

压电定位系统的自抗扰控制设计

魏伟^{1†}, 李东海², 左敏¹, 刘载文¹

(1. 北京工商大学 计算机与信息工程学院, 北京 100048; 2. 清华大学 热能工程系, 北京 100084)

摘要: 纳米定位系统中广泛采用的压电驱动器因存在非线性、多映射的迟滞特性而严重影响了纳米定位系统的定位精度. 为消除迟滞对定位精度的影响, 将其视为干扰, 设计不基于迟滞及定位系统精确数学模型的自抗扰控制算法, 利用扩张状态观测器实时估计迟滞, 进而补偿其对定位精度的影响, 获得了良好的定位系统控制仿真效果. 仿真结果表明, 自抗扰控制器能够有效消除迟滞、提高纳米定位系统的定位精度.

关键词: 压电驱动; 迟滞; 纳米定位; 自抗扰; 定位精度

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Active disturbance rejection control design for piezoelectric positioning system

WEI Wei^{1†}, LI Dong-hai², ZUO Min¹, LIU Zai-wen¹

(1. School of Computer and Information Engineering, Beijing Technology and Business University, Beijing 100048, China;
2. Department of Thermal Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Piezoelectric actuator are commonly used in nanopositioning system. However, nonlinear and multivalued properties, i.e. hysteresis, of piezoelectric materials, which are commonly taken in piezoelectric actuators, will decrease the accuracy of nanopositioning systems. In order to remove the influence of hysteresis, nonlinear and multivalued properties are viewed as the disturbance of system. Active disturbance rejection control (ADRC), a control approach which does not depend on accurate model of hysteresis and nanopositioning system, is designed to achieve the desired control object. Extended state observer is employed to estimate hysteresis, and then it can be compensated in real time. Nice control performance is acquired in the numerical simulations. From the simulation results, we may see that ADRC is able to cancel hysteresis and improve the accuracy of nanopositioning system effectively.

Key words: piezoelectric actuator; hysteresis; nanopositioning; active disturbance rejection control (ADRC); positioning accuracy

1 引言(Introduction)

纳米技术是指对大小在100纳米或更小事物的认知和操控技术^[1]. 纳米技术不仅仅指纳米材料制备技术, 还包括纳米级测量、加工、控制等^[2]. 在精密/超精密加工、微电子制造、扫描探针显微镜等诸多领域对高精度纳米定位控制技术的需求愈发迫切. 压电驱动器因具有响应快、功耗小的优势而被广泛地应用于纳米定位控制^[1]. 然而, 压电材料固有的迟滞特性极大地降低了系统的定位控制精度, 甚至使系统失稳^[3], 因迟滞引起的误差可达整个行程的10%~15%^[4]. 迟滞, 这一特殊的非线性现象, 其多映射性、记忆性给控

制系统设计带来了极大的挑战. 针对影响定位精度的迟滞特性, 为提高系统的定位精度, 各种控制算法相继提出, 概括起来主要有两类: 一类是迟滞逆控制; 另一类是迟滞补偿控制.

迟滞逆控制是指基于迟滞逆模型的控制, 此类控制算法先建立迟滞的数学模型, 之后对迟滞模型求逆, 获得迟滞逆模型. 在逆模型的基础上又有两类控制结构, 一类是基于迟滞逆模型的直接开环控制^[5-8]. 因存在模型误差, 通常此类控制方法会加入自适应的思想, 使逆模型根据被控对象的实际情况做出相应调整, 以保证控制精度. 另一类是基于逆模型的前馈反馈复合

收稿日期: 2015-09-28; 录用日期: 2016-05-30.

†通信作者. E-mail: weiweizdh@126.com; Tel.: +86 10-68985241.

本文责任编辑: 王伟.

国家自然科学基金项目(61403006), 科技创新平台项目(19008001232), 北京市属高等学校青年拔尖人才培养计划(CIT&TCD201404029), 北京市教委面上项目(KM201410011005)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61403006), Project of Scientific and Technological Innovation Platform (19008001232), Importation and Development of High-Caliber Talents Project of Beijing Municipal Institutions (CIT&TCD201404029) and Scientific Research Common Program of Beijing Municipal Commission of Education (KM201410011005).

控制^[9-11]: 将迟滞逆模型置于前馈通道, 用于补偿迟滞对定位精度的影响; 同时设计反馈控制, 以消除因建模误差及其他不确定因素导致的定位偏差. 结合前馈控制和反馈控制各自的优势提高纳米定位的精度.

不论采用哪种控制结构, 迟滞逆模型控制首先需要建立迟滞模型, 常见的有 Preisach 模型、Prandtl-Ishlinskii (PI) 模型、Maxwell resistive capacitor (MRC) 模型、Bouc-Wen 模型等^[1, 12]. 但是, 因迟滞自身的复杂性和多样性而导致无法建立精确的迟滞模型, 这将严重影响迟滞逆模型控制的精度; 此外, 因迟滞模型本身相对复杂, 模型能否求逆、求逆后算法的复杂度等都会影响定位控制效果.

为弥补迟滞逆控制的不足, 诸多学者研究了直接处理迟滞现象的迟滞补偿控制. 针对压电定位平台的迟滞, 文献[13]设计鲁棒最优 H_∞ 控制, 获得了良好的控制效果; 在原子力显微镜的 z 轴运动中, 运用重复控制, 获得了高速运动时更好的定位控制性能^[14]; 为克服迟滞对定位精度的影响, 在不对迟滞建模的情形下, 设计模型预测离散时间滑模控制, 获得了精确的定位效果^[15]. 神经网络自适应输出反馈控制^[16]、滑模控制^[17]、反步控制^[18]等也用于压电定位平台的控制中. 直接迟滞补偿控制避免了迟滞建模, 然而, 控制算法大多依据某一特定的迟滞模型设计, 如何尽可能少地依赖系统模型、提高系统对干扰的容忍程度, 进而有效提高定位控制精度, 对纳米定位控制而言极为重要.

自抗扰控制是一种不依赖系统精确模型的控制器设计方法, 以主动抗扰思想为牵引, 将实际对象与积分器串联标准型之间的差异作为广义扰动, 予以主动、实时地估计并消除, “极具创造性地解决了系统的不确定性问题”^[19], 获得了“卓越的控制品质”^[20]. 目前, 已有诸多关于自抗扰控制的理论和应用研究^[21-22]. 将压电智能结构振动控制中存在的各种不确定因素和扰动综合考虑, 设计基于扩张状态观测器的自抗扰控制, 实时估计并补偿扰动对振动抑制的影响^[23-24]; 设计自抗扰控制实现柔性机构的高性能定位控制^[25]等.

本文将迟滞特性视为影响定位控制精度的干扰因素, 以一类广泛使用的、更为一般的迟滞模型——Bouc-Wen 模型为被控对象, 设计自抗扰控制算法, 利用扩张状态观测器主动、实时地估计迟滞, 并补偿其对定位精度的影响, 以获得良好的定位控制效果.

2 考虑迟滞非线性的定位系统模型 (Positioning system model with hysteresis)

2.1 迟滞特性(Hysteresis nonlinearity)

Bouc-Wen 模型是一种描述迟滞非线性的半物理微分方程模型^[18], 由 Bouc 于 1967 年首次提出, 经学者 Wen 在 1976 年推广改进, 最终命名为 Bouc-Wen 模型.

该模型用一阶微分方程描述迟滞特性:

$$\begin{cases} u(t) = d_p v(t) - h(t), \\ \dot{h} = A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h |h|^{n-1} - \gamma \dot{v} |h|^n, \end{cases} \quad (1)$$

式中: $v(t)$ 为迟滞输入, $u(t)$ 为迟滞输出, h 为迟滞状态, A_{bw} 控制迟滞环的幅值, β, γ 控制迟滞环的形状, n 决定了弹性到塑性段的光滑程度. 选择合理的参数, Bouc-Wen 模型可模拟不同类型、不同性能的非线性迟滞现象.

从式(1)可明显看出迟滞状态 h 具有很强的非线性. 实际应用中, A_{bw}, β, γ 3 个参数通常未知, 因此, 迟滞模型就是一个不确定的非线性多值函数, 给控制器设计带来了极大地挑战. 若取式(1)中参数 $n = 1$, 分析迟滞特性如下:

$$\dot{h} = A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h - \gamma \dot{v} |h|. \quad (2)$$

分别考虑如下 4 种情况:

i) 当 $\dot{v} > 0, h > 0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{h} &= A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h - \gamma \dot{v} |h| = \\ &= A_{bw} \dot{v} - \beta \dot{v} h - \gamma \dot{v} h = \\ &= (A_{bw} - \beta h - \gamma h) \dot{v} = [A_{bw} - (\beta + \gamma) h] \dot{v}. \end{aligned}$$

ii) 当 $\dot{v} > 0, h < 0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{h} &= A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h - \gamma \dot{v} |h| = \\ &= A_{bw} \dot{v} - \beta \dot{v} h + \gamma \dot{v} h = \\ &= (A_{bw} - \beta h + \gamma h) \dot{v} = [A_{bw} - (\beta - \gamma) h] \dot{v}. \end{aligned}$$

iii) 当 $\dot{v} < 0, h < 0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{h} &= A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h - \gamma \dot{v} |h| = \\ &= A_{bw} \dot{v} + \beta \dot{v} h + \gamma \dot{v} h = \\ &= (A_{bw} + \beta h + \gamma h) \dot{v} = [A_{bw} + (\beta + \gamma) h] \dot{v}. \end{aligned}$$

iv) 当 $\dot{v} < 0, h > 0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{h} &= A_{bw} \dot{v} - \beta |\dot{v}| h - \gamma \dot{v} |h| = \\ &= A_{bw} \dot{v} + \beta \dot{v} h - \gamma \dot{v} h = \\ &= (A_{bw} + \beta h - \gamma h) \dot{v} = [A_{bw} + (\beta - \gamma) h] \dot{v}. \end{aligned}$$

对 i), iii) 有

$$\frac{1}{A_{bw} \mp (\beta + \gamma) h} \dot{h} = \dot{v},$$

于是

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{A_{bw} \mp (\beta + \gamma) h} dh = \int_{t_1}^{t_2} \dot{v} dv.$$

积分可得

$$\ln \frac{|A_{bw} \mp (\beta + \gamma) h(t_2)|}{|A_{bw} \mp (\beta + \gamma) h(t_1)|} = \mp (\beta + \gamma) [v(t_2) - v(t_1)].$$

令 $c_1 = \beta + \gamma$, 有

$$\ln \left| \frac{A_{bw} \mp c_1 h(t_2)}{A_{bw} \mp c_1 h(t_1)} \right| = \mp c_1 [v(t_2) - v(t_1)]. \quad (3)$$

同理, 对ii) iv)积分, 并令 $c_2 = \beta - \gamma$ 有

$$\ln \left| \frac{A_{bw} \mp c_2 h(t_2)}{A_{bw} \mp c_2 h(t_1)} \right| = \mp c_2 [v(t_2) - v(t_1)]. \quad (4)$$

由式(3)-(4)可得

$$\begin{cases} \ln \left| \frac{A_{bw} + ch(t_2)}{A_{bw} + ch(t_1)} \right| = c[v(t_2) - v(t_1)], \\ \ln \left| \frac{A_{bw} - ch(t_2)}{A_{bw} - ch(t_1)} \right| = -c[v(t_2) - v(t_1)], \end{cases} \quad (5)$$

其中 c 为 c_1 或 c_2 . 式(5)积分可得

$$h(t_2) = \begin{cases} \left\{ \left[-\frac{A_{bw}}{c} + h(t_1) \right] \exp[cv(t_1)] \right\} \exp[-cv(t_2)] + \frac{A_{bw}}{c}, \\ \left\{ \left[\frac{A_{bw}}{c} - h(t_1) \right] \exp[cv(t_1)] \right\} \exp[-cv(t_2)] + \frac{A_{bw}}{c}, \\ \left\{ \left[\frac{A_{bw}}{c} + h(t_1) \right] \exp[-cv(t_1)] \right\} \exp[cv(t_2)] - \frac{A_{bw}}{c}, \\ \left\{ \left[-\frac{A_{bw}}{c} - h(t_1) \right] \exp[-cv(t_1)] \right\} \exp[cv(t_2)] - \frac{A_{bw}}{c}. \end{cases} \quad (6)$$

式(6)表明, 对于确定的系统, 参数 c , A_{bw} 、迟滞初始状态 $h(t_1)$ 以及电压初始输入 $v(t_1)$ 已经确定, 迟滞状态是关于输入电压 $v(t_2)$ 的指数函数. 通常, 系统输入电压信号有界, 故迟滞状态 $h(t)$ 是有界量, 文献[26]已证明迟滞 $h(t)$ 的上界为

$$h_{Max} = \sqrt[n]{\frac{A_{bw}}{\beta + \gamma}}. \quad (7)$$

选取 $v(t) = \sin t$, $d_p = 1.5$, $A_{bw} = 1$, $\beta = 2$, $\gamma = 1.8$, $n = 1, 2, 3, 4$ 时, Bouc-Wen 模型的迟滞特性如图1所示.

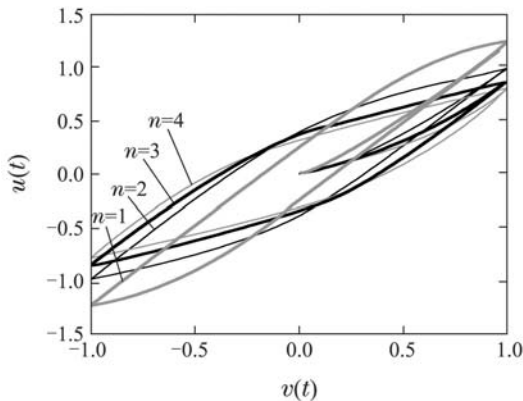


图 1 Bouc-Wen模型的迟滞特性

Fig. 1 Hysteresis nonlinearity of Bouc-Wen model

从图1可明显看出迟滞的多映射性, 外部输入电压经迟滞映射后才能作用于线性动态, 这将极大地降低

系统的控制精度, 也给系统控制设计增加了不小的难度.

2.2 压电定位系统的动态模型(Dynamic model of nanopositioning system with piezoelectric actuators)

压电驱动的纳米定位系统模型结构如图2所示.

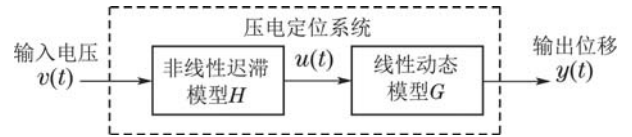


图 2 压电定位系统结构模型

Fig. 2 Structure of nanopositioning system with piezoelectric actuators

图2中: $v(t)$ 为定位系统的输入电压, $u(t)$ 为迟滞模型的输出, $y(t)$ 为定位系统的输出位移.

考虑迟滞特性的压电定位系统模型为^[18]

$$\begin{cases} \ddot{y}(t) + 2\xi\omega_n\dot{y}(t) + \omega_n^2y(t) = K\omega_n^2u, \\ u = H(v), \end{cases} \quad (8)$$

式中: $u = H(v)$ 即为式(1)所示Bouc-Wen模型, ω_n 为系统的固有频率, ξ 为阻尼比, K 为标称增益.

本文以更为一般的Bouc-Wen迟滞模型为被控对象, 仅利用定位系统的输出位移和Bouc-Wen迟滞模型的输入电压信息, 设计自抗扰控制算法, 将迟滞视为影响系统控制品质的扰动予以主动估计并补偿, 以提高系统的定位精度.

3 自抗扰控制设计 (Active disturbance rejection control design)

3.1 自抗扰控制律(Active disturbance rejection control law)

考虑二阶受控系统

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, w, t) + bv. \quad (9)$$

设计自抗扰控制律

$$\begin{cases} v_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2, \\ v = \frac{v_0 - z_3}{b_0}, \end{cases} \quad (10)$$

其中: r 为系统期望的输出, k_p , k_d 为控制参数, $f(\cdot)$ 为包含系统内部非线性、不确定动态以及外部扰动的未知动态函数, z_1, z_2, z_3 为扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的输出, ESO方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + l_1(y - z_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 + l_2(y - z_1) + b_0v, \\ \dot{z}_3 = l_3(y - z_1). \end{cases} \quad (11)$$

在控制律(10)的作用下, 闭环系统方程为

$$\begin{aligned} \dot{y} &= f(y, \dot{y}, w, t) + bv = \\ f + (b - b_0)v + b_0v &= \\ \bar{f}(y, \dot{y}, w, v, t) + b_0v &= \\ \bar{f} + v_0 - z_3. \end{aligned} \tag{12}$$

ESO的3个输出 z_1, z_2, z_3 分别估计 $y, \dot{y}, \bar{f}(\cdot)$. 若 z_3 能较为准确地估计 $\bar{f}(\cdot)$, 即 $z_3 \approx \bar{f}(\cdot)$, 则闭环系统(12)为

$$\dot{y} = \bar{f} + v_0 - z_3 \approx v_0.$$

也就是说, 在控制律(10)的作用下, 系统(9)由非线性、时变、不确知的系统变为简单的线性双积分系统.

令 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$, $e = y - z_1$, 则ESO可写为如下形式:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}v + \mathbf{L}e, \tag{13}$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{L} = \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{pmatrix}.$$

3.2 自抗扰控制作用下压电定位系统的闭环稳定 (Closed-loop stability of controlled nanopositioning system)

考虑式(1)所示的迟滞特性, 式(8)所示定位系统模型可写为

$$\ddot{y}(t) = -\omega_n^2 y(t) - 2\xi\omega_n \dot{y}(t) + K\omega_n^2 H(v) = \bar{H}(y, \dot{y}, v, t) + b_0v. \tag{14}$$

令 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = \bar{H}(y, \dot{y}, v, t), \dot{x}_3 = h$, 则式(14)可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0v, \\ \dot{x}_3 = h, \end{cases}$$

系统输出 $y = \mathbf{C}\mathbf{x}$.

于是

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}v + \mathbf{E}h, \tag{15}$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{E} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \mathbf{C}^T = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

式(15)减去式(13), 并令ESO的观测偏差为 $\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{z}$, 可得ESO观测偏差动力学方程:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{A}_\varepsilon \boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{E}h, \tag{16}$$

其中

$$\mathbf{A}_\varepsilon = \mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C} = \begin{pmatrix} -l_1 & 1 & 0 \\ -l_2 & 0 & 1 \\ -l_3 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

对于有界输入 r , 定义控制偏差 $e_{c1} = r - x_1, e_{c2} = -x_2$, 于是在自抗扰控制律(10)作用下, 压电定位系统的闭环偏差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_{c1} = \dot{r} - \dot{x}_1 = -x_2 = e_{c2}, \\ \dot{e}_{c2} = -\dot{x}_2 = -\bar{H}(y, \dot{y}, v, t) - b_0v. \end{cases} \tag{17}$$

自抗扰控制律(10)代入上式可得

$$\dot{e}_{c2} = -\bar{H} - [k_p(r - z_1) - k_d z_2 - z_3].$$

$$\text{因 } \boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{z} = \begin{pmatrix} x_1 - z_1 \\ x_2 - z_2 \\ x_3 - z_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 - z_1 \\ x_2 - z_2 \\ \bar{H} - z_3 \end{pmatrix}, \text{ 故}$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{c2} &= -\bar{H} - [k_p(e_{c1} + \varepsilon_1) + k_d(e_{c2} + \varepsilon_2) - z_3] = \\ &= -k_p(e_{c1} + \varepsilon_1) - k_d(e_{c2} + \varepsilon_2) - (\bar{H} - z_3) = \\ &= -k_p(e_{c1} + \varepsilon_1) - k_d(e_{c2} + \varepsilon_2) - \varepsilon_3, \end{aligned}$$

于是, 式(17)可写为

$$\dot{\mathbf{e}}_c = \mathbf{A}_{e_c} \mathbf{e}_c + \mathbf{B}_{e_c} \boldsymbol{\varepsilon}, \tag{18}$$

其中:

$$\mathbf{e}_c = [e_{c1} \ e_{c2}]^T,$$

$$\mathbf{A}_{e_c} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{pmatrix}, \mathbf{B}_{e_c} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_p & -k_d & -1 \end{pmatrix}.$$

引理 1^[27] 若未知动态的变化率有界, 则可选择扩张状态观测器增益 \mathbf{L} , 使观测偏差动力学方程的系统矩阵 \mathbf{A}_ε 是Hurwitz的, 那么扩张状态观测器的观测偏差 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 有界.

定理 1 若未知动态变化率有界, 则可选择合适的扩张状态观测器增益 \mathbf{L} 及控制器参数 k_p, k_d , 分别使观测偏差动力学方程(16)的系统矩阵 \mathbf{A}_ε 及闭环偏差方程(18)的系统矩阵 \mathbf{A}_{e_c} 是Hurwitz的, 那么在有界输入 r 的作用下, 闭环系统(15)(13)(10)的控制偏差有界. 从而, 对于有界输入 r , 闭环系统的输出有界, 即闭环系统是有界输入有界输出 (bounded input bounded output, BIBO)稳定的.

证 因影响定位精度的迟滞具有上界 $h_{\text{Max}} = \sqrt[n]{\frac{A_{bw}}{\beta + \gamma}}$, 由引理1, 可选择扩张状态观测器增益 \mathbf{L} , 使观测偏差动力学方程(16)的系统矩阵 \mathbf{A}_ε 是Hurwitz的, 则扩张状态观测器的观测偏差 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 有界.

因 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 有界, 闭环偏差方程(18)的解为

$$\mathbf{e}_c(t) = e^{\mathbf{A}_{e_c}t} \mathbf{e}_c(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}_{e_c}(t-\tau)} \mathbf{B}_{e_c} \boldsymbol{\varepsilon}(\tau) d\tau.$$

若选择合适的 k_p, k_d , 使闭环偏差方程(18)的系统矩阵 A_{e_c} 是Hurwitz的, 那么存在常数 $\kappa > 0$ 和 $\lambda < 0$ 使得

$$\|e^{A_{e_c}t}\| \leq \kappa e^{\lambda t}, \quad \|e^{A_{e_c}(t-\tau)}\| \leq \kappa e^{\lambda(t-\tau)}.$$

考虑到 B_{e_c} 是一常数阵, 观测偏差 $\varepsilon(t)$ 有界, 有 $\|B_{e_c}\varepsilon(t)\| \leq M_1$, 故

$$\begin{aligned} \|e_c(t)\| &\leq \\ \|e^{A_{e_c}t}\| \|e_c(0)\| &+ \int_0^t \|e^{A_{e_c}(t-\tau)}\| \|B_{e_c}\varepsilon(\tau)\| d\tau \leq \\ \kappa e^{\lambda t} \|e_c(0)\| &+ \kappa M_1 \int_0^t e^{\lambda(t-\tau)} d\tau \leq \\ \kappa \|e_c(0)\| - \frac{\kappa M_1}{\lambda} (1 - e^{\lambda t}) &\leq \\ \kappa \|e_c(0)\| - \frac{\kappa M_1}{\lambda} &= M, \end{aligned}$$

即控制偏差有界.

因此, 系统输入 r 有界, 系统输出亦有界, 闭环系统是BIBO稳定的.

证毕.

4 数值仿真(Numerical simulations)

为验证定位系统的自抗扰控制效果, 在MATLAB/Simulink环境下搭建压电定位系统模型, 构建自抗扰及PI控制器, 实现闭环控制的数值仿真. 仿真中选取模型参数^[18]:

$$\begin{aligned} d_p &= 1.5, A_{bw} = 1, \beta = 2, \gamma = 1.8, n = 1, \\ \xi &= 0.905, \omega_n = 1000, \bar{K} = K\omega_n^2 = 3. \end{aligned}$$

自抗扰控制器参数按文献[28]的选取方法, 在保证系统稳定的前提下, 仿真中取控制带宽 $\omega_c = 2000$, 观测器带宽 $\omega_o = 9\omega_c, b_0 = 100, k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c$. PI控制参数选取为 $K_P = 2200, K_I = 2.8 \times 10^6$. 参考轨迹 r 选为正弦信号 $5 \sin(0.8\pi t)$ 和锯齿波信号. 数值实验分别考虑两种情形.

情形 I 不考虑外部干扰.

正弦给定时, 压电定位的跟踪控制效果如图3所示. 图3(a)为参考轨迹的跟踪效果, 图3(b)显示的是跟踪偏差, 图3(c)为控制量. 从图中可以看出: 自抗扰控制的位移输出(图3(a)中以点划线表示)与参考轨迹(图3(a)中以实线表示)几乎完全重合; 而PI控制的位移输出(图3(a)中以虚线表示)与参考轨迹有较大偏差. 图3(b)为自抗扰与PI控制的跟踪偏差曲线.

给定信号为锯齿波时, 压电定位控制效果如图4所示. 从图中可以看出, 在保持控制参数不变的条件下, 自抗扰控制能够以更小的偏差实现对锯齿波的跟踪.

从上述仿真结果可见, 自抗扰控制能够有效地补偿迟滞对定位精度的不利影响, 极大地提高压电定位系统的控制精度.

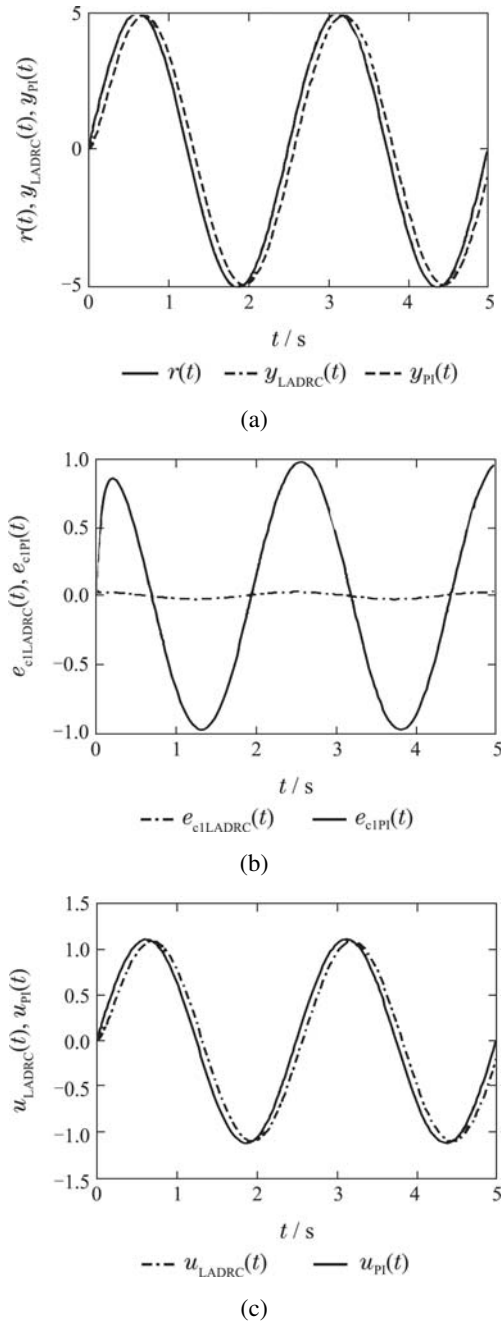
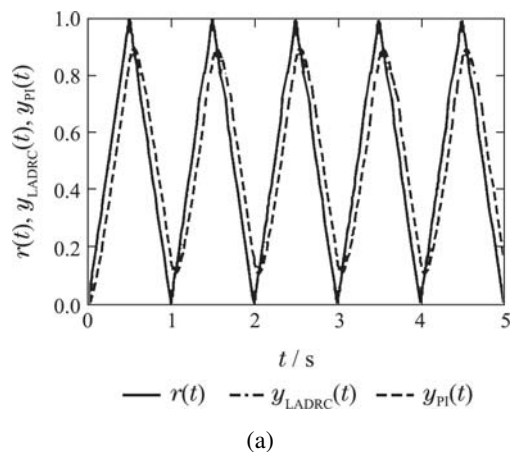
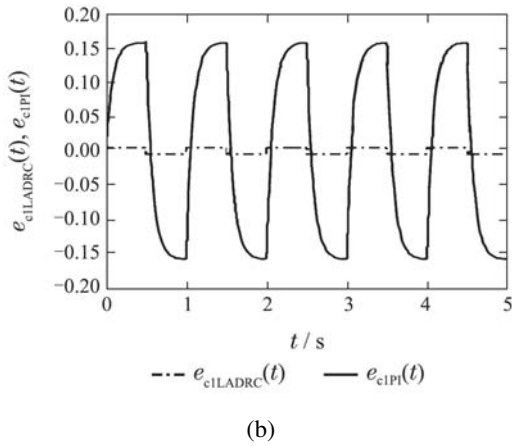
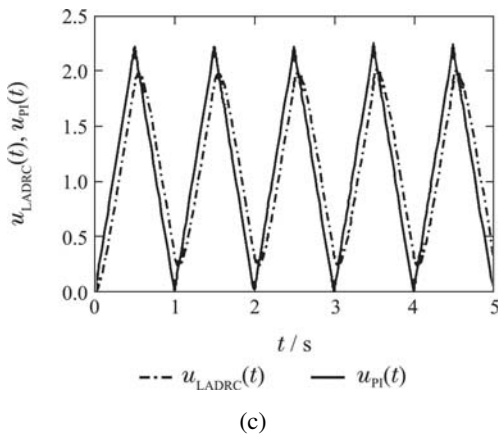


图 3 正弦给定时LADRC与PI的定位控制效果
Fig. 3 Response of nanopositioning system when desired output is sinusoidal signal





(b)



(c)

图4 锯齿波给定LADRC与PI的定位控制效果
Fig. 4 Response of nanopositioning system when desired output is sawtooth signal

情形 II 输入电压有正弦干扰.

图5为外部正弦干扰信号 $\sin(2\pi t)$. 该干扰信号在3s时加入, 直到仿真结束. 在此干扰信号存在时, 考察自抗扰控制与PI控制对正弦波和锯齿波信号的跟踪效果. 保持自抗扰及PI控制器的参数不变, 定位控制效果分别如图6和图7所示.

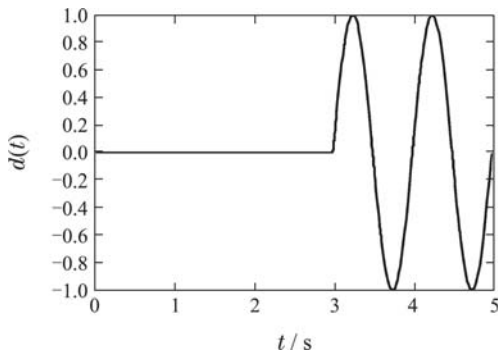
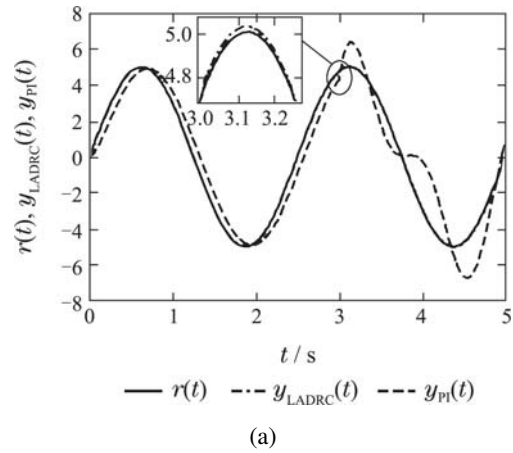


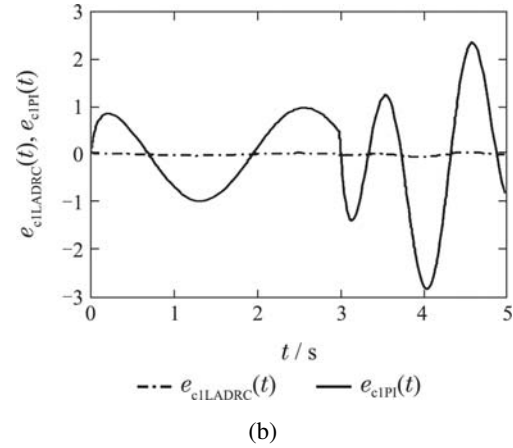
图5 正弦干扰信号
Fig. 5 Sinusoidal disturbance

从图6(a)可以看出, 干扰加入后, 自抗扰控制的扩张状态观测器很快估计出干扰信号, 并将其补偿掉, 使得定位控制效果很快得以恢复; 但是, 干扰加入后, PI控制的定位效果较自抗扰控制则逊色得多. 图6(b)

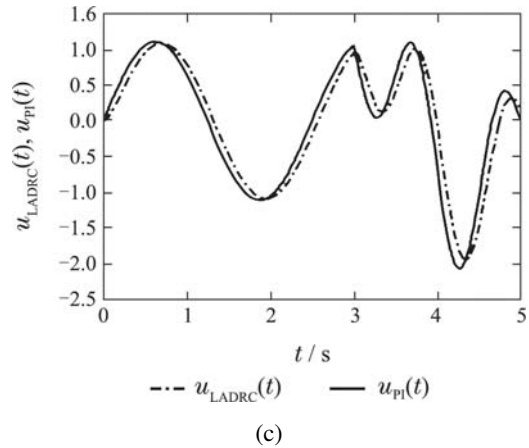
给出的定位偏差也表明: 正弦干扰存在时, 自抗扰控制的定位效果优于PI控制. 图6(c)给出了干扰存在时, 自抗扰与PI应对干扰的控制量变化情况.



(a)



(b)



(c)

图6 正弦给定时LADRC与PI的定位控制效果 (正弦干扰存在时)
Fig. 6 Response of nanopositioning system when desired output is sinusoidal signal(in presence of sinusoidal disturbance)

图7所示参考轨迹为锯齿波信号时, 自第3秒加入正弦干扰的数值实验结果. 由图7(a)和图7(b)可明显看出, 自抗扰控制能够有效克服正弦干扰的影响, 保持良好的定位控制效果; 然而, 在正弦干扰的作用下, PI控制则无法保证定位效果, 呈发散趋势.

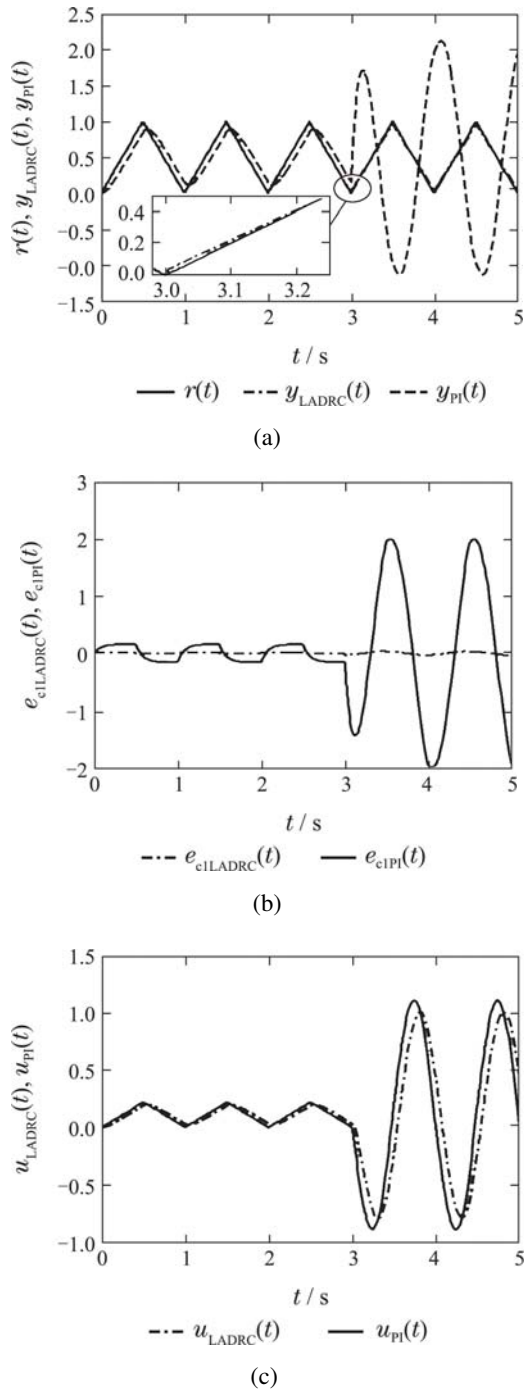


图 7 锯齿波给定 LADRC 与 PI 的定位控制效果 (正弦干扰存在时)

Fig. 7 Response of nanopositioning system when desired output is sawtooth signal (in presence of sinusoidal disturbance)

图3、图4、图6和图7的数值实验结果表明: 自抗扰控制能够有效估计并补偿压电驱动器的迟滞非线性以及外部的正弦干扰, 以保证期望的控制性能。

5 结论(Conclusions)

迟滞是影响压电定位系统定位控制精度的重要因素, 不同压电定位系统其迟滞特性相异。本文从工程应用角度出发, 不依据迟滞模型设计控制律。将迟滞

视为扰动, 设计自抗扰控制算法, 利用扩张状态观测器主动估计并消除迟滞对定位精度的影响。在理论上, 分析了自抗扰控制获得压电定位系统闭环稳定的条件; 在仿真上, 以Bouc-Wen模型代替迟滞, 验证了自抗扰控制补偿压电定位系统迟滞及外部干扰、提高定位控制精度的效果。为提高压电定位系统控制精度提供了一种更为实际的参考方案。

参考文献(References):

- [1] SANTOSH D, EVANGELOS E, MOHEIMANI S O R. A survey of control issues in nanopositioning [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(5): 802 – 823.
- [2] BAI Chunli. The state of the art and thinking of nanotechnology in China [J]. *Physics*, 2002, 31(2): 65 – 70.
(白春礼. 中国纳米科技研究的现状及思考 [J]. *物理*, 2002, 31(2): 65 – 70.)
- [3] TAO G, KOLOTOVIC P V. Adaptive control of plants with unknown hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(2): 200 – 212.
- [4] PING G, JOUANEH M. Tracking control of a piezoceramic actuator [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 1996, 4(3): 209 – 216.
- [5] GU G Y, YANG M J, ZHU L M. Real-time inverse hysteresis compensation of piezoelectric actuators with a modified Prandtl-Ishlinskii model [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2012, 83(6): 0651061 – 0651068.
- [6] RAKOTONDRABE M, CLÉVY C, LUTZ P. Complete open loop control of hysteretic, creeped, and oscillating piezoelectric cantilevers [J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2010, 7(3): 440 – 450.
- [7] JANAIDEH M A, PAVEL K. Inverse rate-dependent prandtl-ishlinskii model for feedforward compensation of hysteresis in a piezomicropositioning actuator [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2013, 18(5): 1498 – 1507.
- [8] RU C H, CHEN L G, SHAO B, et al. A hysteresis compensation method of piezoelectric actuator: model, identification and control [J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(9): 1107 – 1114.
- [9] LIU L, TAN K K, CHEN S L, et al. SVD-based preisach hysteresis identification and composite control of piezo actuators [J]. *ISA Transactions*, 2012, 51(3): 430 – 438.
- [10] LIN C J, LIN P T. Particle swarm optimization based feedforward controller for a XY PZT positioning stage [J]. *Mechatronics*, 2012, 22(5): 614 – 628.
- [11] QIN Y D, SHIRINZADEH B J, TIAN Y L, et al. Design issues in a decoupled XY stage: static and dynamics modeling, hysteresis compensation, and tracking control [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2013, 194(1): 95 – 105.
- [12] PENG J Y, CHEN X B. A survey of modeling and control of piezoelectric actuators [J]. *Modern Mechanical Engineering*, 2013, 3(1): 1 – 20.
- [13] JAIN S, GARG M, SWARUP A. Design and simulation of robust controller for flexure stage based piezo-actuated nanopositioning device [J]. *International Journal of Control and Automation*, 2013, 6(2): 17 – 28.
- [14] NECIPOGLU S, CEBECI S A, BASDOGAN C, et al. Repetitive control of an XYZ piezo-stage for faster nano-scanning: numerical simulations and experiments [J]. *Mechanics*, 2011, 21(6): 1098 – 1107.
- [15] XU Q S, LI Y M. Model predictive discrete-time sliding mode control of a nanopositioning piezostage without modeling hysteresis [J].

- IEEE Transactions on Control System Technology*, 2012, 20(4): 983 – 994.
- [16] ZHANG Lijun, YANG Lixin, GUO Lidong, et al. Adaptive output feedback control for piezoactuator-driven stage [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(9): 1550 – 1556.
(张利军, 杨立新, 郭立东, 等. 压电陶瓷驱动平台自适应输出反馈控制 [J]. *自动化学报*, 2012, 38(9): 1550 – 1556.)
- [17] WANG Wei, LIU Xiangdong. Design of third-order sliding-mode tracking controller for piezoelectric hysteretic systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(3): 456 – 461.
(王伟, 刘向东. 压电迟滞系统的3阶滑模跟踪控制器设计 [J]. *控制理论与应用*, 2008, 25(3): 456 – 461.)
- [18] ZHAO Xinlong, WANG Jiali. Backstepping control with error transformation for Bouc-Wen hysteresis nonlinear system [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(8): 1094 – 1098.
(赵新龙, 汪佳丽. 结合误差变换的Bouc-Wen迟滞非线性系统反步控制器设计 [J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(8): 1094 – 1098.)
- [19] GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1498 – 1510.
(高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(12): 1498 – 1510.)
- [20] HUANG Yi, ZHANG Wenge. Development of active disturbance rejection controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(4): 485 – 492.
(黄一, 张文革. 自抗头控制器的发展 [J]. *控制理论与应用*, 2002, 19(4): 485 – 492.)
- [21] HUANG Yi, XUE Wenchao. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis [J]. *Journal of System Science and Mathematical Science*, 2011, 31(9): 1111 – 1129.
(黄一, 薛文超. 自抗扰控制纵横谈 [J]. *系统科学与数学*, 2011, 31(9): 1111 – 1129.)
- [22] HUANG Yi, XUE Wenchao. Active disturbance rejection control: methodology, applications and theoretical analysis [J]. *Journal of System Science and Mathematical Science*, 2012, 32(10): 1287 – 1307.
(黄一, 薛文超. 自抗扰控制: 思想、应用及理论分析 [J]. *系统科学与数学*, 2012, 32(10): 1287 – 1307.)
- [23] LI S Q, LI J, MO Y P. Piezoelectric multimode vibration control for stiffened plate using ADRC-based acceleration compensation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(12): 6892 – 6902.
- [24] LI S Q, LI J, MO Y P, et al. Composite multi-modal vibration control for stiffened plate using non-collocated acceleration sensor and piezoelectric actuator [J]. *Smart Materials & Structures*, 2014, 23(1): 0150061 – 01500613.
- [25] TANG H, LI Y M. Development and active disturbance rejection control of a compliant micro-/nanopositioning piezostage with dual mode [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(3): 1475 – 1492.
- [26] FAYCAL I, JOSE R. *Systems with Hysteresis: Analysis, Identification and Control Using the Bouc-Wen Model* [M]. England: John Wiley Press, 2007.
- [27] GAO ZQ. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design [C] // *Proceedings of the 2006 American Control Conference*. Minneapolis: IEEE, 2006: 2399 – 2405.
- [28] GAO ZQ. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // *Proceedings of the 2003 American Control Conference*. Denver: IEEE, 2003: 4989 – 4996.

作者简介:

魏伟 (1984–), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 目前研究方向为抗干扰控制及应用、精密定位系统的控制等, E-mail: weiweizdh@126.com;

李东海 (1963–), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 目前研究方向为自抗扰控制及应用、复杂热力系统控制等, E-mail: lidongh@mail.tsinghua.edu.cn;

左敏 (1973–), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 目前研究方向为智能控制, E-mail: zuomin1234@163.com;

刘载文 (1954–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为智能检测与优化控制, E-mail: liuzw@th.btbu.edu.cn.