



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105322859 B

(45)授权公告日 2018.01.23

(21)申请号 201510451099.1

(22)申请日 2015.07.28

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105322859 A

(43)申请公布日 2016.02.10

(30)优先权数据  
2014-154075 2014.07.29 JP

(73)专利权人 株式会社安川电机  
地址 日本福冈县

(72)发明人 山崎明 福丸伸吾

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127  
代理人 李辉 黄纶伟

(51)Int.Cl.

H02P 21/14(2016.01)

(56)对比文件

- CN 101443995 A, 2009.05.27,
- CN 102751931 A, 2012.10.24,
- US 2011309781 A1, 2011.12.22,
- TW 201304356 A, 2013.01.16,
- CN 102439842 A, 2012.05.02,
- EP 1758240 A2, 2007.02.28,

审查员 蒋映

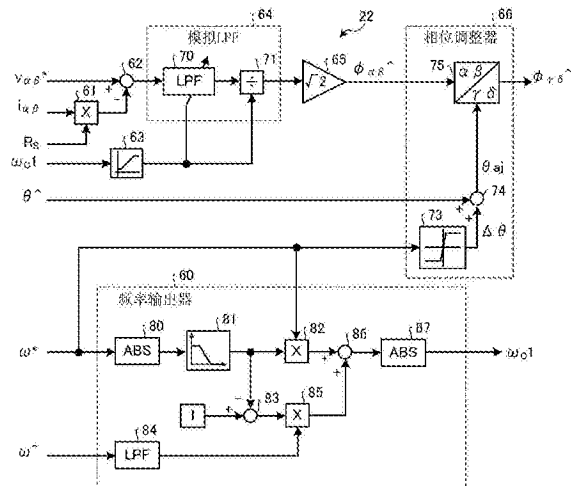
权利要求书4页 说明书10页 附图8页

(54)发明名称

电动机控制装置、电动机的磁通估计装置及磁通估计方法

(57)摘要

本发明提供电动机控制装置、电动机的磁通估计装置及磁通估计方法，能够高精度地检测定子磁通。实施方式中的电动机控制装置具备磁通估计器，其根据从电力转换部向电动机的输出电压与由电动机的绕组电阻产生的电压降低量之间的差分，估计电动机的定子磁通的矢量。该磁通估计器具备可变低通滤波器和相位调整器。可变低通滤波器在与输出电压的频率相应的截止频率下，对差分进行低通滤波处理。相位调整器使可变低通滤波器的输出相位或向可变低通滤波器输入前的差分的相位滞后。



1. 一种电动机控制装置,其特征在于,其具备:  
电力转换部,其对电动机施加与电压指令相应的输出电压;  
磁通估计器,其根据所述输出电压与由所述电动机的绕组电阻产生的电压降低量之间的差分,估计所述电动机的定子磁通的矢量;以及  
相位估计器,其根据由所述磁通估计器估计的所述定子磁通的矢量,估计所述定子磁通的相位,  
所述磁通估计器具有:  
可变低通滤波器,其在与所述输出电压的频率相应的截止频率下,对所述差分进行低通滤波处理;以及  
相位调整器,其使所述可变低通滤波器的输出相位或向所述可变低通滤波器输入前的所述差分的相位滞后。
2. 根据权利要求1所述的电动机控制装置,其特征在于,  
所述可变低通滤波器将所述输出电压的频率设定为所述截止频率,  
所述相位调整器使所述输出相位或所述差分的相位滞后 $\pi/4$ 。
3. 根据权利要求1或2所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:  
速度估计器,其根据由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量,运算所述电动机的估计速度;  
速度控制器,其以使所述估计速度与速度指令一致的方式生成转矩指令;以及  
输出器,在所述电动机的速度是第1速度以下的情况下,输出所述速度指令,在所述电动机的速度是比所述第1速度大的第2速度以上的情况下,输出所述估计速度,  
所述可变低通滤波器将与所述输出器的输出相应的频率设定为所述截止频率。
4. 根据权利要求3所述的电动机控制装置,其特征在于,  
所述输出器在所述电动机的速度大于所述第1速度且小于所述第2速度的情况下,以所述电动机的速度越大、则所述估计速度的权重越比所述速度指令的权重大的方式,对所述速度指令与所述估计速度进行加权相加,输出该相加结果。
5. 根据权利要求1所述的电动机控制装置,其特征在于,  
所述磁通估计器具备:  
固定低通滤波器,其在固定的截止频率下对所述差分进行低通滤波处理;以及  
校正器,其根据所述固定低通滤波器的输出,校正基于所述相位调整器的输出的所述定子磁通的矢量的估计值。
6. 根据权利要求3所述的电动机控制装置,其特征在于,  
所述磁通估计器具备:  
固定低通滤波器,其在固定的截止频率下对所述差分进行低通滤波处理;以及  
校正器,其根据所述固定低通滤波器的输出,校正基于所述相位调整器的输出的所述定子磁通的矢量的估计值。
7. 根据权利要求1或2所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:  
电流分配器,其根据转矩指令,计算对所述电动机的机械输出有贡献的分量作为 $\delta$ 轴电流指令,计算对所述电动机的机械输出没有贡献的分量作为 $\gamma$ 轴电流指令;  
电流检测器,其检测流过所述电动机的电流;

转换器,其根据由所述相位估计器估计出的所述定子磁通的相位,将所述电流检测器的检测电流转换为 $\delta$ 轴电流和 $\gamma$ 轴电流;以及

电流控制器,其以使所述 $\delta$ 轴电流指令与所述 $\delta$ 轴电流的差以及所述 $\gamma$ 轴电流指令与所述 $\gamma$ 轴电流的差分别成为零的方式,生成 $\delta$ 轴电压指令和 $\gamma$ 轴电压指令作为所述电压指令,

所述相位估计器以使由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量的 $\delta$ 轴分量成为零的方式,估计所述定子磁通的相位。

8. 根据权利要求3所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:

电流分配器,其根据转矩指令,计算对所述电动机的机械输出有贡献的分量作为 $\delta$ 轴电流指令,计算对所述电动机的机械输出没有贡献的分量作为 $\gamma$ 轴电流指令;

电流检测器,其检测流过所述电动机的电流;

转换器,其根据由所述相位估计器估计出的所述定子磁通的相位,将所述电流检测器的检测电流转换为 $\delta$ 轴电流和 $\gamma$ 轴电流;以及

电流控制器,其以使所述 $\delta$ 轴电流指令与所述 $\delta$ 轴电流的差以及所述 $\gamma$ 轴电流指令与所述 $\gamma$ 轴电流的差分别成为零的方式,生成 $\delta$ 轴电压指令和 $\gamma$ 轴电压指令作为所述电压指令,

所述相位估计器以使由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量的 $\delta$ 轴分量成为零的方式,估计所述定子磁通的相位。

9. 根据权利要求4所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:

电流分配器,其根据转矩指令,计算对所述电动机的机械输出有贡献的分量作为 $\delta$ 轴电流指令,计算对所述电动机的机械输出没有贡献的分量作为 $\gamma$ 轴电流指令;

电流检测器,其检测流过所述电动机的电流;

转换器,其根据由所述相位估计器估计出的所述定子磁通的相位,将所述电流检测器的检测电流转换为 $\delta$ 轴电流和 $\gamma$ 轴电流;以及

电流控制器,其以使所述 $\delta$ 轴电流指令与所述 $\delta$ 轴电流的差以及所述 $\gamma$ 轴电流指令与所述 $\gamma$ 轴电流的差分别成为零的方式,生成 $\delta$ 轴电压指令和 $\gamma$ 轴电压指令作为所述电压指令,

所述相位估计器以使由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量的 $\delta$ 轴分量成为零的方式,估计所述定子磁通的相位。

10. 根据权利要求5所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:

电流分配器,其根据转矩指令,计算对所述电动机的机械输出有贡献的分量作为 $\delta$ 轴电流指令,计算对所述电动机的机械输出没有贡献的分量作为 $\gamma$ 轴电流指令;

电流检测器,其检测流过所述电动机的电流;

转换器,其根据由所述相位估计器估计出的所述定子磁通的相位,将所述电流检测器的检测电流转换为 $\delta$ 轴电流和 $\gamma$ 轴电流;以及

电流控制器,其以使所述 $\delta$ 轴电流指令与所述 $\delta$ 轴电流的差以及所述 $\gamma$ 轴电流指令与所述 $\gamma$ 轴电流的差分别成为零的方式,生成 $\delta$ 轴电压指令和 $\gamma$ 轴电压指令作为所述电压指令,

所述相位估计器以使由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量的 $\delta$ 轴分量成为零的方式,估计所述定子磁通的相位。

11. 根据权利要求6所述的电动机控制装置,其特征在于,该电动机控制装置具备:

电流分配器,其根据转矩指令,计算对所述电动机的机械输出有贡献的分量作为 $\delta$ 轴电流指令,计算对所述电动机的机械输出没有贡献的分量作为 $\gamma$ 轴电流指令;

电流检测器,其检测流过所述电动机的电流;

转换器,其根据由所述相位估计器估计出的所述定子磁通的相位,将所述电流检测器的检测电流转换为 $\delta$ 轴电流和 $\gamma$ 轴电流;以及

电流控制器,其以使所述 $\delta$ 轴电流指令与所述 $\delta$ 轴电流的差以及所述 $\gamma$ 轴电流指令与所述 $\gamma$ 轴电流的差分别成为零的方式,生成 $\delta$ 轴电压指令和 $\gamma$ 轴电压指令作为所述电压指令,

所述相位估计器以使由所述磁通估计器估计出的所述定子磁通的矢量的 $\delta$ 轴分量成为零的方式,估计所述定子磁通的相位。

12. 根据权利要求7所述的电动机控制装置,其特征在于,

该电动机控制装置具有:

将所述电流检测器的所述检测电流转换为静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器;  
以及

将所述电压指令转换为所述静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器,

所述磁通估计器根据所述绕组电阻的值、所述检测电流的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量和所述电压指令的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量,估计所述定子磁通的矢量。

13. 根据权利要求8所述的电动机控制装置,其特征在于,

该电动机控制装置具有:

将所述电流检测器的所述检测电流转换为静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器;  
以及

将所述电压指令转换为所述静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器,

所述磁通估计器根据所述绕组电阻的值、所述检测电流的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量和所述电压指令的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量,估计所述定子磁通的矢量。

14. 根据权利要求9所述的电动机控制装置,其特征在于,

该电动机控制装置具有:

将所述电流检测器的所述检测电流转换为静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器;  
以及

将所述电压指令转换为所述静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器,

所述磁通估计器根据所述绕组电阻的值、所述检测电流的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量和所述电压指令的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量,估计所述定子磁通的矢量。

15. 根据权利要求10所述的电动机控制装置,其特征在于,

该电动机控制装置具有:

将所述电流检测器的所述检测电流转换为静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器;  
以及

将所述电压指令转换为所述静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器,

所述磁通估计器根据所述绕组电阻的值、所述检测电流的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量和所述电压指令的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量,估计所述定子磁通的矢量。

16. 根据权利要求11所述的电动机控制装置,其特征在于,

该电动机控制装置具有:

将所述电流检测器的所述检测电流转换为静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器;  
以及

将所述电压指令转换为所述静止坐标系的 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量的转换器，

所述磁通估计器根据所述绕组电阻的值、所述检测电流的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量和所述电压指令的 $\alpha$ 轴分量以及 $\beta$ 轴分量，估计所述定子磁通的矢量。

17. 一种电动机的磁通估计装置，其特征在于，其具备：

可变低通滤波器，其在与向所述电动机施加的施加电压的频率相应的截止频率下，对所述施加电压与由所述电动机的绕组电阻产生的电压降低量之间的差分进行低通滤波处理；以及

相位调整器，其使所述可变低通滤波器的输出相位或向所述可变低通滤波器输入前的所述差分的相位滞后。

18. 一种电动机的磁通估计方法，其特征在于，包含以下的步骤：

在与向所述电动机施加的施加电压的频率相应的截止频率下，对所述施加电压与由所述电动机的绕组电阻产生的电压降低量之间的差分进行低通滤波处理；以及

使对所述差分进行低通滤波处理后的相位或所述低通滤波处理前的所述差分的相位滞后。

## 电动机控制装置、电动机的磁通估计装置及磁通估计方法

### 技术领域

[0001] 公开的实施方式涉及电动机控制装置、电动机的磁通估计装置及磁通估计方法。

### 背景技术

[0002] 公知有不利用位置传感器来驱动同步机或感应机等电动机的控制装置。例如，公知有根据电动机的电流以及电压来估计电动机的定子磁通并根据所估计的定子磁通来控制电动机的技术(例如参照专利文献1)。

[0003] 专利文献1:日本特开2012-228083号公报

[0004] 但是,在采用积分器进行定子磁通估计的情况下,当检测电动机的电流的电流检测器存在偏移误差时,可能在定子磁通的估计值中产生偏移。因此,可能在根据定子磁通的估计值求出的速度或相位中包含与电动机的驱动频率对应的振动,而无法高精度地进行电动机的控制。

### 发明内容

[0005] 实施方式的一个方式是鉴于上述情况而完成的,其目的是提供能够高精度地检测定子磁通的电动机控制装置、电动机的磁通估计装置以及电动机的磁通估计方法。

[0006] 实施方式中的一方式的电动机控制装置具备电力转换部、磁通估计器和相位估计器。上述电力转换部对电动机施加与电压指令相应的输出电压。上述磁通估计器根据上述输出电压与由上述电动机的绕组电阻产生的电压降低量之间的差分,来估计上述电动机的定子磁通的矢量。上述相位估计器根据由上述磁通估计器估计出的上述定子磁通的矢量,来估计上述定子磁通的相位。上述磁通估计器具备可变低通滤波器和相位调整器。上述可变低通滤波器在与上述输出电压的频率相应的截止频率下,对上述差分进行低通滤波处理。上述相位调整器使上述可变低通滤波器的输出相位或向上述可变低通滤波器输入前的上述差分的相位滞后。

[0007] 发明的效果

[0008] 根据实施方式的一方式,可提供能够高精度地检测定子磁通的电动机控制装置、电动机的磁通估计装置以及电动机的磁通估计方法。

### 附图说明

[0009] 图1是示出实施方式的电动机控制装置的结构例的图。

[0010] 图2是示出相位/速度估计器的结构的一例的图。

[0011] 图3是示出电流分配器的结构的一例的图。

[0012] 图4是示出最佳相位估计器的结构的一例的图。

[0013] 图5是示出磁通估计器的结构的一例的图。

[0014] 图6是示出使截止频率成为1Hz时的可变低通滤波器的特性的图。

[0015] 图7是示出速度指令与相位调整量的关系的图。

- [0016] 图8是示出速度指令与输出值的关系的一例的图。
- [0017] 图9是示出磁通估计器的结构的其它例的图。
- [0018] 图10是示出磁通估计器的结构的另一例的图。
- [0019] 图11是示出速度指令与调整器的输出值的关系的一例的图。
- [0020] 图12是示出磁通估计器的控制处理流程的一例的流程图。
- [0021] 标号说明

[0022] 1控制装置;3电动机;10电力转换部;11电流检测部;12控制部;20固定坐标转换器;21旋转坐标转换器;22磁通估计器;23相位/速度估计器;24、27、31、32、62减法器;25速度控制器;26电流分配器;28电流控制器;29非干扰控制器;30、74加法器;33 PWM控制器;34电压误差补偿器;35最佳相位估计器;60频率输出器;61乘法器;64模拟LPF;65放大器;66相位调整器;70可变低通滤波器;71除法器;73调整器;75坐标转换器。

### 具体实施方式

[0023] 以下,参照附图来详细说明本申请公开的电动机控制装置、电动机的磁通估计装置以及电动机的磁通估计方法的实施方式。此外,本发明不限于以下所示的实施方式。

[0024] [1.电动机控制装置]

[0025] 图1是示出实施方式的电动机控制装置1的结构例的图。如图1所示,控制装置1具备电力转换部10、电流检测部11和控制部12。

[0026] 该控制装置1通过公知的PWM(Pulse Width Modulation:脉冲调制)控制将从直流电源2供给的直流电压转换为期望的频率以及电压的3相交流电压 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ ,输出到电动机3。电动机3例如是永磁同步电动机(PMSM)、同步磁阻电动机(SynRM)、感应电动机(IM)等。

[0027] 电力转换部10例如具备3相逆变电路和门极(gate)驱动电路,连接在直流电源2与电动机3之间。例如,对6个开关元件进行3相桥式连接而构成3相逆变电路。门极驱动电路例如放大从控制部12输出的PWM信号,输入到开关元件的门极。由此,构成3相逆变电路的开关元件根据控制部12的PWM信号进行接通/关断。此外,电力转换部10例如可以是3级以上的3相逆变电路或矩阵变换器。

[0028] 另外,直流电源2可以是将交流电压转换为直流电压而输出的结构,例如可以是组合基于二极管的整流电路以及使直流输出电压变得平滑的平滑用电容器而得到的结构。在此情况下,交流电源与整流电路的输入侧连接。

[0029] 电流检测部11检测流过电力转换部10与电动机3之间的电流。具体地说,电流检测部11检测分别流过电力转换部10与电动机3的U相、V相、W相之间的电流的瞬时值 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ (以下,记载为输出电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ )。此外,电流检测部11例如利用作为磁电转换元件的霍尔元件来检测电流。

[0030] 控制部12生成基于由电流检测部11检测的输出电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 以及速度指令 $\omega^*$ 的PWM信号,输出到电力转换部10。电力转换部10根据来自控制部12的PWM信号,向电动机3的U相、V相以及W相输出3相交流电压 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ (以下,有时记载为输出电压 $v_{uvw}$ )。

[0031] 控制部12将 $\gamma$ - $\delta$ 坐标系作为控制轴,将电流分量分成 $\delta$ 轴分量和 $\gamma$ 轴分量进行矢量控制,在该 $\gamma$ - $\delta$ 坐标系中,将对电动机3的机械输出有贡献的分量设为 $\delta$ 轴分量,将对电动机3的机械输出没有贡献的分量设为 $\gamma$ 轴分量。以下,具体地说明控制部12的结构。

[0032] [2.控制部12]

[0033] 如图1所示,控制部12具备:固定坐标转换器20、旋转坐标转换器21、磁通估计器22、相位/速度估计器23、减法器24、27、31、32、速度控制器25、电流分配器26、电流控制器28、非干扰控制器29、加法器30、PWM控制器33、电压误差补偿器34以及最佳相位估计器35。

[0034] 固定坐标转换器20将输出电流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 转换为静止坐标系(固定坐标系)上的正交的2轴的 $\alpha\beta$ 轴分量,求出将 $\alpha$ 轴电流 $i_\alpha$ 和 $\beta$ 轴电流 $i_\beta$ 作为矢量分量的 $\alpha\beta$ 坐标系的电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 。 $\alpha\beta$ 坐标系是在电动机3的定子3a上设定的正交坐标系,还称为定子坐标系。固定坐标转换器20向旋转坐标转换器21输出电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 。

[0035] 旋转坐标转换器21根据从相位/速度估计器23输出的估计相位 $\hat{\theta}$ ,将 $\alpha\beta$ 坐标系的电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 转换为 $\gamma\delta$ 坐标系的电流矢量 $i_{\gamma\delta}$ 。电流矢量 $i_{\gamma\delta}$ 是这样的电流矢量:将对电动机3的机械输出有贡献的 $\delta$ 轴分量 $i_\delta$ 和对电动机3的机械输出没有贡献的 $\gamma$ 轴分量 $i_\gamma$ 作为矢量分量。此外,估计相位 $\hat{\theta}$ 是 $\gamma\delta$ 坐标系中的定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量 $\Phi_{\gamma\delta}$ 的相位,定子磁通 $\Phi_s$ 是电动机3的定子3a的磁通。

[0036] 磁通估计器22根据从电力转换部10输出到电动机3的输出电压 $v_{uvw}$ 与由电动机3的绕组电阻 $R_s$ 产生的电压降低量之间的差分 $v_{dff}$ ,来估计 $\gamma\delta$ 坐标系中的定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量 $\Phi_{\gamma\delta}$ 。如后所述,该磁通估计器22具备可变低通滤波器和相位调整器,由此,能够高精度地检测定子磁通 $\Phi_s$ 。以下,将 $\gamma\delta$ 坐标系中的定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量 $\Phi_{\gamma\delta}$ 的估计值记载为定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 。

[0037] 相位/速度估计器23(相位估计器的一例)根据定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 来估计电动机3的转子3b的速度 $\omega$ 和定子磁通 $\Phi_s$ 的相位 $\theta$ 。以下,将转子3b的速度 $\omega$ 的估计值记载为估计速度 $\hat{\omega}$ 。

[0038] 图2是示出相位/速度估计器23的结构的一例的图。如图2所示,相位/速度估计器23具备反正切运算器40、减法器41、PI(比例积分)控制器42和积分器43。反正切运算器40如采用下述式(1)的运算式根据定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 运算相位误差 $\Delta\hat{\theta}$ 。

$$[0039] \quad \Delta\hat{\theta} = a \tan\left(\frac{\hat{\phi}_\delta}{\hat{\phi}_\gamma}\right) \quad \dots(1)$$

[0040] 减法器41从相位误差 $\Delta\hat{\theta}$ 减去预定值(例如零)。PI控制器42以使减法器41的减法结果成为零的方式进行PI控制,由此,求出估计速度 $\hat{\omega}$ 。积分器43通过对估计速度 $\hat{\omega}$ 进行积分,求出估计相位 $\hat{\theta}$ 。此外,相位/速度估计器23不限于图2所示的结构。例如,相位/速度估计器23可具备进行PID(比例积分微分控制)的PID控制器,来取代PI控制器42。

[0041] 返回至图1,继续进行控制部12的说明。减法器24从速度指令 $\omega^*$ 减去估计速度 $\hat{\omega}$ ,向速度控制器25进行输出。速度控制器25以使速度指令 $\omega^*$ 与估计速度 $\hat{\omega}$ 之差成为零的方式生成转矩指令 $T^*$ 。速度控制器25例如具有PI控制器,对速度指令 $\omega^*$ 与估计速度 $\hat{\omega}$ 之差进行PI控制,生成转矩指令 $T^*$ 。

[0042] 电流分配器26根据转矩指令 $T^*$ 以及负载角校正 $\Delta\rho^*$ ,求出将 $\delta$ 轴电流指令 $i_\delta^*$ 和 $\gamma$ 轴电流指令 $i_\gamma^*$ 作为矢量分量的电流指令矢量 $i_{\gamma\delta}^*$ 。该电流分配器26的结构例如可采用在日本特开2012-228083号公报中记载的结构。

[0043] 图3是示出电流分配器26的结构的一例的图。如图3所示,电流分配器26具备指令

换算器44、绝对值运算器45、T- $\rho$ 转换器46、探测信号生成器47、加法器48、49和分配器50。此外,电流分配器26不限于图3所示的结构。

[0044] 指令换算器44通过将换算增益K与转矩指令 $T^*$ 相乘,将转矩指令 $T^*$ 换算为电流指令 $I_m^{**}$ 。例如,通过电动机3的额定电流与电动机3的额定转矩之比来求出换算增益K。绝对值运算器45对电流指令 $I_m^{**}$ 的绝对值进行运算来求出电流指令 $I_m^*$ 。

[0045] T- $\rho$ 转换器46存储有将转矩指令 $T^*$ 和指令负载角 $\rho^*$ 对应起来的转换表,参照该转换表,将转矩指令 $T^*$ 转换为指令负载角 $\rho_{ini}^*$ 。例如,在电动机3是同步磁阻电动机的情况下,在动力运转/再生中,指令负载角 $\rho_{ini}^*$ 的符号翻转,其大小是 $\pi/4$ 。另外,指令负载角 $\rho_{ini}^*$ 在无负载时为零。

[0046] 探测信号生成器47输出探测信号相位 $\rho_h^*$ 。探测信号相位 $\rho_h^*$ 是微小的高频的探测信号 $Sh$ 的相位。当设探测信号 $Sh$ 的相位振幅为 $A_{mag}$ 、设探测信号 $Sh$ 的频率为 $\omega_h$ 时,例如,用以下的式(2)表示探测信号相位 $\rho_h^*$ 。

$$[0047] \quad \rho_h^* = A_{mag} \sin \omega_h t \quad \dots (2)$$

[0048] 加法器48通过使指令负载角 $\rho^*$ 与探测信号相位 $\rho_h^*$ 相加,求出相位 $\rho_{avg}^*$ 。加法器49使相位 $\rho_{avg}^*$ 与负载角校正 $\Delta \rho^*$ 相加,求出最终的指令负载角 $\rho^*$ 。

[0049] 分配器50根据电流指令 $I_m^*$ 与指令负载角 $\rho^*$ ,求出电流指令矢量 $i_{\gamma\delta}^*$ 。分配器50例如通过进行下述式(3)、(4)的运算,求出将 $\gamma$ 轴电流指令 $i_\gamma^*$ 和 $\delta$ 轴电流指令 $i_\delta^*$ 作为矢量分量的电流指令矢量 $i_{\gamma\delta}^*$ 。

$$[0050] \quad i_\gamma^* = I_m^* \cdot \cos \rho^* \quad \dots (3)$$

$$[0051] \quad i_\delta^* = I_m^* \cdot \sin \rho^* \quad \dots (4)$$

[0052] 返回至图1,继续进行控制部12的说明。减法器27从 $\gamma$ 轴电流指令 $i_\gamma^*$ 减去 $\gamma$ 轴电流 $i_\gamma$ ,从 $\delta$ 轴电流指令 $i_\delta^*$ 减去 $\delta$ 轴电流 $i_\delta$ 。电流控制器28例如以使 $\gamma$ 轴电流指令 $i_\gamma^*$ 与 $\gamma$ 轴电流 $i_\gamma$ 的偏差成为零的方式进行PI控制,由此,求出 $\gamma$ 轴电压指令 $v_\gamma^*$ ,以使 $\delta$ 轴电流指令 $i_\delta^*$ 与 $\delta$ 轴电流 $i_\delta$ 的偏差成为零的方式进行PI控制,由此,求出 $\delta$ 轴电压指令 $v_\delta^*$ 。

[0053] 非干扰控制器29根据 $\gamma$ 轴电流指令 $i_\gamma^*$ 、 $\delta$ 轴电流指令 $i_\delta^*$ 以及估计速度 $\hat{\omega}$ ,为了去除由于 $\gamma$ 轴 $\delta$ 轴间的电感引起的相互干扰,生成并输出 $\gamma$ 轴补偿电压 $v_{\gamma ff}$ 以及 $\delta$ 轴补偿电压 $v_{\delta ff}$ 。非干扰控制器29存储有运算式或表,根据该运算式或表来运算 $\gamma$ 轴补偿电压 $v_{\gamma ff}$ 以及 $\delta$ 轴补偿电压 $v_{\delta ff}$ 。

[0054] 加法器30使 $\gamma$ 轴补偿电压 $v_{\gamma ff}$ 与 $\gamma$ 轴电压指令 $v_\gamma^*$ 相加,使 $\delta$ 轴补偿电压 $v_{\delta ff}$ 与 $\delta$ 轴电压指令 $v_\delta^*$ 相加。减法器31从 $\gamma$ 轴电压指令 $v_\gamma^*$ 与 $\gamma$ 轴补偿电压 $v_{\gamma ff}$ 的相加结果减去电压误差 $\Delta v_\gamma$ ,由此,生成 $\gamma$ 轴电压指令 $v_{\gamma**}$ 。另外,减法器31从 $\delta$ 轴电压指令 $v_\delta^*$ 与 $\delta$ 轴补偿电压 $v_{\delta ff}$ 的相加结果减去电压误差 $\Delta v_\delta$ ,生成 $\delta$ 轴电压指令 $v_{\delta**}$ 。减法器32从 $\gamma$ 轴电压指令 $v_{\gamma**}$ 减去 $\gamma$ 轴补偿电压 $v_{\gamma ff}$ ,从 $\delta$ 轴电压指令 $v_{\delta**}$ 减去 $\delta$ 轴补偿电压 $v_{\delta ff}$ 。

[0055] PWM控制器33根据估计相位 $\hat{\theta}$ 将 $\gamma$ 轴电压指令 $v_{\gamma**}$ 以及 $\delta$ 轴电压指令 $v_{\delta**}$ 转换为3相的电压指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ 。PWM控制器33根据该电压指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ 生成PWM信号,向电力转换部10输出。由此,从电力转换部10向电动机3的U相、V相以及W相施加与电压指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ 相应的输出电压 $v_{uvw}$ 。

[0056] 另外,PWM控制器33根据估计相位 $\hat{\theta}$ ,将 $\gamma$ 轴电压指令 $v_{\gamma**}$ 以及 $\delta$ 轴电压指令 $v_{\delta**}$

转换为 $\alpha\beta$ 坐标系的 $\alpha$ 轴电压指令 $v_{\alpha}^*$ 以及 $\beta$ 轴电压指令 $v_{\beta}^*$ 。

[0057] 电压误差补偿器34为了抑制电流控制响应变得不稳定的情况而生成电压误差 $\Delta v$ 。电压误差补偿器34例如以使通过电动机3的电气模型算出的估计电流矢量与电流指令矢量 $i_{\gamma s}^*$ 的误差电流矢量一致的方式计算电压误差 $\Delta v$ 。该电压误差补偿器34的结构例如可采用在日本特开2012-228083号公报中记载的结构。

[0058] 最佳相位估计器35运算用于抑制由于电阻误差等引起的相位误差的负载角校正角 $\Delta \rho^*$ 。该最佳相位估计器35的结构例如可采用在日本特开2012-228083号公报中记载的结构。

[0059] 图4是示出最佳相位估计器35的结构的一例的图。如图4所示,最佳相位估计器35具备有效电力运算器51、带通滤波器(BPF)52、乘法器53、低通滤波器(LPF)54、减法器55和PI控制器56。有效电力运算器51根据 $\alpha$ 轴电压指令 $v_{\alpha}^*$ 、 $\beta$ 轴电压指令 $v_{\beta}^*$ 、 $\alpha$ 轴电流 $i_{\alpha}$ 以及 $\beta$ 轴电流 $i_{\beta}$ 例如采用下面的式(5)运算有效电力(有効電力) $P_e$ 。

$$[0060] \quad P_e = v_{\alpha}^* \cdot i_{\alpha} + v_{\beta}^* \cdot i_{\beta} \cdots (5)$$

[0061] 带通滤波器52从有效电力 $P_e$ 中提取与探测信号 $Sh$ 的频率相同的频率的分量 $Ph$ ,乘法器53使分量 $Ph$ 与正弦波 $\sin \omega_{ht}$ 相乘。低通滤波器54对乘法器53的相乘结果进行低通滤波处理,提取依赖于机械输出 $P_o$ 的变动的振动分量 $\Delta P_o$ 。减法器55从振动分量 $\Delta P_o$ 减去零,PI控制器56以使振动分量 $\Delta P_o$ 成为零的方式生成相位校正角 $\Delta \rho^*$ 。

[0062] 此外,图1所示的控制装置1设置有电压误差补偿器34、最佳相位估计器35,但也可以是不设置电压误差补偿器34、最佳相位估计器35的结构。另外,也可以是不采用探测信号 $Sh$ 的结构。以下,详细说明磁通估计器22的结构例。

[0063] [3.磁通估计器22]

[0064] 磁通估计器22对输出电压 $v_{uvw}$ 与由电动机3的绕组电阻 $R_s$ 产生的电压降低量之间的差分进行低通滤波处理。由此,在电流检测部11中具有偏移误差的情况下,抑制定子估计磁通 $\hat{\Phi}_s$ 产生偏移,提高定子磁通 $\Phi_s$ 的估计精度。

[0065] 图5是示出磁通估计器22的结构的一例的图。如图5所示,磁通估计器22具备频率输出器60、乘法器61、减法器62、限幅器63、模拟LPF64、放大器65和相位调整器66。此外,放大器65可设置在相位调整器66的后级而不是相位调整器66的前级。

[0066] 频率输出器60决定模拟LPF64使用的截止频率 $\omega_c$ 。该频率输出器60根据估计速度 $\hat{\omega}$ 或指令速度 $\omega^*$ ,将输出电压 $v_{uvw}$ 的频率 $\omega_0$ 即与电动机3的驱动频率(以下,记载为驱动频率 $\omega_0$ )相应的频率 $\omega_{c1}$ 进行输出。此外,下面详细地叙述频率输出器60的结构。

[0067] 乘法器61使检测电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 与定子3a的绕组电阻 $R_s$ 的值相乘。减法器62从电压指令矢量 $v_{\alpha\beta}^*$ 减去乘法器61的相乘结果。由此,在 $\alpha\beta$ 轴上,求出输出电压 $v_{uvw}$ 与由电动机3的绕组电阻 $R_s$ 产生的电压降低量之间的差分 $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$ 。例如利用以下的式(6)、(7)表示差分 $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$ 。

$$[0068] \quad v_{\alpha df} = v_{\alpha}^* - R_s \cdot i_{\alpha} \cdots (6)$$

$$[0069] \quad v_{\beta df} = v_{\beta}^* - R_s \cdot i_{\beta} \cdots (7)$$

[0070] 限幅器63限制从频率输出器60输出的频率 $\omega_{c1}$ 不超过预定的上限值(例如,100Hz)。此外,磁通估计器22可以是不设置限幅器63的结构。

[0071] 模拟LPF64具备可变低通滤波器70和除法器71。可变低通滤波器70例如是可变更

截止频率  $\omega_c$  的1次低通滤波器。可变低通滤波器70将从限幅器63输出的频率  $\omega_{c1}$  作为截止频率  $\omega_c$ ，进行针对差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  的低通滤波处理。除法器71使可变低通滤波器70的输出除以频率  $\omega_{c1}$ 。

[0072] 图6是示出使截止频率  $\omega_c$  成为1Hz时的可变低通滤波器70的特性的图。如图6所示，可变低通滤波器70在输入了与截止频率  $\omega_c$  相同的频率的信号时，输出相对于输入而言相位滞后45度、振幅降低至  $1/\sqrt{2}$  倍的信号。

[0073] 可变低通滤波器70的输入频率  $\omega_i$  是差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  的频率，与驱动频率  $\omega_0$  相同。因此，在将截止频率  $\omega_c$  设定为与驱动频率  $\omega_0$  相同的频率时，可变低通滤波器70的输出相对于差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$ ，相位滞后45度，振幅是  $1/\sqrt{2}$  倍。

[0074] 这里，考虑对差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  进行了积分处理的情况。在将差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  输入到积分器的情况下，积分器的输出相对于差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  而言，相位滞后90度，振幅成为  $1/\omega_0$  倍。因此，相比于积分器的输出，可变低通滤波器70的输出的相位超前45度，振幅为  $\omega_0/\sqrt{2}$  倍。

[0075] 因此，为了调整增益，磁通估计器22具备除法器71以及放大器65，为了调整相位，具备相位调整器66。

[0076] 除法器71将可变低通滤波器70的输出除以频率  $\omega_{c1}$ 。频率  $\omega_{c1}$  是与驱动频率  $\omega_0$  相同的频率。由此，模拟LPF64的输出相比于积分器的输出而言，振幅成为  $1/\sqrt{2}$  倍。放大器65使模拟LPF64的输出成为  $\sqrt{2}$  倍。

[0077] 磁通估计器22通过这样对可变低通滤波器70的输出调整增益，求出  $\alpha\beta$  轴坐标系中的定子磁通  $\Phi_s$  的矢量分量  $\Phi_{\alpha\beta}$  的估计值  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$ （以下，记载为定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$ ）。此外，定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$  相对于定子磁通  $\Phi_s$  的矢量分量  $\Phi_{\alpha\beta}$ ，相位超前45度。

[0078] 相位调整器66一边将定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$  调整为滞后45度，一边将  $\alpha\beta$  坐标系的分量转换为  $\gamma\delta$  坐标系的分量。该相位调整器66具备调整器73、加法器74和坐标转换器75。

[0079] 调整器73输出与速度指令  $\omega^*$  相应的相位调整量  $\Delta\theta$ 。图7是示出速度指令  $\omega^*$  与相位调整量  $\Delta\theta$  的关系的图。调整器73存储有具有图7所示的关系的表或运算式，根据该表或运算式，输出与速度指令  $\omega^*$  相应的相位调整量  $\Delta\theta$ 。

[0080] 调整器73例如在动力运转时，如果速度指令  $\omega^*$  是电动机3的额定速度  $\omega_{rate}$ （例如100Hz）的0.25%以上，则将相位调整量  $\Delta\theta$  设为  $\pi/4$ 。另外，调整器73例如在再生时，如果速度指令  $\omega^*$  是额定速度  $\omega_{rate}$  的0.25%以上，则将相位调整量  $\Delta\theta$  设为  $-\pi/4$ 。另外，例如如果速度指令  $\omega^*$  小于额定速度  $\omega_{rate}$  的0.25%，则调整器73输出与速度指令  $\omega^*$  的大小相应的相位调整量  $\Delta\theta$ 。

[0081] 加法器74使相位调整量  $\Delta\theta$  与估计相位  $\hat{\theta}$  相加，求出调整相位  $\theta_{aj}$ 。坐标转换器75根据调整相位  $\theta_{aj}$ ，将  $\alpha\beta$  坐标系的定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$  转换为  $\gamma\delta$  轴旋转坐标系的矢量。由此，将定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\alpha\beta}$  调整为滞后45度，另外，将  $\alpha\beta$  坐标系的分量转换为  $\gamma\delta$  坐标系的分量。

[0082] 如以上那样，磁通估计器22利用积分器对差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  进行积分，能够获得与将该积分结果转换为  $\gamma\delta$  坐标系的分量时的定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$  同样的定子估计磁通  $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 。而且，

因为不进行积分处理,所以,即使在电流检测部11中具有偏移误差的情况下,也能够抑制在定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 中包含驱动频率 $\omega_0$ 的1倍频率的振动。由此,磁通估计器22可抑制在定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 中产生偏移的情况。

[0083] 频率输出器60根据估计速度 $\hat{\omega}$ 或指令速度 $\omega^*$ ,输出与驱动频率 $\omega_0$ 相应的频率 $\omega_{c1}$ 。频率输出器60在电动机3的速度 $\omega$ 是第1速度 $\omega_1$ 以下的情况下,输出速度指令 $\omega^*$ ,在速度 $\omega$ 是比第1速度 $\omega_1$ 大的第2速度 $\omega_2$ 以上的情况下,输出估计速度 $\hat{\omega}$ 。在速度 $\omega$ 较小的情况下,估计速度 $\hat{\omega}$ 可能为振动性的,所以,频率输出器60在速度 $\omega$ 是第1速度 $\omega_1$ 以下的情况下,输出速度指令 $\omega^*$ 。

[0084] 另外,在电动机3的速度 $\omega$ 大于第1速度 $\omega_1$ 且小于第2速度 $\omega_2$ 的情况下,以速度 $\omega$ 越大、估计速度 $\hat{\omega}$ 的权重越比速度指令 $\omega^*$ 的权重大的方式,对速度指令 $\omega^*$ 与估计速度 $\hat{\omega}$ 进行加权,并使它们相加,输出该相加结果。由此,能够抑制频率输出器60从速度指令 $\omega^*$ 瞬间切换为估计速度 $\hat{\omega}$ 的情况。

[0085] 如图5所示,频率输出器60具备:绝对值运算器80、87、调整器81、乘法器82、85、减法器83、低通滤波器(LPF)84和加法器86。绝对值运算器80运算速度指令 $\omega^*$ 的绝对值。

[0086] 图8是示出速度指令 $\omega^*$ 与输出值(加权值)的关系的一例的图。在图8所示的例子中,额定速度 $\omega_{rate}$ 的5%是第1速度 $\omega_1$ ,额定速度 $\omega_{rate}$ 的10%是第2速度 $\omega_2$ 。

[0087] 如图8所示,在速度指令 $\omega^*$ 小于额定速度 $\omega_{rate}$ 的5%的情况下,调整器81输出1,在速度指令 $\omega^*$ 是额定速度 $\omega_{rate}$ 的10%以上的情况下,调整器81输出0。另外,调整器81在速度指令 $\omega^*$ 大于额定速度 $\omega_{rate}$ 的5%且小于10%的情况下,根据速度指令 $\omega^*$ 的大小来输出值。

[0088] 乘法器82使调整器81的输出与速度指令 $\omega^*$ 相乘。减法器83从1减去调整器81的输出。低通滤波器84去除估计速度 $\hat{\omega}$ 的噪声分量。乘法器85使减法器83的输出与低通滤波器84的输出相乘。

[0089] 加法器86使乘法器82的相乘结果与乘法器85的相乘结果相加。绝对值运算器87运算加法器86的相加结果的绝对值。

[0090] 这样,频率输出器60根据估计速度 $\hat{\omega}$ 或指令速度 $\omega^*$ ,将与驱动频率 $\omega_0$ 相同的频率作为频率 $\omega_{c1}$ 进行输出。由此,在模拟LPF64中,将与驱动频率 $\omega_0$ 相同的频率设定为截止频率 $\omega_c$ ,所以,与积分器的输出相比,能够将模拟LPF64的输出设定为滞后45度。

[0091] 另外,磁通估计器22不限于图5所示的结构。图9是示出磁通估计器22的结构的其他例的图。图9所示的磁通估计器22运算定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ ,该运算定子估计磁通 $\hat{\Phi}_{\gamma\delta}$ 除了抑制驱动频率 $\omega_0$ 的1倍频率(以下记载为1f)的振动之外,还抑制驱动频率 $\omega_0$ 的6倍频率(以下记载为6f)的振动。

[0092] 图9所示的磁通估计器22除了图5所示的磁通估计器22的结构之外,还具备限幅器63A、低通滤波器(LPF)70A、76、除法器71A、坐标转换器75A、高通滤波器(HPF)77和加法器78。

[0093] 限幅器63A限制固定频率 $\omega_{fix}$ (例如1Hz)不超过预定的上限值(例如100Hz)。此外,磁通估计器22也可以是不设置限幅器63A的结构。

[0094] 低通滤波器70A(固定低通滤波器的一例)将固定频率 $\omega_{fix}$ 作为截止频率 $\omega_c$ 进行

针对差分  $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$  的低通滤波处理。除法器 71A 使低通滤波器 70A 的输出除以固定频率  $\omega_{cfix}$ ，求出定子估计磁通  $\Phi_{\alpha\beta}^{\wedge}$ 。

[0095] 坐标转换器 75A 根据估计相位  $\theta^{\wedge}$ ，将  $\alpha\beta$  坐标系的定子估计磁通  $\Phi_{\alpha\beta}^{\wedge}$  转换为  $\gamma\delta$  轴旋转坐标系的矢量，求出定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。将坐标转换器 75A 的输出向高通滤波器 77 输入。利用该高通滤波器 77，去除定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$  中的驱动频率  $\omega_0$  以下的分量。

[0096] 另外，将相位调整器 66 的坐标转换器 75 的输出向低通滤波器 76 输入。利用该低通滤波器 76 来去除比驱动频率  $\omega_0$  大的频率的分量。加法器 78 (校正器的一例) 使低通滤波器 76 的输出与高通滤波器 77 的输出相加，求出定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。

[0097] 这样，图 9 所示的磁通估计器 22 根据作为固定低通滤波器的低通滤波器 70A 的输出，校正基于相位调整器 66 的输出的定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。由此，能够求出除了抑制 1f 的振动分量之外还抑制 6f 的振动分量的定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。此外，例如，由于电力转换部 10 的开关动作中的死区时间等而产生 6f 的振动分量。

[0098] 另外，磁通估计器 22 可以是图 10 所示的结构。图 10 是示出磁通估计器 22 的结构的又一例的图。图 10 所示的磁通估计器 22 除了图 5 所示的磁通估计器 22 的结构之外，还具备振动抑制器 88 和加法器 89。

[0099] 振动抑制器 88 生成用于抑制 1f 的振动分量和 6f 的振动分量的补偿相位  $\theta_{COMP}$ 。加法器 89 使估计相位  $\theta^{\wedge}$  与补偿相位  $\theta_{COMP}$  相加，向相位调整器 66 输出。相位调整器 66 使与补偿相位  $\theta_{COMP}$  相加的估计相位  $\theta^{\wedge}$  加上相位调整量  $\Delta\theta$ ，求出调整相位  $\theta_{aj}$ 。由此，能够求出进一步抑制 1f 的振动分量、并抑制 6f 的振动分量的定子估计磁通  $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。

[0100] 振动抑制器 88 例如具备除法器 90、绝对值运算器 91、限幅器 92、放大器 93、95、97、带通滤波器 (BPF) 94、96、加法器 98、调整器 99 和乘法器 100。

[0101] 除法器 90 使  $\delta$  轴定子估计磁通  $\Phi_{\delta}^{\wedge}$  除以  $\gamma$  轴定子估计磁通  $\Phi_{\gamma}^{\wedge}$  来运算相位误差  $\Delta\theta_1$ 。绝对值运算器 91 运算指令速度  $\omega^*$  的绝对值。限幅器 92 限制速度指令  $\omega^*$  不超过预定的上限值 (例如 100Hz)。此外，磁通估计器 22 也可以是不设置限幅器 92 的结构。

[0102] 放大器 93 使指令速度  $\omega^*$  的绝对值成为 6 倍，将指令速度  $\omega^*$  的 6 倍频率输出至带通滤波器 96 的中心频率  $f_0$ 。带通滤波器 96 提取相位误差  $\Delta\theta_1$  中的 6f 的分量。另外，带通滤波器 94 输入指令速度  $\omega^*$  的绝对值，将指令速度  $\omega^*$  的绝对值设定为带通滤波器 94 的中心频率  $f_0$ 。带通滤波器 94 提取相位误差  $\Delta\theta_1$  中的 1f 的分量。

[0103] 放大器 95 使带通滤波器 94 的输出成为  $k_1$  倍，放大器 97 使带通滤波器 96 的输出成为  $k_2$  倍。加法器 98 将使相位误差  $\Delta\theta_1$  中的 1f 的分量成为  $k_1$  倍后的结果与使相位误差  $\Delta\theta_1$  中的 6f 的分量成为  $k_2$  倍后的结果相加。此外，1f 或 6f 的振动分量依赖于 PI 控制器 42 的比例增益而变化，所以，将增益  $k_1$ 、 $k_2$  例如设定为与 PI 控制器 42 的比例增益相应的增益 (例如，PI 控制器 42 的比例增益的 1.5 倍)。

[0104] 调整器 99 输出与速度指令  $\omega^*$  相应的值。图 11 是示出速度指令  $\omega^*$  与调整器 99 的输出值的关系的一例的图。在图 11 所示的例子中，调整器 99 在速度指令  $\omega^*$  是额定速度  $\omega_{rate}$  的 1% 以下的情况下，输出 1，在速度指令  $\omega^*$  是额定速度  $\omega_{rate}$  的 10% 以上的情况下，输出 0。

另外,调整器99在速度指令 $\omega^*$ 大于额定速度 $\omega_{rate}$ 的1%且小于 $\omega_{rate}$ 的10%的情况下,输出与速度指令 $\omega^*$ 的大小相应的值。

[0105] 因为1f以及6f的振动分量是低速地显著地出现,所以,图11所示的磁通估计器22在1%至10%的范围内切换振动抑制器88的有效无效,但振动抑制器88并不限于图10以及图11所示的结构。

[0106] [4.磁通估计器22的控制流程]

[0107] 图12是示出磁通估计器22的控制处理的流程的一例的流程图。磁通估计器22在预定周期内反复地执行图12所示的磁通估计处理。

[0108] 如图12所示,磁通估计器22将与电动机3的驱动频率 $\omega_0$ 相应的频率 $\omega_{c1}$ 设定为可变低通滤波器70的截止频率 $\omega_c$ (步骤S10)。

[0109] 磁通估计器22求出输出电压 $v_{uvw}$ 与由电动机3的绕组电阻 $R_s$ 生成的电压降低量之间的差分(步骤S11)。例如,磁通估计器22通过从电压指令矢量 $v_{\alpha\beta}^*$ 减去检测电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 与定子3a的绕组电阻 $R_s$ 的值相乘的结果,求出输出电压 $v_{uvw}$ 与由绕组电阻 $R_s$ 生成的电压降低量之间的差分 $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$ 。

[0110] 磁通估计器22利用可变低通滤波器70对输出电压 $v_{uvw}$ 与由电动机3的绕组电阻 $R_s$ 产生的电压降低量之间的差分进行低通滤波处理(步骤S12)。例如,磁通估计器22利用可变低通滤波器70对差分 $v_{\alpha df}$ 、 $v_{\beta df}$ 进行低通滤波处理。

[0111] 磁通估计器22通过对可变低通滤波器70的低通滤波处理的结果进行增益调整和相位调整,求出定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量(步骤S13)。例如,在输入了与截止频率 $\omega_c$ 相同的频率的信号时,磁通估计器22使可变低通滤波器70的输出成为 $\sqrt{2}/\omega_0$ 倍,使相位滞后45度,由此,求出定子估计磁通 $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。

[0112] 此外,上述的磁通估计器22使可变低通滤波器70的截止频率 $\omega_c$ 成为与驱动频率 $\omega_0$ 相同的频率,但截止频率 $\omega_c$ 只要是与驱动频率 $\omega_0$ 相应的频率即可。

[0113] 例如,磁通估计器22可以是这样的结构:以使与积分器的输出相比的相位滞后程度成为 $\pi/4$ 以外的预定值(例如 $\pi/6$ )的方式,根据驱动频率 $\omega_0$ 来变更截止频率 $\omega_c$ 。在此情况下,磁通估计器22的放大器65利用与积分器的输出相比的相位滞后程度对应的增益来放大模拟LPF64的输出。

[0114] 磁通估计器22例如在表中存储有与驱动频率 $\omega_0$ 相应的频率 $\omega_{c1}$ 和调整增益量,根据该表来调整可变低通滤波器70的截止频率 $\omega_c$ 和放大器65的增益。

[0115] 另外,上述的磁通估计器22在静止坐标系( $\alpha\beta$ 坐标系)中是估计定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量的结构,但在旋转坐标系( $\gamma\delta$ 坐标系)中可以是估计定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量的结构。

[0116] 另外,磁通估计器22例如还可以使从电流控制器28输出的电压指令矢量 $v_{\gamma\delta}$ ( $v_{\gamma}^*$ 、 $v_{\delta}^*$ )与电动机3的电感 $L$ 的电压降低量 $\omega_0 Li$ ( $\omega_0 Li_{\gamma}^*$ 、 $\omega_0 Li_{\delta}^*$ )相加。由此,磁通估计器22可求出输出电压 $v_{uvw}$ 与由绕组电阻 $R_s$ 产生的电压降低量之间的差分。在此情况下,放大器65的输出是定子估计磁通 $\Phi_{\gamma\delta}^{\wedge}$ 。

[0117] 另外,上述的磁通估计器22在模拟LPF64的后级设置有相位调整器66,但也可以在模拟LPF64的前级设置相位调整器66。另外,上述的磁通估计器22在相位调整器66中进行相位调整和坐标转换,但也可以分成调整相位的相位调整器和进行坐标转换的坐标转换器,

在此情况下,例如可按照相位调整器、模拟LPF64、坐标转换器的顺序进行配置。

[0118] 另外,虽然说明了上述的磁通估计器22进行增益调整的情况,但相位/速度估计器23利用定子磁通 $\Phi_s$ 的矢量的相位来运算估计相位 $\hat{\theta}$ 或估计速度 $\hat{\omega}$ 。因此,即使在磁通估计器22不进行增益调整的情况下,相位/速度估计器23可根据磁通估计器22的输出来运算估计相位 $\hat{\theta}$ 、估计速度 $\hat{\omega}$ 。在此情况下,例如可以不在磁通估计器22中设置放大器65。

[0119] 例如,图1~图5、图9以及图10的箭头辅助性地示出关于信息(例如数据或信号)或控制等的流程的方向,即使是否定其它流程的箭头,也不意味着限定方向。

[0120] 另外,控制部12例如包含具有CPU(Central Processing Unit:中央处理器)、ROM(Read Only Memory:只读存储器)、RAM(Random Access Memory:随机存储器)、输入输出端口等的微型计算机、各种电路。该微型计算机的CPU通过读出并执行在ROM中存储的程序,来实现上述各部位20~35的控制。

[0121] 另外,还可以利用ASIC(Application Specific Integrated Circuit:专用集成电路)或FPGA(Field Programmable Gate Array:现场可编程门阵列)等硬件来构成上述各部位20~35的至少任意一个或全部。

[0122] 进一步的效果或变形例可由本领域技术人员容易地导出。因此,本发明的更广范的方式不限于以上那样示出且记述的特定详细内容以及代表性的实施方式。因此,只要没有从权利要求以及由其等同物定义的总括性发明的概念的精神或范围中脱离,就能够进行各种变更。

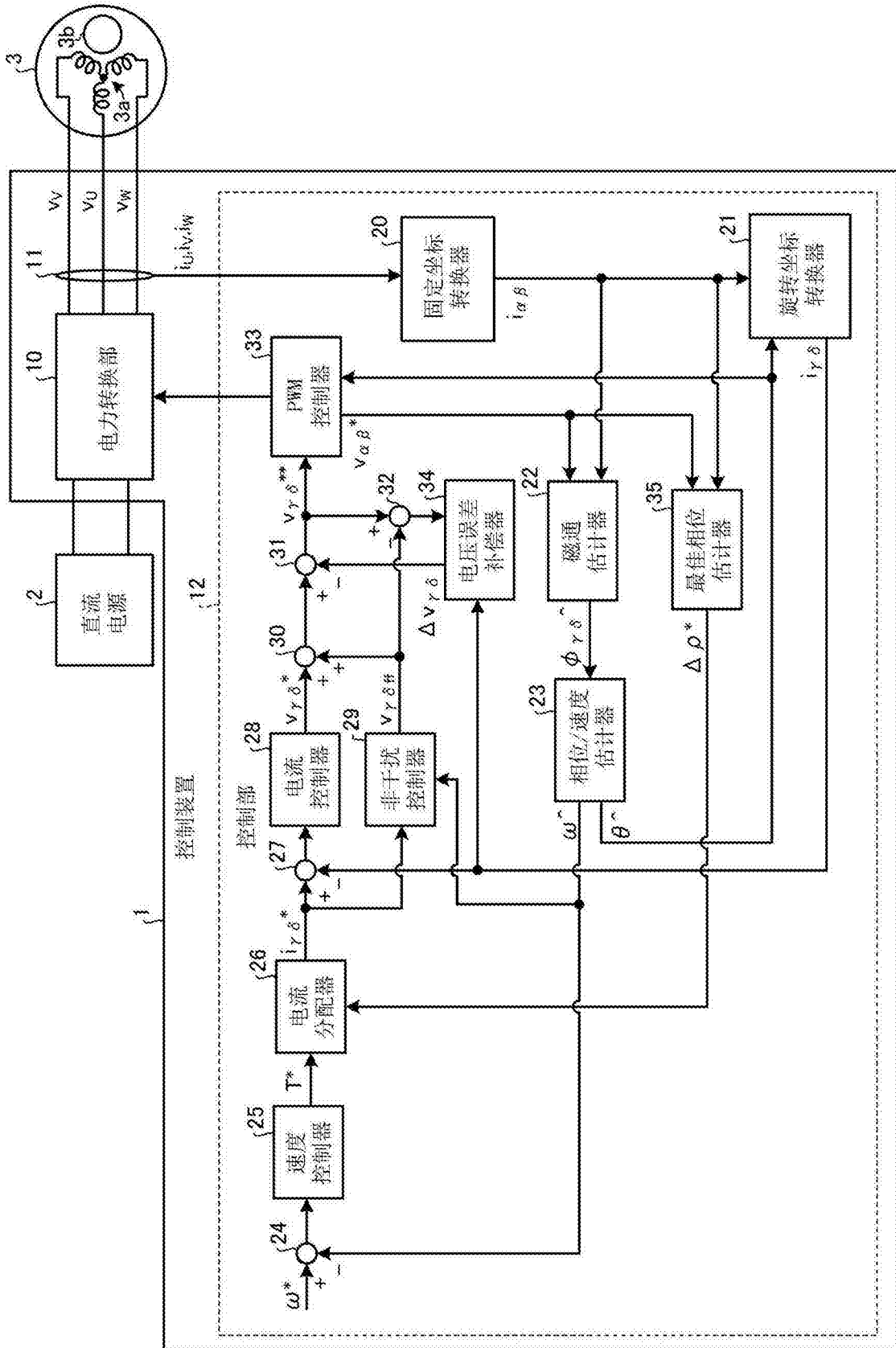


图1

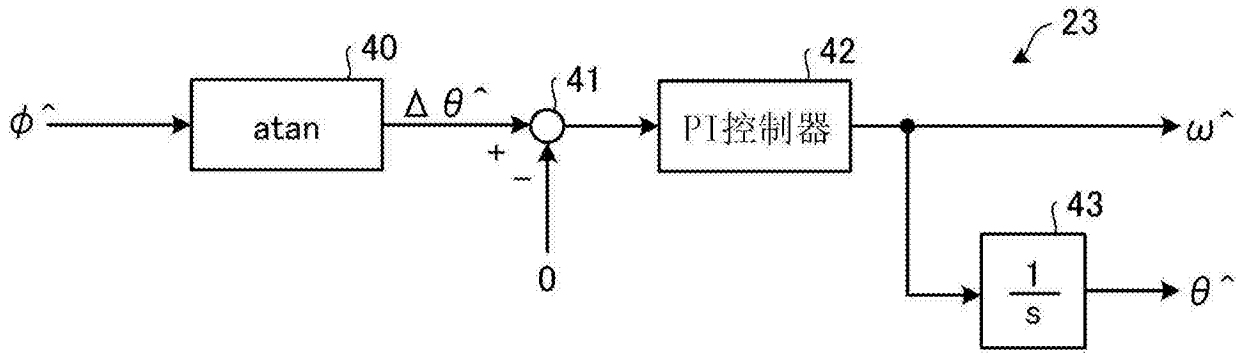


图2

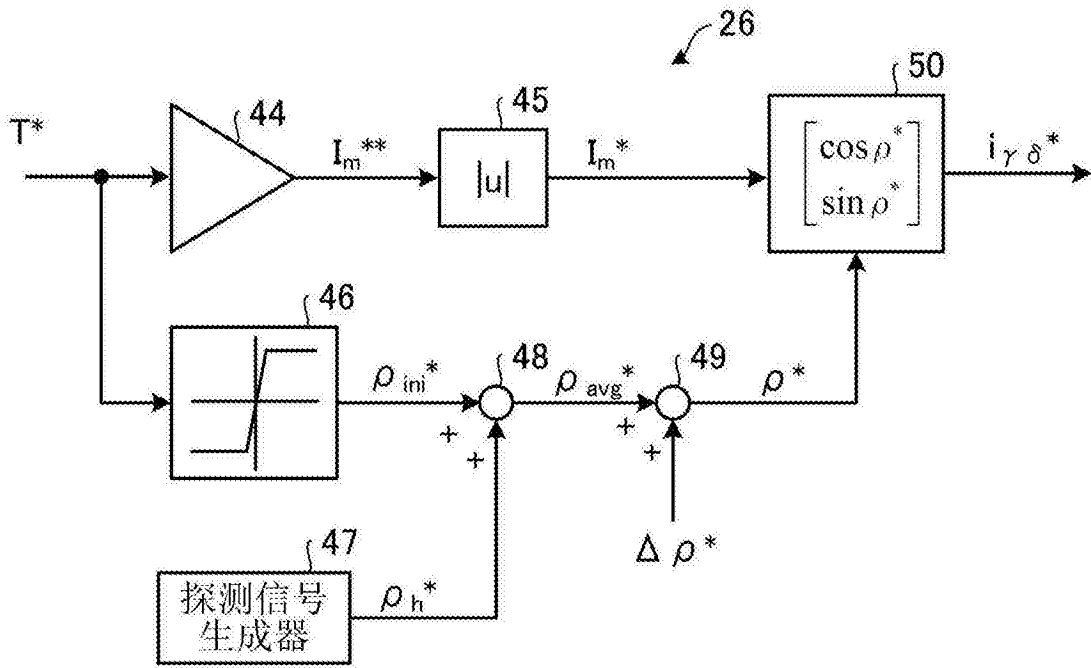


图3

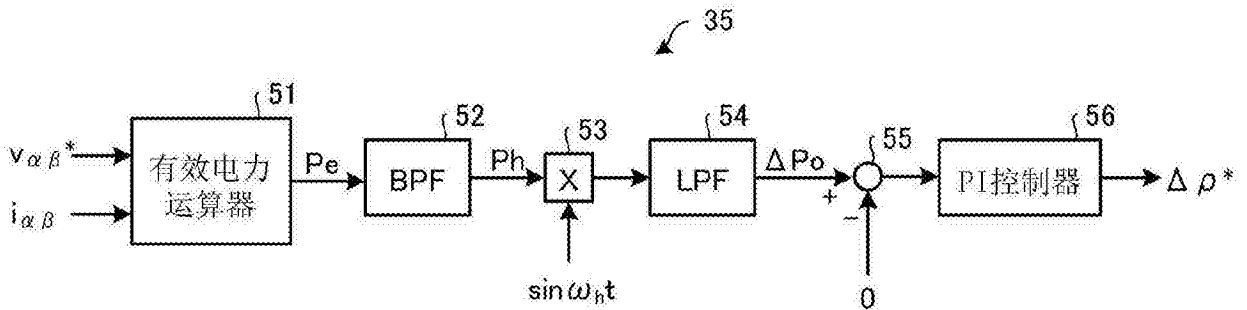


图4

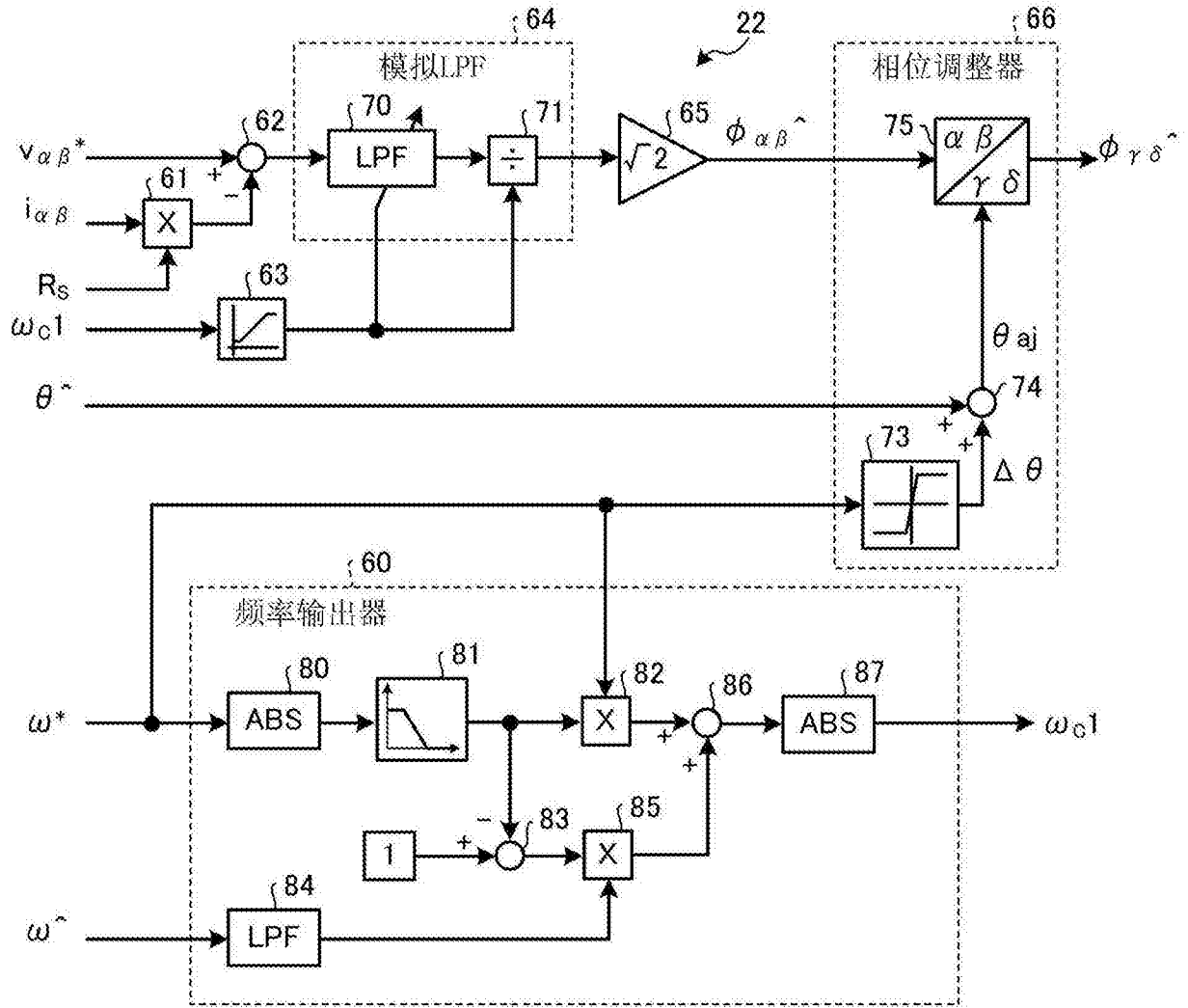


图5

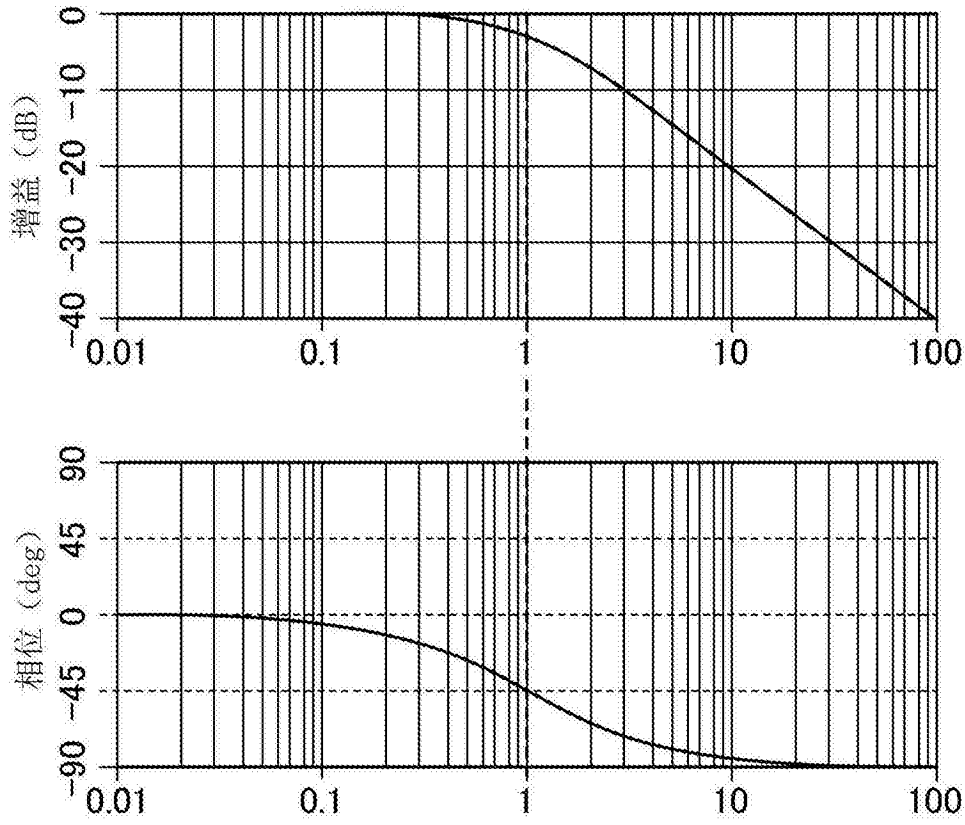


图6

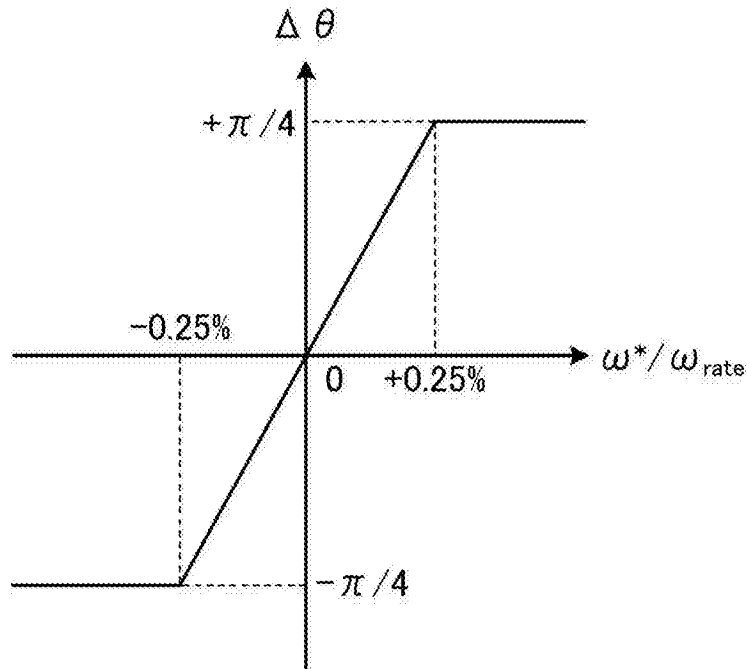


图7

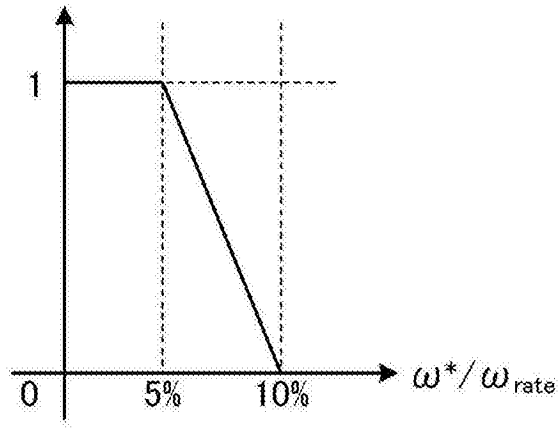


图8

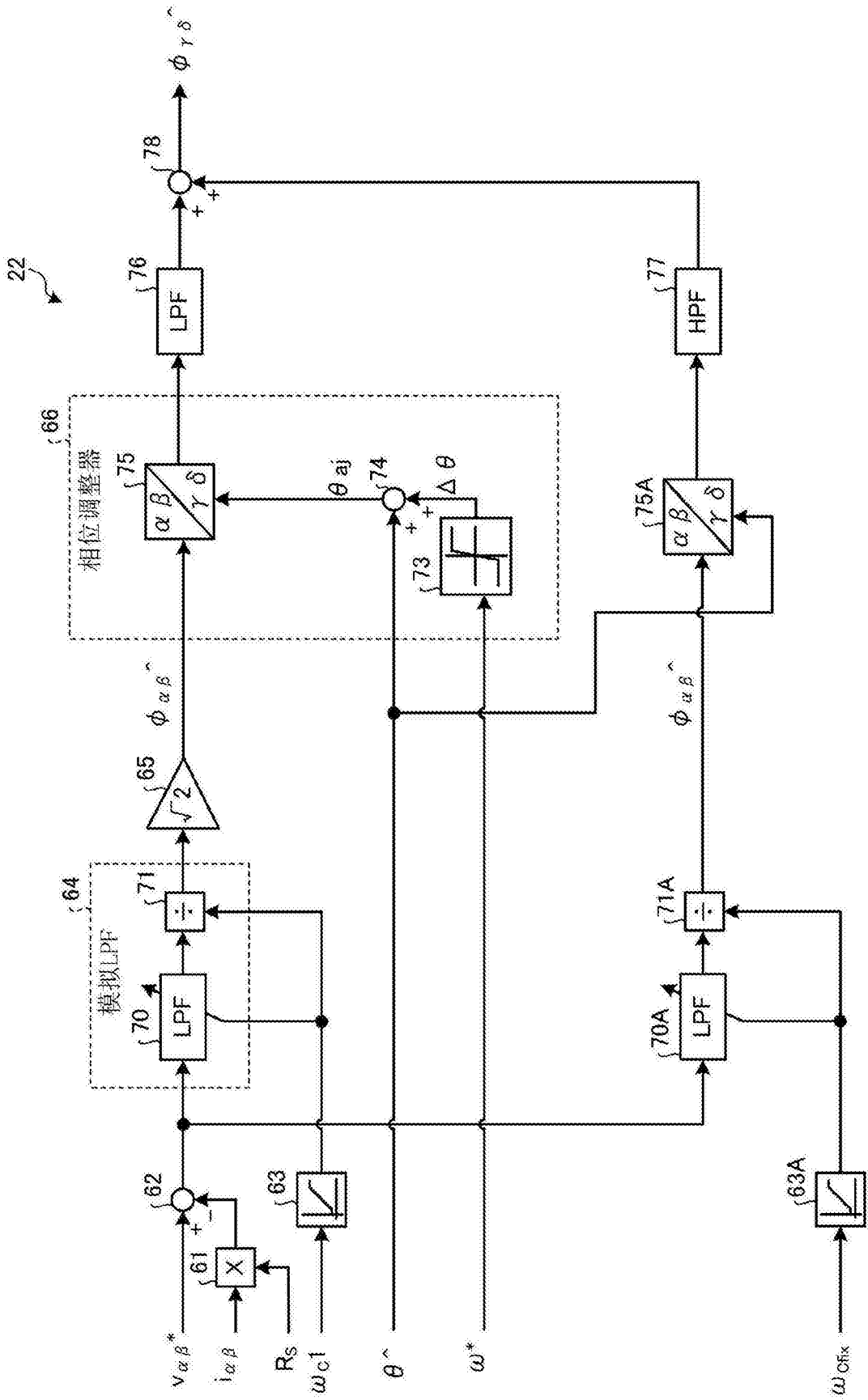


图9

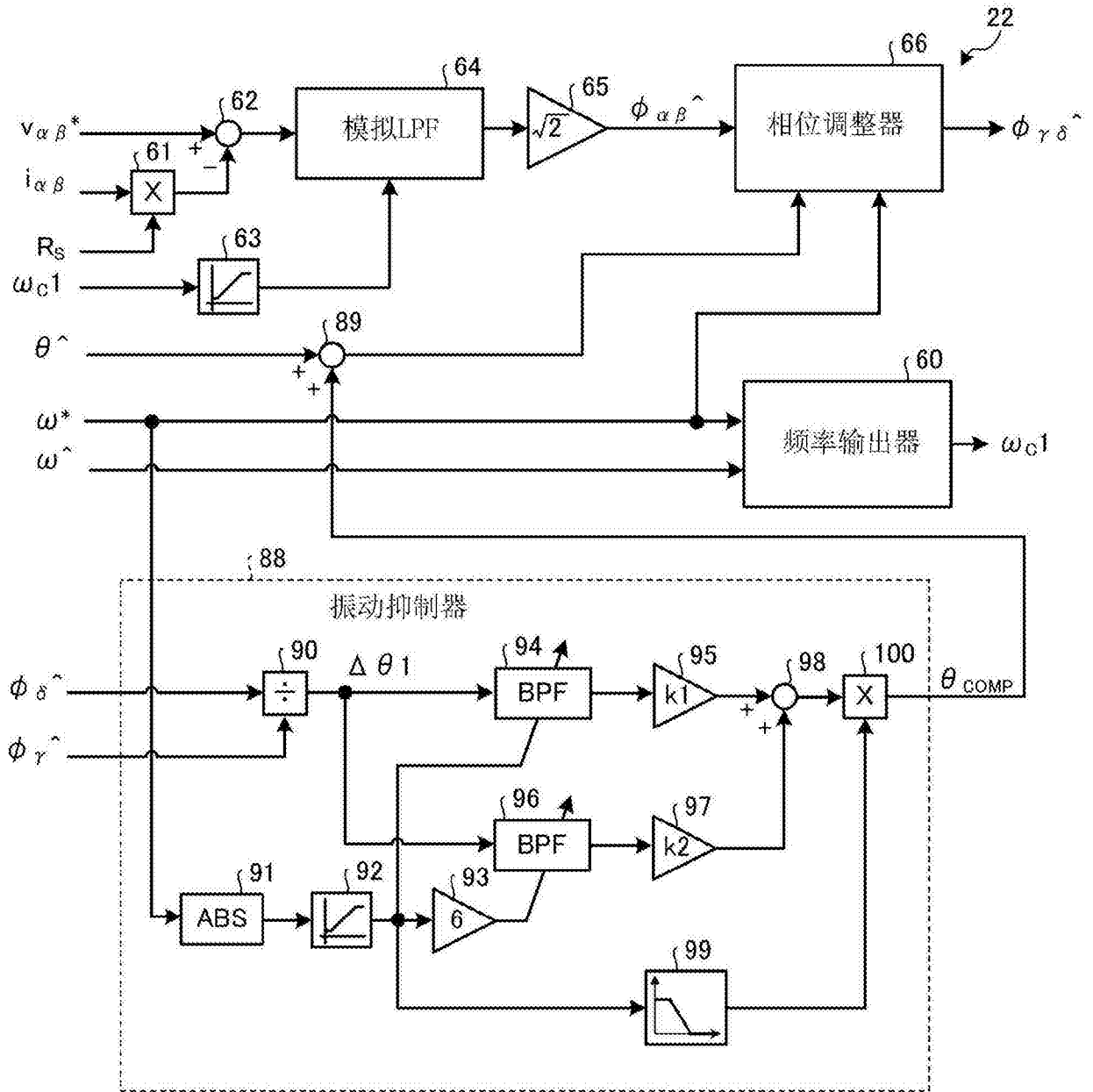


图10

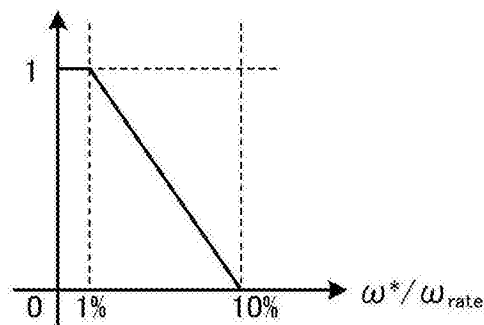


图11

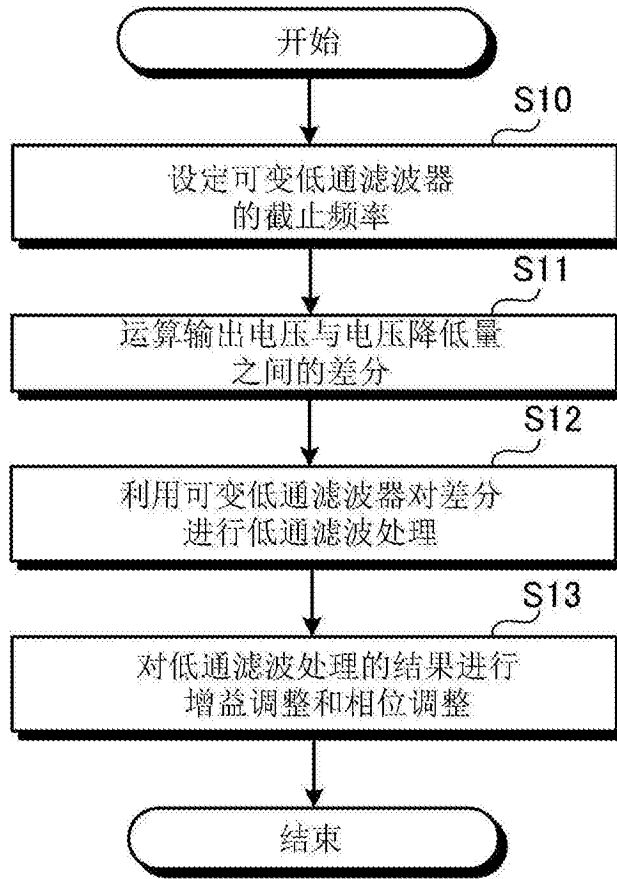


图12