

文章编号: 1001-0920(2013)06-0894-05

## 变惯量负载的调速系统抗扰动速度控制器设计

陈 威, 吴益飞, 杜仁慧, 吴晓蓓

(南京理工大学 自动化学院, 南京 210094)

**摘 要:** 针对使用永磁同步电机作为执行机构的高精度交流调速系统中存在负载惯量时变、转矩扰动和未建模动态的情况, 利用带遗忘因子的递推最小二乘算法(FRLS)在线辨识系统时变参数, 通过扩张状态观测器(ESO)观测参数辨识误差和未建模动态等非线性因素, 设计一种集PI控制器、基于FRLS的补偿器、基于ESO的补偿器和鲁棒控制器的复合速度控制器, 并分析了闭环调速系统的稳定性. 仿真结果验证了该复合速度控制器的有效性.

**关键词:** 变惯量负载; 转矩扰动; 复合速度控制器

**中图分类号:** TP273

**文献标志码:** A

## Design of disturbance rejection controller for speed control systems with time-varying inertia load

CHEN Wei, WU Yi-fei, DU Ren-hui, WU Xiao-bei

(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China. Correspondent: CHEN Wei, E-mail: supercw\_86@163.com)

**Abstract:** Considering that there are time-varying inertia, torque disturbance and unmodeled dynamics in high accuracy speed control systems, a composite controller consisting of PI controller, compensator based on recursive least square algorithm with forgetting factor(FRLS), compensator based on extended state observer(ESO) and robust controller is designed. FRLS is used for identifying time-varying parameters, and ESO is applied for observing errors of parameter identification and unmodeled dynamics. The stability of the closed-loop system is analyzed. Simulation results show the effectiveness of the composite speed controller.

**Key words:** time-varying inertia load; torque disturbance; composite speed controller

### 0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有高功率密度、高效率、高功率因数、高转矩惯量比等优点, 使用永磁同步电机作为执行机构的交流调速系统已获得广泛应用<sup>[1]</sup>. 实际系统中, 负载惯量时变、转矩扰动和未建模动态都会对调速性能产生影响, 因此, 需要设计一种控制器能够克服上述不利因素的影响, 有利于提高调速系统精度. 针对上述问题, 文献[2-7]提出了一系列控制策略, 但都是针对负载惯量变化或转矩扰动单一问题设计的, 没有考虑未建模动态的影响. 文献[8-9]分别设计了负载惯量辨识器和扰动转矩观测器, 同时观测并抑制扰动. 由于需要设计两个状态观测器, 方法较为复杂.

本文针对以永磁同步电机作为执行机构的交流

调速系统中存在负载惯量时变、转矩扰动和未建模动态的情况, 利用带遗忘因子的递推最小二乘算法(FRLS)在线辨识时变参数, 通过扩张状态观测器(ESO)观测参数辨识误差和未建模动态等非线性因素, 设计了一种集PI控制器、基于FRLS的补偿器、基于ESO的补偿器和鲁棒控制器的复合速度控制器. 运用Lyapunov理论分析了闭环调速系统的稳定性, 并进行了仿真实验.

### 1 问题描述

永磁同步电机调速系统的运动方程<sup>[10]</sup>为

$$J(t)d\omega(t)/dt = K_T i_q(t) - T_L(t) + f(t). \quad (1)$$

其中:  $J(t)$ 为电机及负载折合到电机侧的转动惯量和,  $\omega(t)$ 为电机角速度,  $T_L(t)$ 为折算到电机侧的负载转矩,  $K_T = 3P_n\phi_f/2$ 为电磁力矩常数,  $P_n$ 为电机极

收稿日期: 2012-02-14; 修回日期: 2012-06-18.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60975075, 61074023); 江苏省研究生科研创新项目(CXLX11.0256).

作者简介: 陈威(1986-), 男, 博士生, 从事高精度伺服系统的研究; 吴晓蓓(1958-), 女, 教授, 博士生导师, 从事智能控制理论与应用、网络控制系统等研究.

对数,  $\phi_f$  为磁链,  $i_q(t)$  为  $q$  轴电流,  $f(t)$  反应未建模动态. 令  $a(t) = J(t)/K_T(a(t) > 0)$ ,  $b(t) = T_L(t)/K_T$ ,  $y(t) = \omega(t)$ , 则式 (1) 可以表示为

$$a(t)\dot{y}(t) + b(t) = i_q(t) + f(t)/K_T. \quad (2)$$

永磁同步电机调速系统结构如图 1 所示. 采用磁场定向矢量控制, 电机三相电流首先变换到两轴定子坐标系中 (Clark 变换), 再转换到随转子磁通同步旋转的坐标系中 (Park 变换), 分别得到与转子磁通方向重合、垂直的分量  $i_d$  和  $i_q$ , 并对其独立控制. 电流环采用比例-积分 (PI) 调节器, 工程上可以通过调整控制器参数, 使得电流环在速度闭环中近似等效为时间常数很小的一阶惯性环节, 在此情况下, 电流迅速跟随指令.

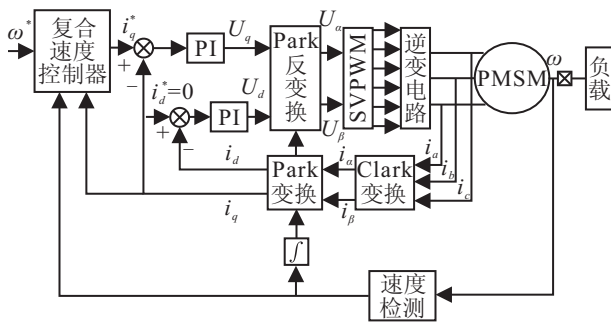


图 1 PMSM调速系统结构

对系统和期望信号作如下假设:

**假设 1** 时变参数  $a(t)$  和  $b(t)$  有界, 并且  $a(t) \in [a_{\min}, a_{\max}]$ ,  $b(t) \in [b_{\min}, b_{\max}]$ ,  $a_{\max} > a_{\min} > 0$ .

**假设 2** 未知非线性函数  $f(t)$  可导且导数有界, 即  $|f'(t)| < \varepsilon$ .

**假设 3** 期望信号  $y_d(t)$  可导.

**假设 4** 电流环等效成的一阶惯性环节时间常数很小, 可近似忽略,  $i_q(t)$  能迅速跟踪指令, 即  $i_q(t) = K_{cl}i_q^*(t)$ .  $K_{cl}$  为电流环增益,  $i_q^*(t)$  为电流指令.

这些假设在一般系统中均能满足. 定义闭环调速系统的跟踪误差  $e(t) = y_d(t) - y(t)$ , 令  $u(t) = K_{cl}i_q^*(t)$ , 控制目标是设计  $u(t)$ , 使得  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$ .

## 2 复合速度控制器的设计

复合速度控制器的结构如图 2 所示,  $u_1$  为 PI 控制器, 有

$$u_1 = K_P e + K_I \int_0^T e dt, \quad (3)$$

其中  $K_P > 0$  和  $K_I > 0$  分别为比例系数、积分系数. 对式 (2) 中参数  $a(t)$  和  $b(t)$  进行估计并设计补偿控制器  $u_2$ , 用来补偿由于负载惯量变化、转矩扰动引起的电机转速波动; 通过扩张状态观测器观测参数辨识误差、未建模动态等非线性因素设计扰动补偿控制器  $u_3$ ; 根据系统的误差设计鲁棒控制器  $u_4$ , 用来增强系统的鲁棒性.

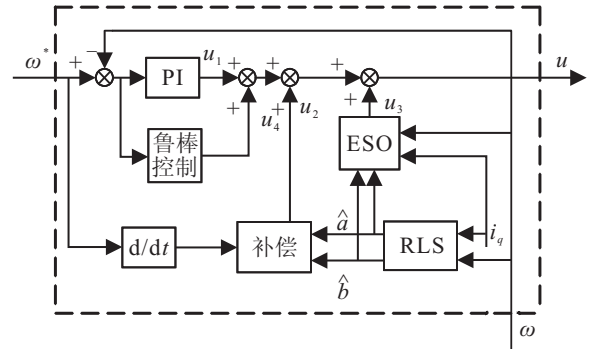


图 2 复合速度控制器结构

### 2.1 基于 FRLS 的时变参数辨识

FRLS 算法在辨识时变参数时, 收敛速度快, 收敛精度高, 适合在线计算<sup>[11]</sup>, 有利于设计补偿控制器, 提高调速精度, 故选择 FRLS 算法辨识式 (2) 中时变参数  $a(t)$ ,  $b(t)$  的估计值  $\hat{a}(t)$ ,  $\hat{b}(t)$ . 为了便于计算, 进行离散化处理, 由式 (2) 和假设 4 可得

$$a(k)[\omega(k+1) - \omega(k)]/T_s + b(k) = u(k), \quad (4)$$

其中  $T_s$  为采样时间. 令  $\Delta\omega(k) = \omega(k+1) - \omega(k)$ , 则式 (4) 表示为

$$u(k)T_s = a(k)\Delta\omega(k) + b(k)T_s = \varphi(k)^T \eta(k). \quad (5)$$

其中:  $\varphi(k) = [\Delta\omega(k) \ T_s]^T$ ,  $\eta(k) = [a(k) \ b(k)]^T$ . FRLS 算法如下:

$$\hat{\eta}(k+1) = \hat{\eta}(k) + L(k+1)[u(k+1)T_s - \varphi(k+1)^T \hat{\eta}(k)], \quad (6)$$

$$L(k+1) = P(k)\varphi(k+1)/[\lambda + \varphi(k+1)^T P(k)\varphi(k+1)], \quad (7)$$

$$P(k+1) = [P(k) - L(k+1)\varphi(k+1)^T P(k)]/\lambda. \quad (8)$$

其中:  $L(k+1)$  为增益矩阵;  $P(k+1)$  为协方差矩阵, 初始值为  $10^n I$  ( $n$  为正整数),  $I$  为单位阵;  $\lambda$  为遗忘因子,  $\lambda \in (0, 1]$ ,  $\lambda$  太小会降低辨识精度,  $\lambda$  取值为 1 会出现“数据饱和”的现象, 可根据实际情况在 0.9~1 的范围内合理选取<sup>[11]</sup>.

用 FRLS 算法辨识时变参数, 若存在严重扰动, 则会引起辨识结果振荡, 因此辨识完毕后需对  $\hat{a}(t)$  和  $\hat{b}(t)$  进行限幅处理, 并令  $\hat{a}(t)_{\min} > 0$ . 由式 (2) 可得补偿控制器

$$u_2 = \hat{a}(t)y_d + \hat{b}(t). \quad (9)$$

### 2.2 基于 ESO 的非线性扰动估计器

扩张状态观测器具有不依赖扰动的具体模型也不用直接测量扰动的特点, 用特殊的非线性反馈机制对系统内外扰动加以观测, 结构简单, 易于实现<sup>[12-13]</sup>. 本文利用扩张状态观测器对参数辨识误差、未建模动态、外界干扰等因素引起的扰动加以观测和抑制.

令参数辨识误差  $\tilde{a}(t) = \hat{a}(t) - a(t)$ ,  $\tilde{b}(t) = \hat{b}(t) - b(t)$ , 式(2)可以表示为

$$\hat{a}(t)\dot{\omega} + \hat{b}(t) = u + \tilde{a}(t)\dot{\omega} + \tilde{b}(t) + f(t)/K_T. \quad (10)$$

令  $\Delta(t) = \tilde{a}(t)\dot{\omega} + \tilde{b}(t) + f(t)/K_T$ , 对其求导得

$$\dot{\Delta}(t) = \dot{\tilde{a}}(t)\dot{\omega} + \tilde{a}(t)\ddot{\omega} + \dot{\tilde{b}}(t) + \dot{f}(t)/K_T.$$

文献[14]指出, 利用带遗忘因子的递推最小二乘法辨识时变参数, 当满足持续激励的条件时, 参数估计误差渐近收敛, 其导数有界. 又因为实际电机的加速度、加加速度有界,  $|\dot{f}(t)| < \epsilon$ , 故  $\dot{\Delta}(t)$  有界, 不妨设  $|\dot{\Delta}(t)| < w_0$ . 令状态变量  $z_1$  跟踪电机实际转速  $\omega$ ,  $z_2$  是扩张状态变量, 跟踪未知非线性函数  $\Delta(t)$ , 则二阶扩张状态观测器设计<sup>[12]</sup>为

$$\begin{aligned} e_0 &= z_1 - \omega, \quad \hat{a}\dot{z}_1 + \hat{b} = u + z_2 - \beta_1 e_0, \\ \dot{z}_2 &= -\beta_2 \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0). \end{aligned} \quad (11)$$

其中:  $\beta_1, \beta_2$  为正常数; 函数  $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  是控制工程界对“小误差, 大增益; 大误差, 小增益”这一经验的数学拟合, 表达式<sup>[12]</sup>为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), & |e| > \delta > 0; \\ e/\delta^{1-\alpha}, & 0 < |e| \leq \delta. \end{cases} \quad (12)$$

$0 < \alpha < 1$ ,  $\delta > 0$  均为常数. 扰动  $\Delta(t)$  的补偿控制器为

$$u_3 = -z_2. \quad (13)$$

### 2.3 鲁棒控制器的设计

**引理 1**<sup>[15]</sup> 一阶受控对象  $\dot{x} = f(x) + bu$ . 其中:  $x$  为状态变量;  $u$  为控制量;  $f(x)$  为连续可导的未知非线性函数, 且  $|\dot{f}(x)| < w$ . 对其设计形如式(11)的二阶扩张状态观测器,  $z_1$  跟踪状态变量  $x$ ,  $z_2$  跟踪未知非线性函数  $f(x)$ , 当可调参数满足  $0 < \alpha_0 < 1$ ,  $\beta_1^2/2 > \beta_2 > w > 0$  时, 该二阶扩张状态观测器是收敛的, 收敛误差为

$$|z_2 - f(x)| < \beta_1(w/\beta_2)^{1/\alpha_0}. \quad (14)$$

由引理 1 可知, 使用  $u_1, u_2$  和  $u_3$  进行控制和补偿可能存在残差, 为此设计一个鲁棒控制器用于克服残差对系统的影响.

令

$$e_1 = \int_0^T edt, \quad e_2 = e,$$

$$E = [e_1 \ e_2]^T, \quad h_0 = \beta_1(w_0/\beta_2)^{1/\alpha_0}, \quad e_s = E^T P_e C.$$

其中

$$P_e = \begin{bmatrix} \frac{K_P}{2K_I} + \frac{K_I}{2K_P} \left(1 + \frac{a_{\max}}{K_I}\right) & \frac{a_{\max}}{2K_I} \\ \frac{a_{\max}}{2K_I} & \frac{a_{\max}}{2K_P} \left(1 + \frac{a_{\max}}{K_I}\right) \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \ 1]^T.$$

易验证  $P_e^T = P_e > 0$ , 基于 Lyapunov 再设计理论, 鲁棒控制器设计<sup>[16]</sup>为

$$u_4 = h_0 \text{sgn}(e_s). \quad (15)$$

其中  $\text{sgn}(x)$  为符号函数, 定义为

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0; \\ 0, & x = 0; \\ -1, & x < 0. \end{cases} \quad (16)$$

则复合速度控制器为

$$u = u_1 + u_2 + u_3 + u_4 =$$

$$K_P e + K_I \int_0^T edt + \hat{a}(t)\dot{y}_d + \hat{b}(t) - z_2 + h_0 \text{sgn}(e_s). \quad (17)$$

### 3 稳定性分析

**定理 1** 若系统满足假设 1~假设 4, 在式(17)所示的控制器作用下, 控制器参数满足  $K_P > 0, K_I > 0, 0 < \alpha_0 < 1, \beta_1^2/2 > \beta_2 > w_0 > 0$ , 该闭环系统渐近稳定.

**证明** 存在

$$\hat{a}(t)\dot{e} = \hat{a}(t)\dot{y}_d + \hat{b}(t) - u - \Delta(t). \quad (18)$$

将式(17)代入(18)有

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \\ &= -\frac{K_P}{\hat{a}(t)}e - \frac{K_I}{\hat{a}(t)}\int_0^T edt + \frac{z_2 - \Delta(t) - h_0 \text{sgn}(e_s)}{\hat{a}(t)}. \end{aligned} \quad (19)$$

因为  $0 < a_{\min} \leq \hat{a}(t) \leq a_{\max}$ , 不妨设

$$-\frac{1}{\hat{a}(t)} = -\frac{1}{a_{\max}} + \Delta a(t), \quad -\frac{a_{\max} - a_{\min}}{a_{\max} a_{\min}} \leq \Delta a(t) \leq 0,$$

则式(19)可以表示为

$$\dot{E} = A(t)E + B(t) = A_0 E + \Delta a(t)RE + B(t),$$

$$A(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_I}{\hat{a}(t)} & -\frac{K_P}{\hat{a}(t)} \end{bmatrix}, \quad A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_I}{a_{\max}} & -\frac{K_P}{a_{\max}} \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ K_I & K_P \end{bmatrix}, \quad B(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{z_2 - \Delta(t) - h_0 \text{sgn}(e_s)}{\hat{a}(t)} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

取 Lyapunov 函数

$$V = E^T P_e E/2, \quad (21)$$

对其求导并代入式(20)整理得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2}E^T(A_0^T P_e + P_e A_0)E + \frac{1}{2}\Delta a(t)E^T(R^T P_e + \\ & P_e R)E + \frac{1}{2}B^T P_e E + \frac{1}{2}E^T P_e B. \end{aligned} \quad (22)$$

又因  $B^T P_e E = E^T P_e B$ , 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \\ &= -\frac{1}{2}E^T E + \frac{1}{2}\Delta a(t)E^T(R^T P_e + P_e R)E + E^T P_e B. \end{aligned} \quad (23)$$

令  $F_1 = \Delta a(t)E^T(R^T P_e + P_e R)E/2$ ,  $F_2 = E^T P_e B$ , 分别对  $F_1$  和  $F_2$  进行分析: 因为  $K_P > 0$ ,  $K_I > 0$ , 所以  $\|R\|_F = \|R^T\|_F \leq \sqrt{2} \max(K_P, K_I)$ , 进而有

$$F_1 \leq \sqrt{2} \Delta a(t) \max(K_P, K_I) \lambda_{\max}(P_e) E^T E \leq 0, \quad (24)$$

$$F_2 = E^T P_e B = v/\hat{a}(t). \quad (25)$$

其中:  $\|\cdot\|_F$  为矩阵  $F$  范数,  $\lambda_{\max}(\cdot)$  为矩阵最大的特征值,  $v = e_s[z_2 - \Delta(t) - h_0 \text{sign}(e_s)]$ . 因为控制器参数满足引理1的条件, 由引理1可得

$$\begin{aligned} & -\beta_1(w_0/\beta_2)^{1/a_0} = \\ & -h_0 < z_2 - \Delta(t) < h_0 = \beta_1(w_0/\beta_2)^{1/a_0}, \end{aligned} \quad (26)$$

因此有

$$v = e_s[z_2 - \Delta(t) - h_0 \text{sign}(e_s)] \leq 0,$$

$$F_2 = v/\hat{a}(t) \leq 0,$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}E^T E + F_1 + F_2 \leq -\frac{1}{2}E^T E < 0. \quad (27)$$

因为  $V$  正定,  $\dot{V}$  负定, 所以系统在原点渐近稳定, 即  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$ .  $\square$

### 4 仿真实验与分析

在 Matlab 7.1 中进行仿真实验, 选取的 PMSM 参数如下:  $r = 19.2 \Omega$ ,  $L_d = L_q = 18.1 \text{ mH}$ ,  $P_n = 4$ ,  $\phi_f = 0.3 \text{ Wb}$ ,  $J = 2.45 \times 10^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ . 复合速度控制器的参数如下:  $K_P = 5.2$ ,  $K_I = 1.3$ ,  $\lambda = 0.998$ ,  $\beta_1 = 100$ ,  $\beta_2 = 5000$ ,  $\alpha_0 = 0.7$ ,  $\delta = 0.1$ . 进行变惯量、转矩扰动和未建模动态的实验.

指令信号选取幅值为  $1 \text{ rad/s}$ 、周期为  $T = 3 \text{ s}$  的正弦信号. 在前  $4 \text{ s}$  内负载转动惯量由  $1 \text{ J}$  渐变为  $4 \text{ J}$ ;  $5 \text{ s}$  时刻, 负载转矩由  $1 \text{ N}\cdot\text{m}$  突变为  $2 \text{ N}\cdot\text{m}$  (图 3(a));  $6 \text{ s}$  后加入摩擦. 选用 Stribeck 摩擦模型, 即利用

$$f(\omega) = [0.2 + 0.1e^{-(\frac{\omega}{0.05})^2}] \frac{2}{\pi} \arctan(100\omega) + 0.02\omega$$

考察未建模动态对系统的影响. 图 3(b) 是控制器  $u$  的输出曲线, 会根据负载惯量、转矩、摩擦的变化及时调整, 减小转速误差.

图 4 是系统在不同控制器作用下的速度误差曲线. 对比图 4(a) 和图 4(b) 可以发现, 加入  $u_2$ , 负载惯量变化后 ( $1 \text{ s} \sim 4 \text{ s}$ ) 速度误差由  $0.00025 \text{ rad/s}$  (峰值) 减小至  $0.00006 \text{ rad/s}$ , 但由于参数辨识算法不能及时辨识快时变参数, 在负载转矩突变 ( $5 \text{ s}$ ) 和加入摩擦后 ( $6 \text{ s}$ ), 未能及时正确补偿, 造成速度误差和调节时间均大于  $u_1$  控制下的情况.  $u_2$  适用于对慢时变参数的补偿. 引入  $u_3$  (图 4(c)), 抑制参数辨识误差和未建模动态的影响, 最大转速误差由  $0.019 \text{ rad/s}$  (峰值) 减小至  $0.014 \text{ rad/s}$ , 误差调节时间为  $0.2 \text{ s}$ , 小于图 4(b) 中的  $0.6 \text{ s}$ . 进一步引入  $u_4$  (图 4(d)), 使速度误差快速渐近收敛, 最大转速误差为  $0.011 \text{ rad/s}$  (峰值), 调节时间为

$0.04 \text{ s}$ . 仿真实验结果显示, 本文提出的复合速度控制器对负载惯量变化、转矩扰动和未建模动态均有效.

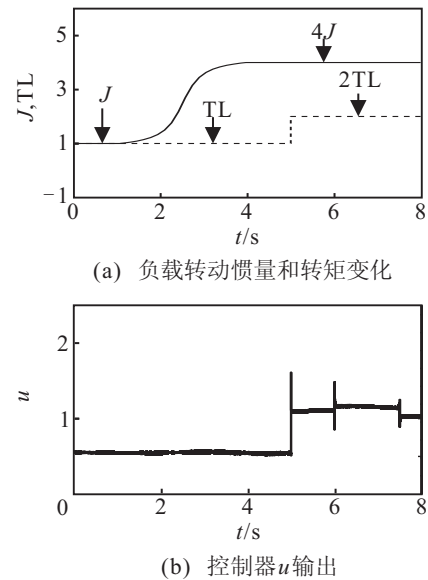


图3 负载变化和控制器输出

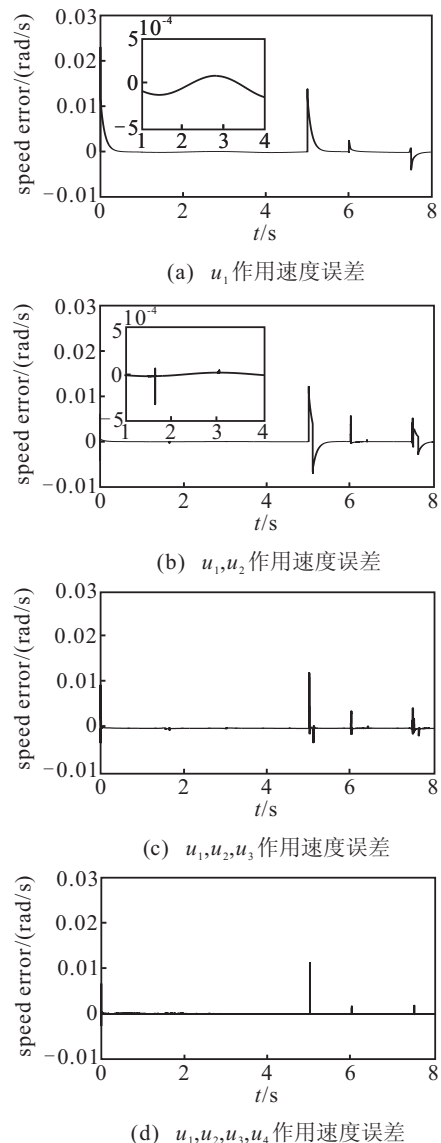


图4 速度误差曲线

## 5 结 论

本文设计了一种集PI控制器、基于FRLS的补偿器、基于ESO的补偿器和鲁棒控制器于一体的复合速度控制器,用于提高存在负载惯量时变、转矩扰动和未建模动态的永磁同步电机调速系统的控制性能。基于FRLS的补偿器可以减小负载惯量等慢时变参数引起的控制误差;基于ESO的补偿器可以抑制参数辨识误差和未建模动态对系统的影响,提高控制精度;鲁棒控制器可以进一步减小补偿器作用后的系统残差,提高系统的稳定性。Lyapunov稳定性理论分析表明,所设计的复合速度控制器能使闭环系统在原点渐近稳定,仿真结果验证了该控制器的有效性。

### 参考文献(References)

- [1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 3-4.  
(Tang R Y. Design theory of modern permanent magnet synchronous motor[M]. Beijing: China Machine Press, 2000: 3-4.)
- [2] 祝晓辉, 李颖晖. 基于扰动滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(5): 456-461.  
(Zhu X H, Li Y H. Vector control for PMSM based on disturbance SMO[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(5): 456-461.)
- [3] 张晓华, 刘慧贤, 丁世宏, 等. 基于扰动观测器和有限时间控制的永磁同步电机调速系统[J]. 控制与决策, 2009, 24(7): 1028-1032.  
(Zhang X H, Liu H X, Ding S H. PMSM speed adjusting system based on disturbance observer and finite-time control[J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1028-1032.)
- [4] 郭新华, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型IP速度控制器[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 7-13.  
(Guo X H, Wen X H, Zhao F. A novel IP speed controller of PMSM based on electromagnet torque feedback compensation[J]. Proc of the CSEE, 2010, 30(27): 7-13.)
- [5] Wang Ai-meng, Xu Wen-qiang, Liu Cheng Tsung. On-line PI self-tuning based on inertia identification for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. American Control Conf, 2000, 1(6): 615-620.
- [6] 赵希梅, 郭庆鼎. 自动识别永磁交流伺服系统的负载惯量和优化控制器参数[J]. 伺服技术, 2008, 6(1): 54-56.  
(Zhao X M, Guo Q D. Auto identifying load inertia and optimizing the controller parameters for permanent magnet AC servo system[J]. Servo Control, 2008, 6(1): 54-56.)
- [7] Li Shi-hua, Liu Zhi-gang. Adaptive speed control for permanent magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050-3059.
- [8] 刘颖, 周波, 方斯琛. 基于新型扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 80-85.  
(Liu Y, Zhou B, Fang S C. Sliding mode control of PMSM based on a novel disturbance observer[J]. Proc of the CSEE, 2010, 30(9): 80-85.)
- [9] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81.  
(Lu W Q, Hu Y W, Liang J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.)
- [10] 郭庆鼎, 王成元. 交流伺服系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 1994: 139-140.  
(Guo Q D, Wang C Y. AC servo system[M]. Beijing: China Machine Press, 1994: 139-140.)
- [11] 张虎, 李正熙, 童朝南. 基于递推最小二乘算法的感应电动机参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 79-86.  
(Zhang H, Li Z X, Tong C N. Parameters identification of induction motor based on FRLS[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(18): 79-86.)
- [12] Han Jing-qing. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [13] 王大戡, 郭宏. 基于扩张状态观测器的直驱阀用音圈电机控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 88-93.  
(Wang D Y, Guo H. An ESO based control system of voice coil motor used in direct drive valve[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(9): 88-93.)
- [14] 程代展. 应用非线性控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 248-249.  
(Cheng D Z. Applied nonlinear control[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 248-249.)
- [15] 王宇航, 姚郁. 二阶扩张状态观测器的误差估计[J]. 吉林大学学报, 2010, 40(1): 143-147.  
(Wang Y H, Yao Y. Error estimation of second order extended state observer[J]. J of Jilin University, 2010, 40(1): 143-147.)
- [16] Hassan K K. Nonlinear systems[M]. The 3rd ed. New Jersey: Prentice Hall Press, 2002: 398-404.