

# 基于形状记忆合金驱动器的微纳定位系统鲁棒自适应控制

杜娟<sup>1</sup>, 冯颖<sup>2</sup>, 胡跃明<sup>1</sup>

(1. 华南理工大学精密电子制造装备教育部工程研究中心, 广东广州 510640;

2. 肯考迪亚大学机械与工业工程系, 加拿大蒙特利尔 H3G 1M8)

**摘要:** 针对基于智能材料驱动器串联驱动的微纳定位系统, 本文主要探讨了此类高精度定位系统的控制设计策略. 其控制设计的主要任务是消除驱动器中未知回滞特性对系统性能所造成的负面影响. 本文重点以形状记忆合金驱动器为例, 采用基于广义play算子的广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型来表征形状记忆合金驱动器中的未知饱和和回滞非线性, 并在此基础上提出了一种鲁棒自适应控制设计方法来消除前置回滞存在的影响. 设计的控制器在保证全局稳定性的基础上能够实现理想的跟踪精度, 仿真结果验证了控制策略的有效性和正确性.

**关键词:** 鲁棒自适应控制; 回滞; 智能材料; 非线性控制

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Robust adaptive control for nanopositioning system based on shape-memory alloy actuators

DU Juan<sup>1</sup>, FENG Ying<sup>2</sup>, HU Yue-ming<sup>1</sup>

(1. Engineering Research Centre for Precision Electronic Manufacturing Equipments of Ministry of Education, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China;

2. Department of Mechanical and Industrial Engineering, Concordia University, Montreal Quebec H3G 1M8, Canada)

**Abstract:** For nanopositioning system with actuators made from smart material, the control approach for this class of high-precision positioning system is addressed. The crucial point of this task is to mitigate the adverse effects caused by the unknown hysteresis. In an illustrative example, we employ a generalized Prandtl-Ishlinskii model with generalized play operator to describe the unknown saturated hysteresis in the shape-memory alloy actuator, and develop a robust adaptive controller to mitigate the effects of the preceding hysteresis. This controller realizes a precise trajectory tracking, while ensuring the global stability for the closed-loop system. The effectiveness of the proposed control approach is demonstrated through a simulation example.

**Key words:** robust adaptive control; hysteresis; smart-materials; nonlinear system control

### 1 引言(Introduction)

目前, 随着新一代元器件向微纳封装方向发展, 对定位精度也提出了更高要求, 传统的方法已远远不能满足精密组装过程中对定位精度和速度的高要求. 因此, 如何应用新型高精度传感器、驱动器及相关的控制策略去解决高精度定位控制问题, 成为了目前精密封装定位领域中关注的热点之一. 目前国际上针对微纳级驱动器的控制问题研究还处于探索阶段, 且尚无成熟的理论形成, 因此研究高速高精度驱动元件的控制问题, 成为精密定位系统达到纳米级加工的核心问题.

针对纳米级驱动的要求, 目前主要都采用的是基于智能材料的驱动器, 例如压电陶瓷驱动器、磁致伸缩驱动器和形状记忆合金等. 智能材料驱动器以

响应速度快、载力大, 特别是驱动精度能够达到纳米级等优势得到了广泛的应用. 但随着各种精密加工和生产设备对系统精度和速度要求的不断提高, 特别是在纳米级驱动的条件下, 智能材料驱动器输入输出响应中存在的回滞特性则成为限制系统精度提高的瓶颈, 并且在特殊情况下有可能引起系统振荡, 造成系统不稳定. 例如, 压电陶瓷驱动器会产生10%~15%的回滞误差, 目前, 除了在改进和提高智能材料本身以外, 从控制的角度研究驱动器回滞对定位系统性能的影响并设计相应的控制策略来消除回滞的影响已经引起了国内外控制和精密组装领域的高度重视<sup>[1~3]</sup>.

与传统的非线性特性相比, 回滞现象描述了系统输入与输出之间一种特殊的性质, 即对相同的输

入 $v(t)$ , 其输出 $w(t)$ 在不考虑系统历史的输出状态的情况下可以为多值, 即输出 $w(t)$ 从初始时刻( $t_*$ )开始, 不仅依赖于输入 $v(t)$ ( $t > t_*$ ), 还依赖于系统以前的状态<sup>[4~7]</sup>. 这一特性使得智能材料作为系统的驱动输入时, 由于回滞特性的存在和输出不可测的因素, 使得传统的控制策略对带有回滞驱动的非线性系统不一定适用. 因此, 如何有效地消除回滞对系统的影响并提高系统性能、确保控制精度成为此类带有回滞驱动非线性系统控制的主要目标.

由于智能材料的多样性和实际应用环境的复杂性, 使得存在于智能材料驱动器中的回滞也呈现出多样性, 例如饱和、非对称性、变化率无关和变化率相关等特性. 针对回滞的多样性, 如何实现智能材料驱动器中回滞特性建模是有效设计控制器的关键. 目前已有许多唯象型的回滞模型应用于回滞建模<sup>[4~7]</sup>. 一般地, 此类回滞模型可以粗略分为两类: 基于算子的回滞模型和基于微分方程的回滞模型. 对于基于算子的回滞模型, 例如Preisach模型<sup>[4]</sup>和Prandtl-Ishlinskii模型<sup>[7]</sup>等, 其主要特点以对通过回滞算子的叠加得到. 另一类是基于微分方程的回滞模型, 例如Backlash-like模型<sup>[8]</sup>、Bouc-Wen模型和Duhem模型等. 此类基于微分方程的回滞模型以其维数有限而避免了计算的复杂性, 但是此类基于微分方程的回滞模型所能描述的回滞类型有限.

在回滞建模的基础上, 目前主要采用的控制策略有两类, 一类是以添加回滞的逆来补偿回滞的影响<sup>[3,9]</sup>, 该方法的优势是直观、适用系统广泛, 但缺点是由于回滞逆对系统参数的依赖性使得控制系统的稳定性分析较为困难. 另一类是无需构造逆, 而是通过直接设计控制器的方式来实现对回滞的抑制. 此类方法的优点是便于分析系统稳定性, 且便于实时系统控制, 但其缺点是仅有部分回滞模型适用于此类控制<sup>[8,10,11]</sup>. 针对无须构造逆回滞的控制策略, Prandtl-Ishlinskii模型已经被成功地应用到压电陶瓷驱动器的回滞建模中, 并在此基础上已设计了能够保证全局稳定性的鲁棒控制器和自适应控制器<sup>[10,12,13]</sup>. 但由于智能材料的多样性, 例如形状记忆合金驱动器中存在饱和和回滞特性<sup>[1,2]</sup>, 见图1, 传统的Prandtl-Ishlinskii模型不能有效实现对其饱和和回滞特性的表征. 图中:  $M_s$ 是马氏体始温,  $M_f$ 是马氏体终温,  $A_s$ 是奥氏体始温,  $A_f$ 是奥氏体终温. 为了秉承Prandtl-Ishlinskii模型适于控制器设计的优势, 又能够有效地表征形状记忆合金智能材料驱动器中的饱和和回滞特性, 在本文中采用广义Prandtl-Ishlinskii模型<sup>[14]</sup>来表征形状记忆合金驱动器中的回滞, 并在此基础上探讨此类由形状记忆合金驱动器驱动的高精度定位系统鲁棒自适应控制方法. 设计的控制器既保证系统全局稳定性, 又能有效抑制智能材料驱动器中回滞的影响, 并

保证期望的控制精度. 系统仿真结果说明了控制策略的有效性和正确性.

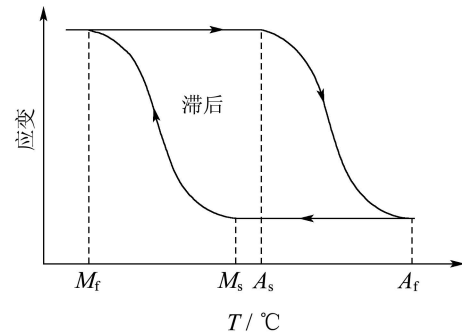


图1 形状记忆合金中的回滞特性

Fig. 1 Hysteresis shape in shape memory alloys

## 2 广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型(Generalized Prandtl-Ishlinskii model)

为了能够有效表征形状记忆合金中的饱和和回滞非线性, 在本文中, 采用广义Prandtl-Ishlinskii模型来表征此类饱和和回滞. 与传统的Prandtl-Ishlinskii模型相比, 广义的Prandtl-Ishlinskii模型主要是由广义play算子组成<sup>[14~16]</sup>. 本节将简略介绍基于广义play算子的Prandtl-Ishlinskii模型.

### 2.1 广义play算子(Generalized play operator)

广义play算子是一类非线性算子, 它是传统play算子的推广, 其形状函数 $\gamma$ 的选取使得表征带有饱和特性的回滞成为可能. 与传统的play算子类似, 输入 $v$ 递增或者递减将导致输出 $w$ 沿着曲线 $\gamma$ 相应地递增或递减. 同时输入 $v$ 与输出 $w$ 之间的次滞环也以曲线 $\gamma$ 为界.

对任意 $v(t) \in C_m[0, t_E]$ , 广义play算子的输出特性可以表示为以下解析形式<sup>[5,6,14]</sup>:

$$\begin{aligned} F_r^\gamma[v](0) &= f_r^\gamma(v(0), 0), \\ F_r^\gamma[v](t) &= f_r^\gamma(v(t), F_r^\gamma[v](t_i)), \quad (1) \\ t_i < t \leq t_{i+1}, \quad 0 \leq i \leq N+1, \end{aligned}$$

其中:  $f_r^\gamma(v, w) = \max(\gamma(v) - r, \min(\gamma(v) + r, w))$ ,  $\gamma(v)$ 为形状函数, 且 $0 = t_0 < t_1 < \dots < t_N = t_E$ 为 $[0, t_E]$ 的一个分割, 输入 $v$ 在各个 $[t_i, t_{i+1}]$ 内单调.

### 2.2 广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型(Generalized Prandtl-Ishlinskii model)

根据以上定义的广义play算子, 广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型定义为<sup>[5,6]</sup>:

$$w(t) = \rho v(t) + \int_0^\infty p(r) F_r^\gamma[v](t) dr, \quad (2)$$

其中 $p(r)$ 为密度函数, 该密度函数可通过实验数据离线辨识得到, 满足 $p(r) \geq 0$ 且 $\int_0^\infty r p(r) dr < \infty$ . 由于当 $r$ 足够大时, 密度函数 $p(r)$ 趋向于零. 为了便于实现积分运算, 取 $R = \infty$ 为常数.  $F_r^\gamma[v](t)$ 是在(1)中定义的广义play算子, 其中 $\rho$ 为未知正常数.

为了说明此类广义回滞模型的特性, 特别地, 通过选取具有饱和特性的形状函数, 即可有效表征具有饱和特性的回滞非线性. 选取  $\gamma(v) = 9 \tanh v$ ,  $\rho = 0.5$ , 密度函数为  $p(r) = 0.5e^{-0.0105(r-0.5)^2}$ ,  $r \in [0, 100]$ , 输入函数定义为  $v(t) = 2 \sin(4\pi t) + \cos(\pi t)$ . 式(2)定义的广义Prandtl-Ishlinskii模型所得的饱和回滞曲线如图2所示.

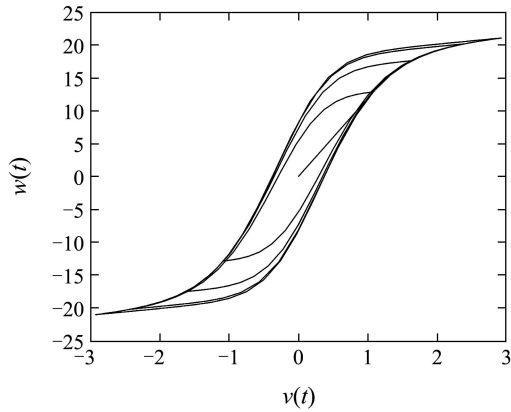


图2 广义Prandtl-Ishlinskii模型  
Fig. 2 Generalized Prandtl-Ishlinskii model

**注1** 对于广义play算子, 当  $\gamma(v) = v$ , 该广义play算子可简化为传统play算子<sup>[7, 15]</sup>, 此时, 广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型就简化为传统Prandtl-Ishlinskii回滞模型.

### 3 问题描述(Statement of the problem)

在本文中, 考虑如下由形状记忆合金驱动器驱动器的连续系统<sup>[11]</sup>的控制问题. 其中形状记忆合金中的饱和回滞由广义回滞模型表征, 则系统的规范形可由下式表示:

$$\dot{\mathbf{X}}_p(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{X}_p(t) + \mathbf{B}w(v(t)), \quad (3)$$

其中:  $w(t)$ 为系统输入, 同时也是回滞输出;  $v(t)$ 是控制器的输入, 其输入与输出之间的饱和回滞特性由式(2)确定.

控制器设计的目标是设计相应的控制律  $v(t)$  使得式(3)中定义的  $\mathbf{X}_p(t)$  能跟踪参考信号  $\mathbf{X}_m(t)$ , 其定义如下:

$$\dot{\mathbf{X}}_m(t) = \mathbf{A}_m \mathbf{X}_m(t) + \mathbf{B}r(t), \quad (4)$$

其中:  $r(t)$ 为期望输入轨迹,  $\mathbf{A}_m$ 属于  $\mathbb{R}^{n \times n}$  的渐近稳定矩阵, 并满足

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m) = R_m(s) = (s + k)R(s) \quad k > 0, \quad (5)$$

$R(s)$ 为Hurwitz多项式.

### 4 控制器设计(Controller design)

为了实现鲁棒控制器设计, 假设被控系统(3)和期望参考系统(4)满足以下条件:

**假设1**  $\mathbf{A}_p \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 为未知矩阵,  $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^n$ 已知,

且存在未知矢量  $\alpha \in \mathbb{R}^n$  使得下式成立:

$$\mathbf{A}_p + \mathbf{B}\alpha^T = \mathbf{A}_m, \quad (6)$$

其中  $(\mathbf{A}_p, \mathbf{B})$  可控.

同时在控制器设计中, 利用文献 [17] 中的引理使得矢量误差方程简化为标量形式.

**引理1** 设

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + b v, \\ a(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) = (s + k)R(s), \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{A}$  渐近稳定, 且  $a(s)$  为其特征多项式,  $k > 0$  且  $(\mathbf{A}, b)$  可控, 则:

1) 存在  $h$  使得

$$\mathbf{h}^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} b = \frac{1}{s + k}; \quad (7)$$

2) 若  $x = \mathbf{h}^T \mathbf{X}$ , 则: ①  $x \in L_\infty \Rightarrow \mathbf{X} \in L_\infty$ ;

② 若  $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ , 则  $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{X}(t) = 0$ .

为了实现鲁棒自适应控制器的设计, 假设回滞模型满足以下条件.

**假设2** 对广义Prandtl-Ishlinskii模型(2), 存在已知常数  $\rho_{\min}$  满足  $\rho_{\min} \leq \rho$ .

被控系统和参考模型之间的误差定义为

$$\mathbf{E} = \mathbf{X}_p - \mathbf{X}_m, \quad (8)$$

根据式(3)(4)和(6), 可将误差(8)的导数表示为

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{A}_m \mathbf{E} + \mathbf{B}(w(t) - r - \alpha^T \mathbf{X}_p). \quad (9)$$

利用引理1将矢量误差转化为标量形式, 即存在  $h$  使得

$$\mathbf{h}^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m)^{-1} \mathbf{B} = \frac{1}{s + k}, \quad (10)$$

则系统的标量误差可定义为<sup>[11]</sup>:

$$e_c = \mathbf{h}^T \mathbf{E}. \quad (11)$$

将式(9)两边做Laplace变换, 并两边同时乘  $\mathbf{h}^T$ , 根据式(10)和(11)定义可得:

$$e_c(s) = \frac{1}{s + k} (w(s) - r(s) - \alpha^T \mathbf{X}_p(s)), \quad (12)$$

当初值为0时, 可得  $e_c$  的导数为

$$\dot{e}_c = -k e_c + (w(t) - r - \alpha^T \mathbf{X}_p). \quad (13)$$

在控制器设计中, 一般取其调整误差

$$e_\varepsilon = e_c - \varepsilon \text{sat} \cdot \frac{e_c}{\varepsilon}, \quad (14)$$

其中  $\varepsilon$  为任意正常数, 且  $\text{sat}(\cdot)$  定义为饱和函数(15):

$$\text{sat}(z) = \begin{cases} 1, & z \geq 1, \\ z, & -1 < z < 1, \\ -1, & z \leq -1. \end{cases} \quad (15)$$

为了使设计的控制器能够有效地抑制未知回滞非线性对系统性能的影响,首先定义控制器中所用变量.

$$\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta, \quad (16)$$

$$\tilde{\phi} = \hat{\phi} - \phi, \quad (17)$$

$$\tilde{p}(t, r) = \hat{p}(t, r) - p(r), \quad r \in [0, R]. \quad (18)$$

其中:  $\theta = \alpha\rho^{-1}$ ,  $\hat{\theta}$ 为 $\theta$ 的估计值,  $\phi = \rho^{-1}$ ,  $\hat{\phi}$ 为 $\phi$ 的估计值,  $\hat{p}(t, r)$ 是广义Prandtl-Ishlinskii回滞模型中密度函数 $p(r)$ 的估计值.

针对所需要跟踪的参考模型,控制器设计为

$$v(t) = \hat{\phi}r + \hat{\alpha}^T \mathbf{X}_p + v_h(t), \quad (19)$$

其中

$$v_h(t) = -\text{sat} \frac{e_c}{\varepsilon} \int_0^R \frac{\hat{p}(t, r)}{\rho_{\min}} |F_r^\gamma[v](t)| dr, \quad (20)$$

且参数 $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\phi}$ 和密度函数 $\hat{p}(t, r)$ 采用自适应律定义为

$$\dot{\hat{\theta}} = -\lambda e_\varepsilon \mathbf{X}_p, \quad (21)$$

$$\dot{\hat{\phi}} = -\eta e_\varepsilon r, \quad (22)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \hat{p}(t, r) = \frac{q}{\rho_{\min}} |F_r^\gamma[v](t)| e_\varepsilon, \quad (23)$$

$\lambda$ ,  $\eta$ 和 $q$ 为控制设计参数.

**定理 1** 对式(3)中定义的连续系统,其输入中自带的饱和回滞特性由式(2)广义Prandtl-Ishlinskii模型表征.在满足假设条件1和2的前提下,采用控制律(19)和自适应律(16)~(18),可实现系统全局稳定,并保证系统状态矢量有界,且通过适当调整参数 $\varepsilon$ 可使跟踪达到预期的控制精度.

**证** 为了分析系统的稳定性,定义如下Lyapunov函数:

$$V(t) = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\rho} e_\varepsilon^2 + \frac{1}{\lambda} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{\eta} (\hat{\phi} - \phi)^2 + \frac{1}{q} \int_0^R \tilde{p}^2(t, r) dr \right]. \quad (24)$$

根据 $e_\varepsilon$ 的定义可知,当 $|e_c| = \varepsilon$ 时,  $e_\varepsilon = 0$ ; 当 $|e_c| \leq \varepsilon$ 时,对所有的 $e_\varepsilon$ ,导数 $\dot{V}$ 满足 $\dot{V}(t) = 0$ 当 $|e_c| \leq \varepsilon$ .

当 $|e_c| > \varepsilon$ 时,可得 $e_c \dot{e}_c = e_\varepsilon \dot{e}_c$ ,则 $V$ 的导数为

$$\dot{V}(t) = \rho^{-1} e_\varepsilon \dot{e}_c + \lambda^{-1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \eta^{-1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} + q^{-1} \int_0^R \tilde{p}(t, r) \frac{\partial}{\partial t} \tilde{p}(t, r) dr, \quad (25)$$

代入式(13),则有

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \rho^{-1} e_\varepsilon (-k e_c + w(t) - r - \alpha^T \mathbf{X}_p) + \lambda^{-1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \\ &\eta^{-1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} + q^{-1} \int_0^R \tilde{p}(t, r) \frac{\partial}{\partial t} \tilde{p}(t, r) dr = \\ &e_\varepsilon (v(t) + \int_0^R \frac{p(r)}{\rho} F_r^\gamma[v](t) dr - \frac{r}{\rho} - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\rho} \alpha^T \mathbf{X}_p) - \frac{k}{\rho} e_\varepsilon e_c + \lambda^{-1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \eta^{-1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} + \\ &q^{-1} \int_0^R \tilde{p}(t, r) \frac{\partial}{\partial t} \tilde{p}(t, r) dr. \quad (26) \end{aligned}$$

将控制律(19)代入化简可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -\frac{k}{\rho} e_\varepsilon e_c + \tilde{\phi} (e_\varepsilon r + \frac{1}{\eta} \dot{\tilde{\phi}}) + \\ &(e_\varepsilon \mathbf{X}_p + \frac{1}{\lambda} \dot{\tilde{\theta}}) \tilde{\theta}^T + e_\varepsilon v_h(t) + \\ &e_\varepsilon \int_0^R \frac{p(r)}{\rho} F_r^\gamma[v](t) dr + \\ &q^{-1} \int_0^R \tilde{p}(t, r) \frac{\partial}{\partial t} \tilde{p}(t, r) dr. \quad (27) \end{aligned}$$

根据设计的自适应律(16)和(17),则有

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -\frac{k}{\rho} e_\varepsilon e_c + e_\varepsilon v_h(t) + \\ &e_\varepsilon \int_0^R \frac{p(r)}{\rho} F_r^\gamma[v](t) dr + \\ &q^{-1} \int_0^R \tilde{p}(t, r) \frac{\partial}{\partial t} \tilde{p}(t, r) dr. \quad (28) \end{aligned}$$

根据 $v_h(t)$ 的定义,可推导出如下不等式:

$$\begin{aligned} e_\varepsilon v_h(t) + e_\varepsilon \int_0^R \frac{p(r)}{\rho} F_r^\gamma[v](t) dr &\leq \\ -|e_\varepsilon| \int_0^R \frac{\hat{p}(t, r)}{\rho_{\min}} |F_r^\gamma[v](t)| dr + \\ |e_\varepsilon| \int_0^R \frac{p(r)}{\rho_{\min}} |F_r^\gamma[v](t)| dr &\leq \\ -|e_\varepsilon| \int_0^R \frac{\tilde{p}(t, r)}{\rho_{\min}} |F_r^\gamma[v](t)| dr, \quad (29) \end{aligned}$$

代入自适应律(18),可得如下不等式:

$$\dot{V}(t) \leq -k e_\varepsilon^2. \quad (30)$$

根据方程(24)和(30)可知,  $V$ 为非增函数,可得 $e_\varepsilon$ 和 $\tilde{\theta}$ 是有界的且收敛到0.根据 $e_\varepsilon$ 的定义,可得 $e_c(t)$ 有界且收敛到 $\varepsilon \text{sat} \frac{e_c}{\varepsilon}$ .即若 $\mathbf{X}(0)$ 有界,当 $t \geq 0$ 时,  $\mathbf{X}(t)$ 有界,且以误差为 $\varepsilon$ 实现跟踪参考模型 $\mathbf{X}_m(t)$ .通过选择式(14)中适当参数值 $\varepsilon$ ,可使误差 $e_c$ 达到期望值.

**注 2** 根据前文分析可知,传统的Prandtl-Ishlinskii模型是广义Prandtl-Ishlinskii模型的一个特例,因此所提出的控制策略也适用于带有传统Prandtl-Ishlinskii回滞的控制系统.特别地,对于带有智能驱动器驱动的系统,所提出的控制策略不仅对带有饱和特性的形状记忆合金驱动的系统有效,也适用于无饱和特性的压电陶瓷驱动器驱动系统.

## 5 仿真实例(Simulation studies)

在本文中,仍采用文献[11]中定义的仿真模型来验证设计控制器的有效性.其被控系统是总惯量为 $0.07 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 的 $0.54 \text{ m}$ 长的柔性转轴,其阻尼比为 $0.05$ ,顶端的一阶振动形状为 $-2.91$ .设系统模型为:

$\dot{\mathbf{X}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{B}w(t), y = \mathbf{C}\mathbf{X}_p$ , 其中:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -4840 & -6.96 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 2 \\ 0 & 0.07 & 0 & 0.07 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [0.54 \ 0 \ -2.91 \ 0].$$

$w(t)$ 为形状记忆合金驱动器的输出. 利用式(2)中广义Prandtl-Ishlinskii模型表示驱动器中的回滞特性. 根据实验可得驱动器的回滞模型参数为 $\rho = 0.5$ , 密度函数为 $p(r) = ae^{-b(r-\sigma)^2}$ , 其中

$$a = 0.1, b = 0.0105, \sigma = 0.5.$$

系统动态模型的极点为

$$[-3.48 + 69.48i \ -3.48 - 69.48i \ 0 \ 0]',$$

零点为 $[-21.90 \ 22.61]'$ , 其增益为 $-75.43$ . 为了实现期望的极点为

$$[-2 \ -20 \ -25 + 40i \ -25 - 40i],$$

则对应的参考系统模型 $\mathbf{A}_m$ 和 $\alpha$ 定义为

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -18.4 & -10.5 & 783.2 & -27.3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -36.8 & -21 & -3273.6 & -61.5 \end{bmatrix},$$

$$\alpha = [-1.28 \ -0.74 \ 54.83 \ -1.91]'$$

根据引理1, 可得

$$\mathbf{h} = [0.65 \ 0.05 \ 3.94 \ 0.02]'$$

设期望的输入信号值为 $r(t) = 5.5 \sin(2.5t)$ , 且初值为

$$\mathbf{X}_{p0} = [1.0 \ 0.2 \ 0 \ 1]^T, \mathbf{X}_{m0} = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T.$$

设计参数为

$$q = 0.015, \lambda = 4.4, \eta = 0.16,$$

$$\varepsilon = 0.02, \rho_{\min} = 0.4.$$

仿真结果见图3~5. 为了比较回滞存在对系统性能的影响以及控制器抑制回滞的有效性, 在此仿真实例中, 通过设置控制项 $v_h = 0$ , 可得系统在不考虑回滞存在时的控制效果,  $v_h \neq 0$ 为考虑回滞存在时的控制效果. 图3和图4为闭环系统的跟踪误差和系统输出, 图5为控制输入. 从仿真结果的对比中可以看到, 回滞特性的存在严重影响了系统性能的提高, 且在不考虑回滞存在的前提下, 传统的控制器并不能明显削弱回滞的影响. 所设计的控制器在无需构造逆回滞的前提下, 能有效抑制回滞影响并保证了

系统的控制精度和性能.

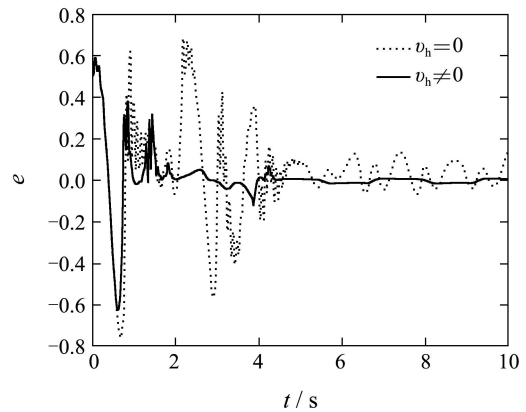


图3 闭环系统的跟踪误差

Fig. 3 Tracking error of the closed-loop system

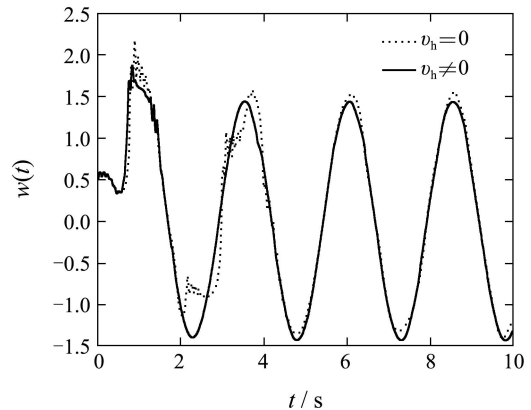


图4 闭环系统输出

Fig. 4 Output of the closed-loop system

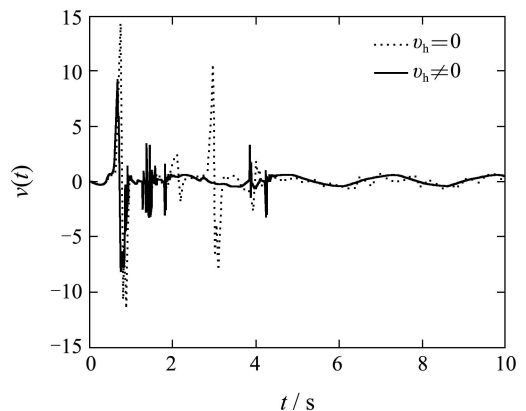


图5 系统控制输入

Fig. 5 Control input of the system

## 6 结论(Conclusion)

在高精度微位移定位机构中, 基于智能材料驱动的微纳级控制研究已经得到了越来越多的重视, 针对智能材料驱动器中存在的回滞多样性, 本文探讨了一类带有形状记忆合金驱动器驱动的微纳定位系统鲁棒自适应控制方法. 针对形状记忆合金中存在的饱和回滞特性, 采用广义Prandtl-Ishlinskii模型来

表征这一类回滞非线性,并在此基础上提出了一种无需构造逆回滞的鲁棒自适应控制方法.在保证系统全局稳定的基础上,所提出的方法实现了对回滞的有效削弱并保证了理想的跟踪精度.仿真结果为将控制方法应用到微纳定位系统中奠定了基础.

### 参考文献(References):

- [1] SMITH R C. *Smart Material System: Model Development*[M]. Philadelphia: Frontiers Siam in Applied Mathematics, 2005.
- [2] NEALIS J, SMITH R C. Model-based robust control design for magnetostrictive transducers operating in hysteretic and nonlinear regimes[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(1): 22 – 39.
- [3] TAO G, KOKOTOVIC P V. Adaptive control of plants with unknown hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(2): 200 – 212.
- [4] MAYERGOYZ I D. *Mathematical Models of Hysteresis*[M]. New York: Springer-Verlag, 1991.
- [5] KRASONSEL'SKII M A, POKROVSKII A V. *Systems with Hysteresis*[M]. New York: Springer-Verlag, 1989.
- [6] VISINTIN A. *Differential Models of Hysteresis*[M]. New York: Springer-Verlag, 1994.
- [7] BROKATE M, SPREKELS J. *Hysteresis and Phase Transitions*[M]. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1996.
- [8] SU C Y, STEPANENKO Y, SVOBODA J, et al. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(12): 2427 – 2432.
- [9] TAN X, BARAS J S. Modeling and control of hysteresis in magnetostrictive actuators[J]. *Automatica*, 2004, 40(9): 1469 – 1480.
- [10] WANG Q, SU C Y. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems including actuator hysteresis with Prandtl-Ishlinskii presentations[J]. *Automatica*, 2006, 42(5): 859 – 867.
- [11] WANG X S, HONG H, SU C Y. Model reference adaptive control of continuous-time systems with an unknown input dead-zone[J]. *IEEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 2003, 150(3): 261 – 266.
- [12] FENG Y, HU Y M, RABBATH C A, et al. Robust adaptive control for a class of perturbed strict-feedback nonlinear systems with unknown Prandtl-Ishlinskii hysteresis[J]. *International Journal of Control*, 2008, 81(11): 1699 – 1708.
- [13] SU C Y, WANG Q, CHEN X, et al. Adaptive variable structure control for a class of nonlinear systems with unknown Prandtl-Ishlinskii hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(12): 2069 – 2074.
- [14] AL JANAIDEH M, RAKKHEJA S, SU C Y. A generalized Prandtl-Ishlinskii model for characterizing the hysteresis and saturation nonlinearities of smart actuators[J]. *Smart Materials and Structures*, 2009, 18(4): article Number: 045001.
- [15] KLEIN O, KREJCI P. Outwards pointing hysteresis operators and asymptotic behaviour of evolution equations[J]. *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, 2003, 4(5): 755 – 785.
- [16] KREJCI P. Hysteresis, convexity and dissipation in hyperbolic equations[M] // *International Series Mathematics Science & Applications*. Gakkotosho, Tokyo: [s.n.], 1996.
- [17] ANNASWAMY A M, SKANTZE F P, LOH A P. Adaptive control of continuous time system with convex/concave parameterization[J]. *Automatica*, 1998, 34(1): 33 – 49.

### 作者简介:

杜娟 (1975—), 女, 博士研究生, 从事电子制造业关键测试与生产设备的研究, E-mail: dujuan@scut.edu.cn;

冯颖 (1978—), 女, 研究助理, 从事智能材料系统等非平滑非线性系统建模与控制应用研究, E-mail: zhdfengying@gmail.com;

胡跃明 (1960—), 男, 教授, 从事电子制造业关键测试与生产设备、非线性控制系统理论与应用等方面的研究, E-mail: auymhu@scut.edu.cn.