

文章编号 1004-924X(2018)10-2484-09

压电陶瓷作动器非对称迟滞建模与内模控制

王贞艳, 贾高欣*

(太原科技大学 电子信息工程学院, 山西 太原 030024)

摘要: 压电陶瓷作动器被广泛应用于精密定位和控制中,但其本身存在的非对称迟滞非线性特性,严重影响了系统的定位和控制精度。针对这一问题,提出了一种基于广义 Bouc-Wen 模型的非对称迟滞建模方法,并利用差分进化算法辨识模型参数;基于所建的广义 Bouc-Wen 模型构建了其具有解析形式的迟滞逆模型,并设计了内模控制方案实现对压电陶瓷作动器的精密跟踪控制;最后在压电陶瓷作动器实验平台,对所提出的建模和控制方案进行了实验验证。对压电陶瓷作动器的建模结果表明,系统建模误差均小于 0.051 0,比经典 Bouc-Wen 模型的建模误差降低约 21%~46%;对 100 Hz 内幅值为 20 μm 的期望位移信号的控制实验结果表明,所提出的控制方法具有良好的实时跟踪性能和跟踪控制精度。对 100 Hz 期望信号的跟踪控制均方根误差为 0.491 6 μm ,相对误差为 0.040 2 μm ,可以很好地满足实际工程需要。

关键词: 压电陶瓷作动器;迟滞非线性;非对称 Bouc-Wen 模型;内模控制

中图分类号: TP273;TN384 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20182610.2484

Asymmetric hysteresis modeling and internal model control of piezoceramic actuators

WANG Zhen-yan, JIA Gao-xin*

(School of Electronical and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

* Corresponding author, E-mail: jiagaoxin2017@163.com

Abstract: Piezoceramic actuators are widely used in precision positioning and control; however, their asymmetric hysteretic characteristics severely affect the position and control accuracy of a system. To address this problem, a modeling method was proposed based on the generalized Bouc-Wen model, and the system parameters of the model were identified using the differential evolution method. Based on the generalized Bouc-Wen model, a hysteretic compensation control strategy with an analytical form was developed and an internal model control scheme to control the piezoceramic actuators was proposed. An experimental platform was developed to verify the effectiveness of the modeling and control strategy. The results of modeling a piezoceramic actuator reveal that all modeling errors are within 0.051 0. Compared with the conventional Bouc-Wen model, our proposed control model can reduce the modeling errors by approximately 21%–46%. Experimental results from the tracking of amplitudes of 20 μm and frequency signals within 100 Hz indicate that the proposed control method offers

收稿日期:2017-11-09;修订日期:2018-01-07.

基金项目:山西省青年科技研究基金资助项目(No. 201701D221108);山西省研究生教育改革资助项目(No. 2017JG77)

effective real-time tracking performance and control accuracy. For 100 Hz, the root mean square error and relative error between the reference and output of the piezoceramic actuators were $0.4916 \mu\text{m}$ and $0.0402 \mu\text{m}$, respectively, indicating that the proposed control model can satisfy the requirements of practical applications.

Key words: piezoelectric actuator; hysteresis; asymmetric Bouc-Wen model; internal model control

1 引言

压电陶瓷作动器因其具有运动精度高、响应速度快、分辨率高等优点被广泛应用于精密定位系统,如扫描隧道显微镜、原子力显微镜和光导纤维校准系统,并且其在光学、电子学、微机电系统领域内发挥着越来越重要的作用。但压电材料所固有的缺陷(如迟滞、蠕变等非线性特性)将直接影响其在微纳米级精密定位系统中的性能,不仅会降低控制系统的精度,甚至将导致控制系统的不稳定。在精密定位领域中,压电材料的迟滞非线性特性对定位精度的影响最大^[1]。因此对压电陶瓷作动器的迟滞非线性进行建模和控制是亟待解决的首要问题。

目前,描述压电陶瓷作动器的迟滞特征的模型主要有 Preisach 模型^[2]、Prandtl-Ishlinskii(PI)模型^[3]、基于神经网络方法^[4]的迟滞建模和基于支持向量机^[5]的迟滞建模等。这些方法将整个系统作为黑箱来进行描述,仅依靠系统的输入输出关系进行迟滞建模,忽略了系统的内在特性关系。在精密定位系统中,有时了解系统的内在特征与关系更有利于系统建模^[6],如描述铁磁材料迟滞的 Jile-Atherton(JA)模型^[7]、描述摩擦产生的迟滞的 Duhem 模型^[8]、描述具有迟滞行为的数学组件的 Bouc-Wen 模型^[9]。由于在实际应用中,压电材料存在非对称的迟滞特性,所以近年来很多学者通过改进模型来更好地描述非对称迟滞非线性特性。由 Song 和 Kigureghian 提出一种改进的 Bouc-Wen 模型(广义 Bouc-Wen 模型)可以描述非对称的迟滞曲线^[10],目前用此模型来描述压电陶瓷作动器迟滞非线性特性的研究还很少。

基于迟滞模型的控制方法应用较为广泛的有前馈控制^[11]、变结构控制^[12]、自适应控制^[13]、智能控制^[14-15]和鲁棒控制^[16]。文献[17]基于率相关非对称 Bouc-Wen 模型,提出了一种逆迟滞前馈补偿控制器,它与压电陶瓷作动器串联连接,实

现对率相关非对称迟滞非线性的直接补偿控制,有效地抑制压电陶瓷作动器率相关迟滞非线性所带来的运动定位误差。但直接逆补偿控制的控制效果往往不是很好,需要结合其他控制方法来达到预期的控制效果。文献[12]提出通过构建 Bouc-Wen 迟滞补偿器来抵消系统的迟滞非线性,然后基于在线估计模型扰动设计滑模控制器。但滑模变结构控制中很难消除“抖振”现象,可能会使模型不稳定。文献[4]将内模控制引入到迟滞非线性的控制中,通过神经网络建立动态迟滞系统的内部模型及其内模控制器,从而实现迟滞非线性的内模控制。

针对实际压电系统中迟滞环存在的非对称特性,考虑到广义 Bouc-Wen 模型结构简单,可以较好的描述非对称的迟滞环且其解析逆模型易于求取,可以更好地应用于工程实践,因此本文以广义 Bouc-Wen 模型来对压电陶瓷作动器进行建模,并采用差分进化算法辨识模型参数。然后基于广义 Bouc-Wen 模型设计内模控制器,最后通过实验证明控制方法的有效性。

2 压电陶瓷作动器的迟滞建模

2.1 经典 Bouc-Wen 模型

Bouc-Wen 模型是一个非线性微分方程模型,以解析形式描述迟滞环形状,最早是由 Bouc 在 1971 年提出来的,随后由 Wen 在 1976 年进行了完善和推广。其用于描述压电陶瓷作动器模型的表达式为:

$$\begin{cases} x(t) = L(t) - z(t) = du(t) - z(t) \\ \dot{z}(t) = \dot{u}(t) \{ \alpha - |z(t)|^n \psi(u, \dot{u}, z)(t) \}, \\ \psi_{\text{Bouc-Wen}} = \gamma + \beta \text{sgn}(z\dot{u}) \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t)$ 为作动器的输出位移; $L(t)$ 为线性位移分量; $z(t)$ 为迟滞位移分量; $\dot{z}(t)$ 为 $z(t)$ 对时间的导数; $u(t)$ 表示输入电压; $\dot{u}(t)$ 为 $u(t)$ 对时间的导数; a 控制迟滞环的大小; β 和 γ 分别控制迟滞环的形状; n 表示从弹性部分到塑型部分过渡的平

滑程度; d 表示位移输出与输入电压的比例; $\psi(u, \dot{u}, z)(t)$ 为形状控制函数。

经典 Bouc-Wen 模型其形状控制函数 $\psi(u, \dot{u}, z)(t)$ 在以下 4 个阶段控制迟滞环形状:

$$\begin{cases} \text{当 } u > 0, z > 0 \text{ 时, } \psi_1 = \gamma - \beta \\ \text{当 } u > 0, z < 0 \text{ 时, } \psi_2 = \gamma + \beta \\ \text{当 } u < 0, z > 0 \text{ 时, } \psi_3 = \gamma + \beta \\ \text{当 } u < 0, z < 0 \text{ 时, } \psi_4 = \gamma - \beta \end{cases} \quad (2)$$

其形状控制函数在 4 个阶段只有 2 个独立的值 ($\gamma - \beta, \gamma + \beta$), 其描述的迟滞环都是点对称的。但对于实际的系统, 由于物理特性或者几何边界条件的限制, 其迟滞环是非对称的, 因此用对称的模型来描述非对称的迟滞环, 必然会带来比较大的误差^[18]。

2.2 广义 Bouc-Wen 模型

对于实际的压电陶瓷作动器系统, 由于物理特性或者几何边界条件的限制, 其迟滞环是非对称的, 因此用对称的模型来描述非对称的迟滞环, 必然会带来比较大的误差。点对称的经典 Bouc-Wen 模型对于非对称的迟滞曲线的描述性不足。文献[10]中, Song 和 Kigureghian 提出一种改进的 Bouc-Wen 模型(广义 Bouc-Wen 模型)以描述非对称的迟滞曲线。其表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = du(t) - z(t) \\ \dot{z}(t) = \dot{u}(t) \{ \alpha - |z(t)|^n \psi(u, \dot{u}, z)(t) \} \\ \psi = \beta_1 \operatorname{sgn}(\dot{u}z) + \beta_2 \operatorname{sgn}(u\dot{u}) + \beta_3 \operatorname{sgn}(uz) + \\ \beta_4 \operatorname{sgn}(\dot{u}) + \beta_5 \operatorname{sgn}(z) + \beta_6 \operatorname{sgn}(u) \end{cases}, \quad (3)$$

其中: $x(t)$ 为作动器的输出位移; $\dot{z}(t)$ 为 $z(t)$ 对时间的导数; $z(t)$ 为迟滞位移分量; $u(t)$ 表示输入电压; $\dot{u}(t)$ 为 $u(t)$ 对时间的导数; a 控制迟滞环的大小; n 表示从弹性部分到塑型部分过渡的平滑程度; d 表示位移输出与输入电压的比例; $\beta_1 \sim \beta_6$ 为固定参数; $\psi(u, \dot{u}, z)(t)$ 是其形状控制函数, 它可以在以下 6 个阶段控制迟滞环的形状:

$$\begin{cases} \psi_1 = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4 + \beta_5 + \beta_6, (u > 0, \dot{u} > 0, z > 0) \\ \psi_2 = -\beta_1 - \beta_2 + \beta_3 - \beta_4 + \beta_5 + \beta_6, (u > 0, \dot{u} < 0, z > 0) \\ \psi_3 = \beta_1 - \beta_2 - \beta_3 - \beta_4 + \beta_5 + \beta_6, (u > 0, \dot{u} < 0, z < 0) \\ \psi_4 = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 - \beta_4 - \beta_5 - \beta_6, (u < 0, \dot{u} > 0, z < 0) \\ \psi_5 = -\beta_1 - \beta_2 + \beta_3 + \beta_4 - \beta_5 - \beta_6, (u < 0, \dot{u} > 0, z > 0) \\ \psi_6 = \beta_1 - \beta_2 - \beta_3 + \beta_4 + \beta_5 - \beta_6, (u < 0, \dot{u} < 0, z > 0) \end{cases} \quad (4)$$

广义 Bouc-Wen 模型的模型参数为 $\alpha, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, n, d$ 。与经典 Bouc-Wen 模型相比其

形状控制函数在 6 个阶段有 6 个不同的参数 ($\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \psi_5, \psi_6$), 在对非对称迟滞环的形状控制上有足够的灵活性。

3 基于差分进化算法的模型参数辨识

在广义 Bouc-Wen 模型中, 待辨识的参数集为 $X = [\alpha, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, n, d]$ 。因此差分进化算法由 M (群体规模) 个 9 (变量个数) 维参数向量 $X_i = \{x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{i9}\}$ ($i = 1, 2, \dots, M$) 在搜索空间进行并行直接的搜索。在群体中随机选择任意两个不同的个体矢量 $X_{p_1}(t), X_{p_2}(t)$, 将二者相减并赋予变异因子 F 之后与当代种群中最好的个体矢量 $X_{\text{best}}(t)$ 相加, 生成变异个体 $H_i(t)$ 。然后 $H_i(t)$ 与目标个体 $X_i(t)$ 进行参数重组, 生成一个子代个体通常称为试验个体 $V_i(t)$ 。通过比较试验个体 $V_i(t)$ 和目标个体 $X_i(t)$ 的适应度值, 如果 $V_i(t)$ 比 $X_i(t)$ 的适应度值更优, 则下一代中就用 $V_i(t)$ 取代 $X_i(t)$ 。

在用 DE 算法辨识模型参数的过程中, 为了使模型与系统精确匹配, 需要根据问题的具体特征选取适当的适应度函数, 定义适应度函数为:

$$f = \frac{1}{J}, \quad (5)$$

其中性能指标 J 可以用模型逼近的均方根误差或相对误差来描述, 假设:

$$J_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L (X_{\text{exp}}^i - X^i)^2}{L}}, \quad (6)$$

$$J_{\text{RE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L (X_{\text{exp}}^i - X^i)^2}{\sum_{i=1}^L (X_{\text{exp}}^i)^2}}, \quad (7)$$

其中: J_{RMSE} 和 J_{RE} 分别是实际输出和模型输出的均方根误差和相对误差, L 是数据的长度, X_{exp}^i 是第 i 个采样时刻的实际输出数据, X^i 是广义 Bouc-Wen 模型的估计输出数据。

DE 辨识广义 Bouc-Wen 模型的具体步骤如下:

(1) 设置 DE 参数;

(2) 设置个体定义域上下界 X_i^U 和 X_i^L , 根据式(8)随机产生初始种群 $P(0) = \{X_1(0), \dots, X_M(0)\}$;

$$X_i(0) = X_i^L + \operatorname{rand} * (X_i^U - X_i^L), \quad (8)$$

(3) 根据式(5)计算初始种群 $P(0)$ 中每个目标个体矢量的适应度值,选取最优适应值 f_{best} 和最优个体矢量 X_{best} ;

(4) 根据式(9)对第 t 代目标个体矢量 $X_i(t)$ 进行变异操作成变异矢量 $H_i(t)$;

$$H_i(t) = X_{best}(t) + F(X_{p_1}(t) - X_{p_2}(t)). \quad (9)$$

(5) 根据式(10)对第 t 代目标矢量 $X_i(t)$ 及其变异矢量 $H_i(t)$ 进行交叉操作,生成试验矢量 $V_i(t)$;

$$v_{ij}(t) = \begin{cases} h_{ij}(t), rand\ l_{ij} \leq CR \\ x_{ij}(t), otherwise \end{cases}. \quad (10)$$

(6) 根据式(11)进行选择操作,得到新的目标个体矢量;

$$X_i(t+1) = \begin{cases} V_i(t), f(v_{i1}(t), \dots, v_{in}(t)) < f(x_{i1}(t), \dots, x_{in}(t)) \\ X_i(t), f(v_{i1}(t), \dots, v_{in}(t)) \geq f(x_{i1}(t), \dots, x_{in}(t)) \end{cases}. \quad (11)$$

(7) 判断此时的适应度值是否为最优,与 f_{best} 比较更新最优个体矢量和最优适应值,并将更新后的最优个体矢量作为第 $t+1$ 代目标个体矢量 $X_i(t+1)$;

(8) 令 $t=t+1$,重复步骤(4)~(8),直到达到最大迭代次数 G ,则终止迭代。

基于 DE 辨识模型参数流程图如图 1 所示。

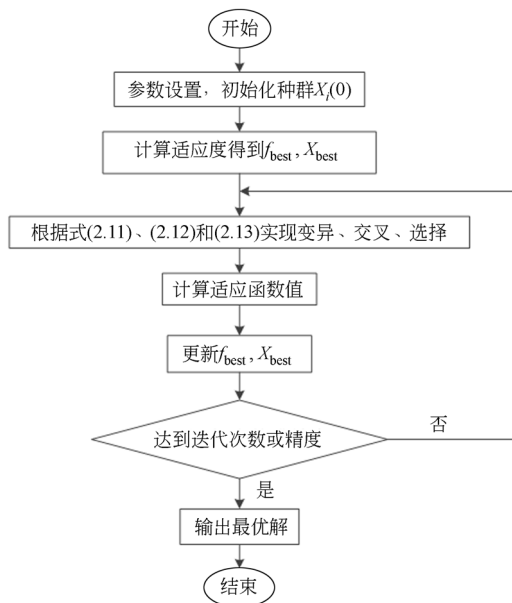


图 1 DE 流程图

Fig. 1 Flow chart of DE algorithm

4 内模控制器设计

针对压电陶瓷作动器的迟滞非线性特性,提出一种基于广义 Bouc-Wen 模型的内模控制策略,实现对压电陶瓷作动器的精密控制,其内模控制原理图如图 2 所示。

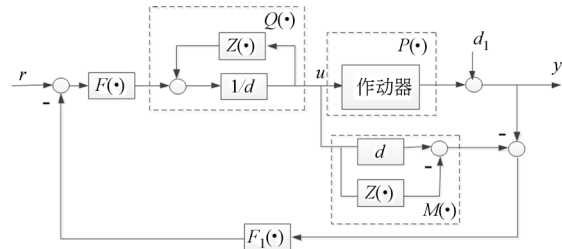


图 2 基于广义 Bouc-Wen 模型的内模控制结构图

Fig. 2 Structure of internal model controller with generalized Bouc-Wen model

其中: $F(\cdot)$ 、 $F_1(\cdot)$ 表示滤波器, $P(\cdot)$ 表示控制对象, $M(\cdot)$ 表示辨识出的压电陶瓷作动器模型, $Q(\cdot)$ 表示内模控制器, $z(\cdot)$ 为迟滞位移分量, d 表示位移输出与输入电压的比例, r , y , d_1 分别表示参考输入、系统输出和扰动信号, u 为压电陶瓷作动器输入。

4.1 迟滞非线性系统的逆模型

通过第 3 节辨识得到广义 Bouc-Wen 模型参数后,设计一个基于广义 Bouc-Wen 模型的内模控制器。为设计内模控制器,需要获得控制对象的逆模型,即 $Q(\cdot) = M^{-1}(\cdot)$ 。迟滞补偿原理如图 3 所示。

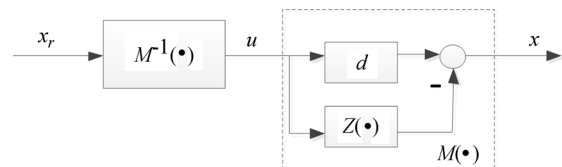


图 3 迟滞补偿原理图

Fig. 3 Scheme of hysteretic compensation

其中: x_r 表示参考输入, x 表示作动器期望输出, u 为作动器输入电压。

由作动器的输入与输出关系,即式(3)中所示:

$$x(t) = du(t) - z(t),$$

使 $x_r \rightarrow x$, 上式可以改为 $x_r(t) = du(t) - z(t)$, 从

而求得 $u(t) = \frac{1}{d}(x_r(t) + z(t))$, 从而得到逆模型 $M^{-1}(\cdot)$, 其结构图如图 1 中 $Q(\cdot)$ 所示。

本文选用的模型在获取逆模型时, 不仅结构简单, 且不需要额外的计算量, 根据上一节辨识出的广义 Bouc-Wen 模型便可得出其逆模型, 这也是采用 Bouc-Wen 模型来描述实际控制对象的优势之一。

4.2 滤波器的设计

在模型存在误差或者干扰存在时, 可能会使系统失去稳定性, 因此加入滤波器以得到物理上可实现的控制器并提高内模控制系统的鲁棒性^[19]。在反馈通道中加入滤波器 $F_1(\cdot)$, 可以有效地抑制输出振荡, 且可获得预期的动态特性和鲁棒性^[20]。滤波器是一个低通滤波器, 必须首先满足 $F(\cdot) = 1$ 。此外, 在实际控制中, 滤波器参数的设计要在可靠性和跟随性之间折中考虑, 并且当辨识模型存在建模误差时, 滤波器 $F(\cdot)$ 还需要满足小增益定理^[21], 即:

$$\|F(\exp(-j\omega T))\eta(\exp(-j\omega T))\| < 1, \omega \in (-\pi, \pi), \quad (12)$$

式中 $\eta(\cdot)$ 为模型误差。

所以, 实际控制中, 选择滤波器 $F(\cdot)$ 为:

$$F(z^{-1}) = \frac{1 - \alpha_F}{(1 - \alpha_F z^{-1})^n}, \quad (13)$$

式中 $\alpha_F (0 < \alpha_F < 1)$ 和 n 为滤波器系数和阶数。

5 实验结果

压电陶瓷作动器的输入输出数据采集实验及跟踪控制实验设备实物图如图 4 所示。实验系统主要由压电陶瓷作动器、压电陶瓷驱动电源、电涡流位移传感器 (8 mV/ μ m)、控制系统 dSPACE 组成。数据采集和控制系统示意图如图 5 所示, 实验采样频率为 10 kHz。信号被下载到 dSPACE

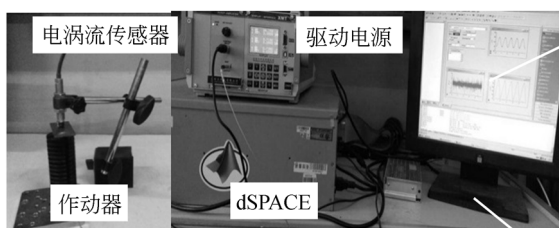


图 4 实验设备

Fig. 4 Experimental setup

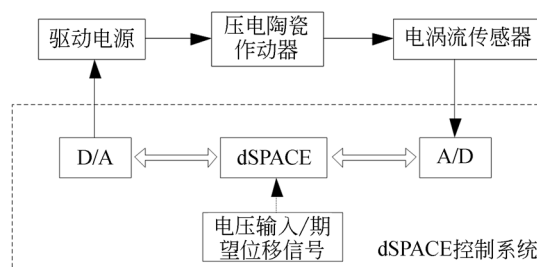


图 5 数据采集和控制系统示意图

Fig. 5 Schematic of data acquisition and control system

系统中, 经过 D/A 转换后作用于驱动电源, 进而驱动压电陶瓷作动器, 电涡流传感器采集到的输出位移经 A/D 转换后反馈到 dSPACE 系统中。

5.1 模型辨识结果

在广义 Bouc-Wen 模型中, 根据需要辨识的参数个数确定问题空间的维度为 9, 即 $D=9$ 。群体规模 M 的取值一般为介于 $5D$ 与 $10D$ 之间, 设 $M=60$ 。变异因子 F 的选取遵循种群的多样性和收敛性之间的折中原则, 选定 $F=0.6$ 。交叉因子控制个体参数的各维对交叉的参与程度, 以及全局与局部搜索能力的平衡^[22], 选定 $CR=0.8$ 。表 1 为由差分进化算法辨识出的广义 Bouc-Wen 模型参数。图 6~8 为分别输入 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的正弦电压信号时, 广义 Bouc-Wen 模型迟滞曲线和输出曲线与作动器实际迟滞曲线和输出曲线的比较。表 2 为不同频率下进行迟滞建模的均方根误差 RMSE 和相对误差 RE。

表 1 广义 Bouc-Wen 模型参数

Tab. 1 Parameters of generalized Bouc-Wen model

频率/Hz	1	20	100
$\alpha/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	43	43	37
β_1/V^{-1}	10	18.683 8	24.999 6
β_2/V^{-1}	5.116 6	7.521 7	-18.978 9
β_3/V^{-1}	3.919 4	-5.972 8	-1.220 7
β_4/V^{-1}	-13.297 0	-24.383 0	6.835 2
β_5/V^{-1}	-15	3.045 3	12.472 1
β_6/V^{-1}	14.692 6	6.597 5	-14.889 3
n	1	1	1
$d/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	87	81	76

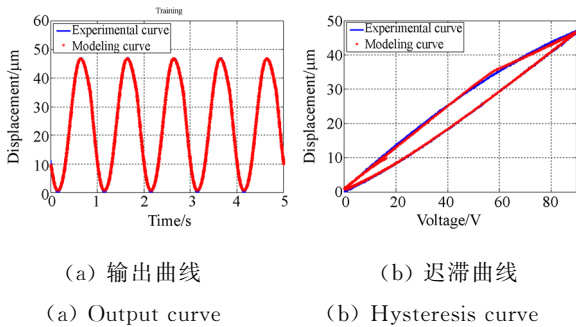


图 6 1 Hz 模型检验
Fig. 6 Model validation of 1 Hz

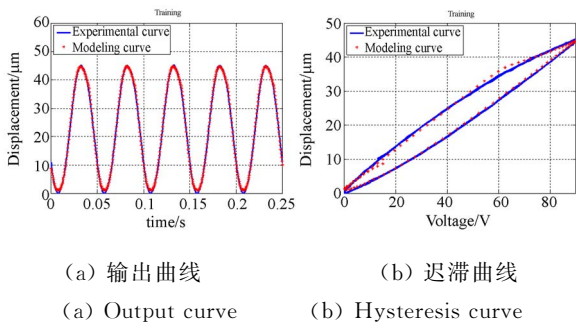


图 7 20 Hz 模型检验
Fig. 7 Model validation of 20 Hz

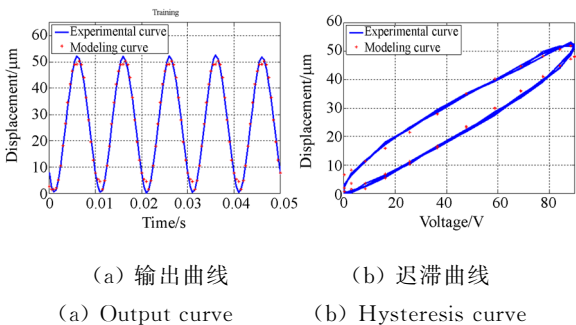


图 8 100 Hz 模型检验
Fig. 8 Model validation of 100 Hz

表 2 建模误差
Tab. 2 Model errors

模型	频率/Hz	RMSE/ μm	RE
广义 Bouc-Wen 模型 20	1	0.407 1	0.014 5
		0.544 3	0.020 4
经典 Bouc-Wen 模型	100	1.345 6	0.050 6
	1	0.709 0	0.026 9
	20	0.978 6	0.036 8
	100	1.928 1	0.064 3

由图 6~8 建模曲线可以看出,广义 Bouc-Wen 模型 I/O 曲线可以较好地拟合作动器实际

输出曲线。表 2 的建模数据表明,广义 Bouc-Wen 模型的建模相对误差,随着频率的增大,由于采集得到的建模数据个数减少,对较高频率时的建模精度产生一定的影响,因此其建模误差逐渐增大,但均小于 5.1%,与经典 Bouc-Wen 模型相比可使 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的建模误差分别降低约 46%、44%、21%。因此广义 Bouc-Wen 模型具有更高的建模精度,可以更好地描述压电陶瓷作动器的迟滞非线性特性。

5.2 跟踪控制实验结果

以 5.1 节辨识出的广义 Bouc-Wen 模型充当内部模型 $M(\cdot)$,并根据 4.1 节得到迟滞系统逆模型,从而得到内模控制器 $Q(\cdot)$ 。选定滤波器 $F(\cdot)$ 、 $F_1(\cdot)$ 的阶数 $n=1$,滤波系数 α_F 、 α_{F_1} 根据不同频率的期望位移信号确定。期望跟踪位移信号 $r(k)$ 为一个频率为 f 的单频率信号,设 $r(k) = 20 + 20\sin(2\pi ft) \mu\text{m}$, f 取值为 1 Hz、20 Hz、100 Hz。期望位移信号与作动器实际输出位移信号曲线如图 9~11 所示。

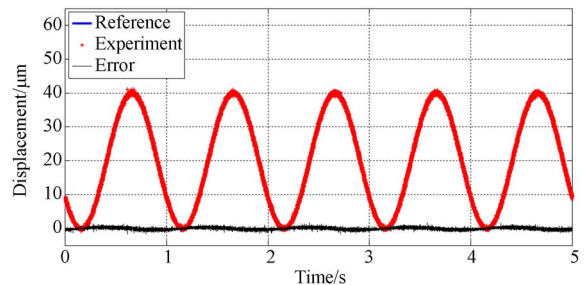


图 9 1 Hz 实时跟踪控制
Fig. 9 Real-time trajectory tracking control of 1 Hz

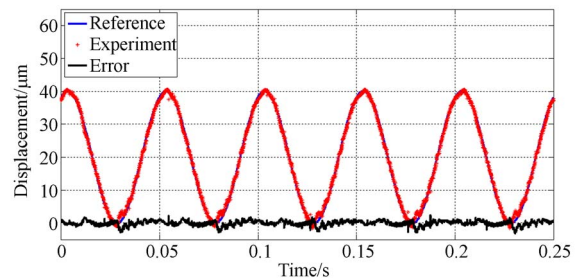


图 10 20 Hz 实时跟踪控制
Fig. 10 Real-time trajectory tracking control of 20 Hz

表 3 为跟踪 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的期望位移信号的跟踪控制误差。

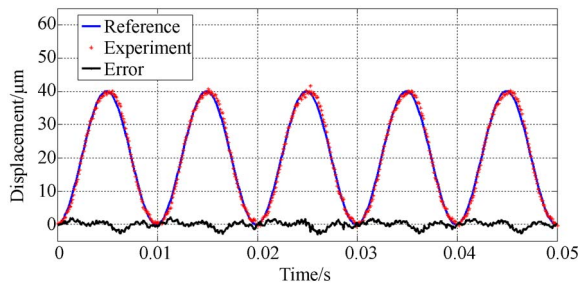


图 11 100 Hz 实时跟踪控制

Fig. 11 Real-time trajectory tracking control of 100 Hz

表 3 跟踪控制误差

Tab. 3 Tracking errors

频率/Hz	RMSE/ μm (IMC)	RE (IMC)
1	0.491 6	0.020 1
20	0.770 3	0.031 4
100	0.983 4	0.040 2

当参考信号频率 $f=100$ Hz 时,图 11 为采用内模控制策略的跟踪控制实验曲线,其中 $\alpha_f=0.02$, $\alpha_{f_1}=0.992$ 。其均方根误差为 $0.9834 \mu\text{m}$,相对误差为 4.02% ,压电陶瓷作动器对给定的频率参考信号具有良好的实时跟踪性能。由于所设计的内模控制器很大程度上依赖于所建的数学模型,因此建模精度对控制器的控制效果具有一定的影响作用,建模精度较高时,其控制器设计更加

精确,控制效果更好。因此随着频率的增大其跟踪控制误差增大,但是,由表 3 可知,基于广义 Bouc-Wen 模型设计的内模控制器跟踪频率为 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的正弦参考信号时,相对误差均小于 4.1% ,能够满足工程实际要求。

6 结 论

本文针对压电陶瓷作动器实际应用中存在的迟滞非对称特性,首先建立了可以更好描述非对称迟滞特性的广义 Bouc-Wen 模型,并用差分进化算法辨识出模型参数。建模结果表明,所建广义 Bouc-Wen 模型能够很好地描述 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的正弦电压输入信号下的压电陶瓷作动器实际输入输出曲线,其建模均方根误差分别为 $0.4071 \mu\text{m}$ 、 $0.5443 \mu\text{m}$ 、 $0.5443 \mu\text{m}$,相对误差为 $0.0145 \mu\text{m}$ 、 $0.0204 \mu\text{m}$ 、 $0.0506 \mu\text{m}$,与经典 Bouc-Wen 模型相比,建模误差分别降低约 21% 、 44% 、 46% ,大大提高了建模精度。然后在所建广义 Bouc-Wen 模型的基础上,设计的内模控制策略。实时跟踪幅值为 $20 \mu\text{m}$ 频率为 1 Hz、20 Hz、100 Hz 的期望位移信号,作动器的实际输出位移与期望位移的均方根误差分别为 $0.4916 \mu\text{m}$ 、 $0.7703 \mu\text{m}$ 、 $0.9834 \mu\text{m}$,相对误差分别为 $0.0201 \mu\text{m}$ 、 $0.0314 \mu\text{m}$ 、 $0.0402 \mu\text{m}$,均能实现对压电陶瓷作动器的有效跟踪,满足运动控制精度要求。

参考文献:

- [1] 朱炜,芮筱亭. 压电执行器的 Bouc-Wen 模型在线参数辨识[J]. 光学精密工程, 2015, 23(1):110-116.
ZHU W, RUI X T. Online parameter identification of Bouc-Wen model for piezoelectric actuators[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(1):110-116. (in Chinese)
- [2] LI Z, ZHANG X, SU C Y, *et al.*. Nonlinear control of systems preceded by Preisach hysteresis description: a prescribed adaptive control approach [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2016, 24(2):451-460.
- [3] 翟鹏,肖博涵,贺凯,等. 超磁致伸缩致动器的复合反馈控制及其在变椭圆销孔精密加工中的应用[J]. 光学精密工程, 2016, 24(6):1389-1398.
- [4] ZHAI P, XIAO B H, HE K, *et al.*. Composite backward control for GMA and its application in high precision machining of variable ellipse pinhole [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(6):1389-1398. (in Chinese)
- [5] LIU D, FUJII F. Adaptive internal model control design for positioning control of a piezo-ceramic actuator with rate-dependent hysteresis[J]. *Mechanical Engineering Journal*, 2015, 2(6):15-00190.
- [5] 宋召青,龙玉峰,王康. 基于支持向量机的迟滞系统建模及性能研究[J]. 计算机仿真, 2015, 32(3):398-402.

- SONG ZH Q, LONG Y F, WANG K. Modeling and performance research on hysteresis system basing on SVM[J]. *Computer Simulation*, 2015, 32(3):398-402. (in Chinese)
- [6] 谢扬球, 谭永红. 压电陶瓷执行器的非光滑三明治模型辨识与内模控制[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(5):567-576.
- XIE Y Q, TAN Y H. Identification and control piezoceramic actuator using nonsmooth sandwich model[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(5):567-576. (in Chinese)
- [7] RONG C, HE Z, LI D, *et al.*. Online parameter identification of giant magnetostrictive actuator based on dynamic jiles-atherton model[J]. *Rsc Advances*, 2016, 6:115.
- [8] LIN C, LIN P. Tracking control of a biaxial piezo-actuated positioning stage using generalized Duhem model[J]. *Computers & Mathematics with Applications*, 2012, 64(5):766-787.
- [9] 杨晓京, 彭芸浩, 李尧. 压电微位移台的动态迟滞建模及实验验证[J]. *光学精密工程*, 2016, 24(9): 2255-2261.
- YANG X J, PENG Y H, LI Y. Dynamic hysteresis modeling and experimental verification of piezoelectric positioning stage [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(9):2255-2261. (in Chinese)
- [10] KIUREGHIAN A D, SONG J. Generalized Bouc-Wen model for highly asymmetric hysteresis[J]. *Journal of Engineering Mechanics*, 2006, 132(6):610-618.
- [11] 方楚, 郭劲, 徐新行, 等. 压电陶瓷迟滞非线性前馈补偿器[J]. *光学精密工程*, 2016, 24(9): 2217-2223.
- FANG CH, GONG J, XU X X, *et al.*. Compensating controller for hysteresis nonlinearity of piezoelectric ceramics[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(9): 2217-2223. (in Chinese)
- [12] GAN M, ZHI Q, YANLONG L I. Sliding mode control with perturbation estimation and hysteresis compensator based on Bouc-Wen model in tackling fast-varying sinusoidal position control of a piezoelectric actuator[J]. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2016, 29(2):367-381.
- [13] CHEN X, SU C Y, LI Z, *et al.*. Design of implementable adaptive control for Micro/Nano positioning system driven by piezoelectric actuator[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(10):6471-6481.
- [14] 孟爱华, 刘成龙, 陈文艺, 等. 超磁致伸缩致动器的小脑神经网络前馈逆补偿-模糊 PID 控制[J]. *光学精密工程*, 2015, 23(3):753-759.
- MENG A H, LIU CH L, CHEN W Y, *et al.*. CMAC feedforward inverse compensation-fuzzy PID control for giant magnetostrictive actuator[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(3):753-759. (in Chinese)
- [15] CHENG L, LIU W, YANG C, *et al.*. A neural-network-based controller for piezoelectric-actuated stick-slip devices[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, PP (99):1-1.
- [16] 王贞艳, 张臻, 周克敏. 压电作动器的动态迟滞建模与 H_∞ 鲁棒控制[J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(1):35-41.
- WANG ZH Y, ZHANG ZH, ZHOU K M. Dynamic hysteresis modeling and H-infinity robust control of piezoelectric actuators[J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(1): 35-41. (in Chinese)
- [17] WANG D H, ZHU W, YANG Q. Linearization of stack piezoelectric ceramic actuators based on Bouc-Wen model[J]. *Journal of Intelligent Material Systems & Structures*, 2010, 22(5):401-413.
- [18] 毛剑琴. *智能结构动力学与控制*[M]. 科学出版社, 2013.
- MAO J Q. *Smart Structure Dynamics and Control* [M]. Science Press Co. Ltd., 2013. (in Chinese)
- [19] 戴文战, 丁良, 杨爱萍. 内模控制研究进展[J]. *控制工程*, 2011, 18(4):487-494.
- DAI W ZH, DING L, YANG A P. An overview of the development of internal model control[J]. *Scientific Journal of Control Engineering*, 2011,

- 18(4):487-494. (in Chinese)
- [20] 赵志诚, 文新宇. 内模控制及其应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- ZHAN ZH CH, WEN X Y. *Internal Model Control and Its Application*[M]. Beijing: Publishing House Of Electronics Industry, 2012. (in Chinese)
- [21] ACKERMANN J. *Sampling Control System-Analysis and Synthesis* [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1983.
- [22] 刘金琨. 系统辨识理论及 MATLAB 仿真[M]. 电子工业出版社, 2013.
- LIU J K. *System Identification Theory and MATLAB Simulation*[M]. Publishing House Of Electronics Industry, 2013. (in Chinese)

作者简介:



王贞艳(1981—),女,山西运城人,副教授,硕士研究生导师,2002年于太原重型机械学院获得学士学位,2005年于太原科技大学获得硕士学位,2013年于北京航空航天大学获得博士学位,主要从事非线性系统、先进控制、智能控制等方面的研究。E-mail: w9851@126.com



贾高欣(1990—),女,河北石家庄人,硕士研究生,2014年于河北联合大学获得学士学位,主要从事迟滞非线性系统的建模及控制方面的研究。E-mail: jiagaoxin2017@163.com