



(45)授权公告日 2018.03.20

权利要求书1页 说明书11页 附图8页

The diagram illustrates a multi-order sliding mode control system for a motor. The main components and their interconnections are as follows:

- Reference Torque (T^*):** The input to the system.
- PI Controller (1):** Processes T^* to generate a reference current i_{dq}^* .
- Coordinate Transformations (11, 12, 13, 14, 15):**
 - 11:** Converts i_{dq}^* to the $\alpha\beta$ frame.
 - 12:** Converts i_{dq}^* to the dq frame.
 - 13:** Converts the reference current i_{dq}^* to the uvw frame.
 - 14:** Converts the reference current i_{dq}^* to the dq frame.
 - 15:** Converts the reference current i_{dq}^* to the abc frame.
- Motor Model (2):** Receives the uvw frame reference current and the motor's actual current i_{uvw} to produce the motor's mechanical output T .
- Phase-Locked Loop (3):** Receives the motor's mechanical output T and the reference current i_{dq}^* to produce the phase angle θ .
- Multi-Order Sliding Mode Controller (4, 5, 6):**
 - 4:** Receives the reference current i_{dq}^* and the motor's actual current i_{dq} to produce the reference current i_{dq}^* .
 - 5:** Receives the reference current i_{dq}^* and the motor's actual current i_{dq} to produce the reference current i_{dq}^* .
 - 6:** Receives the reference current i_{dq}^* and the motor's actual current i_{dq} to produce the reference current i_{dq}^* .

1. 一种控制装置,通过电流控制部根据电流命令值以及基于电流传感器的电流检测值而生成电压命令值,其中:

所述控制装置被构造成为,将所述电压命令值输入设备模型部并且计算虚拟电流值,将所述虚拟电流值经由坐标变换部输入周期性干扰观测器并且在所述周期性干扰观测器中计算补偿值,经由坐标逆变换部将计算出的所述补偿值与所述电流检测值叠加,并且校正所述电流传感器的所述电流检测值。

2. 根据权利要求1所述的控制装置,其中:

设置电流传感器误差估计部,该电流传感器误差估计部包括偏置误差计算部和增益误差计算部,通过将所述补偿值与所述电流检测值叠加而得到的值和所述电流检测值分别输入所述偏置误差计算部和所述增益误差计算部并且计算偏置误差和增益误差,而基于各自的计算出的误差信号来估计所述电流传感器中的误差。

3. 根据权利要求2所述的控制装置,其中:

在所述电流传感器的输出侧设置电流误差运算部,在所述电流传感器误差估计部的输出侧设置通过开关来存储电流传感器误差估计值的存储器,开关连接到来自所述周期性干扰观测器的所述补偿值的输出侧,并以切换方式输出存储于所述存储器的所述电流传感器误差估计值或来自所述周期性干扰观测器的所述补偿值,并且

当连接到所述存储器的所述开关导通时,所述电流误差运算部基于存储于所述存储器的所述电流传感器误差估计值来校正所述电流检测值。

4. 根据权利要求1或2所述的控制装置,其中:

基于转矩控制命令值生成所述电流命令值,在所述电流传感器的输出侧设置电流误差运算部,所述设备模型部对输出转矩的估计值进行输出,通过将所述输出转矩的所述估计值与所述转矩控制命令值进行比较使误差减小而得到的值被输出到所述电流误差运算部。

5. 一种控制装置,通过电流控制部根据电流命令值以及基于电流传感器的电流检测值而生成电压命令值,其中:

所述电流传感器执行两相检测,在所述电流传感器的输出侧设置电流误差运算部,所述控制装置将所述电压命令值输入设备模型部并且计算虚拟电流值,将所述虚拟电流值经由函数分量检测部输入周期性干扰观测器,将由所述周期性干扰观测器计算出的补偿值和所述虚拟电流值输入补偿值/误差变换部并且计算电流传感器误差估计值,将所述电流传感器误差估计值输入所述电流误差运算部并且校正所述电流传感器的所述电流检测值。

6. 根据权利要求5所述的控制装置,其中:

所述周期性干扰观测器的输出侧经由开关连接到所述电流误差运算部,在所述周期性干扰观测器的所述输出侧设置存储所述补偿值的存储器,当振荡抑制控制收敛时,基于存储于所述存储器的所述补偿值,校正所述电流检测值。

7. 根据权利要求5所述的控制装置,其中:

基于转矩控制命令值生成所述电流命令值,所述设备模型部对输出转矩的估计值进行输出,并且通过将所述输出转矩的所述估计值与所述转矩控制命令值进行比较使误差减小而得到的值被输出到所述电流误差运算部。

控制装置

技术领域

[0001] 本发明涉及具有针对电流传感器的误差校正功能的控制装置。

背景技术

[0002] 作为对周期性干扰的出现的抑制控制,存在电力接收和变换设施中的电力系统控制、使用机器人的定位控制、用于功率计系统的轴向转矩共振抑制、电机壳体的振荡抑制(与电动车、升降机等乘坐舒适度相关)等,并且要求以高精度抑制各个产品中的周期性干扰。

[0003] 例如,电机在电机理论上产生转矩脉动,而这造成了诸如振荡、噪声、对乘坐舒适度的不利效果、以及电子和机械共振等各种问题。特别地,在内嵌磁体的PM电机中,以复合方式产生齿槽转矩脉动和磁阻转矩脉动。作为对其的对策,已经提出了用周期性干扰观测器补偿法作为抑制转矩脉动的控制方法。

[0004] 图8示出关于专利文献1和非专利文献1中公开的周期性干扰观测器中的第n阶转矩脉动频率分量的控制框图。

[0005] 附图标记1表示转矩脉动补偿值计算部。通过将正弦波/余弦波的控制命令 r_n (一般为0)与由周期性干扰观测器3得到的估计值 dT_{A_n} 、 dT_{B_n} 之差分别乘以正弦波值/余弦波值,然后通过将这些乘积值相加,转矩脉动补偿值计算部生成转矩脉动补偿命令 T_{c_n} ,并且将它输出到控制目标(控制对象)2。在控制目标2中,会出现周期性干扰(下文中,被称为周期性干扰 dT_n)。例如,如果控制目标(待控制对象)是电机,则由于齿槽转矩导致的与转速同步的干扰即转矩脉动相当于周期性干扰,并且造成振荡或噪声。

[0006] 周期性干扰观测器3是抑制周期性干扰 dT_n 的观测器。通过使用针对各频率分量以复矢量来表达干扰的系统识别模型作为干扰观测器的逆系统模型,周期性干扰观测器3直接估计控制目标的频率的干扰并且对干扰进行补偿。

[0007] 通过该补偿,尽管控制构造相对简单,不论目标频率的阶数是多少也都能够实现好的抑制效果。

[0008] 关于系统识别模型 $\hat{P}_n$ 的获取,在进行控制之前,事先针对控制目标的设备 $P_n(=P_{An}+jP_{Bn})$ (作为待控制对象的设备 $P_n(=P_{An}+jP_{Bn})$)进行系统识别,并且用采用一维复矢量形式的等式(1)来表达该模型。

[0009] $\hat{P}_n = \hat{P}_{An} + j\hat{P}_{Bn}$ (1)

[0010] 在此,下标n表示第n阶分量,任何变量是被表达为 $X_n = X_{An} + jX_{Bn}$ 的复矢量。

[0011] 例如,在对每1Hz用复矢量表达从1Hz至1000Hz的系统识别结果的情况下,可使用包括1000个一维复矢量元素的表来表达系统。可选地,该系统可以由识别结果的数学表达式来表达。在这两种方法中的任一种中,可用简单的一维复矢量来表达对于特定频率分量的系统模型。

[0012] 在此,不仅系统识别模型,而且在以上描述中提到的 $\hat{P}_n$ 、 r_n 、 dT_n 、 $d\hat{T}_n$ 和 T_n 也是被表达为 $X_n = X_{An} + jX_{Bn}$ 的复矢量。

[0013] 由于电机的转矩脉动是按照旋转相位 θ [弧度]而周期性生成的干扰,因此作为周期性干扰观测器3的控制,周期性干扰观测器3通过使用转矩脉动频率分量提取手段来执行到任意阶数 n (电气旋转频率的整数倍(或整倍))的余弦系数 T_{An} 和正弦系数 T_{Bn} 的转换。尽管有傅里叶变换等作为频率分量的准确的测量手段,但在图8中最重要的是简易性,并且通过使设备输出值经过作为傅里叶变换的一种简化的低通滤波器 $G_F(s)$,来提取周期性干扰 dT_n 的抑制目标的频率分量。将该提取的频率分量与用提取的系统识别模型的倒数 P^{-1} 所表达的逆系统相乘,基于与已经过低通滤波器 $G_F(s)$ 的控制命令值之差来估计周期性干扰 dT_n 并且将周期性干扰 dT_n 作为周期性干扰估计值 $\hat{dT}_n (= \hat{dT}_{An} + j\hat{dT}_{Bn})$ 输出到转矩脉动补偿值计算部1,然后,通过从控制命令 r_n 减去估计值来抑制周期性干扰 dT_n 。

[0014] 专利文献1:国际公开W02010/024195A1

[0015] 非专利文献1:Torque Ripple Suppression Control Method based on Periodic Disturbance Observer with Complex Vector Representation for Permanent Magnet Synchronous Motors(基于用复向量表达的周期性干扰观测器的对于永磁体同步电机的转矩脉动抑制控制方法),IEEJ Journal of Industry Applications D第132卷,第1期,第84至93页(2012)

发明内容

[0016] 有多种因素造成作为控制装置的逆变器驱动装置中的周期性干扰,电流传感器中的偏置和增益误差是造成周期性干扰的因素之一。偏置误差主要生成 $1f$ 的同步频率的周期性干扰,增益误差主要生成 $2f$ 的周期性干扰。

[0017] 本发明的目的在于提供具有校正电流传感器中的增益和偏置误差的功能的控制装置。

[0018] 根据本发明的一个方面,一种控制装置,通过电流控制部根据电流命令值以及基于电流传感器的电流检测值而生成电压命令值,所述控制装置被构造成为,将所述电压命令值输入设备模型部并且计算虚拟电流值,将所述虚拟电流值经由坐标变换部输入周期性干扰观测器并且在所述周期性干扰观测器中计算补偿值,经由坐标逆变换部将计算出的所述补偿值与所述电流检测值叠加,并且校正所述电流传感器的所述电流检测值。

[0019] 根据本发明的另一方面,设置电流传感器误差估计部,该电流传感器误差估计部包括偏置误差计算部和增益误差计算部,通过将所述补偿值与所述电流检测值叠加而得到的值和所述电流检测值分别输入所述偏置误差计算部和所述增益误差计算部并且计算偏置误差和增益误差,而基于各自的计算出的误差信号来估计所述电流传感器中的误差。

[0020] 根据本发明的又一方面,在所述电流传感器的输出侧设置电流误差运算部,在所述电流传感器误差估计部的输出侧设置通过开关来存储电流传感器误差估计值的存储器,开关连接到来自所述周期性干扰观测器的所述补偿值的输出侧,并以切换方式输出存储于所述存储器的所述电流传感器误差估计值或来自所述周期性干扰观测器的所述补偿值,并且当连接到所述存储器的所述开关导通时,所述电流误差运算部基于存储于所述存储器的所述电流传感器误差估计值来校正所述电流检测值。

[0021] 根据本发明的又一方面,一种控制装置,通过电流控制部根据电流命令值以及基于电流传感器的电流检测值而生成电压命令值,所述电流传感器执行两相检测,在所述电

流传感器的输出侧设置电流误差运算部,控制装置将所述电压命令值输入设备模型部并且计算虚拟电流值,将所述虚拟电流值经由函数分量检测部输入周期性干扰观测器,将由所述周期性干扰观测器计算出的补偿值和所述虚拟电流值输入补偿值/误差变换部并且计算电流传感器误差估计值,将所述电流传感器误差估计值输入所述电流误差运算部并且校正所述电流传感器的所述电流检测值。

[0022] 根据本发明的又一方面,所述周期性干扰观测器的输出侧经由开关连接到所述电流误差运算部,在所述周期性干扰观测器的所述输出侧设置存储所述补偿值的存储器,当振荡抑制控制收敛时,基于存储于所述存储器的所述补偿值,校正所述电流检测值。

[0023] 根据本发明的又一方面,基于转矩控制命令值生成所述电流命令值,在所述电流传感器的输出侧设置所述电流误差运算部,所述设备模型部对输出转矩的估计值进行输出,通过将所述输出转矩的所述估计值与所述转矩控制命令值进行比较使误差减小而得到的值输出到所述电流误差运算部。

[0024] 根据本发明的又一方面,基于转矩控制命令值生成所述电流命令值,所述设备模型部对输出转矩的估计值进行输出,并且通过将所述输出转矩的所述估计值与所述转矩控制命令值进行比较使误差减小而得到的值输出到所述电流误差运算部。

附图说明

[0025] 图1是示出本发明的实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0026] 图2是示出本发明的另一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0027] 图3是示出本发明的又一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0028] 图4是示出本发明的又一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0029] 图5是示出本发明的又一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0030] 图6是示出本发明的又一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0031] 图7是示出本发明的又一实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0032] 图8是周期性干扰观测器的控制框图。

具体实施方式

[0033] 在对本发明进行说明之前,将对电流传感器误差对电流 i_{dq} 的影响以及在目标是电机的情况下对转矩的影响进行说明。

[0034] 关于逆变器驱动,作为检测用于控制电流的三相AC电流的方法,存在两种情况:一种是针对三相中的每相设置检测器的情况,另一种是针对两相设置检测器并且通过计算来确定剩余电流值的情况。由于在这些情况之间传感器误差的影响略有不同,因此将对其分开进行说明。

[0035] 1-1. 三相检测中的传感器误差的影响

[0036] 在三相检测方法中,电流传感器中的偏置和增益误差对 i_{dq} 和转矩的影响如下。

[0037] 首先,总体上,用等式(2)表达从电流 i_u 、 i_v 和 i_w 变换成 i_{dq} 的dq坐标变换式。在此, $Cn\theta$ 和 $Sn\theta$ 分别表示 $\cos(n\theta)$ 和 $\sin(n\theta)$ 。

[0038] [表达式1]

[0039]

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad (2)$$

[0040] 在此,当表示相位角并且I表示电流峰值时,用等式(3)表达电流 i_u 、 i_v 和 i_w 。

[0041] [表达式2]

[0042]

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ I \sin(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad (3)$$

[0043] 接下来,假设生成偏置误差 Δi_u 、 Δi_v 以及 Δi_w 和增益误差 α 、 β 和 γ ,用等式(4)表达具有检测误差的三相电流 i'_u 、 i'_v 和 i'_w 。

[0044] [表达式3]

[0045]

$$\begin{pmatrix} i'_u \\ i'_v \\ i'_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha-1) \cdot i_u \\ (\beta-1) \cdot i_v \\ (\gamma-1) \cdot i_w \end{pmatrix} \quad (4)$$

[0046] 关于存在偏置和增益误差的 id' 和 iq' ,可以将等式(2)至(4)展开为等式(5)。

[0047] [表达式4]

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} \\ &+ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\left(\Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \right) C_{1\theta} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \right) S_{1\theta} \right] \\ &+ \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot \left[\left(\alpha + \beta + \gamma - 3 \right) S_{\varphi} C_{2\theta} + \left(\alpha + \beta + \gamma - 3 \right) C_{\varphi} S_{2\theta} \right] \\ &+ \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot \left[\begin{aligned} &(\alpha-1) S_{\varphi} + (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma-1) \sin(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \\ &(\alpha-1) C_{\varphi} + (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma-1) \cos(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

[0049] 可用等式(6)表达等式(5),等式(6)中旋转同步频率 $1f$ 的项作为 id_{1f} 和 iq_{1f} , $2f$ 的项作为 id_{2f} 和 iq_{2f} ,并且常数项作为 D_d 和 D_q 。

[0050] [表达式5]

[0051]

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{1f} \\ iq_{1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{2f} \\ iq_{2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \end{pmatrix} \quad (6)$$

[0052] 根据上文,可根据等式(5)和(6)得知,对于 id_q ,偏置误差造成同步频率 $1f$ 的振荡,增益误差造成 $2f$ 和DC分量的振荡。

[0053] 1-2.两相检测中的传感器误差的影响

[0054] 接下来,在两相检测方法中,电流传感器中的偏置误差和增益误差对 i_d 和 i_q 的影响如下。

[0055] 在U相和V相是检测相的两相检测中,用等式(7)表达从电流 i_u 和 i_v 变换成 i_d 和 i_q 的dq坐标变换式。

[0056] [表达式6]

[0057]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \end{pmatrix} \quad (7)$$

[0058] 接下来,当生成了偏置误差 Δi_u 和 Δi_v 以及增益误差 α 和 β 时,误差对U相和V相的影响与等式(4)相同。

[0059] 在此,使用等式(8)根据 i_u 和 i_v 来计算 i_w 。

[0060] [表达式7]

[0061] $i'_w = -(i'_u + i'_v) \dots \dots \dots (8)$

[0062] 当关于存在偏置和增益误差的 i_d' 和 i_q' 来展开等式(3)、(4)、(7)和(8)时,得到等式(9)。另外,等式(9)也可被表达为等式(6)。

[0063] [表达式8]

[0064]

$$\begin{pmatrix} i_d' \\ i_q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \sqrt{2} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u C_{1\theta} - \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) C_{1\theta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u S_{1\theta} \end{pmatrix} + \frac{I}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} -\left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} + \left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \\ -\left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} - \left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \end{pmatrix} + \frac{I}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} (\alpha-\beta) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ -(\alpha-\beta) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad (9)$$

[0065] 如以上所说明的,在两相检测的情况下,也可根据等式(6)和(9)得知,对于 i_d ,偏置误差造成同步频率 $1f$ 的振荡,增益误差造成 $2f$ 和DC分量的振荡。

[0066] 2-1.传感器误差对转矩的影响

[0067] 将对应用目标是电机的情况下、在振荡状态下的 i_d 对转矩的影响进行说明。

[0068] 假设等式(6)中的电流 i_d 正在流动,可基于PM电机的通用转矩等式(10),用等式(11)表达输出转矩。

[0069] [表达式9]

[0070]

$$T = iq(\Phi + \Delta L id) \quad (10)$$

$$\Delta L = Ld - Lq$$

[0071] [表达式10]

[0072]

$$\begin{aligned}
 T &= iq'(\Phi + \Delta L id') \\
 &= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &\quad + \Delta L(id + id_{1f} + id_{2f} + D_d)(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &\quad + \Delta L(id_{1f}iq_{1f} + id_{1f}iq_{2f} + id_{1f}D_q + id_{1f}iq \\
 &\quad + id_{2f}iq_{1f} + id_{2f}iq_{2f} + id_{2f}D_q + id_{2f}iq \\
 &\quad + D_d iq_{1f} + D_d iq_{2f} + D_d D_q + D_d iq \\
 &\quad + idi q_{1f} + idi q_{2f} + id D_q + idi q)
 \end{aligned} \quad (11)$$

[0073] 在此, L_d 表示d轴电感, L_q 表示q轴电感, 表示交链磁通量。[0074] 在这种情况下, 在 $id \times iq$ 项中, 通过 $1f \times 1f$ 的乘法, 用等式 (12) 生成 $2f$, 通过 $2f \times 1f$ 的乘法, 用等式 (13) 生成 $1f$ 和 $3f$, 并且通过 $2f \times 2f$ 的乘法, 用等式 (12) 生成 $4f$ 。因此, 除了 idq 本身的 $1f$ 和 $2f$ 之外, 还生成高阶转矩脉动。[0075] (a) 在 $nf \times nf$ 的乘法中, 使用A至E作为常数。

[0076] [表达式11]

[0077]

$$\begin{aligned}
 (AC_n + BS_n)(DC_n + ES_n) &= ADC_n^2 + (AE + BD)S_n C_n + BES_n^2 \\
 &= AD\left(\frac{C_{2n} + 1}{2}\right) + (AE + BD)\left(\frac{S_{2n}}{2}\right) + BE\left(\frac{1 - S_{2n}}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (12)$$

[0078] (b) 在 $nf \times mf$ 的乘法中, 使用A至E作为常数。

[0079] [表达式12]

[0080]

$$\begin{aligned}
 (AC_n + BS_n)(DC_m + ES_m) &= ADC_n C_m + AEC_n S_m + BDS_n C_m + BES_n S_m \\
 &= AD\left(\frac{C_{n-m} + C_{n+m}}{2}\right) + AE\left(\frac{S_{n+m} - S_{n-m}}{2}\right) + BD\left(\frac{S_{n-m} + S_{n+m}}{2}\right) + BE\left(\frac{C_{n-m} - C_{n+m}}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (13)$$

[0081] 总结以上说明, 作为减少周期性干扰的方法, 专利文献1或非专利文献1中已提出周期性干扰观测器等。根据现有技术的方法, 例如, 在控制目标是电机的情况下, 通过以转矩作为控制目标 (以转矩为待控制的对象) 来生成补偿信号从而抑制转矩脉动。尽管以这种方式能够减少转矩脉动, 但需要在外侧设置转矩传感器。因为控制装置内的传感器误差是因素, 所以能够料想到, 如果能够适当地调节传感器增益和偏置或检测电流, 则能够在不使用不需要的测量装置的情况下减少转矩脉动。

[0082] 另外, 如等式 (11) 所表达的, 在转矩中还生成具有比 $1f$ 和 $2f$ 更高阶的转矩脉动。为了通过转矩补偿来抑制这些高阶转矩脉动, 除了 $1f$ 和 $2f$ 之外, 还需要将 $3f$ 和 $4f$ 添加为周期性干扰观测器PDO的目标频率, 因此计算负担增加。

[0083] 因此, 在本发明中, 在不使用转矩传感器而抑制计算负担增加的同时, 抑制因电流

传感器误差造成的周期性干扰。

[0084] 在此,由于电流传感器而导致出现的振荡不仅限于逆变器和电机的组合,而且是在使用电流传感器的控制装置(电力系统装置等)中也普遍出现的问题。因此,尽管以下描述的各实施例将以逆变器和电机为例进行说明,但各实施例还可应用于一般的控制装置。

[0085] 图1是电流检测误差校正的控制框图。附图标记1表示作为控制装置的逆变器,附图标记2表示作为控制目标(待控制对象)的电机,附图标记3表示周期性干扰观测器。逆变器1包括:变换部11,其将转矩命令值 T^* 变换成d和q轴的电流命令值 $i^*_{dq}(i_d, i_q)$;以及电流控制部12,其基于来自变换部11的输出电流 i^*_{dq} 与经由电流传感器15和三相/两相坐标变换部14检测到的信号 i_{dq} 之差,计算电压命令值 V_{dq}^{ref} 。

[0086] 附图标记4表示设备模型部,附图标记5表示坐标变换部,附图标记6表示坐标逆变换部,附图标记7表示旋转位置传感器,旋转位置传感器根据编码器波形abz来检测转子旋转角 θ 和旋转角速率 ω ,将旋转角 θ 输出到坐标变换部5、坐标逆变换部6和三相/两相坐标变换部14,并且将角速率 ω 输出到周期性干扰观测器3。在此,周期性干扰观测器中的 G_F 表示低通滤波器, di_{dq} 表示补偿 i_d 和 i_q 值,并且 di^*_{dq} 表示补偿 i_d 和 i_q 命令值。

[0087] 设备模型部4输入来自电流控制部12的输出命令 V_{dq}^{ref} 并且根据电机的电路方程式来计算虚拟电流值 $\hat{i}^*_{dq}(i_d, i_q)$,并且将该值设为振荡抑制目标。当在电流传感器中出现误差的情况下,电流控制部12在电流控制部12的响应范围内抑制检测到的 i_{dq} 的振荡。振荡量与命令 V_{dq}^{ref} 叠加,因此输出电流振荡并且表现为周期性干扰。出于此原因,在逆变器内部,对 i_{dq} 观测不到振荡。然而,通过对命令 V_{dq}^{ref} 运用设备模型部4的电路方程式(通过使命令 V_{dq}^{ref} 通过设备模型部4的电路方程式),可以观测振荡状态下的虚拟电流值 $\hat{i}^*_{dq}$ 。在目标是PM电机的情况下,设备模型部4的电路方程式采用等式(14)。

[0088] [表达式13]

[0089]

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R + sL_d} \cdot (v_d + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R + sL_q} \cdot (v_q - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Phi) \end{pmatrix} \quad (14)$$

[0090] 在此, R 表示电枢电阻, L_d 表示d轴电感, L_q 表示q轴电感, Φ 表示交链磁通量。

[0091] 关于用于设备模型部4的电路方程式的参数的精度,只要参数在周期性干扰观测器3的鲁棒性范围内,参数不必是高精度的。出于此原因,可以预先通过应用设计值等来计算周期性干扰观测器3的内部系统模型,而不一定需要通过实际测量的准确获取。

[0092] 接下来,为了提取虚拟电流值 $\hat{i}^*_{dq}$ 的目标频率分量,坐标变换部5执行根据等式(15)的谐波dq变换。

[0093] [表达式14]

[0094]

$$\begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (15)$$

[0095] 通过利用电流 i_d 和 i_q 始终相互正交的事实, i_{dn} 和 i_{qn} 被分别设置为周期性干扰观

测器3中的复数形式的抑制目标频率分量的实部和虚部,并且被处理为 $i_{dq_n} = i_{dn} + j i_{qn}$ 。

[0096] 下文中,根据周期性干扰观测器3的典型控制方法来计算补偿值。

[0097] 最后,坐标逆变换部6通过等式(16)的坐标系统逆变换将补偿值变换至dq坐标系。

[0098] [表达式15]

[0099]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} \quad (16)$$

[0100] 将由此得到的补偿电流检测值 i_{dq_c} 叠加在检测到的电流 i_{dq} 上并且将其设为补偿值 i_{dq}' ,并且得到与 $i \star dq$ 之差,然后将差输入电流控制部12。

[0101] 因此,根据本实施例,通过减少由于电流传感器误差而导致的周期性干扰,能够直接补偿电流检测值。

[0102] 图2是根据第二实施例的电流检测误差校正的框图。在图1所示的第一实施例中,尽管能够实现振荡抑制,但是无法直接得到电流传感器的误差值。在传感器误差不会频繁变化的情况下,如果对误差值进行学习并且直接补偿传感器的输出值,则从计算负担和控制响应的观点来说是有用的。因此,在本实施例中,对图1所示的功能追加具体地估计电流传感器误差的误差值的功能。

[0103] 在图2中,附图标记20表示电流传感器误差估计部,它包括偏差误差计算部21和增益误差计算部22。在此,周期性干扰观测器30是用于补偿包括图1中示出的变换部5和6的电流传感器误差的周期性干扰观测器。另外,附图标记8表示两相/三相坐标变换部。

[0104] 在图2所示出的控制框图中,通过将电流 i_d 和 i_q 的补偿值 i_{dq}' 与电流传感器15输出的未校正值 i_{uvw}^{sens} 进行比较,来估计传感器误差。在振荡被充分抑制并且传感器误差被校正的状态下,偏置误差计算部21从电流 i_{uvw}^{sens} 和由坐标变换部8进行三相变换而得的 i_{dq}' 中提取DC分量和1f分量的绝对值。在传感器误差被充分校正的状态下,在 i_{dq}' 中没有生成传感器误差,而在真实值中生成传感器误差的状态下,观测到 i_{uvw}^{sens} 。因此,通过比较这两个电流,能够估计传感器误差。能够通过比较这两个电流来得到偏置误差。

[0105] 另外,增益误差计算部22执行相同的计算,并且通过除法来得到增益误差的值。

[0106] 因此,根据本实施例,在传感器误差没有频繁变化的情况下,通过学习误差值并且基于确定的误差值对电流传感器15的检测值直接加上校正,可以减少计算负担并且提高控制响应。

[0107] 图3是根据第三实施例的电流检测误差校正的控制框图。

[0108] 如果在图2中示出的实施例中能够估计电流传感器误差并且能够直接校正电流传感器15的输出,则不需要使周期性干扰观测器30一直运行。因此,在第三实施例的构造中,通过使用开关,在使用用于补偿电流传感器误差的周期性干扰观测器30的补偿电流值的情况、和按存储器中存储的误差估计值来直接校正传感器输出的情况之间进行切换。

[0109] 在图3中,附图标记9表示存储器,附图标记16表示电流误差运算部,SW1至SW3表示开关。当通过电流传感器误差估计部20学习误差值而估计传感器误差没有改变时,使开关SW2和SW3成为导通状态,并且将误差值存储于存储器9。逆变器中的电流误差运算部16通过参照被存储于存储器9的估计的误差值来执行针对电流传感器15的输出值 i_{uvw}^{sens} 的校正计算,并且将计算结果输出到坐标变换部14。

[0110] 当开关SW2和SW3处于导通状态时,开关SW1处于截止状态。因此,来自周期性干扰观测器30的电流 i_d 和 i_q 的补偿值 di_{dq} 不被输入逆变器,而坐标变换部14的输出电流 i_{dq} 被输入逆变器,并且得到与命令值 i^*_{dq} 之差。

[0111] 另一方面,在频繁生成传感器误差并且振荡没有得到充分抑制的情况下,开关SW2和SW3处于截止状态,开关SW1处于导通状态。

[0112] 在这种状态下,通过执行来自周期性干扰观测器30的补偿值 di_{dq} 与检测值 i_{dq} 之间的差计算来得到 i_{dq}' ,并且得到该 i_{dq}' 与命令值 i^*_{dq} 之差。

[0113] 因此,根据本实施例,一旦能够估计电流传感器误差,此后就能够减少计算负担。另外,在从周期性干扰观测器输出的补偿值的情况下,由于周期性干扰观测器的响应而对补偿的响应有限制。然而,如果按误差估计值直接补偿电流传感器误差,则能够以优良的响应来校正电流传感器误差。

[0114] 上述的各实施例是三相检测的情况,在该情况下,电流传感器中的检测相位的数量是三个(该方法不仅在三相检测的情况下有效,而且在两相检测的情况下也是有效的)。然而,在两相检测的情况下,能够根据用于振荡抑制的补偿值来直接估计传感器误差值。

[0115] 在通用的控制装置中,在多数情况下,根据成本而言,电流传感器执行两相检测。在两相检测的情况下,实施例的方法在直接得到传感器误差值上是有用的。

[0116] 在图4中示出的第四实施例中,附图标记10表示函数分量检测部,函数分量检测部输入来自设备模型部4的输出 i^*_q 作为抑制目标并且将其结果输出到周期性干扰观测器3。另外, i^*_q 还被输入将补偿值变换成对应误差的补偿值/误差变换部6a,并且校正信号从补偿值/误差变换部6a输出到电流误差运算部16。

[0117] 当基于图4中示出的构造在 i^*_q 是抑制目标的情况下应用周期性干扰观测器时,在 di_{qa1} 和 di_{qb1} 是常数的情况下用等式(17)的形式输出针对1f的补偿值 $di_{qc,1f}$ 。

[0118] 关于偏置误差,通过与等式(9)进行系数比较,推导出等式(18)。

[0119] [表达式16]

[0120] $di_{qc,1f} = di_{qa1} \cdot C_1 + di_{qb1} \cdot S_1 \dots \dots \dots (17)$

[0121] [表达式17]

[0122]

$$\begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot di_{qb1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(di_{qa1} - \frac{1}{\sqrt{3}} di_{qb1} \right) \end{pmatrix} \dots \dots \dots (18)$$

[0123] 同样地,在 di_{qa2} 和 di_{qb2} 是常数的情况下用等式(19)的形式输出针对2f的补偿值 $di_{qc,2f}$ 。

[0124] 关于增益误差,通过与等式(9)进行系数比较,推导出等式(21)。然而,假设此时在增益误差中没有平衡值,满足等式(20)的条件。

[0125] 当对平衡值和非平衡值相混合的情况应用等式(20)的条件时,补偿对应于非平衡值的误差,因此振荡被最小化,而对应于平衡值的DC误差残留。在此,平衡误差被定义为各传感器的相同方向的误差(两个传感器误差像是 $\pm x\%$ 为相同的),而非平衡误差被定义为各传感器的不同方向的误差(两个传感器误差是不同的,像是 $+x\%$ 和 $-y\%$)。

[0126] [表达式18]

[0127] $di_{q_{c,2f}} = di_{q_{a2}} \cdot C_2 + di_{q_{b2}} \cdot S_2 \dots \dots \dots (19)$

[0128] [表达式19]

[0129] $\alpha + \beta = 2 \dots \dots \dots (20)$

[0130] [表达式20]

[0131]

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2\sin(z - \frac{2}{3}\pi) - \frac{\sqrt{2}}{I} di_{q_{a2}}}{\sin(z + \frac{2}{3}\pi) + \sin(z - \frac{2}{3}\pi)} \\ 2 - \alpha \end{pmatrix} \dots \dots \dots (21)$$

[0132] 通过根据等式(18)和(21)由变换部6a变换来自周期性干扰观测器3的输出 $di_{q_{cn}}$ 的补偿值,得到传感器误差值,传感器输出检测值被直接校正,然后由于传感器误差而导致的周期性干扰被抑制。

[0133] 在本实施例中,对于对U相和V相的检测进行了描述。在除了U相和V相之外的相位的组合的情况下,仅仅等式(9)的形式改变,但基本方法是相同的。

[0134] 另外,在以上的描述中,q轴是抑制目标。然而,能够对d轴的情况应用相同的处理。

[0135] 因此,根据本实施例,两相检测型控制器具有以下功能:对于由于电流传感器误差而造成周期性干扰的控制目标(待控制对象),估计用于抑制由于电流传感器误差而导致的振荡的传感器误差值。由此,可以直接估计电流传感器误差。

[0136] 如果在图4中示出的实施例中,能够估计电流传感器误差并且直接校正电流传感器15的输出,则不需要使周期性干扰观测器30一直运行。因此,在第五实施例的构造中,通过使用开关SW,在使用周期性干扰观测器3的补偿电流值的情况、和将该补偿电流值作为固定值存储在存储器中并且应用于抑制振荡的情况之间进行切换。

[0137] 图5是根据本实施例的周期性干扰观测器的控制框图。用于补偿电流传感器误差的周期性干扰观测器30具有图4中示出的函数分量检测部10和变换部6a的功能。周期性干扰观测器30a计算出的误差估计值(偏置误差和增益误差)被存储于存储器9,并且还经由开关SW的接触点b被输入电流误差运算部16。

[0138] 另一方面,被存储于存储器9的误差估计值经由开关SW的接触点a被输入电流误差运算部16。当确定为振荡抑制控制收敛时,开关SW的接触点从接触点b切换至接触点a侧。

[0139] 因此,根据本实施例,一旦能够估计电流传感器误差,此后,就能够减少计算负担。另外,在从周期性干扰观测器输出的补偿值的情况下,由于周期性干扰观测器的响应而对补偿的响应有限制。然而,如果按误差估计值直接补偿电流传感器误差,则能够以优良的响应来校正电流传感器误差。

[0140] 在本实施例中,传感器误差对平均转矩的影响被校正。在第一至第四实施例中,由于没有出现振荡,因此增益误差的平衡误差对平均转矩的影响不能被校正。另外,在第一实施例(图1)的方法中,因等式(5)中表达的增益误差造成的DC误差没有被校正。

[0141] 在第六实施例中,传感器误差对平均转矩的影响也被校正。图6示出对图1中示出的第一实施例添加了平均转矩校正功能的情况。图7示出对图4中示出的第四实施例中添加

了平均转矩校正功能的情况。图6和图7与图1和图4的不同之处在于,设置了电流误差运算部16a和16b。

[0142] 在图6和图7中,首先,假设应用于电机的电路方程式的各参数的精度对于平均转矩而言是足够的。当将根据设备模型部4的电路方程式而获得的虚拟电流值 $\hat{i}_{dq}$ 应用于等式(10)时,能够将输出转矩 T 估计为 $\hat{T}$ 。对电流传感器的所有相的增益进行校正,使得通过比较输出转矩 $\hat{T}$ 与转矩命令值 T^* 来减小误差。例如,使用图6中示出的PI控制部来减小误差。另外,还可通过使用除了PI计算以外的方法来执行该误差减小计算。

[0143] 因此,根据本实施例,在抑制由于电流传感器而导致的振荡的同时,能够校正影响平均转矩的增益的平衡误差。

[0144] 如以上说明的,根据本发明,能够校正电流传感器中的增益和偏置误差。

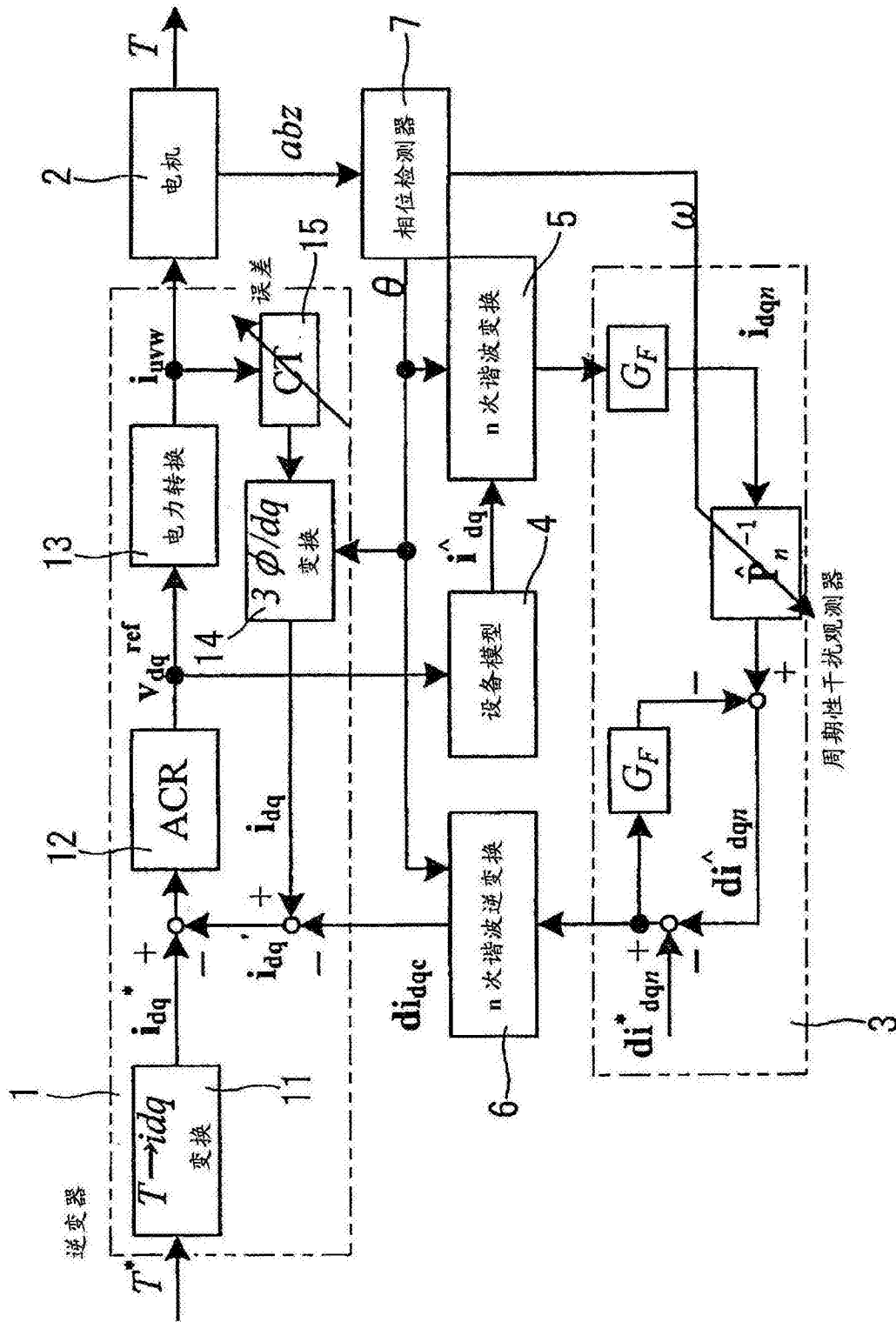


图1

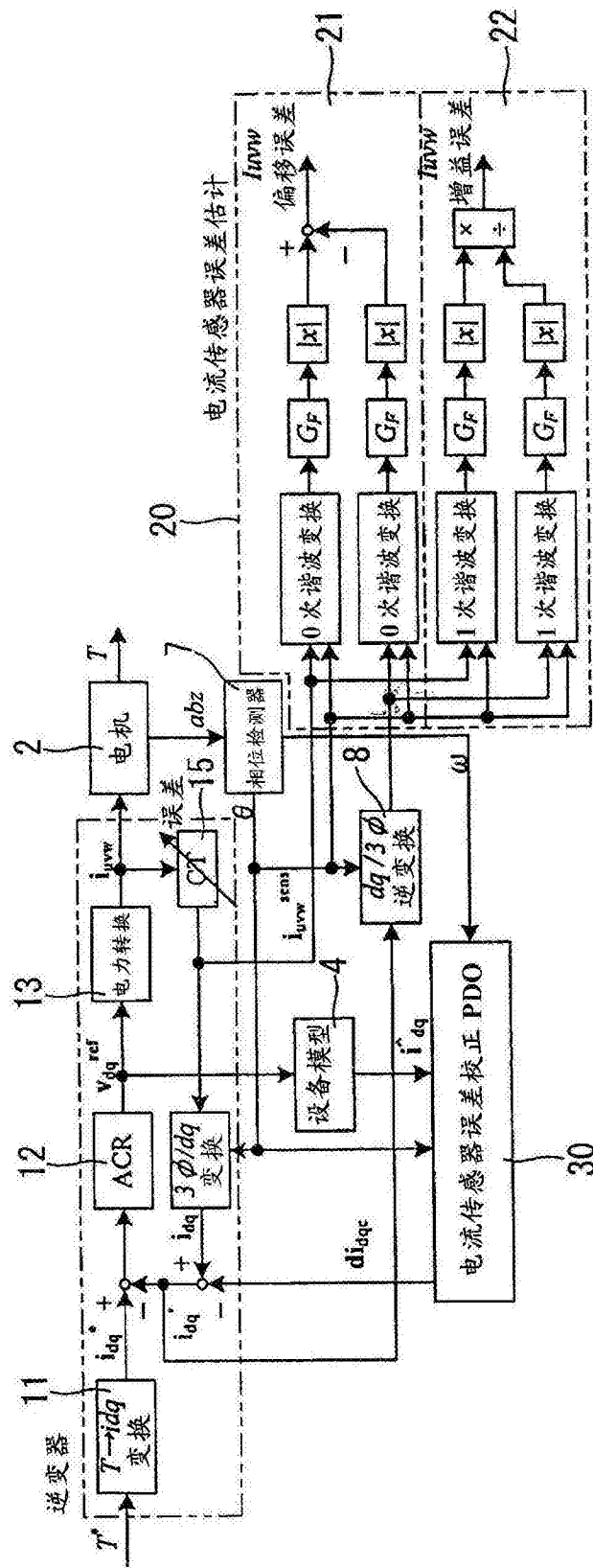


图2

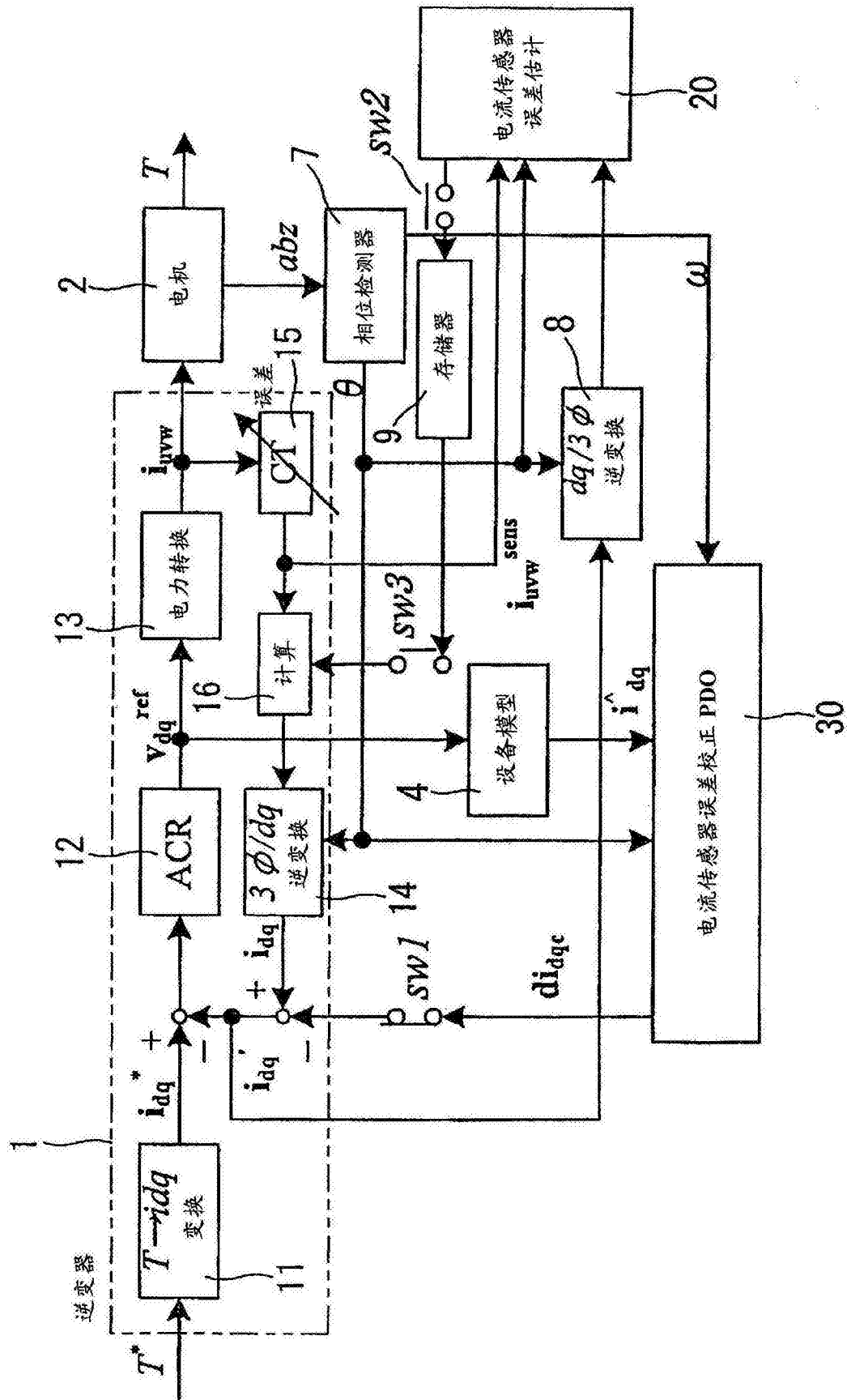


图3

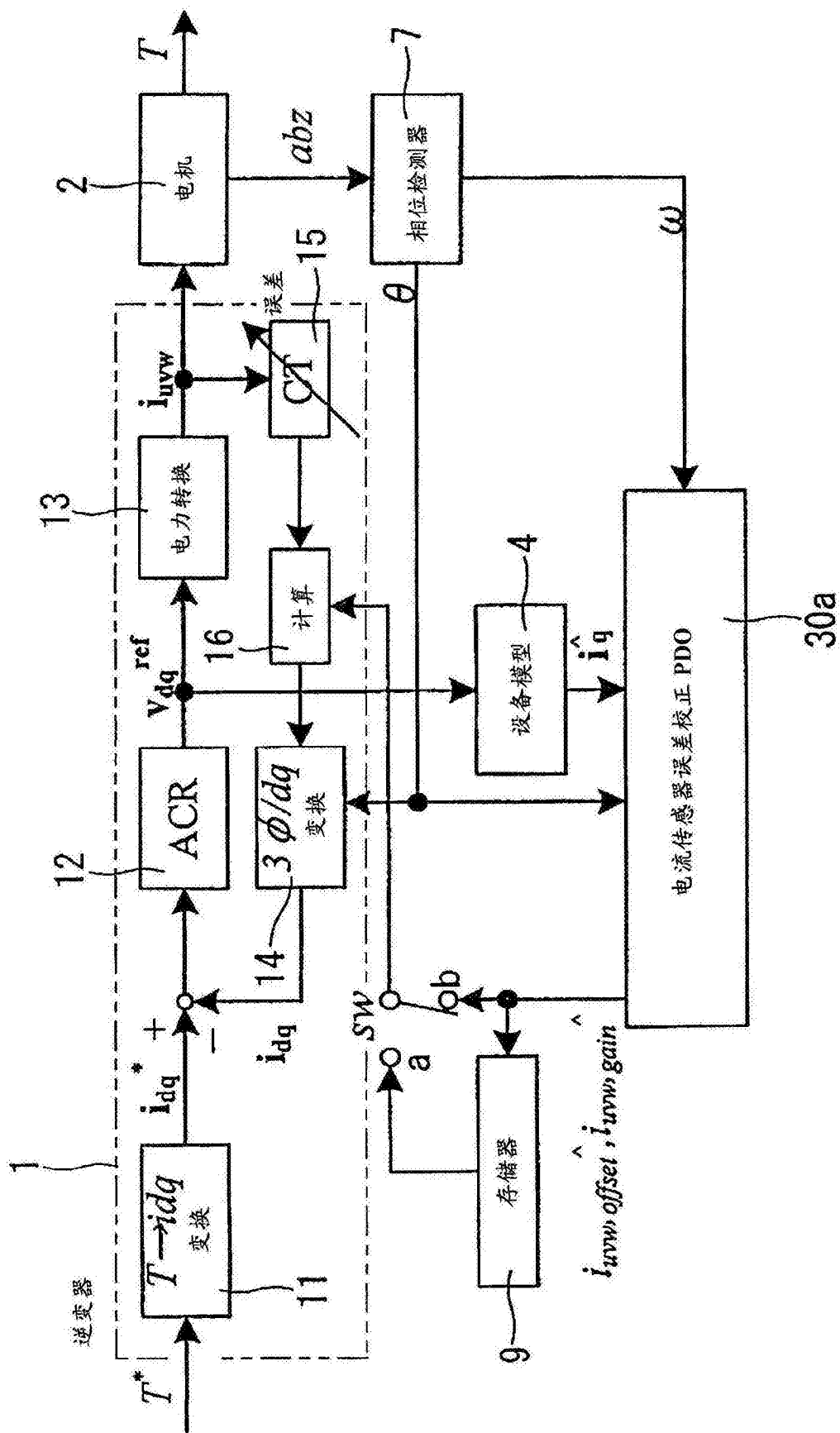


图5

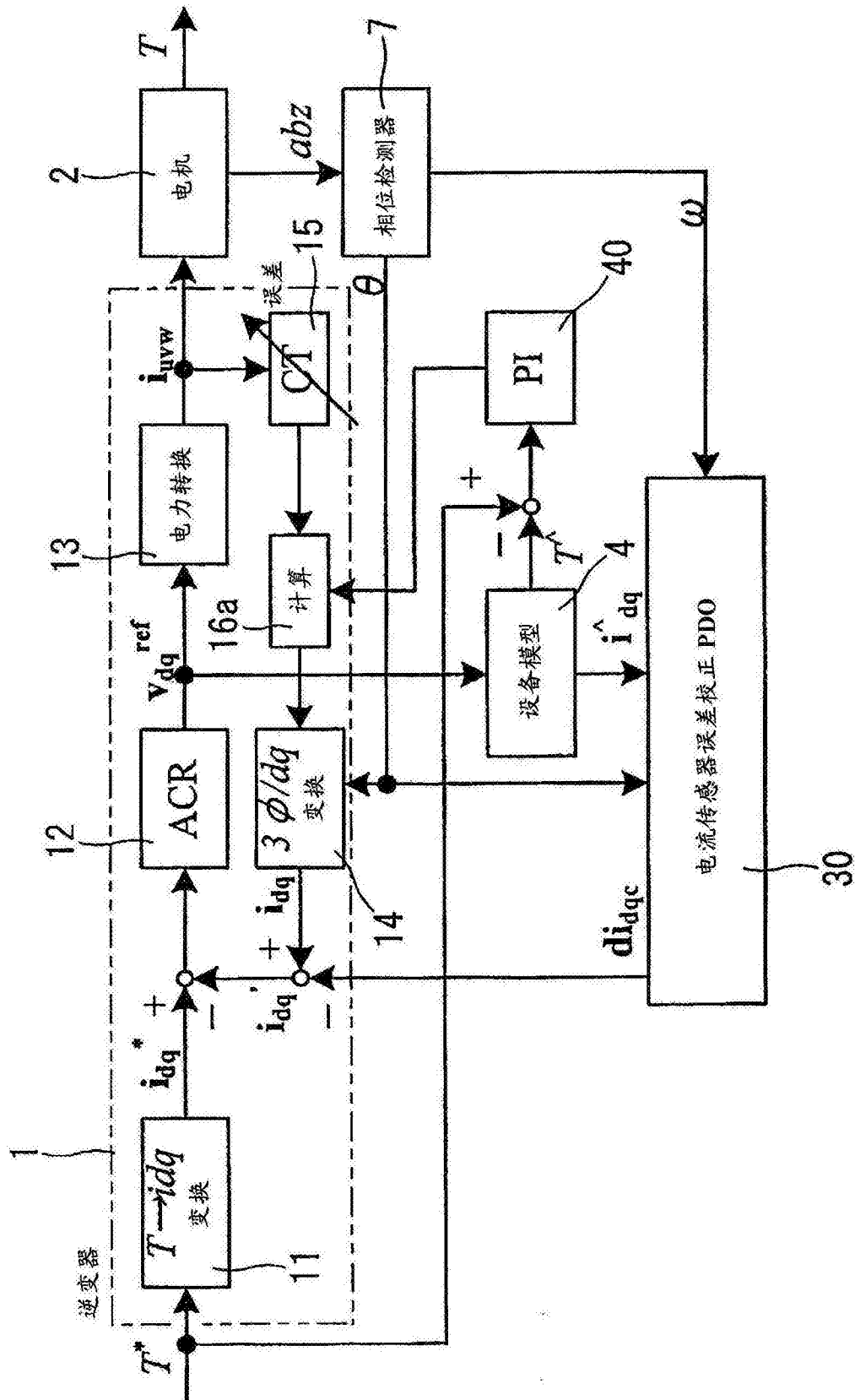


图6

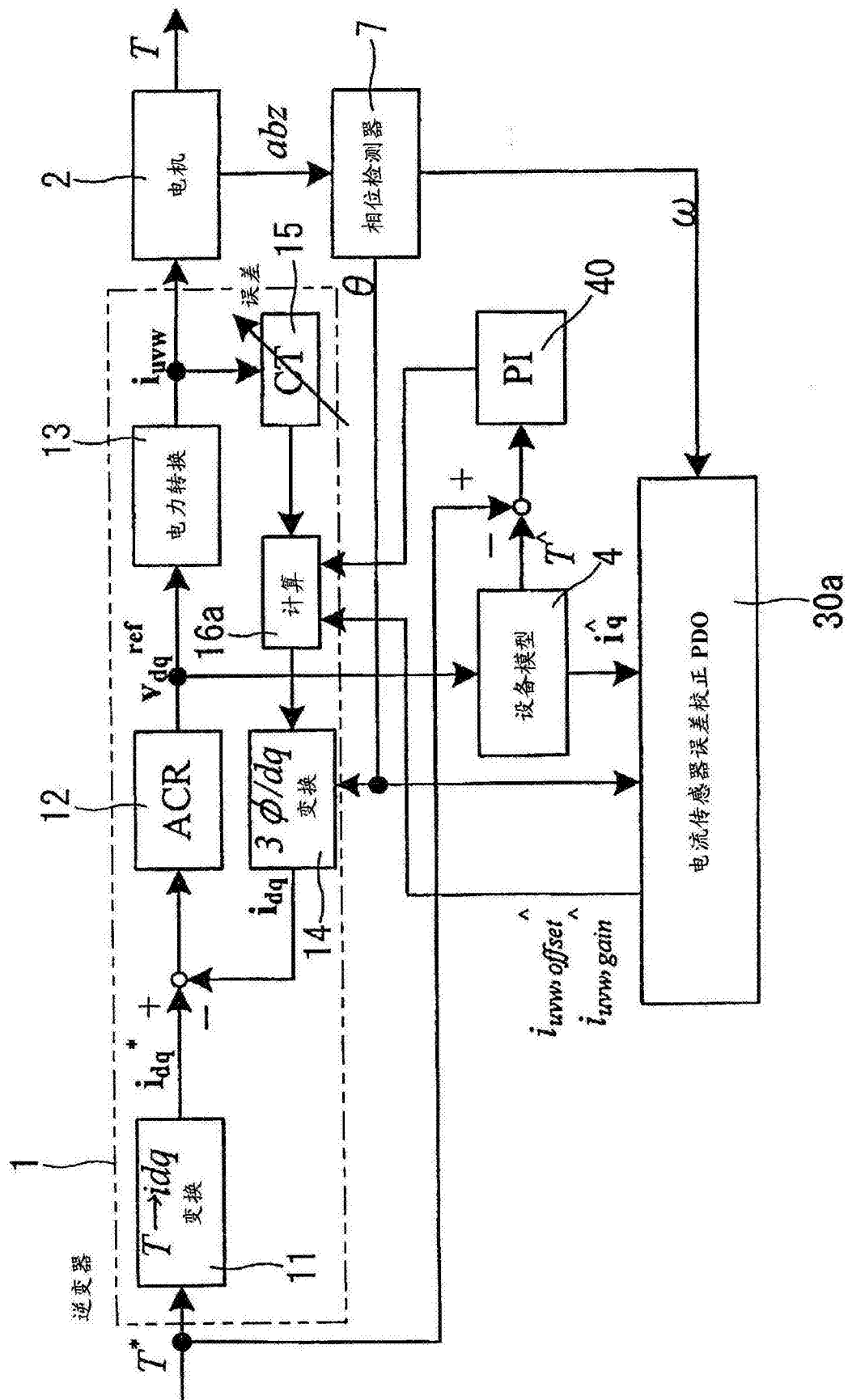


图7

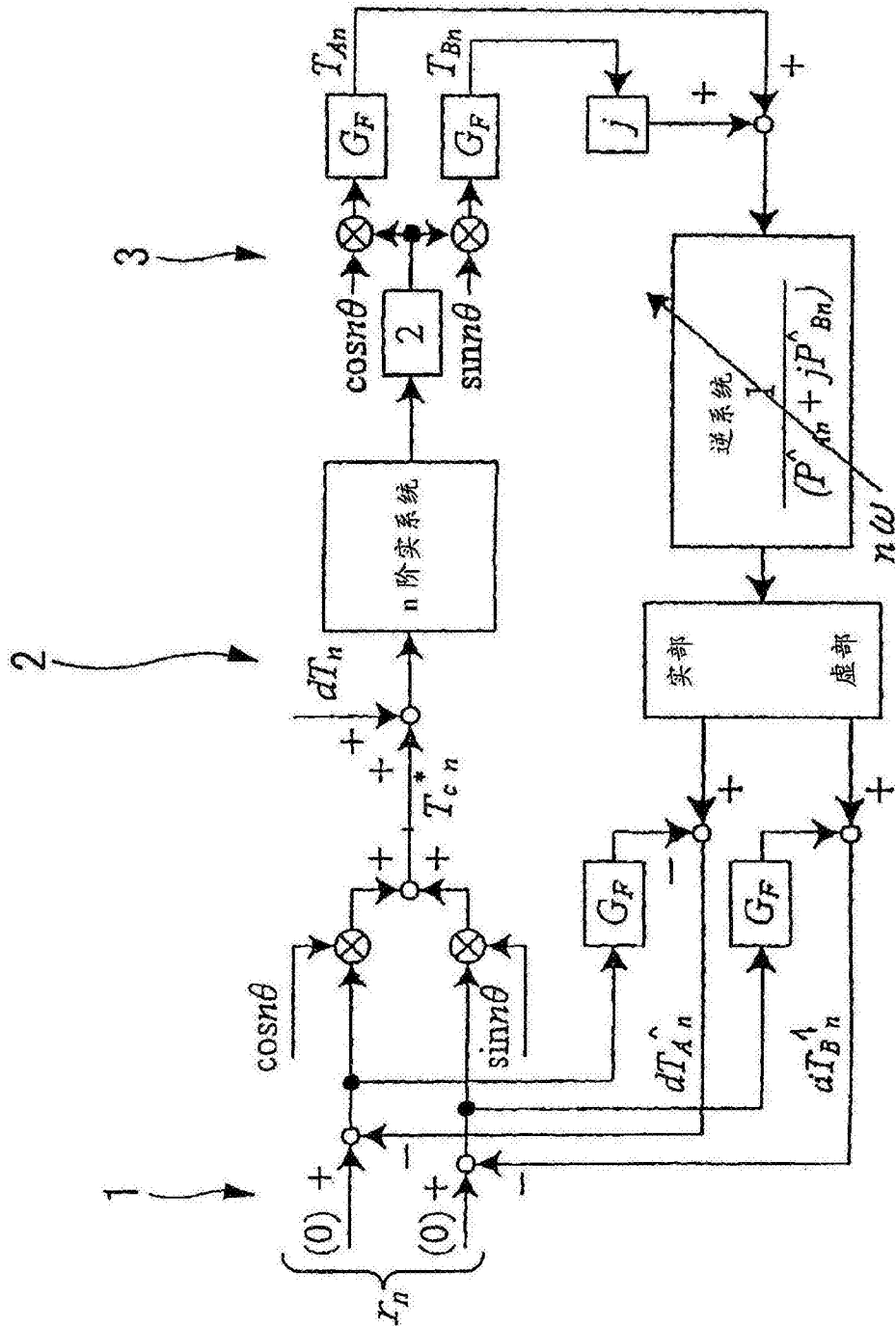


图8