文章编号: 1000−8152(2008)03−0456−06

压电迟滞系统的3阶滑模跟踪控制器设计

王 伟, 刘向东

(北京理工大学 信息科学与技术学院 自动控制系, 北京 100081)

摘要: 对一类压电迟滞系统模型, 设计了3阶滑模跟踪控制器. 引入辅助变量项, 对3阶滑模函数获得了一种特定动态方程; 根据这个动态方程, 求出了滑模控制量; 采用Lyapunov方法证明并分析了所有滑模平面的稳定性. 仿真实验验证了该滑模跟踪控制器的有效性.

关键词: 高阶滑模控制; 迟滞模型; 跟踪控制器; 压电系统

中图分类号: TH703   **文献标识码**: A

Design of third-order sliding-mode tracking controller for piezoelectric hysteretic systems

WANG Wei, LIU Xiang-dong

(Department of Automatic Control, School of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081 China)

Abstract: A third-order sliding-mode controller is designed for a class of piezoelectric hysteretic models. By introducing an auxiliary variable term, we obtain a special dynamic equation for the third-order sliding-mode function. Based on this dynamic equation, we design the third-order sliding-mode control law. By using the Lyapunov method, the stabilities of all sliding-mode planes are proved and analyzed. Simulation results show the validity of the third-order sliding-mode tracking controller.

Key words: higher order sliding mode control; hysteretic model; tracking controller; piezoelectric systems

1 引言(Introduction)

纳米技术被认为是21世纪的科学前沿. 目前, 作为关键技术之一的纳米定位技术, 在大规模集成电路、微机械、航天技术、 计量科学与技术、光学与电子工程、精密工程、生物芯片制造、纳米科学与技术等领域具有迫切的需求. 在目前的纳米定位系统中, 压电陶瓷驱动器是首选的纳米定位执行器件, 它作为一种新型的智能材料又表现出了其他智能材料(铁磁材料、铁电材料、形状记忆合金材料等)所固有的迟滞特性. 压电陶瓷执行器的迟滞非线性属于非局部存储型迟滞非线性, 系统下一时刻的输出不仅取决于当前时刻的输入, 而且还与输入的历史状态有关. 迟滞系统还具有多映射性, 即在相同的输入下, 可能产生不同的输出或者在相同的输出下, 可以有不同的输入. 因此, 在高精度的跟踪系统中, 要想提高系统的跟踪精度, 往往需要解决压电模型的迟滞控制问题.

滑模控制[1~4]作为一种变结构控制方法对满足匹配条件的外部扰动和参数扰动具有不变性的特点, 同时其设计简单, 容易实现, 对于复杂非线性系统的控制具有广泛的应用前景. 因此, 可以考虑采用滑模控制策略来实现压电系统的跟踪控制问题. 然而, 传统的滑模控制存在一个固有的缺陷, 即具有抖振现象. 由于抖振现象的客观存在, 从一定程度上降低了滑模控制的控制效果. 因此, 降低滑模控制中抖振现象的研究是滑模变结构控制的一个重要的研究方向.

目前, 针对降低滑模控制抖振问题的研究有多种. 从广义上讲, 可以分为两大类: 1) 从解决不连续控制量的角度出发, 提出的连续函数逼近法, 就是采用连续的函数(饱和函数或sigmoid函数等)来替代产生切换控制动作的符号函数或者不连续的控制量[5], 这种方法又称为边界层法, 其最大的缺点就是由于边界层的引入降低了系统的控制精度, 而且整个系统的状态误差与边界层的厚度有关; 2) 目前采用更

收稿日期: 2006−05−31; 收修改稿日期: 2007−04−20.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(10402003); 中国博士后科学基金资助项目(2005038047).

多的动态滑模方法[6]以及高阶滑模方法[7~10]. 动态滑模或者高阶滑模在保证滑模函数高阶导数收敛的情况下, 能够产生更高的控制精度, 因此, 它既保留了传统滑模控制所具有的抗扰性的优点, 又能够有效地降低抖振现象. 本文就是针对一类典型的压电迟滞模型来研究3阶滑模跟踪控制器的设计问题. 其思想就是通过引入辅助变量项来构造关于滑模函数3阶微分的标准动态方程, 并在此标准的动态方程基础上设计3阶滑模控制器, 然后, 采用Lyapunov方法对系统稳定性进行证明. 最后, 通过仿真实验对所设计的3阶滑模控制器的有效性进行验证.

2 压电迟滞系统模型 (Model of Piezoelectric hysteresis systems)

考虑如下所示的一类三层双晶片压电柱迟滞系统动态模型[11]:

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = k(d_e \cdot u - z), \tag{1}$$

$$\dot{z} = \alpha d_e \cdot \dot{u} - \beta|\dot{u}|z - \gamma\dot{u}|z|. \tag{2}$$

这里: $x(t)$ 表示整个压电系统的输出; $z(t)$ 表示迟滞非线性动态的输出; $u(t)$ 表示施加于压电执行器的输入电压; m, c, k 以及d_e 表示压电系统的质量, 阻尼, 刚度以及有效压电系数; α, β, γ为影响迟滞曲线形状的参数. 整个压电迟滞系统的输入输出特性如图1所示.

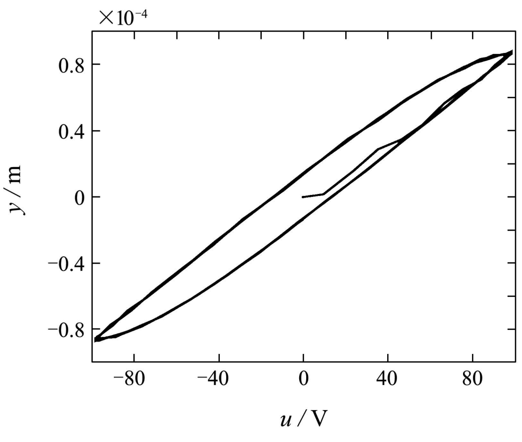


图 1　压电迟滞系统输入输出特性

Fig. 1　Input-output feature of PES

从图1中可以看出, 在压电系统中, 由于迟滞特性的存在, 其输入输出特性呈现出多值映射关系. 从式(1)可以看出, 如果迟滞特性的影响是有界的, 则可以将其转化成一个外部有界扰动作用于系统中, 这样可以简化控制器的设计.

进一步分析上述模型动态, 可以得到此类迟滞模型具有如下性质:

性质 1　对于方程(2)所描述的迟滞模型, 如果迟滞模型的输入u 和$\dot{u}$ 是有界的(即: $\| u \| + \| \dot{u} \| \leqslant U_m$, 其中U_m为正常数), 则迟滞输出$z(t)$是有界的, 即存在一个正实数Z_m 满足: $\| z(t) \| |_{\|u\|+\|\dot{u}\|\leqslant U_m} \leqslant Z_m$.

对于性质1, 可以采用Lyapunov方法加以证明. 其思路是将迟滞模型(2)分段展开为:

$$\dot{z} = \begin{cases} \alpha d_e \cdot \dot{u} - \beta\dot{u}z - \gamma\dot{u}z, (\dot{u}, z) \in Q_1, \\ \alpha d_e \cdot \dot{u} - \beta\dot{u}z + \gamma\dot{u}z, (\dot{u}, z) \in Q_2, \\ \alpha d_e \cdot \dot{u} + \beta\dot{u}z - \gamma\dot{u}z, (\dot{u}, z) \in Q_3, \\ \alpha d_e \cdot \dot{u} + \beta\dot{u}z + \gamma\dot{u}z, (\dot{u}, z) \in Q_4. \end{cases} \tag{3}$$

其中:

$$\begin{aligned} Q_1 &\triangleq \{\dot{u} \geqslant 0 \textstyle\bigcap z \geqslant 0\}, \\ Q_2 &\triangleq \{\dot{u} \geqslant 0 \textstyle\bigcap z < 0\}, \\ Q_3 &\triangleq \{\dot{u} < 0 \textstyle\bigcap z \geqslant 0\}, \\ Q_4 &\triangleq \{\dot{u} < 0 \textstyle\bigcap z < 0\}. \end{aligned}$$

对于子集合Q_1,定义Lyapunov能量函数$V = 0.5z^2$,因此, 可以得到其微分为:

$$\begin{aligned} \dot{V}\,|_{Q_1} = z\dot{z} = z(\alpha d_e \cdot \dot{u} - \beta\dot{u}z - \gamma\dot{u}z) = \\ z\dot{u}[\alpha d_e - (\beta + \gamma)z]. \end{aligned} \tag{4}$$

可见, 当$z \geqslant \dfrac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}$ 时, 满足上式为负定的稳定条件. 同时注意到: 如果$z(0) \leqslant \dfrac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}$, 由于此时无法确定其稳定性(Lyapunov函数大于零), 所以即使z 是发散的, 也只能发散到$z = \dfrac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}$, 因为$z \geqslant \dfrac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}$是$Q_1$ 中的收敛域. 总之, 它总会收敛到$\dfrac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}$. 所以可以得到:

$$\sup_{\substack{t \geqslant 0 \\ u, z \in Q_1}} |z(t)| = \max(z(0), \frac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}). \tag{5}$$

同理, 对其他3个子集合进行分析, 可以得到

$$\sup_{\substack{t \geqslant 0 \\ u, z \in Q_2}} |z\,(t)\,| = z(0),$$

$$\sup_{\substack{t \geqslant 0 \\ u, z \in Q_3}} |z\,(t)\,| = z(0),$$

$$\sup_{\substack{t \geqslant 0 \\ u, z \in Q_4}} |z\,(t)\,| = \max(z(0), \frac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}).$$

因此, 综上所述, 对于迟滞部分的界综合起来可以表示为:

$$\sup_{\substack{t \geqslant 0 \\ u, z \in R}} |z\,(t)\,| = \max(z(0), \frac{\alpha d_e}{\beta + \gamma}).$$

进一步有

$$\| z(t) \||_{\|u\|+\|\dot{u}\|\leqslant U_m} \leqslant Z_m,$$

其中$Z_m = \max(z(0), \dfrac{\alpha d_e}{\beta+\gamma})$.

这样, 根据性质1就可以将迟滞部分的动态等效成一个有界的扰动项作用于系统. 此时采用滑模控制方法就能够有效地解决迟滞动态对整个迟滞模型的影响, 也就是间接降低了迟滞现象所引起的控制误差.

3 3阶滑模控制器设计(Design of third order sliding mode controller)

本节将具体讨论3阶滑模控制器的设计问题.

首先令$x_1 = x, x_2 = \dot{x}$, 因此, 整个迟滞模型(1)(2)可以转化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{m}(-cx_2 - kx_1) + \dfrac{1}{m}kd_e \cdot u + R(t) = \\ \qquad G(X) + bu + R(t). \end{cases} \tag{6}$$

这里:

$$X = (x_1, x_2)^{\mathrm{T}}, G(X) = \frac{1}{m}(-cx_2 - kx_1),$$
$$b = \frac{1}{m}kd_e, R(t) = -\frac{k}{m}z(t).$$

定义误差变量为$e = x_1 - y_r$, 其中y_r为需要跟踪的参考信号, 它可以由给定输入下的一个参考迟滞模型的输出来产生.

进一步定义积分型滑模函数为

$$\sigma = e + c_1\int_0^t e(t)\mathrm{d}\tau. \tag{7}$$

这里c_1为正常数.

因此, 可以得到滑模函数的微分为

$$\dot{\sigma} = \dot{e} + c_1 e. \tag{8}$$

进一步, 可得

$$\ddot{\sigma} = \ddot{e} + c_1\dot{e} = \dot{x}_2 - \ddot{y}_r + c_1(\dot{x}_1 - \dot{y}_r) = f(X) + b\cdot u + R(t). \tag{9}$$

其中$f(X) = -\dfrac{k}{m}x_1 + (c_1 - \dfrac{c}{m})x_2 - \ddot{y}_r - c_1\dot{y}_r$.

所以, 对上式进一步微分, 可得

$$\dddot{\sigma} = \frac{\partial f}{\partial X}\dot{X} + b\dot{u} + \dot{R}(t) = \frac{\partial f}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2}\dot{x}_2 + b\dot{u} + \dot{R}(t). \tag{10}$$

从式(9)可以得到

$$\dot{x}_2 = \ddot{e} + \ddot{y}_r = \ddot{\sigma} + \ddot{y}_r - c_1\dot{e}. \tag{11}$$

代入式(10), 可以得到关于滑模函数3阶微分的动态方程(12):

$$\dddot{\sigma} = \frac{\partial f}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial f}{\partial x_2}(\ddot{\sigma} - c_1\dot{e} + \ddot{y}_r) + b\dot{u} + \dot{R}(t) = \frac{\partial f}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial f}{\partial x_2}\ddot{\sigma} + \frac{\partial f}{\partial x_2}(\ddot{y}_r - c_1\dot{e}) + b\dot{u} + \dot{R}(t). \tag{12}$$

引入一个辅助控制项$\eta(X)\ddot{\sigma}$, 可以将上述动态方程转化成如下所示的一种特定标准形式:

$$\dddot{\sigma} + \eta(X)\ddot{\sigma} = \varphi(X) + \upsilon + D(t). \tag{13}$$

这里$\eta(X)$为有界的正实函数或正常实数. 同时, 有

$$\varphi(X) = \frac{\partial f}{\partial x_1}x_2 + [\eta + \frac{\partial f}{\partial x_2}]f + \frac{\partial f}{\partial x_2}(\ddot{y}_r - c_1\dot{e}), \tag{14}$$

$$\upsilon = [\eta(X) + \frac{\partial f}{\partial x_2}]bu + b\dot{u}, \tag{15}$$

$$D(t) = [\eta(X) + \frac{\partial f}{\partial x_2}]R(t) + \dot{R}(t). \tag{16}$$

这样, 压电迟滞系统的3阶滑模控制的标准结构模型可以表示成

$$\dddot{\sigma} = -\eta(\cdot)\ddot{\sigma} + \varphi(X) + \upsilon + D(t). \tag{17}$$

注意到, 这里中间控制量υ实际上是一个虚拟控制量, 它是由实际输入控制量u经过变换而来. 设计3阶滑模控制器的目标就是通过设计中间控制量υ使得滑模函数3阶以下的导数均为零, 即$\sigma = \dot{\sigma} = \ddot{\sigma} = 0$, 从而使系统状态误差$e$也收敛到零.

至此, 已经完成了整个压电迟滞系统的标准3阶滑模控制器的结构设计, 下一节将具体求取滑模控制律, 并对所设计的3阶滑模控制器的稳定性进行分析与证明.

4 3阶滑模跟踪控制器的稳定性分析(Stability analysis of the third order sliding mode tracking controller)

为了证明3阶滑模控制器的稳定性, 针对压电迟滞模型的3阶动态方程(17)作如下假设:

A1) $0 < |\varphi(X)| \leqslant \varphi_m,\ X \in R^2$, 这里$\varphi_m$为正常数;

A2) $0 \leqslant |D(t)| \leqslant d_m,\ t \in R$, 这里$d_m$为正常数.

下面将提出保证滑模平面收敛的稳定性定理.

定理 针对式(1)(2)所示的压电迟滞系统, 采用(17)所构造的标准3阶滑模动态方程形式, 如果滑模控制律设计如式(18)所示:

$$\upsilon = -\rho_1\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma} - \rho_2\mathrm{sgn}\,\ddot{\sigma}, \tag{18}$$

这里ρ_1, ρ_2为正常数, 则整个3阶滑模控制器是渐近稳定的.

证 这里采用基于Lyapunov定理的证明方法.

可以定义Lyapunov能量函数为

$$V_1=\frac{1}{2}\ddot{\sigma}^2+\rho_1|\dot{\sigma}|. \tag{19}$$

因此, 当$\dot{\sigma}\neq 0$ 时, 可以得到其微分形式为

$$\begin{aligned}&\dot{V}_1=\ddot{\sigma}\cdot\dddot{\sigma}+\rho_1\ddot{\sigma}\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma}=\\&\ddot{\sigma}[-\eta\ddot{\sigma}+\varphi+\upsilon+D(t)+\rho_1\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma}].\end{aligned} \tag{20}$$

将式(18)所示控制量代入, 可得

$$\begin{aligned}&\dot{V}_1=\ddot{\sigma}[-\eta\ddot{\sigma}+\varphi(X)+\upsilon+D(t)+\rho_1\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma}=\\&\ddot{\sigma}[-\eta\ddot{\sigma}-\rho_1\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma}-\rho_2\mathrm{sgn}\,\ddot{\sigma}+D(t)+\rho_1\mathrm{sgn}\,\dot{\sigma}]\leqslant\\&-\eta(X)\ddot{\sigma}^2-|\ddot{\sigma}|(\rho_2-\parallel\varphi+D(t)\parallel).\end{aligned} \tag{21}$$

可以看到, 如果取增益$\rho_2=\delta+\varphi_m+d_m$, 这里$\delta>0$为任意小的正常数, 则可以得到

$$\dot{V}_1\leqslant-\eta(X)\ddot{\sigma}^2-\delta|\ddot{\sigma}|\leqslant 0, \tag{22}$$

因此, 滑模函数的二阶导数是稳定的. 下面, 我们需要进一步分析其收敛性.

将式(22)两边同时积分, 可以得到:

$$\int_0^t\dot{V}_1\mathrm{d}\tau\leqslant-\int_0^t\eta(X)\ddot{\sigma}^2\mathrm{d}\tau-\int_0^t\delta|\ddot{\sigma}|\mathrm{d}\tau. \tag{23}$$

所以有

$$0\leqslant\int_0^t\eta(X)\ddot{\sigma}^2\mathrm{d}\tau+\int_0^t\delta|\ddot{\sigma}|\mathrm{d}\tau\leqslant V_1(0)-V_1(t)<\infty. \tag{24}$$

因此, 可以得到以下结论:

$$\int_0^t\eta(X)\ddot{\sigma}^2\mathrm{d}\tau<\infty, \tag{25}$$

$$\int_0^t\delta|\ddot{\sigma}|\mathrm{d}\tau<\infty. \tag{26}$$

进一步, 可得$\ddot{\sigma}\in\mathrm{L}_\infty$, $\ddot{\sigma}\in\mathrm{L}_2$, 即:

$$\sup_{t\geqslant 0,X\in R^2}|\ddot{\sigma}|=\parallel\ddot{\sigma}\parallel_\infty<\infty, \tag{27}$$

$$\int_0^\infty\ddot{\sigma}^2\mathrm{d}\tau=\parallel\ddot{\sigma}\parallel_2<\infty. \tag{28}$$

同时, 注意到式(17)右边各项均是有界的, 可以得到$\dddot{\sigma}\in\mathrm{L}_\infty$, 所以, 根据Barbalat定理可以得到$\ddot{\sigma}$ 是渐近稳定的, 即$\lim\limits_{t\to\infty}\ddot{\sigma}=0$. 因此, 有$\dot{\sigma}=$const . 假设此时$\dot{\sigma}\neq 0$, 所以由式(18)可以得到$\upsilon\neq 0$, 考虑方程(9), 当$\upsilon=[\eta(t)+\dfrac{\partial f}{\partial x_2}]bu+b\dot{u}$ 时, 不可能使等式左边恒等于零. 所以, 可以得出, 当$\ddot{\sigma}$ 收敛到零的时候, $\dot{\sigma}$ 也必然同时收敛到零.

现讨论$\dot{\sigma}=0$时的情况: 结合式(8)可得

$$\dot{e}=-c_1e. \tag{29}$$

针对系统的误差变量定义Lyapunov函数$V_2=\dfrac{1}{2}e^2$, 因此有

$$\dot{V}_2=e\dot{e}=-c_1e^2. \tag{30}$$

根据Lyapunov稳定判定定理, 可以得到$\lim\limits_{t\to\infty}e(t)=0$, 即跟踪误差变量$e$ 也是渐近收敛的.　　证毕.

说明 1　广义上讲, 高阶滑模控制器阶数r的定义可以由滑模函数的微分$\sigma=\cdots=\sigma^{(r-1)}=0$ (另外一种定义是通过所求控制量所含的多少阶微分(即$u^{(r-1)}$)来界定, 这种方法似乎不够全面)来界定. 本文中所提的3阶滑模控制器, 是在广义的基础上来定义的, 也就是说控制的目标是将滑模平面的3阶导数控制到零, 由于这里采用的是误差变量的积分形式来构造的滑模平面, 所以虽然同样是控制滑模函数的二阶及其以下的各阶微分为零(即$\sigma=\dot{\sigma}=\ddot{\sigma}=0$), 但是对于实际控制量来说只是出现了其一阶微分(即$\dot{u}$), 这其实又属于通常的二阶滑模控制器设计的结果.

说明 2　从定理的证明过程可以看出, 3阶滑模控制器的收敛速度体现在辅助项$\eta(X)$ 上, 其形式是可以任意选取的, 虽然在中间控制量υ 中无法直接看到其影响, 但是在实际控制量u 中, 它的变化能够改变一阶惯性环节各参数, 即该控制器可以近似地看作是一组一阶滤波器簇, 关于中间控制量对于实际的输入控制量所具有滤波作用的分析, 有兴趣的读者可以参见参考文献[12]. 下一节中, 我们将选择两种不同的形式辅助项$\eta(X)$ 来定性地比较其影响, 并验证3阶滑模跟踪控制器的有效性.

说明 3　本文重点讨论的一个问题就是采用高阶滑模的方法来实现压电迟滞模型的跟踪问题, 实际上, 压电执行器中存在的迟滞特性是严重影响其定位精度的一个重要因素, 以前的方法大都是设计迟滞的逆模型来进行迟滞补偿, 这些方法往往过于复杂, 本文的一个思路就是通过分析迟滞特性的模型特征将迟滞部分影响等效为一个有界的扰动项, 这样就可以通过滑模控制的优点来消除扰动的影响, 从而间接地降低迟滞特性的影响, 起到了补偿迟滞的效果. 同时, 高阶滑模控制又较传统的滑模控制更优越, 它不但具有传统滑模的优点, 而且能够有效地降低滑模控制所固有的抖振现象, 这也是本文采用3阶滑模控制来实现压电迟滞模型的跟踪问题的一个重要原因.

5　仿真分析(Simulation analysis)

为验证3阶滑模控制器的控制效果, 我们在仿真中选取迟滞模型的参数[11]为: $m=1.595\times10^{-2}$ kg, $c=1.169$ Ns/m, $k=3.197\times10^3$ N/m, $d_e=1.014\times10^{-6}$ m/V, $\alpha=4.297\times10^{-1}$, $\beta=3.438\times10^{-2}$, $\gamma=-2.865\times10^{-3}$. 跟踪的期望信号由一个给定正弦信号输入到一个参考迟滞模型来产生, 其参数为: $m_r=1.0\times10^{-2}$ kg, $c_r=1.0$ Ns/m, $k_r=3.0\times10^{-3}$ N/m, $d_{er}=1.00\times10^{-6}$ m/V, $\alpha_r=4.0\times10^{-1}$, $\beta_r=3.0\times10^{-2}$, $\gamma_r=-2.0\times10^{-3}$. 采用正弦信号$u_r=100\sin(20\pi t+\pi/2)$ V作为参考迟滞模型的输入激励. 3阶滑模跟踪控制器的参数为: $c_1=c/m+1$, $\rho_1=180$, $\rho_2=110$, $\rho_3=20$. 选取$\eta_1(X)=\rho_3\parallel X(t)-X(0)\parallel_2$, 这里$\parallel X\parallel_2=$

$[\sum_{i=1}^{2} x_i^2]^{1/2}$ 为Euclidean范数; 以及$\eta_2=\rho_3$ 来验证3阶滑模控制器的跟踪效果.

图2是在$\eta_1(X)=\rho_3 \parallel X(t)-X(0) \parallel_2$ 情况下, 迟滞模型的输出跟踪参考模型的输出曲线, 可以看出, 迟滞模型的输出能够很好地跟踪参考模型产生的期望输出. 图3是系统的跟踪误差曲线e 、滑模平面σ 及其导数$\dot\sigma$ 的收敛曲线, 从图中可以看出它们具有较高的精度.

图4是在$\eta_2=\rho_3$ 情况下, 迟滞模型的输出跟踪参考模型的输出曲线, 可以看出, 迟滞模型的输出在最初情况下具有较大的误差, 但是其能够迅速地跟踪参考模型产生的期望输出. 图5是系统的跟踪误差曲线e 、滑模平面σ 及其导数$\dot\sigma$ 的收敛曲线, 从图中同样可以看出它们具有较高的跟踪精度.

从上面两组仿真曲线比较可以看出, 当$\eta(X)=$ const 时动态过程较快, 但初始阶段跟踪误差较大; 当$\eta(X)$ 为相同增益下的时变正实函数时, 动态过程收敛较慢, 但其跟踪精度较高. 这里, 只对两种特定的辅助项形式进行定性的比较, 而对于其他可能的辅助项形式对于跟踪速度及精度的定量影响将是我们今后工作的一个重点.

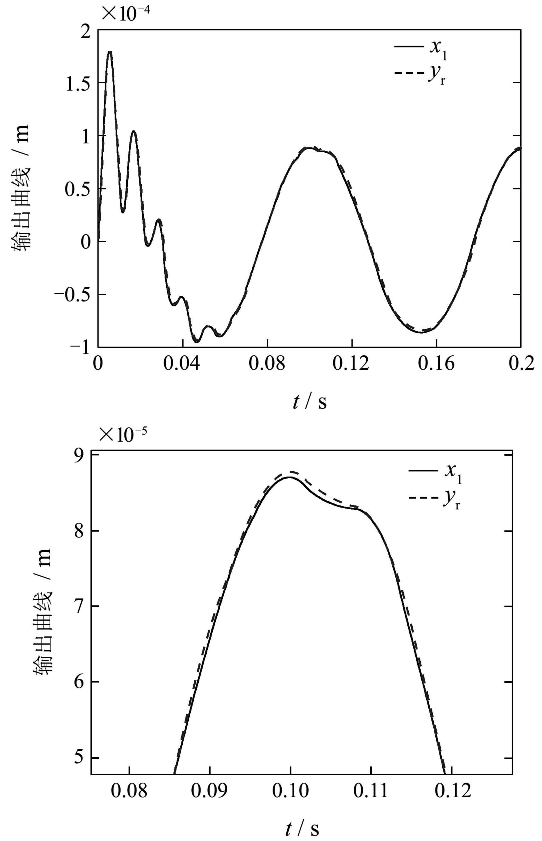


图 2 在$\eta_1(X)=\rho_3 \parallel X(t)-X(0) \parallel_2$情况下的迟滞输出跟踪曲线

Fig. 2 Tracking curve of hysteresis output under $\eta_1(X)=\rho_3 \parallel X(t)-X(0) \parallel_2$

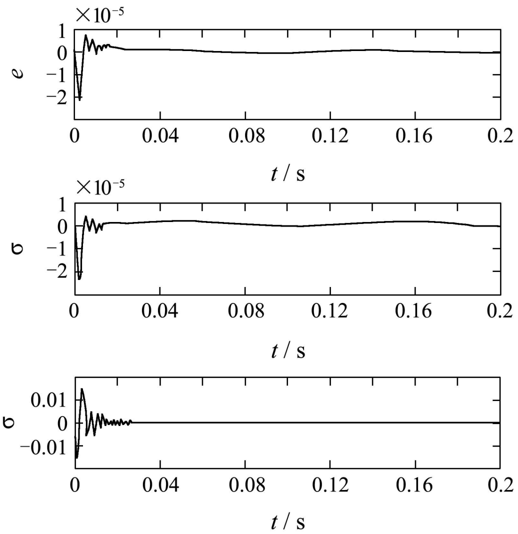


图 3 在$\eta_1(X)=\rho_3 \parallel X(t)-X(0) \parallel_2$情况下的误差和滑模函数收敛曲线

Fig. 3 Convergent curves of error variable and sliding functions under $\eta_1(X)=\rho_3 \parallel X(t)-X(0) \parallel_2$

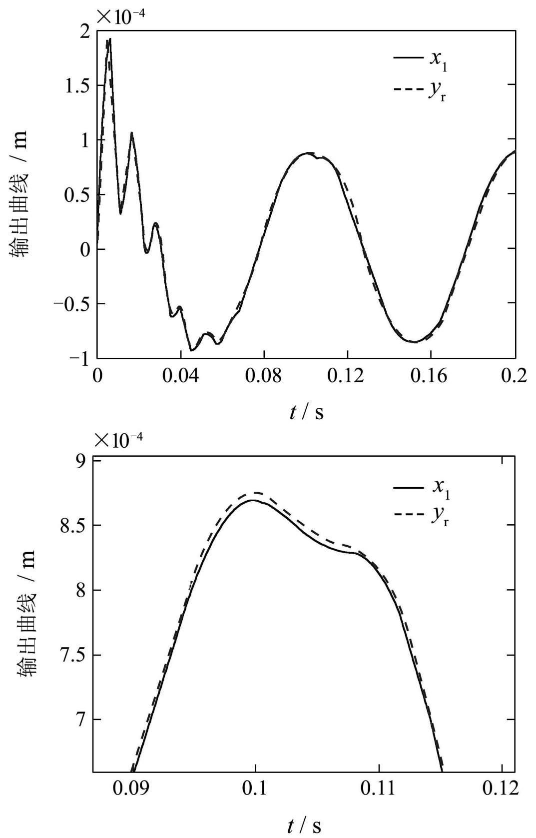
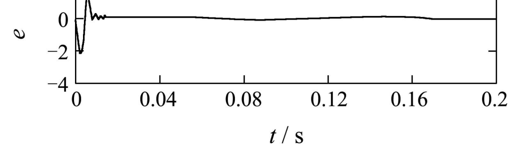


图 4 在$\eta_2(X)=\rho_3$情况下的迟滞输出跟踪曲线

Fig. 4 Tracking curve of hysteresis output under $\eta_2=\rho_3$



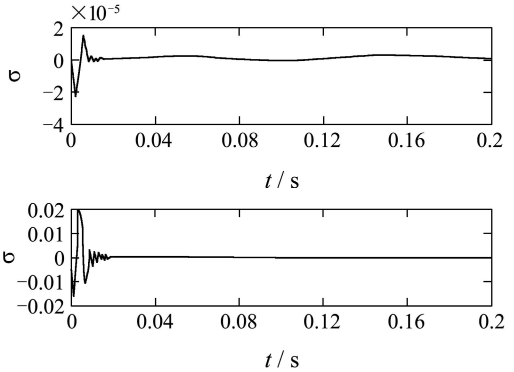


图 5 在$\eta_2 = \rho_3$情况下误差和滑模函数收敛曲线

Fig. 5 Convergent curves of error variable and sliding functions under $\eta_2 = \rho_3$

6 结论(Conclusion)

针对一类典型的压电迟滞动态模型, 提出了一种基于3阶滑模原理的跟踪控制器. 该控制器既保留了传统滑模控制所具有的优点, 同时又能有效地降低传统滑模的抖振现象. 仿真实验结果验证了这种3阶滑模跟踪控制器对于具有迟滞特性的压电系统控制的有效性.

参考文献(References):

[1] HA Q P, NGUYEN Q H, DURRANT H F. Fuzzy sliding-mode controller with applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, 48(1): 38 – 45.

[2] HSU Y C, CHEN G R, LI H X. A fuzzy adaptive variable structure controller with applications to Robot Manipulators[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-part B: Cybernetics*, 2001, 31(3): 331 – 340.

[3] 王伟, 易建强, 赵冬斌, 等. 一类非确定欠驱动系统的串级模糊滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2006, 26(1): 53 – 59.
(WANG Wei, YI Jianqiang, ZHAO Dongbin, et al. Cascade fuzzy sliding mode control for a class of uncertain underactuated systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2006, 26(1): 53 – 59.)

[4] 王伟, 易建强, 赵冬斌, 等. Pendubot的一种分层滑模控制方法[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(3): 417 – 422.
(WANG Wei, YI Jianqiang, ZHAO Dongbin, et al. Hierarchical sliding-mode control method of pendubot[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 417 – 422.)

[5] EDWADS C, SPURGEON S. *Sliding Mode Control*[M]. Bristol, PA: Taylor & Francis, 1998.

[6] KOSHKOUWI A J, BURNHAM K J, ZINOBER A S. Dynamic sliding mode control design[J]. *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 2005, 152(4): 392 – 396.

[7] DON R K, ILYA A S, YURI B S. High order sliding modes in dynamic sliding manifolds: SMC design with uncertain actuator[C]// *Proceedings of the American Control Conference*. Chicago: Illinois, 2000: 1124 – 1128.

[8] GIORGIO B, ANTONELLA F, ELIO U, et al. On multi-input chattering-free second-order sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(9): 1711 – 1717.

[9] GARC L G, PARRA V, ARTEAGA M A. Higher-order sliding mode impedance bilateral teleoperation with robust state estimation under constant unknown time delay[C] // *Proceedings of the 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics Monterey*. California, USA: [s.n.], 2005: 1293 – 1298.

[10] CAVALLO A, NATALE C. High-order sliding control of mechanical systems: theory and experiments[J]. *Control Engineering Practice*, 2004, 12(9): 1139 – 1149.

[11] LOW T S, GUO W. Modeling of a three-layer piezoelectric bimorph beam with hysteresis[J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 1995, 4(4): 230 – 237.

[12] 赵文杰, 于志强, 鲁晓醒. 基于控制规划的边界层滑模控制[J]. 华北电力大学学报, 2006, 33(5): 38 – 41.
(ZHAO Wenjie, YU Zhiqiang, LU Xiaoxing. Programming control-based sliding mode control with boundary layer[J]. *Journal of North China Electric Power University*, 2006, 33(5): 38 – 41.)

作者简介:

王 伟 (1977—), 男, 2005年7月毕业于中科院自动化研究所, 获工学博士学位, 同年9月进入北京理工大学博士后流动站从事博士后研究, 目前研究方向为智能控制、变结构控制理论与方法、压电定位系统的控制等, E-mail: Ww99hq@sina.com;

刘向东 (1971—), 男, 工学博士, 现为北京理工大学自动控制系副教授, 目前研究方向为微系统控制、非线性动力学、非线性控制、高精度伺服系统, 在相关领域发表文章20余篇, E-mail: xdliu@bit.edu.cn.