

# 电机位置伺服控制器的参数化设计及试验比较

程国卿, 尤晓萍

(厦门大学嘉庚学院普瑞特先进打印技术创新实验室, 福建漳州 363105)

**摘要:** 为在伺服电机上实现准确的位置调节, 提出了基于扩展状态观测器的鲁棒复合伺服控制和带误差积分的线性反馈控制方案, 并以闭环阻尼和自然频率等作为设计参数, 给出了全参数化的离散时域控制律。控制律在 1 台永磁同步电机上进行了试验测试。结果表明鲁棒复合控制在较大范围的位置目标和负载转矩下实现准确的点位运动, 瞬态性能良好; 而基于积分的线性反馈控制当目标位置或负载发生变化时伺服性能出现明显恶化, 缺乏鲁棒性。

**关键词:** 伺服电机; 位置调节; 复合控制; 扰动抑制; 参数化设计

**中图分类号:** TM 921.5:TM 381 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0075-06

## Parameterized Design of Motor Position Servo Controllers with Experimental Comparison

CHENG Guoqing, YOU Xiaoping

(The PRT Advanced Printing Technological Innovation Lab, Xiamen University Tan Kah Kee College, Zhangzhou 363105, China)

**Abstract:** To achieve accurate position regulation on servomotors, two control schemes were proposed, i.e., robust composite servo control based on extended state observer (ESO), and linear feedback control with integration of error. Using the damping ratio and natural frequency of the closed-loop poles as design parameters, fully-parameterized control laws were presented in discrete time domain. The control laws were applied to a permanent magnet synchronous motor for experimental test. The results showed that the ESO-based robust composite servo control could accomplish accurate set-point motion for a wider range of target positions under various load conditions, with a desirable transient performance. In comparison, the integration-based linear feedback control had a degraded servo performance when the target position or the load was varied, indicating a lack of robustness.

**Key words:** servomotor; position regulation; composite control; disturbance rejection; parameterized design

## 0 引言

在工业自动化系统中,经常需要进行点位运动控制,就要求控制系统能在各种负载条件下实现准确的位置调节<sup>[1]</sup>。目前工业控制中主要采用 PID 控制。PID 在高阶系统上不易整定出理想的性能<sup>[2]</sup>,因此一些研究人员引入智能优化的方法

来优化 PID 参数<sup>[3]</sup>。PID 中的积分器易产生 Windup 现象,实际应用中需要加入抗饱和措施,如文献[4],但其仅针对一阶系统模型,而且需要知道模型参数值。文献[5-6]采用自抗扰控制(ADRC)来设计位置伺服控制器。ADRC 把系统的未知扰动和模型不确定性合并为一个总扰动,扩展成为一个状态量,利用非线性扩展状态观测

作者简介:程国卿(1967—),男,副教授,研究方向为智能物流与工业自动化。

尤晓萍(1985—),男,讲师,研究方向为机电一体化设备及单片机控制。

器(ESO)对系统的状态和扰动进行估计,然后进行反馈和补偿,能实现优于PID的控制性能。ADRC的非线性ESO设计起来较复杂,其中有多参数需要整定,给实际应用造成困难。文献[7]采用电流-速度-位置的三环串级PID控制结构,设计了永磁同步电机(PMSM)的位置伺服系统。文献[8-9]把速度环和位置环统一起来,设计了电流-位置两环结构的PMSM位置伺服系统,并基于线性观测器对扰动进行估计和补偿。以上文献介绍的位置伺服控制方案主要是在连续时域上给出的,在实际系统应用时需先对控制器进行离散化,而离散化过程会使控制性能发生一定程度的偏差。

本文针对典型的电机位置伺服系统,采用基于状态空间模型的离散时域设计方法,给出两种能实现点位运动的控制方案:一是基于线性ESO的鲁棒复合伺服控制(RCSC),即采用线性ESO同时估计状态和扰动,然后设计基于状态反馈、给定前馈和扰动补偿的复合控制律;二是基于位置误差积分的线性反馈控制(LFIC)。为便于实际应用编程和性能调试,本文采用闭环阻尼系数和自然频率等作为设计参数,给出了全参数化的离散时域控制律。将控制律应用于一个PMSM位置伺服系统中,进行了试验验证和分析比较。

## 1 位置伺服控制律的设计

### 1.1 电机位置伺服系统的离散时域状态空间模型

考虑典型的电机位置伺服系统,其数学模型如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} \cdot [\text{sat}(u) + d] \\ y = [1 \quad 0] \cdot \mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

其中:状态向量  $\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$  包含位置和速度信号; $y$  是可量测的被控输出量; $u$  是控制输入量; $d$  代表由负载扰动和其他不确定因素构成的未知扰动; $a \leq 0$  和  $b > 0$  为系统参数; $\text{sat}(\cdot)$  是最大幅值为  $u_{\max}$  的饱和限幅函数,定义如下,

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

式中:  $\text{sgn}(\cdot)$ ——符号函数。

把上述连续时间模型按采样周期  $T_s$  进行基于零阶保持器的离散化,得到如下的离散时间状态空间模型:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \\ \quad \mathbf{B} \cdot \{\text{sat}[u(k)] + d(k)\} \\ y(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & a_1 \\ 0 & a_2 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0],$$

$$a_1 = \begin{cases} T_s, & a = 0 \\ (e^{aT_s} - 1)/a, & a \neq 0 \end{cases},$$

$$a_2 = e^{aT_s},$$

$$b_1 = \begin{cases} \frac{1}{2}bT_s^2, & a = 0 \\ b(e^{aT_s} - 1 - aT_s)/a^2, & a \neq 0 \end{cases},$$

$$b_2 = \begin{cases} bT_s, & a = 0 \\ b(e^{aT_s} - 1)/a, & a \neq 0 \end{cases}.$$

控制系统的目标是输出  $y$  能快速且精确地跟踪给定位置  $r$ 。

### 1.2 基于线性ESO的鲁棒复合伺服控制律

为实现对给定目标  $r$  的准确控制,设计如下带扰动补偿的线性伺服控制律:

$$u(k) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}(k) + f_r \cdot r - d(k) \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{F}$ ——状态反馈增益矩阵,  $\mathbf{F} = [f_1 \quad f_2]^T$ ;

$f_r$ ——前馈增益系数。

选择闭环系统主导极点的阻尼系数  $\zeta \in (0, 1]$  和自然频率  $\omega > 0$ , 则期望的离散域特征多项式为

$$D_c(z) = z^2 + p_1z + p_0 \quad (5)$$

其中:  $p_1 = -2e^{-\zeta\omega T_s} \cos(\omega T_s \sqrt{1 - \zeta^2})$ ,  $p_0 = e^{-2\zeta\omega T_s}$ 。

根据极点配置法可得:

$$\begin{cases} f_1 = \frac{1 + p_1 + p_0}{a_2b_1 - a_1b_2 - b_1}, \\ f_2 = -\frac{1 + a_2 + p_1 + b_1f_1}{b_2} \end{cases} \quad (6)$$

前馈增益  $f_r$  应保证系统的稳态输出量准确地匹配目标值  $r$ , 可得:

$$f_r = 1/[\mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{BF})^{-1}\mathbf{B}] = -f_1 \quad (7)$$

式中:  $\mathbf{I}$ ——相应维数的单位矩阵。

伺服电机通常利用光电编码器来提供位置测量信息,而速度信号未直接测量。虽然对位置信息的数值微分可得到速度,但这样易放大噪声;常规的 M、T 或 M/T 法得到的是某一时间段内的平均速度,而不是瞬时速度,用于反馈控制将带来相位滞后。文献[10]提出了一种基于多项式拟合的瞬时速度估计方法,但具有一定的计算复杂性。本文把速度和扰动一起考虑,通过扩展状态观测器进行估计。假设  $d$  是分段阶跃或慢变化的,即:  $d(k+1) = d(k)$ , 将其结合到式(3)中,可得增广模型如下:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{x}}(k+1) = \bar{\mathbf{A}} \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{B}} \cdot \text{sat}[u(k)] \\ y(k) = \bar{\mathbf{C}} \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $\bar{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ d \end{pmatrix}$  是增广状态向量,  $\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $\bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \ 0]$ 。

由于  $x_1$ (输出  $y$ ) 是可量测的, 仅需估计状态  $x_2$  (即速度) 和扰动  $d$  的值, 因此采用降阶(二阶)状态观测器。把观测器的一对极点配置成具有阻尼系数  $\zeta_0$  和自然频率  $\omega_0$ , 则其对应的特征多项式(离散域)为

$$D_0(z) = z^2 + q_1 z + q_0$$

其中:  $q_1 = -2e^{-\zeta_0 \omega_0 T_s} \cos(\omega_0 T_s \sqrt{1 - \zeta_0^2})$ ,  $q_0 = e^{-2\zeta_0 \omega_0 T_s}$ 。

相应的扩展状态观测器的方程如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\eta}(k+1) = \mathbf{A}_0 \cdot \boldsymbol{\eta}(k) + \mathbf{B}_u \cdot \text{sat}[u(k)] + \mathbf{B}_y \cdot y(k) \\ \begin{pmatrix} \hat{x}_2(k) \\ \hat{d}(k) \end{pmatrix} = \boldsymbol{\eta}(k) - \mathbf{L} \cdot y(k) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\boldsymbol{\eta}$ ——观测器内部状态量;

$\hat{x}_2, \hat{d}$ —— $x_2$  和  $d$  的估计值。

观测器的系数矩阵如下:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1 + a_2 + q_1 + b_1 l_2}{a_1} \\ \frac{1 + q_0 + q_1}{a_2 b_1 - a_1 b_2 - b_1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} a_2 + l_1 a_1 & b_2 + l_1 b_1 \\ l_2 a_1 & 1 + l_2 b_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} b_2 + l_1 b_1 \\ l_2 b_1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_y = \begin{bmatrix} l_1 - l_1(a_2 + l_1 a_1) - l_2(b_2 + l_1 b_1) \\ -l_2(l_1 a_1 + l_2 b_1) \end{bmatrix}。$$

把观测器提供的速度和扰动估计值代入式(4), 可得最终的鲁棒复合伺服控制律为

$$u(k) = [f_1 \ f_2] \cdot \begin{pmatrix} y(k) - r \\ \hat{x}_2(k) \end{pmatrix} - \hat{d}(k) \quad (10)$$

把扰动作为一个分段定常或缓慢变化的量, 即扰动的变化速率非常小, 则线性 ESO 能得到扰动的准确估计值, 从而实现有效的补偿。如果扰动的变化速率不可忽略但是有界, 观测器的误差将随着观测器带宽的增加而单调减小。对于时变扰动, 可采用广义 ESO 或者更高阶的 ESO 来改进估计和补偿的性能<sup>[11-12]</sup>。

### 1.3 基于位置误差积分的线性反馈控制律

采用积分控制来消除稳态误差是常规方法。把积分控制与状态反馈相结合, 设计电机位置伺服控制律。首先定义如下积分变量:

$$x_i(k+1) = x_i(k) + k_i [y(k) - r] \quad (11)$$

其中:  $k_i > 0$  是积分的加权系数。

把式(11)与式(3)相结合, 得到增广模型:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(k+1) &= \bar{\mathbf{A}} \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{B}} \cdot \text{sat}[u(k)] + \bar{\mathbf{B}}_r \cdot r + \bar{\mathbf{B}} \cdot d(k) \end{aligned} \quad (12)$$

其中:  $\bar{\mathbf{x}}(k) = \begin{pmatrix} x_i(k) \\ \mathbf{x}(k) \end{pmatrix}$ ,  $\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 1 & k_i \mathbf{C} \\ 0 & \mathbf{A} \end{bmatrix}$ ,  $\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}$ ,

$$\bar{\mathbf{B}}_r = \begin{bmatrix} -k_i \\ 0 \end{bmatrix}。$$

针对增广模型设计如下线性控制律:

$$u(k) = \bar{\mathbf{F}} \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) + k_r \cdot r \quad (13)$$

其中:  $\bar{\mathbf{F}} = [f_1 \ \bar{f}_1 \ \bar{f}_2]$  是反馈增益矩阵, 应使得  $\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{F}}$  的特征值落在期望的位置上;  $k_r$  是前馈增益系数, 选取  $k_r = -\bar{f}_1$  以便构成位置误差反馈。

选择闭环系统一对主导极点的阻尼系数为  $\zeta_1$ , 自然频率为  $\omega_1$ , 且与积分项对应的离散域极点为  $\lambda \in (0, 1)$ , 则期望的离散域特征多项式为

$$\bar{D}(z) = (z - \lambda)(z^2 + h_1 z + h_0) \quad (14)$$

其中:  $h_1 = -2e^{-\zeta_1 \omega_1 T_s} \cos(\omega_1 T_s \sqrt{1 - \zeta_1^2})$ ,  $h_0 = e^{-2\zeta_1 \omega_1 T_s}$ 。

把  $\bar{D}(z)$  与  $|z\mathbf{I} - (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{F}})|$  相匹配, 可求得:

$$\begin{cases} \bar{f}_1 = \frac{b_1(\lambda - h_1 - h_0\lambda - 2) + \beta}{(a_1 b_2 - a_2 b_1 + b_1)^2} \\ \bar{f}_2 = (\lambda - h_1 - a_2 - 2 - b_1 \bar{f}_1) / b_2 \\ f_i = [(b_1 + a_2 b_1 - a_1 b_2) \bar{f}_1 + 2b_2 \bar{f}_2 + 1 + 2a_2 + h_1 \lambda - h_0] / b_1 k_i \end{cases} \quad (15)$$

其中:  $\beta = (a_1 b_2 - a_2 b_1) (2\lambda - 2h_1 + h_1 \lambda - h_0 - 3)$ 。

速度信号  $x_2$  的观测器(降阶)设计如下<sup>[13]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{x}_v(k+1) = A_v \cdot x_v(k) + \bar{B}_u \cdot \\ \quad \text{sat}[u(k)] + \bar{B}_y \cdot y(k) \\ \hat{x}_2(k) = x_v(k) - L_v \cdot y(k) \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $x_v$ ——观测器内部状态量;

$\hat{x}_2$ ——状态  $x_2$  的估计值。

$$L_v = (e^{-\omega_v T_s} - a_2) / a_1, \quad A_v = e^{-\omega_v T_s},$$

$$\bar{B}_u = b_2 + L_v \cdot b_1, \quad \bar{B}_y = L_v(1 - a_2 - L_v a_1),$$

$\omega_v > 0$  为观测器的带宽。

最终的带误差积分的线性反馈伺服控制律为

$$\begin{cases} \dot{x}_i(k+1) = x_i(k) + k_i [y(k) - r], \\ \dot{x}_v(k+1) = A_v \cdot x_v(k) + \bar{B}_u \cdot \\ \quad \text{sat}[u(k)] + \bar{B}_y \cdot y(k), \end{cases} \quad (17)$$

$$u(k) = [f_i \quad \bar{f}_1 \quad \bar{f}_2] \cdot \begin{pmatrix} x_i(k) \\ y(k) - r \\ x_v(k) - L_v \cdot y(k) \end{pmatrix} \quad (18)$$

## 2 在 PMSM 位置伺服系统中的应用

本节把设计的位置伺服控制律应用于 1 台 PMSM, 进行试验研究。试验选用了 1 台表贴式 PMSM, 其数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ T_e = 1.5p\psi_f i_q = J \frac{d\omega_r}{dt} + k_f \omega_r + T_L \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \psi_f \\ u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\theta_r$ ——机械转角;

$\omega_r$ ——机械角速度;

$T_e$ ——电磁转矩;

$p$ ——极对数;

$\psi_f$ ——永磁体磁链;

$i_d, i_q$ —— $d, q$  轴电流, 即励磁电流和转矩电流;

$J$ ——电机轴惯量;

$k_f$ ——黏性摩擦因数;

$T_L$ ——负载转矩;

$u_d, u_q$ —— $dq$  坐标系中  $d, q$  轴的电压;

$R_s$ ——定子电阻;

$L_d, L_q$ ——电机  $d, q$  轴同步电感。

试验用 PMSM 电机型号为 60CB020C, 其额定转速为 3 000 r/min, 额定转矩为 0.64 N·m, 极对数为 4; 带有 2 500 线的光电码盘, 利用磁粉制动器来提供负载。本系统中, 电流环采用基于遇限削弱积分法的抗饱和和数字式 PI 控制律来进行调节:

$$u_{pi}(k) = K_p \times e_i(k) + u_i(k) \quad (20)$$

$$u_i(k) = \begin{cases} u_i(k-1), & |u_{pi}(k-1)| > \bar{u}_{max} \wedge \\ & u_{pi}(k-1)e_i(k) > 0, \\ u_i(k-1) + K_i \times e_i(k), & \\ else \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $e_i(k)$ —— $i_d$  或  $i_q$  的跟踪误差;

$K_p, K_i$ ——比例和积分增益参数。

两个电流环采用相同的参数值:  $K_p = 46.2, K_i = 0.185; \bar{u}_{max} = 180$  V 是电压量  $u_d$  和  $u_q$  的饱和限幅值。电流内环控制和脉宽调制的离散采样频率是 20 kHz。由于电流环具有较快的动态响应, 闭环控制下的电流环可以被近似为一个单位增益环节。

接着, 考虑电机速度和位置环合并构成的子系统, 以电机转角  $\theta_r$  作为系统的受控输出量(记为  $y$ ), 转矩电流  $i_q$  作为控制输入量  $u$  (电流命令), 则系统的模型可转化为式(1)的形式, 其中:  $x = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{pmatrix}, a = 0, b = \frac{1.5p\psi_f}{J}, d = -(T_L + k_f \omega_r) / (1.5p\psi_f)$  表示由负载和摩擦转矩折算而成的等价扰动; 电流  $i_q$  的最大值限定为 1.5 A, 则  $\text{sat}(u)$  的限幅值为  $u_{max} = 1.5$  A。

由于系统的惯量  $J$  的准确值未知, 无法直接按公式计算得到模型参数  $b$ , 所以采用系统辨识的方法: 在空载的情况下, 向电机输入正弦波类型的转矩电流命令, 测量其对应的转速信号, 通过最小二乘法拟合, 可得  $b = 1\ 960$ 。

选取位置控制的采样周期  $T_s = 0.002$  s, 利用 Texas Instruments 公司的 TMS320F28335 数字信号控制器(DSC)进行控制算法编程, 在实际的 PMSM 上进行实时控制试验。伺服系统的整体结构如图 1 所示。首先在位置给定  $r = \pi$  和 50% 额定转

矩(半载)的情况下分别对 RCSC 和 LFIC 进行参数整定,使系统取得满意的性能。在整定 RCSC 参数时,首先根据期望的伺服带宽选择  $\omega = 30 \text{ rad/s}$ ,选取  $\zeta = 0.8$  使系统输出响应的超调量低于 1%,观测器极点按照 Butterworth 模式来配置,即  $\zeta_0 = 0.707$ ,其自然频率  $\omega_0 = 100 \text{ rad/s}$  (控制极点自然频率的 2 倍以上)。在整定 LFIC 参数时,首先选取  $k_i = 0.1$  使得积分项的单步增量小于控制量限幅值,接着选择  $\zeta_1 = 0.707$  和  $\omega_1 = 30 \text{ rad/s}$  使系统具有预期带宽且超调量较小,选择观测器参数  $\omega_v = 100 \text{ rad/s}$  使其等于闭环带宽的 2 倍以上,然后从 1 向下逐步调整  $\lambda$  的值直到系统输出响应达到快速、低超调且无稳态误差,最终选定  $\lambda = 0.987$ 。

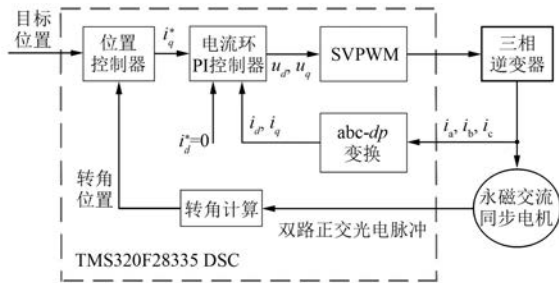


图 1 PMSM 位置伺服系统示意图

图 2 所示为 2 种控制律在半载情况下跟踪目标角  $\pi$  的性能曲线图。图 2 中显示了电机转角  $\theta_r$ 、转速  $\omega_r$ 、控制信号  $i_q^*$  (转矩电流命令) 和实际电流  $i_q$ 。显然,两种控制律都取得了较为理想的性能,位置响应的超调量低于 1%,而 5% 调节时间约为  $0.132 \text{ s}$ 。接着,改变目标给定或负载,继续试验。其中,采用 LFIC 控制律在目标位置  $\pi$  且 100% 负载

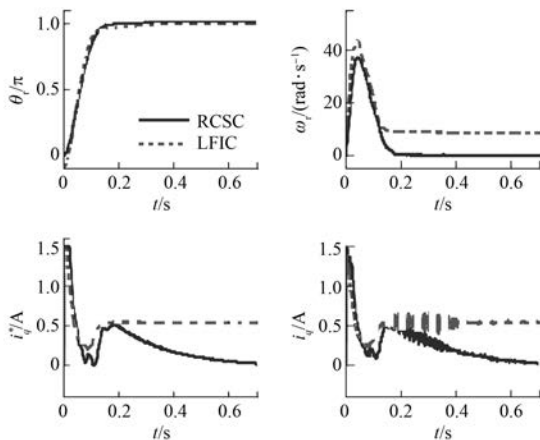


图 2 2 种控制律在半载下跟踪目标角  $\pi$  的性能比较

(满载)以及目标位置  $2\pi$  且半载两种情况下的试验结果如图 3 所示。可以看到,当给定位置或负载变化时,LFIC 控制律的系统响应性能出现了明显的恶化,位置响应要经历一段很长的瞬态过程才能趋于目标值。

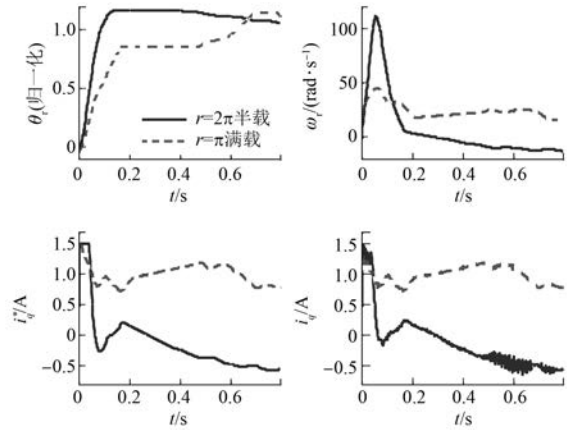


图 3 LFIC 控制律在不同负载或给定下的性能比较

图 4 所示为 RCSC 控制律在目标位置  $\pi$ 、空载或满载情况下的试验结果,可以发现两种情况下的位置响应曲线仅有微小的差异,但其对应的控制量(转矩电流)却有很大的不同。这是因为控制律通过观测器对负载扰动进行估计并加以补偿,使得系统输出性能对不同负载基本保持一致。

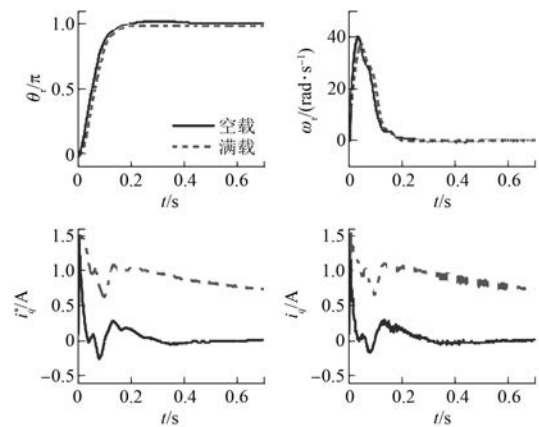


图 4 RCSC 在 2 种负载下跟踪目标角  $\pi$  的试验结果

图 5 所示为 RCSC 控制律在目标位置  $2\pi$ 、空载或满载情况下的试验结果。由图 5 可知,满载条件下的位置响应有较明显的减缓,这时虽然控制律中的观测器对负载扰动进行了估计,但由于控制量一开始就已经饱和,不能及时地对负载扰动进行有

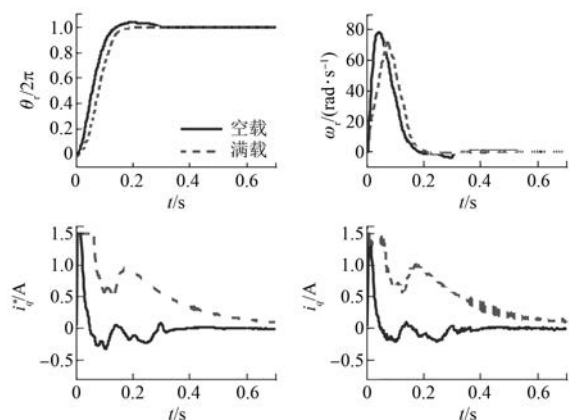


图5 RCSC在2种负载下跟踪目标角 $2\pi$ 的试验结果

效的补偿,才导致系统输出响应变慢。但负载扰动最终能够消除,系统不会出现稳态误差。

综合以上情况,RCSC控制律能在较大范围的位置给定和负载条件下保持良好的控制性能,适于工业实际应用。

### 3 结 语

本文提出了2种用于电机伺服系统进行点对点位置运动的控制方案:基于线性ESO的鲁棒复合伺服控制以及基于位置误差积分的线性反馈控制。在离散时域上分别为这2种控制方案设计了全参数化的控制律,方便了实际应用和性能调优。随后通过TMS320F28335 DSC进行编程实现,在1台PMSM上进行了位置控制试验研究。试验结果表明:基于线性ESO的鲁棒复合伺服控制律能在各种负载条件下对较大范围的位置目标进行快速与准确的伺服跟踪,具有较好的性能鲁棒性。这种离散时域参数化控制方案适用于数控机床之类的工业位置伺服系统。

#### [参 考 文 献]

[1] 丘永亮.基于模型辨识的数控机床专用伺服电机位置控制[J].电机与控制应用,2017,44(11): 50.

- [2] 曹薇,谢天驰.高阶非线性系统的位置控制器PID参数优化[J].电机与控制应用,2017,44(9): 84.
- [3] 王继超,杨振强.基于细菌觅食优化算法的永磁同步电机位置伺服系统模糊控制策略[J].电机与控制应用,2017,44(6): 40.
- [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.
- [5] 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.
- [6] 滕福林,胡育文,李宏胜,等.基于自抗扰控制器的交流位置伺服系统[J].电气传动,2011,41(11): 46.
- [7] 王宏,于泳,徐殿国.永磁同步电动机位置伺服系统[J].中国电机工程学报,2004,24(7): 151.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] MERRY R, VAN DE MOLENGRAFT M, STEINBUCH M. Velocity and acceleration estimation for optical incremental encoders [J]. Mechatronics, 2010, 20(1): 20.
- [11] KIM K, REW K H, KIM S. Disturbance observer for estimating higher order disturbances in time series expansion [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 55(8): 1905.
- [12] GODBOLE A A, KOLHE J P, TALOLE S E. Performance analysis of generalized extended state observer in tackling sinusoidal disturbances [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(6): 2212.
- [13] PENG K M, CHENG G Y, CHEN B M, et al. Improvement of transient performance in tracking control for discrete-time systems with input saturation and disturbances [J]. IET Control Theory & Applications, 2007, 1(1): 65.

收稿日期: 2018-09-17