

# PMSM两自由度鲁棒转速控制器设计

赵静, 时伟

(郑州工程学院 机电与车辆工程学院, 河南 郑州 450044)

**摘要:** 为了提升永磁同步电机(PMSM)转速控制性能,设计了一种用于PMSM的两自由度(TDOF)鲁棒转速控制器。控制器中电流内环沿用了传统PI调节器,而转速调节使用了TDOF控制。在考虑了PMSM数学模型中非线性因素的基础上完成了闭环系统的全局指数稳定性证明,所得到的稳定条件可作为参数整定依据。TDOF鲁棒转速控制器对表贴式和内嵌式PMSM均适用,并对参数不确定性和外部转矩扰动具有非常好的鲁棒性。利用PMSM驱动测试平台开展了TDOF鲁棒转速控制器与传统PI转速控制器的对比实验,实验结果显示出新方案在控制性能和调试简便性等方面具有显著优势。

**关键词:** 永磁同步电动机;两自由度控制;转速控制;鲁棒性

**中图分类号:** TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22262

## Design of Robust Speed Controller with Two-degrees-of-freedom for PMSM

ZHAO Jing, SHI Wei

(School of Electromechanic & Vehicle Engineering, Zhengzhou Institute of Technology,  
Zhengzhou 450044, Henan, China)

**Abstract:** In order to improve the performance of permanent magnet synchronous motor(PMSM) speed control, a two-degrees-of-freedom(TDOF) robust speed controller for PMSM was designed. The traditional PI regulator was used as the current inner loop in the controller, while TDOF controller was used for speed adjustment. The proof of the global exponential stability of the closed-loop system was completed based on considering the nonlinear factors in PMSM mathematical model, and the obtained stability conditions could be used as the basis for parameter tuning. TDOF robust speed controller is suitable for both surface-mounted and interior PMSM, and has very good robustness to parameter uncertainties and external torque disturbances. Based on the PMSM driving test platform, the comparison experiments between TDOF robust speed controller and traditional PI speed controller were carried out. And the experimental results show that the new scheme has significant advantages in terms of control performance and ease of debugging.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor(PMSM); two-degrees-of-freedom(TDOF) control; speed control; robustness

在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)伺服系统中,电机转速调节性能尤为重要<sup>[1-2]</sup>。PMSM数学模型含有非线性环节,这促使学者们进行了一些复杂控制策略的设计<sup>[3-5]</sup>,各控制方案较传统PI转速控制具有某些方面的改进,但同时使复杂度增加。此外,当涉及到内嵌式(凸极性)PMSM,则控制律将更为复杂<sup>[6]</sup>。因此,标准的磁场定向控制(field-oriented control, FOC)目前仍是PMSM工业应用的主要控

制方案<sup>[7]</sup>。然而,FOC和PMSM数学模型中蕴含的非线性因素不匹配。另一方面,文献[8]中提到,尽管两自由度(two-degrees-of-freedom, TDOF)控制较为古老,但TDOF鲁棒转速控制器用于电机伺服系统时,可较好地应对参数不确定性和外部转矩扰动<sup>[9]</sup>,文献[10]也将其引入到直线旋转电机驱动控制中,获取了效果极佳的鲁棒转速控制性能。但TDOF控制器在设计和稳定性分析过程中忽略了电机动力学,将其认为是简单的一阶系

基金项目:2020年河南省教育厅高校重点科研项目(20B460013)

作者简介:赵静(1978—),女,硕士,副教授,Email:zhaojj3321@126.com

统<sup>[1]</sup>。实际上,控制器设计中考虑到电机动力学的稳定性分析和证明非常重要,因为经过分析才可知道简化是否合理,以及是否会导致不稳定出现<sup>[12]</sup>。

综上,本文将TDOF控制引入到PMSM驱动中,设计了一种TDOF鲁棒转速控制器。控制方案中电流内环沿用FOC中的两个PI调节器,而转速控制则针对电机机械子系统采用TDOF控制。对控制器的全局指数稳定性进行了证明,得到系统稳定条件可作为参数整定依据。TDOF鲁棒转速控制器对表贴式和内嵌式PMSM均适用,并对参数不确定性和外部转矩扰动具有非常好的鲁棒性。

## 1 传统PI转速控制器分析

图1为转速PI控制器框图。图中, $k_p, k_i$ 分别为比例和积分参数; $k=1/J, a=b/J$ ,其中 $J, b$ 分别为转动惯量和黏性摩擦系数; $D(s), R(s)$ 和 $Y(s)$ 分别为扰动、输入和输出。

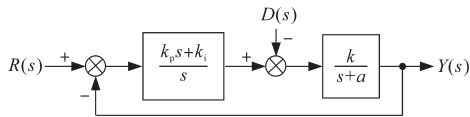


图1 转速PI控制器框图

Fig.1 Block diagram of the speed PI controller

图1中扰动至输出的传递函数如下:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{-ks}{s^2 + (a + kk_p)s + kk_i} \quad (1)$$

假设期望闭环系统动态响应为极点为 $-1/\tau_r$ 的一阶系统响应,其中 $\tau_r$ 为所期望的闭环系统时间常数,则根轨迹将出现两种趋势,如图2所示,具体取决于零点 $-k_i/k_p$ 的位置,图中黑点代表闭环极点。图2a所示根轨迹趋势1中,为了确保系统响应为极点为 $-1/\tau_r$ 的一阶系统响应,只需让靠左侧的闭环极点起作用,而右侧闭环极点可用零点 $-k_i/k_p$ 进行抵消,若 $-k_i/k_p$ 的值较小,即 $k_i$ 取值小,则右侧闭环极点非常接近原点,极点的影响不能被任何零点所抵消,因而扰动抑制非常困难。

值得注意的是,若假设上述传递函数中 $s=0$ 处的零点与右侧闭环极点相抵消,则会存在由于扰动引起的非零稳态偏差,且只要 $k_i \neq 0$ ,假设也将不成立。进一步考虑增大积分参数 $k_i$ ,同时为了消除扰动,将零点 $-k_i/k_p$ 分配至更靠左的位置,但如果 $a \geq k_i/k_p$ ,则抗干扰性能受系统时间常数的限制。因此,仅当 $a < k_i/k_p$ 时,才能实现令人满意的

扰动抑制,那么考虑图2b中的情况。图2b中两个闭环极点位于零点 $-k_i/k_p$ 的左侧,根据经典控制理论,超调是不可避免的,即使左侧闭环极点位于 $-1/\tau_r$ ,也无法实现一阶系统动态响应。

另一方面,也可以通过合理配置两个所需的复共轭闭环极点来改善扰动抑制性能,即通过指定一个带超调的闭环瞬态响应来实现扰动抑制,这允许较大的 $k_i/k_p$ 值,如图2b所示。但从图2b可清楚地看出,此时由于存在一个无法消除的闭环零点,这将使得实际系统响应与配置复共轭极点时期望的系统响应不符。

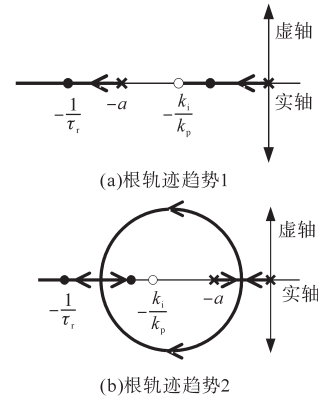


图2 系统根轨迹图

Fig.2 Diagram of system root locus

综上可得传统PI控制器具有的局限性为:当输入所期望的转速指令,同时需抑制外部负载扰动时,没有一个较好的PI参数整定规律。因此,下面将引入TDOF鲁棒控制器方案进行转速控制。

## 2 TDOF鲁棒控制器

图3为TDOF鲁棒控制器框图。

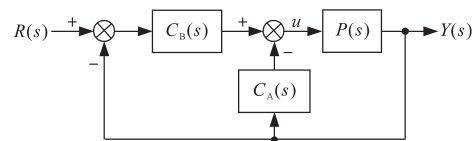


图3 TDOF鲁棒控制器框图

Fig.3 Block diagram of the TDOF robust controller

图3中控制单元 $C_A(s)$ 和 $C_B(s)$ 的表达式分别为

$$C_A(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)[1 - Q(s)]} \quad (2)$$

$$C_B(s) = \frac{G_{ry}(s)}{[1 - G_{ry}(s)]} \left\{ \frac{1}{P_n(s)[1 - Q(s)]} \right\} \quad (3)$$

其中

$$Q(s) = \frac{1 + 1.41^2 \tau_1 s}{1 + 1.41^2 \tau_1 s + 1.41^2 \tau_1^2 s^2}$$

$$P_n(s) = \frac{1}{J_n s + B_n} \quad G_{ry}(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1}$$

式中: $P(s), P_n(s)$ 分别为实际受控对象的数学模型和标么后的数学模型; $G_{ry}(s)$ 为 $R(s)$ 至 $Y(s)$ 的期望模型; $Q(s)$ 为巴特沃思二阶滤波器; $J_n, B_n$ 分别为电机的标称转动惯量和黏性摩擦系数, $J_n > 0, B_n > 0$ ;  $\tau_1$ 为滤波器参数,需适当选择以确保系统鲁棒性和扰动抑制能力。

因外部扰动至输出的传递函数均与 $[1-Q(s)]$ 成正比,而 $[1-Q(s)]$ 的频率响应可视为零频率处增益为零的高通滤波器的频率响应,其转折频率接近于 $1/\tau_1$ 。因此,当选择 $1/\tau_1$ 远大于闭环系统带宽,即 $1/\tau_1 \gg 1/\tau_r$ 时,对参数不确定性和外部扰动都将具有较好的鲁棒性。

### 3 PMSM 数学模型

PMSM在 $d-q$ 坐标系下的数学模型为

$$L_d \dot{i}_d = -R_s i_d + n_p L_q \omega i_q + u_d \quad (4)$$

$$L_q \dot{i}_q = -R_s i_q - n_p L_d \omega i_d - \xi_M \omega + u_q \quad (5)$$

$$J \dot{\omega} = -b \omega + n_p (L_d - L_q) i_q i_d + \xi_M i_q - T_L \quad (6)$$

$$T_e = n_p (L_d - L_q) i_d i_q + \xi_M i_q \quad (7)$$

式中: $\omega, T_L$ 和 $T_e$ 分别为PMSM转子转速、负载转矩和输出转矩; $u_d, u_q, i_d$ 和 $i_q$ 分别为 $d, q$ 轴定子电压和电流; $L_d, L_q, R_s, n_p$ 和 $\xi_M$ 分别为 $d, q$ 轴电感、定子电阻、极对数和转矩常数。

当 $L_d=L_q$ 时,为表贴式PMSM;当 $L_d \neq L_q$ 时,则对应为内嵌式PMSM。

### 4 PMSM 鲁棒转速控制系统

根据图3,令 $R(s)=W^*(s)=\omega^*/s$ 和 $Y(s)=\omega(s)$ ,其中 $\omega^*$ 为常数,并设 $u$ 为控制输入,应用Laplace反变换推导得TDOF鲁棒转速控制器为

$$u = (k_p + k_{pA}) \tilde{\omega} + (k_i + k_{iA}) z_1 + (k_{ii} + k_{iiA}) z_2 + k_{iii} z_3 + T_L + b \omega^* \quad (8)$$

其中

$$z_1 = \int_0^t \tilde{\omega}(r) dr - \omega^* \frac{\alpha_1 k_{pA}}{k_i + k_{iA}}$$

$$z_2 = \int_0^t \left[ \int_0^r \tilde{\omega}(\sigma) d\sigma - \omega^* \frac{\beta_2 k_{iA}}{k_{ii} + k_{iiA}} \right] dr - \omega^* \frac{\alpha_2 k_{pA}}{k_{ii} + k_{iiA}}$$

$$z_3 = \int_0^t \left\{ \int_0^r \left[ \int_0^\sigma \tilde{\omega}(v) dv - \omega^* \frac{k_{iiA}}{k_{iii}} \right] d\sigma - \omega^* \frac{\beta_1 k_{iA}}{k_{iii}} \right\} dr -$$

$$\frac{b \omega^* + T_L}{k_{iii}} - \omega^* \frac{\alpha_3 k_{pA}}{k_{iii}}$$

式中: $\alpha_1 > 0, \beta_2 > 0, \alpha_2, \alpha_3$ 和 $\beta_1$ 为实常数,并有 $\alpha_1 + \alpha_2 +$

$\alpha_3 = 1$ 和 $\beta_1 + \beta_2 = 1$ 。

若控制律中相关参数满足:

$$\begin{cases} \frac{\alpha_1 k_{pA}}{k_i + k_{iA}} = \frac{k_{iiA}}{k_{iii}} = \frac{\beta_2 k_{iA}}{k_{ii} + k_{iiA}} \\ \frac{\alpha_2 k_{pA}}{k_{ii} + k_{iiA}} = \frac{\beta_1 k_{iA}}{k_{iii}} \end{cases} \quad (9)$$

则有:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \tilde{\omega} \\ \dot{z}_2 = z_1 \\ \dot{z}_3 = z_2 \end{cases} \quad (10)$$

因此需配置参数 $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1$ 和 $\beta_2$ 满足式(9)。现在考虑电流控制律如下:

$$\begin{cases} u_d = -r_d i_d - n_p L_q \omega i_q - R_{di} \int_0^t i_d(t) dt \\ I_d^* = 0 \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} u_q = -r_q \rho - R_{qi} \int_0^t \rho(r) dr \\ I_q^* = u \xi_M \end{cases} \quad (12)$$

式中: $r_d, r_q, R_{di}$ 和 $R_{qi}$ 为正常数PI参数; $u$ 为控制输入。

定义 $\rho = i_q - I_q^*$ ,并将式(8)和式(12), $d\omega^*/dt=0, b\omega^*, n_p(L_d - L_q)i_d I_q^*$ 和 $\xi_M I_q^*$ 代入式(6)可得:

$$\begin{aligned} J \dot{\tilde{\omega}} = & -(k_p + k_{pA} + b) \tilde{\omega} - (k_i + k_{iA}) z_1 - \\ & (k_{ii} + k_{iiA}) z_2 - k_{iii} z_3 - n_p (L_d - L_q) i_d \rho - \\ & n_p (L_d - L_q) i_d I_q^* - \xi_M \rho \end{aligned} \quad (13)$$

另一方面,将式(8)和式(12),以及 $L_q I_q^*, R_s I_q^*, \xi_M \omega^*$ 和 $n_p L_d i_d$ 代入式(5)可得:

$$\begin{aligned} L_q \dot{\rho} = & -R_q \rho + n_p L_d \tilde{\omega} i_d - n_p L_d \omega^* i_d + \xi_M \tilde{\omega} - R_{qi} \zeta - \\ & \frac{L_q}{\xi_M} [(k_p + k_{pA}) \tilde{\omega} + (k_i + k_{iA}) \tilde{\omega} + (k_{ii} + k_{iiA}) z_1 + \\ & k_{iii} z_2] - \frac{R_s}{\xi_M} [(k_p + k_{pA}) \tilde{\omega} + (k_i + k_{iA}) z_1 + \\ & (k_{ii} + k_{iiA}) z_2 + k_{iii} z_3] \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$\zeta = \int_0^t \rho(r) dr + \frac{\xi_M \omega^*}{R_{qi}} + \frac{R_s (b \omega^* + T_L)}{\xi_M R_{qi}} \quad (15)$$

$$R_q = r_q + R_s$$

将式(11)代入式(4)可得:

$$\begin{cases} L_d \dot{i}_d = -(R_s + r_d) i_d - R_{di} \varphi \\ \dot{\varphi} = i_d \end{cases} \quad (16)$$

最后闭环系统动态由式(10)和式(13)~式(16)所描述,同时若 $R_s + r_d > 0, R_{di} > 0$ ,则式(16)中蕴含数学关系式如下:

$$\forall t \geq 0, \|i_d(t)\| \leq \|\varphi(t), i_d(t)\| \leq \alpha_1 \|\varphi(0), i_d(0)\| e^{-\lambda t} \quad (17)$$

式(17)表明式(16)中的工作点全局指数稳定,下面仅需分析控制律式(12)作用下,式(10)和式(13)~式(15)的稳定性即可。定义状态向量  $x=[z_3, z_2, z_1, \tilde{\omega}, \zeta, \rho]^T$ , 式(10)和式(13)~式(15)可写为矩阵形式如下:

$$\dot{x} = A_1 x + A_2(x) i_d + A_3 i_d \quad (18)$$

其中  $A_3 \in \mathbb{R}^6$  式中:  $A_3$  为常数向量;  $A_1, A_2(x)$  具有非零元素。值得注意的是,式(18)中双线性项  $A_2(x) i_d$  包含了PMSM模型中的非线性项,故  $A_2(x)$  对  $x$  是线性的。从而对有限的正常数  $k_2$ , 有  $\|A_2(x)\| < k_2 \|x\|$ 。式(18)所描述非线性微分方程的解为

$$x(t) = e^{A_1 t} x(0) + \int_0^t e^{A_1(t-\tau)} \{ A_2[x(\tau)] i_d(\tau) + A_3 i_d(\tau) \} d\tau \quad (19)$$

假设矩阵  $A_1$  为 Hurwitz 矩阵, 则对于正常数  $\gamma_1 > 0$  和  $\lambda_1 > 0$ , 满足  $\|e^{A_1 t}\| < \gamma_1 e^{-\lambda_1 t}$ 。因此,取两边的 Euclidean 范数,并使用式(17)和  $\|A_2(x)\| \leq k_2 \|x\|$ , 以及  $\int_0^t \gamma_1 e^{A_1(t-\tau)} \|A_3\| \|i_d(\tau)\| d\tau$  和 Gronwall-Bellman 不等式,可得:

$$\|x(t)\| \leq \gamma_1 \|x(0)\| e^{-\lambda_1 t} + \frac{\gamma_1 \|A_3\|}{\lambda - \lambda_1} \alpha_1 \|\varphi(0), i_d(0)\| (e^{-\lambda_1 t} - e^{-\lambda t}) + B(t) e^{-\lambda_1 t} e^{\gamma_1 k_2 \alpha_1 \|\varphi(0), i_d(0)\| \lambda} \quad (20)$$

其中

$$B(t) = \frac{\gamma_1^2 k_2 \|x(0)\| \alpha_1 \|\varphi(0), i_d(0)\|}{-\lambda} (e^{-\lambda t} - 1) - \frac{\gamma_1^2 \|A_3\| k_2 [\alpha_1 \|\varphi(0), i_d(0)\|]^2}{\lambda - \lambda_1} \left( \frac{e^{-\lambda t} - 1}{\lambda} - \frac{e^{-(2\lambda - \lambda_1)t} - 1}{2\lambda - \lambda_1} \right)$$

注意到式(20)中,对  $t > 0, \lambda > 0$  和  $\lambda_1 > 0$ , 有  $(e^{-\lambda t} - e^{-\lambda_1 t}) / (\lambda - \lambda_1) > 0$ , 且随着时间推移将指数收敛至零,同时有  $B(t) > 0$ 。故可得到结论:若  $\lambda > 0$  和  $\lambda_1 > 0$ , 则  $x(t)$  全局指数收敛至零。

综上,PMSM施加式(8)、式(11)和式(12)所描述的控制律后构成的闭环系统,若满足矩阵  $A_1$  为 Hurwitz 矩阵,  $R_s + r_d > 0, R_d > 0$  和式(9), 则系统状态  $x, i_d$  和  $\varphi$  将全局指数收敛为零。至此,完成了鲁棒转速控制器的稳定性证明,根据上述稳定性分析结论也可以指导控制器参数的选择,从控制律可得:

$$\begin{aligned} \frac{k_{iiA}}{k_{iii}} &= \tau_r \approx \frac{k_{iA}}{k_{ii} + k_{iIA}} \\ &= \frac{J_n (1 + 1.41^2 \tau_1 B_n / J_n)}{J_n (1 + 1.41^2 \tau_1 B_n / J_n) + B_n} \end{aligned} \quad (21)$$

若黏性摩擦系数  $B_n$  值较小(这在实际电机驱动系统中较为常见),则可使用近似于1的  $\beta_2 > 1$  来满足式(9)中第1个条件,然后由  $\beta_1 + \beta_2 = 1$ , 可设置较小的  $\beta_1 < 0$  和  $\alpha_2 < 0$  来满足式(9)中第2个条件。因此,进一步必须选择一个可能较大的  $\alpha_1 > 0$  来满足式(9)中第1个条件,同时根据  $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 1$  得到  $\alpha_3$ 。

### 5 实验验证及结论

为了评估所设计的用于PMSM驱动系统的新颖TDOF鲁棒转速控制器,搭建了实验平台,平台构成框图如图4所示。测试采用与传统PI转速控制器对比的方式进行,其中两种方案电流内环控制保持了一致,但新方案中配置了TDOF鲁棒转速控制律。测试PMSM型号为Estun (EMJ-04APB22),其主要参数如下:额定功率  $P_n = 400$  W, 转矩常数  $\xi_m = 0.301$  N·m/A, 额定电流  $I_{ms} = 2.7$  A, 永磁磁链  $\Psi_{pm} = 0.0615$  Wb, 额定电压  $U_{ms} = 200$  V, 额定转速  $\omega_n = 3000$  r/min, 额定转矩  $T_n = 1.27$  N·m, 极对数  $n_p = 4$ , 定子电阻  $R_s = 2.7$   $\Omega$ , 定子电感  $L_d = L_q = 8.5$  mH, 标称转动惯量  $J_n = 0.0000317$  kg·m<sup>2</sup>, 总转动惯量  $J_T = 5.2 J_n = 0.0001671$  kg·m<sup>2</sup>, 标称黏性摩擦系数  $B_n = 0.0000528$  N·ms/rad, 总黏性摩擦系数  $B_T = 2 B_n = 0.0001069$  N·ms/rad, 标称静摩擦  $c_n = 0.0289$  N·m, 总静摩擦  $c_T = 1.32 c_n = 0.0384$  N·m。

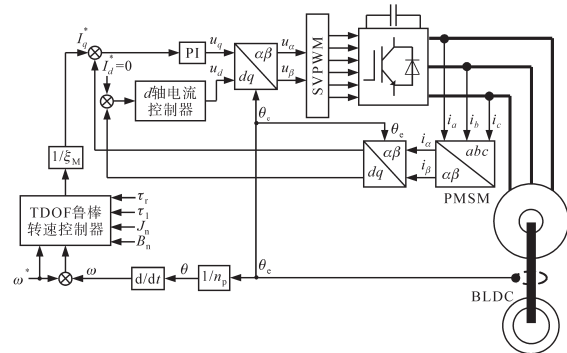


图4 实验平台配置框图

Fig.4 Block diagram of the platform configuration

配置无刷直流电机 (brushless DC, BLDC) 作为串轴负载电机用于施加外部转矩扰动。同时联轴器具有一定的质量,可有效增加整个系统的惯性,并引入惯性不确定性。控制算法由TI公司的开发套件TMDSHVMTRPFCKIT实现。电流控



制内环采样周期设置为  $100\ \mu\text{s}$ ,转速控制外环采样周期设置为  $500\ \mu\text{s}$ 。实验波形则由型号为 MDO3024 的 Tektronix 示波器测得。其中 BLDC 可在系统中引入转矩扰动,即 BLDC 与 PMSM 联接时,上述相关惯性参数将发生改变,其中总转动惯量将达到标称值 5 倍以上。

首先进行了 PMSM 空载下转速参考阶跃测试。将所需的闭环动态响应设置为一阶系统响应,时间常数设为  $50\ \text{ms}$ ,转速参考  $\omega^*$  从 0 阶跃变至  $1\ 500\ \text{r/min}$ ,两种方案下的测试结果如图 5 所示。从图 5d 的转速波形可以看出,在 TDOF 鲁棒转速控制器作用下,实际转速在  $\omega^*$  阶跃 50 ms 后达到了参考值的 63.2%,略高于传统 PI 方案的 60%。而 PI 转速控制器参数已按照第 1 节思路进行了最优整定,两种控制器的参数如表 1 所示,其中 TDOF 鲁棒转速控制器的参数是依据第 4 节中稳定性条件设计的。测试结果表明了两种控制器的响应均符合预期设计。

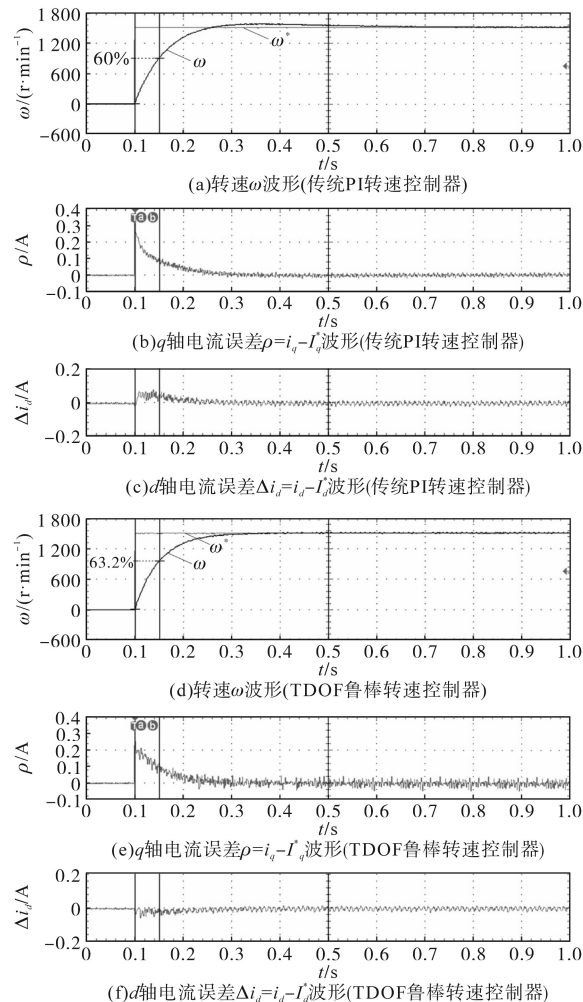


图5 转速参考阶跃测试结果

Fig.5 Test results of the speed reference step

表1 控制器参数

Tab.1 Parameters of the controllers

传统PI转速控制器		TDOF鲁棒转速控制器	
参数	数值	参数	数值
电流内环参数 $r_d$	60	电流内环参数 $r_d$	60
电流内环参数 $r_q$	60	电流内环参数 $r_q$	60
电流内环参数 $R_{di}$	6 000	电流内环参数 $R_{di}$	6 000
电流内环参数 $R_{qi}$	6 000	电流内环参数 $R_{qi}$	6 000
转速外环参数 $k_p$	0.003 8	滤波器参数 $\tau_1$	1.8
转速外环参数 $k_i$	0.02	时间常数 $\tau_c$	50
—	—	转矩常数 $\xi_M$	0.301
—	—	$J_n/\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.000 031 7
—	—	$B_n/(\text{N}\cdot\text{ms}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.000 052 8

进一步,将 BLDC 通过联轴器与 PMSM 联接,这使得转动惯量  $J_T=5.2J_n$ ,同时还改变了黏性摩擦系数和静摩擦,见前文 PWM 主要参数,但测试中 BLDC 不产生任何转矩。将  $\omega^*$  从 0 阶跃变至  $1\ 500\ \text{r/min}$ ,而两种控制器参数均保持不变,测试结果如图 6 所示。其中,图 6a 中转速波形显示 TDOF 鲁棒转速控制器较传统 PI 控制器上升时间快,调节时间小,无超调,仍能实现预期动、静态性能,验证了其转动惯量的鲁棒性。

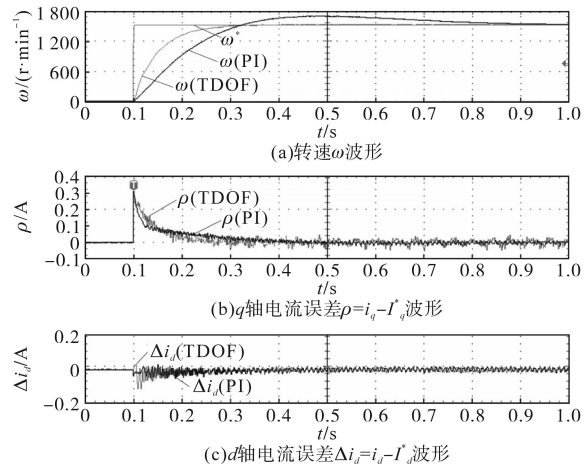


图6 转动惯量鲁棒性测试结果

Fig.6 Robustness test results of moment of inertia

保持前次测试条件,利用 BLDC 施加转矩扰动,TDOF 鲁棒转速控制器参数保持不变,以验证其鲁棒性,而 PI 转速控制器的参数则调整为  $k_p=0.14$  和  $k_i=0.15$ ,以便再次获得  $50\ \text{ms}$  的时间常数,调整的原因是为了对比更为公平。测试中 BLDC 在系统稳态下施加了  $\pm 0.25\ \text{N}\cdot\text{m}$  的转矩扰动,图 7 为测试结果,其中图 7b~图 7d 示出了 PI 转速控制器的响应,可以看出负载转矩扰动使转速跟踪控制恶化,尽管 PI 转速控制器可实现所需的动态响应,但其无法实现良好的抗扰性。另一方面,

图7e~图7g给出了TDOF鲁棒转速控制器的响应,正如预期一样,转矩扰动并没有对转速跟踪有影响,扰动很快得到抑制。综合图6和图7的测试结果可得到结论:在应对系统参数不确定性和转矩扰动方面,TDOF鲁棒转速控制器较传统PI转速控制器的鲁棒性更好。

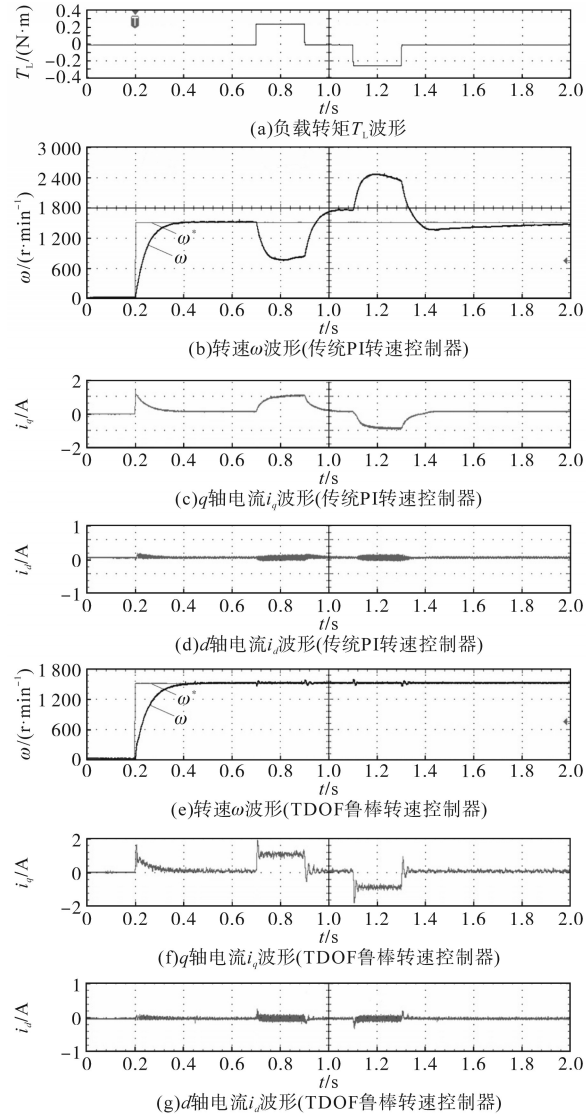


图7 负载转矩扰动鲁棒性测试结果

Fig.7 Robustness test results of load torque disturbance

TDOF鲁棒控制律与电机的转矩常数直接关联,但实际工程中难以准确地得到此常数。为此,在保持BLDC与PMSM通过联轴器联接情况下,设置转矩常数为标称值的2倍和1/2,然后利用BLDC施加转矩扰动进行转速参考阶跃测试,实验结果如图8所示。图8对比图7可看出,系统动态响应保持了一致,但当高估转矩常数时,外部转矩扰动将引起一定的系统震荡,这是因为对于较大的转矩常数值系统将降低电流指令值,进

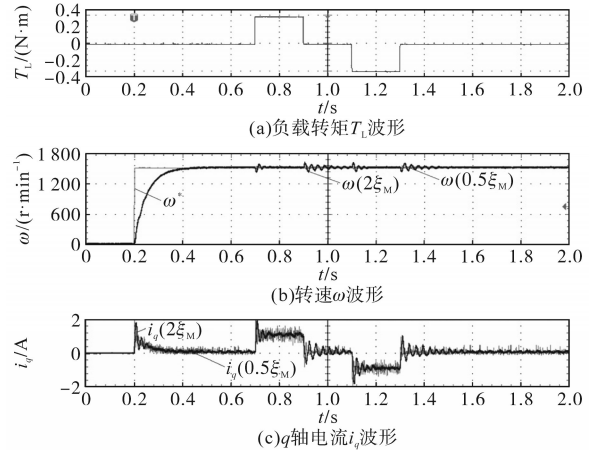


图8 标称转矩常数不匹配测试结果

Fig.8 Test results of nominal torque constant mismatch

而降低了控制器的鲁棒性。但震荡仍远小于传统PI转速控制器,仅约为转速参考的7.5%。故新方案仍具有对系统参数不确定性和对负载转矩扰动的出色的鲁棒性。

围绕PMSM的高性能转速控制,设计了一种TDOF鲁棒转速控制器。控制器架构包含有经典电流控制内环和TDOF转速控制外环,整个控制系统的全局指数稳定性得到了证明,同时稳定性条件为控制器的参数整定提供了依据。基于PMSM驱动测试平台开展了新方案和传统PI转速控制器的对比实验。测试结果表明,新方案下闭环系统对参数不确定性和转矩扰动抑制方面具有较强的鲁棒性,可实现预期动态响应。新型TDOF鲁棒转速控制器对两种类型的PMSM均有效,且实现简单,综合性能较优,进一步的研究将集中于无速度传感器实现。

参考文献

[1] 倪启南,杨明,徐殿国,等. 低分辨率位置传感器永磁同步电机精确位置估计方法综述[J]. 电工技术学报,2017,32(22): 70-81.  
 Ni Qinan, Yang Ming, Xu Dianguo, et al. Review of precise position estimation method of PMSM with low-resolution position sensor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 70-81.  
 [2] 刘康,舒志兵,曹海笑. 交叉耦合算法在龙门进给系统中的应用分析[J]. 电气传动,2017,47(6):56-59.  
 Liu Kang, Shu Zhibing, Cao Haixiao. Application analysis of cross coupling algorithm in the gantry feeding system[J]. Electric Drive, 2017, 47(6): 56-59.  
 [3] Tarczewski T, Grzesiak L M. Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach[J]. IEEE

(下转第48页)

- sactions on Industrial Electronics, 2016(63):3511-3521.
- [7] Hadla H, Cruz S. Predictive stator flux and load angle control of synchronous reluctance motor drives operating in a wide speed range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017(64):6950-6959.
- [8] 孟庆硕,许鸣珠.异步电机参数辨识系统研究[J].石家庄铁道大学学报(自然科学版),2018,31(4):36-40,76.  
Meng Qingshuo, Xu Mingzhu. Research on asynchronous motor parameter identification system[J]. Journal of Shijiazhuang Tie-dao University (Natural Science Edition), 2018, 31(4): 36-40, 76.
- [9] 王双全,黄洪剑.静止状态异步电机参数辨识[J].微特电机,2017,45(1):34-37.  
Wang Shuangquan, Huang Hongjian. Parameter estimation of induction motors at standstill[J]. Small and Special Electrical Machines, 2017, 45(1): 34-37.
- [10] 王英,王旭鹏.异步电机参数辨识方法的仿真研究[J].伺服控制,2008(10):45-47.  
Wang Ying, Wang Xupeng. Simulation research of parameter identification methods for induction motor[J]. Servo Control, 2008(10):45-47.
- [11] Korzonek M, Orłowska-Kowalska T. Influence of parameters identification errors on the stability boundaries of the modified MRASCC speed estimator of the induction motor drive[C]/2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017:1-10.
- [12] Peresada S, Kovbasa S, Prystupa D, *et al.* Identification of induction motor parameters for self-commissioning procedure: a new algorithm and experimental verification[C]/2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, 2014:818-823.
- [13] Loron L, Lalinerte G. Application of the extended kalman filter to parameters estimation of induction motors[C]/European Conference on Power Electronics & Applications, 1993.
- [14] 杨淑英,孙瑞,曹朋朋,等.一种基于双复合滑模面滑模观测器的异步电机转子电阻辨识方案[J].电工技术学报,2018,33(15):3596-3606.  
Yang Shuying, Sun Rui, Cao Pengpeng, *et al.* Double compound manifold sliding mode observer based rotor resistance online updating scheme for induction motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3596-3606.
- [15] Reddy S R P, Loganathan U. Offline recursive identification of electrical parameters of VSI-Fed induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 35(10): 10711-10719.
- [16] Wang T, Hu Y, Wu Z, *et al.* Low-switching-loss finite control set model predictive current control for IMs considering rotor-related inductance mismatch[J]. IEEE Access, 2020(8): 108928-108941.
- [17] 沈浙,乔鸣忠,张晓锋,等. SVPWM 异步电动机矢量控制系统研究[J]. 船电技术, 2009(4):1-4.  
Shen Zhe, Qiao Mingzhong, Zhang Xiaofeng, *et al.* Analysis of SVPWM vector control for asynchronous motor[J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2009(4): 1-4.
- [18] Zhang X. Sensorless induction motor drive using indirect vector controller and sliding-mode observer for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013(62): 3010-3018.
- 收稿日期:2020-08-19  
修改稿日期:2020-09-01
- ~~~~~
- (上接第17页)
- Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6):3867-3875.
- [4] 张海刚,胡添添,王步来,等.一种改进的PMSM滑模变结构控制策略研究[J].电气传动,2019,49(10):13-15.  
Zhang Haigang, Hu Tiantian, Wang Bulai, *et al.* An improved strategy on sliding mode variable structure method of PMSM[J]. Electric Drive, 2019, 49(10): 13-15.
- [5] 罗慧,陈威龙,尹泉.无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略综述[J].电气传动,2019,49(4):11-18.  
Luo Hui, Chen Weilong, Yin Quan. Control strategy overview of permanent magnet synchronous motor drive system[J]. Electric Drive, 2019, 49(4): 11-18.
- [6] 朱利东,王鑫,朱焜秋.一种免失控的IPMSM参数可计算深度弱磁算法[J].中国电机工程学报,2020,40(10):3328-3336.  
Zhu Lidong, Wang Xin, Zhu Huangqiu. An IPMSM deep flux weakening algorithm with calculable parameters to avoid out-of-control[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3328-3336.
- [7] Hernandez-Guzman V M, Silva-Ortigoza R. PI control plus electric current loops for PM synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(4): 868-873.
- [8] Harnefors L, Saarakkala S E, Hinkkanen M. Speed control of electrical drives using classical control methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(2): 889-898.
- [9] Umemo T, Hori Y. Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 38(5): 363-368.
- [10] 付兴贺,林明耀.基于电磁感应原理的两自由度直线旋转电机研究综述[J].电工技术学报,2015,30(2):1-13.  
Fu Xinghe, Lin Mingyao. Development of two-degrees-of-freedom linear-rotary motor based on the principle of electromagnetic induction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 1-13.
- [11] Xia C, Ji B, Shi T, *et al.* Two-degree-of-freedom proportional integral speed control of electrical drives with Kalman-filter-based speed estimation[J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(1): 18-24.
- [12] Tarn T J, Bejczy A K. Effect of motor dynamics on nonlinear feedback robot arm control[J]. IEEE Transactions on Robotics & Automation, 1991, 7(1): 114-122.
- 收稿日期:2020-08-04  
修改稿日期:2020-09-10