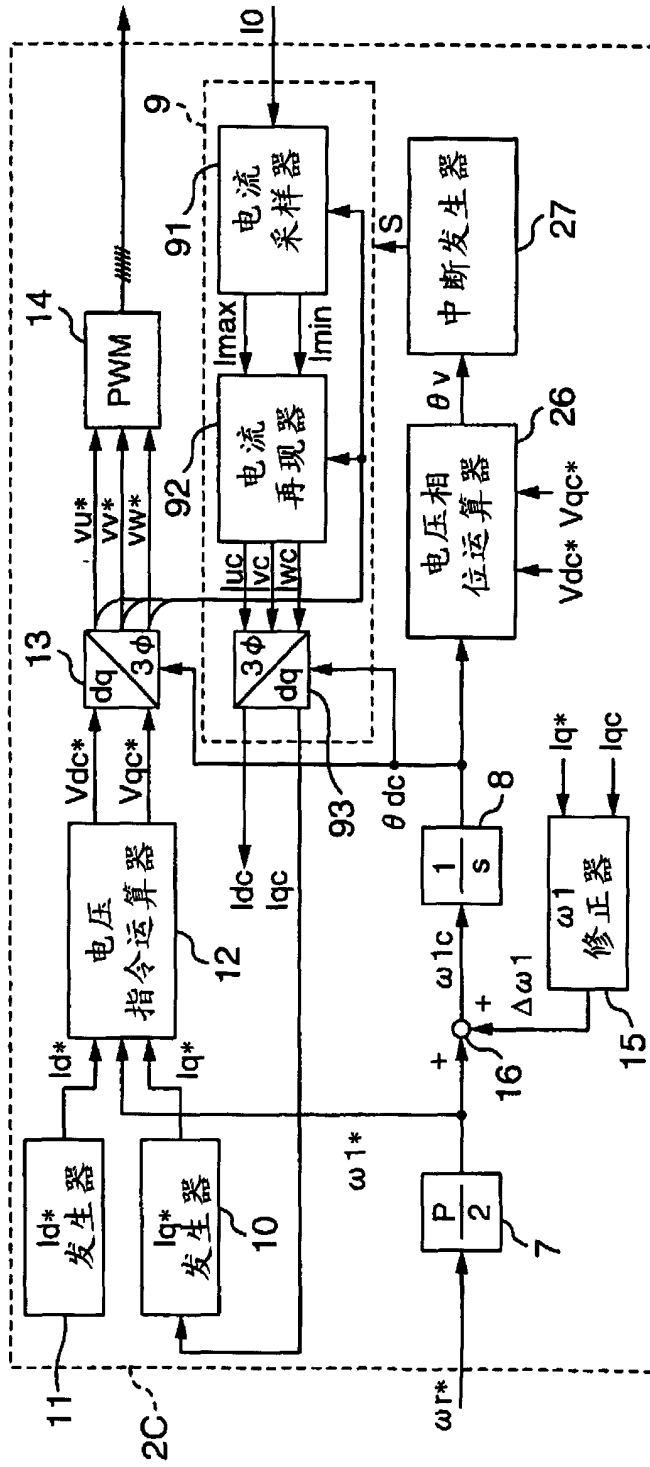


图9A

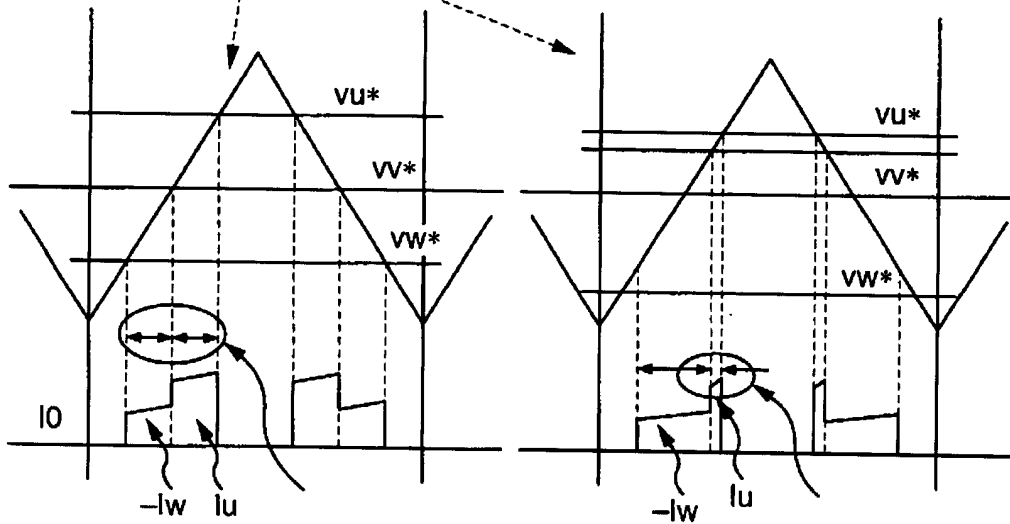
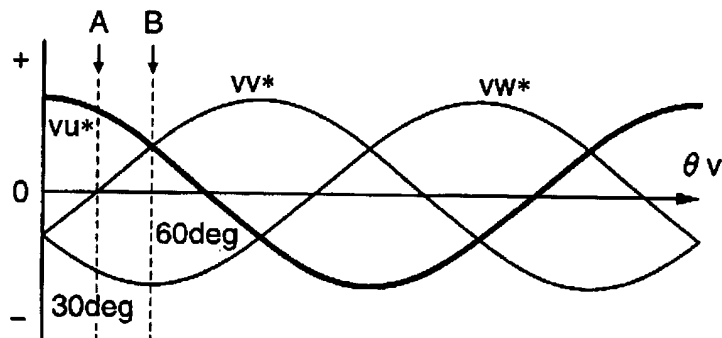


图9B

图9C

图10

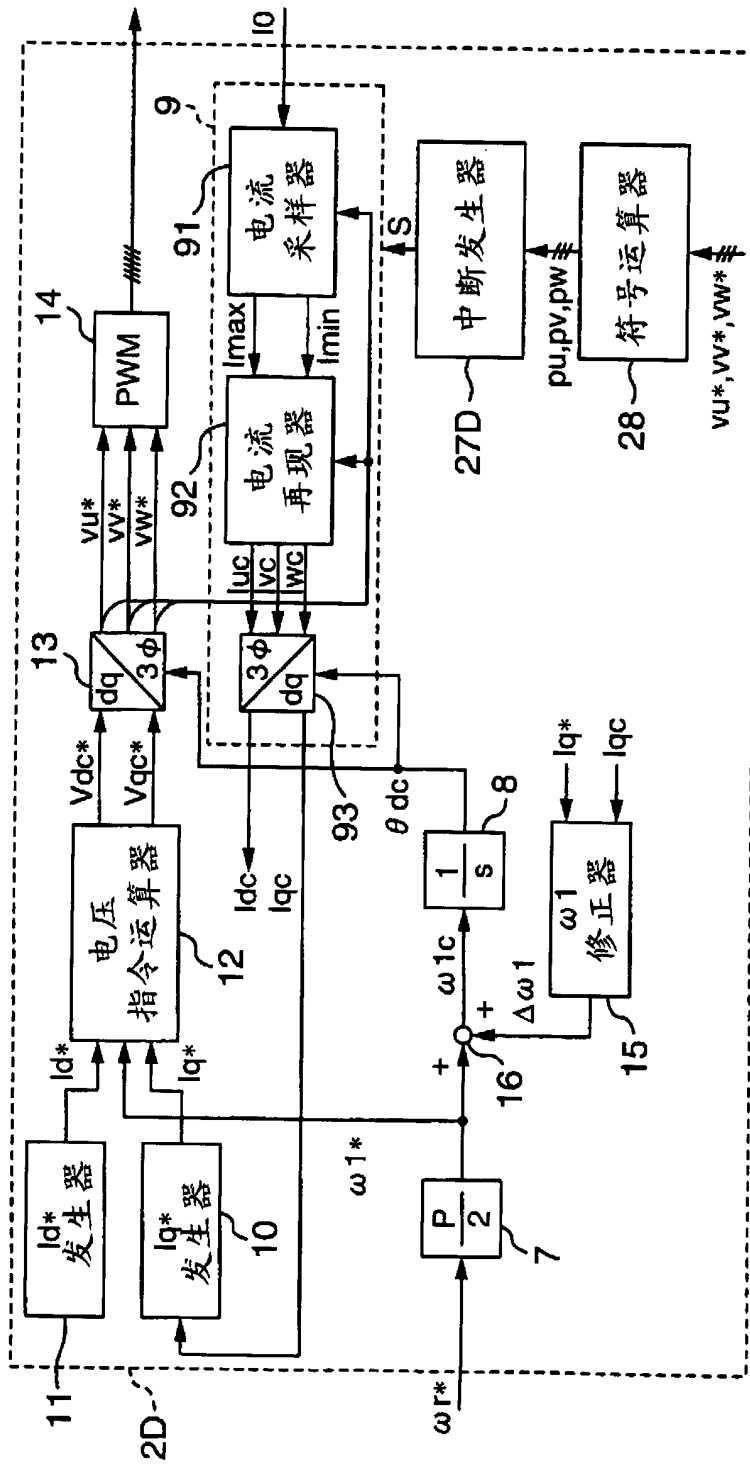


图11

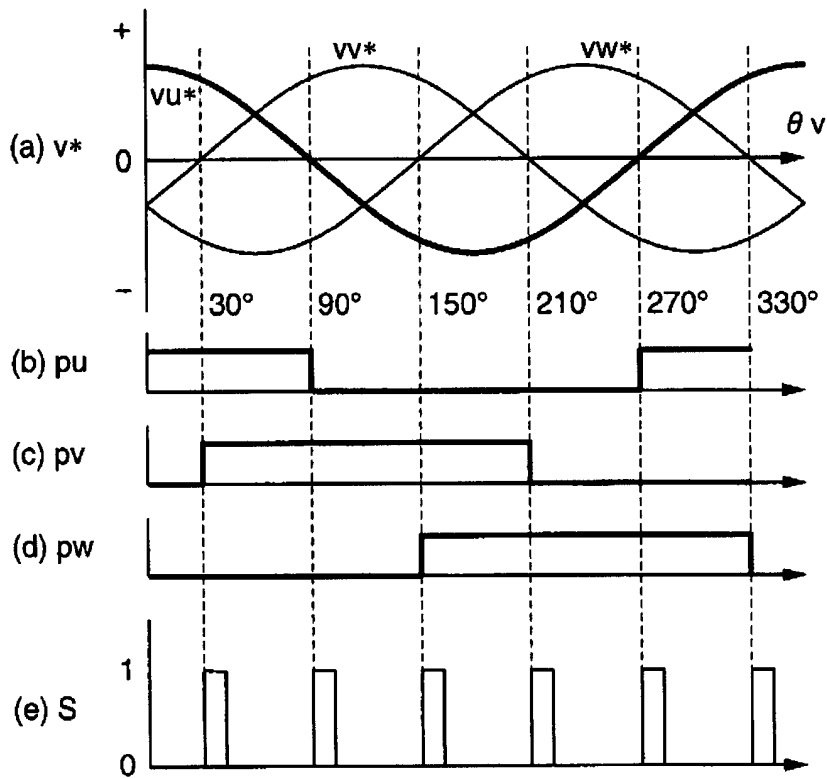


图12

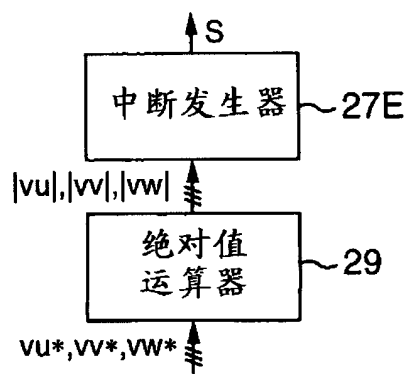


图13

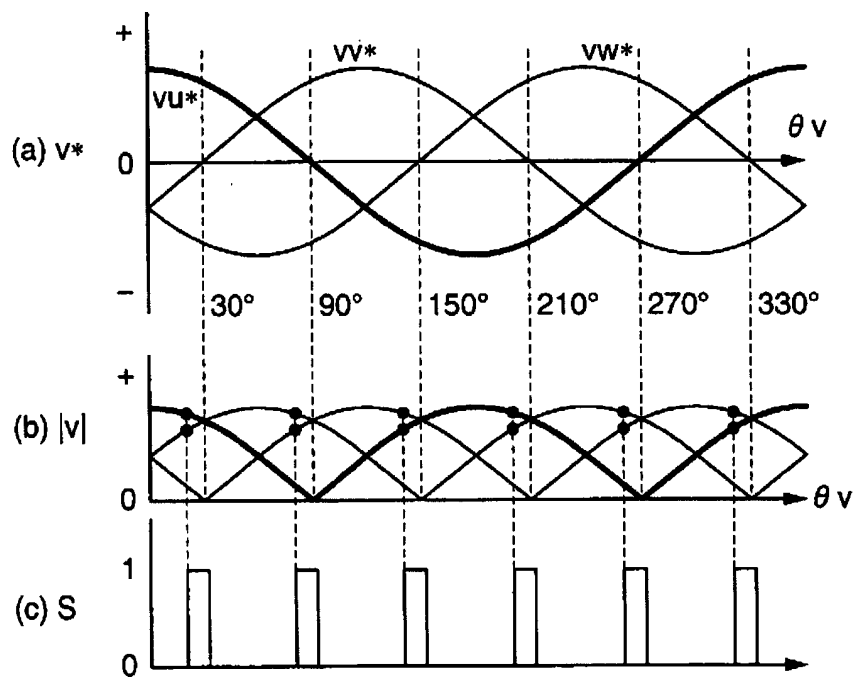


图14

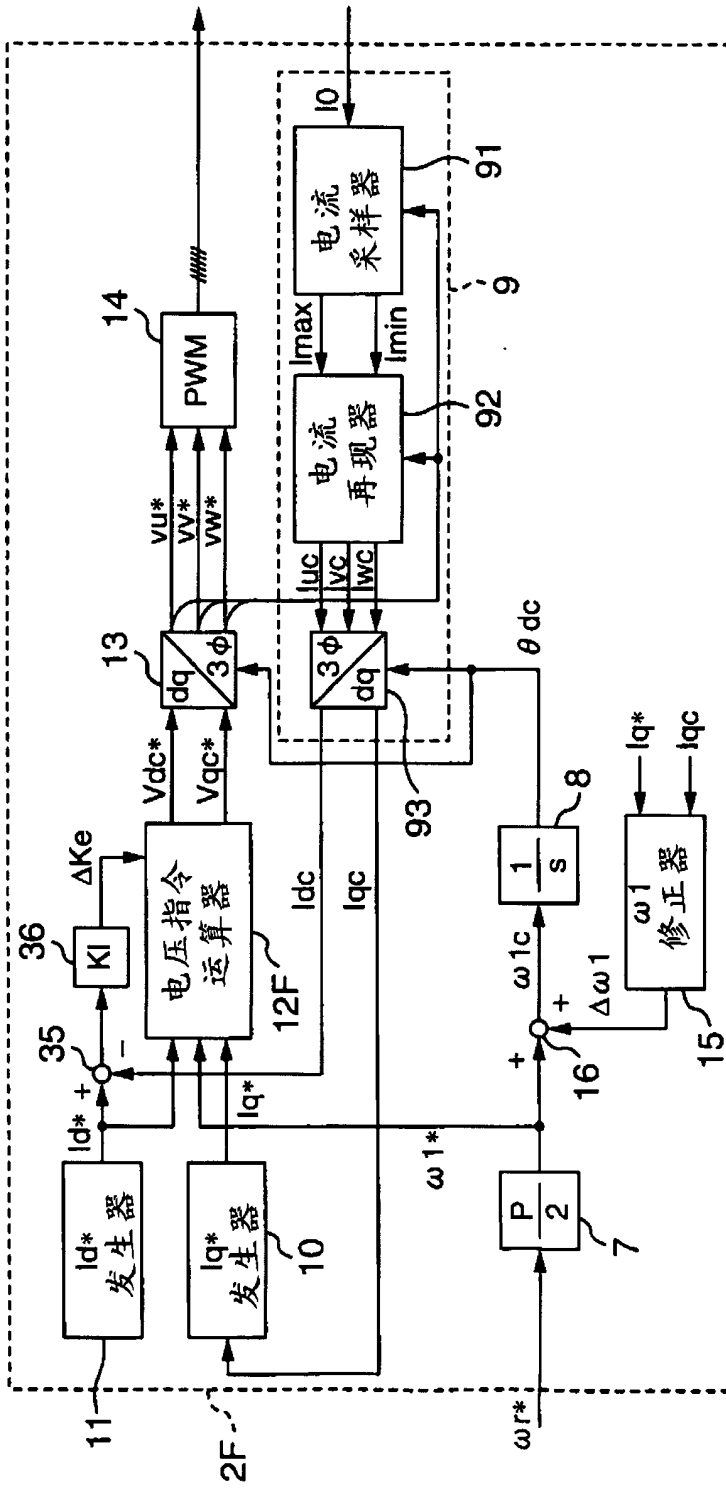


图15

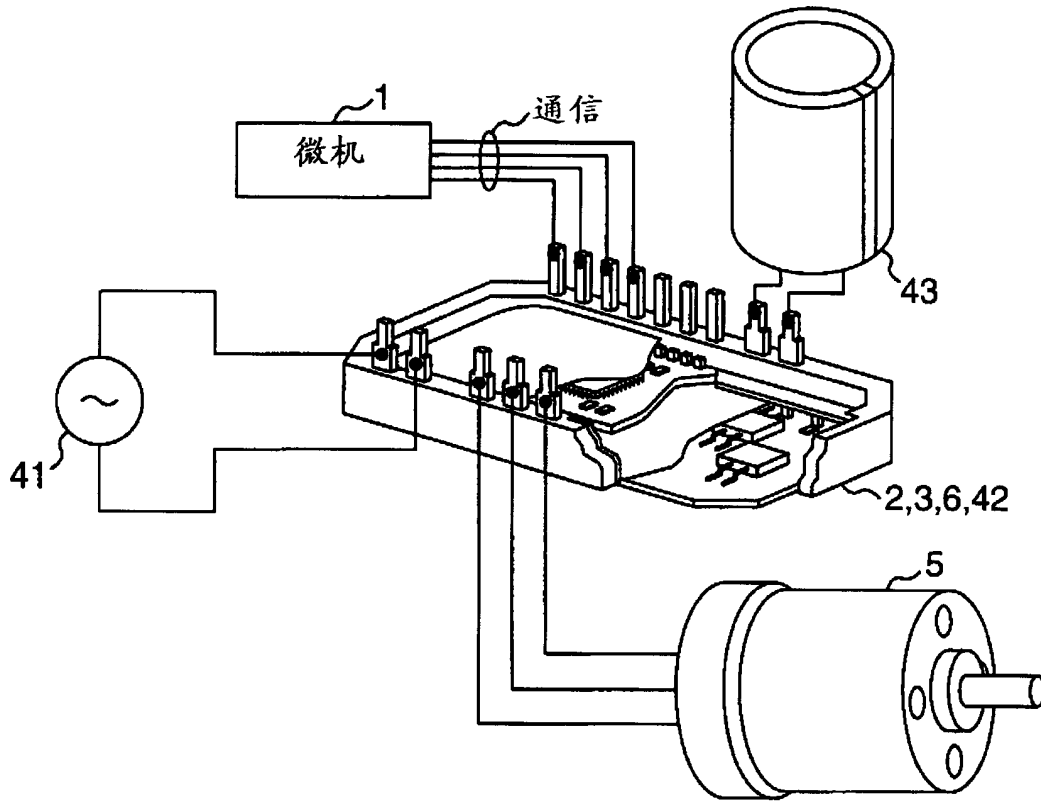


图16

