

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利申请公布说明书

H02P 21/00 (2006.01)
H02P 25/06 (2006.01)
H02P 27/04 (2006.01)
H02P 27/06 (2006.01)

[21] 申请号 200680006714.7

[43] 公开日 2008年2月27日

[11] 公开号 CN 101133547A

[22] 申请日 2006.3.28

[21] 申请号 200680006714.7

[30] 优先权

[32] 2005.3.31 [33] JP [31] 104447/2005

[86] 国际申请 PCT/JP2006/306210 2006.3.28

[87] 国际公布 WO2006/106642 日 2006.10.12

[85] 进入国家阶段日期 2007.8.31

[71] 申请人 东芝电梯株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 渡并洋介 森下明平

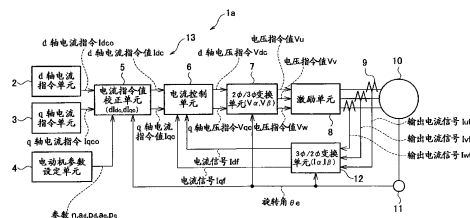
[74] 专利代理机构 北京市中咨律师事务所
代理人 段承恩 杨光军

权利要求书 3 页 说明书 26 页 附图 13 页

[54] 发明名称
控制装置

[57] 摘要

本发明提供的控制装置，为了满足“公式 23”，对电动机参数设定单元(4)的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等进行设定，并基于这些参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”、旋转角检测单元 11 的检测结果等，对从 d 轴电流指令单元(2)所输出的 d 轴电流指令值“Id-co”、和从 q 轴电流指令单元(3)所输出的 q 轴电流指令值“Iq-co”进行校正，并使示于“公式 22”中的转矩“T”的(6×n)f 正弦分量、(6×n)f 余弦分量、(6×(n+1))f 正弦分量、(6×(n+1))f 余弦分量为零。由此，使由设置于升降机设备等的电动机产生的 6×n 与 6×(n+1) 的脉动分量等得到抑制，使电动机的转矩脉动大幅度地减少。



1. 一种控制装置，其特征在于，具备：

d轴/q轴电流指令单元，其根据电动机的实测旋转速度和预先所设定的设定旋转速度的偏差，产生d轴电流指令及q轴电流指令；

旋转角检测单元，其对前述电动机的旋转进行检测而输出电角度；

电动机参数设定单元，其设定对应于前述电动机的特性的参数；

电流指令值校正单元，其根据从前述旋转角检测单元所输出的电角度及从前述电动机参数设定单元所输出的参数，对从前述d轴/q轴电流指令单元所输出的d轴电流指令及q轴电流指令，进行为了抑制前述电动机产生的转矩的高次谐波脉动分量所必需的校正，产生校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值；和

3相激励单元，其基于从该电流指令值校正单元所输出的校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值以及从前述电流检测单元所输出的电动机的输出电流检测信号，生成3相的激励电压，供给前述电动机。

2. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于，具备：

脉动检测单元，其对前述电动机的振动或噪声进行检测；和

校正参数学习单元，其基于该脉动检测单元的检测结果以及由前述电流指令值校正单元所产生的校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值，求出为了使前述电动机的振动或噪声为最小所需的参数，进行对由前述电流指令值校正单元所使用的参数进行校正的处理或从报警装置进行报警的处理中的任一处理。

3. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于，具备：

脉动估计单元，其基于由前述3相激励单元所产生的电压指令值、从前述电流检测单元所输出的电动机的输出电流检测信号及从前述旋转角检测单元所输出的旋转角，对前述电动机的脉动进行估计；和

校正参数学习单元，其基于由前述电流指令值校正单元所产生的校正后的d轴电流指令值、q轴电流指令值及前述脉动检测单元的估计结果，

求出为了使前述电动机的振动或噪声为最小所需的参数，进行对由前述电流指令值校正单元所使用的参数进行校正的处理、或从报警装置进行报警的处理中的任一处理。

4. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于，具备：

温度检测单元，其对前述电动机的温度进行检测；和

校正参数变更单元，其基于由该温度检测单元所检测出的电动机的温度、由前述电流指令值校正单元所产生的校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值，求出为了使前述电动机的振动或噪声为最小所需的参数，进行对由前述电流指令值校正单元所使用的参数进行变更的处理或从报警装置进行报警的处理中的任一处理。

5. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于，具备：

运转条件设定单元，其设定运转条件；和

校正参数切换单元，其根据由该运转条件设定单元所设定的运转条件，对前述电流指令校正单元的参数进行切换。

6. 一种控制装置，其特征在于，具备：

d轴/q轴电流指令单元，其根据线性电动机的实测速度和预先所设定的设定速度的偏差，产生d轴电流指令及q轴电流指令；

电角度检测单元，其对前述线性电动机的速度进行检测而输出电角度；

电动机参数设定单元，其设定对应于前述线性电动机的特性的参数；

电流指令值校正单元，其根据从前述电角度检测单元所输出的电角度及从前述电动机参数设定单元所输出的参数，对从前述d轴/q轴电流指令单元所输出的d轴电流指令及q轴电流指令，进行为了抑制前述线性电动机产生的Z方向的高次谐波脉动分量所必需的校正，产生校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值；

3相激励单元，其基于从该电流指令值校正单元所输出的校正后的d轴电流指令值、q轴电流指令值及从电流检测单元所输出的线性电动机的输出电流检测信号，生成3相的激励电压，供给前述线性电动机；

脉动检测单元，其对前述线性电动机的振动或噪声进行检测；和

校正参数学习单元，其基于该脉动检测单元的输出、由前述电流指令值校正单元所产生的校正后的d轴电流指令值及q轴电流指令值，求出为了使前述线性电动机的振动或噪声为最小所需的参数，进行对由前述电流指令值校正单元所使用的参数进行校正的处理或从报警装置进行报警的处理中的任一处理。

控制装置

技术领域

本发明涉及对由升降机设备等所使用的电动机进行控制的控制装置。

背景技术

一般地，永磁同步电动机，相比较于感应电动机，因为对于相同的输出可以制造为小型，所以近年来正在使用于各种各样的系统的驱动部中。

可是，在永磁同步电动机中，使磁极旋转的电枢磁通量的变化不是旋转角的正弦波，包含失真。因此，本来应为正弦波状的磁通量变化，因为发生失真，所以电动机的产生转矩产生脉动，并成为旋转不匀等的主要原因。另外，电动机的绕组的不平衡、对电流进行检测的传感系统的误差等也成为转矩脉动的原因。

作为转矩脉动的降低方法，如“专利文献1”地有以下方法：根据转矩脉动与电动机的旋转具有相关性，使该相关关系存储于存储装置中，基于电动机的旋转角，读出与其相对应的转矩脉动数据，将从转矩指令值减去了脉动量的值作为新的转矩指令值。进而，如“专利文献2”地有以下方法：根据电动机旋转角“ θ ”、调整增益“A”和调整相位“p”，算出转矩脉动校正信号“ $T_{comp} = A \times \sin(n \times \theta + p)$ ”，与电动机的旋转周期同步，前馈性地相加到目标转矩指令而消除转矩脉动。

专利文献1：特开平11-299277号公报

专利文献1：特开平7-129251号公报

作为对由升降机设备等所使用的电动机进行控制的控制装置之一，以前，提出了示于图1中的装置。

在示于该图中的控制装置101中，通过逆变器等的激励单元108，驱动电动机112。电动机112的旋转角由脉冲发生器PG等的旋转角检测单

元 111 所检测，检测出的旋转角，输入对电动机 112 的速度进行控制的速度控制系统（由 d 轴电流指令单元 102、q 轴电流指令单元 103、q 轴电流指令值校正单元 105 所构成的部分）113。

在速度控制系统 113 中，根据电动机 112 的实际速度、与该速度指令值的速度偏差信号，运算发送到将驱动信号向激励单元 108 输出的电流控制单元 106 的电流指令值。

该电流指令值，在对电动机 112 进行矢量控制的情况下，是直角旋转坐标系中的 d 轴电流指令值“Idc”及 q 轴电流指令值“Iqc”。d 轴电流指令值“I_{dc}”是使电动机 112 产生磁通量的磁通量电流指令值；q 轴电流指令值“I_{qc}”，是使电动机 112 产生转矩的转矩电流指令值。

在电流控制单元 106、2 相 3 相变换单元 107 中，取入直角旋转坐标系中的 d 轴电流指令值“I_{dc}”、q 轴电流指令值“I_{qc}”、及旋转角检测单元 111 的电角度（旋转角）“ θ_e ”、从 3 相 2 相变换单元 110 所输出的电流信号“I_{df}”、“I_{qf}”，产生使得从电流检测单元 109 所输出的输出电流信号“I_{uf}”、“I_{wf}”满足 d 轴电流指令值“I_{dc}”、q 轴电流指令值“I_{qc}”、及电角度“ θ_e ”的电压指令值“V_u”、“V_v”、“V_w”，输出到激励单元 108。

即，通过电流检测单元 109，分别检测供给电动机 112 的 3 相的驱动电流的电流值，将输出电流信号“I_{uf}”、“I_{vf}”、“I_{wf}”输出，并输入 3 相 / 2 相变换单元 110。该 3 相 / 2 相变换单元 110 如示于下式中地，将从电流检测单元 109 所输出的由静止坐标系的 3 相所表示的输出电流信号“I_{uf}”、“I_{vf}”、“I_{wf}”变换为由直角静止坐标系的 2 相所表示的电流信号“I _{α} ”、“I _{β} ”。该被变换过的 2 相的电流信号“I _{α} ”、“I _{β} ”，被变换为直角旋转坐标系的电流信号“I_{df}”、“I_{qf}”。即，基于电角度“ θ_e ”，将直角静止坐标系的电流信号“I _{α} ”、“I _{β} ”变换为直角旋转坐标系的电流信号“I_{df}”、“I_{qf}”，输出到电流控制单元 106。

“公式 1”

$$I_{vf} = -I_{uf} - I_{wf}$$

“公式 2”

$$\begin{pmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{uf} \\ I_{vf} \\ I_{wf} \end{pmatrix}$$

“公式 3”

$$\begin{pmatrix} I_{df} \\ I_{qf} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{pmatrix}$$

在此，下标“d”表示 d 轴分量，“q”表示 q 轴分量。

并且，从电流指令值校正单元 102 所输出的 d 轴电流指令“Idco”、从 q 轴电流指令值校正单元 105 所输出的 q 轴电流指令“Iqco”，与从 3 相 2 相变换单元所输出的电流信号“Idf”、“Iqf”的偏差，分别输入到构成电流控制单元 106 的 PI 控制器等，被 PI 运算（比例积分运算）后，如示于下式中地输出直角旋转坐标系中的 d 轴电压指令“Vdc”及 q 轴电压指令“Vqc”。

“公式 4”

$$\begin{pmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Kp_d + \frac{Ki_d}{s} & 0 \\ 0 & Kp_q + \frac{Ki_q}{s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dc} - I_{df} \\ I_{qc} - I_{qf} \end{pmatrix}$$

在此，“Kp”为比例增益，“Ki”为积分增益，“s”为拉普拉斯算子。

来自该 PI 控制器等的 d 轴电压指令“Vdc”及 q 轴电压指令“Vqc”，输入于 2 相 / 3 相变换单元 107。在 2 相 / 3 相变换单元 107 中，如示于下式中地将 d 轴电压指令“Vdc”及 q 轴电压指令“Vqc”，变换为直角静止坐标系的电压指令值“V α ”、“V β ”。即，根据电角度“ θ_e ”，将直角旋转坐标系中的电压指令值“Vdc”、“Vqc”变换为直角静止坐标系的电压指令值“V α ”、“V β ”。将由该被变换过的 2 相所表示的直角静止

坐标系的电压指令值“ V_α ”、“ V_β ”变换为由3相所表示的直角静止坐标系的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”，并输出到激励单元108。

“公式5”

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{pmatrix}$$

“公式6”

$$\begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}$$

在永磁同步电动机中，本来应为正弦波状的磁通量变化，因为发生失真，所以电动机的产生转矩产生脉动，并成为旋转不匀等的主要原因。另外，电动机的绕组的不平衡、对电流进行检测的传感系统的误差等也成为转矩脉动的原因。

并且，由电枢绕组电流所产生的磁通量的空间分布，虽然理想地期望是正弦波状，但是因为载有高次谐波，所以成为使产生转矩失真的主要原因。

该高次谐波分量的低阶分量，为相对于基波的频率的5倍/7倍，该磁通量的5阶/7阶分量，成为基频的6倍分量（6f分量）的转矩脉动的原因。

同样地，如示于下式中的磁通量的11倍/13倍分量，成为12f分量的转矩脉动的原因。

“公式7”

$$E(\theta_e) = -\omega \times k_e \times (\sin(\theta_e) + k_5 \times \sin(5 \times \theta_e) + k_7 \times \sin(7 \times \theta_e) + \dots)$$

“公式8”

$$E_v(\theta_e) = E_u\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)$$

“公式 9”

$$E_w(\theta_e) = E_v\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) = E_u\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right)$$

“公式 10”

$$\omega = \frac{d\theta_e}{dt}$$

在此，“Eu”、“Ev”、“Ew”为感应于各相的电枢绕组中的感应电压（在以下为了简单而按照需要省略电角度“ θ_e ”的匝数表示），“ ω ”为旋转速度（旋转角的时间微分），“Ke”为反电动势常数。

若对上式的 3 相感应电压“Eu”、“Ev”、“Ew”，进行 3 相/2 相变换，则成为下式。

“公式 11”

$$\begin{pmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_u \\ E_v \\ E_w \end{pmatrix}$$

“公式 12”

$$\begin{pmatrix} E_d \\ E_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{pmatrix}$$

并且，如果电动机 112 为圆筒机，则转矩“T”，根据感应电压“Eu”、“Ev”、“Ew”和各电流“Iu”、“Iv”、“Iw”变成下式。

“公式 13”

$$T \approx \frac{E_u \times I_u + E_v \times I_v + E_w \times I_w}{\omega}$$

$$\approx \frac{E_d \times I_d + E_q \times I_q}{\omega}$$

虽然对电动机 112 进行偏置等的对策，还能够将转矩脉动抑制至无问题的水平，但是会招致成本上升。

并且，作为转矩脉动的减小方法，有记载于“专利文献 1”、“专利文献 2”中的方法。

但是，现有的转矩脉动的减小方法对转矩指令值（转矩电流指令值）进行校正，若要消除 $(6 \times n)$ f 分量的转矩脉动，则有 $(6 \times (n+1))$ f 分量变大的问题。

为了简单，说明仅存在磁通量的 5 阶分量的情况。

各相的感应电压“Eu”、“Ev”、“Ew”，例如感应电压“Eu”，成为下式。并且，其他的各感应电压“Ev”、“Ew”也由同样的公式所表示。

“公式 14”

$$E_u(\theta_e) = -\omega \times k_e \times (\sin(\theta_e) + k_5 \times \sin(5 \times \theta_e))$$

若将上述，代入“公式 13”而求转矩“T”，则成为下式，可知存在 6f 转矩脉动。

“公式 15”

$$T = \sqrt{\frac{3}{2}} \times K_e \times (I_{qco} - k_5 \times I_{qco} \times \cos(6 \times \theta_e) - k_5 \times I_{dco} \times \sin(6 \times \theta_e))$$

另一方面，采用了公知的转矩脉动校正信号“Tcomp”的情况下的 d 轴电流指令值“Idc”、q 轴电流指令值“Iqc”成为下式。

“公式 16”

$$dI_{qc} = A \times \sin(6 \times \theta_e + p)$$

“公式 17”

$$\begin{pmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{dco} \\ I_{qco} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ dI_{qc} \end{pmatrix}$$

上式的情况下的转矩“T”，与“公式 15”同样地成为下式。

“公式 18”

$$\begin{aligned} T = & \sqrt{\frac{3}{2}} \times Ke \times \left(I_{qco} - k5 \times \frac{A \times \sin(p)}{2} \right) \\ & - \sqrt{\frac{3}{2}} \times Ke \times \left(k5 \times I_{qco} \times \cos(6 \times \theta_e) + k5 \times I_{dco} \times \sin(6 \times \theta_e) - A \times \sin(6 \times \theta_e + p) \right) \\ & - \sqrt{\frac{3}{2}} \times Ke \times k5 \times \frac{A \times \sin(12 \times \theta_e + p)}{2} \end{aligned}$$

如根据该“公式 18”可知地，相对于因磁通量的 5 阶分量而产生转矩脉动的 6f 分量，若要用现有的减小方法消除 6f 分量，则会新产生 12f 分量。

并且，转矩脉动依赖于电动机 112 的运转条件的情况也多，还存在例如在如加速减速这样的运转条件发生了变化的情况下，转矩脉动减小性能发生劣化的问题。

而且，在电动机 112，存在因半径方向的电磁吸引力的脉动而产生的振动、噪声的问题。

发明内容

本发明鉴于上述的情形，目的在于提供对供给电动机的输出电流的波形进行整形，能够使电动机的转矩脉动大幅度地减小的控制装置。

另外，目的在于提供对供给线性电动机的输出电流的波形进行整形，使由线性电动机产生的 Z 方向的力度变动大幅度地减小，并对线性电动机的振动或噪声进行检测，能够对参数进行自动校正，能够使线性电动机的振动、噪声减小的控制装置。

为了达到上述的目的，本发明根据第 1 种见解，提供控制装置，其具

备：根据电动机的实测旋转速度和预先所设定的设定旋转速度的偏差，产生 d 轴电流指令及 q 轴电流指令的 d 轴 / q 轴电流指令单元；对前述电动机的旋转进行检测而输出电角度的旋转角检测单元；设定对应于前述电动机的特性的参数的电动机参数设定单元；根据从前述旋转角检测单元所输出的电角度及从前述电动机参数设定单元所输出的参数，对从前述 d 轴 / q 轴电流指令单元所输出的 d 轴电流指令及 q 轴电流指令，进行为了抑制前述电动机产生的转矩的高次谐波脉动分量而必需的校正，产生校正后的 d 轴电流指令值及 q 轴电流指令值的电流指令值校正单元；和基于从该电流指令值校正单元所输出的校正后的 d 轴电流指令值及 q 轴电流指令值以及从前述电流检测单元所输出的电动机的输出电流检测信号，生成 3 相的激励电压而供给前述电动机的 3 相激励单元。

并且，本发明根据第 2 种见解，提供控制装置，其具备：根据线性电动机的实测速度和预先所设定的设定速度的偏差，产生 d 轴电流指令及 q 轴电流指令的 d 轴 / q 轴电流指令单元；对前述线性电动机的速度进行检测而输出电角度的电角度检测单元；设定对应于前述线性电动机的特性的参数的电动机参数设定单元；根据从前述电角度检测单元所输出的电角度及从前述电动机参数设定单元所输出的参数，对从前述 d 轴 / q 轴电流指令单元所输出的 d 轴电流指令及 q 轴电流指令，进行为了抑制前述线性电动机产生的 Z 方向的高次谐波脉动分量而必需的校正，产生校正后的 d 轴电流指令值及 q 轴电流指令值的电流指令值校正单元；基于从该电流指令值校正单元所输出的校正后的 d 轴电流指令值、q 轴电流指令值及从电流检测单元所输出的线性电动机的输出电流检测信号，生成 3 相的激励电压而供给前述线性电动机的 3 相激励单元；对前述线性电动机的振动或噪声进行检测的脉动检测单元；和基于该脉动检测单元的输出、由前述电流指令值校正单元所产生的校正后的 d 轴电流指令值及 q 轴电流指令值，求为了使前述线性电动机的振动或噪声为最小而必需的参数，进行对由前述电流指令值校正单元所使用的参数进行校正的处理或从报警装置进行报警的处理的任一处理的校正参数学习单元。

若依照于本发明，则能够对供给电动机的输出电流的波形进行整形，

能够使电动机的转矩脉动大幅度地减小。其结果，能够使电动机的振动、噪声减小。

并且，能够对供给线性电动机的输出电流的波形进行整形，能够使由线性电动机产生的Z方向上的力度变动大幅度地减小。其结果，能够使线性电动机的振动、噪声减小。

附图说明

图 1 是表示以前所提出的控制装置的一例的框图。

图 2 是表示本发明的控制装置的第 1 实施方式的框图。

图 3 是表示示于图 2 中的电流指令值校正单元的详细的动作例的说明图。

图 4 是表示本发明的控制装置的第 2 实施方式的框图。

图 5 是表示示于图 4 中的校正参数学习单元的详细的动作例的说明图。

图 6 是表示本发明的控制装置的第 3 实施方式的框图。

图 7 是表示示于图 6 中的校正参数学习单元的详细的动作例的说明图。

图 8 是表示本发明的控制装置的第 4 实施方式的框图。

图 9 是表示示于图 8 中的校正参数变更单元的详细的动作例的说明图。

图 10 是表示本发明的控制装置的第 5 实施方式的框图。

图 11 是表示示于图 10 中的校正参数切换单元的详细的动作例的说明图。

图 12 是表示本发明的控制装置的第 6 实施方式的框图。

图 13 是表示示于图 12 中的校正参数学习单元的详细的动作例的说明图。

具体实施方式

第 1 实施方式

图 2 是表示本发明的控制装置的第 1 实施方式的框图。

示于该图中的控制装置 1a，具备：输出 d 轴电流指令“ I_{dc0} ”的 d 轴电流指令单元 2，输出 q 轴电流指令“ I_{qc0} ”的 q 轴电流指令单元 3，和

设定电动机 10 的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等的电动机参数设定单元 4。

并且，该控制装置 1a，具备：电流指令校正单元 5；电流控制单元 6；2 相 / 3 相变换单元 7；激励单元 8；电流检测单元 9；对电动机 10 的旋转角“ θ_e ”进行检测的旋转角检测单元 11；和 3 相 / 2 相变换单元 12。

在此，电流指令校正单元 5，基于从电动机参数设定单元 4 所输出的电动机 10 的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”、旋转角检测单元 11 的检测结果，对从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令“ I_{dc} ”、从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令“ I_{qc} ”进行校正，输出 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”。

并且，电流控制单元 6，基于从电流指令校正单元 5 所输出的 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”、从 3 相 / 2 相变换单元 12 所输出的电流信号“ I_{df} ”、“ I_{qf} ”，算出 d 轴电压指令“ V_{dc} ”、q 轴电压指令“ V_{qc} ”。

并且，2 相 / 3 相变换单元 7，基于从电流控制单元 6 所输出的 d 轴电压指令“ V_{dc} ”、q 轴电压指令“ V_{qc} ”、从旋转角检测单元 11 所输出的旋转角“ θ_e ”，算出 3 相的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”。

并且，激励单元 8，基于从 2 相 / 3 相变换单元 7 所输出的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”，输出 3 相的激励电压而驱动电动机 10。

电流检测单元 9，对供给电动机 10 的 3 相的输出电流进行检测而将输出电流信号“ I_{uf} ”、“ I_{vf} ”、“ I_{wf} ”输出。

3 相 / 2 相变换单元 12，基于从电流检测单元 9 所输出的输出电流信号“ I_{uf} ”、“ I_{vf} ”、“ I_{wf} ”、从旋转角检测单元 11 所输出的旋转角“ θ_e ”，算出电流信号“ I_{df} ”、“ I_{qf} ”。

接着，参照图 2 对控制装置 1a 的整体动作进行说明。

电动机 10 的旋转角通过由 PG 等所构成的旋转角检测单元 11，以脉冲形式被检测，同时作为对应于检测结果的电角度（旋转角）“ θ_e ”，输入对速度进行控制的速度控制系统（通过 d 轴电流指令单元 2、q 轴电流指令单元 3、电流指令值校正单元 5 所构成的部分）13。

在速度控制系统 13 中,根据从旋转角检测单元 11 所输入的电角度“ θ_e ”而计算电动机 10 的实际速度,根据该速度与速度指令值的速度偏差信号,算出输出到电流控制单元 6 的 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”,并输出到电流控制单元 6。

这些 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”,是如下式的对电动机 10 进行矢量控制的情况下的直角旋转坐标系中的 d 轴电流指令值(磁通量电流指令值)“ I_{dc} ”及 q 轴电流指令值(转矩电流指令值)“ I_{qc} ”。

“公式 19”

$$\begin{pmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{dco} \\ I_{qco} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dI_{dc} \\ dI_{qc} \end{pmatrix}$$

在此,“ I_{dco} ”、“ I_{qco} ”分别是对从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令值、从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令值。并且,“ dI_{dc} ”、“ dI_{qc} ”,是由电动机参数设定单元 4 所设定的参数“ n ”、“ ad ”、“ pd ”、“ aq ”、“ pq ”。

并且,在电流指令值校正单元 5 中,基于从电动机参数设定单元 4 所输出的参数“ n ”、“ ad ”、“ pd ”、“ aq ”、“ pq ”、从旋转角检测单元 11 所输出的电角度“ θ_e ”等,产生为了消除由电动机 10 产生的转矩脉动所必需的 d 轴电流指令校正信号“ dI_{dco} ”、q 轴电流指令校正信号“ dI_{qco} ”。然后,对从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令“ I_{dco} ”、从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令“ I_{qco} ”进行校正,产生 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”,输出到电流控制单元 6。

在电流控制单元 6、2 相 3 相变换单元 7 中,输入直角旋转坐标系中的 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”,从 3 相/2 相变换单元 12 所输出的直角旋转坐标系的电流信号“ I_{df} ”、“ I_{qf} ”,算出为了使从电流检测单元 9 所输出的输出电流信号“ I_{uf} ”、“ I_{wf} ”与 d 轴电流指令值“ I_{dc} ”、q 轴电流指令值“ I_{qc} ”、及电角度“ θ_e ”相对应所需的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”,输出到激励单元 8。

即,输出电流信号“ I_{uf} ”、“ I_{wf} ”由电流检测单元 9 所检测,输入 3

相/2相变换单元12。该3相/2相变换单元12将来自电流检测单元9的由在静止坐标系中的3相所表示的电流信号“ I_{uf} ”、“ I_{wf} ”变换为由直角静止坐标系的2相所表示的电流信号“ I_{α} ”、“ I_{β} ”。该被变换过的2相的电流信号“ I_{α} ”、“ I_{β} ”基于电角度“ θ_e ”，变换为直角旋转坐标系的电流信号“ I_{df} ”、“ I_{qf} ”，输出到电流控制单元6。

然后，d轴电流指令值“ I_{dc} ”、q轴电流指令值“ I_{qc} ”与电流信号“ I_{df} ”、“ I_{qf} ”的偏差，分别通过构成电流控制单元的PI控制器等，被PI运算（比例积分运算）后，产生直角旋转坐标系中的d轴电压指令“ V_{dc} ”及q轴电压指令“ V_{qc} ”。

来自该PI控制器的d轴电压指令“ V_{dc} ”及q轴电压指令“ V_{qc} ”，输入2相/3相变换单元7。在2相/3相变换单元7中，d轴电压指令“ V_{dc} ”及q轴电压指令“ V_{qc} ”变换为直角旋转坐标系的电压指令值“ V_{α} ”、“ V_{β} ”。即，基于电角度“ θ_e ”，直角旋转坐标系的d轴电压指令“ V_{dc} ”、q轴电压指令“ V_{qc} ”，变换为直角静止坐标系的电压指令值“ V_{α} ”、“ V_{β} ”。该被变换过的由2相所表示的直角静止坐标系的电压指令值“ V_{α} ”、“ V_{β} ”，变换为由3相所表示的直角静止坐标系的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”，输出到激励单元8。

在激励单元8中，使用来自2相/3相变换单元7的电压指令值“ V_u ”、“ V_v ”、“ V_w ”，产生3相的输出电压，驱动电动机10。

接着，参照图3对电流指令校正单元5的详细动作进行说明。

在电流指令校正单元5，如示于图3中地，算出电角度“ θ_e ”的 $6 \times n$ 倍的相位，将对正弦波的相位进行调整的调整相位“ pd ”、“ pq ”与所得到的电流指令值的相位“ $6 \times n \times \theta_e$ ”相加，求得正弦波的相位“ Pd ”、“ Pq ”。

进而，如示于下式中地，运算对应于从d轴电流指令单元2所输出的d轴电流指令“ I_{dc} ”、从q轴电流指令单元3所输出q轴电流指令“ I_{qc} ”的电流指令的绝对值“ $|I_{co}|$ ”，将对正弦波的振幅进行调整的调整振幅“ ad ”、“ aq ”、分别与所得到的电流指令值的绝对值“ $|I_{co}|$ ”、从电动机参数设定单元4所得到的磁通量的 $(6 \times n \pm 1)f$ 的高次谐波分量比“ n ”相乘，

求得振幅值“Ad”、“Aq”。

然后，振幅值为“Ad”、“Aq”，相位为“Pd”、“Pq”的正弦波，算出如以下的电流指令校正信号“dIdc”、“dIqc”。

“公式 20”

$$\begin{pmatrix} dI_{dc} \\ dI_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_d \times \sin(P_d) \\ A_q \times \sin(P_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_d \times |I_{co}| \times \sin(6 \times n \times \theta_e + P_d) \\ a_q \times |I_{co}| \times \sin(6 \times n \times \theta_e + P_q) \end{pmatrix}$$

“公式 21”

$$|I_{co}| = \sqrt{I_{qco}^2 + I_{dco}^2}$$

在此，下标“d”表示d轴分量，“q”表示q轴分量。

然后，对应于电流指令校正信号“dIdc”、“dIqc”，电动机10的转矩“T”成为如下式的旋转角的常数项、 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量之和。

“公式 22”

$$\begin{aligned} T &= \frac{\partial W}{\partial \theta_e} \\ &= T_0(a_d, P_d, a_q, P_q) \\ &\quad + T_{6ns}(a_d, P_d, a_q, P_q) \times \sin(6 \times n \times \theta_e) + T_{6nc}(a_d, P_d, a_q, P_q) \times \cos(6 \times n \times \theta_e) \\ &\quad + T_{6(n+1)s}(a_d, P_d, a_q, P_q) \times \sin(6 \times (n+1) \times \theta_e) \\ &\quad + T_{6(n+1)c}(a_d, P_d, a_q, P_q) \times \cos(6 \times (n+1) \times \theta_e) \end{aligned}$$

在此，“W”表示电动机10内部的磁能，下标“s”表示正弦分量，“c”表示余弦分量。还有，“T0”~“T6(n+1)c”的各分量，成为由电动机参数设定单元4所设定的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等的函数。

基于上式，使得满足下式地，即使得 $(6 \times n) f$ 分量和 $(6 \times (n+1)) f$ 分量成为零地，求得调整振幅“ad”、“aq”和调整相位“pd”、“pq”的初始值。

“公式 23”

$$\begin{pmatrix} T_{6ns}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

还有，由于考虑到电流控制单元 6 的响应延迟，所以如下式，用增益下降和相位延迟进行近似。

“公式 24”

$$\begin{pmatrix} I_{df} \\ I_{qf} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} g_d(\omega) \times \exp(-L_d(\omega) \times t) & 0 \\ 0 & g_q(\omega) \times \exp(-L_q(\omega) \times t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{pmatrix}$$

在此，“gd(ω)”、“gq(ω)”为电流控制单元 6 的闭环增益，“Ld(ω)”、“Lq(ω)”为电流控制单元 6 的无效时间，由电动机参数设定单元 4 所设定。

并且，根据上式，也能够如下式地对电流控制单元 6 的响应延迟进行考虑。

“公式 25”

$$\begin{pmatrix} dI_{dc} \\ dI_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A_d}{g_d(\omega)} \times \sin\left(P_d + \frac{L_d(\omega)}{\omega}\right) \\ \frac{A_q}{g_q(\omega)} \times \sin\left(P_q + \frac{L_q(\omega)}{\omega}\right) \end{pmatrix}$$

如上所述，如果使得满足“公式 23”、“公式 24”地，设定由电动机参数设定单元 4 所设定的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”，闭环增益“gd(ω)”、“gq(ω)”、无效时间“Ld(ω)”、“Lq(ω)”，校正从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令“Idco”、从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令“Iqco”，则能够使示于“公式 22”中的转矩“T”的(6×n)f 正弦分量、(6×n)f 余弦分量、(6×(n+1))f 正弦分量、(6×(n+1))f 余弦分量为零，大幅度地减

小由电动机 10 产生的 $6 \times n$ 和 $6 \times (n+1)$ 的脉动分量。

如此，在第 1 实施方式中，使得满足“公式 23”等地，对电动机参数设定单元 4 的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等进行设定，并基于这些参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”、旋转角检测单元 11 的检测结果等，对从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令“Idco”、从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令“Iqco”进行校正，使示于“公式 22”中的转矩“T”的 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量为零。因此，能够抑制由电动机 10 产生的 $6 \times n$ 和 $6 \times (n+1)$ 的脉动分量等，能够大幅度地减小电动机 10 的脉动分量。

第 2 实施方式

图 4 是表示本发明的控制装置的第 2 实施方式的框图。还有，在该图中，在与图 2 的各部分相对应的部分附加相同的符号。

示于该图中的控制装置 1b 与示于图 2 中的控制装置 1a 不同之点，在于设置有：对电动机 10 的振动或噪声“dFrf”进行检测的脉动检测单元 21；和校正参数学习单元 22，其基于脉动检测单元 21 的输出，在由电流指令校正单元 5 所使用的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”之中，学习相关联于电动机 10 的振动、噪声的参数，例如参数“ad”、“pd”等。

接着，参照图 5，对脉动检测单元 21、电流指令校正单元 5、校正参数学习单元 22 的详细动作进行说明。

在电流指令校正单元 5 中，基于校正参数学习单元 22 的学习结果，校正从 d 轴电流指令单元 2 所输出的 d 轴电流指令“Idco”、和从 q 轴电流指令单元 3 所输出 q 轴电流指令“Iqco”，使得振动或噪声“dFrf”减小，并使得电动机 10 的半径方向的力“Fr”的脉动变小。

在该情况下，对应于电流指令校正信号“dIc”的半径方向的力“Fr”，成为如下式的旋转角的常数项、 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量之和。

“公式 26”

$$\begin{aligned}
F_r &= \frac{\partial W}{\partial r} \\
&= F_{r0}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\
&\quad + F_{r6ns}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \sin(6 \times n \times \theta_e) + F_{r6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \cos(6 \times n \times \theta_e) \\
&\quad + F_{r6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \sin(6 \times (n+1) \times \theta_e) \\
&\quad + F_{r6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \cos(6 \times (n+1) \times \theta_e)
\end{aligned}$$

在此，“W”为电动机 10 内的磁能，“r”为半径方向。

根据上式，求出满足下式的调整振幅“ad”、“aq”和调整相位“pd”、“pq”的初始值。

“公式 27”

$$\begin{pmatrix} F_{r6ns}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

另一方面，在脉动检测单元 21 中，检测振动或噪声“dFrf”，输出到校正参数学习单元 22。

在校正参数学习单元 22 中，采用由脉动检测单元 21 检测到的振动或噪声“dFrf”，学习对电动机 10 的振动或噪声给予影响的调整振幅、调整相位，例如调整振幅“ad”和调整相位“pd”。

此时，例如如下式地，采用电流指令校正信号“dIdc”成为“0”（电流指令校正信号最大或最小）之时的振动或噪声“dFrf”，学习调整相位“pd”，优化由电流指令值校正单元 5 所使用的参数“pd”。

“公式 28”

$$\begin{aligned}
P_d^{new} &= P_d^{old} + g_{pd} \times dF_{rf} \left(dI_{dc} = 0, \frac{\partial dI_{dc}}{\partial t} > 0 \right) \\
&= P_d^{old} - g_{pd} \times dF_{rf} \left(dI_{dc} = 0, \frac{\partial dI_{dc}}{\partial t} < 0 \right) \\
&= P_d^{old} \quad (dI_{dc} \neq 0)
\end{aligned}$$

在此，“gpd”为学习增益，“old”为学习前的值，“new”为学习后的值。

并且，例如如下式地，采用电流指令校正信号“dIc”的时间微分成为“0”之时的振动或噪声“dFrf”而学习调整振幅“ad”，优化由电流指令值校正单元5所使用的参数“ad”。

“公式 29”

$$\begin{aligned} a_d^{\text{new}} &= a_d^{\text{old}} + g_{ad} \times dF_{rf} \left(\frac{\partial dI_{dc}}{\partial t} = 0, dI_{dc} > 0 \right) \\ &= a_d^{\text{old}} - g_{ad} \times dF_{rf} \left(\frac{\partial dI_{dc}}{\partial t} = 0, dI_{dc} < 0 \right) \\ &= a_d^{\text{old}} \left(\frac{\partial dI_{dc}}{\partial t} \neq 0 \right) \end{aligned}$$

在此，“gad”为学习增益。

如此，在第2实施方式中，使得满足“公式 27”地设定使电动机参数设定单元4的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等，基于这些参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”，旋转角检测单元11的检测结果等，对从d轴电流指令单元2所输出的d轴电流指令“Idco”、从q轴电流指令单元3所输出q轴电流指令“Iqco”进行校正。而且，使包含在电动机10的转矩“T”中的 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量为零，并基于由电流指令值校正单元5所产生的电流指令校正信号“dIc”的时间微分成为零时的脉动“dFrf”，通过校正参数学习单元22，对参数“pd”、“ad”进行调整。因此，能够抑制 $6 \times n$ 和 $6 \times (n+1)$ 的脉动分量等，使电动机10的脉动分量大幅度地减小，并能够使电动机10的振动、噪声大幅度地减小。

还有，虽然第2实施方式中，通过校正参数学习单元22的学习动作，直接对由电流指令值校正单元5所使用的参数“pd”、“ad”进行调整，但是也可以通过校正参数学习单元22，在显示装置等的报警装置中对学习后的参数“pd”、“ad”进行显示，在让操作员等确认之后，由操作员对

电动机参数设定单元 4 进行操作，对由该电动机参数设定单元 4 所设定的参数“pd”、“ad”进行变更。

第 3 实施方式

图 6 是表示本发明的控制装置的第 3 实施方式的框图。还有，在该图中，在与图 2 的各部分相对应的部分附加相同的符号。

示于该图中的控制装置 1c 与示于图 2 中的控制装置 1a 不同之点，在于设置有：脉动估计单元 31，其基于从电流控制单元 6 所输出的 d 轴电压指令“Vd”、q 轴电压指令“Vq”、由电流检测单元 9 所检测出的电流值（从 3 相 2 相变换单元 12 所输出的电流信号“Idf”、“Iqf”）对应于由旋转角检测单元 11 所检测出的旋转角“ θ_e ”的旋转角“ ω ”，估计电动机 10 的脉动“dTfdt”；和校正参数学习单元 32，其根据估计出的脉动“dTfdt”而在由电流指令校正单元 5 所使用的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”之中，学习与电动机 10 的振动、噪声关联的参数，例如参数“ad”、“pd”等。

接着，参照图 7，对脉动估计单元 31、电流指令校正单元 5、校正参数学习单元 32 的详细动作进行说明。

在脉动估计单元 31 中，根据对应于从电流控制单元 6 所输出的 d 轴电压指令“Vdc”、d 轴电压指令“Vqc”的电压指令“Vq”、“Vq”、从 3 相 2 相变换单元 12 所输出的电流信号“Idf”、“Iqf”和从旋转角检测单元 11 所输出的旋转角“ ω ”，估计电动机 10 的脉动“dTfdt”。

此时，在脉动估计单元 31 中，例如采用下式，根据电压指令值“Vq”、“Vq”、电流信号“Idf”、“Iqf”和旋转角“ ω ”，估计感应电压“Edf”、“Eqf”。

“公式 30”

$$\begin{pmatrix} E_{df} \\ E_{qf} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + s \times L_d & -\omega \times L_q \\ \omega \times L_d & R_a + s \times L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{df} \\ I_{qf} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}$$

在此，“Ra”为电枢 10 的绕组电阻，“Ld”、“Lq”分别为 d 轴、

q 轴的电感，由电动机参数设定单元 4 进行设定。

然后，根据估计出的感应电压“Edf”、“Eqf”、电流信号“Idf”、“Iqf”和旋转角“ ω ”，进行示于下式中的运算，估计由转矩的时间微分形式所表示的脉动“dTfdt”，输出到校正参数学习单元 32。

“公式 31”

$$dT_f dt = \frac{\partial T_f}{\partial t} = \frac{\partial \left(\frac{E_{df} \times I_{df} + E_{qf} \times I_{qf}}{\omega} \right) + (L_d - L_q) \times I_{df} \times I_{qf}}{\partial t}$$

在校正参数学习单元 32 中，采用由脉动估计单元 31 所估计出的脉动“dTfdt”，学习调整振幅“aq”和振幅相位“pq”。

此时，例如采用由电流指令值校正单元 5 所产生的电流指令校正信号“dIqc”的时间微分成为“0”（电流指令校正信号最大或最小）之时的脉动“dTfdt”，学习振幅相位“pq”，优化由电流指令值校正单元 5 所使用的参数“pq”。

“公式 32”

$$\begin{aligned} P_q^{new} &= P_q^{old} + g_{pq} \times dT_f dt \left(\frac{\partial dI_{qc}}{\partial t} = 0, dI_{qc} > 0 \right) \\ &= P_q^{old} - g_{pq} \times dT_f dt \left(\frac{\partial dI_{qc}}{\partial t} = 0, dI_{qc} < 0 \right) \\ &= P_q^{old} \left(\frac{\partial dI_{qc}}{\partial t} \neq 0 \right) \end{aligned}$$

在此，“gpq”为学习增益。

并且，例如采用电流指令校正信号“dIqc”的时间微分成为“0”之时的脉动“dTfdt”，学习调整振幅“aq”，优化由电流指令值校正单元 5 所使用的参数“aq”。

“公式 33”

$$\begin{aligned}
 a_q^{new} &= a_q^{old} + g_{aq} \times dT_f dt \left(dI_{qc} = 0, \frac{\partial dI_{qc}}{\partial t} > 0 \right) \\
 &= a_q^{old} - g_{aq} \times dF_f dt \left(dI_{qc} = 0, \frac{\partial dI_{qc}}{\partial t} < 0 \right) \\
 &= a_q^{old} \quad (dI_{qc} \neq 0)
 \end{aligned}$$

在此，“gaq”为学习增益。

如此，在第3实施方式中，基于从电流控制单元6所输出的d轴电压指令“Vd”、q轴电压指令“Vq”、由电流检测单元9所检测出的电流值（从3相2相变换单元12所输出的电流信号“Idf”、“Iqf”）和对应于由旋转角检测单元11所检测出的旋转角“ θ_e ”的旋转角“ ω ”，使用“公式29”“公式30”、“公式31”，对电动机10的脉动“dTfdt”进行估计，同时基于由电流指令值校正单元5所产生的电流指令校正信号“dIqc”的时间微分成为零时的脉动“dFrf”，通过校正参数学习单元22，对参数“pq”、“aq”进行调整。因此，能够抑制 $6 \times n$ 和 $6 \times (n+1)$ 的脉动分量等，使电动机10的脉动分量大幅度地减小，而且不用在电动机10安装脉动检测单元等，仅由装置内部的修改作业，就能够使电动机10的振动、噪声大幅度地减小（权利要求3的效果）。

第4实施方式

图8是表示本发明的控制装置的第4实施方式的框图。还有，在该图中，在与图2的各部分相对应的部分附加相同的符号。

示于该图中的控制装置1d与示于图2中的控制装置1a不同之点，在于设置有：对电动机10的温度“temp”进行检测的温度检测单元41，和由所检测出的温度“temp”对电流指令校正单元5的各校正参数，例如校正参数“Ke”、“K5”、...等进行变更的校正参数变更单元42。

接着，参照图9，对温度检测单元41、校正参数变更单元42的详细动作进行说明。

首先，在温度检测单元41中，检测电动机的温度“temp”，输出到校正参数变更单元16。

在校正参数变更单元 16 中，根据检测出的温度“temp”，变更对应于温度“temp”的电动机参数“Ke”、“K5”、...等，变更包括这些电动机参数“Ke”、“K5”、...等的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等。

此时，若设“公式 7”的感应电压“Eu”的系数为温度“temp”的函数，则成为下式。

“公式 34”

$$E_u(\theta_e) = -\omega \times Ke(\text{temp}) \times (\sin(\theta_e) + K5(\text{temp}) \times \sin(5 \times \theta_e) + \dots)$$

然后，在感应电压“Eu”的系数为温度“temp”的函数的情况下，因为当求出消除转矩脉动的 d 轴电流指令值“Idc”、q 轴电流指令值“Iqc”时所使用的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等也成为温度“temp”的函数，所以根据检测出的温度“temp”，按与前述“公式 23”的导出顺序同样的顺序，变更参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”。

如此，在第 4 实施方式中，通过温度检测单元 41，对电动机 10 的温度“temp”进行检测，同时通过校正参数变更单元 42，对成为温度“temp”的函数的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”进行变更。因此，根据电动机 10 的温度“temp”，优化参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等，使 d 轴电流指令值“Idc”、q 轴电流指令值“Iqc”进行校正，即使在电动机 10 的温度发生了变化的情况下，也能够将转矩脉动抑制为最小。

第 5 实施方式

图 10 是表示本发明的控制装置的第 5 实施方式的框图。还有，在该图中，在与图 2 的各部分相对应的部分附加相同的符号。

示于该图中的控制装置 1e 与示于图 2 中的控制装置 1a 不同之点，在于设置有：对运转条件进行设定的运转条件设定单元 51，和根据运转条件切换电流指令校正单元 5 的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等的校正参数切换单元 52。

接着，参照图 11，对运转条件设定单元 51、校正参数切换单元 52 的

详细的动作进行说明。

根据运转条件，对运转条件设定单元 51 进行操作，并使设置于校正参数切换单元 52 的各接点的任一接点为导通状态，切换由电流指令校正单元 5 所使用的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等。

参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等的切换，例如，可由条件设定单元 51，在转矩脉动减小运转、振动、噪声减小运转中，指定任何一项，使得对应于指定内容地切换参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等。

例如，在使转矩脉动减小的情况下，使得满足下式。

“公式 35”

$$\begin{pmatrix} T_{6ms}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ T_{6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

并且，在使振动、噪声减小的情况下，使得满足下式。

“公式 36”

$$\begin{pmatrix} F_{r6ms}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{r6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

由此，能够例如在深夜，主要以电动机 10 的振动、噪声的减小为目标而使电动机 10 进行运转，而在白天，则主要以电动机 10 的旋转不匀减小为目标而使电动机 10 进行运转。

并且，作为运转条件，例如也可以在低速以转矩脉动减小为主，而在高速则以振动、噪声减小等为主，通过旋转速度等而适当切换。

如此，在第 5 实施方式中，根据运转条件，对运转条件设定单元 51 进行操作，并使设置于校正参数切换单元 52 的各接点的任一接点为导通状态，对由电流指令校正单元 5 所使用的参数“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等进行切换。因此，根据运转内容，能够选择对应于各运转条件的最佳的

参数” ad”、“pd”、“aq”、“pq”等，能够实现转矩脉动的减小和振动、噪声的减小等。

第6实施方式

图12是表示本发明的控制装置的第6实施方式的框图。

示于该图中的控制装置1f，具备：输出d轴电流指令“Idco”的d轴电流指令单元61，输出q轴电流指令“Iqco”的q轴电流指令单元62，和设定线性电动机69的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等的电动机参数设定单元63。

并且，该控制装置1f，具备：对线性电动机69的电角度“ θ_e ”进行检测的电角度检测单元70；对线性电动机69的3相电流进行检测，将输出电流信号“Iuf”、“Ivf”、“Iwf”输出的电流检测单元68；基于从电流检测单元68所输出的输出电流信号“Iuf”、“Ivf”、“Iwf”，算出d轴电流信号“Idf”、q轴电流信号“Iqf”的3相/2相变换单元71。

而且，该控制装置1f，具备：基于从电动机参数设定单元63所输出的线性电动机69的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”、电角度检测单元70的检测结果，对从d轴电流指令单元61所输出的d轴电流指令“Idco”、从q轴电流指令单元62所输出q轴电流指令“Iqco”进行校正，输出d轴电流指令值“Idc”、q轴电流指令值“Iqc”的电流指令值校正单元64；基于从电流指令校正单元64所输出的d轴电流指令值“Idc”、q轴电流指令值“Iqc”、从3相/2相变换单元71所输出的d轴电流信号“Idf”、q轴电流信号“Iqf”，算出d轴电压指令“Vdc”、q轴电压指令“Vqc”的电流控制单元65；基于从电流控制单元65所输出的d轴电压指令“Vdc”、q轴电压指令“Vqc”，算出3相的电压指令值“Vu”、“Vv”、“Vw”进行运算的2相/3相变换单元66；和基于从2相/3相变换单元66所输出的电压指令值“Vu”、“Vv”、“Vw”，输出激励电压而驱动线性电动机69的激励单元67。

进而，该控制装置1f，具备：对线性电动机69的振动或噪声进行检测而输出脉动“dFrf”的脉动检测单元72；和校正参数学习单元73，其基于脉动检测单元72的输出，在由电流指令值校正单元64所使用的参数“n”、

“ad”、“pd”、“aq”、“pq”之中，学习与线性电动机 69 的振动、噪声关联的参数，例如参数“ad”、“pd”等。

接着，参照图 12、图 13 对控制装置 1f 的动作进行说明。

线性电动机 69 的电角度“ θ_e ”，通过线性标度等的电角度检测单元 70 所检测，输入对速度进行控制的速度控制系统（通过 d 轴电流指令单元 61，q 轴电流指令单元 62，电流指令值校正单元 64 所构成的部分）74。

在速度控制系统 64 中，基于从电角度检测单元 70 所输出的电角度“ θ_e ”，计算线性电动机 69 的实际速度，根据该速度与速度指令值的速度偏差信号，产生 d 轴电流指令值“Idc”、q 轴电流指令值“Iqc”，输出到电流控制单元 65。

并且，电流指令校正单元 8 按叙述于以下的顺序，使垂直于推力的方向（Z 方向）的振动减小，同时使得振动方向的力的脉动“dFr_f”变小地进行校正。

首先，通过电流指令校正单元 64，对从 d 轴电流指令单元 61 所输出的 d 轴电流指令“Idc”、从 q 轴电流指令单元 62 所输出 q 轴电流指令“Iqc”进行校正，当产生电流指令校正信号“dIdc”、d 轴电流指令值“Idc”、q 轴电流指令值“Iqc”等时，线性电动机 69 产生的振动方向的力“F_z”，成为如下式的电角度“ θ_e ”的常数项、 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量之和。

“公式 37”

$$\begin{aligned} F_z = & F_{z0}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ & + F_{z6ns}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \sin(6 \times n \times \theta_e) + F_{z6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \cos(6 \times n \times \theta_e) \\ & + F_{z6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \sin(6 \times (n+1) \times \theta_e) \\ & + F_{z6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \times \cos(6 \times (n+1) \times \theta_e) \end{aligned}$$

在此，“Z”为振动方向。

根据上式，可求出满足下式的调整振幅“ad”、“aq”和调整相位“pd”、“pq”的初始值。

“公式 38”

$$\begin{pmatrix} F_{z6na}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{z6nc}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{z6(n+1)s}(a_d, p_d, a_q, p_q) \\ F_{z6(n+1)c}(a_d, p_d, a_q, p_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

并且，在脉动检测单元 72 中，检测振动或噪声 “dFrf”，输出到校正参数学习单元 22。

在校正参数学习单元 22 中，采用由脉动检测单元 21 检测到的振动或噪声 “dFrf”，学习调整振幅 “ad” 和调整相位 “pd”。

此时，例如如下式地，采用电流指令校正信号 “dIdc” 成为 “0”（电流指令校正信号最大或最小）之时的振动或噪声 “dFrf”，学习调整相位 “pd”，优化由电流指令值校正单元 5 所使用的参数 “pd”。

“公式 39”

$$\begin{aligned} P_d^{new} &= P_d^{old} + g_{pd} \times dF_{zf} \left(dI_{dc} = 0, \frac{\partial I_{dc}}{\partial t} > 0 \right) \\ &= P_d^{old} - g_{pd} \times dF_{zf} \left(dI_{dc} = 0, \frac{\partial I_{dc}}{\partial t} < 0 \right) \\ &= P_d^{old} \quad (dI_{dc} \neq 0) \end{aligned}$$

在此，“gpd”为学习增益，“old”为学习前的值，“new”为学习后的值。

并且，例如如下式地，采用电流指令校正信号 “dIdc” 的时间微分成为 “0” 之时的振动或噪声 “dFrf” 而学习调整振幅 “ad”，优化由电流指令值校正单元 5 所使用的参数 “ad”。

“公式 40”

$$\begin{aligned} a_d^{new} &= a_d^{old} + g_{ad} \times dF_{zf} \left(\frac{\partial I_{dc}}{\partial t} = 0, dI_{dc} > 0 \right) \\ &= a_d^{old} - g_{ad} \times dF_{zf} \left(\frac{\partial I_{dc}}{\partial t} = 0, dI_{dc} < 0 \right) \\ &= a_d^{old} \quad \left(\frac{\partial I_{dc}}{\partial t} \neq 0 \right) \end{aligned}$$

在此，“gad”为学习增益。

如此地，在第6实施方式中，使得满足“公式38”地，对电动机参数设定单元63的参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”等进行设定，基于这些参数“n”、“ad”、“pd”、“aq”、“pq”，电角度检测单元70的检测结果等，对从d轴电流指令单元61所输出的d轴电流指令“Idco”、从q轴电流指令单元62所输出q轴电流指令“Iqco”进行校正，并使包含在线性电动机69产生的振动方向的力“Fz”中的 $(6 \times n) f$ 正弦分量、 $(6 \times n) f$ 余弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 正弦分量、 $(6 \times (n+1)) f$ 余弦分量为零，同时基于由电流指令值校正单元64所产生的电流指令校正信号“dIdc”的时间微分成为零之时的脉动“dFrf”，通过校正参数学习单元73，对参数“pd”、“ad”进行调整。因此，能够抑制 $6 \times n$ 和 $6 \times (n+1)$ 的脉动分量等，使线性电动机69的脉动分量大幅度地减小，并且能够使线性电动机69的振动、噪声大幅度地减小。

还有，虽然在第6实施方式中，对线性电动机69进行控制，但是也可以对如此的线性电动机69以外的电动机，例如盘马达等的、产生正交于推力的加振力的电动机等进行控制。

若依照于本发明，则能够对供给电动机的输出电流的波形进行整形，能够使电动机的转矩脉动大幅度地减小。其结果，能够使电动机的振动、噪声减小。

并且，能够对供给线性电动机的输出电流的波形进行整形，能够使由线性电动机产生的Z方向的力度变动大幅度地减小。其结果，能够使线性电动机的振动、噪声减小。

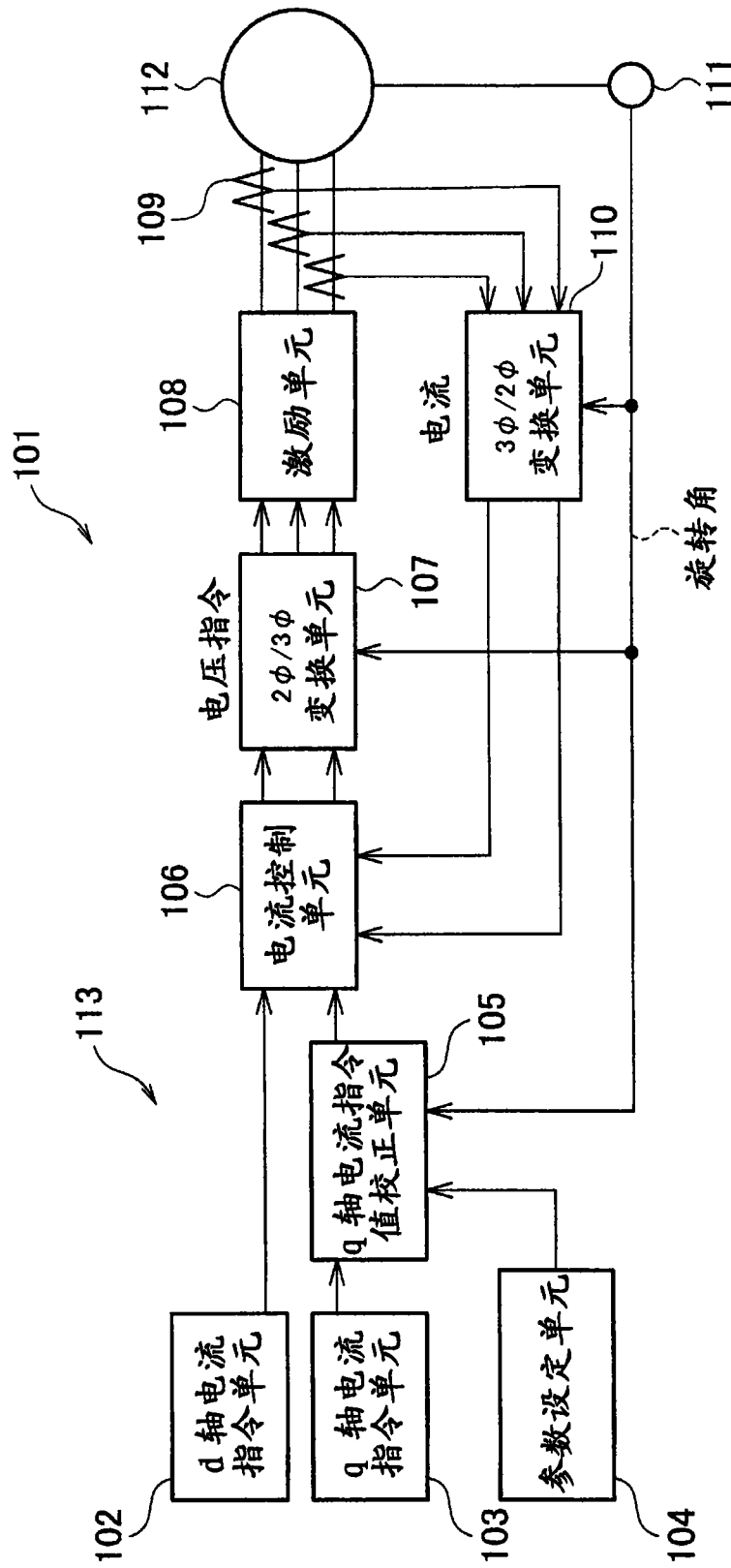


图 1

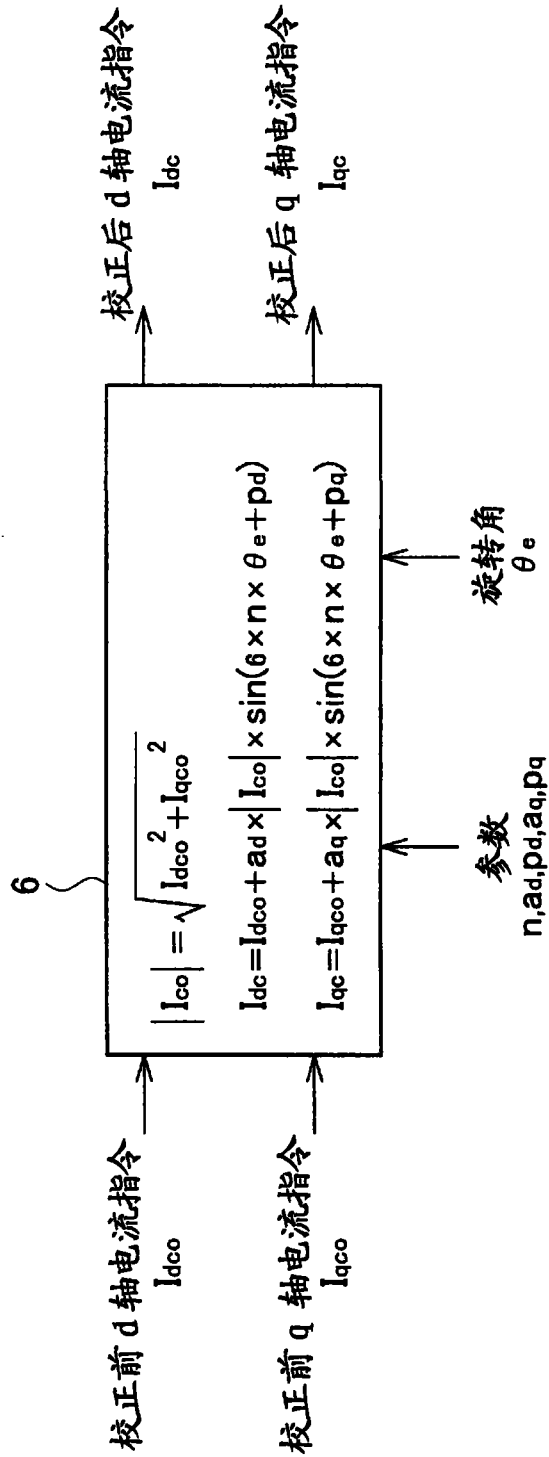


图 3

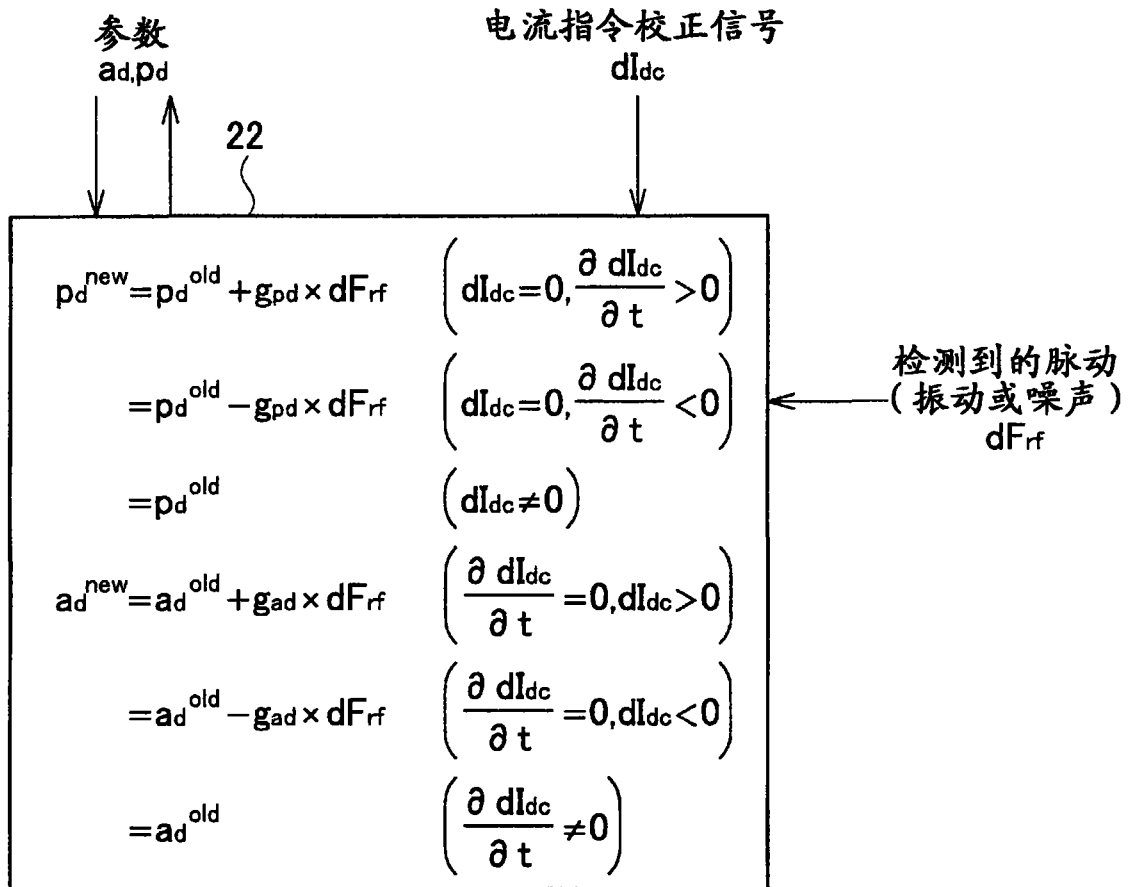


图 5

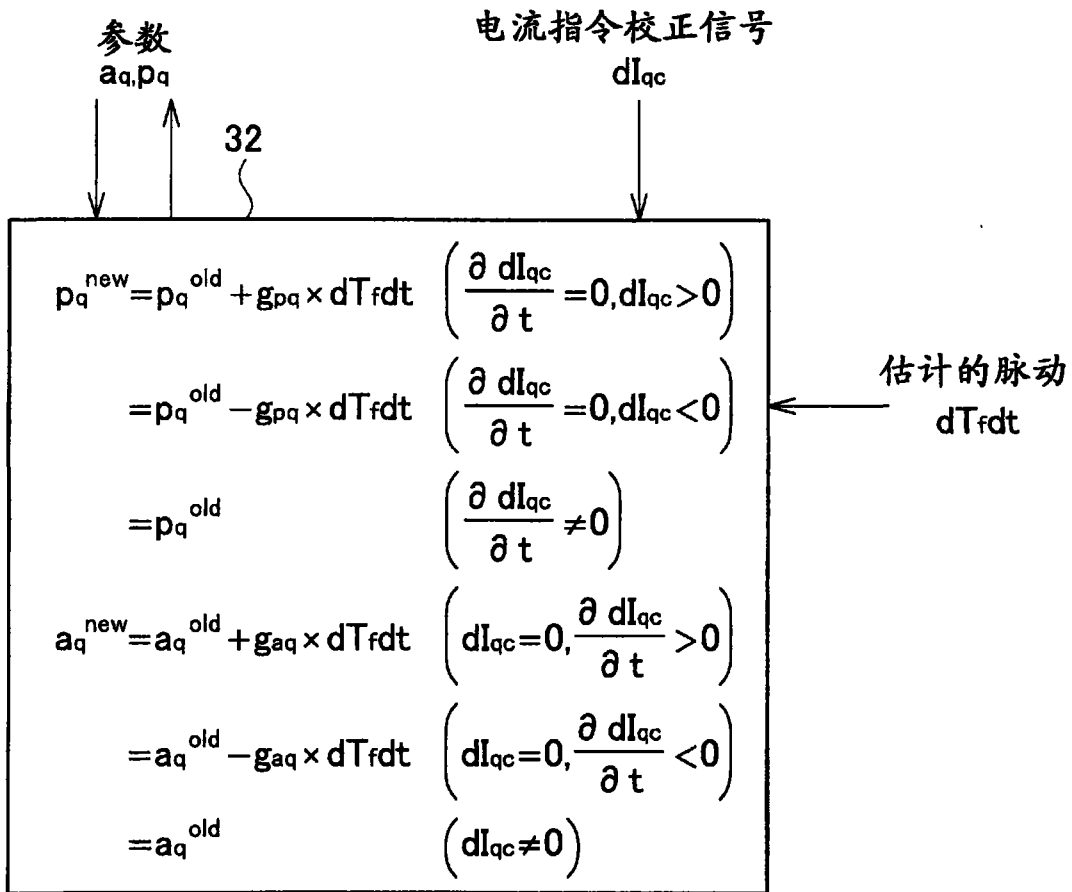


图 7

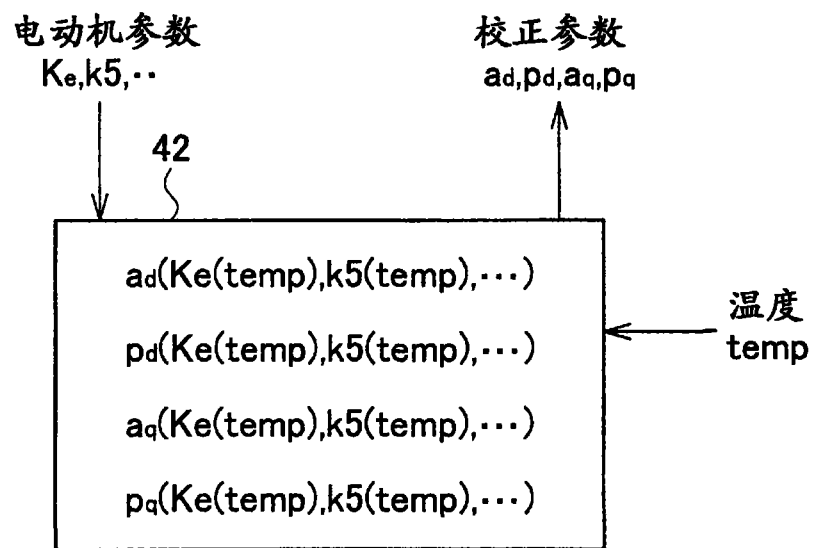


图 9

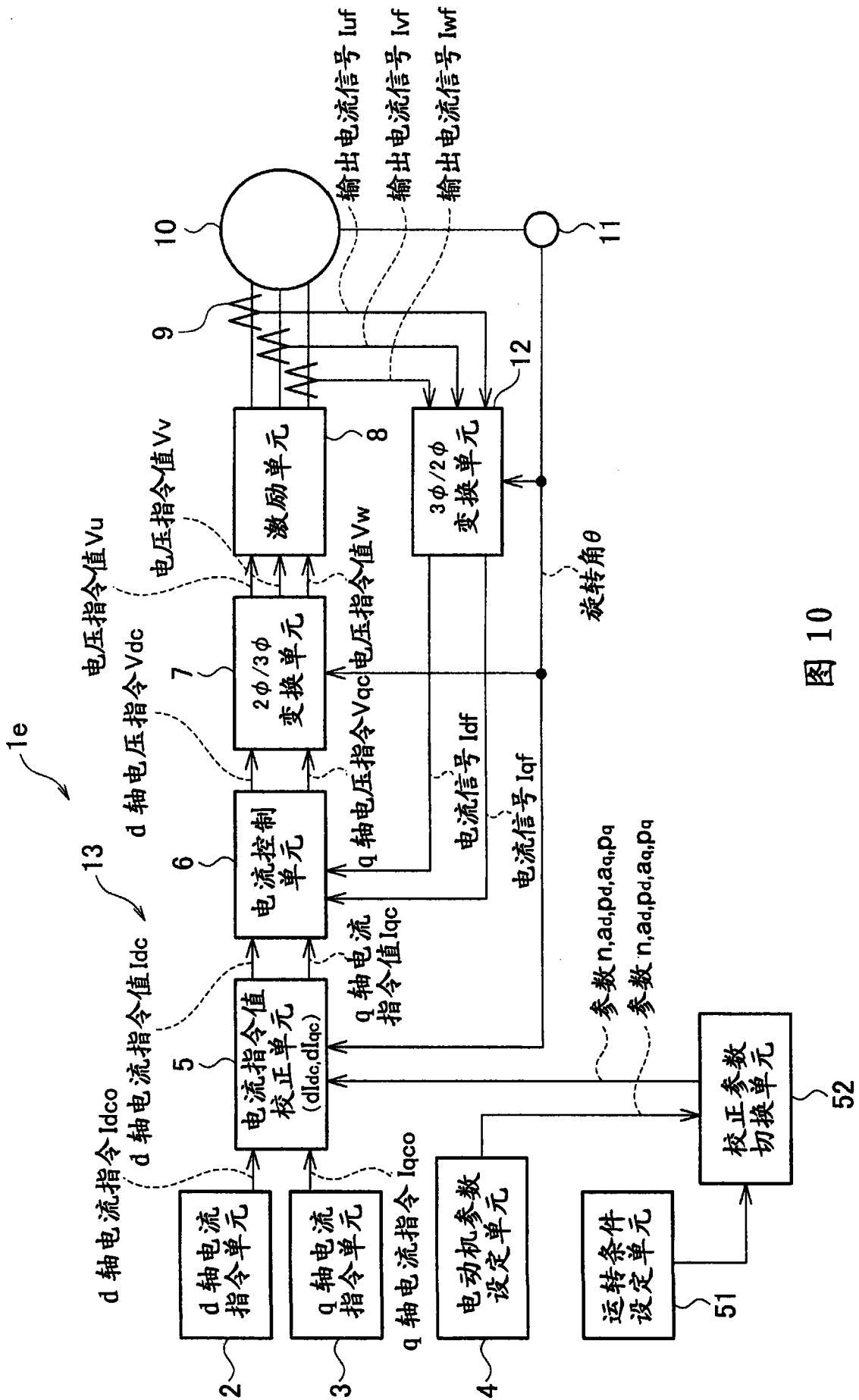


图 10

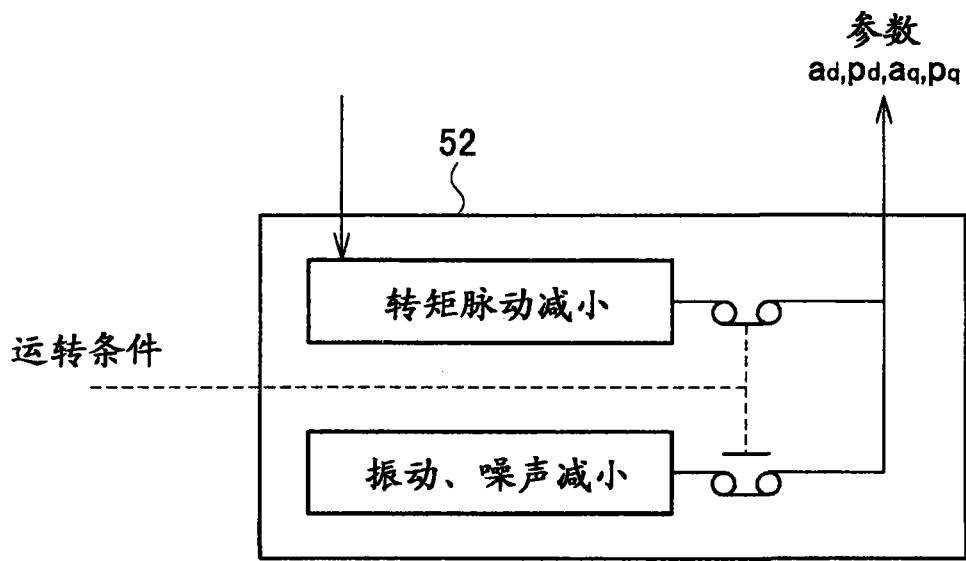


图 11

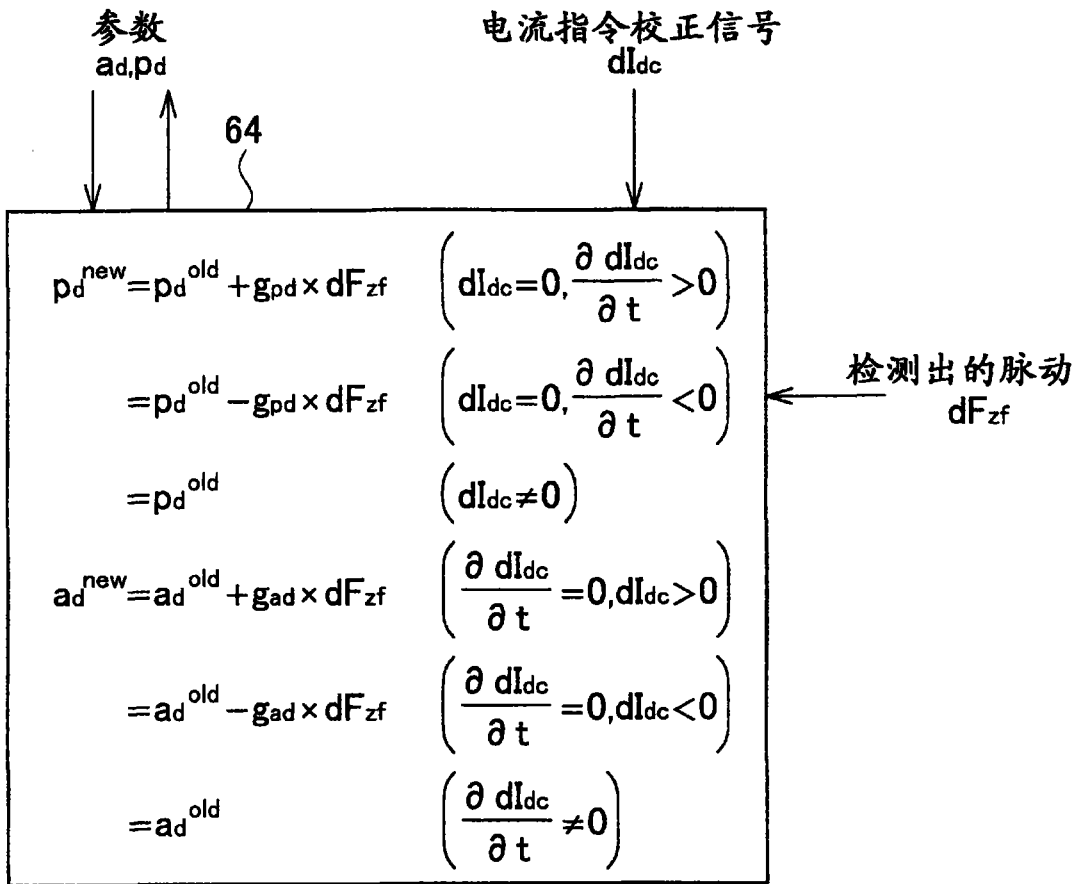


图 13