

文章编号 1004-924X(2014)10-2667-07

蝶形直线电机的模糊 Takagi-Sugeno 鲁棒控制

潘松*, 张建辉, 黄卫清, 时运来

(南京航空航天大学 机械结构力学及控制国家重点实验室, 江苏 南京 210016)

摘要: 为了克服现有双足蝶形直线超声电机驱动的一维平台定位中的摩擦驱动非线性, 本文基于电机工作原理和扇形非线性特性建立了电机及平台的模糊 Takagi-Sugeno(T-S)模型。基于该 T-S 模型, 采用系统增广的方法设计了无静态误差伺服定位控制算法; 设计中考虑了鲁棒 H_∞ 性能, 使得该非线性系统的模糊控制器具有较好干扰抑制性能和鲁棒性。采用嵌入式微控制器实现了所设计的控制算法, 并进行了不同步进值的伺服定位控制实验。实验结果显示, 在不同步进值下系统的超调量小于 4%; 在空载和带载荷的状态下对伺服定位控制实验数据的对比显示, 系统最大超调量小于 5%。与传统 PID 控制算法相比, 本文提出的控制系统具有较高的定位精度, 良好的运动平稳性和鲁棒性。

关键词: 直线电机; 超声电机; 伺服控制; 模糊 T-S 模型; 鲁棒性

中图分类号: TM359.4; TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20142210.2667

Robust control of butterfly-shaped linear ultrasonic motor based on Takagi-Sugeno fuzzy systems

PAN Song*, ZHANG Jian-hui, HUANG Wei-qing, SHI Yun-lai

(State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures,
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

* Corresponding author, E-mail: pansong@nuaa.edu.cn

Abstract: To overcome friction drive nonlinear from the one-dimensional platform position driven by a butterfly-shaped linear ultrasonic motor, the fuzzy Takagi-Sugeno (T-S) models for the motor and the platform were established based on the working principle of a motor and the sector nonlinearity. Based on the T-S models, the servo positioning control algorithm without steady-state errors was designed by using augmented method. As the robust H_∞ was considered, a disturbance rejection controller design for the T-S fuzzy models was presented. The designed control algorithm was realized on an embedded micro-controller. Experiments with different values of the stepper servo positioning were carried out. The experimental results show that the overshoot of the system in different step values is less than 4%. The experimental comparison of servo positioning control between the no-load and load conditions indicates that the system maximum overshoot is less than 5%. As compared with traditional PID control, the control system proposed in this paper gives higher positioning accuracy, good stability and an excellent robust.

Key words: linear motor; ultrasonic motor; servo control; T-S fuzzy model; robustness

收稿日期: 2014-01-23; 修订日期: 2014-03-14.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 91223201); 南京航空航天大学基本科研业务费科研项目 (No. NJ20120002, No. NS2013011)

1 引言

高精度运动控制系统在半导体光刻技术、微型机械、精密测量、超精密加工、微装配和纳米技术领域都有着广泛的应用^[1]。随着科技的迅速发展,这些高新技术对精密定位系统的行程、速度和精度的要求越来越高,对控制精度的要求已达微米甚至纳米级^[2,3]。

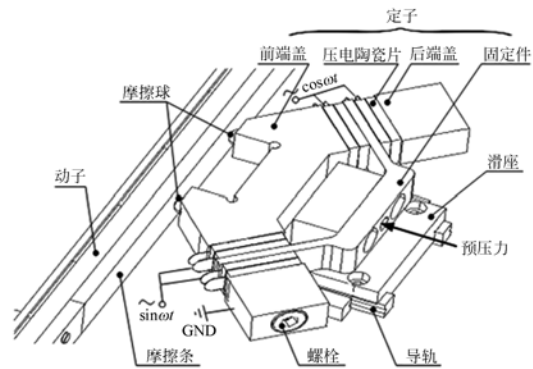
直线超声电机是超声电机中的一类,它通过摩擦直接产生直线运动和驱动力,弥补了传统电磁电机驱动的定位系统结构复杂、加工和装配精度高、维护成本高、电磁兼容性差、控制系统复杂等不足^[4,5],由其驱动的系统具有结构简单、响应快、断电自锁、不受电磁干扰等优点,同时具有较高的定位精度及位移分辨率^[6]。近 20 年来,随着直线超声电机技术的迅猛发展,其在精密运动平台中的应用越来越多,并在一些国家的重大项目中得到了应用^[7,8],但是直线超声电机从起动到运行的过程中存在明显的非线性特性,采用传统的 PID 控制进行高精度定位控制时系统容易振荡,影响性能的发挥和在高精度高稳定性场合的应用。

本文基于自行研制的双足蝶形直线型超声电机^[9,10],根据直线驱动的精密定位平台系统的设计要求^[11],提出一种基于模糊 T-S 模型^[12]的高精度平台定位控制算法,使得该平台定位控制系统在充分发挥直线超声电机快速响应特性的同时,使系统具有较高的定位精度、良好的运动平稳性和鲁棒性。最后通过实验验证了所设计的控制算法和策略。

2 研究对象模型的提出

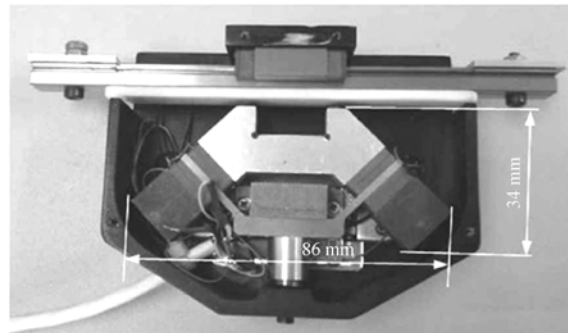
双足式蝶形超声电机结构^[9]和实物照片如图 1 所示,它主要由动子和定子两部分组成。定子左右对称,前端块和后端块通过内六角螺栓连接,把压电陶瓷(PZT)元件夹在前后端块和支撑板之间。支撑板用于定子的夹持与安装以及施加定子与动子之间的预压力。前端块上分布的两个柱状凸起作为定子的 2 个驱动足。

文献[10]采用棒-棒控制加步进控制实现了 $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 的定位,但是在定位控制中,系统存在



(a) 电机的结构原理图

(a) Schematic diagram of the motor



(b) 电机的实物照片

(b) Photo of the motor

图 1 电机的结构

Fig. 1 Structure of the motor

较明显的振荡,影响了系统的稳定性。根据直线超声电机的特点可知,该电机在定子由压电陶瓷激振通过摩擦推动动子的过程中存在非线性,如图 2 所示,因此在设计对该电机进行定位控制的控制器时必须考虑这种非线性,以免影响系统的

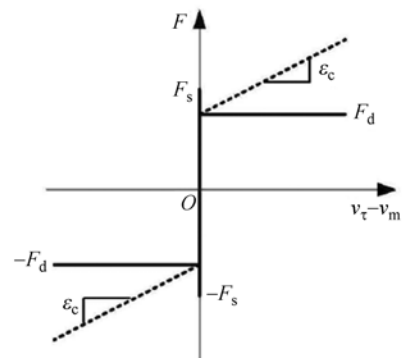


图 2 电机摩擦驱动中的非线性

Fig. 2 Nonlinearity in friction drive

性能。也就是说要针对该直线超声电机的摩擦驱动非线性,基于电机的工作原理,在电机非线性模型的基础上进行适当的线性化后再进行控制算法的研究。

由文献[9]可知驱动足的振幅与施加于电压陶瓷上的电压存在如下关系:

$$\begin{cases} U_x = k_x U_{in} \\ U_y = k_y U_{in} \end{cases} \quad (1)$$

采用双驱动足交替驱动的超声电机定子结构,其驱动足端面质点运动可表示为:

$$\begin{cases} u_{x1} = -U_x \cos \omega t \\ u_{y1} = U_y \sin \omega t \end{cases}, \quad (2)$$

$$\begin{cases} u_{x2} = -U_x \cos(\omega t + \pi) \\ u_{y2} = U_y \sin(\omega t + \pi) \end{cases}. \quad (3)$$

双驱动足交替驱动的蝶形直线超声电机的接触角为 2π 时,其稳态输出力可以表示为:

$$F_d = \frac{F_0}{2\pi} \left[\pi \epsilon_c \left(\frac{k_c V}{F_0} U \omega - 2 v_m \right) + 4 \mu_s \left(\frac{k_c V \sqrt{(U \omega)^2 - v_m^2}}{F_0 U \omega} - \arcsin \frac{v_m}{U \omega} \right) \right]. \quad (4)$$

电机起动之后,动子在从静止状态变化至匀速状态的过程中,受到负载力和定子对它的动力作用。为简化分析,假设定子振动的起动时间远小于动子直线运动的起动时间。根据牛顿运动定律,动子的动力学方程为:

$$m \frac{d v_m}{dt} + c_r v_m = F_d - F_{load}, \quad (5)$$

式中: m 为动子的质量, v_m 为电机运行过程中的速度, F_d 为定子对动子的驱动力, F_{load} 为动子所受到的负载力。

电机定子和动子组装完成后,调节预压力使得电机的接触角在 2π 附近,电机的驱动频率和相位固定,可知电机的稳态输出力与驱动电压的幅值(两相幅值相等)及定转子的相对运动速度有关:

$$F_d = f(U_{in}, v_m) = \frac{\epsilon_c}{2} k_c k_x k_y \omega U_{in}^2 - \pi \epsilon_c F_0 v_m + 2 \mu_s \frac{k_c k_x}{\pi} U_{in} \sqrt{1 - \left(\frac{v_m}{k_x \omega U_{in}} \right)^2} - \frac{2 \mu_s F_0}{\pi} \arcsin \frac{v_m}{k_x \omega U_{in}}. \quad (6)$$

取状态变量 $\mathbf{X} = [x_1(t) \quad x_2(t)]^T = [v_m$

$s]^T$, 其中 s 为电机驱动导轨走过的距离, $u(t) = u_{in}$ 为输入的控制电压,由式(2)和(3)可以得到如下系统模型:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{c_r}{m} x_1(t) + \frac{1}{m} f(x_1(t), u(t)) - \frac{1}{m} F_{load} \\ x_1(t) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

3 控制器设计

电机采用简单开关控制定位、棒-棒控制加步进控制定位、连续运动加步进运动定位、脉宽调速定位等控制方法和策略取得了一定的控制效果,但是其控制算法和策略的设计没有考虑摩擦驱动的非线性特性,所以在定位控制实验中存在比较明显的超调和系统振荡。

由式(4)可知该模型是一个非线性模型,如果要进行控制器的设计需要进行线性化处理,在不同的速度点进行线性化可以得到不同的线性化模型。根据该电机的控制要求,在电机的 4 个工作点采用扇形非线性特性进行了线性化^[13],得到了 4 个工作点的线性化模型。用模糊 T-S 系统模型来表述为:

局部线性化模型 i :

如果 $z_1(t)$ 为 M_{i1} , $z_2(t)$ 为 $M_{i2} \dots$, 而 $z_j(t)$ 为 M_{ik}

则

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_i u(t) + \mathbf{D}_i \omega(t), \quad i=1, 2, 3, 4 \quad (8)$$

式中: $z_1(t), z_2(t), \dots, z_j(t)$ 称为前件变量,可以作为一个,也可以为多个,这里取为电机运行速度一个变量; $M_{ik} (k=1, 2, \dots)$ 为模糊工作域模糊集合,在此模糊论域集合为 4 个,即 k 最大等于 4。

随着模糊规则的增加,模糊 T-S 模型可以任意精度逼近实际的被控对象。可以看出,模糊控制系统整体上是本质非线性的,但每个模糊子系统却具有线性形式。

取电机的驱动导轨走过的距离作为系统的输出,则有:

$$y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{X}(t). \quad (9)$$

采用单点模糊产生器、乘积推理以及加权平均模糊消除器,上述的模糊逻辑控制系统为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))[\mathbf{A}_i \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_i u(t) + \mathbf{D}_i w(t)]}{\sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))} = \\ \sum_{i=1}^4 h_i(z(t))[\mathbf{A}_i \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_i u(t) + \mathbf{D}_i w(t)] \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{X}(t)}{\sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))} = \sum_{i=1}^4 h_i(z(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{X}(t), \end{cases} \quad (10)$$

式中: $h_i(z(t)) = \frac{\mu^i(z(t))}{\sum_{j=1}^4 \mu^j(z(t))}$, 并且

$\mu_i(z(t)) = \prod_{j=1}^2 \mu_j^i(z(t))$; $w(t)$ 是系统扰动矩阵。

因 $\mu_i(z(t)) \geq 0, \sum_{i=1}^4 \mu^i(z(t)) > 0$ 所以 $0 \leq h_i(z(t)) \leq 1$, 且 $\sum_{i=1}^4 h_i(z(t)) = 1$ 。

针对所建立的模糊 T-S 模型采用并行分配补偿策略的状态反馈控制率如下:

$$u(t) = - \sum_{i=1}^4 h_i(z(t)) \mathbf{K}_i \mathbf{X}(t), \quad (11)$$

式中: \mathbf{K}_i 是反馈系数阵。

单纯采用状态反馈进行定位控制时,系统会存在静态误差。根据文献[14]和[15]采用增广的方法设计控制器可以实现无静态误差准确跟踪控制,进行增广设计后的闭环控制系统如图 3 所示。

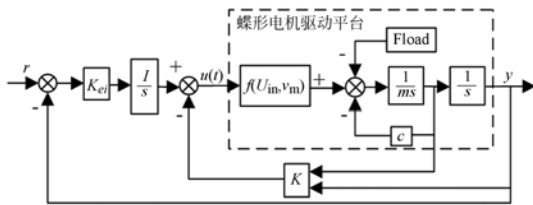


图 3 增广的闭环控制系统

Fig. 3 Expanded close-loop control system

进行增广设计后可以得到如下的状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (\bar{\mathbf{A}}_i \bar{\mathbf{X}}(t) + \bar{\mathbf{B}}_i u(t) + \bar{\mathbf{D}}_i w(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \bar{\mathbf{C}}_i \bar{\mathbf{X}}(t) \end{cases} \quad (12)$$

所取的状态向量为 $\bar{\mathbf{X}}(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad x_3(t)]^T = [v_m(t) \quad s(t) \quad \int e(t) dt]^T$, 其中 $e(t) = r$

$(t) - y(t), r(t)$ 是参考输入。增广模型的参数矩阵为:

$$\bar{\mathbf{A}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & 0 \\ -\mathbf{C}_i & 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_i \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{C}}_i = [\mathbf{C}_i \quad 0], \bar{\mathbf{D}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_i \\ 0 \end{bmatrix}.$$

得到增广的并行分配补偿控制算法为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [-\mathbf{K} \quad \mathbf{K}_e] \begin{bmatrix} \mathbf{X}(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} - \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \bar{\mathbf{K}}_i \bar{\mathbf{X}}(t) \quad (13)$$

考虑 Lyapunov 函数, $V(\bar{\mathbf{X}}(t)) = \bar{\mathbf{X}}(t)^T \mathbf{P} \bar{\mathbf{X}}(t)$, 其中, $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$, 可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\mathbf{X}}(t)) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [\bar{\mathbf{X}}^T(t) (\bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}}_i) \bar{\mathbf{X}}(t) + \\ &w^T(t) \bar{\mathbf{D}}_i^T \mathbf{P} \bar{\mathbf{X}}(t) + \bar{\mathbf{X}}^T(t) \mathbf{P} \bar{\mathbf{D}}_i w(t)] = \\ &\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{X}}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \cdot \\ &\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}}_i & \mathbf{P} \bar{\mathbf{D}}_i \\ \bar{\mathbf{D}}_i^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{X}}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (14)$$

考虑 H_∞ 性能 $\gamma > 0$ 有:

$$\begin{aligned} J_{yw} &= \int_0^\infty (y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t)) dt = \\ &\int_0^\infty (y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \dot{V}(\bar{\mathbf{X}})) dt - \\ &V(\bar{\mathbf{X}}) \leq \int_0^\infty (y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \\ &\dot{V}(\bar{\mathbf{X}})) dt. \end{aligned} \quad (15)$$

将 $y(t)$ 及 $\dot{V}(\bar{\mathbf{X}})$ 代入可以得到:

$$\begin{aligned} J_{yw} &\leq \int_0^\infty \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{X}}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \cdot \\ &\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{C}}_i^T \bar{\mathbf{C}}_i & \mathbf{P} \bar{\mathbf{D}}_i \\ \bar{\mathbf{D}}_i^T \mathbf{P} & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{X}}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} dt. \end{aligned}$$

对于开环系统(12)只要存在公共矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ 满足不等式

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{C}}_i^T \bar{\mathbf{C}}_i & \mathbf{P} \bar{\mathbf{D}}_i \\ \bar{\mathbf{D}}_i^T \mathbf{P} & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0, i=1, 2, 3, 4, \quad (16)$$

则该系统就是渐进稳定的,并且具有 H_∞ 性能。

4 实验

针对所采用的蝶形双足交替驱动直线电机进行实验,电机及平台参数如下:电机驱动频率为 49.8 kHz, $F_0 = 70$ N, 平台导轨质量 $m = 0.01$ kg。用扇形非线性特性得到的模型参数如下:

$$\bar{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} -0.346 & 0.17 & 0 \\ 0 & -10.7 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{A}}_2 = \begin{bmatrix} -0.347 & 0.04 & 0 \\ 0 & -10.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{A}}_3 = \begin{bmatrix} -0.346 & 0.18 & 0 \\ 0 & -10.7 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{A}}_4 = \begin{bmatrix} -0.343 & 0.12 & 0 \\ 0 & -10.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{B}}_1 = \bar{\mathbf{B}}_2 = \bar{\mathbf{B}}_3 = \bar{\mathbf{B}}_4 = [0 \quad 10.74 \quad 0]^T,$$

$$\bar{\mathbf{C}}_1 = \bar{\mathbf{C}}_2 = \bar{\mathbf{C}}_3 = \bar{\mathbf{C}}_4 = [1 \quad 0 \quad 0],$$

$$\bar{\mathbf{D}}_1 = \bar{\mathbf{D}}_2 = \bar{\mathbf{D}}_3 = \bar{\mathbf{D}}_4 = [-0.345 \quad 0 \quad 0]^T.$$

取用 Matlab 中的线性矩阵不等式求解工具可以求得如下的正定对称矩阵 \mathbf{P} , 取 $\gamma=1$:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.317 & -0.7638 & 0.4568 \\ -0.7638 & 5.186 & 1.23 \\ 0.4568 & 1.23 & 3.23 \end{bmatrix},$$

控制参数:

$$\mathbf{K}_1 = [-1.34 \quad 0.467 \quad 0.1432]$$

$$\mathbf{K}_2 = [-2.987 \quad 0.882 \quad 0.567].$$

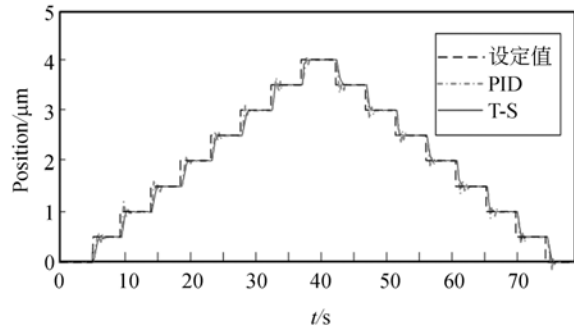
$$\mathbf{K}_3 = [-0.65 \quad 1.451 \quad 0.213]$$

$$\mathbf{K}_4 = [-1.57 \quad 1.114 \quad 0.1432]$$

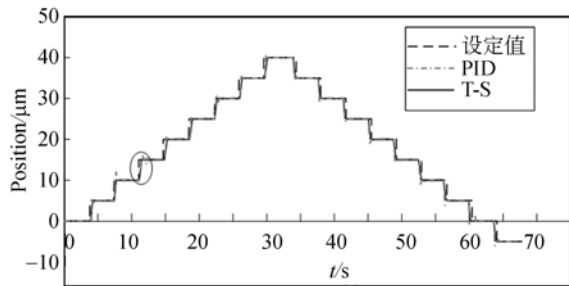
为验证所提的控制算法和策略的有效性, 采用 32 位嵌入式微处理器 TMS320F28335 作为控制核心, 采用 C 语言实现了算法。双足蝶形直电机的驱动信号由 TMS320F28335 直接产生, 然后送入电机驱动放大模块。电机的平台闭环控制中所用的位置反馈信号由分辨率为 20 nm 光栅尺提供并通过 TMS320F28335 的 QEP 模块输入微控制器。

分别进行 0.5 μm 和 5 μm 步进定位控制, 并且对采用传统 PID 控制算法的控制效果和本文提出的基于模糊 T-S 模型的控制算法的控制效果进行了实验对比, 得到实验结果如图 4(a)、4(b)所示, 图 4(c)为图 4(b)中椭圆圈部分局部放大。从图 4(a)可见, 在 0.5 μm 步进定位控制时, 经典 PID 控制的超调量可达 15%, 而采用基于模糊 T-S 模型的控制最大超调量只有 3.8%, 定位过程中基本不存在振荡。从图 4(b) 可见在 5 μm 步进定位控制时, 经典 PID 控制的最大超调量为

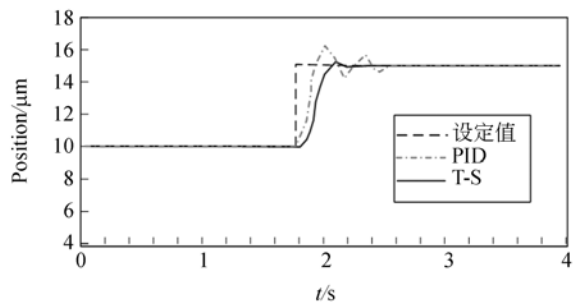
11%, 而采用基于模糊 T-S 模型的控制最大超调量只有 2.8%。通过图 4(a)与图 4(b)的对比可以发现大步进定位控制时基于模糊 T-S 模型的控制效果更好。由图 4(c)可见基于模糊 T-S 模型的控制与经典 PID 控制的响应时间基本相同, 系统在 200 ms 左右达到稳定值。所以基于模糊 T-S 模型的控制系统稳定性较好。



(a) 0.5 μm 步进
(a) 0.5 μm stepping



(b) 5 μm 步进
(b) 5 μm stepping



(c) 5 μm 步进局部响应

(c) Part of response in 5 μm stepping

图 4 空载步进系统响应

Fig. 4 No-load step responses

对于 5 μm 步进定位控制下空载和带有 10 N 负载时对定位系统的影响如图 5 所示。空载时最

大超调量为 110 nm, 带有 10 N 负载时最大超调量为 235 nm, 可见在 10 N 负载下, 系统的最大超调量不超过 5%, 这说明该系统具有一定的鲁棒性。

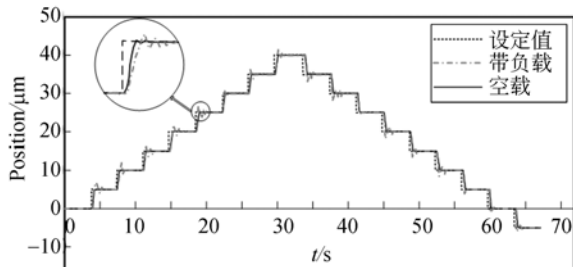


图 5 5 μm 带载与空载步进对比实验

Fig. 5 Comparison between no-load and loaded 5 μm step responses

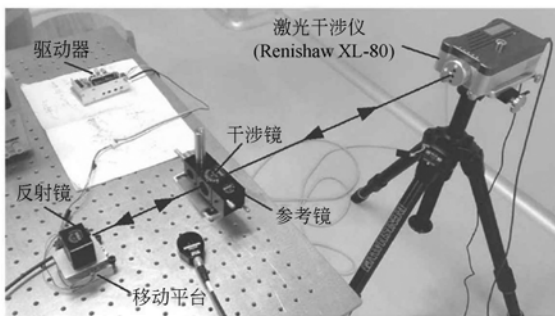
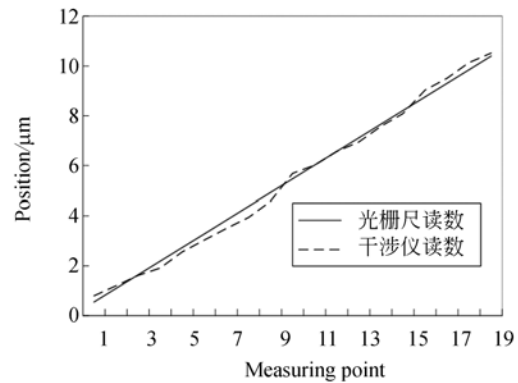


图 6 激光干涉仪测量系统

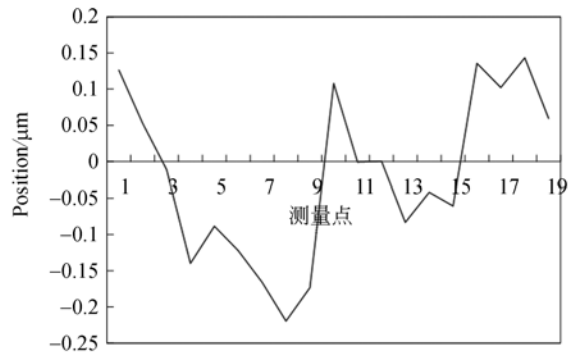
Fig. 6 Laser interferometer measurement system

为对实验数据进一步检验, 采用更高分辨率和精度的激光干涉仪对平台定位数据进行高速、高精度采样, 如图 6 所示。系统以 1 μm 为设定步进值闭环运行, 每次走完 1 个步进稍停一段时间, 等激光干涉仪读数稳定后同时记录光栅尺读数和激光干涉仪读数。如此连续走 20 个稳定步进点并记录每次的稳定值。得到的实验记录结果如图 7(a) 所示, 可见在 20 μm 内干涉仪读数与光栅尺读数对比几乎没有规律。激光干涉仪读数与光栅尺读数的误差如图 7(b) 所示, 在 20 μm 的范围内最大误差接近 250 nm。经分析, 影响系统定位精度的因素除了控制系统本身的性能和电机的性能之外, 还有整个平台的加工和装配的精度, 以及光栅尺自身的精度。如要更进一步提高系统的定位精度, 需要从平台机械系统本身入手, 提高其加工和装配的精度, 同时要考虑外界环境如空气



(a) 光栅尺与干涉仪测量值对比

(a) Comparison between grating and interferometer values



(b) 干涉仪测得的误差

(b) Measured error by interferometer

图 7 步进光栅尺与干涉仪测量值对比

Fig. 7 Comparison between grating and interferometer values

温、湿度等因素对系统的影响。

5 结 论

对于采用新型双足蝶形直线超声电机驱动的高精度定位平台, 本文采用扇形非线性特性的方法得到了电机及其驱动平台的模糊 T-S 模型, 基于模糊 T-S 模型采用矩阵增广的方式进行了位置无静态误差控制器设计。采用嵌入式微处理器实现提出的控制算法和策略, 并进行了不同步进值和负载下的步进定位控制实验。基于模糊 T-S 模型的控制取得了 250 nm 的定位精度, 即便系统带 10 N 负载, 其最大超调量不也超过 5%。与传统 PID 控制算法相比, 本文提出的控制系统呈现出加优异的性能。通过对光栅尺数据和激光干涉仪数据的对比分析, 可知影响直线超声电机高精度定位系统性能的因素包括环境、电机及平台

的机械加工和安装,要更进一步提高此类系统的性能,必须从机械加工、装配和控制系统设计全方

位整体考虑,同时考虑电机及平台工作的外部环境。

参考文献:

- [1] 胡俊峰,张宪民. 3 自由度精密定位平台的运动特性和优化设计[J]. 光学精密工程, 2012, 20(12): 2686-2695.
HU J F, ZHANG X M. Kinematical properties and optimal design of 3-DOF precision positioning stage [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(12): 2686-2695. (in Chinese)
- [2] 许航. 直线超声电机在精密工作台中的应用[J]. 微电机, 2008, 41(10): 68-69.
XU H. Application of linear ultrasonic motor for precise stage [J]. *Micromotors Servo Technique*, 2008, 41(10):68-69. (in Chinese)
- [3] TING CH SH, CHANG Y N. Observer-based backstepping control of linear stepping motor [J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(7):930-939.
- [4] 王金鹏,全家楠,赵淳生. 用于精密定位平台的直线超声电机的异步并联[J]. 光学精密工程, 2011, 19(11): 2693-2702.
WANG J P, JIN J M, ZHAO CH SH. Asynchronous bundling of linear ultrasonic motor for precision positioning stage [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(11): 2693-2702. (in Chinese)
- [5] 毛新丰,孙志俊,姚志远,等. 直线超声波电动机精密定位系统位置精确控制[J]. 微特电机, 2011, (6): 66-68, 76.
MAO X F, SUN ZH J, YAO ZH Y, et al.. Accurate position control of positioning system driven by linear ultrasonic motor [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2011(6):66-68, 76. (in Chinese)
- [6] ZHAO CH SH. *Ultrasonic motors: technologies and applications* [M]. Beijing: Science Press, 2010.
- [7] POZZI M, KING T. Piezoelectric actuators in micro-positioning [J]. *Engineering Science and Education Journal*, 2001, 10(3): 31-36.
- [8] LIU Y T, HIGUCHI T. Precision positioning device utilizing impact force of combined piezo-pneumatic actuator [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2001, 6(4): 467-473.
- [9] SHI Y L, LI Y B, ZHAO CH SH. A new type butterfly-shaped transducer linear ultrasonic motor [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2011, 22(6): 567-575.
- [10] 李玉宝,时运来,赵淳生,等. 高速大推力直线型超声电机的设计与实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33):49-53.
LI Y B, SHI Y L, ZHAO CH SH, et al.. Research on linear ultrasonic motor with high speed and large thrust force [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(33):49-53. (in Chinese)
- [11] 时运来. 新型直线超声电机的研究及其在运动平台中的应用[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
SHI Y L. *Research on new types of linear ultrasonic motors and their applications* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011. (in Chinese)
- [12] HAN H C, JUNG J W. Takagi-Sugeno fuzzy speed controller design for a permanent magnet synchronous motor [J]. *Mechatronics*, 2012, 21(8):1317-1328.
- [13] TANAKA K, IKEDA T, WANG H O. Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stabilizability, H_∞ control theory, and linear matrix inequalities [J]. *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 1996, 4:1-13.
- [14] 杨刚,孙健国,李秋红. 航空发动机控制系统中的增广 LQR 方法[J]. 航空动力学报, 2004, 19(1): 1532158.
YANG G, SUN J G, LI Q H. Augmented LQR method for aeroengine control systems [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2004, 19(1):153-158.
- [15] 潘松,魏民祥,黄卫清. 基于模糊 Takagi-Sugeno 模型的发动机转速鲁棒控制[J]. 航空动力学报, 2009, 24(8):1849-1855.
PAN S, WEI M X, HUANG W Q. Robust engine speed control based on Takagi-Sugeno fuzzy systems [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2009, 24(8):1849-1855.

作者简介:



潘 松(1978—),男,山东邹平人,博士,讲师,2003 年于山东理工大学获得学士学位,2009 年于南京航空航天大学获得博士学位,主要从事超声电机控制、压电作动器驱动控制、压电精密定位控制系统等方面的研究。E-mail: pansong@nuaa.edu.cn



张建辉(1963—),男,吉林长春人,博士,教授,博士生导师。2001 年于日本山形大学获得博士学位,主要从事机械设计及理论和压电作动器的研究。E-mail: zhangjh@nuaa.edu.cn