

抗扰动复合非线性伺服控制器的设计与应用*

黄新新, 程国扬

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350116)

摘要: 针对典型的电机伺服系统, 提出了一种鲁棒复合非线性伺服控制器的离散域设计方案。把系统的扰动和不确定性归结为一个斜坡信号(其变化率恒定), 设计一个降维线性扩展状态观测器, 对系统未测量状态 and 未知扰动加以估计。把设计的控制律应用于永磁同步伺服电机, 先在 MATLAB 上进行仿真分析, 随后基于 TMS320F28335DSC 进行试验测试。结果表明系统在各种类型扰动作用下, 对目标位置都能实现快速、平稳和准确的跟踪, 具有较好的鲁棒性。

关键词: 伺服电机; 观测器; 时变扰动; 复合非线性控制; 离散域设计

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)01-0012-06

Design and Application of an Anti-Disturbance Composite Nonlinear Servo Controller*

HUANG Xinxin, CHENG Guoyang

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: A robust composite nonlinear servo controller design was proposed in discrete-time domain for typical motor servo systems. The unknown disturbance and uncertainties in the system were lumped into a ramp signal (with a constant rate of change), and a reduced-order linear extended state observer was designed to estimate the unmeasured state and the unknown disturbance. The controller was then applied to a permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system. MATLAB simulation was first conducted, followed by experimental tests based on a TMS320F28335DSC. The results verify that the system, in the face of a variety of disturbances, was capable of tracking the target positions fast, smoothly and accurately, with a good robustness.

Key words: servo motor; observer; time-varying disturbance; composite nonlinear control; discrete-time design

0 引言

目前,工业伺服系统普遍采用伺服电机传动装置和基于 PID 的电流-转速-位置三环串联的控制结构^[1-2],但 PID 控制的瞬态性能对给定输入和扰动的变化缺乏鲁棒性,实际应用中需引入非线性增益或变增益、抗饱和等措施^[3-5]。文献[6]针对电机直驱系统的大负载扰动问题,设计了一种带有模型参考自适应速度前馈补偿的快速响应伺服系统。文献[7]设计了自抗扰控制律,

用于改善电机位置调节性能。文献[8]提出了一种近似时间最优伺服控制方案,但仅适用于双积分模型的位置伺服系统。文献[9]设计了基于扩展线性状态观测器的位置伺服控制系统,改善了伺服的稳态精度。文献[10]提出了线性伺服控制加非线性反馈的复合非线性控制技术,通过非线性反馈来动态改变闭环阻尼,综合了轻阻尼系统的快速响应和重阻尼系统的低超调特性,可实现快速平稳的定点位置跟踪。文献[8-10]利用了扩展状态观测器来估计扰动,但都假定系统中

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61174051)

作者简介: 黄新新(1993—),男,硕士研究生,研究方向为控制理论与控制工程。

程国扬(1970—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为高性能伺服控制。

存在的扰动是恒定或分段恒定的,这是一种简化假设,难以有效补偿伺服系统中可能存在的正弦干扰、摩擦、迟滞这些时变干扰因素带来的影响。

本文针对典型伺服系统的性能需求——快速、平稳且准确的点位控制,借鉴文献[10]的线性加非线性加观测器的复合控制结构,把伺服系统的扰动和其他不确定性因素归结为一个斜坡信号(其变化率恒定),设计一个降维的线性扩展状态观测器来估计系统的转速和未知扰动,并用于控制和补偿,从而实现高性能的位置控制。本文的设计是在离散时间域上进行的,方便了控制器的编程实现。该控制方案被应用在实际的永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)上,在矢量控制的模式下,把电机的速度和位置环构成的机械子系统作为受控系统,在仅有转角可测量的条件下,分别以转矩电流和电机转角作为控制输入量和受控输出量,进行了试验验证。

1 抗扰复合非线性伺服控制

典型的电机伺服系统是由一个积分环节和一个惯性环节串联构成的二阶动态系统:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot [\text{sat}(u) + d] \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{pmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$ 。

状态向量 x 包含位置和转速信号, d 代表负载扰动和其他不确定因素, a 和 b 为系统参数。饱和限幅函数 $\text{sat}(\cdot)$ 定义为

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u_{\max} & (u \geq u_{\max}) \\ u & (|u| < u_{\max}) \\ -u_{\max} & (u \leq -u_{\max}) \end{cases} \quad (2)$$

把式(1)的模量按采样周期 T 进行基于零阶保持器的离散化,得到如下的离散状态空间模型:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot \{\text{sat}[u(k)] + d(k)\} \\ y(k) = C_d \cdot x(k) \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & \eta \\ 0 & e^{aT} \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} b(\eta - T)/a \\ b\eta \end{bmatrix},$$

$$C_d = [1 \ 0], \eta = (e^{aT} - 1)/a。$$

控制系统的目标是输出 y 能快速、精确地跟踪给定位置 r 。本文所提出的鲁棒复合非线性伺服控制器的具体设计包括以下 4 个步骤:

- (1) 设计线性伺服控制律;
- (2) 设计非线性反馈控制律;
- (3) 设计扩展降阶状态观测器,估计电机转速和未知扰动量;
- (4) 对线性和非线性控制律及观测器进行综合。

1.1 线性伺服控制律的设计

系统开始运行时误差较大,线性部分起主要的调节作用,通过选择较小的阻尼系数,使系统能够快速响应,减小上升时间。设计如下带扰动补偿的线性伺服控制律:

$$u_L(k) = F \cdot x(k) + G \cdot r - d(k) \quad (4)$$

式中: F ——状态反馈增益矩阵;

G ——待定的前馈增益参数。

如果选择闭环系统的一对共轭极点的阻尼系数为 ζ ,自然频率为 ω ,则期望的特征多项式(离散域)为

$$f^*(z) = z^2 - 2e^{-\zeta\omega T} \cos(\omega T \sqrt{1 - \zeta^2})z + e^{-2\zeta\omega T} \quad (5)$$

式中: T ——采样周期。

根据极点配置法可得

$$\begin{cases} F = [f_1 \ f_2] \\ f_1 = [2e^{-\zeta\omega T} \cos(\omega T \sqrt{1 - \zeta^2}) - e^{-2\zeta\omega T} - 1]/b\eta T \\ f_2 = [2e^{-\zeta\omega T} \cos(\omega T \sqrt{1 - \zeta^2}) - b(\eta - T)f_1/a - e^{aT} - 1]/b\eta \end{cases} \quad (6)$$

在控制律式(4)的作用下,闭环系统将趋于稳定,则当 $k \rightarrow \infty$ 时有 $x(k+1) = x(k) \rightarrow x_{ss}$,其中 x_{ss} 是状态变量 x 的稳态值。

将线性控制律式(4)代入式(3)中可推导出:

$$x_{ss} = (I - A_d - B_d F)^{-1} B_d G \cdot r \quad (7)$$

则系统输出 y 的稳态值 y_{ss} 为

$$y_{ss} = C_d x_{ss} = C_d (I - A_d - B_d F)^{-1} B_d G \cdot r \quad (8)$$

为保证系统输出量 y 能准确地跟踪目标值 r ,要求 $y_{ss} \equiv r$,于是可求得:

$$G = 1/[C_d(I - A_d - B_d F)^{-1} B_d] = -f_1 \quad (9)$$

1.2 非线性反馈控制律的设计

随着系统输出量接近给定目标,非线性反馈控制律的作用将逐步增大,通过上调闭环系统的阻尼系数从而抑制即将发生的超调。为此,选取一个平滑的非线性函数 $\rho(\cdot)$,使其值随着系统误差 $e(k) = y(k) - r$ 的减小而增大,比如,可选取 $\rho[e(k)]$ 如下:

$$\rho[e(k)] = \beta \cdot \arctan(\alpha \| \alpha_0 \cdot e(k) | - 1 |) \quad (10)$$

其中: α, β 是非负的可调参数, α_0 与初始误差 $e(0)$ 相关,用于对误差 $e(k)$ 进行归一化:

$$\alpha_0 = \begin{cases} \frac{1}{|e(0)|}, & e(0) \neq 0, \\ 1, & e(0) = 0. \end{cases} \quad (11)$$

显然, $\rho[e(k)]$ 的大小主要由 β 决定,而变化速率则取决于 α 。

接着,选取一个正定矩阵 $W \in R^{2 \times 2}$ 如下:

$$W = \begin{bmatrix} T & 0 \\ 0 & T \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: T ——采样周期。

求解 Lyapunov 方程:

$$P = (A_d + B_d F)^T P (A_d + B_d F) + W \quad (13)$$

即可得到一个正定矩阵 P ,令

$$F_n = B_d^T P (A_d + B_d F) \quad (14)$$

则非线性反馈控制律如下:

$$u_N(k) = -\rho[e(k)] \cdot F_n \cdot \left\{ x(k) - \begin{bmatrix} r(k) \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (15)$$

1.3 扩展降阶状态观测器设计

考虑到系统中存在未建模动态、负载和摩擦力转矩折算而成的等价未知输入扰动,本文采用状态观测器来加以估计。假定扰动 d 可分段近似为斜坡扰动,即取 $\dot{d} = 0$,显然它也包括了定常或慢变化的未知扰动,则有

$$\begin{cases} d(k+1) = Td(k) + d(k) \\ \dot{d}(k+1) = \dot{d}(k) \end{cases} \quad (16)$$

把式(16)结合到对象模型式(3)中,得到增广模型:

$$\begin{cases} \bar{x}(k+1) = \bar{A} \cdot \bar{x}(k) + \bar{B} \cdot \text{sat}[u(k)] \\ y(k) = \bar{C} \cdot \bar{x}(k) \end{cases} \quad (17)$$

其中: $\bar{x} = \begin{pmatrix} x \\ d \end{pmatrix}$, $\bar{A} = \begin{bmatrix} A_d & B_d & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 1 & T \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 1 \end{bmatrix}$,

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{C} = [C_d \quad 0 \quad 0]。$$

由于状态变量 x_1 (输出 y) 是可测量的,只需估计状态 x_2 (即速度 ω_r) 和扰动 d, \dot{d} 的值,因此采用降维(三阶)扩展状态观测器。为此,先把增广模型的系统矩阵分块如下:

$$\begin{aligned} \bar{A}_{11} &= 1, \\ \bar{A}_{12} &= [\eta \quad b(\eta - T)/a \quad 0], \\ \bar{A}_{21} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{A}_{22} = \begin{bmatrix} e^{aT} & \eta & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \bar{B}_1 &= b(\eta - T)/a, \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} b\eta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

将该观测器的极点配置成如图 1 所示的改进型三阶 Butterworth 极点^[11]。

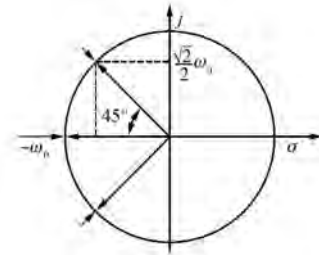


图 1 改进型三阶 Butterworth 方法极点分布图

这时相应的降维(三阶)扩展状态观测器的方程如下:

$$\begin{cases} \bar{w}(k+1) = (\bar{A}_{22} - K\bar{A}_{12})\bar{w}(k) + (\bar{B}_2 - K\bar{B}_1) \\ \quad \text{sat}[u(k)] + [(\bar{A}_{22} - K\bar{A}_{12})K + \\ \quad (\bar{A}_{21} - K\bar{A}_{11})]y(k) \\ \begin{pmatrix} \hat{\omega}_r(k) \\ \hat{d}(k) \\ \dot{\hat{d}}(k) \end{pmatrix} = \bar{w}(k) + K \cdot y(k) \end{cases} \quad (18)$$

式中: \bar{w} ——观测器内部状态量;

$\hat{\omega}_r, \hat{d}$ 和 $\dot{\hat{d}}$ ——转速 ω_r 、扰动 d 和扰动变化率 \dot{d} 的估计值。

其中:增益矩阵 $K = [k_1 \quad k_2 \quad k_3]^T$ 应使得观测器的特征多项式满足:

$$\det[zI - (\bar{A}_{22} - K\bar{A}_{12})] = z^3 - [e^{-\omega_0 T} + 2e^{-\zeta_0 \omega_0 T} \cos(\omega_0 T \sqrt{1 - \zeta_0^2})] z^2 + [2e^{-\omega_0 T(1 + \zeta_0)} \cos(\omega_0 T \sqrt{1 - \zeta_0^2}) + e^{-2\zeta_0 \omega_0 T}] z - e^{-\omega_0 T(1 + 2\zeta_0)} \quad (19)$$

这时,观测器的一对共轭极点的阻尼系数 $\zeta_0 = \sqrt{2}/2$,选取观测器的带宽 ω_0 为线性状态反馈配置极点自然频率 ω 的 3~5 倍。这里观测器估计的是一个综合的扰动,不仅包含负载扰动,还包括由于模型的不准确性带来的扰动,以及电机摩擦转矩的影响等。

1.4 最终的控制律

基于观测器,把线性伺服控制律与非线性反馈控制律结合起来,得到最终的复合非线性伺服控制律为

$$u(k) = u_L(k) + u_N(k) = \{F - \rho[e(k)] \cdot F_n\} \cdot \begin{bmatrix} e(k) \\ \hat{\omega}_r(k) \end{bmatrix} - \hat{d}(k) \quad (20)$$

2 在 PMSM 伺服系统的应用

2.1 PMSM 位置伺服系统的模型

PMSM 的 dq 数学模型为

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1.5p\psi}{J} i_q - \frac{k_b}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \\ U_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \psi \\ U_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - p\omega_r L_q i_q \end{cases} \quad (21)$$

式中: θ_r ——机械转角;
 ω_r ——机械角速度;
 T_e ——电磁转矩;
 T_L ——负载转矩;
 J ——电机的转动惯量;
 k_b ——粘性摩擦因数;
 L_d, L_q —— d 轴和 q 轴同步电感;
 R_s ——定子电阻;
 p ——极对数;
 ψ ——永磁体磁链;
 U_d, U_q —— d 轴和 q 轴的电压;
 i_d, i_q —— d 轴和 q 轴电流,即励磁电流和转

矩电流。

将电机的速度(转速 ω_r)与位置(转角 θ_r)合并一起作为机械子系统,电流内环采用抗饱和 PI 控制实现闭环控制,其中 θ_r 是被控系统的输出(记为 y)。 q 轴电流 i_q 作为控制量 u ,即为转矩电流的给定信号。电机的转角和转速作为系统的状态变量。则 PMSM 位置伺服系统的状态空间模型可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{k_b}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1.5p\psi}{J} \end{bmatrix} \left[i_q + \left(-\frac{T_L}{1.5p\psi} \right) \right] \quad (22)$$

取: $u = i_q, b = \frac{1.5p\psi}{J}, a = -\frac{k_b}{J}, d = -\frac{T_L}{1.5p\psi}$ 表示负

载转矩,也可以包括由非线性摩擦转矩、系统未建模动态或模型不确定性等扰动因素构成的综合扰动。所用的 PMSM 型号为 60CB020C,其额定转速为 3 000 r/min,额定转矩为 0.64 N·m,带有 2 500 线的光电码盘,利用磁粉制动器来提供负载。其中,转矩电流 i_q 的最大幅值为 1.2 A,即控制输入信号 $|u| \leq u_{\max} = 1.2$ A,模型参数值通过系统辨识得到: $a = -1.08, b = 2 436$ 。显然,式(22)可归入式(1)所代表的伺服系统,因而可采用本文所提出的控制方案。

2.2 仿真分析

针对式(22)的伺服系统,选择采样周期 $T = 0.002$ s,采用上一节介绍的复合非线性伺服控制方案,其中利用降维(三阶)扩展状态观测器来估计电机速度和扰动值。控制系统各参数取值如下:控制律参数: $\zeta = 0.3, \omega = 30, W = \text{diag}(0.002, 0.002), \alpha = 3, \beta = 0.08$; 观测器极点: $\zeta_0 = \sqrt{2}/2, \omega_0 = 90$ 。

在 MATLAB/Simulink 中进行仿真研究。首先设置扰动初始值 $d = 0.5$,持续 1.5 s 后扰动被置为零。位置给定 r 设为 $0 \sim 0.5\pi$ 之间每秒变化一次的方波。仿真结果如图 2 所示。显然,系统实现了快速准确的位置控制。

输入周期为 1 s、峰值为 1 的对称锯齿波扰动(斜坡扰动),位置给定相同,控制器各参数保持不变,其仿真效果如图 3 所示。从图 3 中可以看

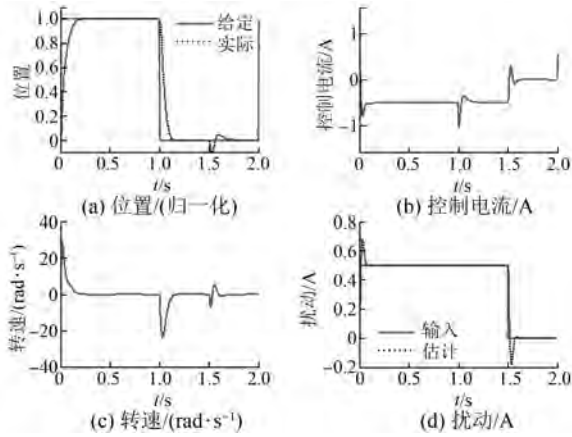


图2 阶跃扰动的仿真结果

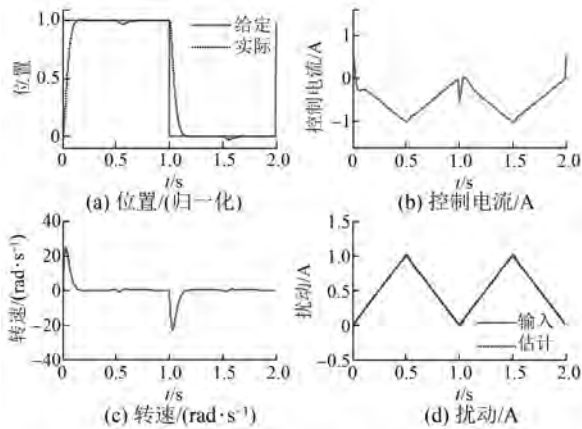


图3 锯齿波扰动的仿真结果

出,观测器能对斜坡扰动进行准确估计,从而补偿扰动的影响,实现准确的位置跟踪。

控制器的参数保持不变,给定目标改为 $r = \pi$,且加入正弦扰动信号 $0.3\sin(4t)$,则仿真试验结果如图4所示。由图4可以看出,控制系统对正弦扰动也能进行有效地估计和补偿,实现准确地

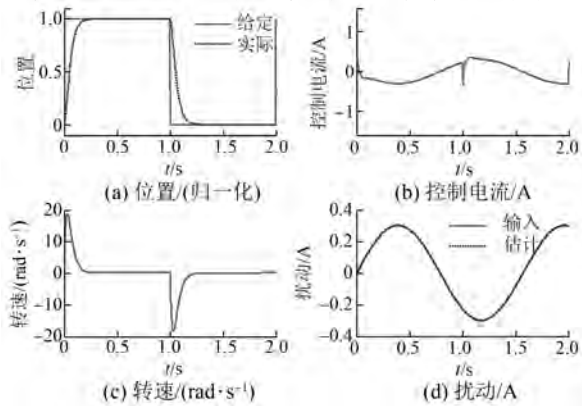


图4 正弦扰动的仿真结果

伺服控制。

控制器参数保持不变,给定目标仍为 $r = \pi$,加入正弦扰动信号 $0.3\sin(4t)$,并且在 $t = 0.6$ s 时,突然输入强度为 -0.5 、持续时间长 0.8 s 的阶跃扰动。在这种混合扰动作用下的仿真效果如图5所示。由图5可见,伺服系统在混合扰动的情况下也能实现准确的位置控制。

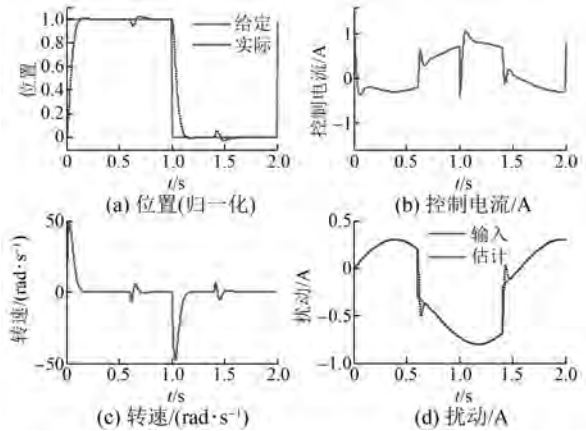


图5 混合扰动的仿真结果

2.3 试验研究

本节采用 TMS320F28335DSC 作为核心搭建电机控制试验平台,如图6所示。采用转子磁场定向 $i_d = 0$ 的矢量控制模式,将电机的位置环和速度环合并在一起构成的二阶系统作为被控对象(外环),把转矩电流作为外环系统的控制输入量,该信号也是 q 轴电流控制环(内环)的给定值 i_q^* 。内部电流环经过 PI 调节器的调节,产生相电压分量 u_d, u_q ,再经过 Park 逆变换得到定子相电压矢量的分量 u_α, u_β ,最后利用电压空间矢量(SVPWM)技术,产生 PWM 信号去控制逆变器开关管导通的时间,进而改变电机输入端的平均电压,调整电机的运行状态。

由于位置响应较快,所以位置变化的瞬态过



图6 永磁同步电机伺服系统试验装置

程很短,难以捕捉。为了试验的方便性,将 PMSM 的位置给定设为方波信号,即设定两个位置点,让电机按一定的时间间隔在这两个位置点间往返运动,这样保证了试验的连续性,可以很好地观察试验效果。

在试验过程中,电流内环的采样频率为 20 kHz,外环为 500 Hz ($T=0.002$ s)。外环采用复合非线性伺服控制,其参数取值与仿真分析的参数值相同。

对 i_d 和 i_q 这两个电流内环采用如下的抗饱和 PI 控制律:

$$\begin{cases} u(k) = k_p \cdot e(k) + u_i(k) \\ u_i(k) = u_i(k-1) + Tk_i \cdot e(k) + \\ Tk_c \cdot e_{sat}(k-1) \end{cases} \quad (23)$$

式中: k_p ——比例系数;
 k_i ——积分系数;
 k_c ——抗饱和反馈增益;
 $u_i(k)$ ——第 k 次积分值;
 $e(k)$ ——第 k 次误差;
 T ——采样周期;
 e_{sat} ——控制量的饱和误差, $e_{sat}(k) = \text{sat}[u(k)] - u(k)$ 。

通过整定,最终得到一组合理的 PI 参数值(两电流环相同): $k_p=0.5, k_i=0.002$ 。抗饱和反馈增益取 $k_c=0.002$ 。

试验所用的电机安装了联轴器和磁粉制动器。负载是通过张力控制电源(直流稳流电源)注入电流到磁粉制动器中所生成的。加 30 mA 负载电流(额定负载的 20%)到磁粉制动器中,位置给定设为从 0~0.6 每秒变化一次的方波。系统的控制信号(转矩电流 i_q)、观测的扰动信号 d 、观测的速度信号 ω_r 、系统位置输出信号,分别如图 7 中的 Channel1、Channel2、Channel3、Channel4 所示。

为了进一步分析试验数据,把 DATALOG 图形显示模块中显示的采样数据导入到 MATLAB 中,绘制的图形如图 8 所示,图 8 中显示了位置给定 π 在三种不同负载下的控制效果,显然系统在各种情况下都实现了准确的位置控制,但随着负载增大,其上升时间略微变长,试验结果与设想的情况相符合。

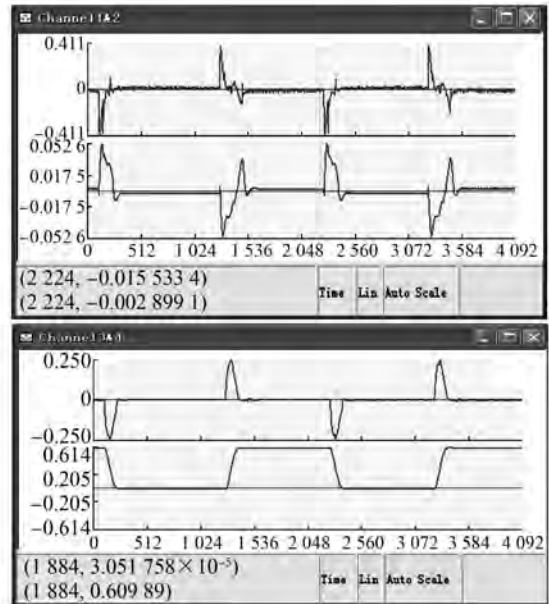


图 7 带 20% 负载、位置给定为 0~0.6 的方波的试验结果

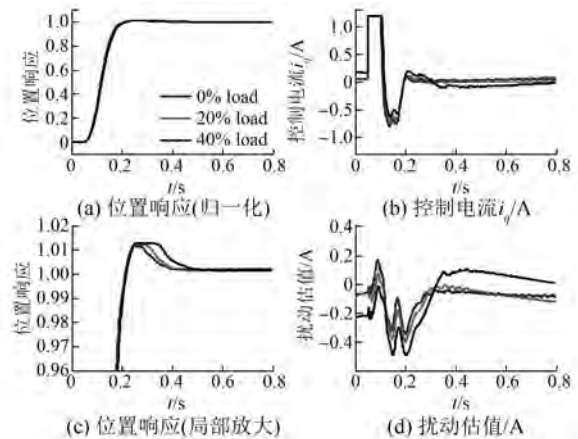


图 8 位置给定 π 在三种负载下的试验结果

4 结 语

本文以电机伺服系统作为被控对象,提出一种带扰动补偿的复合非线性控制方案。该方案包含 3 部分:线性伺服控制、非线性反馈和扩展状态观测器。其中:线性控制部分设计较小阻尼实现系统的快速响应;非线性反馈的作用随着系统误差的减小而逐步增大,通过提高闭环阻尼来抑制将要发生的超调现象;设计一个扩展降维状态观测器来对电机速度和斜坡型扰动进行实时估计,并将其用于状态反馈与扰动补偿。该方案利用了

(下转第 40 页)

- [4] FABIO B. Spacecraft attitude dynamics and control [M]. Italy: University degli Studi di Firenze, 2006.
- [5] 邹奎, 戈新生. 基于滑模控制的 3D 刚体摆姿态稳定性[J]. 动力学与控制学报, 2013, 11(2): 178-181.
- [6] 边珺, 戈新生. 3D 刚体摆姿态稳定性的自适应滑模控制[J]. 北京信息科技大学学报, 2014, 29(3): 33-37.
- [7] 于翠. 飞轮控制系统的控制与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.
- [8] 李德和. 基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统的研究[D]. 济南: 山东大学, 2009.
- [9] 李明. 永磁同步伺服电机二自由度控制[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(10): 1-5.
- [10] 侯利民, 王巍. 无速度传感器的表面式永磁同步电机无源控制策略[J]. 控制与决策, 2013, 28(10): 1578-1582.
- [11] 孙凯, 许镇琳, 盖廓, 等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 43-46.
- [12] 刘小河, 王鹤华. 基于 SVPWM 永磁同步电机反馈线性化控制[J]. 现代电子技术, 2013, 36(12): 159-162.
- [13] 李金, 戈新生. 3D 刚体摆的鲁棒控制器设计和比较分析[J]. 北京信息科技大学学报, 2015, 30(1): 26-30.
- [14] 吴忠, 黄丽雅. 航天器姿态自抗扰控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1617-1622.
- [15] 钟丽. 航天器姿态模糊 PD+控制算法研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2015.
- [16] 周黎妮, 唐国金, 罗亚中. 基于 MATLAB/Simulink 的航天器姿态动力学与控制仿真框架[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(10): 2517-2520.
- [17] 薛薇, 路鸦立. 永磁同步电机调速系统的模糊自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(8): 57-65.
- [18] 李明, 程启明, 陈根, 等. 永磁同步伺服电机二自由度控制[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(10): 1-5.
- [19] 崔家瑞, 李擎, 张波, 等. 永磁同步电机变论域自适应模糊 PID 控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(增刊): 190-194.
- [20] 边珺, 戈新生. 3D 刚体摆姿态稳定性的自适应滑模控制[J]. 北京信息科技大学学报, 2014, 29(3): 33-37.

收稿日期: 2017-06-04

(上接第 17 页)

系统轻阻尼时响应快和重阻尼大时响应慢的特性, 既保证了系统的快速性又防止了出现超调现象, 同时通过更准确的扰动特性建模和观测器估计, 实现了电机伺服系统的精准定位控制。

【参考文献】

- [1] 邹金红, 朱玉川. 基于复合前馈控制的交流位置伺服系统动态特性[J]. 电机与控制应用, 2011, 38(1): 29-32, 42.
- [2] 余智胜, 赵燕伟. 皮革数控裁剪机伺服进给系统的设计与仿真[J]. 机电工程, 2013, 30(4): 464-467.
- [3] HEERTJES M, SCHURBIERS X, NIJMEIJER H. Performance-improved design of N-PID controlled motion systems with applications to wafer stages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1347-1355.
- [4] SHIN H B, PARK J G. Anti-windup PID controller with integral state predictor for variable-speed motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1509-1516.
- [5] HUNNEKENS B, DEWOUW N V, HEERTJES M, et al. Synthesis of variable gain integral controllers for linear motion systems [J]. IEEE Trans. Control Syst. Technol., 2015, 23(1): 139-149.
- [6] 文建刚, 周亚军, 张竟飞, 等. 基于自适应速度前馈补偿的快速伺服系统研究. 电机与控制应用, 2016, 43(11): 1-5.
- [7] 滕福林, 胡育文, 李宏胜. 基于自抗扰控制器的交流位置伺服系统[J]. 电气传动, 2013, 43(8): 52-56.
- [8] 胡金高, 程国扬. 鲁棒近似时间最优控制及其在电机伺服系统的应用[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 163-172.
- [9] 刘伯育. 交流电机位置伺服系统的扰动补偿控制[J]. 机电工程, 2014, 31(1): 97-100.
- [10] 程国扬, 黄宴委. 双惯性伺服传动系统的抗扰动复合非线性控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(11): 1539-1547.
- [11] 孟吉红, 徐军, 邓海波, 等. 三阶 Butterworth 型极点配置方法的改进[J]. 控制工程, 2007, 14(1): 70-72, 114.

收稿日期: 2017-05-17