

文章编号 1004-924X(2012)05-1055-09

压电陶瓷驱动器的滑模神经网络控制

魏强^{1,2*}, 张承进³, 张栋^{2,4}, 王春玲¹

1. 泰山学院 物理与电子工程学院, 山东 泰安 271021;
2. 山东大学 电气工程学院, 山东 济南 250061;
3. 山东大学 控制科学与工程学院, 山东 济南 250061;
4. 青岛理工大学 自动化工程学院, 山东 青岛 266033)

摘要: 由于压电陶瓷驱动器的迟滞非线性严重影响其定位精度, 本文提出了一种滑模神经网络控制方法来改善它的性能。用径向基函数神经网络的输出作滑模控制的等价控制量, 由迟滞补偿器估计控制器参数误差、外部扰动和近似计算所造成的不确定量对神经网络的输出控制量进行补偿, 从而使驱动器系统状态保持在滑模平面上。基于 Lyapunov 稳定性理论推导了控制器和补偿器的自适应调节律, 分析了控制系统的收敛性和稳定性。以可变幅值的低频三角波为参考位移量对控制系统进行了实验测试与分析, 结果表明, 只采用神经网络控制时的平均定位误差为 $0.43 \mu\text{m}$, 最大误差为 $0.77 \mu\text{m}$, 而采用滑模控制方法对神经网络控制量进行补偿后, 平均定位误差减小为 $0.27 \mu\text{m}$, 最大误差减小为 $0.49 \mu\text{m}$, 定位精度有了显著的提高。

关键词: 压电陶瓷驱动器; 迟滞非线性; 精确定位; 神经网络; 滑模控制

中图分类号: TN384; TP183 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20122005.1055

Neural network control for piezo-actuator using sliding-mode technique

WEI Qiang^{1,2*}, ZHANG Cheng-jin³, ZHANG Dong^{2,4}, WANG Chun-ling¹

1. School of Physics and Electronic Engineering, Taishan University, Tai'an 271021, China;
2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;
3. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China;
4. School of Automation Engineering, Qingdao Technological University, Qingdao 266033, China)

* Corresponding author, E-mail: taweiqiang@126.com

Abstract: As the positioning precision of piezo-actuators is always severely deteriorated by hysteresis nonlinear effect, this paper proposes a neural network control scheme with a hysteresis compensator based on sliding-mode technique to improve the performance of the piezo-actuators. A Radial Basic Function Neural Network (RBFNN) was developed as a equivalent control value in the sliding-mode control and the hysteresis compensator was used to estimate the lumped uncertainty caused by the varying parameters in the RBFNN, external disturbance and the approximate algorithm to compensate

收稿日期: 2011-12-19; **修订日期:** 2012-02-15.

基金项目: 山东省优秀中青年科学家科研奖励基金资助项目 (No. BS2011DX037); 国家自然科学基金资助项目 (No. 61174044); 山东省泰安市科技发展计划资助项目 (No. 20102026); 山东省教育厅科技计划资助项目 (No. J08LJ89); 山东省科学技术发展计划资助项目 (软科学部分) (No. 2011RKGA5050)

the output signal of the RBFNN. For the above steps, the dynamics of actuator was guaranteed on the sliding surface. The adaptive tuning laws of the network and the compensator were derived on the basis of Lyapunov stability theory, and the convergence and stability of the control system were proved theoretically. A low frequency triangle reference displacement with a variable amplitude was used to detect and analyze the effect of the proposed control method. Experimental results show that the mean and maximal positioning errors by the tradition neural network are $0.43 \mu\text{m}$ and $0.77 \mu\text{m}$ respectively, but these errors can be reduced to $0.27 \mu\text{m}$ and $0.49 \mu\text{m}$ under the sliding model controller. Finally, the positioning precision is approved evidently.

Key words: piezoelectric actuator; hysteresis nonlinearity; precision positioning; neural network; sliding-mode control

1 引言

随着微加工技术的提高,对运动机构的分辨率和定位精度有着越来越高的要求。压电陶瓷具有分辨率高、出力大、结构紧凑、响应速度快等优点,在超高精密定位场合,如高精度机械加工、扫描探针显微镜、光纤对准、硬盘驱动和钻石切割中得到了广泛的应用^[1-2]。但压电材料的铁电特性使其在外电场作用下的输出位移和输入电压之间存在着迟滞非线性,造成了定位的不准确和不稳定,严重降低了压电陶瓷驱动器的性能^[3]。

人们曾经把开环控制用于驱动器的定位,并提出了许多迟滞效应的建模方法,如 B-W 模型^[4]、Preisach 模型^[5]、Duhem 模型^[6]、Prandtl-Ishlinskii 模型等^[7]。以较为常用的 Preisach 模型为例,它以时间积分或离散累加来表示一种近似于迟滞效应的累积效果,提高了模型精度,但公式和算法较为复杂,对控制系统设计有着诸多限制。虽然后来提出了快速 Preisach 函数,算法得以简化,但需事先知道电场所产生的迟滞特性^[8],而且当输出出现较大偏差时开环系统难以有效校正。以实际位移为反馈量的闭环控制获得了较为满意的控制效果,如传统 PI 跟踪控制^[9]、模型参考自适应控制^[10]、前馈迟滞补偿跟踪控制^[11]等,但由于迟滞效应较为复杂,难以获取一个精确的数学模型。另外,运动过程中存在的参数变化、外部扰动等也制约了定位精度的进一步提高。神经网络具有自学习、自校正等智能处理能力,经过训练后即使输入信号不在样本数据内,也能产生一个较为准确的输出,在系统辨识和控制器的设计中发挥了巨大的作用^[12]。而滑模控制由于对被

控对象的模型误差、参数变化以及外部干扰有极佳的不敏感性,已经广泛应用于各种非线性系统控制^[13-14]。它们的结合为具有迟滞非线性的压电陶瓷驱动器的控制系统设计提供了一条新的思路。

本文在分析压电陶瓷驱动器动态特性的基础上,设计了滑模神经网络控制方法。利用径向基函数神经网络的逼近能力来近似压电陶瓷驱动器的未知、不确定动态函数,用迟滞补偿器估计并补偿了控制器参数变化、外部扰动和近似计算所造成的误差。基于 Lyapunov 稳定性理论推导了控制器和补偿器的自适应学习算法,通过实验验证了该方法的有效性和良好的跟踪定位性能。

2 压电陶瓷驱动器的动态特性

当给压电陶瓷驱动器施加电压时,输出位移量和输入电压之间的上升和下降曲线呈现不对称的滞环,如图 1 所示,从而给运动机构造成定位误差^[15]。在压电陶瓷建模时深入研究了带有迟滞效应的摩擦模型,以便理解等效摩擦机制^[16]。

根据 LuGre 模型^[17],将粗糙接触面的“突点”抽象成一些弹性钢毛,当接触面相对运动时,刚毛像弹簧一样变形,所有刚毛的阻力和就是摩擦力。带有迟滞效应的压电陶瓷驱动器的摩擦模型表示为:

$$\frac{dz}{dt} = \dot{x} - \frac{|\dot{x}|}{h(x)} z, \quad (1)$$

$$F_H = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 \dot{x}, \quad (2)$$

其中: z 表示接触面之间弹性刚毛的平均形变, x

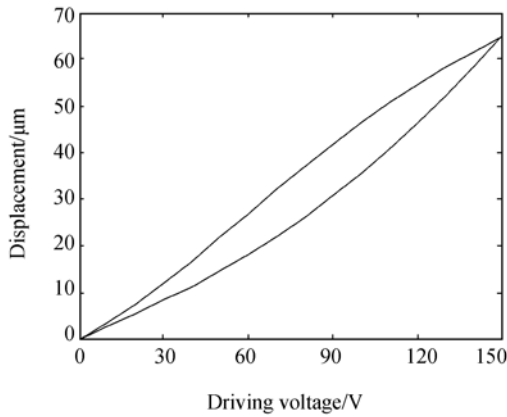


图 1 压电陶瓷迟滞特性曲线

Fig. 1 Hysteresis curve of piezo-actuator

是运动位移量, F_H 是迟滞摩擦力, σ_0 是刚毛的刚度系数, σ_1 是阻尼系数, σ_2 为黏性系数, 函数 $h(\dot{x})$ 代表 Stribeck 效应曲线^[17]。

根据牛顿第二定律, 压电陶瓷驱动器的动态方程为:

$$m \ddot{x} + b\dot{x} + F_H + F_L = K_E u, \quad (3)$$

其中: m 和 b 是压电陶瓷驱动器运动机构的等效质量和摩擦系数, F_L 是压电陶瓷对外作用力, K_E 是压电陶瓷的压电系数, u 是施加于压电陶瓷的驱动电压。

把式(1)、(2)代入方程(3), 整理后得到:

$$\ddot{x} = \frac{K_E}{m} u - \frac{b}{m} \dot{x} - \frac{1}{m} [\sigma_0 z + F_L] - \sigma_1 \frac{1}{h(\dot{x})} z |\dot{x}| + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{x}, \quad (4)$$

把频率可变的三角波作为驱动电压, 在一个周期内测量压电陶瓷驱动器的输出, 从而得到驱动器的迟滞特性曲线。采用非线性优化法, 如修正型 Powell 法进行最优值搜索^[18], 能够确定方程(4)中的参数。由于含有迟滞变量, 压电陶瓷驱动器表现为迟滞非线性, 而且压电陶瓷驱动器的迟滞效应和运动动态特性, 可以在控制系统中分别考虑, 也就是基于模型的控制系统的用于上述非线性系统^[19-20]。

3 滑模神经网络控制系统

神经网络由于具有自学习、自校正、并行计算等智能处理能力, 在系统辨识和控制器的设计中

发挥着越来越大的作用。对于压电陶瓷驱动器中这种具有非线性特性的器件, 在运行过程中还存在着参数变化和外部扰动等不确定因素, 径向基函数神经网络 (Radial Basis Function Neural Network, RBFNN) 更适合于系统的建模和控制^[21]。滑模控制 (Sliding-Mode Control, SMC) 能够在动态过程中根据系统当前的状态改变控制量, 使系统按照预先设定的“滑动模态”的轨迹运动。由于滑动模态可以进行设计, 而且与被控对象参数和扰动无关, 使得这种控制方法响应速度快、对被控对象参数变化和外部扰动不敏感^[22]。

设 x_d 为压电陶瓷驱动器的位移参考值, x 为实际位移量, 定义跟踪误差为:

$$\begin{cases} e = x - x_d \\ \dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_d \end{cases}, \quad (5)$$

定义滑模函数为:

$$\sigma = \dot{e} + \lambda e, \quad (6)$$

其中: λ 为一正数^[23]。控制目标就是寻找一个控制量, 使得压电驱动器系统状态保持在滑模平面上。

压电陶瓷驱动器的滑模神经网络控制系统如图 2 所示。

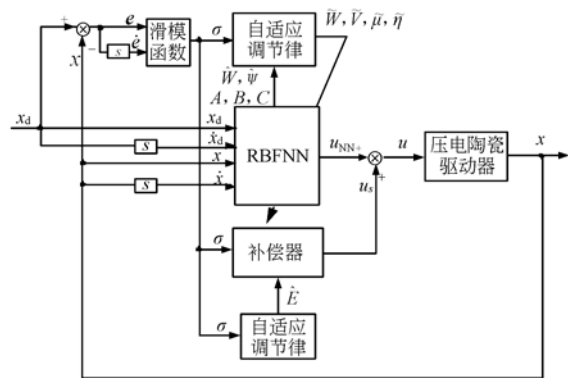


图 2 压电陶瓷驱动器的控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of adaptive control for piezo-actuator

对 σ 求导, 并代入式(4)得到:

$$\frac{m}{K_E} \dot{\sigma} = u - \frac{b}{K_E} \sigma - f, \quad (7)$$

其中:

$$f = \frac{1}{K_E} \{ m \ddot{x}_d - m \lambda \dot{e} + b \dot{x}_d - b \lambda e \} + \left[(\sigma_0 z + F_L) - \sigma_1 \frac{1}{h(\dot{x})} z |\dot{x}| + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{x} \right]$$

是包括参考位移量、位移误差和压电陶瓷驱动器不确定量的函数,将由 RBFNN 得出。

令 $\dot{\sigma}=0$, 求出等价控制量:

$$u_{eq} = \frac{1}{K_E} (b\sigma - K_E f), \quad (8)$$

当系统保持在滑模平面时,处于理想控制状态,此时控制量由 RBFNN 提供。RBFNN 的输出作为压电陶瓷驱动器的驱动电压控制量,即 RBFNN 只有一个输出,故而所用的 3 层 RBFNN 结构如图 3 所示。

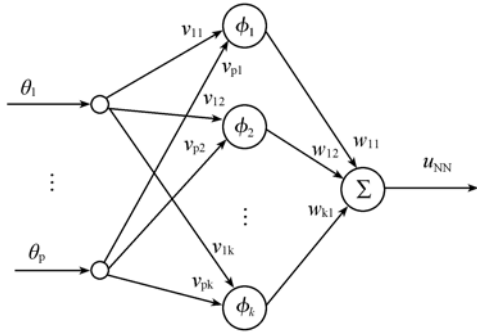


图 3 3 层 RBFNN 结构图

Fig. 3 Structure of three-layer RBFNN

其中: $\theta \in \mathbf{R}^{p \times 1}$ 表示 RBFNN 的输入向量, $\mathbf{V} \in \mathbf{R}^{k \times p}$ 表示输入层到隐含层的权值矩阵, $\mathbf{W} \in \mathbf{R}^{1 \times k}$ 表示隐含层到输出层的权值矩阵, Ψ 为隐含层传递函数向量。

网络的输出可表示为:

$$u_{NN} = \mathbf{W}\Psi(\mathbf{V}\theta). \quad (9)$$

若输入层取为直接传递信号,输出层是隐含层输出的加权和。 ϕ 表示隐含层传递函数,取为高斯函数,即:

$$\phi_i(\theta) = \exp\left[-\frac{((\mathbf{V}\theta)_i - \mu_i)^2}{2\eta_i^2}\right], i=1, \dots, k, \quad (10)$$

其中: μ_i 和 η_i 分别为高斯函数的中心值和宽度。

若能使得式(8)中 f 的最优值等于 RBFNN 的理想输出值,则能使系统保持在滑模平面上。即

$$f^* = u_{NN}^* = \mathbf{W}^* \Psi^*, \quad (11)$$

其中: \mathbf{W}^* 和 Ψ^* 为 RBFNN 中权值矩阵 \mathbf{W} 和隐含层传递函数向量 Ψ 的最优值。

在压电陶瓷驱动器的控制系统中,以参考位移及其导数,实际位移及其导数这 4 个变量作为

RBFNN 的输入变量,即输入向量 $\theta = [x_d \dot{x}_d x \dot{x}]^T$ 。

定义 f 的误差值

$$\tilde{f} = \hat{f} - f^* = \hat{u}_{NN} - u_{NN}^* + \epsilon, \quad (12)$$

其中: \hat{f} 是 f 的估计值, ϵ 是估计误差。

再定义网络参数误差

$$\tilde{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*, \tilde{\Psi} = \hat{\Psi} - \Psi^*, \tilde{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{V}} - \mathbf{V}^*, \tilde{\boldsymbol{\mu}} = \hat{\boldsymbol{\mu}} - \boldsymbol{\mu}^*, \tilde{\boldsymbol{\eta}} = \hat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta}^*, \quad (13)$$

并把 $\tilde{\Psi}$ 按泰勒级数展开,有:

$$\tilde{\Psi} = \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{V}}\theta + \mathbf{B} \cdot \tilde{\boldsymbol{\mu}} + \mathbf{C} \cdot \tilde{\boldsymbol{\eta}} + \mathbf{O}_H, \quad (14)$$

其中: \mathbf{O}_H 是泰勒级数的高阶项向量,

$$\mathbf{A} = \left[\frac{\partial \phi_1}{\partial (\mathbf{V}\theta)} \quad \frac{\partial \phi_2}{\partial (\mathbf{V}\theta)} \quad \dots \quad \frac{\partial \phi_k}{\partial (\mathbf{V}\theta)} \right] \Bigg|_{\mathbf{v}\theta = \hat{\mathbf{v}}\theta} \in \mathbf{R}^{k \times k},$$

$$\mathbf{B} = \left[\frac{\partial \phi_1}{\partial \boldsymbol{\mu}} \quad \frac{\partial \phi_2}{\partial \boldsymbol{\mu}} \quad \dots \quad \frac{\partial \phi_k}{\partial \boldsymbol{\mu}} \right] \Bigg|_{\boldsymbol{\mu} = \hat{\boldsymbol{\mu}}} \in \mathbf{R}^{k \times k},$$

$$\mathbf{C} = \left[\frac{\partial \phi_1}{\partial \boldsymbol{\eta}} \quad \frac{\partial \phi_2}{\partial \boldsymbol{\eta}} \quad \dots \quad \frac{\partial \phi_k}{\partial \boldsymbol{\eta}} \right] \Bigg|_{\boldsymbol{\eta} = \hat{\boldsymbol{\eta}}} \in \mathbf{R}^{k \times k},$$

把式(13)、(14)代入式(12)得到:

$$\begin{aligned} \tilde{f} &= \hat{\mathbf{W}}\hat{\Psi} - \mathbf{W}^* \Psi^* = \\ &= \hat{\mathbf{W}}\hat{\Psi} - (\hat{\mathbf{W}} - \tilde{\mathbf{W}})(\hat{\Psi} - \tilde{\Psi}) = \\ &= \hat{\mathbf{W}}\tilde{\Psi} + \tilde{\mathbf{W}}\hat{\Psi} - \tilde{\mathbf{W}}\tilde{\Psi} = \\ &= \hat{\mathbf{W}}\mathbf{A}\tilde{\mathbf{V}}\theta + \hat{\mathbf{W}}\tilde{\boldsymbol{\mu}} + \hat{\mathbf{W}}\mathbf{C}\tilde{\boldsymbol{\eta}} + \tilde{\mathbf{W}}\hat{\Psi} + E \end{aligned} \quad (15)$$

其中:

$$E = -\tilde{\mathbf{W}}\mathbf{A}\tilde{\mathbf{V}}\theta - \tilde{\mathbf{W}}\tilde{\boldsymbol{\mu}} - \tilde{\mathbf{W}}\mathbf{C}\tilde{\boldsymbol{\eta}} + \mathbf{W}^* \mathbf{O}_H + \epsilon.$$

是由 RBFNN 参数变化、扰动和近似计算所造成的不确定量。E 在实际工作中不能直接测量得到,由补偿器估计并生成补偿信号 u_s 。

由于压电陶瓷驱动器在工作过程中存在着迟滞非线性、参数的变化和外部扰动,一般不能达到理想控制状态,故而添加控制补偿量 u_s 后,总控制量为:

$$u = \hat{u}_{NN} + u_s = \hat{\mathbf{W}}\hat{\Psi} + u_s, \quad (16)$$

其中: \hat{u}_{NN} 、 $\hat{\mathbf{W}}$ 和 $\hat{\Psi}$ 分别是 u_{NN}^* 、 \mathbf{W}^* 和 Ψ^* 的估计值,经过补偿后的控制量能够使得压电陶瓷驱动器保持在滑模平面上。

定义不确定量误差 $\tilde{E} = E - \hat{E}$, \hat{E} 为 E 的估计值,再把式(12)、式(15)和式(16)带入式(7),若能使得式(7)中的 f 为最优值 f^* ,则可使控制系统处在滑模平面上,从而得到:

$$\begin{aligned} \frac{m}{K_E} \dot{\sigma} &= \hat{\mathbf{W}}\mathbf{A}\tilde{\mathbf{V}}\theta + \hat{\mathbf{W}}\tilde{\boldsymbol{\mu}} + \hat{\mathbf{W}}\mathbf{C}\tilde{\boldsymbol{\eta}} + \\ &+ \tilde{\mathbf{W}}\hat{\Psi} + \hat{E} + \tilde{E} - \frac{b}{K_E} \sigma + u_s \end{aligned} \quad (17)$$

如果选择补偿器的补偿量 u_s 及 E 的自适应

调节律为:

$$\begin{cases} u_s = -\dot{E} \\ \dot{E} = -\frac{\xi_2 K_E}{\xi_1 m} \sigma \end{cases}, \quad (18)$$

以及 RBFNN 的权值 \mathbf{W} 、 \mathbf{V} , 高斯函数的中心值 $\boldsymbol{\mu}$ 和宽度 $\boldsymbol{\eta}$ 的自适应调节律为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}^T = -\frac{\xi_3 K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\Psi}, \quad \dot{\tilde{\mathbf{V}}}^T = -\frac{\xi_4 K_E}{\xi_1 m} \sigma \boldsymbol{\theta} \hat{\mathbf{W}} \mathbf{A} \\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\mu}}}^T = -\frac{\xi_5 K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\mathbf{W}} \mathbf{B}, \quad \dot{\tilde{\boldsymbol{\eta}}}^T = -\frac{\xi_6 K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\mathbf{W}} \mathbf{C} \end{cases}, \quad (19)$$

其中: $\xi_1 \sim \xi_6$ 均为正数^[24]。则能使得压电陶瓷驱动器的动态特性保持在滑模平面上, 并渐近稳定。

为此, 选取 Lyapunov 函数:

$$L = \frac{1}{2\xi_1} \sigma^2 + \frac{1}{2\xi_2} \tilde{E}^2 + \frac{1}{2\xi_3} \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{W}}^T + \frac{1}{2\xi_4} \text{tr}(\tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{V}}^T) + \frac{1}{2\xi_5} \tilde{\boldsymbol{\mu}}^T \tilde{\boldsymbol{\mu}} + \frac{1}{2\xi_6} \tilde{\boldsymbol{\eta}}^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}, \quad (20)$$

对式(20)求导, 并代入式(17), 整理后得到:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & \frac{1}{\xi_1} \sigma \dot{\sigma} + \frac{1}{\xi_2} \tilde{E} \dot{\tilde{E}} + \frac{1}{\xi_3} \tilde{\mathbf{W}} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}^T + \\ & \frac{1}{\xi_4} \text{tr}(\tilde{\mathbf{V}} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}^T) + \frac{1}{\xi_5} \tilde{\boldsymbol{\mu}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\mu}}} + \frac{1}{\xi_6} \tilde{\boldsymbol{\eta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\eta}}} = \\ & \tilde{E} \left[\frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma + \frac{1}{\xi_2} \dot{\tilde{E}} \right] + \frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma (\dot{\tilde{E}} + u_s) + \\ & \tilde{\mathbf{W}} \left[\frac{1}{\xi_3} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}^T + \frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\Psi} \right] + \\ & \text{tr} \left[\tilde{\mathbf{V}} \left[\frac{1}{\xi_4} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}^T + \frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma \boldsymbol{\theta} \hat{\mathbf{W}} \mathbf{A} \right] \right] + \\ & \left[\frac{1}{\xi_5} \dot{\tilde{\boldsymbol{\mu}}}^T + \frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\mathbf{W}} \mathbf{B} \right] \tilde{\boldsymbol{\mu}} + \\ & \left[\frac{1}{\xi_6} \dot{\tilde{\boldsymbol{\eta}}}^T + \frac{K_E}{\xi_1 m} \sigma \hat{\mathbf{W}} \mathbf{C} \right] \tilde{\boldsymbol{\eta}} - \frac{b}{\xi_1 m} \sigma^2 \end{aligned} \quad (21)$$

把式(18)和式(19)代入式(21), 则可使得

$$\dot{L} = -\frac{b}{\xi_1 m} \sigma^2 \leq 0, \quad (22)$$

为半负定, 设计的控制器一致稳定, 压电驱动器的跟踪误差收敛到零点附近一个小区域内, 并可保证 RBFNN 参数误差 $\tilde{\mathbf{W}}$ 、 $\tilde{\mathbf{V}}$ 、 $\tilde{\boldsymbol{\mu}}$ 和 $\tilde{\boldsymbol{\eta}}$ 有界, 以及不确定量误差 \tilde{E} 有界, 从而使得补偿量 u_s 有界。

4 实验结果与分析

整个压电驱动控制系统由计算机、压电陶瓷驱动器实验平台、压电陶瓷驱动电源和信号调理电路组成, 如图4所示。



图4 压电驱动控制系统

Fig. 4 Scheme of piezo-actuator control system

压电陶瓷驱动器实验平台的驱动电压为 $0 \sim 150$ V, 最大位移量为 $65 \mu\text{m}$, 闭环位移分辨力为 10 nm, 重复性小于 0.05% , 刚度为 0.8 N/ μm , 最大出力为 400 N, 无负载时谐振频率为 650 Hz。位移量由内置的 AS-5000 型电容传感器测量, 最大量程为 $250 \mu\text{m}$ 。当滤波频率设定为 10 Hz 时, 传感器的位移分辨率为 4 nm。由于在实验中, 驱动器工作在低频, 即驱动电压为直流或者几赫兹的交流信号, 因此所选用的传感器符合测量要求。传感器的电压信号送入一个置于计算机内部的 16 位的 A/D 转换电路, 与位移参考值比较, 形成位移误差校正数字控制量。12 位的 D/A 转换器把这一数字控制量转换成模拟信号, 并经过电压放大器放大后, 为驱动器提供驱动电压, D/A 和电压放大器共置于压电陶瓷驱动电源内。信号调理电路采用 AD202 隔离放大器和 MAX275 滤波器, 对测量信号进行隔离和滤波, 避免输入和输出回路与电源之间直接的电路耦合。

控制计算机采用 CPU 2.8 GHz 的台式机, 用 C 语言编写了控制程序, 分为主程序和中断服务子程序 2 部分。主程序首先对系统参数和输入输出端口进行初始化, 然后由子程序对位移传感器的输出信号进行采样, 并在计算机计算出校正控制量后送往 D/A 转换器。

在实验前对 RBFNN 进行离线训练, 以提高网络的收敛速度。开环状态下, 在 $0 \sim 150$ V 内以 1 V 为间隔, 对压电陶瓷驱动器施加驱动电压, 测量每次的位移量, 形成 150 个输入输出数据对, 由于输入输出具有不同的量纲, 采用归一化方法进行数据处理。重复 50 次, 作为训练样本, 得到神经网络的权值向量初始值 \mathbf{W}^0 和 \mathbf{V}^0 。根据经验公式^[25]确定隐含层神经元个数的边界值 $k_{\min} = 7$ 和

$k_{\max} = 13$, 在不同隐含层神经元个数下训练网络, 得到样本集相同情况下的训练误差, 如表 1 所示。因此 RBFNN 控制器中隐含层神经元个数选为 10, 即图 3 中的 $k=10$ 。在实验测试的基础上, 公式(6)、(18)和(19)中的参数取值为^[26]:

$$\lambda=0.65, \xi_1=1.3, \xi_2=1.3, \xi_3=1.2, \xi_4=1.2, \xi_5=1.2, \xi_6=1.2$$

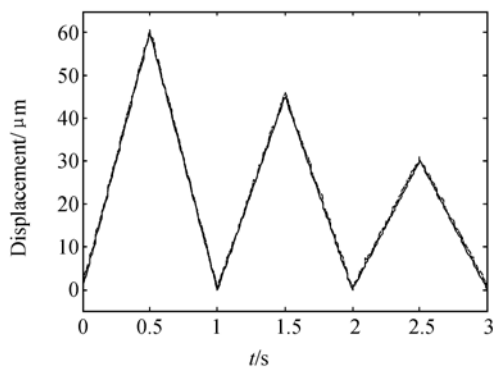
表 1 不同隐含层神经元个数下的训练误差

Tab.1 Training errors of different number neurons in hidden layer

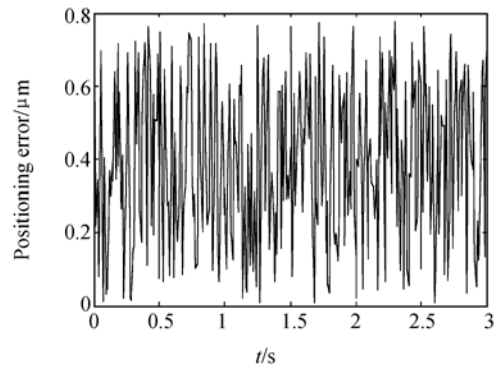
神经元个数	训练误差
7	0.352 4
8	0.304 2
9	0.197 6
10	0.123 6
11	0.168 5
12	0.169 8
13	0.281 8

在此前的研究中, 曾采用了神经网络控制方法, 由神经网络辨识器辨识模型参数, 神经网络控制器输出电压控制量, 提高了压电陶瓷驱动器的定位精度^[27]。为了比较控制效果, 本文将与神经网络控制方法作比较。在实验过程中, 每次定位结束后, 保存神经网络的权值, 作为下一次定位控制时的网络初值。

首先不采用滑模控制策略, 而单独由 RBFNN 控制器向压电陶瓷驱动器输出定位控制信号。位移量的参考值选频率为 1 Hz、幅值可变的三角波, 在第一段行程内三角波的幅值设定为



(a) 跟踪定位曲线(实线:参考位移,虚线:实际位移)
(a) Tracking positioning results (Solid: reference displacement, dashed: experimental results)



(b) 定位误差曲线
(b) Positioning errors

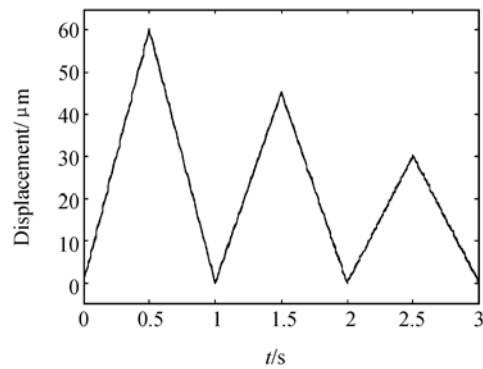
图 5 不采用滑模控制时的实验结果

Fig.5 Experimental results without SMC

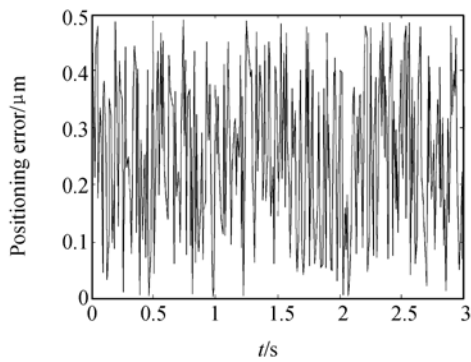
60 μm , 第二段为 45 μm , 第三段为 30 μm , 测量驱动器的输出位移, 跟踪定位曲线与误差曲线如图 5 所示。再加入滑模控制, 以同样的三角波曲线作为位移参考值, 输出定位曲线如图 6 所示。

比较图 5(a)和图 6(a)的跟踪定位曲线可以看出, 在整个运动过程中, 采用滑模神经网络控制器后压电陶瓷驱动器的位移输出更接近于参考值。而图 5(b)和图 6(b)的误差曲线显示, 在不采用滑模控制策略时, 运动过程中的平均定位误差为 0.43 μm , 最大定位误差为 0.77 μm ; 而在采用本文所设计的滑模神经网络控制器, 并通过补偿器提供补偿控制量后, 平均定位误差减小为 0.27 μm , 最大误差也缩小为 0.49 μm , 控制效果得到了较为明显的改善。

为了减轻非线性对定位精度的影响, 在实验



(a) 跟踪定位曲线(实线:参考位移,虚线:实际位移)
(a) Tracking positioning results (Solid: reference displacement, dashed: experimental results)



(b) 定位误差曲线
(b) Positioning errors

图 6 采用滑模神经网络控制器时的实验结果
Fig. 6 Experimental results with SMC

中一般使用压电陶瓷驱动器行程的中间区域,课题中要求位移量为 $30\ \mu\text{m}$,故而选用了行程中 $25\sim 55\ \mu\text{m}$ 这一段。为了更好地对比实验结果,从位移曲线中截取出中间一段,如图 7 所示。可以看出采用滑模控制后,定位精度得到了有效提高。

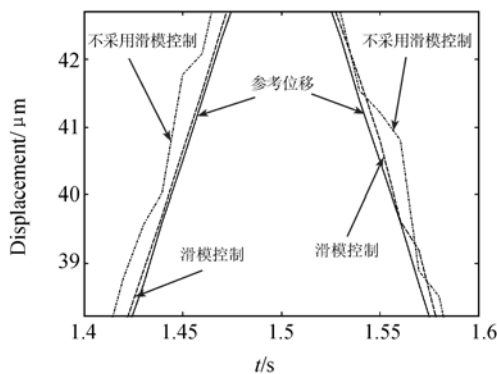


图 7 定位曲线放大部分
Fig. 7 Part of positioning curve

为分析工作台的瞬态响应特性,以一个 $15\ \mu\text{m}$ 阶跃信号作为位移参考值,定位系统响应曲线如图 8 所示。

测量得知,不采用滑模控制系统的定位误差为 $0.20\ \mu\text{m}$,而采用滑模控制策略后的定位误差减小为 $0.12\ \mu\text{m}$,所需的时间也由 $0.2\ \text{s}$ 缩短到 $0.07\ \text{s}$,而且没有出现超调振荡,增加了系统稳定性,同时能够降低微细加工设备中部件受损的可能性。

实验结果分析表明,由于压电陶瓷存在着迟

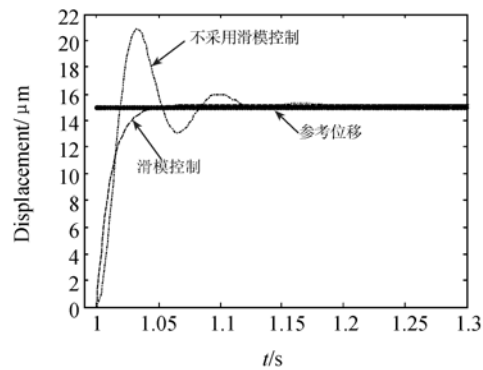


图 8 阶跃输入下的响应曲线

Fig. 8 Response results for a step input

滞非线性,而参数变化、控制系统近似计算误差和外部扰动都会对驱动器的定位精度产生影响。如果只是由神经网络实现高精度定位控制有着一定的困难。但在采用带有迟滞补偿器的滑模神经网络控制方法后,能够提供补偿控制信号,较好地修正了控制误差,使得定位精度有了较大的提高。

为了分析所用方法的有效性,本次实验中是在光学隔振平台上进行的,这在一定程度上减小了振动的影响。但如果存在较大的振动干扰,应对控制方法作进一步的研究和完善,另外有效克服滑模控制的抖动问题也是需要考虑的。

5 结 论

压电陶瓷驱动器具有极高的位移分辨率,在超精密机械加工与测量、精密光学仪器、扫描探针显微镜和机器人等高精度位移与补偿装置中,体现出其它微驱动方式不可比拟的优势,但压电材料本身所固有的迟滞非线性,严重降低了它的定位精度。本文基于神经网络的自学习和自调整功能,以及滑模控制的鲁棒性,设计了带有迟滞补偿器的自适应控制系统。实验结果表明,当以可变幅值的低频三角波信号为参考位移时,平均定位误差由 $0.43\ \mu\text{m}$ 减小为 $0.27\ \mu\text{m}$,最大定位误差由 $0.77\ \mu\text{m}$ 减小为 $0.49\ \mu\text{m}$,以 $15\ \mu\text{m}$ 阶跃位移为参考值时的瞬态特性也得到了改善,有效减小了压电陶瓷迟滞非线性、控制器参数变化和控制器量的近似计算等不利因素的影响,使得驱动器的跟踪定位精度和速度有了较为显著的提高。

参考文献:

- [1] 董维杰, 宋志杨, 崔岩. 压电陶瓷管的微位移测量与非线性校正[J]. 光学精密工程, 2009, 17(9): 2212-2217.
DONG W J, SONG ZH Y, CUI Y. Measurement and nonlinear correction for micro-displacement of piezoceramic tube[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(9): 2212-2217. (in Chinese)
- [2] LIU Y T, CHANG K M, LI W Z. Model reference adaptive control for a piezo-positioning system[J]. *Precision Engineering*, 2010, 34(1): 62-69.
- [3] 张栋, 张承进, 魏强. 压电微动工作台的动态迟滞模型[J]. 光学精密工程, 2009, 17(3): 549-556.
ZHANG D, ZHANG CH J, WEI Q. Dynamic hysteresis model of piezopositioning stage[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(3): 549-556. (in Chinese)
- [4] WEN Y K. Method of random vibration of hysteresis systems[J]. *Journal of the Engineering Mechanics Division*, 1976, 102(2): 249-263.
- [5] GE P, JOUANEH M. Generalized Preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators[J]. *Precision Engineering*, 1997, 20(2): 99-111.
- [6] JINHYOUNG O, BERNSTEIN D S. Semilinear Duhem model for rate-independent and rate-dependent hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(5): 631-645.
- [7] SHEN J C, JYWEA W Y, CHIANG H K, et al.. Precision tracking control of a piezoelectric-actuated system[J]. *Precision Engineering*, 2008, 32(2): 71-78.
- [8] 龚大成, 唐志峰, 吕福在, 等. 非线性 Preisach 理论与超磁致伸缩执行器高阶迟滞建模[J]. 机械工程学报, 2009, 45(12): 252-256.
GONG D CH, TANG ZH F, LV F Z, et al.. Nonlinear Preisach model and high order hysteresis modeling for giant magnetostrictive actuator[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2009, 45(12): 252-256. (in Chinese)
- [9] TZEN J J, JENG S L, CHIENG W H. Modeling of piezoelectric actuator for compensation and controller design[J]. *Precision Engineering*, 2003, 27(1): 70-86.
- [10] SHIEH H J, LIN F J, HUANG P K, et al.. Adaptive tracking control solely using displacement feedback for a piezo-positioning mechanism[C]. *IEE Proc. Control Theory Appl.*, 2004, 151(5): 653-660.
- [11] RU CH H, SUN L N. Improving positioning accuracy of piezoelectric actuators by feedforward hysteresis compensation based on a new mathematical model[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2005, 76(9): 095111-1-095111-8.
- [12] CHEN C S. Dynamic structure neural-fuzzy networks for robust adaptive control of robot manipulators[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(9): 3402-3414.
- [13] GALIAS Z, YU X H. Analysis of zero-order hold discretization of two-dimensional sliding-mode control systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 2008, 55(12): 1269-1273.
- [14] 刘春芳, 安明伟, 王丽梅, 等. 数控机床进给用磁悬浮系统的积分滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2009(11): 46-49.
LIU CH F, AN M W, WANG L M, et al.. CNC machine tool feed system using magnetic levitation integral sliding mode control[J]. *Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique*, 2009(11): 46-49. (in Chinese)
- [15] 孙宝玉. 柔性压电式微位移机构动态特性的实验研究[J]. 微细加工技术, 2008(2): 33-36.
SUN B Y. Experimental research on dynamic characteristic of flexible micro-displacement mechanism based on piezoelectric actuator[J]. *Microfabrication Technology*, 2008(2): 33-36. (in Chinese)
- [16] LIN F J, SHIEH H J, HUANG P K, et al.. Adaptive control with hysteresis estimation and compensation using RFNN for piezo-actuator[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2006, 53(9): 1649-1661.
- [17] HUANG S J, CHIU C M. Optimal LuGre friction model identification based on genetic algorithm and sliding mode control of a piezoelectric-actuating table[J]. *IEEE Transactions of the Institute of Measurement & Control*, 2009, 31(2): 181-203.
- [18] 汪文英, 沈斌, 陆忠华, 等. 基于均匀设计与 Powell 算法的全局最优化算法及并行实现[J]. 计算机应用研究, 2007, 24(5): 169-172.
WANG W Y, SHEN B, LU ZH H, et al.. Global optimization algorithm based on uniform design and Powell method and parallel implementation

- [J]. *Application Research of Computers*, 2007, 24(5): 169-172. (in Chinese)
- [19] CANUDAS W C, OLSSON H, ASTROM K J, *et al.*. A new model for control of systems with friction[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(3): 419-425.
- [20] 赖志林, 刘向东, 耿洁, 等. 压电陶瓷执行器迟滞的滑模逆补偿控制[J]. *光学精密工程*, 2011, 19(6): 1281-1290.
LAI ZH L, LIU X D, GENG J, *et al.*. Sliding mode control of hysteresis of piezoelectric actuator based on inverse Preisach compensation[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(6): 1281-1290. (in Chinese)
- [21] SURESH S, KANNAN N, SUNDARARAJAN N, *et al.*. Neural adaptive control for vibration suppression in composite fin-tip of aircraft[J]. *International Journal of Neural Systems*, 2008, 18(3): 219-231.
- [22] TOMBUL G S, BANKS S P, AKTURK N, *et al.*. Sliding mode control for a class of non-affine nonlinear systems[J]. *Nonlinear Analysis*, 2009, 71(12): 1589-1597.
- [23] CASTILLO T B, DI G S, LOUKIANOV A G, *et al.*. Discrete time sliding mode control with application to induction motors[J]. *Automatica*, 2008, 44(12): 3036-3045.
- [24] LIN F J, SHIEH H J, HUANG P K. Adaptive wavelet neural network control with hysteresis estimation for piezo-positioning mechanism [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2006, 17(2): 432-444.
- [25] 张国敏, 殷建平, 祝恩, 等. 一种新的多层感知机隐含层神经元个数上限计算方法[J]. *计算机工程与科学*, 2007, 29(9): 137-139.
ZHANG G M, YIN J P, ZHU E, *et al.*. A new method of calculating the upper limit on multilayer perception's hidden neuron number[J]. *Computer Engineering & Science*, 2007, 29(9): 137-139. (in Chinese)
- [26] SABANOVIC A, ABIDIT K, ELITAS M. A study on high accuracy discrete-time sliding mode control [C]. *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Motion Control, Portoroz, Slovenia*, 2006: 355-360.
- [27] WEI Q, HU CH Z, ZHANG D. Neural network adaptive control of piezoelectric actuator in Scanning Tunneling Microscope[C]. *Proceedings of International Conference on Digital Manufacturing and Automation, Zhangjiajie, China*, 2011: 767-771.

作者简介:



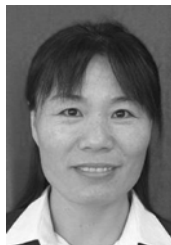
魏 强(1973—),男,山东莱芜人,博士,副教授,1995年于山东工业大学获得学士学位,2002年、2006年于山东大学分别获得硕士、博士学位,主要从事微机电系统、精密工件台驱动和控制技术、非线性系统建模与控制等的研究。E-mail: taweiqiang@126.com



张 栋(1979—),男,山东济南人,博士,讲师,2002年于济南大学获得学士学位,2005年、2009年于山东大学分别获得硕士、博士学位,主要从事微机电系统加工控制技术、微纳系统非线性建模与控制技术的研究。E-mail: zhangdonggraduate@163.com



张承进(1962—),男,山东莱芜人,教授,博士生导师,1983年于青岛海洋大学获得学士学位,1992年于山东科技大学获得硕士学位,1997年于东北大学获得博士学位,主要从事非线性系统控制、自适应辨识与控制、时变系统控制等方面的研究。E-mail: cjzhang@sdu.edu.cn



王春玲(1965—),女,山东肥城人,副教授,1986年于山东工业大学获得学士学位,2001年于山东科技大学获得硕士学位,主要研究方向为计算机控制技术、嵌入式系统和智能传感技术。E-mail: wcl169@yahoo.com.cn