

文章编号 1004-924X(2011)06-1281-10

压电陶瓷执行器迟滞的滑模逆补偿控制

赖志林^{1*}, 刘向东¹, 耿洁¹, 李黎²

(1. 北京理工大学自动化学院, 北京 100081; 2. 航天东方红卫星有限公司, 北京 100080)

摘要: 为了降低迟滞特性对压电陶瓷执行器的影响, 研究了基于 Preisach 逆补偿的滑模控制策略。首先, 利用分类排序方法在控制平台上实现了迟滞的 Preisach 逆模型; 然后, 将其串联到压电陶瓷执行器前用于抵消迟滞非线性。考虑到迟滞逆补偿的非完全抵消、模型参数的不确定性以及扰动等问题, 设计了一种分段边界层滑模控制律。最后, 为了验证所设计的控制策略的有效性, 设计并实现了逆补偿+PI 控制器。实验结果表明, 逆补偿+滑模控制提高了基于压电陶瓷执行器驱动的纳米定位系统的跟踪精度, 其跟踪正弦输入的平均绝对误差为 $0.0206 \mu\text{m}$ 。与逆补偿+PI 控制策略相比, 逆补偿+滑模控制对不同的输入信号有很好的适应性, 保证了纳米定位平台的定位精度。

关键词: 压电陶瓷执行器; 迟滞非线性; Preisach 模型; 滑模控制; 逆补偿

中图分类号: TP273.1; TN384 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20111906.1281

Sliding mode control of hysteresis of piezoceramic actuator based on inverse Preisach compensation

LAI Zhi-lin^{1*}, LIU Xiang-dong¹, GENG Jie¹, LI Li²

(1. School of Automatic, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. Aerospace Dongfanghong Satellite Co., Ltd., Beijing 100080, China)

* Corresponding author, E-mail: lai@bit.edu.cn

Abstract: In order to reduce the nonlinear hysteresis of piezoceramic actuators, a sliding mode control scheme based on Preisach inverse compensation was proposed in this paper. Firstly, an inverse Preisach model of the hysteresis was built by using the sorting & taxis realization method. Then the inverse model was connected in series with the hysteresis of the system to reduce the impact of the nonlinear hysteresis. In consideration of that the hysteresis can't be entirely offsetted by the inverse model and there are also many uncertainties in the system, a sliding mode controller with a sub-boundary layer was designed. Finally, to verify the feasibility of the sliding mode controller, a PI controller was presented to compare with the proposed scheme. The experiment results show that the control scheme improves the tracking accuracy of the system, and the average absolute error is $0.0206 \mu\text{m}$ when tracking is on sinusoidal input. Compared with the PI controller based on the inverse Preisach model, the proposed control scheme has a better adaptability and can offer a good tracking accuracy.

Key words: piezoceramic actuator; hysteresis nonlinearity; Preisach model; sliding mode control; inverse compensation

收稿日期: 2010-07-05; 修订日期: 2010-09-29.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 10872030); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目 (No. 20091101110025)

1 引言

压电陶瓷有精度高、响应快等诸多优点,已经被广泛应用于纳米定位技术中^[1-3],但是迟滞非线性效应给压电陶瓷精确定位带来了极大困难。为此,许多学者提出了很多迟滞补偿的控制方法,其主要可以分为以下两种:逆补偿和闭环控制。逆补偿控制方法是指对迟滞特性建立逆模型对迟滞系统进行解耦,以降低设计控制器的难度。迟滞模型一般分为两种:一种是基于机理的物理模型,如 Maxwell 模型^[4],Jiles-Atherton 模型^[5],Duhem 模型^[6]等;另一种是基于现象的数学模型,或称唯象数学模型,如 Preisach 模型^[7-9],Prandtl-Ishlinskii 模型^[10]等等。这种逆补偿方法由 Tao^[11]等研究者提出。Kuhnen^[12]用 PI 模型对压电陶瓷迟滞特性进行描述并用于补偿压电陶瓷执行器的迟滞。Ge 和 Jouaneh^[13]用数值方法实现基于 Preisach 模型的前馈控制,利用 PID 控制器进行反馈控制,较好地抑制了迟滞特性对系统的影响,提高了控制精度。但是前馈控制对闭环主回路的非线性改善有限,扰动抑制和鲁棒性不足。Shen^[14]通过改进的 PI 模型建立迟滞的逆模型,并且设计了带有滑模扰动观测器的滑模变结构控制器串联在迟滞系统之前,其控制效果在实验平台上得到了验证。闭环控制无需建立迟滞非线性逆模型进行补偿,而是在控制器的设计过程中直接考虑迟滞非线性对系统性能的影响,例如:Tang 和 Wang^[15]将压电陶瓷执行器的非线性特性视为不确定性或者扰动,推导出基于滑模变结构理论的鲁棒控制。Su 依据 Duhem 迟滞模型的性质,设计了一种鲁棒自适应控制器补偿迟滞特性^[16]。直接控制方法增加了闭环控制律对扰动进行抑制的负担,而且非线性控制方法设计复杂,实现较为困难。

针对压电陶瓷执行器的迟滞非线性问题,本文提出了基于 Preisach 逆补偿的分段边界层滑模控制策略。首先给出了 Preisach 逆模型的存在性,然后利用考虑擦除特性的分类排序方法实现了 Preisach 逆模型,通过 Preisach 逆模型对压电陶瓷执行器的迟滞进行串联补偿。接着,由滑

模控制器对未能完全补偿的迟滞非线性和系统扰动进行抑制。在滑模控制中为了达到更好的控制效果应用了分段边界层法。实验结果表明,这种控制策略提高了压电陶瓷执行器的控制精度,并且对不同的输入信号有很强的适应能力。

2 压电陶瓷执行器的表示方法

如图 1 所示,压电陶瓷执行器可以看成是由非线性部分 $\Gamma(t)$ 和线性部分 G 的串联组成^[14]。如果把非线性部分看成是系统的扰动,则压电陶瓷执行器的状态方程可表示如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bw + d(t) \\ y = cx + n(t) \end{cases}, \quad (1)$$

其中 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T^2} & -\frac{2\xi}{T} \end{bmatrix}$, $b = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K}{T^2} \end{bmatrix}^T$, $c = [1 \ 0]$, $x = [x_1 \ x_2]^T$, x_1 为压电陶瓷执行器输出的位移。 T 表示时间常数, ξ 表示阻尼比, K 表示系统增益。其中,非线性部分主要表现为迟滞现象。

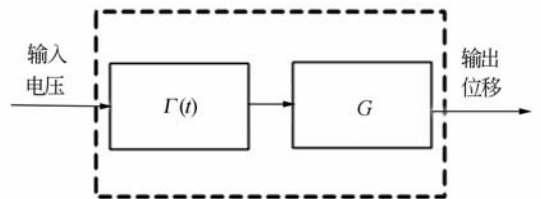


图 1 串联结构

Fig. 1 Series structure

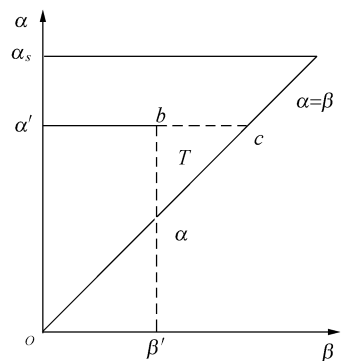


图 2 积分区域

Fig. 2 Integral region

3 迟滞的 Preisach 模型及其逆模型

3.1 迟滞的 Preisach 模型及其逆模型存在性

Preisach 模型^[17]是一种应用广泛的迟滞建模方法,经俄国数学家 Krasnoselskii 和 Pokrovskii 在数学意义上进行拓展之后,成为一种一般性的描述迟滞现象的模型。Preisach 模型其数学表达式如下^[10]:

$$f(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \bar{\gamma}_{\alpha\beta}[u(t)] d\alpha d\beta, \quad (2)$$

其中 $f(t)$ 是模型在 t 时刻的输出, $u(t)$ 是模型在 t 时刻的输入, $\mu(\alpha, \beta)$ 为 Preisach 权函数, $\bar{\gamma}_{\alpha\beta}$ 是基本迟滞算子, α 和 β 分别是其上升和下降的阈值。

逆模型的存在性是进行迟滞逆补偿首先要解决的问题。Brokate 和 Sprekels^[18-19]详细研究了 Preisach 模型的连续性、有界性等数学性质,并给出了 Preisach 逆模型的存在性定理。

在给出 Preisach 逆模型存在性定理前,首先给出 Everett 积分定义如下^[10]:

定义 1: Everett 积分

$$E = \iint_{\Delta(\alpha', \beta')} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta, \quad (3)$$

$$f(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{n-1} [F(\alpha_k, \beta_{k-1}) - F(\alpha_k, \beta_k)] + F(u(t), \beta_{n-1}) & \dot{u}(t) > 0 \\ \sum_{k=1}^{n-1} [F(\alpha_k, \beta_{k-1}) - F(\alpha_k, \beta_k)] + F(\alpha_n, \beta_{n-1}) - F(\alpha_n, u(t)) & \dot{u}(t) < 0 \end{cases}, \quad (5)$$

式中, $f(t)$ 为输出位移, $F(\alpha, \beta) = f_\alpha - f_\beta$ (f_α 表示当输入电压 $u(t) = \alpha$ 时此极限上升支线对应的输出值。 f_β 表示在电压从 $u(t) = \alpha$ 下降到 $u(t) = \beta$ 时在一阶回转曲线上的输出值。)

式(5)是 Preisach 模型的数学实现方法的规则性说明,在上升过程中的电压极值是单调递增序列

$$\Gamma[u(t)] = \begin{cases} f(t-1) + F[u(t), u(t-1)] & \dot{u}(t) \geq 0, u(t) \leq \alpha_{\min} \\ \mathbf{V}_f(\mathbf{k}_{i+2}^\alpha - 1) + F[u(t), \mathbf{V}_u \mathbf{k}_{i+2}^\alpha - 1] & \dot{u}(t) > 0, \alpha_{\min} < u(t) < \alpha_i \\ f(t-1) - F[u(t-1), u(t)] & \dot{u}(t) \leq 0, u(t) \geq \beta_{\max} \\ \mathbf{V}_f(\mathbf{k}_{j+2}^\beta - 1) + F[\mathbf{V}_u \mathbf{k}_{j+2}^\beta - 1, u(t)] & \dot{u}(t) < 0, \beta_j < u(t) < \beta_{\max} \end{cases}, \quad (6)$$

式中 $\alpha_{\min}, \beta_{\max}$ 分别为 t 时刻上升电压序列最小值和下降电压序列最大值。定义边界矩阵 $\mathbf{v}_{2 \times q} \in$

式中 $\alpha' \geq \beta', \mu(\alpha, \beta) \geq 0$ 。 $\Delta(\alpha', \beta')$ 表示如图 2 所示的 Δabc 所围成的区域 T 。

定理 1: (Preisach 逆模型存在性)^[18-19]:

若 Preisach 权函数 $\mu(\alpha, \beta) \geq 0$ 是非负的, 则 Preisach 逆模型存在当且仅当所有 Everett 积分是正数值。

对于压电陶瓷执行器, 其输入输出信号均为非负值, 从物理意义出发可以假设 Preisach 权函数 $\mu(\alpha, \beta) \geq 0, (\alpha, \beta) \in P^+$ 。

由定义 1 可得积分 $E > 0$ 。根据定理 1, 描述压电陶瓷执行器迟滞系统的 Preisach 模型存在逆模型。

因此, 定义 Preisach 迟滞模型为 $\Gamma[f(t)]$, 逆模型为 $\Gamma^{-1}[f(t)]$, 它们满足:

$$\Gamma^{-1}[\Gamma[f(t)]] \times \Gamma[f(t)] = 1. \quad (4)$$

3.2 Preisach 逆模型分类排序实现

Mayergoyz^[17]给出 Preisach 模型的经典非参数化辨识方法, 称为 Mayergoyz 法。利用实验数据进行插值计算, 预测输出值, 实现 Preisach 模型, 而无需进行微分运算。其离散计算式如下:

或下降过程中电压极值是单调递增序列时直接利用该公式是可行的, 但若输入电压序列不是单调变化时, 由于迟滞存在擦除特性, 该公式不能完全体现。对此文献[20-21]提出了 Preisach 模型分类排序实现方法, 使得输入电压在非单调时也可以对输出进行比较精确的预测。具体实现公式如下:

$R^2, \mathbf{v}_{1k} = \mathbf{V}_u(\mathbf{k}), \mathbf{v}_{2k} = \mathbf{V}_f(\mathbf{k}), \mathbf{k} = 1, 2, \dots, q$, 用来存储对当前输出值产生影响的全部历史极值, 当某

个历史极值被超越而失去对位移输出的影响作用时将会立即被擦除; $\mathbf{V}_u(\mathbf{k})$ 指边界序列中第 k 个边界极值, $\mathbf{V}_f(\mathbf{k})$ 指其对应的位移输出值, k_i^α, k_j^β 分别指输入极值 α_i, β_j 在边界序列中的排列序号。

由前文可知压电陶瓷执行器迟滞系统的 Preisach 模型存在逆模型。对于公式(6)只要函数 $F(\alpha, \beta)$ 可逆就可以求出公式(6)的逆实现公式。依照函数可逆性判定定理可以判断 $F(\alpha, \beta)$ 的可逆性。

定理 2(函数可逆性)^[22-23]:

设离散单输入单输出非线性系统:

$$y(k+1) = f_{NS}[y(k), \dots, y(k-n+1); u(k-1), \dots, u(k-m+1)], \quad (7)$$

其中, $m \leq n, y(k) \in R, u(k) \in R$ 分别为系统的输

$$u(t) = \begin{cases} F_\alpha^{-1}[f(t) - f(t-1), u(t-1)] & \dot{f}(t) \geq 0, f(t) \leq f_{\min}^\alpha \\ F_\alpha^{-1}[f(t) - \mathbf{V}_f(\mathbf{K}_{i+2}^\alpha - 1), \mathbf{V}_u(\mathbf{K}_{i+2}^\alpha - 1)] & \dot{f}(t) > 0, f_{\min}^\alpha < f(t) < f_i^\alpha \\ F_\beta^{-1}[u(t-1), f(t-1) - f(t)] & \dot{f}(t) \leq 0, f(t) \geq f_{\max}^\beta \\ F_\beta^{-1}[\mathbf{V}_u(\mathbf{K}_{j+2}^\beta - 1), \mathbf{V}_f(\mathbf{K}_{j+2}^\beta - 1) - f(t)] & \dot{f}(t) < 0, f_j^\beta < f(t) < f_{\max}^\beta \end{cases}, \quad (8)$$

其中 $f_{\min}^\alpha = \min\{f_i^\alpha\}, f_{\max}^\beta = \max\{f_j^\beta\}, (i = 2, 3, \dots, n; j = 1, 2, \dots, m), (f_i^\alpha, f_j^\beta) \in R \circ K_{i+2}^\alpha$ 。表示未被擦除的上升位移极值 f_i^α 在 \mathbf{v}_{2q} (与公式 6 中定义同)中的列坐标, K_{j+2}^β 表示未被擦除的下降位移极值 f_j^β 在边界矩阵 \mathbf{v}_{2q} 中的列坐标。

迟滞 Preisach 逆模型的实现程序流程图如图 3 所示。擦除特性通过建立位移矩阵和电压矩阵的排序来体现。而 $F_\alpha^{-1}(f(t), \beta)$ 通过反查矩阵

出和输入。如果非线性函数 $f_{NS}[y(k), \dots, y(k-n+1); u(k-1), \dots, u(k-m+1)]$ 是随 $u(k)$ 单调变化的, 那么系统是可逆的。

由于 $F(\alpha, \beta) = f_\alpha - f_{\beta q}$, 当 $\alpha_1 > \alpha_2$ 时, $F(\alpha_1, \beta) > F(\alpha_2, \beta)$, 因此, $F(\alpha, \beta)$ 关于 α 为单调函数, 由定理 2 可知, 此时 $F(\alpha, \beta)$ 关于 α 存在逆函数 $F_\alpha^{-1}(f(t), \beta)$; 同理, 当 α 值固定时, 此函数关于 β 存在逆函数。

对公式(6)中的第一种情况 $\alpha_{\min} < u(t) < \alpha_i$ 求逆函数得到 Preisach 逆模型分类排序数学实现公式: $u(t) = F_\alpha^{-1}[f(t) - f(t-1), u(t-1)]$ 。同理可得其他情况下的数学实现公式如下:

$\mathbf{F}_{ab}[\mathbf{R}_\alpha, \mathbf{C}_\beta]$ (此矩阵在实验部分介绍)来实现。

4 基于 Preisach 逆补偿的滑模控制器设计^[24]

从图 4 可以看到, 如果在压电陶瓷执行器前串联一个迟滞环节的逆模型 $\Gamma^{-1}(t)$ 来抵消压电陶瓷执行器的迟滞非线性, 此时可以等效地把压电陶瓷执行器看成一个线性对象 G 。图中 $f_r(t)$ 为系统期望输入, $f_p(t)$ 为实际输出。

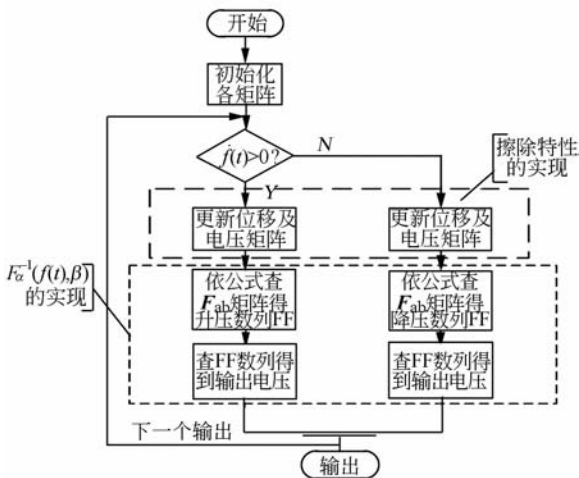


图 3 迟滞 Preisach 逆模型的实现程序流程图

Fig. 3 Flow chart of achieving inverse Preisach model of hysteresis

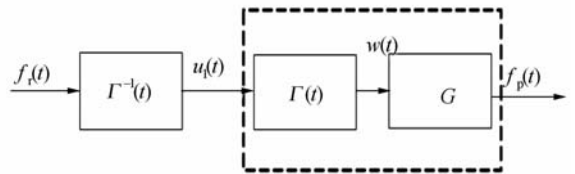


图 4 压电陶瓷执行器迟滞的 Preisach 逆补偿

Fig. 4 Hysteresis compensation control based on inverse Preisach model

在压电陶瓷执行器的逆补偿策略中存在两个问题:(1)实现迟滞非线性的完全抵消是比较困难

的;(2)压电陶瓷执行器的模型不确定性和外部干扰。为此,本文提出了一种基于 Preisach 逆补偿的控制思路,通过逆补偿抵消迟滞非线性,并且设计滑模控制抑制不确定性、外部扰动和未抵消的迟滞非线性。

如图 5 所示,如果不考虑干扰及模型不确定性等影响,逆补偿后的系统方程(1)中的输入及扰动: $w(t) = u_c(t), d(t) = 0, n(t) = 0$ 。

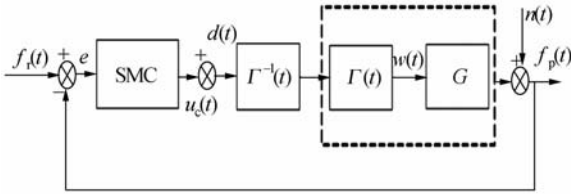


图 5 压电陶瓷执行器的滑模逆补偿控制

Fig. 5 SMC of piezoceramic actuator based on inverse model

定义位移误差:

$$e(t) = y - f_r(t), \tag{9}$$

定义滑模面函数 S:

$$S = \dot{e} + me, \tag{10}$$

其中, $m > 0$ 是常数。

当系统的最终状态在滑模面上滑动时有:

$$\dot{S} = \ddot{e} + m\dot{e} = 0, \tag{11}$$

式(1)与式(11)两方程联解得到等效控制量为:

$$u_{eq} = \frac{T^2}{K} [m \quad 1] \left(\begin{bmatrix} \dot{f}_r \\ \ddot{f}_r \end{bmatrix} - A \left(\begin{bmatrix} f_r \\ \dot{f}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \right) \right), \tag{12}$$

则滑模控制器输出控制量为:

$$u_c = u_{eq} - u_{sw} = \frac{T^2}{K} [m \quad 1] \left(\begin{bmatrix} \dot{f}_r \\ \ddot{f}_r \end{bmatrix} - A \left(\begin{bmatrix} f_r \\ \dot{f}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \right) \right) - \eta \text{sgn}(S), \tag{13}$$

其中, $u_{sw} = \eta \text{sgn}(S), \eta > 0$, 为切换控制量增益。

由于,切换控制量需要保证系统的稳定,因此,这里采用 Lyapunov 第二稳定判定定理来求取切换控制分量 u_{sw} 。定义 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} S^2, \tag{14}$$

式(14)两边对时间求导可得:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S(\ddot{e} + m\dot{e}) =$$

$$S \left(\frac{K}{T^2} u - [m \quad 1] \left(\begin{bmatrix} \dot{f}_r \\ \ddot{f}_r \end{bmatrix} - A \left(\begin{bmatrix} f_r \\ \dot{f}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \right) \right) \right), \tag{15}$$

考虑干扰及模型不确定性等影响,如图 4 所示, $w(t) = \Gamma(u_1(t)), u_1(t) = \Gamma^{-1}(f_r(t)), d(t)$ 为扰动。因为迟滞逆模型 $\Gamma^{-1}(f_r(t))$ 的不精确性,不能实现迟滞的完全抵消,则 $w(t) = (1 + \Delta\Gamma) f_r(t)$ 。

所以,在如图 5 所示的滑模控制系统中,控制对象 G 的输入:

$$w(t) = u_c(t)(1 + \Delta\Gamma) + d(t) = u_c(t) + \Delta N(t), \tag{16}$$

假设 $\Delta\Gamma(t), d(t)$ 都是有界的,则 $\Delta N(t)$ 为这些因数对系统影响之和也是有界的。由式(1)、(13)、(15)可得

$$\dot{V} = \frac{SK}{T^2} [\Delta N(t) - \eta \text{sgn}(S)], \tag{17}$$

其中 $K > 0, T^2 > 0$, 如果满足条件 $\eta > \max |\Delta N(t)|$, 由式(17)可以得出 $\dot{V} < 0$ 。所以当时间 $t \rightarrow \infty$ 时, $S = 0, e = 0, \dot{e} = 0$, 所以所设计的控制律能使系统全局稳定。

在采用符号函数来实现切换控制时,在平衡点附近会产生较大的抖振,这是滑模控制所不可避免的。不过可以采用饱和函数来代替符号函数从而降低抖振,这种方法又叫边界层法。但是,边界层法同时也降低了滑模补偿器的精度和抗扰性,一般情况下,无法使系统状态收敛到平衡点。当然,通过合理选择切换控制增益和饱和函数斜率可以将保证系统状态收敛到一个足够小的领域内,这样也是能够满足系统控制要求的。

将切换控制改写成边界层控制时,切换控制输出量为:

$$u_{sw} = \eta \cdot \text{sat} \left(\frac{S}{\sigma} \right), \tag{18}$$

式中 $\sigma > 0$ 为边界层的厚度。饱和函数的表达式为:

$$\text{sat} \left(\frac{S}{\sigma} \right) = \begin{cases} 1 & S > \sigma \\ \frac{S}{\sigma} & -\sigma \leq S \leq \sigma \\ -1 & S < -\sigma \end{cases}, \tag{19}$$

当 $\sigma \rightarrow 0$ 时,饱和函数就等于了符号函数。在用饱和函数代替后,再分析其稳定性如下:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{SK}{T^2} \left[\Delta N(t) - \eta \cdot \text{sat} \left(\frac{S}{\sigma} \right) \right] \leq \\ &= \frac{K}{T^2} \left[S \cdot \max |\Delta N(t)| - S \cdot \eta \cdot \text{sat} \left(\frac{S}{\sigma} \right) \right] = \\ &= \begin{cases} -|S| [\eta - \max |\Delta N(t)|] \frac{K}{T^2} & |S| > \sigma \\ -|S| \left[\frac{\eta}{\sigma} |S| - \max |\Delta N(t)| \right] \frac{K}{T^2} & |S| \leq \sigma \end{cases}, \end{aligned} \quad (20)$$

当 $|S| > \sigma$ 时,保证 $\eta > \max |\Delta N(t)|$ 即可保证 Lyapunov 函数的导数为负定的,从而满足稳定条件。当 $|S| \leq \sigma$ 时,只要保证 $|S| \geq \frac{\sigma \cdot \max |\Delta N(t)|}{\eta} = \sigma_1$, 并且 $\eta > \max |\Delta N(t)|$ (此条件用于保证 $\sigma \geq \frac{\sigma \max |\Delta N(t)|}{\eta} = \sigma_1$, 否则,该区间为空)成立,同样可以满足 Lyapunov 函数的导数为负定的稳定条件。所以,在 $|S| \geq \sigma_1$ 的区间内,系统的状态总是收敛的。对于 $|S| < \sigma_1$ 情况,平衡点的收敛性是不能直接确定的。但是从理论上讲,通过选择足够大的 η 和足够小的 σ 就可以保证滑模函数足够小直到满足控制指标要求,因此,严格地说,此时滑模函数不具备滑模控制原有的有限时间收敛性,它只是收敛到一个足够小的邻域内的。这也是采用边界层法的准滑模控制会丧失部分控制精度的原因所在。

为了提高系统的整体性能,边界层 σ 依系统的运行状态分段取值。当系统启动时,为了尽快进入滑模面, σ 必须取足够大;到达滑模面稳定运行时,为了使系统平滑, σ 尽量取小值。

5 压电陶瓷执行器滑模+逆控制实验研究

5 压电陶瓷执行器滑模+逆控制实验研究

为了验证本文方法的有效性,开展了压电陶瓷执行器滑模+逆控制实验研究。在实验中,用到实验装置如图 6 所示,控制器用 TI 公司 TMS320LF2407 作控制器件,数模及模数转换分别是 16 位的 AD669 及 AD976,控制器通过串口把采集到的数据传给上位机。压电陶瓷执行器平

台是 MPT-1JRL/I002,此平台内部安装电阻应变片位移传感器。压电陶瓷执行器的耐压为 $-30 \sim 150$ V,输出位移为 $0 \sim 15.02 \mu\text{m}$ 。驱动电源为 HPV 系列压电陶瓷驱动电源。



图 6 压电陶瓷实验平台

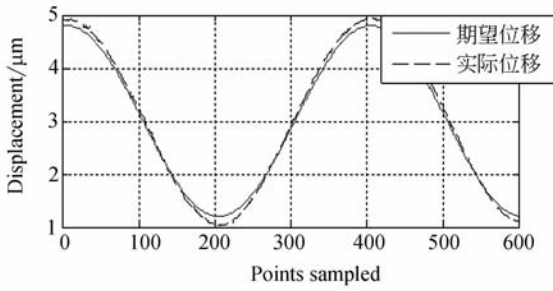
Fig. 6 Experimental equipment

5.1 开环逆控制实验

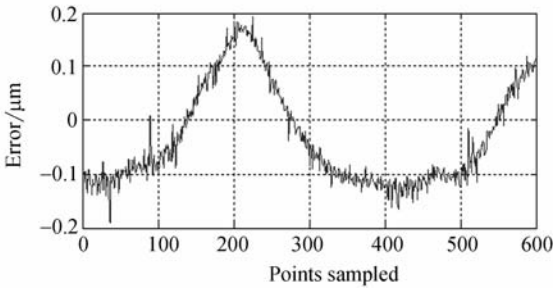
根据 Preisach 逆模型分类排序数学实现公式可知,为了得到逆模型,必须实现 $F_a^{-1}(f(t), \beta)$ 函数。为了实现此函数,首先要计算 $F_a^{-1}(f(t), \beta)$ 函数的数值矩阵 $F_{ab}[R_a, C_\beta]$: 电压输入取值为 $0 \sim 100$ V,步长为 5 V,根据定义 $F(\alpha, \beta) = f_a - f_{a\beta}$,实验得到电压输入 $u(t) = \alpha$ 下降到 $u(t) = \beta$ 时压电陶瓷执行器的位移数值。矩阵 $F_{ab}[R_a, C_\beta]$ 是指横列的电压值 α 下降到竖列的电压值 β 时位移的变化量 $F(\alpha, \beta)$ 。所以通过对矩阵 $F_{ab}[R_a, C_\beta]$ 插值即可实现 $F(\alpha, \beta)$ 函数,通过反插值即可实现 $F_a^{-1}(f(t), \beta)$ 函数。

在实验过程中,为了提高矩阵 $F_{ab}[R_a, C_\beta]$ 的精确性,可对每一个采样值重复采样取平均值,并且在一定范围内减小此矩阵采样的电压步长。

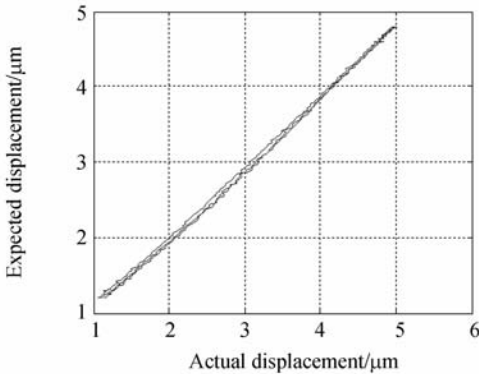
按照压电陶瓷执行器迟滞 Preisach 逆模型的实现方法建立 $\Gamma^{-1}(f_r(t))$ 后,输入 1 Hz 正弦曲线,且其控制周期为 2.5 ms。跟踪效果如图 7(a) 所示。图 7(b) 是跟踪的误差曲线,图 7(c) 是补偿后输入与输出拟合的迟滞现象。其最大绝对误差为 $0.199 0 \mu\text{m}$,平均绝对值误差为 $0.133 1 \mu\text{m}$ 。实验结果也表明:迟滞特性非常复杂,在实际实验中无法建立精确的模型,不可能完全抵消所有的迟滞非线性。



(a) 正弦跟踪
(a) Tracking sinusoidal input



(b) 跟踪误差
(b) Tracking error



(c) 控制效果拟合图
(c) Fitting Chart

图 7 开环逆控制

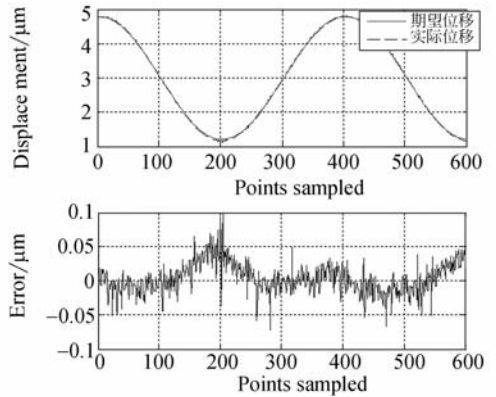
Fig. 7 Open-loop inverse control

5.2 滑模逆控制实验

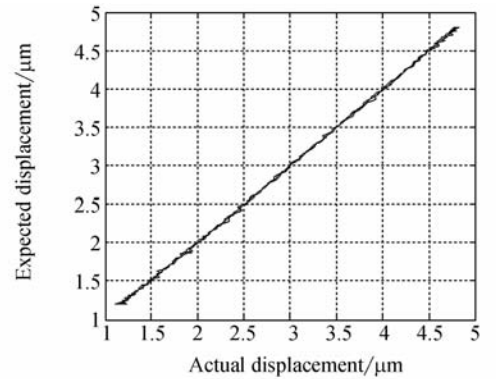
压电陶瓷执行器的状态方程系统参数通过实验数据可以确定为: $K=1$, $T=2.329 \times 10^{-4}$, $\xi=0.6813$ 。由此,在开环迟滞逆控制实现的基础上可以根据前文所设计的滑模控制实现滑模闭环控制。

图 8(a)为滑模控制跟踪的正弦及误差情况,(b)为补偿后输入与输出的迟滞现象。其跟踪的

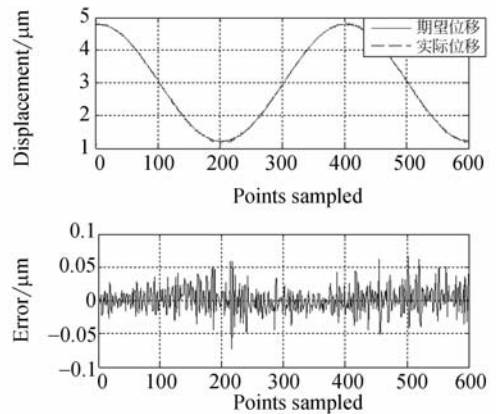
最大绝对误差为 $0.095 \mu\text{m}$,平均绝对值误差为 $0.0256 \mu\text{m}$ 。为了体现控制效果,实验还设计了 PI+逆控制进行迟滞逆补偿。如图 8(c)及(d)所示。其最大绝对误差及平均绝对值误差分别为: $0.075 \mu\text{m}$, $0.0206 \mu\text{m}$ 。对于正弦输入,两种控制效果相差不多。



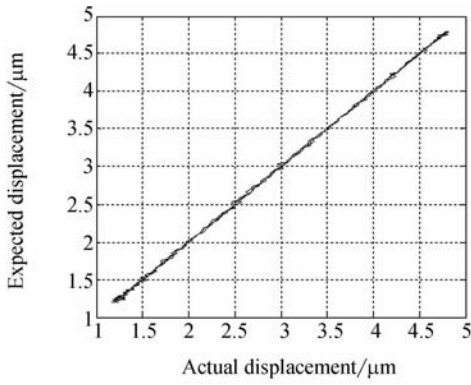
(a) 滑模逆控制跟踪情况及误差
(a) Sinusoidal tracking and error of inverse+SMC



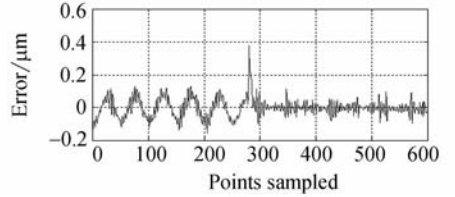
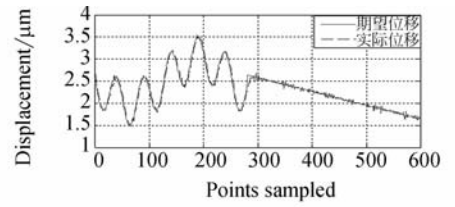
(b) 滑模逆控制拟合曲线
(b) Fitting chart of inverse+SMC



(c) PI 逆控制跟踪情况及误差
(c) Sinusoidal tracking and error of inverse+PI control



(d) PI 逆控制拟合曲线
(d) Fitting chart of inverse+PI control

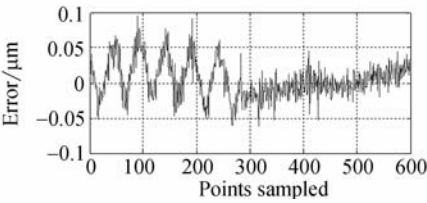
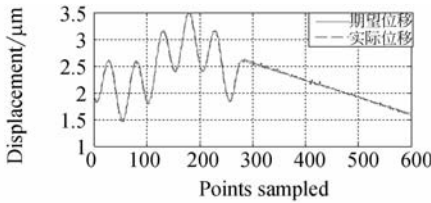


(c) PI 逆控制跟踪情况及误差
(c) Mixed signal tracking and error of inverse+PI control

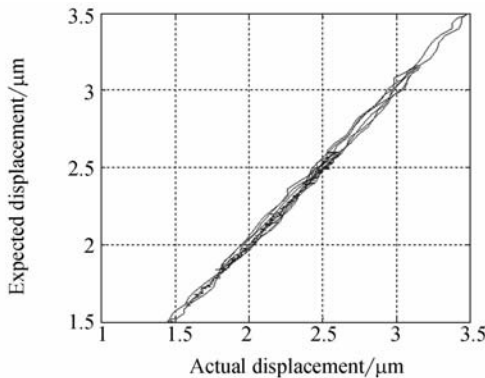
图 8 正弦信号输入

Fig. 8 Sinusoidal input

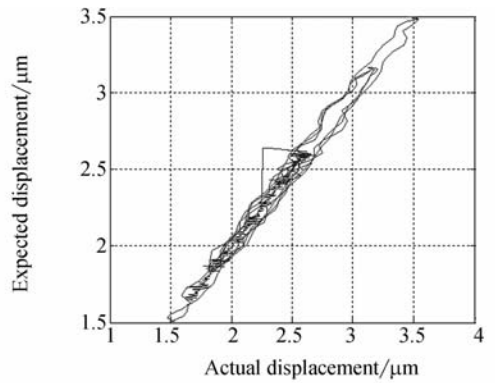
在参数不变的情况下,实验设计了一组混合输入信号。如图 9 所示,由于滑模对外界干扰及



(a) 滑模逆控制跟踪情况及误差
(a) Mixed signal tracking and error of inverse+SMC



(b) 滑模逆控制拟合曲线
(b) Fitting chart of inverse+SMC



(d) PI 逆控制拟合曲线
(d) Fitting chart of inverse+PI control

图 9 混合信号输入

Fig. 9 Mixed signal inputs

系统参数不确定性等有着强鲁棒性,所以滑模逆控制的最大绝对误差及平均绝对误差分别为: $0.092 \mu\text{m}$, $0.0311 \mu\text{m}$,而 PI 逆控制分别为 $0.38 \mu\text{m}$, $0.0603 \mu\text{m}$ 。滑模逆控制在这里体现了相当明显的优势。与正弦输入比较,滑模控制在不同输入信号下跟踪性能相对稳定。

6 结 论

本文在实现 Preisach 逆模型补偿控制的基础上,针对迟滞非线性的非完全抵消和模型不确定性,设计了分段边界层滑模变结构控制器。实验结果表明:所设计的滑模逆补偿控制实现了迟滞非线性一定补偿,提高了控制精度。与 PI 控制相比,滑模控

制超调小,对外界噪声干扰和参数摄动更具鲁棒性,所以,对不同输入信号有更强的适应性。其中,对混合信号输入跟踪的最大绝对误差及平均绝对误差分

别为 $0.092 \mu\text{m}$ 和 $0.0311 \mu\text{m}$, 优于 PI 逆控制的 $0.38 \mu\text{m}$ 及 $0.0603 \mu\text{m}$, 提高了压电陶瓷执行器在实际应用中的跟踪精度。

参考文献:

- [1] VASILJEV P, MAZEIKA D, KULVIETIS G. Modelling and analysis of omni-directional piezoelectric actuator [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2007, 308: 867-878.
- [2] 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): 551-556.
ZHANG D, ZHANG CH J, WEI Q. Dynamic hysteresis model of piezopositioning stage [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(3): 551-556. (in Chinese)
- [3] 王生怀, 陈育荣, 王淑珍, 等. 三维精密位移系统的设计 [J]. *光学精密工程*, 2010, 18(1): 175-182.
WANG SH H, CHEN Y R, WANG SH ZH, et al.. Design of 3D precision displacement system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(1): 175-182. (in Chinese)
- [4] LEE S H, ROYSTON T J, FRIEDMAN G. Modeling and compensation of hysteresis in piezoceramic transducers for vibration control [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, 11(10): 781-790.
- [5] JILES D C, ATHERTON D L. Ferromagnetic hysteresis [J]. *IEEE Transactions Magnetics*, 1983, 19(5): 2183-2185.
- [6] HODGDON M L. Applications of a theory of ferromagnetic hysteresis [J]. *IEEE Transactions Magnetics*, 1988, 24(1): 218-222.
- [7] WANG X H, SUN T. Preisach modeling of hysteresis for fast tool servo system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(6): 1421-1425.
- [8] 王岳宇, 赵学增. 补偿压电陶瓷迟滞与蠕变的逆控制算法 [J]. *光学精密工程*, 2006, 14(6): 1032-1040.
WANG Y Y, ZHAO X Z. Inverse control algorithm to compensate the hysteresis and creep effect of piezoceramic [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(6): 1032-1040. (in Chinese)
- [9] SCHIFFER A, LVANYI A. Preisach distribution function approximation with wavelet interpolation technique [J]. *Physica B*, 2006, 372(1): 101-105.
- [10] BOBBIO S, MILANO G, SERPICO C, et al.. Models of magnetic hysteresis based on play and stop hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1997, 33(6): 4417-4426.
- [11] TAO G, KOKOTOVIC P V. *Adaptive Control of Systems with Actuator and Sensor Nonlinearities* [M]. New York: Wiley, 1996.
- [12] KUHNEN K, JANOCHA H. Adaptive inverse control of piezoelectric actuators with hysteresis operators [C]. *European Control Conference, Karlsruhe Germany*: 1999.
- [13] GE P, JOUANEH M. Tracking control of a piezoceramic actuator [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 1996, 4(3): 209-216.
- [14] SHEN J C, JYWE W Y, CHIANG H K, et al.. Precision tracking control of a piezoelectric-actuated system [J]. *Precision Engineering*, 2008, 32(2): 71-78.
- [15] TANG J, WANG KW. High authority and nonlinearity issues in active-passive hybrid piezoelectric networks for structural damping [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, 11(3): 581-591.
- [16] 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.
- [17] MAYERGOYZ I D. *Mathematical Model of Hysteresis* [M]. New York: Springer, 1991.
- [18] BROKATEAN M, SPREKELS J. *Hysteresis and Phase Transitions* [M]. Applied Mathematical Sciences. Springer Verlag, 1996.
- [19] BROKATE M. Some mathematical properties of the Preisach model for hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1989, 25(4): 2922-2924.
- [20] 李黎, 刘向东, 侯朝桢. 压电陶瓷执行器 Preisach 模型的分类排序实现 [J]. *压电与声光*, 2007, 29(5): 544-547.
LI L, LIU X D, HOU C ZH. The sorting & taxis realization of preisach model on piezoelectric ceramic actuator [J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2007, 29(5): 544-547. (in Chinese)
- [21] 耿洁, 刘向东, 陈振, 等. Preisach 迟滞逆模型的神经网络分类排序实现 [J]. *光学精密工程*, 2010, 18(4): 855-862.
GENG J, LIU X D, CHEN ZH, et al.. The sorting & taxis realization of preisach inverse hysteresis model using neural network [J]. *Opt. Precision*

Eng., 2010, 18(4):855-862.

- [22] 王永骥, 涂健. 神经网络控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
WANG Y J, TU J. *Neural Network Control* [M]. Beijing: Mechanical Industry Press. 1998. (in Chinese)
- [23] 卢志刚, 吴士昌, 于灵慧. 非线性自适应逆控制及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004.
LU ZH G, WU SH CH, YU L H. *Nonlinear A-*

daptive Inverse Control and Its Application [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2004. (in Chinese)

- [24] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1998.
GAO W B. *Variable Structure Control Theory and Design Method* [M]. Beijing: Science Press, 1998.

作者简介:



赖志林(1984—),男,江西赣州人,博士研究生,2006年于南昌大学获得工学学士学位,2009年于北京理工大学获得工学硕士学位,主要从事压电陶瓷微定位系统的建模与控制方面的研究。E-mail: lai@bit.edu.cn



耿洁(1986—),女,山东济南人,博士研究生,2008年于南昌大学获得工学学士学位,主要从事迟滞非线性系统的建模与控制方面的研究。E-mail: gengjie63@bit.edu.cn。



李黎(1982—),女,江苏东台人,博士,2008年于北京理工大学获博士学位,从事压电陶瓷微定位系统的建模与控制及航天器控制方面的研究。E-mail: pearli@bit.edu.cn

导师简介:



刘向东(1971—),男,湖北荆门人,教授,博士生导师,1992年6月于武汉工学院获工学学士学位,1995年、1998年于哈尔滨工业大学分别获工学硕士、工学博士学位,主要从事非线性动力学理论、迟滞非线性系统的建模与控制,航天器控制、高精度伺服控制等方面的研究。E-mail: xdliu@bit.edu.cn