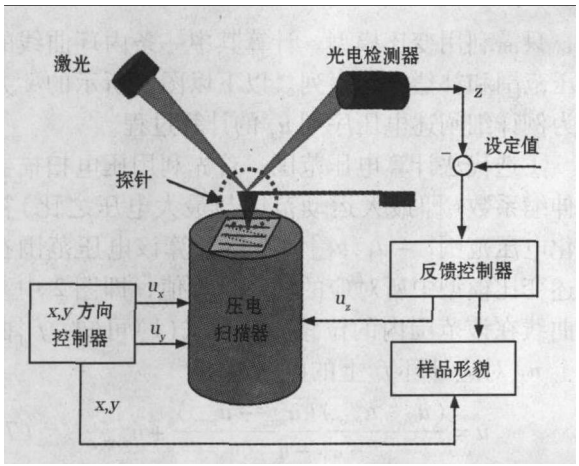


图 1　原子力显微镜系统结构

Fig. 1　System structure of an AFM

原子力显微镜通过用一个纳米级尺寸的探针去探测微小样品的表面，获取具有原子级分辨率的样品形貌，其基本工作原理如下：

将样品置于压电扫描器上，并让探针逼近样品表面，由于样品表面与探针针尖之间存在非线性的原子间相互作用力，探针的微悬臂将产生形变，该形变的大小可通过激光检测系统获得。

设计反馈控制算法调节压电扫描器在竖直方向上的位移从而带动样品运动可将微悬臂的形变控制在设定值，通过获取压电扫描器的位移可间接得到样品在该位置的高度数据。进一步，以行运动方向为快扫方向，列运动方向为慢扫方向不断变换样品与探针接触的相对位置，并记录下相应点的(x,y)坐标和高度，即可得到样品表面的高低起伏轮廓。

从以上分析可以看出，压电扫描器在水平方向上的运动准确度和竖直方向上的反馈控制算法是决定原子力显微镜成像性能的两个主要因素，本文将就第一个问题进行详细讨论。

3　基于变比模型的迟滞补偿算法

在 AFM 系统中，压电扫描器(x, y)两个方向在外加电压作用下，由于逆压电效应会产生二维位移。其中，在快速扫描方向上的期望运动轨迹为三角波信号，而在慢速扫描方向上的期望运动轨迹则为斜坡信号。由于存在迟滞非线性，如果直接按线性比例计算输入电压，将会带来较大运动误差，进而引起扫描图像的畸变。因此，在本节采用一种变比模型来描述这种迟滞非线性关系，在此基础上重点阐述在 AFM 系统下基于扫描图像的模型辨识及迟滞逆补偿策略。

1）变比模型　迟滞是一种非常复杂的非线性关系。输入电压 u_1 在不同曲线上对应不同的位移值，因此，输出位移不仅和当前输入电压有关，而且随着历史输入的不同而变化，这就构成了一种复杂的多值映射关系。

文献[8]提出的变比模型利用迟滞内外环曲线的相似性，建立了内外环非线性曲线的相互关系，并通过实验测量表明，该模型对迟滞非线性曲线的相对拟合误差小于 2 %，如图 2 所示。

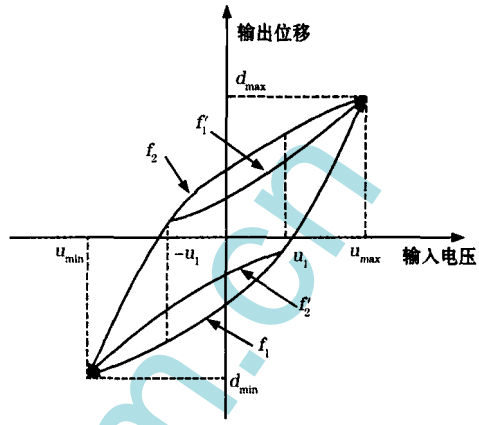


图 2　迟滞非线性上升和下降曲线

Fig. 2　Ascending and descending curves of hysteresis

图中，f_1 和 f_2 分别表示压电扫描器电压从最小值增加到最大值及相反过程所对应的位移曲线，而 f_1' 表示 f_2 曲线上以 $-u_1$ 为转折点的上升曲线，f_2' 表示 f_1 曲线上以 u_1 为转折点的下降曲线。实验中发现，f_1 和 f_1'，f_2 和 f_2' 分别具有一定的相似性，如果对输入电压和输出位移分别采用不同的比例系数，则可利用最大外环的数据推导出其内部任意小环的形状及数据。其中，上升曲线 f_1' 和 f_1 上的点满足如下关系：

$$\begin{pmatrix} u'-u_{max} \\ f_1'(u')-d_{max} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{-u_1-u_{max}}{u_{min}-u_{max}} & 0 \\ 0 & \dfrac{f_2(-u_1)-d_{max}}{d_{min}-d_{max}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u-u_{max} \\ f_1(u)-d_{max} \end{pmatrix} \tag{1}$$

式中，u_{min}，u_{max} 分别为压电扫描器的最小和最大电压；d_{min}，d_{max} 为对应的最小和最大位移值；$(u', f_1'(u))$ 和 $(u, f_1(u))$ 分别为上升曲线 f_1' 和 f_1 的电压-位移值。

同理，下降曲线 f_2' 和 f_2 上的点满足关系：

$$\begin{pmatrix} u'-u_{min} \\ f_2'(u')-d_{min} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{u_1-u_{min}}{u_{max}-u_{min}} & 0 \\ 0 & \dfrac{f_1(u_1)-d_{min}}{d_{max}-d_{min}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u-u_{min} \\ f_2(u)-d_{min} \end{pmatrix} \tag{2}$$

式(1)和式(2)即为描述迟滞非线性的变比模型。在建模过程中，只需获得最大外环的电压-位移数据，便可通过以上关系推导出其中任意内环的形式。

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

2）基于图像的模型辨识　由于缺乏纳米位移传感器，利用 AFM 对尺度已知的标准样品进行扫描，采集扫描图像，从中提取压电扫描器的位移数据，并建立外环迟滞模型，具体过程如下所述。

在 AFM 最大扫描范围(即压电扫描器水平方向最大电压范围)下，扫描具有已知准确周期的标准光栅样品，获取双向往返扫描图像。由于迟滞因素的作用，图像上标准光栅的特征点将呈现出非均匀分布的特点。提取这些图像上的特征点并获取其坐标值，然后通过计算特征点的数目，同时借助已知的标准光栅周期，便可得到该点所对应的压电扫描器位移值。最终得到一系列输入电压-输出位移数据对，对这些数据采用最小二乘法进行多项式拟合，得到图 2 中外环曲线 f_1 和 f_2 的多项式表达形式为

$$f_1(u)=a_{10}+a_{11}u+a_{12}u^2+a_{13}u^3 \tag{3}$$

$$f_2(u)=a_{20}+a_{21}u+a_{22}u^2+a_{23}u^3 \tag{4}$$

式中，$a_{ij}(i=1,2;j=0,\cdots,3)$ 为多项式系数；u 为压电扫描器输入电压。

同时，为了方便下一节基于逆的前馈算法设计，将压电扫描器的位移作为输入，电压作为输出，采用最小二乘法进行反向拟合，得到位移-电压曲线 g_1 和 g_2 多项式如下：

$$g_1(d)=a'_{10}+a'_{11}d+a'_{12}d^2+a'_{13}d^3 \tag{5}$$

$$g_2(d)=a'_{20}+a'_{21}d+a'_{22}d^2+a'_{23}d^3 \tag{6}$$

式中，$a'_{ij}(i=1,2;j=0,\cdots,3)$ 为多项式系数；d 为压电扫描器的位移。

注 1　如前所述，除迟滞非线性以外，压电扫描器的蠕变及动态特性均会影响定位准确性，而本文所述方法主要用于补偿迟滞特性，而未严格考虑这两部分因素的影响。一般而言，蠕变特性在较长操作时间后才会发生，因而对于单幅扫描图像可以不予考虑。而较高频率的输入信号才会激发动态特性，因此，在以上获取图像数据以完成迟滞建模的过程中，选择相对较低的扫描速度以降低动态特性对建模的影响。

3）基于逆的前馈补偿算法设计　在建立了迟滞模型的基础上，采用前馈控制方法对压电扫描器进行迟滞补偿，其控制结构，如图 3 所示。

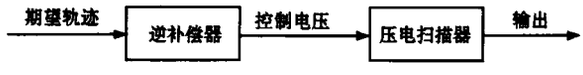


图 3　控制系统结构图

Fig. 3　Block diagram of the control system

为通过逆补偿器准确计算控制电压来消除迟滞非线性的影响，需要针对具体的扫描参数设置，确定压电扫描器对应的电压范围以及各象素点的具体电压。考虑到在 AFM 扫描过程中，压电扫描器在快扫方向运动的三角波轨迹及慢扫方向运动的单调性，只需利用变比模型，计算其中一条内环曲线的电压范围和补偿电压序列。以下以图 1 所示的 x 方向为例详细阐述电压序列 u_x 的计算过程。

①迭代法计算电压范围　首先利用压电扫描器的伸缩系数(即最大运动范围与最大电压之比)初始化电压范围 $[-u_1,u_1]$，然后计算该电压范围在前述变比模型中所对应的相对位移值，即图 2 中上升曲线在该范围内的位移量。由式(1)可知，f'_1 曲线上 u_1 对应外环 f_1 上的电压为

$$u=\frac{(u_1-u_{\max})(u_{\min}-u_{\max})}{-u_1-u_{\max}}+u_{\max} \tag{7}$$

进而，可计算得 f'_1 曲线上，u_1 所对应的位移值为

$$f'_1(u_1)=\frac{f_2(-u_1)-d_{\max}}{d_{\min}-d_{\max}}(f_1(u)-d_{\max})+d_{\max} \tag{8}$$

易得电压范围 $[-u_1,u_1]$ 所对应的相对位移 d 为

$$d=f'_1(u_1)-f_2(-u_1) \tag{9}$$

设 Δd 为容许误差，若：

$$|d-d_r|\leqslant\Delta d$$

式中，d_r 为所设定的扫描范围，则 $[-u_1,u_1]$ 即为期望的电压范围，否则迭代如下：

$$u_1=u_1+\rho(d_r-d) \tag{10}$$

式中，$\rho\in\mathbf{R}^+$ 为迭代因子。

重新计算新电压范围所对应的位移，反复迭代，直到误差进入容许范围内。

②基于逆的补偿电压序列　在已知电压范围的基础上，计算具体的电压序列。设图像分辨率为 $n\times n$，易知期望的位移序列为

$$\boldsymbol{s}_1=[0,d_r/(n-1),\cdots,d_r] \tag{11}$$

则变比模型中 f_1' 曲线上对应的位移序列为

$$\boldsymbol{s}_2=\boldsymbol{s}_1\cdot+f_2(-\boldsymbol{u}_1) \tag{12}$$

式中，$\cdot+$ 表示向量加法(同理，下文中 $\cdot-$ 表示向量减法)，将序列 $\boldsymbol{s}_2$ 映射到外环曲线 f_1 上，得到序列 $\boldsymbol{s}_3$ 为

$$\boldsymbol{s}_3=\frac{(\boldsymbol{s}_2\cdot-\boldsymbol{d}_{\max})(\boldsymbol{d}_{\min}-\boldsymbol{d}_{\max})}{f_2(-\boldsymbol{u}_1)-\boldsymbol{d}_{\max}}\cdot+\boldsymbol{d}_{\max} \tag{13}$$

利用外环逆向曲线 g_1 计算外环对应的电压序列 $\boldsymbol{s}_4=g_1(\boldsymbol{s}_3)$，将此序列映射到 f_1' 上，得到期望的电压序列如下：

$$\boldsymbol{u}_x=\frac{-\boldsymbol{u}_1-\boldsymbol{u}_{\max}}{\boldsymbol{u}_{\min}-\boldsymbol{u}_{\max}}(\boldsymbol{s}_4\cdot-\boldsymbol{u}_{\max})\cdot+\boldsymbol{u}_{\max} \tag{14}$$

当压电扫描器快扫方向与电极方向一致时，可采用以上方法分别计算快扫和慢扫电压序列进行前馈补偿。但在一些实际应用中，经常出现两者不一致的情况。在这种情况下，若直接将运动范围解耦并分别计算 x，y 两个方向的快慢扫电压序列，将

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

会因快慢扫变比模型的不同以及电压的耦合作用带来较大误差。因此，针对这种设置的前馈补偿算法将不再明确区分快扫和慢扫电压序列，而是根据扫描范围及扫描角度分别计算压电扫描器在 x，y 两个方向上的运动轨迹，进而针对此运动轨迹计算补偿电压序列，如图 4 所示。

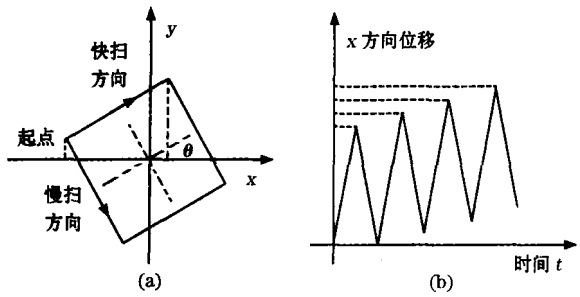


图 4　θ 扫描角度下 x 轴运动轨迹示意图

Fig. 4　x-axis trajectory under scanning angle θ

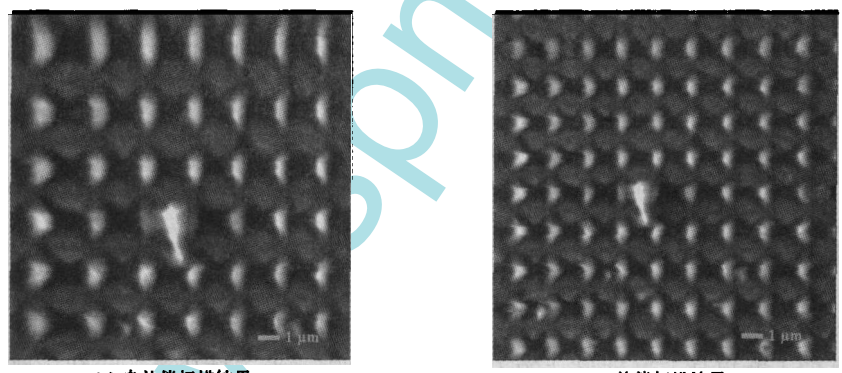
在实现方法上，根据扫描角度的不同分为两种情况：若在某一驱动轴上快扫分量和慢扫分量方向一致，见图 4(a)x 方向，则利用前述补偿方法计算快扫电压序列时，其回退序列，见图 4(b)中下降曲线，相应减少慢扫分量所对应的电压值；若快扫分量和慢扫分量方向相反，则在计算快扫补偿电压序列时，其回退序列应增加一个增量电压值，此时该电压值在变比模型下计算出来的位移量应等于慢扫方向上的位移增量。

4　AFM 中应用与实验测试

为验证本文所提出的基于变比模型的 AFM 压电扫描器迟滞控制方法的有效性，在本原 CSPM5500 系列原子力显微镜平台下进行实验测试。该平台装配了德国 PI 公司生产的压电扫描器作为驱动装置。

实验中，选用二维标定光栅作为标准样品对迟滞非线性建模，该样品周期为 1.667 μm。在压电扫描器最大电压范围[- 160 V，160 V]下扫描样品，建立变比模型。需要指出的是，在 AFM 扫描过程中，压电扫描器在快扫和慢扫方向上运动速度相差较大，而迟滞非线性会随运动速度的增大而加剧。因此，为适应不同扫描模式的需要，将 x，y 轴分别作为快扫和慢扫方向，建立两个方向高频和低频 4 个变比模型。在此基础上，采用以上前馈控制方法，任意设定扫描范围和扫描角度进行成像实验。

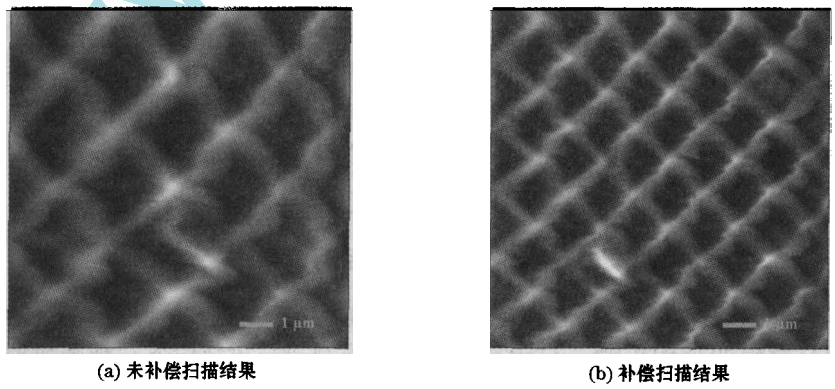
0 °扫描(即 x 轴为快扫方向，y 轴为慢扫方向)下标定光栅的对比扫描结果，如图 5 所示。45 °下 10 μm 的扫描结果，如图 6 所示。



(a) 未补偿扫描结果　　(b) 补偿扫描结果

图 5　0 °下 15 μm 扫描结果

Fig. 5　0 °15 μm scanning results



(a) 未补偿扫描结果　　(b) 补偿扫描结果

图 6　45 °下 10 μm 扫描结果

Fig. 6　45 °10 μm scanning results

(下转第 435 页)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

[7] 姚达,刘欣,岳世忠. 导体光刻技术及设备的发展趋势[J]. 半导体技术,2005,33(3):193-196. (Yao Da, Liu Xin, Yue Shizhong, *et al*. Trends of lithography technology & equipments for semiconductor fabrication[J]. Semiconductor Technology,2005,33(3):193-196.)
[8] 黄沿江,郭隐彪,薛波. 光刻机运动控制与网络监控技术研究[J]. 厦门大学学报(自然科学版),2008,47(3):365-369. (Huang Yanjiang, Guo Yinbiao, Xue Bo. Research on the technology of motion-control and network monitoring in wafer stepper[J]. Journal of Xiamen University(Natural Science),2008,47(3):365-369.)
[9] 杨一博,尹文生,朱煜,等. 粗精动超精密运动平台系统建模与分析研究[J]. 中国机械工程,2008,19(23):2773-2776. (Yang Yibo, Yin Wensheng, Zhu Yu, *et al*. Modeling and analyzing for ultra-precision coarse-fine stage[J]. China Mechanical Engineering, 2008,19(23):2773-2776.)
[10] 杜飞,吴运新. 精密运动平台的重复控制[J]. 现代制造工程,2008,31(11): 13-16. (Du Fei, Wu Yunxin. Repetitive control for high accurate motion platform[J]. Modern Manufacturing engineering,2008,31(11): 13-16.)
[11] 王春洪,张鸣,尹文生,等. 双边驱动精密气浮工作台模型分析[J]. 机床与液压,2008,136 (19): 1-2,51. (Wang Chunhong, Zhang Ming, Yin Wensheng, *et al*. Model analysis of air-bearing xy-stage with dual-side actuators[J]. Machine tool & Hydraulics, 2008,136 (19): 1-2,51.)
[12] 胡旭晓,台宪青,杨克己. 步进扫描光刻机同步控制及硅片变形误差补偿技术研究[J]. 中国机械工程,2004,15 (3):192-195. (Hu Xuxiao, Tai xianqing, Yang Keji. Study on the synchronizing control and wafer deformation error compensation technology for step scanning photoetching machine [J]. China Mechanical Eneineering,2004,15 (3):192-195.)
[13] 何召兰,王茂,黄昆,等. 不确定离散切换系统的滑模控制[J]. 控制与决策,2009,24(5):789-793. (He Zhaolan, Wang Mao, Huang Kun, *et al*. Sliding-mode control for uncertain discrete-time switched system[J]. Control and Decision, 2009, 24(5): 789-793.)
[14] Utkin B L. Variable structure systems with sliding modes[J]. IEEE Trans Automat Contr,1977,22(2):212-222.
[15] Xu J X, Abidi K. Discrete-time output integral sliding-mode control for a piezomotor-driven linear motion stage[J]. IEEE Trans Ind Electron,2008,55(11):3917-3926.
[16] Yan T H, Lin R M. Discrete-time sliding mode control with computation time delay and RRO compensation for hard disk drive[C]. Singapore: IEEE ASME Asia-Pacific Magnetic Recording Conference,2002.
[17] Heertjes M F, Schuurbiers X G P, Nijmeijer H. Performance-improved design of N-PID controlled motion systems with applications to wafer stages[J]. IEEE Trans on Indus Elec,2009,56(5):1347-1355,
[18] Gao W, Wang Y, Homaifa A. Discrete-time variable structure control systems[J]. IEEE Trans Ind Electron,1995,42(2):117-122.
[19] Corradini M L, Orlando G. Variable structure control for uncertain sampled data systems[C]. Tokyo: Proceedings of 1996 IEEE workshop on variable structure systems. 1996.
[20] Young K D, Utkin V I, Özgüner Ü. A control engineers guide to sliding mode control[J]. IEEE Trans On Control System Tech, 1999,7(3):328-334.
[21] Su W C, Drakunov S V, OgzguKner U G. Implementation of variable structure control for sampled-data systems[R]. Berlin: Springer-Verlag,1996.
[22] Chan C Y. Robust discrete-time sliding mode controller[J]. Systems & Control Letters,1994,23(5):371-374.
[23] Koshkouei A J, Zinober A S I. Sliding lattice design for discrete-time linear multivariable systems[C]. kobe ,Japan: Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control,1996.

(上接第 429 页)

如图 5 中,分辨率设为 512 × 512,扫描范围为 15 μm。图 5(a)为未补偿情况下的图像,可以看出,实际扫描范围和设定范围之间存在较大差距(在 15 μm扫描范围下,图像应包含 9 个光栅周期),而且破坏了标定光栅的良好周期性。而经过迟滞非线性校正后,扫描范围更加准确,而且有效抑制了非线性图像畸变,能更为准确地反映样品表面的起伏状况,见图 5(b)。

图 6 中,将扫描角度变为 45 °(即快扫方向与 x 电极方向呈 45 °夹角),扫描范围设为 10 μm,再对标定光栅进行成像,从结果可看出,经过非线性校正的图像在扫描范围和图像质量上均得到有效保证。

5 结　语

本文针对原子力显微镜系统中由于迟滞非线性引起的压电扫描器定位问题,提出了一种基于变比模型的前馈控制方法。在不使用纳米位移传感器的情况下,使用图像数据完成了模型辨识,并针对 AFM 扫描过程中压电扫描器的运动轨迹设计了基于逆的前馈补偿算法。将这种技术应用于本原 CSPM5500 系列原子力显微镜,结果表明系统的非线性特性得到有效抑制。这种方法易于实现,可方便推广应用于目前商用原子力显微镜系统。除针对纳米测量时扫描器的周期性运动轨迹进行补偿之外,在接下来的研究中,将把这种算法扩展到其他轨迹中,以提高纳米操作及制造任务的准确性与成功率。

参考文献(References):

[1] 白春礼,田芳,罗克. 扫描力显微术[M]. 北京:科学出版社. 2000. (Bai ChunLi, Tian Fan, Luo Ke. Scanning force microscopy [M]. Beijing: Science Press,2000.)
[2] Devasia S, Eleftheriou E, Moherimani S O H. A survey of control issues in nanopositioning[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2007,15(5):802-823.
[3] Hatch A G, Smith R C, De T, *et al*. Construction and experimental implementation of a model-based inverse filter to attenuate hysteresis in ferroelectric transducers[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2006,14(6):1058-1069.
[4] Zhao X, Tan Y. Modeling hysteresis and its inverse model using neural networks based on expanded input space method[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2008, 16(3): 484-490.
[5] Salapaka S, Sebastian A, Cleveland J P, *et al*. High bandwidth nano-positioner: A robust control approach[J]. Review of Scientific Instruments,2002,73(9):3232-3241.
[6] Wu Y, Zou Q Z. Iterative control approach to compensate for both the hysteresis and the dynamics effects of piezo actuators[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(5): 936-944.
[7] Zhang Y D, Fang Y C, Zhou X W, *et al*. Image-based hysteresis modeling and compensation for an AFM piezo-scanner[J]. Asian Journal of Control,2009,11(2):166-174.
[8] 贾宏光,吴一辉,宣明,等. 一种新的压电驱动器非线性数学模型[J]. 中国机械工程,2002,13(11): 929-932. (Jia Hongguang, Wu Yihui, Xuan Ming, *et al*. A new non-linear mathematical model for a PZT actuator[J]. China Mechanical Engineering, 2002,13(11): 929-932.)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net