

文章编号 1004-924X(2010)10-2212-09

直流力矩电机力矩波动的自适应补偿控制

宋彦^{1,2}, 高慧斌¹, 张淑梅¹, 杜璧秀¹, 郭同健¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要:为解决伺服系统在低速状态下其电机力矩波动影响速度稳定性的问题,提出了一种基于自适应补偿的控制策略。从电机结构出发,分析了电机力矩波动产生的机理,建立了力矩波动的数学模型,提出了基于鲁棒自适应的控制策略。系统控制器由两部分组成:超前-滞后校正用于保证系统的名义稳定性和鲁棒性;自适应补偿控制则采用最小二乘法在线辨识力矩波动,并给予自适应补偿。实验结果显示:与仅使用超前-滞后方法相比,当采用自适应补偿时,速度波动的峰-峰值由 4.21% 下降到 1.77%,均方根值由 0.97% 下降为 0.39%,得到的结果说明提出的方法能够有效降低电机力矩波动对速度稳定度的不利影响。

关键词:直流力矩电机;自动控制;低速伺服系统;力矩波动;参数辨识;自适应补偿;

中图分类号:TP273.2;TM331 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20101810.2212

Adaptive compensation of torque ripple in DC torque motor

SONG Yan^{1,2}, GAO Hui-bin¹, ZHANG Shu-mei¹, DU Bi-xiu¹, GUO Tong-jian¹

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,*
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: An adaptive control and compensation scheme is proposed in this paper to solve the problem on torque ripples caused by the velocity fluctuation in a DC torque motor. Firstly, a mechanism for torque ripple is found out according to the analysis of DC motor's structure. Then, the mathematical model is established and a robust adaptive control strategy is designed. The control algorithm is contained by two parts: one is a lead-lag feedback controller for verifying the stability and the robustness of the system nominally; and the other is an adaptive compensator, which is used to compensate the torque ripple adaptively through a recursive least square identification. The experimental results show that the peak-peak value and the RMS value of velocity fluctuation obtained by the proposed method been reduced to 1.77% and 0.39% respectively as compared with two indexes of 4.21% and 0.97% obtained only by the lead-lag feedback controller. The conclusion is that proposed adaptive compensation method can depress the velocity fluctuation caused by motor torque ripple efficiently.

收稿日期:2009-11-27;修订日期:2010-02-01.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2008AA0047)

Key words: DC torque motor; automatic control; low velocity servo mechanism; torque ripple; parameter identification; adaptive compensation

1 引言

直流力矩电机具有能直接驱动负载,可长时间工作于堵转状态,输出转矩相对较大的特点,应用在低速高精度伺服系统中,可以直接驱动负载,避免使用传动机构而引起的误差,提高系统的刚度和控制精度,因此,在光电测控系统中得到了广泛应用。直流力矩电机在运动过程中,由于齿槽效应、换向、绕组的非均匀分布等原因,不可避免地会产生力矩波动现象,而在低速状态下,波动力矩占电机输出力矩比例相对较大,对速度稳定度有较大影响。

目前,电机力矩波动问题已经受到了国内外很多学者的关注。文献[1]从重复学习控制的角度,补偿了周期重复的扰动力矩,但仅提供了仿真结论,且部分策略不便于工程使用。文献[2]采用了基于内模原理的自适应控制,可以在扰动频率未知的情况下,抑制伺服系统中出现的力矩波动,但工程实现过程较为复杂。文献[3]和[4],首先对力矩波动做建模,进而再对其进行补偿,这样的方法既便于分析波动机理,也便于在工程中实现对力矩波动的补偿。文献[5]针对直线电机的力矩波动,采用了基于自适应控制的补偿策略。文献[6]针对直线电机的主要扰动量,采用了一种自适应补偿控制和滑模变结构控制相结合的控制策略,以提高系统的跟踪精度。文献[7]针对电机运动过程中的力矩波动和摩擦扰动,采用了神经网络自适应补偿和传统的 PID 控制相结合的方式。总结上述文献可以发现,在解决高精度伺服控制问题时,需要同时考虑控制系统的自适应性能和鲁棒性能,即针对工程中被控对象参数和扰动的时变性,采用自适应控制补偿主要扰动量;同时,保证控制器对一些未建模动态特性和次要扰动量的鲁棒性。

本文在上述研究的基础上,首先分析了力矩波动产生的机理,并给出其数学模型;其次,对实验系统的力矩波动做了测试和模型验证;接着,在考虑实用性,闭环系统鲁棒性和补偿算法有效性的基础上设计了一种基于自适应补偿控制的算

法;最后,通过仿真和实验定量地验证了该控制策略的有效性。

2 系统组成及数学模型

实验系统采用一维转台,电机为成都精密电机厂生产的 J130LYX02G1 型力矩电机—测速机组;编码器采用 21 位绝对式轴角编码器;电机驱动方式为单极倍频方式;伺服控制器核心运算单元为 TMS320F2812,采样频率为 800 Hz。为了精确测量速度信号,系统采用了中电集团二十六所生产的 CS61A-4 型压电陀螺,陀螺信号采集采用 12 位 A/D 芯片 AD7864。系统组成如图 1 所示。



图 1 转台实验系统

Fig. 1 Experimental setup

在工程上,光电跟踪系统数学模型^[8],通常认为是一个二阶系统:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{u(s)} = \frac{k_m}{(T_m s + 1)(T_c s + 1)} \quad (1)$$

这一模型较为简单,使用方便,虽然包含了功率放大器,电机,负载 3 个部分,但对一些中间的状态量,如电流、加速度则没有反映。为反映上述状态,本文采用以下数学模型描述实验系统:

$$\begin{cases} u(t) = K_e \theta(t) + R \cdot i(t) + L di(t)/dt \\ T(t) = K_T \cdot i(t) \\ T(t) = J \cdot \theta(t) + f_d(t) \end{cases}, \quad (2)$$

其中状态变量和常量分别如表 1,2 所示。

表 1 变量表

Tab. 1 Variable table

符号	变量名	单位
$\theta(t)$	角度	rad
$i(t)$	电枢电流	A
$T(t)$	输出力矩	N·m
$f_d(t)$	扰动力矩	N·m
$u(t)$	电枢电压	V

表 2 常量表

Tab. 2 Constant table

符号	常量名	数值	单位
K_e	反电势系数	1.82	V/(rad/s)
R	电枢电阻	19.4	Ω
L	电枢电感	18.1	mH
K_T	力矩系数	1.82	N·m/A
J	转动惯量	1.024 5	kg·m ²

其中 $f_d(t)$ 为电机的扰动力矩, 此时电机数学模型简化为:

$$\theta = -a\theta + bu(t) - \frac{1}{J}f_d(t), \quad (3)$$

其中 $a = \frac{K_T K_e}{JR}$, $b = \frac{K_T}{JR}$ 。

3 力矩波动机理及其建模

3.1 力矩波动机理分析

永磁直流力矩电机产生力矩波动的原因主要来自两个方面^[9]:

(1) 电枢电流的变化, 主要在换向过程中产生;

(2) 永磁体和电枢的相互作用导致的磁阻力矩波动, 其原因有: 电枢的齿槽效应, 磁路的不对称性和极弧系数的关系。

所以, 在电机运动过程中, 力矩波动表现为按照一定频率呈幅值变化的曲线。该曲线主要包括了两个频率分量: 一个为相对较低的频率分量, 是由于磁路不对称造成的, 一个周期内波动频率为极对数的两倍; 另一个为高频分量, 其产生的原因有两个: 一是换向过程引起的脉动, 具体原因为换向过程中反电势和元件短路引起的波动, 一个周期内波动频率等于换向片数; 二是齿槽磁阻力矩的脉动, 一个周期内波动频率为齿槽数, 即换向片

数, 其中主要分量为齿槽阻力矩^[9]。

3.2 转台波动力矩的数学模型及验证

实验转台采用的电机极对数为 6, 齿槽数为 79。由于该转台工作速度较低, 工作行程相对较短, 所以在工作中力矩波动的频率主要表现为与齿槽数相关的高频波动, 波动幅值大小和转子定子的相对位置以及磁场有关。因此, 当电机工作在等速状态时, 波动力矩的数学模型可以用如下正弦函数近似

$$f_{\text{ripple}} = A_{\text{ripple}} \sin(2\pi \frac{N}{360} \omega \cdot g(\theta) + \varphi).$$

其中 N 为齿槽数, ω 为电机速度值, φ 为和初始位置相关的相位角, $g(\theta)$ 为由定子转子相对位置决定的函数。由于电机位置值和幅值的关系难以确定, 而当电机工作在等速状态, 位置是速度的线性函数, 所以可以将模型变化为

$$f_{\text{ripple}} = A_{\text{ripple}} \sin(2\pi f \cdot t + \phi), \quad (4)$$

其中 $f = \frac{N}{360} \omega$ 。

这一模型可以通过速度闭环时电机的速度波动频率来验证。闭环调节器的设计采用基于频域的超前-滞后方法校正, 为了实现对等速输入的无差调节, 同时引入积分控制。将式(4)代入式(2), 可得此时系统输出的传递函数形式为

$$\omega = \frac{G_{\text{vc}} \frac{K_T}{(Ls+R)J_s}}{1 + \frac{K_T K_e}{(Ls+R)J_s} + \frac{K_T}{(Ls+R)J_s} G_{\text{vc}}} \omega_{\text{ref}} + \frac{\frac{1}{J_s}}{1 + \frac{K_T K_e}{(Ls+R)J_s} + \frac{K_T}{(Ls+R)J_s} G_{\text{vc}}} f_{\text{ripple}}. \quad (5)$$

由式(5)可以看出, 此时的速度输出是对阶跃信号响应和力矩波动响应的叠加, 其形式应为一个等周期信号加上一个直流分量。图 2 为速度闭环时给定速度为 1 (°)/s 时的速度输出, 图 3 为对速度信号去除直流分量以后的频谱分析。从图 2 可以看出, 速度曲线的形式符合式(5)的理论分析。从频谱分析结果可以看出电机速度表现为近似周期波动的形式, 波动频率分量主要在 0.219 9 Hz 处; 而电机齿槽力矩波动的理论值为 0.219 4 Hz, 表明实际的速度波动频率和力矩波动频率与理论基本相符。改变转台速度 2 (°)/s, 3 (°)/s, 4 (°)/s 时, 速度波动的频率分别为 0.442 3, 0.658 4, 0.877 3 Hz, 均满足 $f = \omega \cdot N /$

360 的关系,说明此时力矩波动是速度波动的主要原因,可以由(4)作为力矩波动的数学模型。

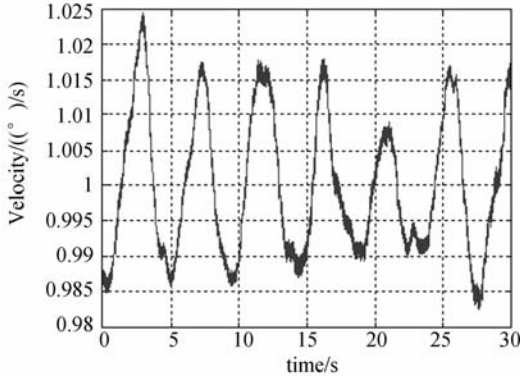


图 2 转台等速运动时的速度曲线

Fig.2 Velocity signal with constant input

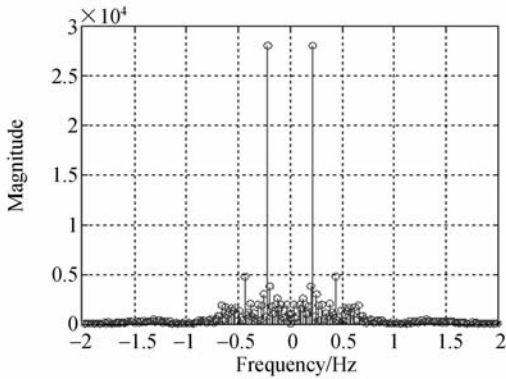


图 3 速度曲线的频谱分析

Fig.3 Frequency spectrum of velocity signals in Fig. 2

4 自适应补偿控制的设计

由实验结果可以看出,传统的超前-滞后校正不能满足对低速平稳性有较高要求的工况,原因是对于力矩波动这一低频扰动分量很难给予有效抑制。但超前-滞后校正相对于现代控制理论而言也有一定优势,也可以通过稳定裕度的设计保证系统的鲁棒性,这在工程应用中是十分重要的。因此,本文借鉴鲁棒自适应控制的思想^[5-7],对速度闭环的设计仍然采用“超前滞后+积分控制”的方法。并在此基础上,加入一个自适应补偿环节,以消除力矩波动的影响。该补偿环节将采用递推最小二乘的方法在线辨识与补偿有关的参数。

4.1 基于递推最小二乘法的参数辨识与自适应补偿

为了辨识上述模型,将式(5)写成如下形式:

$$f_{ripple} = f_{r1} \sin(2\pi f \cdot t) + f_{r2} \cos(2\pi f \cdot t) \quad (6)$$

代入式(3)可得系统的数学模型为:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}(t) = & -a\ddot{\theta}(t) + bu(t) - \frac{1}{J}(f_{r1} \sin(2\pi f \cdot t) + \\ & f_{r2} \cos(2\pi f \cdot t)) = -a\ddot{\theta}(t) + bu(t) - \\ & (M_1 \sin(2\pi f \cdot t) + M_2 \cos(2\pi f \cdot t)) \end{aligned} \quad (7)$$

本文采用递推最小二乘法辨识系统参数,辨识模型如式(7)所示。首先将式(7)表示成线性回归模型 $y = \phi\lambda$ 。其中 $y = \theta$ 为观测向量, $\phi = [-\theta, u, -\sin(2\pi f \cdot t), -\cos(2\pi f \cdot t)]^T$ 为回归向量, $\lambda = [\hat{a}, \hat{b}, \hat{M}_1, \hat{M}_2]$ 为待辨识参数向量。标准的递推最小二乘算法如下:

$$\begin{cases} \hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(\dot{\theta} - \phi^T \hat{\theta}(t-1)) \\ K(t) = P(t)\phi(t)P(t-1)\phi(t)(I + \\ \phi^T(t)P(t-1)\phi(t))^{-1} \\ P(t) = (I - K(t)\phi^T(t))P(t-1) \end{cases} \quad (8)$$

式中 $\hat{\theta}(0)$ 可以根据系统的标称模型计算得出, $P(0)$ 的选择必须为一正定矩阵,同时,由递推最小二乘的统计意义可知,为保证算法的收敛性,需要将 $P(0)$ 选的足够大。完成参数辨识后,考虑采用如下形式的自适应控制算法:

$$u = u_1 + u_2 = G_{VC}e + \frac{1}{b}(\hat{M}_1 \sin(2\pi f \cdot t) + \hat{M}_2 \cos(2\pi f \cdot t)) \quad (9)$$

式(9)中,首项 $u_1 = G_{VC}e$ 用来完成闭环控制,并维持一定的稳定裕度;第二项

$$u_2 = \frac{1}{b}(\hat{M}_1 \sin(2\pi f \cdot t) + \hat{M}_2 \cos(2\pi f \cdot t))$$

利用辨识参数,补偿电机力矩波动。这样,闭环系统为

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}(t) = & -a\dot{\theta}(t) + b(G_{VC} \cdot e + \frac{1}{b}(\hat{M}_1 \sin(2\pi f \cdot t) + \\ & \hat{M}_2 \cos(2\pi f \cdot t))) - (M_1 \sin(2\pi f \cdot t) + M_2 \cos(2\pi f \cdot t)) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $e = \omega_{ref} - \omega$ 为速度误差,当辨识参数值收敛于实际参数值时有:

$$\dot{e} = a\omega_{ref} - ae + bG_{VC}e \quad (11)$$

为了保证速度误差收敛到 0,可以采用带有积分环节的 G_{VC} ,保证 $e \rightarrow 0$ 。在此基础上可以通过对超前-滞后环节的设计,来保证系统的稳定性和性能。采用上述控制策略的闭环系统结构如图 4 所示。

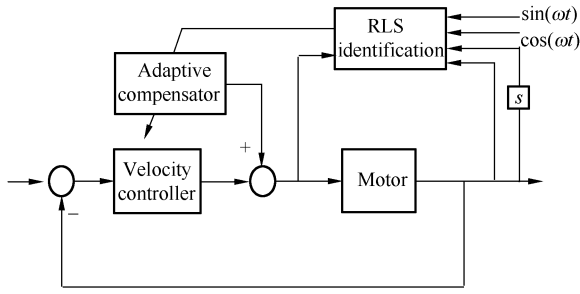


图 4 闭环系统结构图

Fig. 4 Structure of closed loop system

4.2 速度及加速度信号获取

由 4.1 节的内容可知,对上述参数做辨识需要伺服系统的速度信号和加速度信号。实验平台加入的陀螺虽然可以直接测量转台速度,但陀螺输出信号含有很大的随机噪声,对该信号的处理需要折中信号精度和滞后的矛盾。加速度信号的获取,通常采用速度信号差分。低速状态下由于传感器的分辨率有限,舍入误差会以噪声形式出现在信号中;而差分算法在频域上是一种高通算法,其结果是差分后信号又含有很大的噪声。所以,在信号处理中需要解决两个问题:

- (1) 差分算法的替代算法;
- (2) 折中滤波器带宽和相角滞后的矛盾。

针对这两个问题,本文采用 Kalman 滤波估计转台速度和加速度;采用 Newton 预测估计法对信号的相角滞后做超前修正^[10]。

本文采用等加速度模型作为转台的运动学模型,因此 Kalman 滤波算法的过程及测量方程为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{z}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{cases}$$

其中状态变量 $\mathbf{x}_k = (\omega_k, a_k)$, ω_k, a_k 分别是转台的速度和加速度;由运动过程为等加速过程,所以 \mathbf{A}

$= \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; 测量矩阵 $\mathbf{H} = (1, 0)$; $\mathbf{w}_k, \mathbf{v}_k$, 分别是过程噪声和测量噪声。

$\mathbf{Q} = \mathbf{E}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T)$, $\mathbf{R} = \mathbf{E}(\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T)$ 分别是过程噪声和测量噪声的协方差矩阵。定义预测误差和滤波误差为:

$$\text{滤波方程为} \begin{cases} \mathbf{e}_k^- = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^- \\ \mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k \end{cases}$$

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} \\ \mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_k^-) \\ \mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}) \mathbf{P}_k^- \end{cases}$$

$$\text{其中} \begin{cases} \mathbf{P}_k^- = \mathbf{E}[\mathbf{e}_k^- \mathbf{e}_k^{-T}] \\ \mathbf{P}_k = \mathbf{E}[\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T] \end{cases}$$

由转台的速度信息,经过上述 Kalman 滤波做状态估计后,获得较高精度的速度和加速度信号。接着,使上述信号经过 Newton 预测估计器,将信号的相角做超前处理。Newton 预测估计器的传递函数如下:

$$H_{NP}(z) = \sum_{k=0}^M (1 - z^{-n})^k \quad (11)$$

上式 N 表示 N 步预测, M 表示用 M 阶多项式做拟合。可以选择不同的 N 和 M 组合,获得不同的相角超前量,本文选择 $M=2, N=1$ 的预测方式。其离散 Bode 图如图 5 所示。

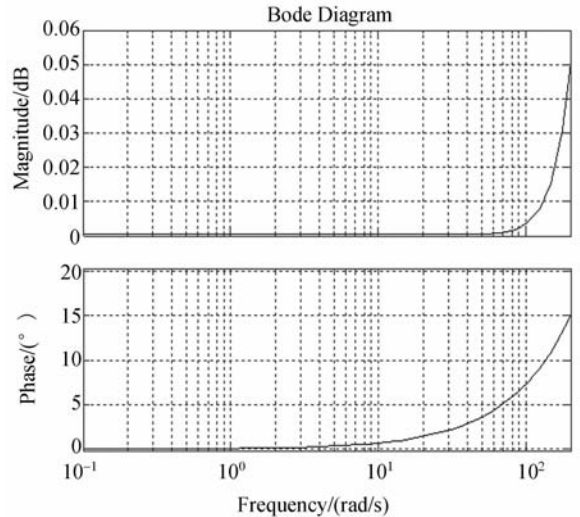


图 5 二阶一步 Newton 预测估计器的 Bode 图

Fig. 5 Bode diagram of Newton predictor with 2 orders and 1 step

5 仿真分析

仿真分析采用第 2 节所述的数学模型,目的是对比并验证自适应补偿控制的效果。被控对象参数如表 2 所示,给定信号为 $1 (^{\circ})/s$ 。由电机的

标称力矩波动系数为 7%,连续堵转力矩为 $2.2 \text{ N} \cdot \text{m}$,将力矩波动建模为 $f_{\text{ripple}} = 0.154 \sin(2\pi \cdot 0.2194t)$ 。

自适应补偿控制,采用如式(9)所示的控制方式。最小二乘法辨识的参数分别如下 $\hat{\theta} = [1, 1, 1, 1]^T$, $P(0) = 10^3 I$ 。

采用超前-滞后校正和自适应补偿控制的仿真结果分别如图 6,7 所示。仿真结果的统计分析如表 3 所示。其中 $\delta_{\text{P-P}}$ 表示误差的峰-峰值, δ_{AVE} 表示平均误差, δ_{RMS} 表示均方根误差。从结果分析可以看出,采用超前-滞后控制方式时,受力矩波动的影响,速度输出表现为定周期波动。加入自适应补偿控制后,速度误差的峰-峰值由 1.649 7%降低到 0.005%,速度误差的均方根值由 0.580 5%降低到 0.002%,均有显著降低。说明该控制策略能够有效补偿由力矩波动造成的速度波动。

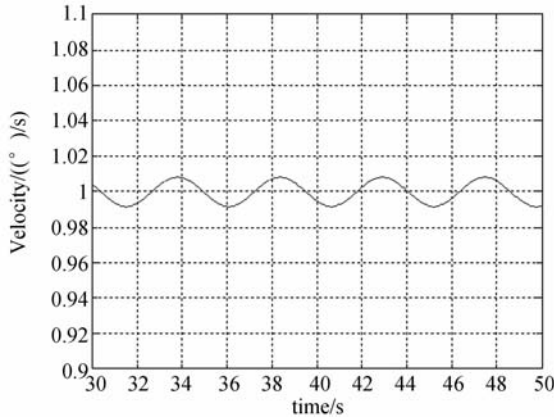


图 6 采用单纯超前一滞后时的速度曲线

Fig. 6 Velocity signal with only lead-lag controller

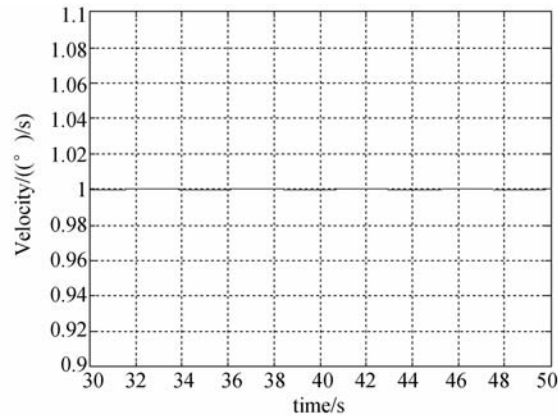


图 7 采用自适应补偿控制时速度曲线

Fig. 7 Velocity signal with adaptive compensator

为了验证算法的鲁棒稳定性,可以考虑名义模型和实际模型存在较大差距和系统噪声较大时系统的控制效果。此时,对系统的仿真环境做如下变化:不再忽略电机的电枢电感;将转台的摩擦特性做建模,摩擦模型采用 Stribck 模型,设参数静摩擦力 $F_s = 0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$,滑动摩擦力 $F_c = 0.07 \text{ N} \cdot \text{m}$,粘滞摩擦系数为 $F_v = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$;将反馈元件的噪声做建模,加入符合正态分布的噪声,均值为 0,方差为 $0.01(^{\circ})/s$ 。

表 3 仿真结果误差统计分析

Tab. 3 Accuracy analysis of simulation

	$\delta_{\text{P-P}}$	δ_{AVE}	δ_{RMS}
超前-滞后+积分	1.649 7%	0	0.580 5%
自适应补偿	0.005%	0	0.002%

考虑 FFT 分析时由于频谱泄露造成的误差,改变力矩波动频率为 0.23 Hz。仿真结果如图 8 所示,可以看出在考虑上述扰动和建模误差因素之后,速度曲线的误差(峰-峰值)仍然维持在 5%以内,说明该模型存在不确定性和有较大噪声时,控制系统仍具有一定的鲁棒性能和鲁棒稳定性。

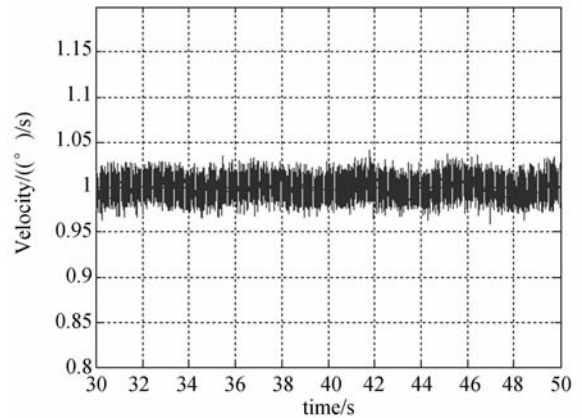


图 8 考虑扰动和未建模特性时的速度曲线

Fig. 8 Velocity signal with disturbance

6 实验研究

实验研究采用的硬件设备如小节 2 所述,转台给定速度为 $1 (^{\circ})/s$ 。对于自适应补偿控制方法,本文首先验证了加速度信号的估计方法,进而

验证自适应补偿控制的效果,最后将该方法和超前-滞后校正方法做对比。由于陀螺信号含有较大的随机噪声,实验结果图中的曲线均做了野值剔除和低通滤波的处理。

6.1 加速度信号估计

采用上文所述的 Kalman 滤波算法对加速度信号进行了估计。滤波算法中需要的测量噪声协方差矩阵 R ,采用实际测量计算的方法。将转台静止,根据采集的陀螺信号计算 R 值,取 $R=7$ 。通过调试 Q 值,估计速度及加速度信号,并采用 Newton 多项式预测法,修正信号的相角滞后。按上述方法估计的加速度曲线如图 9 所示。

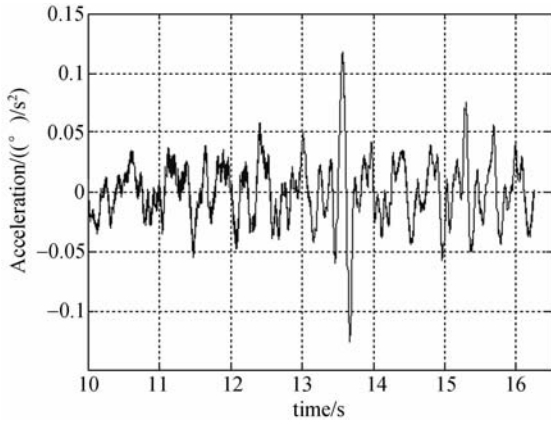


图 9 采用 Kalman 滤波和 Newton 预测法后得到的加速度

Fig. 9 Estimated acceleration signal with proposed method

6.2 自适应补偿实验结果与分析

在获得加速度信号之后,采用最小二乘参数法,辨识补偿控制需要的参数。辨识过程选取初始条件 $P(0)=100 \cdot I$,自适应补偿控制的形式如式(9)所示,速度环控制器 G_{vc} 仍采用式(12)所示形式。

$$G_{vc} = 40\,000 \frac{(0.4s+1)^2}{s(8.5s+1)(0.003s+1)} \quad (12)$$

采用自适应补偿控制的实验结果如图 10 所示。

实验也对超前-滞后校正和自适应补偿控制的结果进行了对比。超前-滞后校正的实验结果如图 2 所示,对于两种控制方式实验结果的统计分析如表 4 所示。

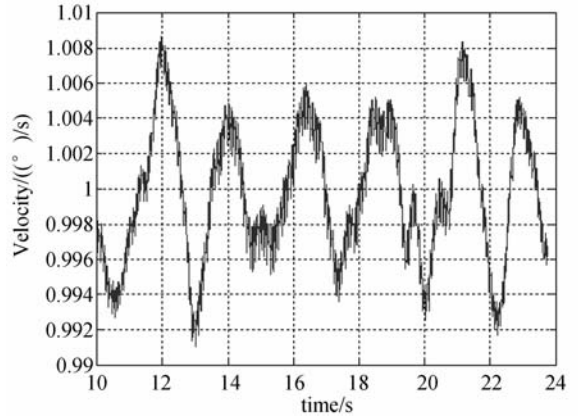


图 10 采用自适应补偿控制后的速度曲线

Fig. 10 Velocity signal with adaptive compensator

表 4 实验结果误差统计分析

Tab. 4 Accuracy analysis of experiment

	δ_{P-P}	δ_{AVE}	δ_{RMS}
超前一滞后+积分	4.21%	0.02%	0.97%
自适应补偿	1.77%	0.017%	0.39%

为了验证实验结果的重复性,变换转台运动的初始位置,进行重复实验。实验结果的统计值分别为, $\delta_{P-P} = 1.73\%$, $\delta_{AVE} = 0.021\%$, $\delta_{RMS} = 0.41\%$,和表 4 的实验结果近似相等。

综合上述实验结果有以下结论:

(1) 从表 4 可以看出,当采用自适应力矩补偿后,速度波动显著降低,误差峰-峰值由 4.21% 降低到 1.77%,均方根误差由 0.97% 降低到 0.39%;出现的稳态误差均匀,可以忽略不计。进行重复实验的实验结果也近似相等,说明这一方法对补偿力矩波动是有效的。

(2) 对表 3 的仿真结果和实验结果进行对比表明它们的差距较大。分析其原因如下:第一,仿真只对力矩波动建模,其他扰动分量如摩擦、PWM 驱动引起的电流波动均未考虑,这与实际情况存在差距;第二,就力矩波动补偿算法的精度而言,应依赖补偿量和力矩扰动的高度近似;而本文采用正弦方式对力矩波动建模,加速度估计和参数辨识时均存在一定误差,这也是未能实现精确补偿的原因。

7 结 论

本文针对伺服系统在低速状态下受电机力矩

波动而产生速度波动的问题,提出了一种基于自适应补偿的控制策略来提高速度平稳度。这种方法首先从机理分析出发,建立并实验验证了扰动信号的数学模型。控制器的设计综合考虑补偿的精确性——采用自适应控制在线辨识扰动量并给予补偿,鲁棒性——采用超前-滞后+积分校正,主要保证系统的名义稳定性和鲁棒性。实验结果表明,不仅使用超前-滞后方法相比,采用提出的控制策略时,速度波动的峰-峰值和均方根值下降幅度分别为57.96%和59.79%,说明此方法能够

有效抑制由齿槽力矩波动带来的速度波动,算法有较好的鲁棒性。实践证明,这种基于鲁棒自适应的控制策略,对于精确控制受多种扰动量作用的系统是有效的。

但是,本文只对力矩波动做了建模和补偿,进一步提高速度稳定度,还需要提高对其他扰动量如摩擦、电流波动等的鲁棒性;或采用补偿控制降低其对速度稳定度的影响。

参考文献:

- [1] 杨松,曾鸣,苏宝库. 一种新的重复自适应摩擦补偿方法及其在高精度伺服系统中的应用[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2006,36(增刊1):74-78.
YANG S, ZENG M, SU B K. New repetitive adaptive friction compensation scheme in high-precise servo system[J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2006,36(Supp. 1):74-78. (in Chinese)
- [2] 于志伟,曾鸣. 内模原理在转台波动力矩抑制中的应用[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2009,41(5):10-14.
YU ZH W, ZENG M. Application of torque ripple rejection based on internal model principle in test turn table [J]. *Journal of Harbin Institute of Technology.*, 2009,41(5):10-14. (in Chinese)
- [3] 霍鑫,姚郁. 速率仿真转台波动力矩抑制问题的研究[J]. 系统仿真学报, 2006,18(增刊2):821-824.
HUO X, YAO Y. Research on rejection of moment fluctuation in rate simulation table [J]. *Journal of System Simulation.*, 2006, 18 (Supp. 2): 821-824. (in Chinese)
- [4] 陈娟,张淑梅,黄艳秋,等. 电机波动力矩的重复学习控制补偿[J]. 光学精密工程, 2003,11(4):390-393.
CHENG J, ZHANG SH M, HUANG YAN Q, et al.. Repetitive study control to compensate motor moment fluctuation [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2003,11(4):393-393. (in Chinese)
- [5] ZHAO S, TAN K K. Adaptive feedforward compensation of force ripples in linear motors[J]. *Control Engineering Practice*, 2005, 13 (9): 1081-1092.
- [6] JIANHUA W, DONGLIN P. Adaptive robust motion control of SISO nonlinear systems with implementation on linear motor [J]. *Mechatronics*, 2007,17(4-5):263-270.
- [7] TAN K K, HUANG S N, DOU H F, et al.. Adaptive robust motion control for precise trajectory tracking application [J]. *ISA Transcation*, 2001, 40():57-71.
- [8] 李慧,沈湘衡. 光电经纬仪的机电动力学建模与耦合[J]. 光学精密工程, 2007,15(10):1577-1682.
LI H, SHENG X H. Electromechanical dynamic modeling and coupling for optoelectronic theodolite [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15 (10): 1577-1682. (in Chinese)
- [9] 张文海,李家会,徐丽. 永磁直流力矩电机力矩波动的实验分析[J]. 微电机, 2004,37(6):64-66.
ZHANG W H, LI J H, X L. Experiment analysis of permanent magnet DC motor's torque fluctuation [J]. *Micromotors.*, 2004, 37 (6): 64-66. (in chinese)
- [10] HAN J D, HE Y Q, XU W L. Angular acceleration estimation and feedback control: an experimental investigation [J]. *Mechatronics*, 2007, 17 (9):524-532.

作者简介:



宋彦(1983—),男,安徽滁州人,博士研究生,2005年、2007年分别于吉林大学获得学士学位、硕士学位,主要研究方向为精密跟踪伺服控制技术。E-mail: mesy.ciomp@163.com

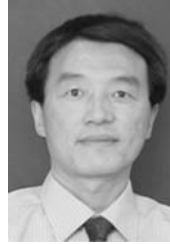


郭同健(1981—),男,助理研究员,2002年、2005年于南昌大学分别获学士、硕士学位,主要研究方向为伺服控制技术。



张淑梅(1964—),女,吉林长春人,研究员,1986年于吉林工业大学获学士学位,主要研究方向为光电测量和跟踪控制技术。

通信作者:



高慧斌(1963—),男,吉林长春人,研究员,博士生导师,1985、1990年于吉林工业大学分别获学士、硕士学位,主要研究方向为光电测量和跟踪控制技术。E-mail: gaohuibin1@163.com



杜璧秀(1980—),男,助理研究员,2002年、2005年于吉林工业大学分别获学士、硕士学位,主要研究方向为伺服控制技术。

● 下期预告

超光谱成像仪的精细光谱定标

郑玉权

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所,吉林 长春 130031)

为了精细标定棱镜色散超光谱成像仪 1024×80 光谱像元的中心波长和响应带宽,建立了一套光谱定标装置,研究了实现 1 nm 光谱定标精度的定标方法,测定了中心波长矩阵表和光谱带宽矩阵表,建立了谱线弯曲和色散拟合方程,并对系统随温度变化产生的谱线漂移进行了分析和研究。讨论了光谱定标精度对辐射定标精度的影响。首先,根据棱镜色散超光谱成像仪的工作方式,介绍了谱线弯曲与谱线倾斜产生的原因,确定了精细光谱定标的方法和数据处理算法。接着,利用光谱定标装置测定了全部光谱响应像元的离散单色光响应值,利用高斯方程拟合了相对光谱响应曲线。然后,采用多项式拟合算法建立了空间视场像元的色散方程和光谱通道谱线弯曲方程,进一步实验测定了温度变化谱线漂移结果。最后,分析了光谱定标精度对辐射定标精度产生的影响。光谱定标结果表明:超光谱成像仪的光谱定标精度达到了 $\pm 1 \text{ nm}$,各谱段带宽平均为 8.75 nm ;色散方程及谱线弯曲与设计结果相符,谱线弯曲值为 $14 \sim 19 \text{ nm}$,平均值为 17 nm ; 1 nm 的定标精度对辐射定标精度的影响分别小于 1% (3000 K 黑体)和小于 0.25% (6000 K 黑体),满足超光谱成像仪 1 nm 光谱定标精度的要求。