

压电陶瓷执行器的非光滑三明治模型辨识与内模控制

谢扬球¹, 谭永红^{2†}

(1. 西安电子科技大学 电子工程学院, 陕西 西安 710071; 2. 上海师范大学 信息与机电工程学院, 上海 200234)

摘要: 压电陶瓷执行器中含有非光滑、多值映射、频率依赖的非线性迟滞特性, 然而在实际应用中, 压电器件的输入输出信号无法直接测量, 常规方法难以进行有效的辨识和控制. 本文采用三明治模型来精确描述实际对象, 并提出一种基于退化激励信号的两步辨识法解决三明治迟滞模型的辨识问题. 最后, 基于已辨识的三明治模型, 设计一个内模控制器, 解决压电陶瓷执行器的精密轨迹控制问题. 实验结果表明所提出的辨识和控制方案取得了令人满意的结果.

关键词: 三明治迟滞系统; 退化激励信号; 扩展输入空间法; 内模控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Identification and control of piezoceramic actuator using nonsmooth sandwich model

XIE Yang-qiu¹, TAN Yong-hong^{2†}

(1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an Shaanxi 710071, China;

2. College of Mechanical and Electronic Engineering, Shanghai Normal University, Shanghai 200234, China)

Abstract: As the hysteresis embedded in the piezoceramic actuator is a nonsmooth nonlinear and rate-dependent function with multivalued mapping, also the input and output of the hysteresis cannot be measured directly, it is very difficult to use the traditional schemes to identify and control such a system. In this paper, a piezoceramic actuator is described by a sandwich model and identified by a two-stage method based on the degeneration inputs. Then, according to the obtained sandwich model with hysteresis, an internal model control scheme is proposed. The experimental results are presented to illustrate the performance of the proposed identification and control scheme.

Key words: sandwich system with hysteresis; degenerated excitation signal; expanded input space method; internal model control

1 前言(Introduction)

压电陶瓷执行器(PEA)广泛应用于扫描隧道显微镜、天文射电望远镜、精密加工机床等精密运动系统, 具有运动精度高、响应速度快和输出驱动力大等优点^[1-3]. 利用压电陶瓷材料的逆压电效应, 在电压作用下, 压电陶瓷器件将产生一定的长度伸缩; 再根据杠杆原理, 采用柔性铰链装置将获得的微小伸缩量进一步放大, 从而得到所需要的微位移输出. 此外, 为了获得精确、可控的微位移轨迹运动, 直接施加在压电陶瓷器件上的电压信号往往比较大(几十到上千伏特), 而且在频率、纹波等方面都有很苛刻的要求. 因此, 由控制器产生的弱电控制信号必须经过滤波、调制和放大等处理, 图1描述了PEA的工作和信号转换过程.

一般地, 滤波放大电路和柔性铰链机构可以采用

线性模型来描述; 但压电陶瓷的逆压电效应则是一个非光滑非线性迟滞特性; 而且, 压电器件位于系统中间, 其输入信号(实际电压)和输出信号(长度伸缩)无法直接测量. PEA所含的迟滞特性不仅会降低控制精度, 还会产生相位移动和谐波失真, 甚至导致控制系统发散^[3-4]. 更严重的是, 迟滞不仅具有非光滑非线性特性, 还具有多值映射、次环、频率依赖等特性, 对迟滞本身进行辨识和控制就是一个很有挑战性的问题^[2]. 所以, 对含有迟滞的PEA进行辨识和控制一直是一个研究热点.



图1 压电陶瓷执行器的组成结构和 workflows 示意图

Fig. 1 The structure and workflow diagram of PEA

收稿日期: 2012-05-22; 收修改稿日期: 2013-01-10.

†通信作者. E-mail: tany@shnu.edu.cn.

基金项目: 上海市科学技术委员会研究资助项目(09220503000, 10JC1412200); 上海市自然科学基金资助项目(09ZR1423400); 国家自然科学基金资助项目(60971004, 61171088, 61203108); 上海市教委科技创新资助项目(11YZ92).

目前,描述迟滞特性的模型主要有Preisach模型^[2]、PI模型^[5]和基于“扩展输入空间”构建的神经网络模型^[6-7]等,这些方法只能将整个系统作为黑箱来进行描述,而忽略了系统内在的特性与关系.在精密定位系统中,有时需要比较清晰地了解系统内部的特性与关系,因此文献[8-9]分别采用Wiener和Hammerstein模型对PEA进行了辨识研究,而文献[10-12]则进一步从三明治模型的角度进行建模研究.控制方面,文献[13]基于一个简化的分段线性逆模型,设计一个自适应逆控制器;而文献[14]则将迟滞的非光滑非线性特性视为一种噪声扰动,设计了一个鲁棒控制器.以上方法对模型精度要求不高,但只适用于含有静态迟滞的系统控制.文献[1,9]以辨识的迟滞逆模型作为前馈控制器,提出前馈PID控制方案;而文献[10,15]则首先利用逆模型抵消迟滞特性,再设计一个鲁棒自适应控制器进一步抑制逆模型补偿误差.以上均为基于模型的控制方案,对模型精度有比较高的要求.

本文采用三明治模型来描述PEA,并提出一种基于退化激励信号的两步辨识法,解决非光滑三明治迟滞模型的辨识问题.最后,根据辨识的三明治模型,设计一个三明治内模控制器,实现对PEA的精确轨迹控制.辨识和控制结果表明了所提出辨识和控制方案的有效性.区别于文献[11-12],本文放宽了退化激励信号的设计条件,并系统总结和提出了非光滑三明治系统的两步辨识方案,更有利于推广应用于其他类型的非光滑三明治系统辨识;而且,本文还设计了一个基于非光滑三明治迟滞模型的内模控制器,实现了精确的轨迹控制.

2 三明治迟滞模型的描述和分析 (Description and analysis of sandwich system with hysteresis)

根据文献[4,16]对三明治系统的定义,三明治系统是非线性特性内嵌在两个线性动态环节之间的模型结构,如图2所示.

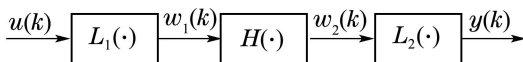


图2 三明治迟滞模型

Fig. 2 The sandwich system with hysteresis

图2中: $L_1(\cdot)$ 和 $L_2(\cdot)$ 表示线性动态环节, $H(\cdot)$ 表示非线性环节; $u(k)$, $y(k)$, $w_1(k)$ 和 $w_2(k)$ 分别表示三明治系统的输入、输出和两个中间信号.一般地,中间信号 $w_1(k)$ 和 $w_2(k)$ 是无法直接测量的或因测量的代价很大而在工程实际中往往不另设传感器对其进行测量,但这些信号具有实际的物理意义,反映了系统内部的变化规律.本文采用ARMAX模型来描述 $L_1(\cdot)$ 和 $L_2(\cdot)$,则三明治模型可表示为

$$w_1(k) = \sum_{j=1}^{n_{1b}} b_{1j} u(k - q_1 - j) - \sum_{i=1}^{n_{1a}} a_{1i} w_1(k - i), \quad (1)$$

$$w_2(k) = H[\cdot], \quad (2)$$

$$y(k) = \sum_{j=1}^{n_{2b}} b_{2j} w_2(k - q_2 - j) - \sum_{i=1}^{n_{2a}} a_{2i} y(k - i), \quad (3)$$

式中: n_{1a} 和 n_{1b} , a_{1i} 和 b_{1i} 分别为 $L_1(\cdot)$ 的阶数和系数; n_{2a} 和 n_{2b} , a_{2i} 和 b_{2i} 分别表示 $L_2(\cdot)$ 的阶数和系数, q_1 和 q_2 为纯延时;非线性环节由非线性函数 $H(\cdot)$ 描述.一般地,如果 $H(\cdot)$ 表示迟滞特性(如图3(a)所示),这样的三明治系统称为三明治迟滞系统.

对比图1,可用 $L_1(\cdot)$ 和 $L_2(\cdot)$ 来分别描述滤波放大电路和柔性铰链,而压电陶瓷则可以采用 $H(\cdot)$ 来描述.因此,图2中的信号 $u(k)$, $y(k)$, $w_1(k)$ 和 $w_2(k)$ 分别代表控制电压、输出位移、实际电压和长度伸缩.

3 描述压电执行器的含有迟滞三明治模型的辨识 (Identification of sandwich system with hysteresis for piezoelectric actuator)

对于压电执行器而言,其模型由如图2所示的3个子模型串联而成,中间非线性环节 $H(\cdot)$ 的输入输出信号不能直接测量.因此,辨识三明治模型一直是很有挑战性的辨识难题.文献[16-17]首先利用输入输出信号的相关函数分离线性和非线性特性;再利用矩阵分解进一步求出两端线性环节.但这种方法要求输入信号必须为高斯白噪声信号. M. Boutayeb^[18]等提出迭代辨识法,即:在单位化各子模型静态增益的基础上构建具有参数线性化结构的整体表达式,采用加权增广最小二乘法(WELS)迭代估计模型参数.文献[19-20]则从频域角度出发,分别辨识各个子模型的频域模型;而Bai^[21]和Alain^[22]等利用矩阵分解方法,通过分步辨识的方法依次估计各环节的模型参数.此外,还有学者采用遗传算法来辨识三明治模型^[23].上述辨识方法一般要求中间非线性环节是光滑的,并采用多项式来描述,只有文献[21]可以辨识只有一个参数的非光滑非线性特性.为了解决非光滑系统的辨识, F. Giri^[24]等以阶梯信号为输入,分别利用系统的动态和稳态响应信号,依次辨识线性和非线性环节,但此法只适用于Hammerstein间隙系统. Vörös^[25]和Dong^[26]等提出基于关键项分离原则的迭代辨识法,其核心是对非光滑非线性函数进行伪线性化处理,并利用关键项分离技术构建具有参数线性化结构的整体模型,最后利用广义递推辨识法(RGIA)估计模型参数.

相对于死区和间隙,迟滞还具有频率依赖和次环等复杂特性,无法简单的进行伪线性化处理.文献[11-12]分别设计了两个特殊的激励信号,提出一种两步辨识方法解决三明治迟滞系统的辨识问题.本节通过放宽“退化激励信号”的设计条件,将上述方法进行拓展和总结,系统提出一套完整的分步辨

识方案, 以解决三明治迟滞系统的辨识问题.

3.1 总体辨识方案(Identification scheme)

辨识三明治迟滞系统主要有两个困难: 中间信号不可测、非线性环节的非光滑不可导性. 其中, 前一个问题使得本文既无法单独辨识中间非线性环节, 也难以将其与系统的线性特性有效的区分开来, 使得传统辨识方法不再适用; 而后者使得基于微分和梯度的辨识和控制算法难以实施, 也难以用线性化等方法来进行简化. 针对这两个问题, 本文提出:

1) 非光滑非线性特性一般具有多个平衡点、吸引域和模态, 在不同激励下表现出来的特性是不同的; 而线性系统具有齐次性和叠加性, 满足持续激励条件的信号都可以充分激励线性环节. 因此, 如果能够找到一个满足持续激励条件的信号来局部激励系统, 使非线性特性处于单值映射区域内, 从而可以将系统两端的线性子模型首先辨识出来.

2) 根据先辨识的两端线性子模型来对迟滞的输入输出信号进行重构和估计, 然后再在整个工作范围内对系统进行激励, 以辨识得到三明治模型中间所嵌的迟滞特性.

下面给出非光滑三明治系统的“退化激励信号”的定义.

定义 1 对一个非光滑三明治系统, 如果一个持续激励输入信号 $u(k)$ 可以达到以下的激励效果:

- 1) 中间非线性环节 $H(\cdot)$ 被局部激励并限制在某一个确定的单值映射模态内;
- 2) 两端线性环节 $L_1(\cdot)$ 和 $L_2(\cdot)$ 被充分激励.

这样的输入信号 $u(k)$ 被称为非光滑三明治系统的一个退化激励信号.

可见, 引入退化激励信号主要是为了克服非线性特性的多值映射影响, 可利用现有辨识方法首先辨识两端线性环节. 辨识中, 由于非线性环节仅仅被局部激励, 无法获得完整的非线性模型, 还需要进行第 2 步辨识, 这是提出分步辨识方案的根本思想. 因此, 辨识非光滑三明治系统的具体过程为:

1) 根据系统所包含的非光滑非线性特性的具体特点, 设计出相应的退化激励信号, 使系统所嵌的非线性在一定区域内具有单值映射特性;

2) 利用退化激励信号激励系统, 并采用递推辨识算法估计模型参数, 首先辨识两端的线性环节;

3) 重新设计输入信号, 在系统的整个工作范围内充分激励系统, 并利用已辨识线性子模型重构非线性环节的输入输出信号;

4) 最后, 利用重构的信号来辨识中间非线性环节在整个工作范围的模型.

可见, 所提出的两步辨识方案利用了线性和非光滑非线性环节对特殊输入信号不同的响应特性, 以

解决非光滑三明治系统辨识中所存在的两个辨识难题. 而且, 只要合理设计退化激励信号, 该方案可以推广应用于含有死区、间隙等特性的非光滑三明治模型的辨识.

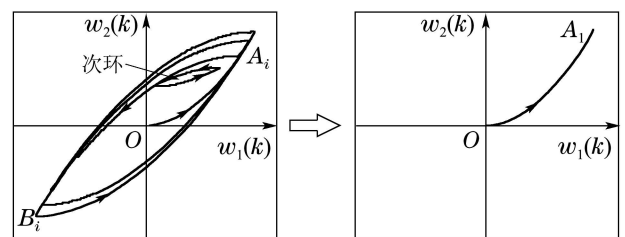
3.2 退化激励信号的设计(Design of degenerated signal)

压电陶瓷中存在的迟滞特性是各种典型非光滑非线性特性中最为复杂的一种, 不仅具有非光滑性, 还具有多值映射、极值点更替、频率依赖等复杂特性. 图 3(a) 表示了一个典型迟滞特性的变化情况, 其中 A_i 和 B_i 分别为迟滞的上、下极值点. 由图 3(a) 和文献 [11] 可知, 由于极值点更替和多值映射等特性的影响, 迟滞具有多个复杂的模态, 而初始模态 ζ_0 是最简单的一个, 是一条经过零点的一一映射曲线(如图 3(b) 所示, 其中 A_1 为原来迟滞曲线的一个极值点), 可以由多项式 $p(\cdot)$ 来拟合, 即

$$w_2(k) = p[w_1(k)], \quad p(\cdot) \in \zeta_0. \quad (4)$$

此时, 要求输入信号是一个经过原点的单调递增信号; 此外, 根据定义 1, $u(k)$ 还必须满足持续激励条件. 经过分析, 以下信号可以满足要求:

- 1) 正向白噪声的积分信号;
- 2) 从原点出发且混叠了白噪声的斜坡信号.



(a) 迟滞环节 $H(\cdot)$ (b) 退化后的迟滞环节 $H'(\cdot)$

图 3 迟滞环节的退化过程

Fig. 3 Degenerated process of hysteresis

一般地, 只要合理设计信号的各个参数, 这两类信号都能作为三明治迟滞系统的退化激励信号, 信号的单调性用于局部激励迟滞特性, 而白噪声分量则用于持续激励线性环节. 其中, 第 1 种信号本质上属于随机独立增量信号, 物理意义明显; 但是, 进一步考虑第 1 个线性环节 $L_1(\cdot)$ 的影响, 第 2 种信号更容易设计. 因此, 本文采用第 2 种信号作为三明治迟滞系统的退化激励信号, 即

$$u(k) = n(k) + m_A \cdot k, \quad (5)$$

式中: $m_A (m_A > 0)$ 为斜坡信号的斜率, $n(k)$ 是持续激励信号, 本文选择为逆 M 序列, 即

$$\{n(k)\} = \{M(k)\} \oplus \{S(k)\}, \quad (6)$$

式中: $M(k)$ 是幅值为 $m_f (m_f > 0)$ 的 M 序列, $S(k)$ 是

方波信号,详细的信号设计参见文献[27].选用逆 M 序列的原因有:首先,逆 M 序列容易产生并且更适用于实际的辨识实验;其次,逆 M 序列具有固定的幅值 m_f ,更有利于正确选取斜率 m_A 来消除 $L_1(\cdot)$ 动态振荡的影响;最后,逆 M 序列的谱密度不含直流分量,更有利于激励系统.实际设计中,可以首先设计持续激励信号 $n(k)$,再根据 $n(k)$ 的幅值 m_f 来确定斜率 m_A ,详细的设计过程参见文献[11]的定理1.

3.3 子模型的参数辨识(Parameters estimation of sub-models)

由定义1,退化激励信号可以在充分激励两端线性环节的基础上,局部激励中间迟滞环节,其中退化后的迟滞环节 $H'(\cdot)$ (如图3(b)所示)可以采用多项式 $p(\cdot)$ 进行拟合,使得复杂的非光滑三明治迟滞系统退化为普通的光滑三明治系统.此外,为了消除辨识数据中趋势项的影响,可以采用对应的增量模型来进行辨识^[27].于是,式(1)–(3)所示的三明治迟滞系统被转化为

$$L_1(\cdot) : \Delta w_1(k) = \sum_{j=1}^{n_{1b}} b_{1j} \Delta u(k - q_1 - j) - \sum_{i=1}^{n_{1a}} a_{1i} \Delta w_1(k - i), \quad (7)$$

$$p(\cdot) : \Delta w_2(k) = \Delta w_1(k) + c_1 \Delta w_1^2(k) + \cdots + c_{p-1} \Delta w_1^p(k), \quad (8)$$

$$L_2(\cdot) : \Delta y(k) = \sum_{j=1}^{n_{2b}} b_{2j} \Delta w_2(k - q_2 - j) - \sum_{i=1}^{n_{2a}} a_{2i} \Delta y(k - i), \quad (9)$$

式中 $c_i (i = 1, \dots, p-1)$ 是多项式 $p(\cdot)$ 的系数.于是,利用关键项分离技术^[28],分别选择式(8)的1阶项和式(9)的滑动输入首项作为关键项,并按文献[18, 24]进行模型唯一化处理,则有

$$\begin{aligned} \Delta y(k) = & \sum_{j=2}^{n_{2b}} b_{2j} \Delta w_2(k - q_2 - j) - \sum_{i=1}^{n_{2a}} a_{2i} \Delta y(k - i) + \\ & \sum_{j=1}^{n_{1b}} b_{1j} \Delta u(k - q_1 - j) - \sum_{i=1}^{n_{1a}} a_{1i} \Delta w_1(k - q_2 - \\ & i - 1) + c_1 \Delta w_1^2(k - q_2 - 1) + \cdots + \\ & c_{p-1} \Delta w_1^p(k - q_2 - 1), \end{aligned} \quad (10)$$

式中 $q = q_1 + q_2 + 1$.可见,式(10)构建了一个具有参数线性化结构的整体模型表达式,可利用广义递推辨识算法(RGIA)^[27]估计模型参数,即

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k)e(k), \quad (11)$$

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\hat{\mathbf{h}}(k)}{\hat{\mathbf{h}}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\hat{\mathbf{h}}(k) + \mu(k)\gamma(k)}, \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) = & \frac{1}{\mu(k)} [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\hat{\mathbf{h}}^T(k)] \mathbf{P}(k-1) [\mathbf{I} - \\ & \mathbf{K}(k)\hat{\mathbf{h}}^T(k)]^T + \mathbf{K}(k)\gamma(k)\mathbf{K}^T(k), \end{aligned} \quad (13)$$

$$\gamma(k) = \gamma(k-1) + \rho(k)[e^2(k) - \gamma(k-1)], \quad (14)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}$, $\mathbf{h}(k)$ 和 $e(k)$ 为参数、数据和误差向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k) = & (\Delta u(k - q - 1), \dots, \Delta u(k - q - n_{1b}), \\ & -\Delta w_1(k - q_2 - 2), \dots, -\Delta w_1(k - q_2 - n_{1a} - 1), \\ & \Delta w_2(k - q_2 - 2), \dots, \Delta w_2(k - q_2 - n_{2b}), \\ & -\Delta y(k - 1), \dots, -\Delta y(k - n_{2a}), \\ & \Delta w_1^2(k - q_1 - 1), \dots, \Delta w_1^p(k - q_1 - 1))^T, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\theta} = (b_{11}, \dots, b_{1n_{1b}}, a_{11}, \dots, a_{1n_{1a}}, b_{22}, \dots, b_{2n_{2b}}, a_{21}, \dots, a_{2n_{2a}}, c_1, \dots, c_{p-1})^T, \quad (16)$$

$$e(k) = \Delta y_p(k) - \hat{\mathbf{h}}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1), \quad (17)$$

其中: $\Delta y_p(k)$ 为测量输出 $y_p(k)$ 的增量信号; $\mathbf{K}(k)$, $\mathbf{P}(k)$, $\rho(k)$, $\mu(k)$ 和 $\gamma(k)$ 分别为增益向量、协方差矩阵、收敛因子、遗忘因子和 $e(k)$ 相关系数估计值.而且, $\rho(k)$ 和 $\mu(k)$ 选择为^[12, 27]

$$\rho(k) = (k+1)^{-\frac{\xi}{\xi_0}}, \quad \mu(k) = \frac{\rho(k-1)}{\rho(k)} [1 - \rho(k)]. \quad (18)$$

此外,中间变量 $\Delta \hat{w}_1(k)$ 和 $\Delta \hat{w}_2(k)$ 需要实时估计:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{w}_1(k) = & \sum_{j=1}^{n_{1b}} \hat{b}_{1j}(k-1) \Delta u(k - q_1 - j) - \\ & \sum_{i=1}^{n_{1a}} \hat{a}_{1i}(k-1) \Delta \hat{w}_1(k - i), \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \Delta \hat{w}_2(k) = & \Delta \hat{w}_1(k) + \hat{c}_1(k-1) \Delta \hat{w}_1^2(k) + \cdots + \\ & \hat{c}_{p-1}(k-1) \Delta \hat{w}_1^p(k). \end{aligned} \quad (20)$$

上述递推算法的收敛性参见文献[12].由于退化激励信号只能在迟滞环节的某个局部工作区域内进行激励,上述辨识过程只能获得两端线性环节的模型,而无法获得迟滞在整个工作区域的模型.因此本文设计新的能覆盖压电执行器工作范围的输入信号 $u_2(k)$ 充分激励迟滞环节 $H(\cdot)$,即

$$u_2(k) = A_m \exp(-\alpha k) [\sin(2\pi f_m \exp(-\beta k) + \varphi) + 1] + \gamma, \quad (21)$$

式中: φ 是相位, γ 是幅值偏置; A_m 和 f_m 是信号的最大幅值和最大频率, α 和 β 是幅值和频率衰减系数.于是,根据已辨识的线性模型,可以将不可测的中间信号 $\Delta \hat{w}_1(k)$ 和 $\Delta \hat{w}_2(k)$ 重构出来,即

$$\hat{w}_1(k) = \sum_{j=1}^{n_{1b}} \hat{b}_{1j} u_2(k - q_1 - j) - \sum_{i=1}^{n_{1a}} \hat{a}_{1i} \hat{w}_1(k - i), \quad (22)$$

$$\hat{w}_2(k) = y(k + q_2 + 1) + \sum_{i=1}^{n_{2a}} \hat{a}_{2i} y(k + q_2 + 1 - i) -$$

$$\sum_{j=2}^{n_{2b}} \hat{b}'_{2j} \hat{w}_2(k-j+1). \quad (23)$$

重构的信号就是压电器件中迟滞特性的输入输出信号的估计量. 由文献[6,8-9], 基于“扩展输入空间”所构建的神经网络模型可以同时描述迟滞的各种复杂特性, 尤其是频率依赖特性, 这对提高PEA的轨迹运动精度和灵敏度非常关键. 因此, 本文采用这种方法来辨识迟滞模型, 通过引进迟滞算子 $\Psi(\cdot)$ 将输入空间 Γ 扩展为

$$\begin{aligned} \Gamma : \{ & \mathbf{I}_{m \times 1}; \mathbf{\Psi}_{m \times 1}; \mathbf{O}_{n \times 1} \} = \\ & \{ \{ \hat{w}_1(k), \dots, \hat{w}_1(k-m) \}^T; \\ & \{ \psi[\hat{w}_1(k)], \dots, \psi[\hat{w}_1(k-m)] \}^T; \\ & \{ \hat{w}_2(k-1), \dots, \hat{w}_2(k-n) \}^T \}. \end{aligned} \quad (24)$$

扩展输入空间 Γ 可将迟滞环节 $H(\cdot)$ 的多值映射转化为一一映射^[6], 则神经网络的输入输出关系为

$$\begin{aligned} w_2(k) = & \mathbf{V}_3^T \sigma_1(\mathbf{V}_1^T \mathbf{X} + \theta_1) + \mathbf{V}_4^T \sigma_2(\mathbf{V}_2^T \mathbf{O} + \\ & \theta_2) + \theta_3, \end{aligned} \quad (25)$$

式中: $V_i (i = 1, \dots, 4)$ 是权值向量; $\sigma_1(\cdot)$ 和 $\sigma_2(\cdot)$ 是激活函数, 分别为双曲正切函数和线性函数; \mathbf{X} 和 \mathbf{O} 是输入空间 Γ 的子集, 且 $\mathbf{X} = [\mathbf{I}_{m \times 1}; \mathbf{\Psi}_{m \times 1}]$ 和 $\mathbf{O} = [\mathbf{O}_{n \times 1}]$; $\theta_i (i = 1, \dots, 3)$ 是偏置. 采用Levenberg-Marquardt算法^[29]训练神经网络, 从而辨识出PEA在整个工作区域内的迟滞子模型.

4 基于三明治模型的内模控制器设计 (Design of internal model controller using the sandwich model)

文献[30]采用了分段的内模控制来控制带有间隙的非光滑系统, 由于迟滞模型远远复杂于间隙模型, 并且这里的三明治模型中, 迟滞的输入是不能直接测量的, 所以为了简单有效地实时控制该精密系统, 本文的内模控制器及其滤波器都没有分段设计. 那么本节根据上一节的三明治辨识模型, 设计了一个非光滑三明治内模控制器(其结构如图4所示), 实现对压电陶瓷执行器的精密运动控制.

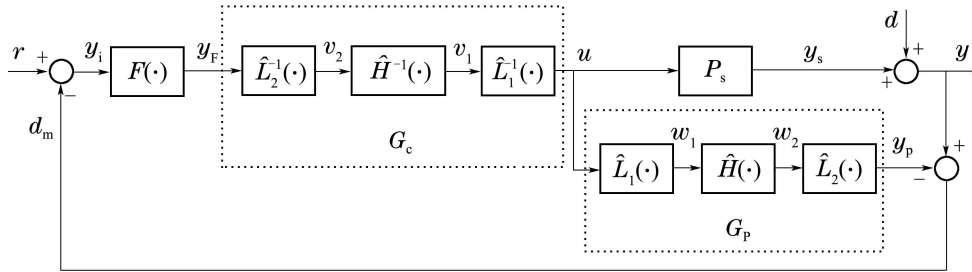


图 4 基于三明治模型的内模控制器

Fig. 4 The internal model controller with sandwich model

4.1 非光滑三明治迟滞系统的逆模型(The non-smooth inverse sandwich model with hysteresis)

为了设计内模控制器, 需要获得控制对象的逆模型. 相对于传统的整体式非线性模型, 三明治模型能更方便的获得对应的逆模型, 这也是采用三明治模型来描述实际对象的优势之一^[16]. 其中, 两端线性环节的逆模型可以直接获得, 即

$$\begin{aligned} \hat{L}_1^{-1}(\cdot) : \\ u(k) = & \frac{v_1(k+q_1+1)}{\hat{b}_{11}} + \sum_{i=1}^{n_{1a}} \frac{\hat{a}_{1i}}{\hat{b}_{11}} \cdot v_1(k+q_1 - \\ & i+1) - \sum_{j=2}^{n_{1b}} \frac{\hat{b}'_{1j}}{\hat{b}_{11}} \cdot u(k-j+1), \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \hat{L}_2^{-1}(\cdot) : \\ v_2(k) = & y_F(k+q_2+1) + \sum_{i=1}^{n_{2a}} \hat{a}_{2i} \cdot y_F(k+q_2 - \\ & i+1) - \sum_{j=2}^{n_{2b}} \hat{b}'_{2j} \cdot v_2(k-j+1), \end{aligned} \quad (27)$$

式中逆模型系数由辨识结果 $\hat{\theta}$ 直接确定. 但迟滞

逆模型 $\hat{H}^{-1}(\cdot)$ 由于具有非光滑、频率依赖等不利特性, 难以直接从辨识模型获得^[9], 可参照正模型的建模过程来重新辨识迟滞逆模型, 其中, 输入输出向量分别为 $\mathbf{I} = \{ \hat{v}_2(k-i) | i = 1, \dots, m \}$ 和 $\mathbf{O} = \{ \hat{v}_1(k-i) | i = 1, \dots, n \}$, 迟滞逆算子 Ψ^{-1} 由Backlash逆算子叠加而成, 其他参数设置与训练过程与正模型相同.

式(27)中, 需要用到 (q_2+1) 时刻的控制器输入值 $y_F(k+q_2+1)$, 这要求输出 $y(k+q_2+1)$ 也是已知的; 此外, $L_2(\cdot)$ 还可能是非最小相位系统, 这些都将导致 $L_2(\cdot)$ 不可逆. 此时, 首先将 $L_2(\cdot)$ 分解为不可逆部分 $L_{2+}(\cdot)$ 和可逆部分 $L_{2-}(\cdot)$, 则 $L_2(\cdot)$ 的逆模型可用Pade得到为 $L_2^{-1}(\cdot) \approx L_{2+}(1) \cdot L_{2-}^{-1}(\cdot)$ ^[31], 即式(27)可近似为

$$\begin{aligned} \hat{L}_2^{-1}(\cdot) : v_2(k) \approx & y_F(k) + \sum_{i=1}^{n_{2a}} \hat{a}_{2i} \cdot y_F(k-i) - \\ & \sum_{j=2}^{n_{2b}} \hat{b}'_{2j} \cdot v_2(k-j+1). \end{aligned} \quad (28)$$

4.2 内模控制器设计(Design of internal model controller)

在辨识三明治模型及逆模型后,可设计一个基于非光滑三明治模型的内模控制器,如图4所示.图中: $P_s(\cdot)$, $F(\cdot)$, $G_c(\cdot)$ 和 $G_p(\cdot)$ 分别表示控制对象、滤波器、内模控制器和辨识模型, $y_F(k)$, $u(k)$, $v_1(k)$ 和 $v_2(k)$ 则表示 $G_c(\cdot)$ 的输入、输出和两个中间信号, $r(k)$, $y(k)$ 和 $d(k)$ 分别为参考输入、系统输出和扰动信号, $y_p(k)$ 为 $G_p(\cdot)$ 的输出, $d_m(k)$ 为反馈信号, $d_m(k) = y(k) - y_p(k)$, $y_i(k)$ 为滤波器 $F(\cdot)$ 的输入信号,且 $y_i(k) = r(k) - d_m(k)$.其中,辨识模型 $G_p(\cdot)$ 和内模控制器 $G_c(\cdot)$ 分别为

$$G_p(\cdot) = \hat{L}_2 \hat{H} \hat{L}_1(\cdot), G_c(\cdot) = \hat{L}_2^{-1} \hat{H}^{-1} \hat{L}_1^{-1}(\cdot). \quad (29)$$

首先定义模型误差为 $\eta(\cdot)$,假设 $|\eta(\cdot)| \leq \eta_M$, $\eta_M > 0$ 为模型误差的上界,则有

$$P_s(\cdot) = [1 + \eta(\cdot)] \cdot G_p(\cdot). \quad (30)$$

根据图4可得

$$y_i(k) = r(k) - d_m(k) = r(k) - \eta(\cdot)G_p(\cdot), \quad (31)$$

$$u(k) = G_c[y_F(k)] = G_c\{F[y_i(k)]\}. \quad (32)$$

相应的闭环系统输出为

$$y(k) = \frac{1}{1 + F(\cdot)\eta(\cdot)} [P_s(\cdot)G_c(\cdot)F(\cdot)r(k) - G_p(\cdot)F(\cdot)G_c(\cdot)d(k) + d(k)]. \quad (33)$$

由文献[31]:滤波器 $F(\cdot)$ 是一个低通滤波器,必须首先满足 $F(1) = 1$.因此,当 $k \rightarrow \infty$,则有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} [1 + \eta(1)]^{-1} P_s(1)G_c(1)r(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} r(k). \quad (34)$$

此外,在实际控制中,当辨识模型 $G_p(\cdot)$ 存在建模误差 d_i 时,为了保证稳定性,滤波器 $F(\cdot)$ 还需要满足小增益定理^[32]:

$$\|F(\exp(-j\omega T))\eta(\exp(-j\omega T))\| < 1, \omega \in (-\pi, \pi). \quad (35)$$

因此,实际控制中,选择滤波器 $F(\cdot)$ 为

$$F(z^{-1}) = \frac{1 - a_F}{(1 - a_F z^{-1})^n}, \quad (36)$$

式中 a_F ($0 < a_F < 1$)和 n 为滤波器系数和阶数.

5 实验结果(The experimental results)

采用两维微定位平台(MPT-2MRL005)来验证所提出的辨识和控制方案,如图5(a)所示.其中:额定输入电压为0~10V,额定输出位移为0~50 μm .平台由包含滤波器和放大器的驱动电源、压电陶瓷、柔性铰链和电容传感器构成,控制系统由Advantech公司的PCI-1716L和PCI-1723卡构成,

内部连线结构如图5(b)所示.为了保证轨迹精度,采样频率 f_s 设置为30kHz,采用Borland C 3.1编写控制软件.实际操作中,以运行环境较恶劣的X平台为例进行研究,Y平台的建模和控制结果可以通过相同方法获得.

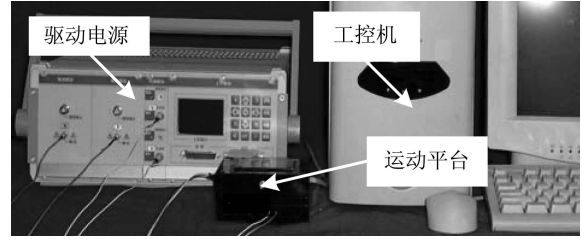


图 5(a) 实验设备

Fig. 5(a) The experimental setup

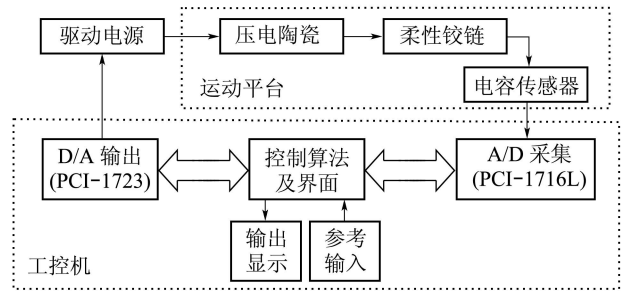


图 5(b) 实验设备的内部结构及控制连线示意图

Fig. 5(b) The internal structure and control wiring diagram of the experimental setup

5.1 辨识结果(The identification results)

MPT-2MRL005前端的驱动电源,主要由2阶低通滤波器和放大器组成,而末端的柔性铰链本质上是一个弹簧阻尼系统,因此,本文采用2阶ARMAX模型来描述两端线性环节.此外,本文通过阶跃输入信号来确定线性环节的纯延时 q_1 和 q_2 ,实验结果显示:输入输出信号之间存在两拍的延时.可见,两端线性环节的纯延时 q_1 和 q_2 都等于零.此外,压电器件采用迟滞模型来描述,所以,研究对象的三明治模型可描述为

$$L_1(\cdot) : w_1(k) = -a_{11}w_1(k-1) - a_{12}w_1(k-2) + b_{11}u(k-1),$$

$$H(\cdot) : w_2(k) = H[\cdot],$$

$$L_2(\cdot) : y(k) = -a_{21}y(k-1) - a_{22}y(k-2) + b_{21}w_2(k-1) + b_{22}w_2(k-2).$$

第1步 根据第3.2节,首先选择逆 M 序列的幅值 $m_f = 3\text{mV}$,再确定斜坡信号的斜率 $m_A = 10 > 2m_f$;接着,采用一个5阶多项式来描述退化后的迟滞环节 $H'(\cdot)$.最后,利用关键项分离技术和RGIA辨识模型参数,其中,RGIA的初始值设置为

$$P(0) = 10^6 \times \mathbf{I}(6), \gamma(0) = 0.01,$$

$$\theta(0) = 0.01 \times \mathbf{J}(1, 6),$$

式中 \mathbf{I} , \mathbf{J} 分别为单位方阵和单位行向量. 为避免递推过程陷入“虚收敛”状态, 停止判别式选择为

$$\sqrt{e(k-1)^2 + e(k)^2} < \varepsilon,$$

式中: ε 为收敛目标, $\varepsilon = 10^{-8}$. 经过 387 步迭代后收敛, 图 6(a) 为两端线性模型参数的收敛过程.

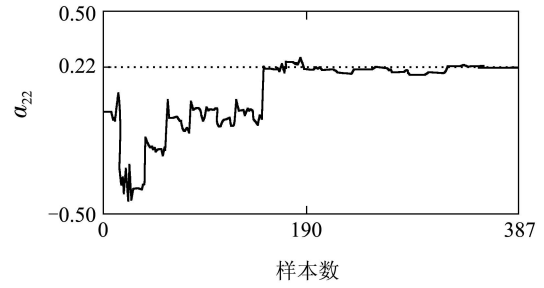
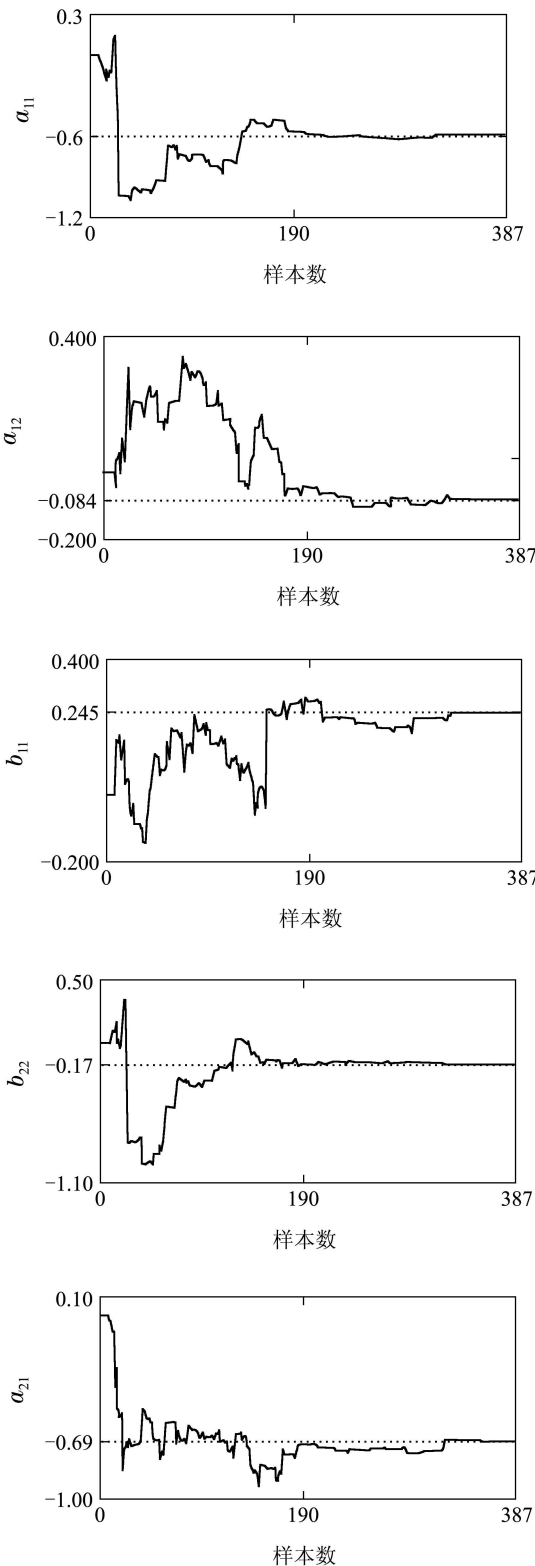


图 6(a) 两端线性环节的参数估计结果

Fig. 6(a) Parameter-estimation results of two linear submodels

第 2 步 设计新的激励信号 $u_2(k)$ 充分激励迟滞环节 $H(\cdot)$: $A_{\max} = 3\text{V}$, $f_{\max} = 800\text{Hz}$, $\alpha = -0.0003$, $\varphi = 0$, $\gamma = 1.1\text{V}$, $\beta = -0.0006$. 再利用已辨识模型重构不可测中间变量 $\hat{w}_1(k)$ 和 $\hat{w}_2(k)$, 作为迟滞环节辨识的输入输出数据. 最后, 根据“扩展输入空间法”构建神经网络, 其中: 输入、隐层和输出节点数量分别为: 6, 12 和 1, 迟滞算子由 10 个 PI 算子叠加而成, 训练样本数量为 4000, 神经网络经过 42 步训练后收敛, $\text{MSE} = 1.2933\text{e} - 006$, 如图 6(b) 和图 6(c) 所示.

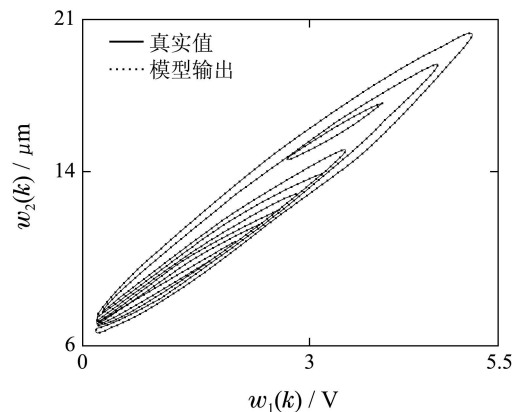


图 6(b) 迟滞环节的神经网络辨识结果
Fig. 6(b) Neural network training result of hysteresis submodel

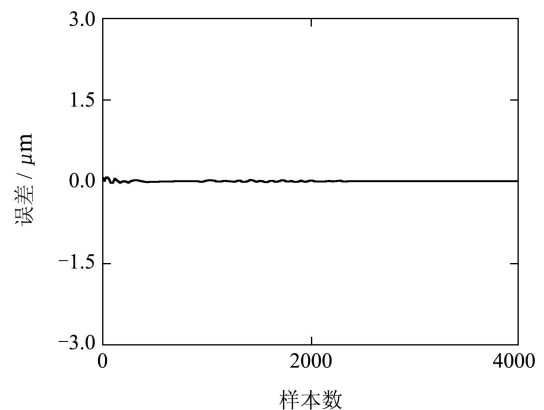


图 6(c) 迟滞环节的神经网络辨识误差
Fig. 6(c) Neural network training error of hysteresis submodel

为了检验辨识效果,设计检验信号 $u_v(k)$ 为

$$u_v(k) = 2.5\exp(-0.0006k) \cdot$$

$$[\sin(2\pi \cdot 300\exp(-0.0003k)) + 1.0] + 1.1.$$

数据长度为5000个;而且,为了检验模型的抗扰动性能,在 $u_v(k)$ 中随机加入了宽度为0.1 ms,幅值为10 V或-10 V的脉冲信号,模型检验结果如图7所示.由实验结果可知:既使是在强扰动下,所建立的三明治模型仍然能够精确的逼近实际对象的输出,最大预测误差小于0.03 μm .可见,本文提出的两步辨识方案由于将对象的线性动态特性精确的辨识出来,所建立的三明治迟滞模型具有很高的辨识精度和泛化能力.

为了进行比较,本文还利用Prandtl-Ishlinskii (PI)模型^[5]进行建模,并采用递推最小二乘法来估计PI算子的权值系数,用于建模的PI算子数量为200个,辨识结果如图7所示.从图7中可知,PI模型的辨识效果很差,最大误差高达3.0 μm ,主要原因是PI模型无法描述迟滞的频率依赖等复杂特性.

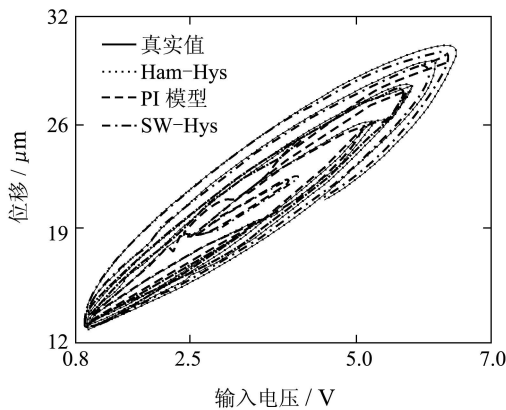


图 7(a) 模型检验结果

Fig. 7(a) Model validation results

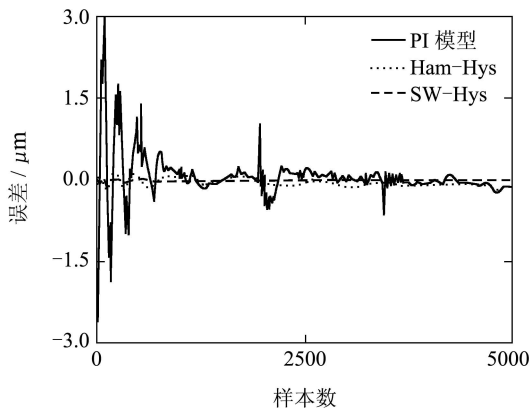


图 7(b) 模型检验误差

Fig. 7(b) Model validation error

此外,为了研究前端滤波放大电路的影响,令

$L_1(\cdot) = 1$ (即 $u(k) = w_1(k)$, $a_{11} = a_{12} = 0$, $b_{11} = 1$),此时,三明治模型将简化为Hammerstein模型,辨识结果如图7所示: Hammerstein模型也能描述频率依赖等复杂特性(辨识误差一般在 $\pm 0.1 \mu\text{m}$ 以内),但是在高频和扰动区域的误差较大,最大误差可达 $\pm 0.4 \mu\text{m}$.可见,前端线性环节 $L_1(\cdot)$ 对提高模型的高频精度是很重要的,这将对后续的控制设计很重要.

5.2 轨迹控制结果(The tracking control results)

由辨识和检验结果可知:既使是在强扰动下,三明治模型仍然具有很高的精度和泛化能力.本小节对第4节所设计的控制器进行验证,具体过程为:首先以辨识模型充当内模型 $G_p(\cdot)$,再构建内模控制器 $G_c(\cdot)$,其中:

$$\hat{L}_1^{-1}(\cdot):$$

$$u(k) = 4.082v_1(k+1) - 2.449v_1(k) -$$

$$0.343v_1(k-1),$$

$$\hat{L}_2^{-1}(\cdot):$$

$$v_2(k) \approx y_F(k) - 0.69y_F(k-1) +$$

$$0.22y_F(k-2) + 0.17v_2(k-1).$$

并根据第4.1节将迟滞逆模型训练出来,从而得到完整的内模控制器 $G_c(\cdot)$;最后,选择滤波器 $F(\cdot)$ 的阶数 $n = 1$,滤波系数 $a_F = 0.355$.参考信号 $r(k)$ 为正弦调制信号,频率衰减系数为 $30T_s$,即

$$r(k) = 15[\sin(2\pi \times 150\exp(-0.001k)k - \frac{\pi}{4}) + 1.0] + 10 \mu\text{m}.$$

对应的控制结果如图8(a)和图8(b)所示.

为了进行比较,图8(a)和图8(b)还描述了几类控制结果:首先是PID控制器,控制参数由Ziegler-Nichols法^[32]整定并经过微调获得,即

$$K_p = 2.2381, K_i = 0.3857, K_d = 4.2733;$$

其次,按照文献[9]设计了一个前馈PID控制器,其中:前馈控制器为辨识所得的混合逆模型,而PID参数为 $K_p = 3.2818$, $K_i = 0.5296$, $K_d = 2.1083$;最后,利用5.1节的Hammerstein模型设计了一个内模控制器,辨识模型 $G_p(\cdot)$ 和内模控制器 $G_c(\cdot)$ 分别由Hammerstein模型及其逆模型充当;同样选用1阶滤波器且滤波系数 $a_F = 0.517$.

由图8(b)可知:PID控制无法对具有频率依赖、非光滑等复杂特性的PEA系统进行有效控制,控制精度(误差大于 $1 \mu\text{m}$)和灵敏度(过渡时间大于170 ms)都很差;但前馈PID控制器则可以达到较好的控制效果,控制精度(最大误差为 $0.3 \mu\text{m}$)和灵敏

度(过渡时间为30 ms左右)大幅度提升, 这主要是因为前馈环节大大消弱了系统的迟滞特性. 与之相比, 基于三明治模型的内模控制具有明显优势, 轨迹控制精度为 $0.05 \mu\text{m}$.

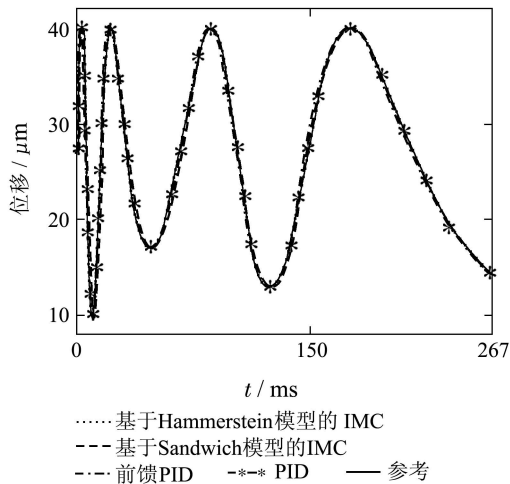


图 8(a) 轨迹控制效果图

Fig. 8(a) The tracking control performance

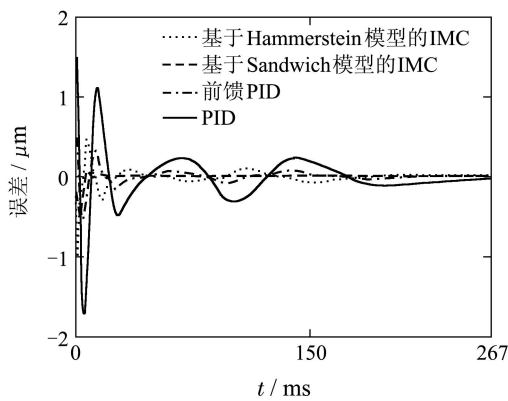


图 8(b) 控制误差图

Fig. 8(b) The tracking error

为了对比两类内模控制器的灵敏度, 图8(c)描述了控制的开始阶段. 其中, 控制对象的初始位置与参考信号初始值之间相差 $3 \mu\text{m}$, 这相当于进行了一次阶跃跟踪操作. 从图8(c)中可知, 基于三明治迟滞模型的内模控制器只需要3 ms就进入了 $\pm 0.1 \mu\text{m}$ 的误差带, 而基于Hammerstein模型的内模控制器则需要20 ms. 可见, 本文所设计的非光滑三明治内模控制器不仅控制精度高, 而且灵敏度也很好.

进一步, 将本文所设计的三明治内模控制器应用于Y平台的轨迹控制中, 其中Y平台参考信号 $r_y(k)$ 的起点后移至第一个峰值点(即 $r_y(k)$ 相对于 $r(k)$ 后移了79步), 最终的多维控制结果如图8(d)所示.

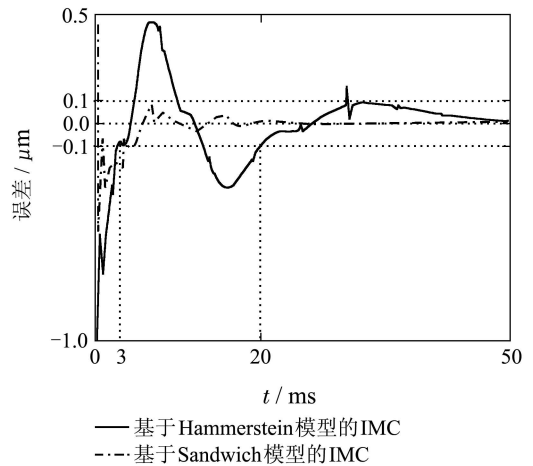


图 8(c) 两类内模控制器的灵敏度比较

Fig. 8(c) Comparison of the sensitivity of two types of internal model controller

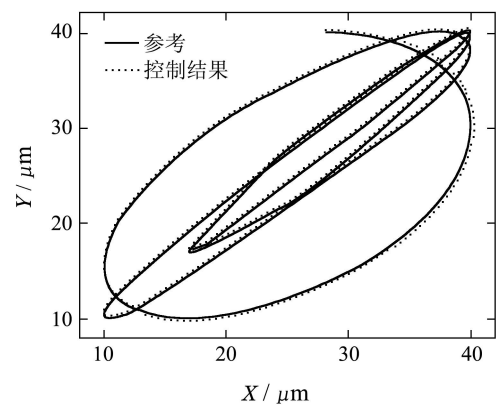


图 8(d) 微平台的两维轨迹控制效果图

Fig. 8(d) The tracking control response on X-Y plane

6 结论(Conclusions)

针对PEA含有非光滑迟滞特性的特点, 本文采用三明治模型来描述这类复杂的非光滑强非线性动态系统; 并根据已进行的研究, 通过放宽退化激励信号的设计要求, 系统总结和提出了一种基于退化激励思想的两步辨识方案, 解决中间信号不可测的非光滑三明治模型的辨识问题; 最后根据辨识的三明治模型, 设计了一个非光滑三明治内模控制器, 实现对压电陶瓷执行器的精密轨迹控制. 实际辨识和控制结果表明: 本文所采用的三明治模型结构和基于退化激励信号的两步辨识法能够精确的描述实际对象的输出特性, 以此为基础设计的内模控制器不仅控制精度很高, 控制器的灵敏度和抗扰动性都能满足超精密运动控制的要求.

参考文献(References):

[1] GE P. *Modelling and control of hysteresis in piezoceramic actuator* [D]. Kingston: University of Rhode Island, 1996.

- [2] MAYERGOYZ I D. *Mathematical Models of Hysteresis* [M]. New York: Springer-Verlag, 1991.
- [3] HU H. *Compensation of hysteresis in piezoceramic actuators and control of nanopositioning system* [D]. Toronto: University of Toronto, 2003.
- [4] TAWARE A, TAO G. *Control of Sandwich Nonlinear Systems* [M]. New York: Springer, 2003.
- [5] JACK W M, PAOLO N, PIETRO Z. Mathematical models for hysteresis [J]. *SIAM Review*, 1993, 35(1): 94 – 123.
- [6] ZHAO X L, TAN Y H. 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.
- [7] 赵新龙, 谭永红. 对Preisach类的迟滞非线性神经网络建模 [J]. 控制理论与应用, 2006, 23(4): 581 – 585.
(ZHAO Xinlong, TAN Yonghong. Modeling Preisach-type hysteresis nonlinearity using neural networks [J]. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(4): 581 – 585.)
- [8] DONG R L, TAN Y H. Neural networks based model for systems with input hysteresis [C] // *Proceedings of Chinese Control Conference*. New York: IEEE, 2008, 7: 180 – 183.
- [9] ZHANG X L, TAN Y H, SU M Y, et al. Neural networks based identification and compensation of rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators [J]. *Physica B*, 2010, 405(12): 2687 – 2693.
- [10] TAN X B, BARAS J S. Modeling and control of hysteresis in magnetostrictive actuators [J]. *Automatica*, 2004, 40(9): 1469 – 1480.
- [11] 谢扬球, 谭永红. 基于退化激励信号的含有迟滞的三明治系统辨识 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(5): 555 – 563.
(XIE Yangqiu, TAN Yonghong. Identification of sandwich systems with hysteresis based on degeneration inputs [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(5): 555 – 563.)
- [12] XIE Y Q, TAN Y H, DONG R L. Nonlinear modeling and decoupling control of XY micropositioning stages with piezoelectric actuators [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2012, 17(1): 1 – 12.
- [13] TAO G, KOLOTOVIC P V. Adaptive control of plants with unknown hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(2): 200 – 212.
- [14] CHEN X K, SU C Y, FUKUDA T. Adaptive control for systems preceded by hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(4): 1019 – 1025.
- [15] 赵新龙, 谭永红, 董建萍. 基于迟滞算子的非平滑三明治系统自适应控制 [J]. 控制理论与应用, 2008, 25(6): 1121 – 1127.
(ZHAO Xinlong, TAN Yonghong, DONG Jianping. Adaptive control of non-smooth sandwich systems based on hysteretic operator [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(6): 1121 – 1127.)
- [16] BILLING S A. *Nonlinear System Design* [M]. London: Peter Peregrinus Ltd., 1984.
- [17] ALAIN Y K, GERARD F. Wiener-Hammerstein systems modeling using diagonal Volterra kernels coefficients [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2006, 13(6): 381 – 384.
- [18] BOUTAYEB M, DAROUACH M. Recursive identification method for MISO Wiener-Hammerstein model [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(2): 287 – 291.
- [19] JOEL G, MATTHEW H. A log-frequency approach to the identification of the Wiener-Hammerstein model [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2009, 16(10): 889 – 892.
- [20] HIN K W, JOHAN S. Analysis of best linear approximation of a Wiener-Hammerstein system for arbitrary amplitude distributions [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2012, 61(3): 645 – 654.
- [21] BAI E W, GAI Z J. Identification of a modified Wiener-Hammerstein system and its application in electrically stimulated paralyzed skeletal muscle modeling [J]. *Automatica*, 2009, 45(5): 736 – 743.
- [22] ALAIN Y K, GERARD F. Toeplitz-Vandermonde matrix factorization with application to parameter estimation of Wiener-Hammerstein systems [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(2): 141 – 144.
- [23] KE J, ZHANG C J, QIAO Y Z. Modified evolution strategy based identification of multi-input single-output Wiener-Hammerstein model [C] // *The 3rd International Conference on Natural Computation*. New York: IEEE, 2007, 8: 251 – 255.
- [24] GIRI F, ROCHDI Y, CHAOUI F Z. Identification of Hammerstein systems in presence of hysteresis-backlash and hysteresis-relay nonlinearities [J]. *Automatica*, 2008, 44(3): 767 – 775.
- [25] Vörös J. Identification of cascade systems with backlash [J]. *International Journal of Control*, 2010, 83(6): 1117 – 1124.
- [26] TAN Y H, DONG R L, LI R Y. Recursive identification of sandwich system with dead-zone and application [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 2009, 17(4): 945 – 951.
- [27] 方崇智, 萧德云. 过程辨识 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
(FANG Chongzhi, XIAO Deyun. *Process Identification* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1988.)
- [28] Vörös J. An iterative method for Wiener-Hammerstein systems parameter identification [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2007, 58(2): 114 – 117.
- [29] HAGAN M T, MENHAJ M B. Training feedforward networks with the Marquardt algorithm [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1994, 5(6): 889 – 993.
- [30] 董瑞丽. 非光滑三明治系统的辨识和控制研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2008.
(DONG Ruili. *Identification and control of the nonsmooth sandwich systems* [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2008.)
- [31] GARCIA C E, MORARI M. Internal model control, 1: a unifying review and some new results [J]. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1982, 21(2): 308 – 323.
- [32] ACKERMANN J. *Sampling Control System-Analysis and Synthesis* [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1983.

作者简介:

谢扬球 (1979–), 男, 博士研究生, 研究方向为非线性系统的辨识与控制、精密机电系统的设计与应用, E-mail: Yangqiu_xie@hotmail.com;

谭永红 (1958–), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为非线性系统建模与控制、智能信号处理, E-mail: tany@shnu.edu.cn.