

文章编号 1004-924X(2024)11-1724-12

压电陶瓷作动器的卡尔曼滤波输出反馈预测控制

于树友^{1,2}, 谭 丽^{1,3}, 李建普¹, 冯阳阳¹, 刘冬梅³, 林宝君¹, 孙绍瑜^{1*}

(1. 吉林大学 控制科学与工程系, 吉林 长春 130012;

2. 重庆邮电大学 工业物联网与网络化控制教育部重点实验室, 重庆 400065;

3. 长春大学 电子信息工程学院, 吉林 长春 130022)

摘要:为了抑制压电陶瓷的迟滞、非线性特性对压电微定位平台精度的影响,建立反映压电陶瓷作动器频率依赖迟滞非线性特性的 Hammerstein 模型;利用非对称 Bouc-Wen 模型来表示静态迟滞非线性和利用动态线性模型表征信号频率的影响。针对迟滞补偿器不能完全的进行补偿,并且存在噪音干扰实验设备,采用基于卡尔曼滤波的预测控制,提高压电微定位平台的控制精度。预测控制用来减小逆补偿误差以及建模误差等模型不确定性的影响,卡尔曼滤波用来获得系统的状态估计值。实验结果显示,该控制器在正弦波信号下的相对跟踪误差小于 0.68%,三角波信号下相对跟踪误差小于 0.70%。在迟滞补偿的基础上,采用卡尔曼滤波的预测控制,该方法可以有效地完成对微定位平台的高精度跟踪。

关键词:预测控制;卡尔曼滤波;压电陶瓷作动器;Hammerstein 模型

中图分类号:TP273.1;TN384 **文献标识码:**A **doi:**10.37188/OPE.20243211.1724

Kalman filter based output feedback predictive control for piezoelectric ceramic actuators

YU Shuyou^{1,2}, TAN Li^{1,3}, LI Jianpu¹, FENG Yangyang¹,

LIU Dongmei³, LIN Baojun¹, SUN Shaoyu^{1*}

(1. Department of Control Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China;

2. Key Laboratory of Industrial Internet of Things and Networked Control, Ministry of Education, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

3. College of Electronic and Information Engineering, Changchun University, Changchun 130022, China)

* Corresponding author, E-mail: sysun22@mails.jlu.edu.cn

Abstract: To mitigate the influence of hysteresis and nonlinearity in piezoelectric ceramics on the accuracy of piezoelectric micropositioning platforms, the Hammerstein model is employed to describe the frequency-dependent hysteretic nonlinearity of piezoelectric ceramic actuators. This model comprises an asymmetric Bouc-Wen model and a dynamic linear model to represent static hysteresis nonlinearity and frequency-dependent dynamic properties, respectively. Recognizing that the hysteresis compensator cannot entirely

收稿日期:2023-11-13;修订日期:2023-11-30.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. U1964202);工业物联网与网络化控制教育部重点实验室基金资助项目(No. 2019FF01);吉林省自然科学基金资助项目(No. YDZJ202101ZYTS169);吉林省教育厅科学技术研究项目(No. JJKH20220592KJ)

eliminate such issues and there is noise interference in experimental equipment, predictive control based on a Kalman filter is used to enhance the control accuracy of the piezoelectric micropositioning platform. Model predictive control addresses model uncertainties like inverse compensation errors and modeling errors, while the Kalman filter estimates the state of the system. Experimental results indicate that the relative tracking error of the proposed controller is less than 0.68% for sine wave signals and less than 0.70% for triangular wave signals. By incorporating Kalman filter-based predictive control alongside hysteresis compensation, the micropositioning platform effectively achieves high-precision tracking.

Key words: model predictive control; Kalman filter; piezoelectric actuator; hammerstein model

1 引言

压电陶瓷作动器^[1]具有低功耗、高响应、高精度和高可靠性等优点,在精密定位、超声医疗和微机械作业等方面有着重要的应用。如扫描隧道显微镜和光导纤维校正系统^[2]。压电陶瓷作动器的多值映射性、记忆性以及频率依赖等非线性特性的存在,不仅会导致系统控制精度下降,甚至会造成系统的失稳^[3-4]。

为了抑制压电陶瓷的迟滞非线性特性对压电微定位平台精度的影响,需要建立反映压电陶瓷作动器频率依赖迟滞非线性特性的模型。常用的压电陶瓷模型可分为两大类:(1)通过剖析压电陶瓷的频率依赖迟滞现象的原理,建立物理模型,比如 Jiles-Atherton (JA) 模型^[5]、Maxwell 模型^[6]和 Bouc-Wen 模型^[7]等;(2)不剖析原理,仅仅根据频率依赖的迟滞曲线特点进行建模,主要有唯象模型和算子模型^[8]。

针对压电陶瓷作动器的频率依赖特性,研究人员提出模块化和整体化两种建模方式。其中,模块化把静态迟滞非线性和频率依赖特性由不同子模块得到,主要有 Hammerstein 模型^[9-10]、三明治模型^[11]和 Wiener 模型^[12];整体化是将能表征频率的参数引入频率无关模型,使该模型具有频率依赖特性,比如动态 Duhem 模型^[13]、动态 Preisach 模型^[14]等。Bouc-Wen 模型能够准确描述压电陶瓷的迟滞性,模型参数具有直观的物理意义,模型的参数估计和解释相对较容易^[15],能够适应不同工况,更容易进行系统分析和控制器设计。

鉴于逆补偿可以简化控制器设计和闭环控制可以抑制外界干扰,保证系统的稳定性,多数研究采用基于逆补偿的闭环控制消除频率依赖

迟滞的影响。YU 等^[16]针对补偿后的线性系统,设计基于扩张状态观测器的分数阶滑模控制器。郭咏新等^[17]在多项式逆模型作为前馈控制的基础上,设计了与自抗扰技术相结合的复合控制。除此之外,赵新龙等^[18]结合误差变换,将反步控制用到压电陶瓷作动器的跟踪控制中。卡尔曼滤波能够有效地估计系统状态,抑制来自测量过程和系统的动态噪音,通过系统物理模型和观测数据的融合^[19],提供对系统状态的准确估计,并能更好地抑制不确定性的影响^[20],提高系统的稳定性。本文采用非对称 Bouc-Wen 模型和动态线性模型组成的 Hammerstein 模型来描述压电陶瓷的迟滞非线性特性。考虑到压电陶瓷作动器的部分状态不可测,采用卡尔曼滤波器估计压电陶瓷作动器的输出位移,采用预测控制作为状态跟踪控制器。本质上,通过采用基于观测器的输出反馈预测控制器实现了压电陶瓷的输出位移跟踪。

2 压电陶瓷作动器频率依赖模型

Hammerstein 模型是一种典型的块结构非线性模型,它由一个静态非线性函数和一个线性动态子系统串联而成。本文采用基于非对称 Bouc-Wen 的 Hammerstein 频率依赖迟滞非线性模型描述压电作动器的动态特性,如图 1 所示。其中, u 和 y 分别为压电陶瓷作动器的输入与输出, v 为不可测的中间变量。输入信号频率较低时,表现

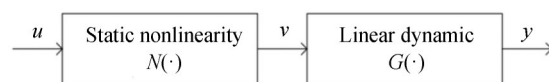


图 1 Hammerstein 模型结构框图

Fig. 1 Block diagram of Hammerstein model

为静态迟滞非线性 $N(\bullet)$, 由非对称 Bouc-Wen 模型来表示; 当输入信号频率较高时, 表现为频率依赖, 增加动态线性模型 $G(\bullet)$ 来表征^[21]。

2.1 非对称 Bouc-Wen 模型

传统 Bouc-Wen 模型是由 Bouc 提出并由 Wen 改进的一种微分方程, 其参数相对较少、模型精度较高。用于描述压电陶瓷作动器迟滞非线性的微分方程为:

$$\begin{aligned} v(t) &= d, u(t) - h(t) \\ \dot{h}(t) &= \dot{u}(t) [\alpha - |h(t)| \phi(\dot{u}, h)], \\ \phi(\dot{u}, h) &= \gamma + \beta \operatorname{sgn}(\dot{u}h) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $v(t)$ 为输出位移信号; $u(t)$ 为驱动电压信号; $h(t)$ 为迟滞变量; $\phi(\dot{u}, h)$ 为形状控制函数; d 为压电系数; α, β 和 γ 为形状控制参数。

传统 Bouc-Wen 模型形状控制函数 $\phi(\dot{u}, h)$ 在不同阶段的迟滞环如下:

$$\begin{cases} \phi_1 = \gamma - \beta, & \text{当 } \dot{u} > 0, h > 0 \text{ 时} \\ \phi_2 = \gamma + \beta, & \text{当 } \dot{u} > 0, h < 0 \text{ 时} \\ \phi_3 = \gamma - \beta, & \text{当 } \dot{u} < 0, h > 0 \text{ 时} \\ \phi_4 = \gamma + \beta, & \text{当 } \dot{u} < 0, h < 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (2)$$

可以看出, 它只有两个自由度 ($\gamma - \beta, \gamma + \beta$), 并且关于中心点是严格对称的。

在实际应用中, 受限于压电陶瓷作动器自身的物理性质和几何约束, 迟滞环通常具有不对称性^[1], 而采用对称的模型, 则存在较大的误差。针对该问题, 文献[22]提出了传统 Bouc-Wen 的改进模型: 取式(1)中的 $\gamma = 0$, 同时将形状控制函数 $\beta \operatorname{sgn}(\dot{u}h)$ 变为 $\beta \operatorname{sgn}(\dot{u}h) + \phi \operatorname{sgn}(\dot{u}) + \varphi \operatorname{sgn}(h)$ 。

具体方程如下:

$$\begin{cases} v(t) = d, u(t) - h(t) \\ \dot{h}(t) = \dot{u}(t) [\alpha - |h(t)| \phi(\dot{u}, h)] \\ \phi(\dot{u}, h) = \beta \operatorname{sgn}(\dot{u}h) + \phi \operatorname{sgn}(\dot{u}) + \varphi \operatorname{sgn}(h) \end{cases} \quad (3)$$

式中 α, β, ϕ 和 φ 为形状控制参数, 其他变量含义与式(1)相同。非对称 Bouc-Wen 模型形状控制函数 $\phi(\dot{u}, h)$ 在不同阶段的迟滞环如下:

$$\begin{cases} \phi_1 = \beta + \phi + \varphi, & \text{当 } \dot{u} > 0, h > 0 \text{ 时} \\ \phi_2 = \phi - \varphi - \beta, & \text{当 } \dot{u} > 0, h < 0 \text{ 时} \\ \phi_3 = \varphi - \beta - \phi, & \text{当 } \dot{u} < 0, h > 0 \text{ 时} \\ \phi_4 = \beta - \phi - \varphi, & \text{当 } \dot{u} < 0, h < 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知, 迟滞环有 4 个自由度, 分别表示为 $(-\beta - \phi + \varphi, -\beta + \varphi - \phi, \beta + \phi + \varphi$ 和 $\beta - \phi - \varphi)$ 。它既可以模拟对称迟滞, 也可以模拟非对称迟滞。传统的 Bouc-Wen 模型与非对称 Bouc-Wen 模型相比, 后者在描述压电陶瓷的率相关迟滞特性上精度更高。

2.2 动态环节模型

动态环节用来表征压电陶瓷作动器的频率特性, 所以其模型的选取至关重要。本文用离散状态空间方程来描述压电陶瓷作动器的线性动态环节, 即:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bv(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (5)$$

其中: A 和 B 表示状态转移矩阵和输入矩阵; C 表示观测矩阵; y 为压电陶瓷作动器的输出位移。

3 控制器设计

压电陶瓷作动器跟踪控制结构如图 2 所示, y_r 是参考输入, y 是测量输出, N^{-1} 为 Bouc-Wen 模型逆模型, N 为迟滞非线性。

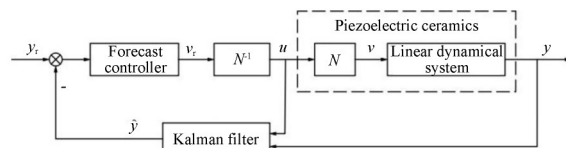


图 2 压电陶瓷作动器跟踪控制系统结构图

Fig. 2 Block diagram for tracking control of piezoelectric ceramic actuators

逆补偿误差以及建模误差的模型不确定性采用预测控制算法 (Model Predictive Control, MPC) 抑制; 在实际控制过程中, 输出端存在测量噪声, 因此, 设计线性卡尔曼滤波 (Kalman Filtering, KF) 估计系统状态。

3.1 迟滞补偿器

压电陶瓷作动器不同于一般的非线性系统, 具有迟滞特性。为了达到精密控制的要求, 有必要引入一个迟滞补偿器补偿作动器中的静态迟滞。逆模型迟滞补偿如图 3 所示。

根据式(1), 输出位移信号 v 与电压信号 u 满足:

$$v = d, u - h. \quad (6)$$

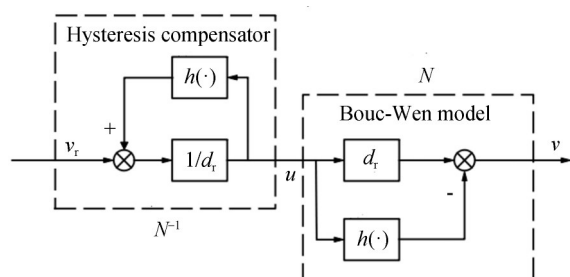


图3 逆模型迟滞补偿

Fig. 3 Hysteresis compensation with inverse hysteresis model

根据图3,期望位移 v_r 经过中间环节 N^{-1} 和 N 后,理论上 $v_r = v$ 。因此,根据式(6)可得逆模型的解析表达式为:

$$u = \frac{1}{d_r} (v_r + h). \quad (7)$$

从形式上可以认为迟滞补偿器和压电陶瓷串联得到的系统是一个线性动态系统。换言之,在不考虑建模误差和迟滞补偿误差的情况下,可以采用线性动态环节式(5)来代表经过迟滞补偿后的压电陶瓷作动器的系统动态。

3.2 卡尔曼滤波

实际测量值只有压电陶瓷作动器的输出位移 y ,本文采用卡尔曼滤波器得到线性系统(5)的状态估计值,并据此估计值设计预测控制器。卡尔曼滤波器是实时在线测量的观测器。卡尔曼滤波器通过前一个状态的估计值和当前的观测值,采用递推式最小二乘法,求出系统目前的状态估计值。

假设存在测量噪声和过程噪声,则系统状态空间方程式(5)可改写为:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k) \\ y(k) = Cx(k) + v(k) \end{cases}, \quad (8)$$

式中: $w(k)$ 代表系统 k 时刻的过程噪声; $v(k)$ 表示 k 时刻的观测噪声, $v(k)$ 和 $w(k)$ 为零均值不相关的高斯白噪声, $Q(k)$ 和 $R(k)$ 分别是其协方差矩阵。

扩展卡尔曼滤波算法可分为预测和校正两个阶段。

3.2.1 预测环节

状态变量先验估计值为:

$$\hat{x}(k|k-1) = A\hat{x}(k-1) + Bu(k-1). \quad (9)$$

误差协方差矩阵先验估计值为:

$$P(k|k-1) = AP(k-1)A^T + Q(k-1). \quad (10)$$

3.2.2 校正环节

卡尔曼增益矩阵为:

$$K(k) =$$

$$P(k|k-1)C^T(CP(k|k-1)C^T + R(k))^{-1}. \quad (11)$$

更新得到:

$$e(k) = y(k) - C\hat{x}(k|k-1). \quad (12)$$

状态变量后验估计值为:

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k|k-1) + K(k)e(k). \quad (13)$$

误差协方差矩阵后验估计值为:

$$P(k) = (I - K(k)C)P(k|k-1), \quad (14)$$

式中 $k|k-1$ 是指对 $k-1$ 时刻对 k 的预测值。

不确定性项 $w(k)$ 也可以理解为总扰动,它包括建模误差、迟滞补偿偏差、高阶未建模动态和外部扰动。

3.3 基于卡尔曼滤波的预测控制器

预测控制由预测模型、反馈校正和滚动优化等部分组成。预测控制能够根据压电驱动系统的状态估计值和数学模型预测系统未来的输出。根据预测输出与期望输出之间的误差定义目标函数;求解相应的优化问题,得出当前时刻的最优控制序列;将求出的控制序列中的第一个元素通过执行机构作用在被控对象上。下一次取样时使用新的测量值,重复上述步骤。

步骤1-增量状态空间方程。假设逆模型补偿彻底,则基于式(5)设计预测控制。

为了引入积分以减少或消除静态误差,将模型写成增量形式:

$$\begin{aligned} \Delta\hat{x}(k+1) &= A\Delta\hat{x}(k) + B\Delta u(k) \\ \hat{y}(k) &= C\Delta\hat{x}(k) + \hat{y}(k-1) \end{aligned}, \quad (15)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta\hat{x}(k) &= \hat{x}(k) - \hat{x}(k-1) \\ \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) \end{aligned}. \quad (16)$$

步骤2-预测方程。令控制时域为 m 和预测时域为 p 。假设 k 时刻系统的控制序列为:

$$\Delta U(k) = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ L \\ \Delta u(k+m-1) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

在当前时刻 k 未来预测时域内的输出记为:

$$\hat{Y}_p(k+1|k) = \begin{bmatrix} \hat{y}(k+1|k) \\ \hat{y}(k+2|k) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+p|k) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

则有:

$$\hat{Y}_p(k+1|k) = S_x \Delta \hat{x}(k) + I \hat{y}(k) + S_u \Delta U(k), \quad (19)$$

其中:

$$S_x = \begin{bmatrix} CA \\ \sum_{i=1}^2 CA^i \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^p CA^i \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} I_{n_y \times n_y} \\ I_{n_y \times n_y} \\ \vdots \\ I_{n_y \times n_y} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$S_u = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \sum_{i=1}^2 H^{i-1} CB & CB & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^m H^{i-1} \sum_{i=1}^{m-1} H^{i-1} & \cdots & \cdots & \cdots & CB \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^p H^{i-1} \sum_{i=1}^{p-1} H^{i-1} & \cdots & \cdots & \sum_{i=1}^{p-m+1} H^{i-1} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

其中: I 是单位矩阵, $H^{i-1} = CA^{i-1}B$, n_y 是输出维数, S_u 表达了被控系统在时间上的因果关系, 即当前时刻的输入对以前历史时刻的输出没有影响。

步骤 3-优化问题求解。目标函数的选取反映了对系统性能的要求。选择优化目标函数如下:

$$J = \left\| \Gamma_y (\hat{Y}_p(k+1|k) - R(k+1)) \right\| + \left\| \Gamma_u \Delta U(k) \right\|, \quad (22)$$

其中: R 为参考输入信号, $\|\cdot\|$ 代表“2”范数。

加权矩阵为:

$$\Gamma_y = \text{diag}(\Gamma_{y,1}, \Gamma_{y,2}, \dots, \Gamma_{y,p}) \\ \Gamma_u = \text{diag}(\Gamma_{u,1}, \Gamma_{u,2}, \dots, \Gamma_{u,m}) \quad (23)$$

输入参考序列为:

$$Y_R(k+1) = \begin{bmatrix} y_r(k+1) \\ y_r(k+2) \\ \vdots \\ y_r(k+p) \end{bmatrix}_{p \times 1}, \quad (24)$$

其中: Γ_y 是对预测控制输出误差的加权矩阵, Γ_u 是对预测控制动作的加权矩阵。加权因子越大, 表示所需相应的控制输出愈靠近基准输入或期望控制动作越小。

最小化目标函数 J , 得到 k 时刻的最优控制为^[23]:

$$\Delta U^* = (S_u^T \Gamma_y^T \Gamma_y S_u + \Gamma_u^T \Gamma_u)^{-1} S_u^T \Gamma_y^T \Gamma_y E_p(k+1|k), \quad (25)$$

其中 $E_p(k+1|k) = \hat{Y}_p(k+1|k) - Y_R(k+1)$ 。

步骤 4-滚动时域。将 $u(k)$ 作用于实际系统, 在下次采样时, 即 $k+1$ 时刻, 根据新的观测值生成一个新的状态量 $\hat{x}(k+1)$, 对系统的未来输出进行计算, 并对最佳控制序列 $\Delta U^*(k+1)$ 进行再计算。

4 实验

实验平台如图 4 所示, 以 P11. X100S 型压电作动器为研究对象。驱动电源配备有压电放大器。数据采集卡为具有 A/D 和 D/A 转换功能的 PCI-1710, 数据采集频率为 100 kHz。在上位机搭建 Simulink 控制器模块, 实时工作空间 (Real-Time Workshop, RTW) 是 Simulink 的一个补充功能模块, 能够将 Simulink 模型转化为实时 C 语言代码, 通过 PCI-1710 数据采集卡实现与下位机的通信。在上位机的 Simulink 环境中添加 Ana-



图 4 P11. X100S 型压电作动器实验平台

Fig. 4 Experimental platform of P11. X100S type piezoelectric actuator

log output 和 Analog input 模块,实现 RTW 与数据采集卡 PCI-1710 的连接,完成在上位机 Simulink 编译程序至下位机,进行压电作动器半实物仿真的实时控制。

实验信号处理流程如图 5 所示。上位机实时传输驱动电压信号至数据采集卡中,经过 D/A 转换,再经压电放大器模块放大 12 倍后,为压电微

定位平台提供激励,驱动压电作动器产生位移。该位移量经过电阻应变片式传感器模块测量产生模拟位移信号,再通过数据采集卡的 A/D 通道转换后送回上位机中。将反馈回的信号与参考信号进行比较,得出一个差值,该差值输入控制器进行分析处理,获得数字化控制信号,再经 D/A 通道转化为模拟电压控制信号,实现闭环控制。

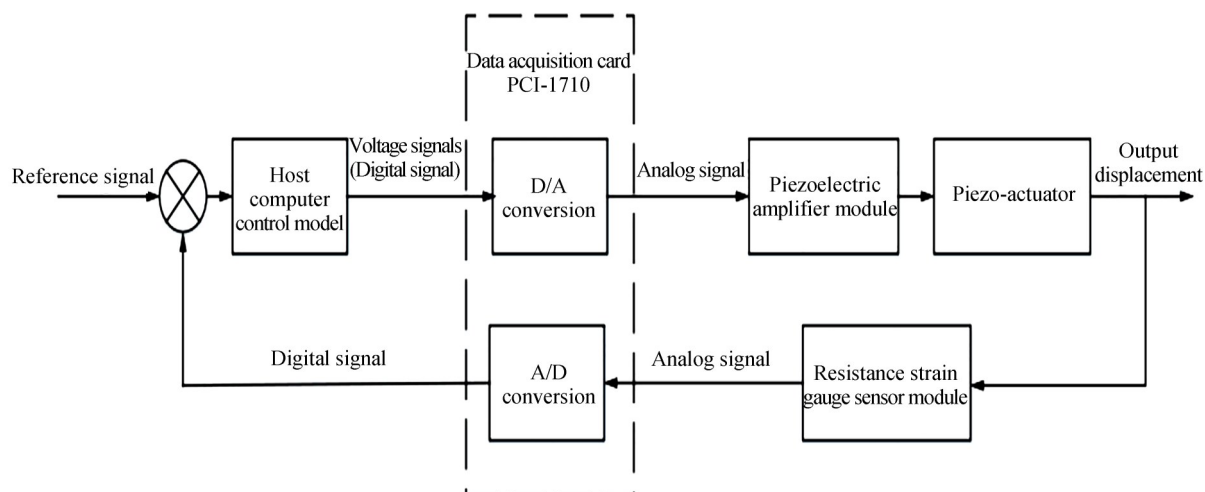


图 5 压电信号处理流程

Fig. 5 Flow chart of piezoelectric signal processing

4.1 Bouc-Wen 模型参数辨识

基于非对称 Bouc-Wen 的 Hammerstein 模型参数辨识需要两步来完成,即静态非线性模型和动态线性模型辨识。在此基础上,利用压电作动器的真实输出与模型输出的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)与相对误差(Relative Error, RE)来评估模型的准确性。

经实验证明,在不超过 1 Hz 的条件下,压电作动器的迟滞环曲线变化很小。基于此,本项目以 0.5 Hz 为激励源,对所获取的输入/输出数据进行 Bouc-Wen 建模,并利用差分演化算法对模型参数进行辨识。算法流程如图 6 所示。

为了增强算法的全局搜索能力,加快收敛,将总种群分为若干个子种群。

种群适应度函数为:

$$f(x) = 1 / \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L (X_{\text{exp}}^i - X^i)^2}{L}}, \quad (26)$$

其中: X_{exp}^i 是实验输出数据, X^i 是算法训练的模型数据。

变异策略如下:

$$H_i = \text{Pop}_i^{\text{best}} + F(\text{Pop}_i^{p_1} - \text{Pop}_i^{p_2}), \quad (27)$$

其中: $\text{Pop}_i^{\text{best}}$ 是种群中的最优个体, p_1 和 p_2 是种群中的不同个体, H_i 是变异个体。

交叉策略如下:

$$v_{ij} = \begin{cases} h_{ij}, & \text{rand}(0, 1) \leq R_c \\ x_{ij}, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (28)$$

其中: h_{ij} 是变异个体 H_i 中的参数, v_{ij} 是子代个体中的参数, $\text{rand}(0, 1)$ 是 (0~1) 之间的随机数, R_c 是选定的交叉因子, $R_c > 0$ 。

在非对称 Bouc-Wen 模型中,需要辨识的参数个数为 5,即问题维数 $D=5$,DE 算法种群个数 M 设置为 $5D \sim 9D$,本文选取 $M=30$ 。考虑到种群多样性和收敛性的折中原则,选定变异因子 $F=0.6$ 。考虑控制个体的各维对交叉的参与程度,以及全局和局部搜索能力的平衡,选定交叉因子 $R_c=0.8^{[23]}$ 。为了增强搜索能力,将总种群按照适应度大小均分成 3 个子种群^[24]。表 1 是非对称 Bouc-Wen 模型的参数辨识结果。

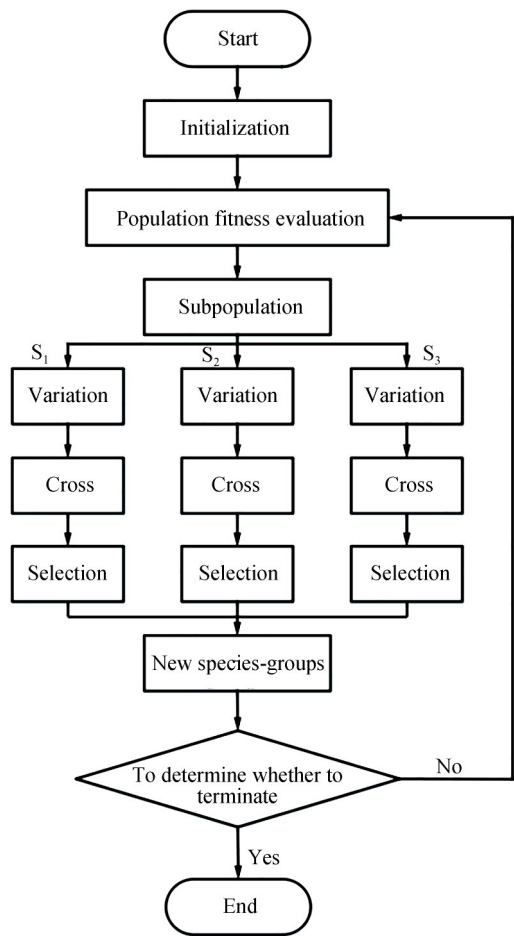


图 6 差分进化算法流程

Fig. 6 Flow chart of differential evolution algorithm

表 1 非对称 Bouc-Wen 模型的参数辨识结果

Tab.1 Parameters indentification result of asymmetric Bouc-Wen model

Parameter	Value
d_i	1.128 6
α	0.334 4
β	0.913 2
ϕ	-0.143 3
φ	-0.040 4

4.2 动态模型辨识

辨识得到非对称 Bouc-Wen 模型后,利用一组(0.1~50) Hz 的线性递增扫频正弦信号作用于压电作动器,获得其离散化的输入 u_k 与输出 y_k 。通过识别获得的 Bouc-Wen 迟滞模型,获得中间变量 v_k ,将 v_k 作为输入, y_k 作为输出,利用最

小二乘法辨识得到离散动态线性部分,即:

$$\begin{aligned} &1.799u(k+1)= \\ &y(k+2)-1.374y(k+1)+0.6058y(k). \end{aligned} \tag{29}$$

经过迟滞逆补偿后的压电陶瓷驱动微定位平台可以等效为一个线性系统。为方便控制器设计,将辨识得到的离散动态线性部分转化为状态空间方程(式(5))的形式,即:

$$\begin{cases} x(k+1)=\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.6058 & 1.374 \end{bmatrix}x(k)+\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}u(k), \\ y(k)=\begin{bmatrix} 0 & 1.799 \end{bmatrix}x(k) \end{cases} \tag{30}$$

其中: $x(k) \in \mathbf{R}^2$, $u(k) \in \mathbf{R}^1$ 和 $y(k) \in \mathbf{R}^1$ 分别是第 k 个采样时刻的状态变量、控制输入和被控对象的输出。注意到式(30)是一个可控标准型;并且矩阵 $\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.6058 & 1.374 \end{bmatrix}$ 的特征根均位于单位圆内,即线性系统是开环渐近稳定的。

5 实验结果分析

5.1 模型辨识结果

为验证基于 Bouc-Wen 的 Hammerstein 模型的有效性,将 0.1~50 Hz 的正弦波作为输入,对压电作动器的输出进行测试,并与建立在同一条件下的 Hammerstein 模型结果进行对比。表 2 是建模性能评价指标。其中, RMSE 表示测量模型的预测结果与实际观测值之间的平均偏差程度,反映了模型的整体预测能力, RMSE 值越小表示模型的预测精度越高。 RE 用于衡量模型预测结果与实际观测值之间的相对差异,反映了模型预测结果相对于真实值的偏差程度, RE 值越小表示模型的预测精度越高。在不同的输入频率下,相对误差均小于 4%,验证了 Hammerstein 模型的精确性。

表 2 模型验证结果

Tab.2 Model validation result (μm)		
Frequency/Hz	RMSE	RE
10	0.445 7	0.015 2
30	0.732 7	0.024 1
50	0.814 3	0.037 2

图 7 是 10, 30 和 50 Hz 信号的实验输出和模型输出比较。可以看出,在不同频率下,实验输出与模型输出曲线的拟合度良好,说明 Hammerstein 模型能够很好地模拟实际被控对象。

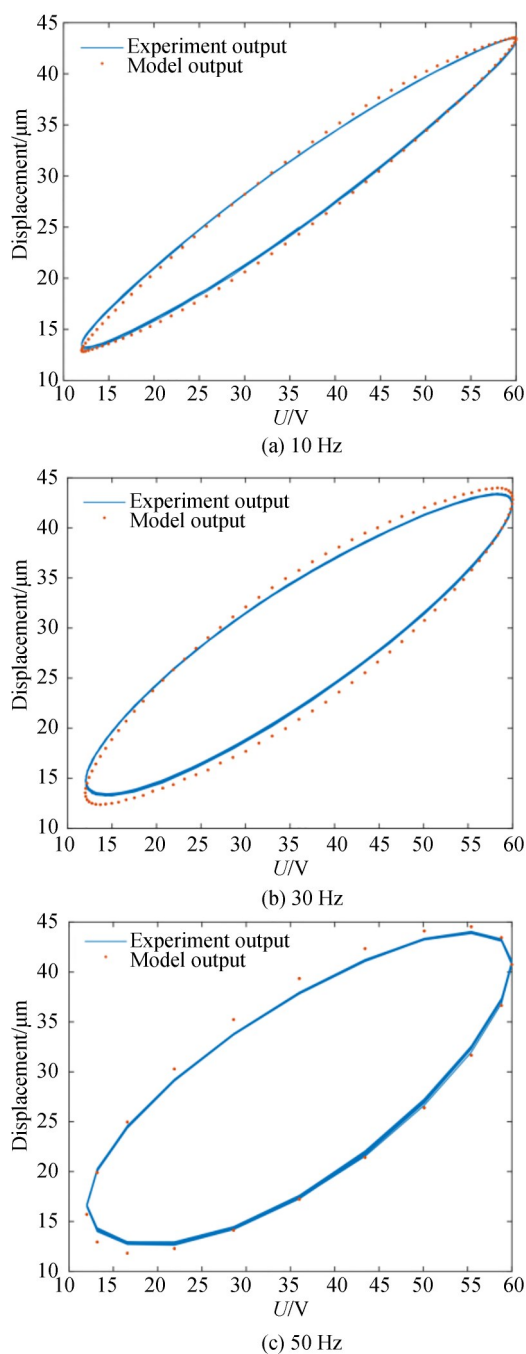


图 7 Hammerstein 模型检验结果

Fig. 7 Validation result of Hammerstein model

5.2 跟踪实验结果

为了验证本文提出的控制策略的有效性,搭建了快速原型半实物仿真实验台,在此基础上,对本文提出的控制策略进行了实时跟踪控制实验。MPC 通过 S-function 函数实现,控制器参数如表 3 所示。其中, $\text{eye}(8)$ 是指 8×8 的单位矩阵。

表 3 控制器参数

Tab. 3 Parameters of controller

Device	Parameter value
Filter	$Q = \begin{bmatrix} 3 \times 10^4 & 0 \\ 0 & 3 \times 10^4 \end{bmatrix}$ $R = 0.5 \times 10^{10}$
Predictive controller	$p = 8, m = 8$ $\Gamma_y = 10 \times \text{eye}(8), \Gamma_u = \text{eye}(8)$

压电陶瓷作动器要求控制信号不超出其额定电压范围。本文设计单一频率下的正弦参考输入位移为:

$$y_r^f = 20 \sin(2\pi f t - \pi/2) + 20 \mu\text{m}. \quad (31)$$

单一频率下的三角波参考输入位移为:

$$y_r^f = \begin{cases} \frac{40}{f} t + 1 & t \in [0, (\frac{1}{2} + i)f] \\ -\frac{40}{f} t + 41 & t \in [(\frac{1}{2} + i)f, (1 + i)f] \end{cases}, \quad (32)$$

其中: f 是信号的频率, i 是正整数。复合频率下的参考输入位移为:

$$y_r^c = q \left(q - \sum_{i=1}^q \cos(2\pi f_i(t)) \right), \quad (33)$$

其中 q 表示复合频率个数。图 8(a)~8(d) 分别为正弦波在单频率 10, 30, 50 Hz 和复合频率 (5, 15, 25, 35, 45) Hz 下的跟踪控制实验结果; 图 8(e) 和 8(f) 分别为三角波在单频率为 10 Hz 和 50 Hz 下的跟踪控制实验结果。表 4 是两种算法的 RMSE 值和本文采用算法的 RE 值。

由实验结果可知,本文提出的控制方法能够补偿压电陶瓷作动器本身的迟滞非线性和频率依赖特性。该方案不仅可以跟踪单一频率的信号,对于复合频率信号也具有很好的跟踪性能。

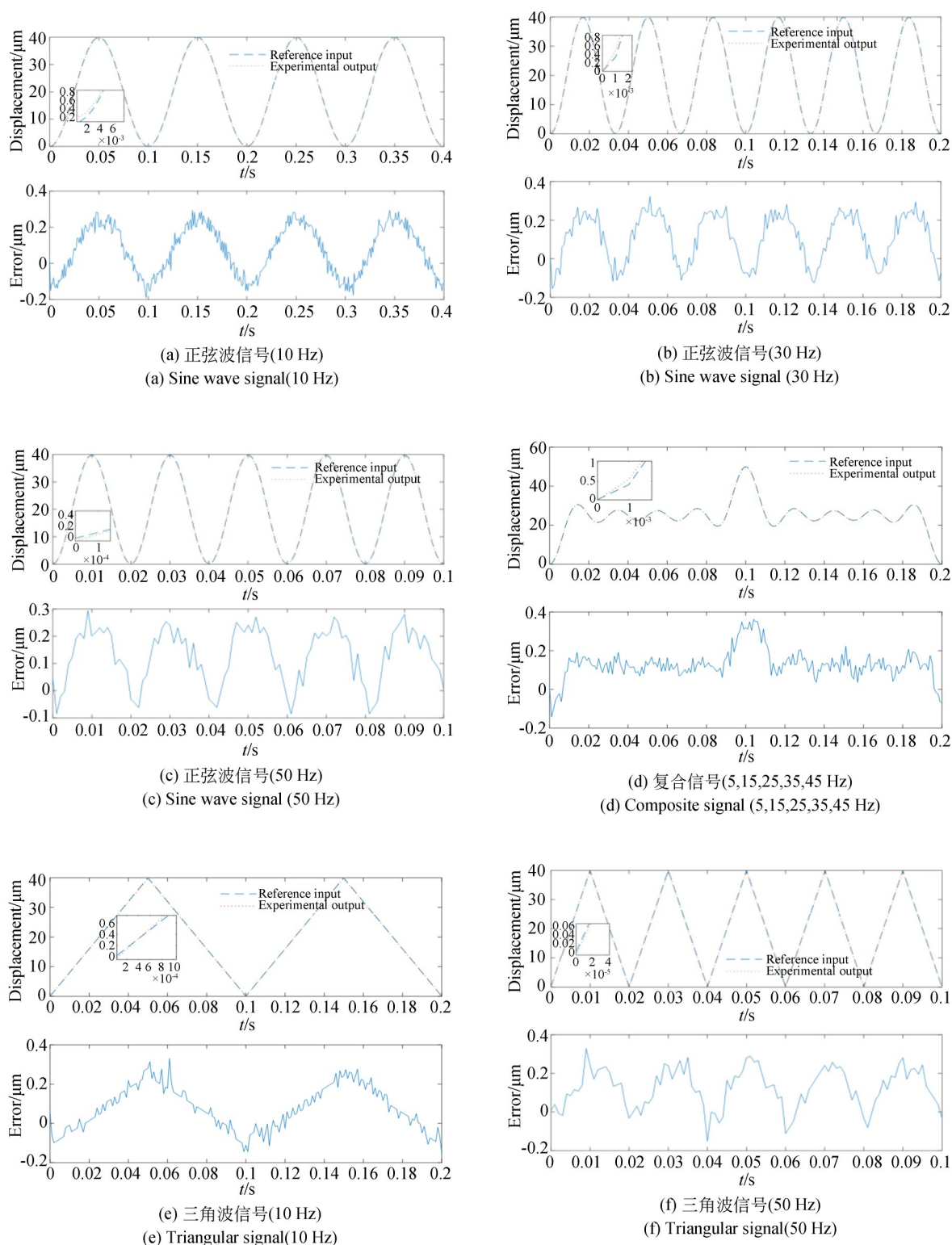


图8 不同频率下位移和误差变化

Fig. 8 Evolutions of displacement and error at different frequencies

5.3 与滑模控制器方法的比较

考虑到滑模控制具有响应快速,对参数变化

和扰动不灵敏的特点,因此选择滑模控制进行对比实验。文献[16]在迟滞补偿器使系统线性化

的基础上,提出一种基于扩张状态观测器的分数阶滑模控制器。在该方案下,对 0.1~50 Hz 正弦信号的单频率和复合频率进行跟踪且参考输入行程为 40 μm ,实验结果如表 4 所示。对比可以看出,本文提出的方法跟踪精度在高频段(大于等于 30 Hz)和复合频率下明显高于文献[16]提出的方法。

6 结 论

本文以 Bouc-Wen 为基础,建立 Hammerstein 模型,研究压电陶瓷作动器的迟滞非线性特性,静态迟滞环节由不对称 Bouc-Wen 模型描述,由差分演化算法实现模型参数的识别;线性动态环节表征频率依赖关系,采用最小二乘法辨识动态线性环节的模型参数。在迟滞补偿器的基础上,提出基于卡尔曼滤波的预测控制,卡尔曼滤波用来估计系统状态;预测控制具有前馈-反馈结构,用于减小建模误差、逆补偿误差和外部小扰动对

表 4 不同控制器的均方根误差和相对误差
Tab. 4 Values of RMSE and RE of different controllers

Frequency/Hz	ESO-FOMSMC-RMSE	OFMPC-RMSE	OFMPC-RE
y_r^{10}	0.109 9	0.153 2	0.006 3
y_r^{30}	0.285 5	0.165 0	0.006 7
y_r^{50}	0.532 9	0.167 5	0.006 8
y_r^c	0.227 1	0.151 2	0.005 8
y_{rt}^{10}	—	0.153 9	0.006 3
y_{rt}^{50}	—	0.174 6	0.007 0

Note: ESO-FOMSMC: extended state observer-based fractional order sliding-mode control; OFMPC: output feedback predictive control.

系统动态的影响,保证系统输出精确的跟踪参考轨迹。该控制器在正弦波信号下的相对跟踪误差小于 0.68%,三角波信号的相对跟踪误差小于 0.70%,能够实现对微定位平台的高精度跟踪。

参考文献:

[1] 毛剑琴. 智能结构动力学与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2013.
MAO J Q. *Intelligent Structural Dynamics and Control*[M]. Beijing: Science Press, 2013. (in Chinese)

[2] 杨大智. 智能材料与智能系统[M]. 天津: 天津大学出版社, 2000.
YANG D ZH. *Intelligent Materials and System* [M]. Tianjin: Tianjin University Press, 2000. (in Chinese)

[3] LIU D M, DONG J Q, GUO S, *et al.* Parameter identification of model for piezoelectric actuators[J]. *Micromachines*, 2023, 14(5): 1050.

[4] 蔡子艺. 基于改进粒子群优化算法的压电执行器迟滞特性研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
CAI Z Y. *Hysteresis Characteristics of Piezoelectric Actuator based on Improved Particle Swarm Optimization*[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022. (in Chinese)

[5] LI L, YANG G L, SUN Q Q. A hysteresis model considering temperature effects for sintered NdFeB and its application in electromagnetic buffer [J]. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*,

2021, 537: 168158.

[6] 金爱国, 郭德强, 金贵阳. 压电致动柔性结构的迟滞建模与精密控制技术研究[J]. *南方农机*, 2023, 54(24): 127-130.
JIN A G, GUO D Q, JIN G Y. Research on hysteresis modeling and precision control technology of piezoelectric actuated flexible structures [J]. *China Southern Agricultural Machinery*, 2023, 54(24): 127-130. (in Chinese)

[7] WANG G, ZHOU Y S. A novel identification approach of Bouc-Wen model parameter for piezoelectric hysteresis characteristic based on a modified whale optimization algorithm[J]. *COMPEL-the International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2023, 42(2): 620-636.

[8] 温盛军, 李亮, 喻俊, 等. 迟滞与蠕变耦合压电系统的建模及补偿方法[J]. *振动与冲击*, 2023, 42(7): 25-32, 53.
WEN SH J, LI L, YU J, *et al.* Modeling and compensation method of hysteresis-creep coupled piezoelectric system [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2023, 42(7): 25-32, 53. (in Chinese)

[9] 孙丽媛. 基于 Bouc-Wen 动态模型的压电微定位平台控制方法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2021.

- SUN L Y. *Research on Control Method of Piezo-electric Micro-positioning Platform Based on Bouc-Wen Dynamic Model*[D]. Changchun: Jilin University, 2021. (in Chinese)
- [10] 伍俊露. 基于 Hammerstein 模型的压电驱动器迟滞非线性建模与控制研究[D]. 杭州: 浙江理工大学, 2023.
- WU J L. *Hysteresis Nonlinearity Modeling and Control Research of Piezoelectric Actuator Based on Hammerstein Model*[D]. Hangzhou: Zhejiang Sci-Tech University, 2023. (in Chinese)
- [11] AHMED K, YAN P, LI S. Duhem model-based hysteresis identification in piezo-actuated nano-stage using modified particle swarm optimization [J]. *Micromachines*, 2021, 12(3): 315.
- [12] 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 of piezoceramic actuator using nonsmooth sandwich model[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(5): 567-576. (in Chinese)
- [13] JANJANAM L, SAHA S K, KAR R, *et al.* Wiener model-based system identification using moth flame optimised Kalman filter algorithm [J]. *Signal, Image and Video Processing*, 2022, 16(5): 1425-1433.
- [14] GAN J Q, MEI Z, CHEN X L, *et al.* A modified Duhem model for rate-dependent hysteresis behaviors[J]. *Micro-machines*, 2019, 10(10): 1562-1580.
- [15] ZHANG M C, CUI X, XIU Q L, *et al.* Dynamic modeling and controlling of piezoelectric actuator using a modified preisach operator based Hammerstein model[J]. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, 2023, 24(4): 537-546.
- [16] YU S Y, FENG Y Y, YANG X P. Extended state observer-based fractional order sliding-mode control of piezoelectric actuators [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2021, 235(1): 39-51.
- [17] 郭咏新, 毛剑琴. 超磁致伸缩作动器的率相关建模与跟踪控制[J]. *北京航空航天大学学报*, 2013, 39(10): 1360-1365.
- GUO Y X, MAO J Q. Rate-dependent modeling and tracking control of giant magnetostrictive actuators[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2013, 39(10): 1360-1365. (in Chinese)
- [18] 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.
- ZHAO X L, WANG J L. Backstepping control with error transformation for Bouc-Wen hysteresis nonlinear system [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(8): 1094-1098. (in Chinese)
- [19] 陈晓育. 汽车迟滞非线性悬架系统的预瞄最优控制研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2019.
- CHEN X Y. *Research on Preview Optimal Control of Hysteresis Nonlinear Suspension System of Automobile* [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2019. (in Chinese)
- [20] 谈霄. 船闸电气系统的智能感知与自适应控制研究[J]. *自动化应用*, 2023, 64(23): 27-30.
- TAN X. Research on intelligent perception and adaptive control of ship lock electrical system [J]. *Automation Application*, 2023, 64(23): 27-30. (in Chinese)
- [21] 武毅男, 方勇纯. 基于 Preisach 模型的深度学习网络迟滞建模[J]. *控制理论与应用*, 2018, 35(6): 723-731.
- WU Y N, FANG Y CH. Hysteresis modeling with deep learning network based on Preisach model[J]. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(6): 723-731. (in Chinese)
- [22] 赵小兴, 姜伟, 李巍. 压电陶瓷作动器非对称迟滞的建模与补偿控制[J]. *机电工程*, 2013, 30(2): 138-141, 151.
- ZHAO X X, JIANG W, LI W. Modeling and compensation control of asymmetric hysteresis of piezoceramic actuator[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2013, 30(2): 138-141, 151. (in Chinese)
- [23] 刘金琨, 沈晓蓉, 赵龙. 系统辨识理论及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- LIU J K, SHEN X R, ZHAO L. *System Identification Theory and MATLAB Simulation* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013. (in Chinese)
- [24] 章猛, 邹德旋, 徐福强, 等. 多种群协同进化的差

分进化算法[J]. 计算机时代, 2022(12): 34-39, 43.

ZHANG M, ZOU D X, XU F Q, *et al.* A differ-

ential evolution algorithm for multi-population co-evolution[J]. *Computer Era*, 2022(12): 34-39, 43. (in Chinese)

作者简介:



于树友(1974—),男,吉林长春人,博士,教授,1997年、2005年于吉林大学分别获得学士和硕士学位,2011年于德国斯图加特大学获得博士学位,主要从事强化学习与预测控制,车辆编队控制等方面的研究。E-mail:shuyou@jlu.edu.cn

通讯作者:



孙绍瑜(2000—),男,河南漯河人,硕士研究生,2022年于沈阳化工大学获得学士学位,主要研究方向为车辆编队控制、模型预测控制。E-mail:syun22@mails.jlu.edu.cn