DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209387

压电执行器的非对称动态迟滞特性建模研究*

周民瑞[1],周振华[1,2],刘 鑫[1,2],曹太山[1,2],李战慧[1,2]
(1. 长沙理工大学汽车与机械工程学院 长沙 410114; 2. 机械装备高性能智能制造关键技术湖南省重点实验室 长沙 410114)

摘 要:传统 Bouc-Wen 模型难以精确表征压电执行器固有非对称率相关动态迟滞非线性,因此提出一种广义 Bouc-Wen(GBW)迟滞模型用于精确表征压电执行器的迟滞非线性。首先,基于传统 Bouc-Wen 迟滞模型引入两项非对称项和二阶 IIR 滤波器表征压电执行器非对称迟滞及高频相位滞后特性,进一步分析了模型参数值与频率变化规律并确定了模型的率相关参数。然后,搭建了基于 NI CompactRIO 测控系统的压电执行器精密定位实验平台,通过粒子群优化算法完成 GBW 模型的参数辨识,并对提出的 GBW 模型进行实验验证。实验结果表明,对于变频率正弦激励信号,GBW 模型的最大误差为 0.190 6 μm,均方根误差为 0.043 1 μm 仅占压电执行器位移行程的 0.65%,相较于传统 Bouc-Wen(CBW)模型及改进 Bouc-Wen(EBW)模型分别下降了 82.07% 和 62.10%。对比 CBW 模型和 EBW 模型,所提出的 GBW 模型精度和宽频性能均有显著提升,并且解析逆模型存在易于控制器设计,有助于实现压电执行器在超精密仪器设备中宽频、高速精密定位。

关键词: 压电执行器;非对称迟滞;率相关动态迟滞;广义 Bouc-Wen 模型
中图分类号: TH701 TN384 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 460.40

Modeling of asymmetric dynamic hysteresis characteristics of piezoelectric actuator

Zhou Minrui[1], Zhou Zhenhua[1,2], Liu Xin[1], Cao Taishan[1], Li Zhanhui[1]
(*1. College of Automotive and Mechanical Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China; 2. Hunan Provincial Key Laboratory of Intelligent Manufacturing Technology for High-performance Mechanical Equipment, Changsha 410114, China*)

Abstract: A generalized Bouc-Wen (GBW) hysteresis model is proposed to accurately characterize the hysteresis nonlinearity of the piezoelectric actuator, since the classical Bouc-Wen hysteresis model cannot accurately characterize the inherent asymmetric frequency-dependent dynamic hysteresis nonlinearity of piezoelectric actuators. Firstly, based on the classical Bouc-Wen hysteresis model, two asymmetric terms and a second-order IIR filter are introduced to characterize the asymmetric hysteresis and high-frequency phase hysteresis of the piezoelectric actuator, and further analyze the model parameter values with respect to the frequency variation law to determine the frequency-dependent parameters of the model. Then, the experimental platform of precision positioning of the piezoelectric actuator based on NI CompactRIO measurement and control system is built, and the parameters of the GBW model are identified by the particle swarm optimization algorithm and the proposed GBW model is evaluated experimentally. Experimental results show that the maximum error of the GBW model is 0.190 6 μm and the root mean square error is 0.043 1 μm for the variable frequency sinusoidal excitation signal, which is only 0.65% of the displacement range of the piezoelectric actuator, with a decrease of 82.07% and 62.10% compared to the classical Bouc-Wen (CBW) model and the enhanced Bouc-Wen (EBW) model, respectively. Compared with the CBW model and the EBW model, the proposed GBW model significantly improves the model accuracy and broadband performance, and the existence of the analytical inverse model is easy for controller design, which helps to realize broadband and high-speed precision

收稿日期:2022-03-06 Received Date: 2022-03-06
*基金项目:湖南省杰出青年科学基金(2021JJ10040)、湖南省自然科学基金(2021JJ30731)、湖南省教育厅优青项目(21B0353)、长沙市自然科学基金(kq2014099)项目资助

positioning of the piezoelectric actuator in ultra-precision instruments and equipments.

Keywords: piezoelectric actuator; asymmetric hysteresis; frequency-dependent dynamic hysteresis; generalized Bouc-Wen model

0 引　　言

压电执行器(PEA)具有高精度[1]、响应快[2]、输出力大[3]、带宽较宽[4]等优势,因此在原子力显微镜[5]、微纳定位系统[6]、主动振动控制[7]、生物细胞操作[8]等精密仪器设备中应用极其广泛。然而,PEA 工作性能受其固有迟滞非线性的限制[9],且这种迟滞非线性具有非对称、率相关等复杂特性[10],因此建立精确的 PEA 迟滞模型是亟待解决的问题。

目前,关于 PEA 非线性迟滞建模,通常使用各种唯现象模型描述 PEA 的输入电压与输出位移之间的非线性特性。国内外学者提出了诸多迟滞非线性模型:PI 模型[11-12]、Duhem 模型[13-14]、Bouc-Wen 模型[15-16]、Backlash-Like 模型[17]、多项式模型[18]等。虽然,众多非线性迟滞模型能够描述 PEA 的迟滞非线性,但也存在诸多缺陷和不足。例如,PI 模型属于基于非线性迟滞算子的积分模型,因此模型复杂度高、计算量大,参数辨识和控制器设计难度较大;Duhem 模型和 Backlash-Like 模型由于模型复杂、参数较多,其解析逆模型难以求解,因此适用范围受到较大限制;多项式模型的模型精度取决于使用多项式的阶数,当多项式模型阶数越高则模型精度越高,然而过高的阶数会导致模型参数过多、计算繁琐,因此不利于解析逆模型求解及控制器设计。

近年来诸多学者对传统非线性迟滞模型进行了研究和改进,如杨晓京等[19]基于 Backlash-Like 模型结合压电定位平台的动态特性建立了二阶动态迟滞模型,在频率为 30 和 40 Hz 时,最大相对误差分别仅为 3.5% 和 4.4%,有效降低了动态非线性特性引起的误差。顾寒烈等[20]基于 Bouc-Wen 模型引入两个多项式使得模型具有非对称特性并利用归一化消除模型参数冗余,相较于传统 Bouc-Wen 模型最大绝对误差降低了 43.64%,然而模型中引入的两个多项式对其逆模型求解造成了一定困难。于志亮等[21]提出了一种基于 PLAY 迟滞算子的改进 PI 模型,降低了模型复杂度便于求解其逆模型,但仍无法描述非对称迟滞和率相关迟滞非线性。陈辉等[22]提出了多项式逼近的 Duhem 模型并建立了 PEA 的非线性参数化动态模型,避免了对 Duhem 模型求解逆模型。Qin 等[23]在 Bouc-Wen 模型基础上,引入一个输入偏置项和非对称项并建立了 PEA 非对称迟滞模型,改进后的模型相较于传统 Bouc-Wen 模型的平均误差下降了 82.3%,但提出的模型仍属于静态迟滞模型无法表征 PEA 的率相关动态迟滞非线性。Li 等[24]基于传统 Bouc-Wen 迟滞模型,改进了迟滞曲线的形状控制函数提出了非对称率相关 Bouc-Wen 模型,但是该模型无法有效描述 PEA 高频相位滞后特性,因而仅适用于较低频率范围内。

虽然现有关于 PEA 迟滞非线性的建模研究具有显著突破,但是关于同时表征非对称、率相关及高频相位滞后迟滞非线性,并易于求解其解析逆模型的迟滞模型建模研究较为缺乏。因此提出了一种广义 Bouc-Wen 迟滞模型,所提出的迟滞模型能够表征 PEA 迟滞非线性的非对称和率相关特性同时能够精确描述 PEA 相位滞后现象,并且解析逆模型易于数值求解,有助于控制器设计以实现 PEA 的宽频、高速精密控制。

1 广义 Bouc-Wen 迟滞建模

1.1 传统 Bouc-Wen 迟滞模型

传统 Bouc-Wen 模型(CBW)是由 Bouc 提出并由 Wen 改进的一种微分方程[25],被广泛应用于迟滞非线性系统中,该模型可简化为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{H}(t) = \alpha\dot{u}(t) - \beta|\dot{u}(t)|H(t) - \lambda|H(t)|\dot{u}(t) \\ Y(t) = Ku(t) + H(t) \end{cases} \tag{1}$$

式中:$u(t)$ 为输入电压,$H(t)$ 为迟滞变量,$Y(t)$ 为模型输出位移,$\dot{u}(t)$ 和 $\dot{H}(t)$ 分别为 $u(t)$ 和 $H(t)$ 对于时间的一阶导数。α、β、λ 和 K 均为待辨识模型参数。迟滞变量的幅值取决于 α,同时 β 和 λ 控制迟滞回线的形状,K 是比率常数。

通常对 CBW 模型进行离散化处理以便于实现数字控制器的设计,CBW 模型离散形式为:

$$\begin{cases} H(k) = H(k-1) + \alpha\Delta u - \beta|\Delta u|H(k-1) - \\ \quad \lambda\Delta u|H(k-1)| \\ Y(k) = Ku(k) + H(k) \\ \Delta u = u(k) - u(k-1) \end{cases} \tag{2}$$

式中:$H(k)$ 和 $H(k-1)$ 分别为 k 时刻和 $k-1$ 时刻迟滞变量,$u(k)$ 为 k 时刻的输入电压,$Y(k)$ 和 $Y(k-1)$ 分别为 k 时刻和 $k-1$ 时刻模型输出位移,Δu 为输入电压变化率。虽然离散 CBW 模型具有参数少、易于求解解析逆模型等建模优势,然而如图 1 所示,当模型参数固定对于不同频率正弦激励输入,CBW 模型输出关于中心对称,并且模型输出与频率无关属于静态迟滞模型。

图 2 为 KEMET 公司的 AE0203D08F 压电执行器位移输出特性,由图 2(a)可以清晰发现 PEA 的实际输出位移与频率相关,并且输入激励频率越高则迟滞回线越宽。图 2(b)表明 1 Hz 正弦激励时,PEA 的位移输出迟

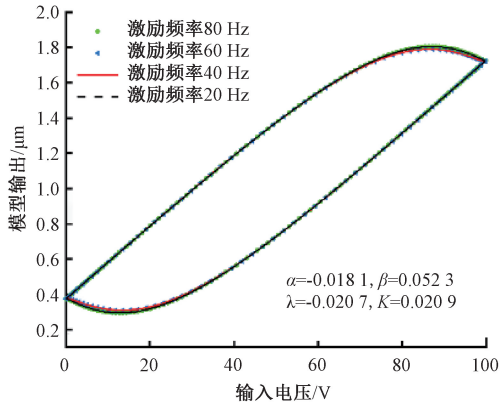


图 1 CBW 模型输出特性

Fig. 1 CBW model output characteristics

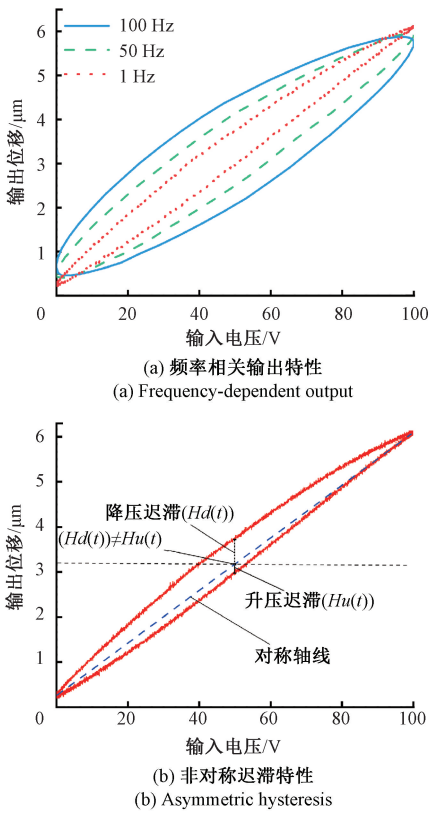


图 2 PEA 位移输出特性

Fig. 2 PEA displacement output characteristics

滞回线具有显著的非对称特性。因此,使用 CBW 模型描述 PEA 实际输出位移的误差较大。

1.2 广义 Bouc-Wen 迟滞建模

为弥补 CBW 模型的缺陷,本文在 CBW 模型基础上提出了非对称动态迟滞模型即广义 Bouc-Wen(GBW)迟滞模型。GBW 迟滞建模过程为:CBW 模型的非对称迟滞、率相关迟滞和高频相位滞后的模型性能改进和优化。

1)模型非对称特性改进

关于 PEA 的非对称迟滞特性,现有研究表明造成其现象的原因复杂多样[26],然而根据 PEA 的驱动方式可以将驱动信号的主要信号参数作为迟滞模型非对称项的变量。PEA 通常采用电压驱动方式,因此可以将 PEA 输入电压的强度和变化率作为模型非对称项的变量。

首先,由于激励电压强度引起的非对称迟滞可在 CBW 模型式(2)中引入一项与电压强度相关的非对称项 $\Phi_u = \varepsilon u(k) sign(\Delta u)$ 进行描述,其中 $sign(\ )$ 为符号函数,$u(k)$ 为电压强度,ε 为引入非对称项的参数。因此当输入电压处于升压或降压时,由于 $sign(\Delta u)$ 的存在导致引入的非对称项在升压与降压状态的值不相等从而使得模型输出具有非对称特性,并且非对称项 Φ_u 的值随电压强度变化,通过设置不同 ε 参数值可以改变模型输出的非对称程度,引入非对称项 Φ_u 后的离散化迟滞模型如下:

$$\begin{cases} H(k) = H(k-1) + \alpha\Delta u - \beta|\Delta u|H(k-1) - \\ \quad \lambda\Delta u|H(k-1)| + \varepsilon u(k), \quad \Delta u \geqslant 0 \\ H(k) = H(k-1) + \alpha\Delta u - \beta|\Delta u|H(k-1) - \\ \quad \lambda\Delta u|H(k-1)| - \varepsilon u(k), \quad \Delta u < 0 \end{cases} \tag{3}$$

由于电压变化率引起的非对称迟滞现象,需进一步在式(3)中引入一项与电压变化率相关的非对称辅助项 $\delta|\Delta u|$。值得注意的是,单独引入此项并无法表征与电压变化率相关的非对称迟滞,然而结合 CBW 模型中 $\alpha\Delta u$ 可以得到与输入电压变化率相关的非对称项 $\Phi_{\Delta u} = (\alpha + \delta sign(\Delta u))\Delta u$,$\delta$ 为引入的非对称辅助项参数。对于不同的输入电压变化率,$\Phi_{\Delta u}$ 的值随会之变化并且升压和降压阶段的电压变化率分别为正值和负值,因此通过调整 $\Phi_{\Delta u}$ 的参数值 δ 和 α 值可使 $\Phi_{\Delta u}$ 在升压和降压时不相等从而模型输出具有非对称特性,引入非对称项 $\Phi_{\Delta u}$ 后迟滞模型离散化形式如下:

$$\begin{cases} H(k) = H(k-1) + (\alpha+\delta)\Delta u - \\ \quad \beta|\Delta u|H(k-1) - \lambda\Delta u|H(k-1)| + \\ \quad \varepsilon u(k), \quad \Delta u \geqslant 0 \\ H(k) = H(k-1) + (\alpha-\delta)\Delta u - \\ \quad \beta|\Delta u|H(k-1) - \\ \quad \lambda\Delta u|H(k-1)| - \varepsilon u(k), \quad \Delta u < 0 \end{cases} \tag{4}$$

2)模型相位滞后特性改进

现有研究表明,PEA 的输出位移随着输入激励频率增加会出现严重的相位滞后现象[27],导致 PEA 的高频性能恶化。因此,基于 1.2 节 1)中非对称改进的迟滞模型引入二阶 IIR 滤波器 Φ_{IIR} 以描述 PEA 输出位移的相位滞后现象。基于 1.2 节 1)中改进后的迟滞模型,IIR 滤波器可以表示为如式(5)所示。

$$Y(k)=\sum_{i=0}^{N}a(i)u(k-i)+\sum_{j=0}^{P}b(j)Y(k-j)+H(k) \tag{5}$$

其中,$a(i)$ 和 $b(j)$ 为 IIR 滤波器的参数,N 和 P 为滤波器的阶数。综合考虑滤波器的性能和模型计算量,确定 IIR 滤波器阶数为 $N=1$ 和 $P=2$,滤波器参数为 $b(j)=(0,\omega,\varphi)$、$a(i)=(K,0)$。结合式(2)、(4)和(5)得到具有描述非对称迟滞、相位滞后特性能力的迟滞模型:

$$\begin{cases}H(k)=H(k-1)+(\alpha+\delta)\Delta u-\\ \quad\beta|\Delta u|H(k-1)-\\ \lambda\Delta u|H(k-1)|+\varepsilon u(k),\quad \Delta u\geqslant 0\\ H(k)=H(k-1)+(\alpha-\delta)\Delta u-\\ \quad\beta|\Delta u|H(k-1)-\\ \lambda\Delta u|H(k-1)|-\varepsilon u(k),\quad \Delta u<0\\ Y(k)=Ku(k)+H(k)+\omega Y(k-1)+\\ \quad\varphi Y(k-2)\end{cases} \tag{6}$$

3)模型频率相关动态性能改进

虽然经过 1.2 节 1)和 2)中模型改进后的迟滞模型能够描述非对称迟滞和相位滞后现象,但是并无法描述频率相关的动态迟滞非线性。结合 CBW 模型各参数的分析[28],及式(6)中各参数对模型输出的影响,将与激励频率相关性高的模型参数修正为率相关动态参数。通过分析图 2 中 PEA 实际迟滞回线发现:PEA 在不同频率激励作用下的位移输出迟滞回线形状相似而迟滞回线宽度变化显著。GBW 模型中 δ 参数不仅影响迟滞模型的非对称程度,且能够改变迟滞变量的大小从而控制迟滞环的宽度,因此将 δ 参数修正为率相关参数 $\delta(f)$。另外,通过将参数 ε 修正为率相关参数 $\varepsilon(f)$ 能够更精确的表征不同激励频率下电压强度引起的非对称迟滞。PEA 相位滞后特性与输入电压频率密切相关,因此将 IIR 滤波器 $\boldsymbol{\Phi}_{IIR}$ 参数修正为率相关参数 $\omega(f)$ 和 $\varphi(f)$。经过对模型进行率相关性修正后得到 GBW 模型如下:

$$\begin{cases}H(k)=H(k-1)+(\alpha+\delta(f))\Delta u-\\ \quad\beta|\Delta u|H(k-1)-\\ \lambda\Delta u|H(k-1)|+\varepsilon(f)u(k),\quad \Delta u\geqslant 0\\ H(k)=H(k-1)+(\alpha-\delta(f))\Delta u-\\ \quad\beta|\Delta u|H(k-1)-\\ \lambda\Delta u|H(k-1)|-\varepsilon(f)u(k),\quad \Delta u<0\\ Y(k)=Ku(k)+H(k)+\omega(f)Y(k-1)+\\ \quad\varphi(f)Y(k-2)\end{cases} \tag{7}$$

2　广义 Bouc-Wen 模型参数分析

CBW 模型中参数对模型输出的具体影响规律可由文献[28]得出,因此本文将重点分析提出的 GBW 模型中 $\boldsymbol{\Phi}_{\Delta u}$、$\boldsymbol{\Phi}_u$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_{IIR}$ 的参数对模型输出的影响规律。GBW 模型参数分为率相关动态参数和率无关静态参数,其中 α、β、λ、K 为率无关静态参数,首先设定 $\alpha=-0.022\,0$,$\beta=0.059\,9$,$\lambda=0.010\,7$,$K=0.066\,8$,然后分析率相关动态参数 $\delta(f)$、$\varepsilon(f)$、$\omega(f)$ 和 $\varphi(f)$ 的对 GBW 模型输出的影响。

GBW 模型中与电压变化率相关的非对称项 $\boldsymbol{\Phi}_{\Delta u}$ 的参数对模型输出的影响主要为迟滞回线与对称中心偏移程度。如图 3(a)所示,模型输入为固定频率正弦信号,当 $\delta(f)=0$ 时迟滞回线关于对称中心对称,$\delta(f)=0.01$、$\delta(f)=0.02$ 时迟滞回线相对于对称中心向上偏移,而当 $\delta(f)=-0.01$、$\delta(f)=-0.02$ 时迟滞回线相对于对称中心向下偏移,并且 $\delta(f)$ 参数绝对值越大偏离越严重。因此 $\delta(f)$ 参数值的大小和正负可以控制迟滞环与对称轴线的偏移程度和方向。设 $Y_{\max}$ 和 $Y_{\min}$ 分别为最大输出位移和最小输出位移,可得不同 $\delta(f)$ 参数值对应的 $Y_{\max}$ 和 $Y_{\min}$ 的差值 ΔY,进一步根据 ΔY 计算迟滞环偏转角度 ϕ,根据图 3(a)计算迟滞回线偏转角度 ϕ 公式为:

$$\phi=\tan^{-1}(\Delta Y/\rho) \tag{8}$$

其中,ρ 为计算迟滞回线偏转角度参考值,ρ 取 6 μm。由表 1 分析可知,当 $\delta(f)=0$ 时 $\phi=43.493\,0°$,此时迟滞回线的偏转角度最大;当 $\delta(f)$ 参数值增大或减小则 ΔY 和 ϕ 均减小,这表明 $\delta(f)$ 参数的变化会导致迟滞回线偏转角度减小即迟滞回线顺时针旋转。文献[11]表明,PEA 输出位移的迟滞回线存在伴随激励频率增加而出现顺时针旋转现象,因此 GBW 模型非对称项 $\boldsymbol{\Phi}_{\Delta u}$ 的 $\delta(f)$ 修正为率相关参数将有助于提高模型的动态性能和精度。

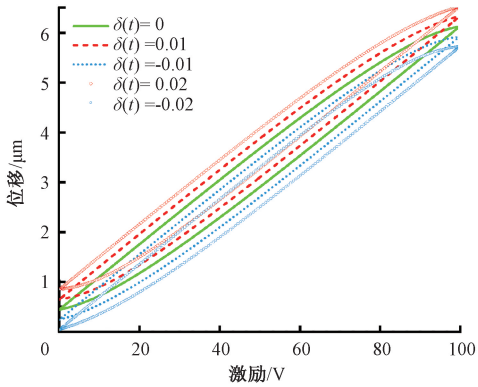
表 1　参数 $\delta(f)$ 对 ϕ 的影响

Table 1　Effect of parameter $\delta(f)$ on ϕ

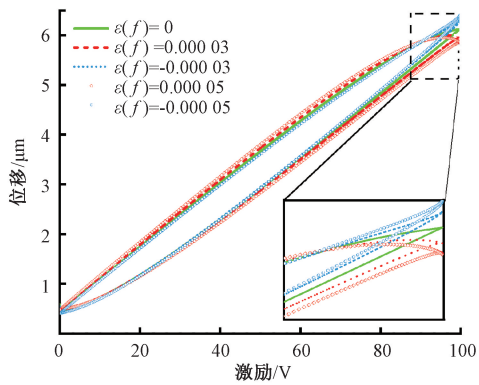
$\delta(f)$	$Y_{\min}$	ΔY/μm	ϕ/(°)
−0.02	0.039 1	5.688 9	43.475 0
−0.01	0.240 4	5.690 2	43.482 0
0	0.442 9	5.692 4	43.493 0
0.01	0.645 7	5.690 2	43.482 0
0.02	0.848 8	5.688 9	43.475 0

电压强度相关的非对称项 $\boldsymbol{\Phi}_u$ 的参数对模型输出的影响主要为表现在电压强度较高时 $\boldsymbol{\Phi}_u$ 在模型输出的补偿作用。如图 3(b)所示,当 $\varepsilon(f)=0$ 此时迟滞回线关于中心对称,对于 $\varepsilon(f)=0.000\,03$、$\varepsilon(f)=0.000\,05$ 时在输入电压升压过程中,当输入电压增加则引入的非对称项在模型中的正向补偿作用越弱则模型输出位移越小,若 $\varepsilon(f)=-0.000\,03$、$\varepsilon(f)=-0.000\,05$,当输入电压增加则引入的非对称迟滞项 $\boldsymbol{\Phi}_u$ 在模型中的正向补偿作用越强则模型输出位移越大,同时可以发现若 $\varepsilon(f)$ 为负值则迟

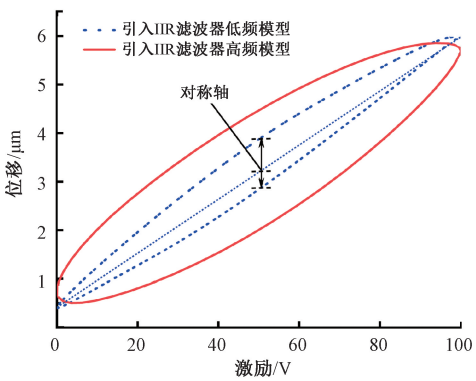
滞回线的宽度将减小,若 $\varepsilon(f)$ 为正值宽度将增大。根据表 1 的分析可知,虽然 $\delta(f)$ 的参数值变化能够使得迟滞回线发生偏转,但这种偏转角度较小,然而通过分析发现 Y_{min} 随着 $\delta(f)$ 参数值增加而增加,并且由图 3(b)可知 $\varepsilon(f)$ 参数值的变化可以改变 Y_{max},因此使得偏转角度 ϕ 发生变化。通过选择合适的 $\delta(f)$ 和 $\varepsilon(f)$ 能够有效的表征迟滞回线角度偏转的现象,这也进一步证明了将 $\varepsilon(f)$ 和 $\delta(f)$ 参数修正为率相关参数的合理性。



(a) $\Phi_{\Delta u}$ 对模型输出影响
(a) $\Phi_{\Delta u}$ effect on model output



(b) Φ_u 对模型输出影响
(b) Φ_u effect on model output



(c) Φ_{IIR} 对模型输出影响
(c) Φ_{IIR} effect on model output

图 3 GBW 模型参数对模型输出影响规律

Fig. 3 GBW model parameters influence on model output

引入 IIR 滤波器 Φ_{IIR} 后迟滞模型能够描述高频激励作用下模型的相位滞后,并且不会影响低频模型的非对称特性。如图 3(c)所示,其中低频模型为 10 Hz 正弦激励的模型输出,IIR 滤波器参数为 $\omega(f)$ = 0.499 5、$\varphi(f)$ = 0.300 0,非对称项的率相关参数为 $\delta(f)$ =- 0.000 8、$\varepsilon(f)$ = 0.000 01;高频模型为 100 Hz 正弦激励模型输出,IIR 滤波器参数 $\omega(f)$ = 1.010 0、$\varphi(f)$ =- 0.192 2,非对称项的率相关参数为 $\delta(f)$ =- 0.002 0、$\varepsilon(f)$ = 0.000 2。可以发现 100 Hz 正弦激励的模型输出迟滞回线具有显著的相位滞后特性,并且无论低频激励还是高频激励模型输出均具有非对称特性。

3 模型参数辨识

粒子群优化算法(PSO)因其收敛速度快、参数较少等优势,已被广泛应用于参数辨识、神经网络训练等领域[29]。因此,基于 PSO 算法对本文提出的 GWB 模型进行参数辨识。

关于 GBW 模型参数的 PSO 优化算法,每个粒子代表模型参数的一组待优化参数值,粒子的更新通过粒子的位置 X_i 和速度 V_i 实现,其中 X_i 和 V_i 根据粒子的个体最佳位置和全局最佳位置进行更新,具体的更新公式如下:

$$\begin{cases} V_i^{g+1} = \eta V_i^g + C_1 rand_1(Pbest_i^g - X_i^g) + \\ C_2 rand_2(Gbest^g - X_i^g) \\ X_i^{g+1} = X_i^g + V_i^{g+1} \end{cases} \tag{9}$$

其中,η 表示惯性项权重系数,$i = 1,2,\cdots,H$,其中 H 为粒子总数,g 表示目前迭代次数,C_1 和 C_2 分表为个体学习因子和全局学习因子,$rand_1$ 和 $rand_2$ 为 0 ~ 1 内的随机数,设置最大迭代次数 G 为迭代终止条件。对于个体粒子和全局的最佳位置 $Pbest_i$ 和 $Gbest^g$ 需通过适应度函数 $F(\cdot)$ 进行计算:

$$\begin{cases} Pbest_i^{g+1} = \begin{cases} Pbest_i^g, & F(X_i^{g+1}) \geqslant F(Pbest_i^g) \\ X_i^{g+1}, & F(X_i^{g+1}) \leqslant F(Pbest_i^g) \end{cases} \\ Gbest^{g+1} = \min(F(Pbest_i^g)) \end{cases} \tag{10}$$

达到迭代条件后得到 $Gbest^G$ 即为 GBW 模型参数 $\theta = (\alpha,\beta,\lambda,\delta,\varepsilon,\omega,\varphi,K)$,采用均方根误差(RMSE)作为 PSO 的适应度函数:

$$F(X_i) = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{l=1}^{N}(Y_{ex}(l) - Y_{GBW}(l))^2} \tag{11}$$

其中,N 为用于参数辨识的实验数据总量,Y_{ex} 和 Y_{GBW} 分别为实验位移和 GBW 模型输出位移。

为避免 PSO 在参数辨识过程中过早的陷入局部最优,将式(9)中静态惯性权重系数 η 修正为线性递减惯性系数 $\eta(g)$,有利于在迭代初期进行全局优化而在迭代后

期进行局部优化,$\eta(g)$ 的表达式如下:

$$\eta(g)=\eta_{\max}-\frac{g}{G}(\eta_{\max}-\eta_{\min}) \tag{12}$$

其中,$\eta_{\max}$ 和 $\eta_{\min}$ 分别为惯性权重系数的初始值和终止值。

4　实验验证

4.1　实验系统

为对提出的 GBW 模型进行实验验证,搭建了如图 4 所示以压电执行器为研究对象的实验系统。实验系统由压电执行器 PEA(AE0203D08F)、功率放大器(EPA-104)、激光位移传感器(LK-G10)及其控制器(LK-G5001)、NI CompactRIO-9039 嵌入式测控系统、NI 9220 模拟量采集模块、NI 9263 电压输出模块、气动隔振平台组成。

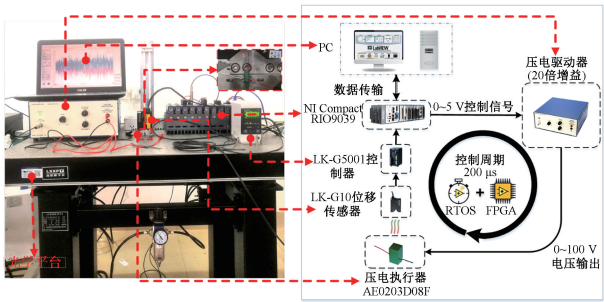


图 4　实验系统组成及原理

Fig. 4　Experimental system composition and principle

实验系统中 PEA 的最大输出位移为 9.1 μm,允许最大输入电压 150 V,谐振频率为 138 kHz;功率放大器的增益为 20 倍,允许最大输入电压为±10 V,对应最大输出电压为 200V;激光位移传感器的分辨率为 10 nm,测量范围为±1 mm;激光位移传感器控制器将测量位移信号 −1~1 mm 转换为−10~10 V 输出电压;NI CompactRIO 搭载四核 CPU 和 325T FPGA 能够实现实时、高速的数据采集与控制算法,实验程序及算法基于 LABVIEW 编程软件实现,实验中设置定时周期为 200 μs;NI 9220 输入电压为±10 V,其分辨率为 16 位,高达 100 kS/s 采样率;NI 9263 输出电压为±10 V,其分辨率和采样率与 NI-9220 一致;隔振平台用于降低外界扰动的干扰。

实验中设置激光传感器的灵敏度为 100 μm/1 V,NI 9220 采集卡的分辨率为 16 位,因此位移测量的分辨率理论值为:

$$\frac{100\ \mu\text{m}}{1\ \text{V}}\times\frac{20\ \text{V}}{2^{16}}=0.030\ 5\ \mu\text{m} \tag{13}$$

然而,由于实验环境的干扰和测量噪声的存在,实际分辨率约为 0.1 μm 较理论值略低。

4.2　模型参数辨识

本节实验基于 PSO 算法得到 GBW 模型的参数最优值,具体辨识方法步骤为:

1)首先对 PEA 施加幅值为 100 V 的单频正弦激励信号并同步采集 PEA 的实际输出位移 Y_{ex}。

2)基于 MATLAB 进行参数辨识:设置 PSO 迭代次数 G 为 1 000,粒子数量 H 为 500,维度 D 为 8,$C_1=2$ 和 $C_2=1$,$\eta_{\max}=0.9$,$\eta_{\min}=0.1$,将 PEA 输出位移 Y_{ex} 与 GBW 模型输出 Y_{GBW} 位移的均方根误差(RMSE)作为适应度函数,使用 PSO 进行模型参数辨识。

3)辨识模型参数 θ_f,其中 f 表示激励频率:根据步骤 1)~2),首先得到 1 Hz 单频激励模型参数,并将该参数作为一组基参数,选择 1 Hz 激励频率模型参数 $\theta_{1\ \text{Hz}}$ 中的 $\alpha=-0.003\ 14$、$\beta=0.014\ 61$、$\lambda=-0.020\ 73$、$K=0.013\ 9$ 为 GBW 模型的率无关静态参数。

4)将步骤 3)辨识所得率无关静态参数写入 GBW 模型,再根据步骤 1)~3),分别得到 10、20、30、40、50、60、70、80、90、100 Hz 共 11 组单频激励下的率相关动态参数。

5)进行率相关参数辨识:使用 MATLAB 对不同激励频率辨识得到模型参数进行函数拟合,从而得到率相关动态参数的频率相关函数 $\delta(f)$、$\varepsilon(f)$、$\omega(f)$ 和 $\varphi(f)$,11 组激励频率对应率相关参数变化如图 5 所示。

根据图 5(a)发现 δ 参数在低频时(1~10 Hz)随着频率增大而增大,在高频段(10~100 Hz)随着频率增大而减小并且近似呈线性变化,因为 δ 参数表征迟滞环与对称中心偏离的程度,在低频时此类非对称性影响较为显著;由图 5(b)可以清晰发现 ε 参数随着频率的增加而增加,且在 1~80 Hz 时近似呈线性关系;图 5(c)和(d)可以得知参数 ω 随频率增加而增加,并且在低频时变化更显著,而参数 φ 变化趋势则与之相反,另外从图 5(e)和(f)发现 IIR 滤波器参数 ω 与 φ 之和近似为常数 $\mu=0.804\ 2$,从图 6 可发现各参数随频率变化的规律显著,证明了所选择修正 GBW 模型的动态参数合理性。使用 MATLAB 对参数 δ、ε、ω、φ 进行多项式拟合,最终得到对应的率相关参数表达式如下:

$$\delta(f)=-2.265\times10^{-10}f^4+4.804\times10^{-8}f^3-3.471\times10^{-6}f^2+8.685\times10^{-5}f-0.001$$

$$\varepsilon(f)=-8.423\times10^{-12}f^4-1.454\times10^{-9}f^3+8.310\times10^{-8}f^2+9.025\times10^{-8}f+3.667\times10^{-6}\quad(\varepsilon(1)=2.49\times10^{-6})$$

$$\varphi(f)=-1.197\times10^{-9}f^5+3.937\times10^{-7}f^4-4.976\times10^{-5}f^3-3.04\times10^{-3}f^2+0.092f+0.987$$

$$\omega(f)=1.163\times10^{-9}f^5-3.815\times10^{-7}f^4+4.822\times10^{-5}f^3-0.002\ 953f^2+0.090\ 07f-0.173\ 9 \tag{14}$$

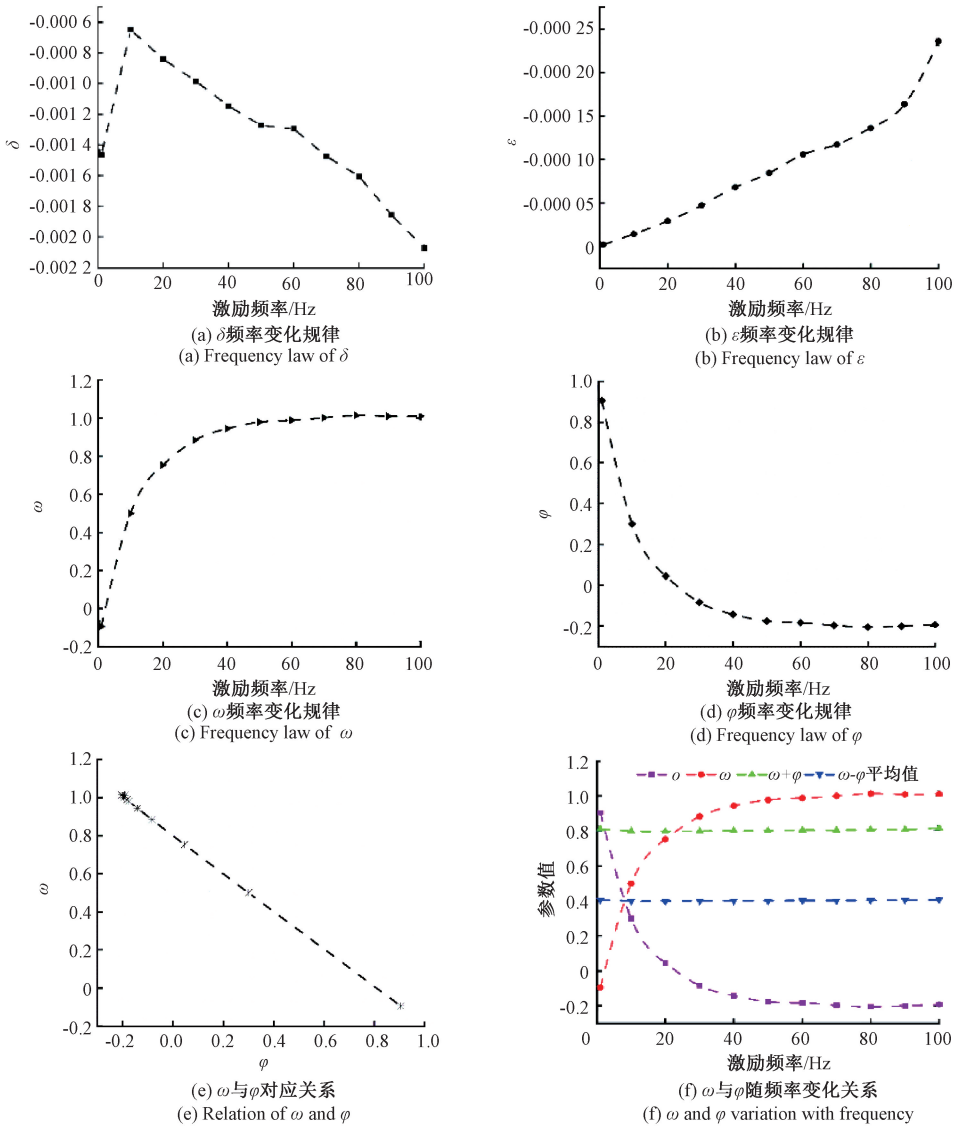


图 5 率相关参数与激励频率变化关系

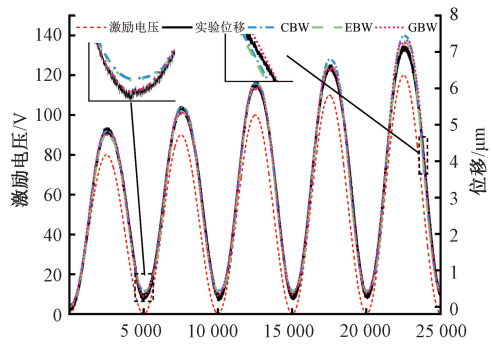
Fig. 5 Frequency-dependent parameters with respect to the variation of excitation frequency

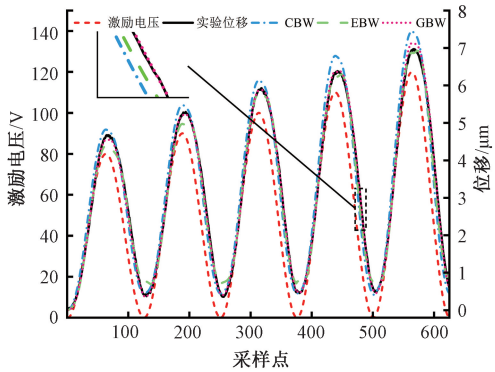
4.3 GBW 模型实验验证

为对所提出的 GBW 模型进行验证,通过实验将 GBW 模型与文献[30]中提出的改进型 Bouc-Wen 模型(EBW)及 CBW 模型进行对比,其中 EBW 模型、CBW 模型与 GBW 模型使用的参数辨识算法一致。

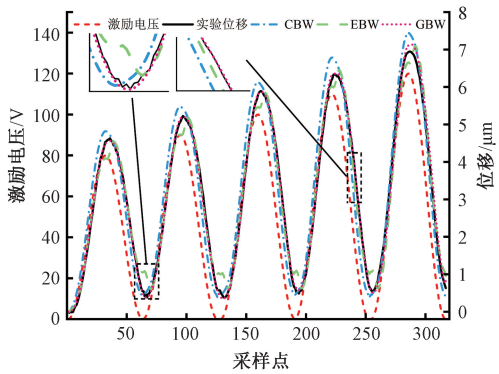
1)变幅值正弦激励信号模型验证

为验证 GBW 模型对变幅值激励信号的有效性,对 PEA 施加 $U_a = (35 + 5T)\sin(2\pi Nf\Delta t - 0.5\pi) + (35 + 5T)$ 的激励信号,其中 f 为激励频率,N 为采样点,Δt 表示采样时间设置为 200 μs,T 为激励信号周期序列数。为不失一般性,为验证 GBW 模型对变幅值激励的有效性,同时考虑到模型动态性能的对比,选取各组激励信号之间频率应相对变化较大,因此在 1~100 Hz 频段内对 PEA 施加频率为 1、40、80、100 Hz 四组变幅值正弦激励信号,各模型输出位移与 PEA 输出位移如图 6 所示。

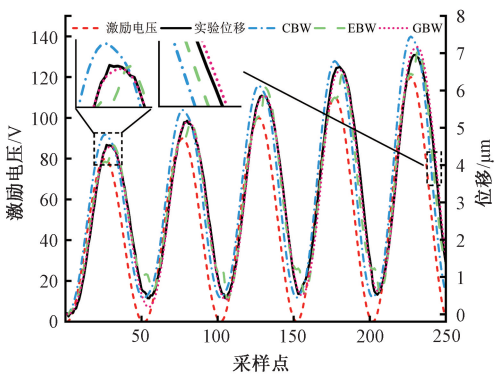




(b) 激励频率f=40 Hz
(b) f=40 Hz frequency excitation



(c) 激励频率f=80 Hz
(c) f=80 Hz frequency excitation



(d) 激励频率f=100 Hz
(d) f=100 Hz frequency excitation

图 6　变幅值正弦激励信号实验结果

Fig. 6　Experimental results of variable amplitude sinusoidal excitation signal

2)变频率正弦激励信号模型验证

为进一步对比各模型的宽频性能,对 PEA 施加变频率激励信号 U_b = 50sin(2πTfNΔt − 0.5π) + 50,其中激励信号 U_b 的幅值为恒定值 100 V,起始频率为 f=10 Hz,终止频率为 100 Hz,激励频率按周期递增 10 Hz。3 种模型对激励信号 U_b 下 PEA 输出位移的表征效果如图 7 所示。

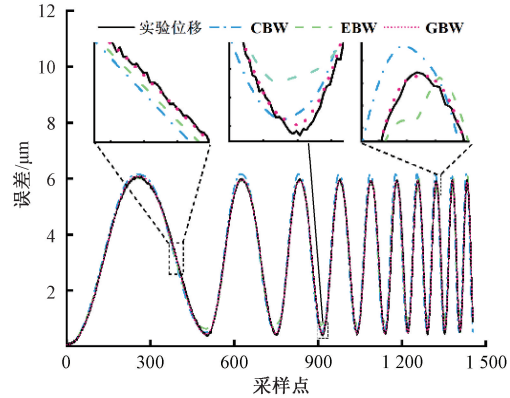


图 7　变频率正弦激励信号实验结果

Fig. 7　Experimental results of variable frequency sinusoidal excitation signal

3)未辨识参数正弦激励信号模型验证

在 4.2 节中 GBW 模型的率相关动态模型参数辨识根据 11 组不同激励频率实验数据进行辨识,然而实际工程应用中使用的激励频率不能局限于已进行参数辨识的 11 组激励频率。为验证 GBW 模型对模型参数未辨识激励频率有效性,对 PEA 施加幅值为 100 V 正弦激励 U_c = 50sin(2πNfΔt − 0.5π) + 50。根据图 5 可知率相关参数 $\omega(f)$ 和 $\varphi(f)$ 在 1~20 Hz 内均有较大变化,并且率相关参数 $\delta(f)$ 在 40~60 Hz 的变化趋势较于 10~100 Hz 的参数变化趋势具有显著区别,此外率相关参数 $\varepsilon(f)$ 在 80~100 Hz 变化较为显著。为不失一般性,因此选取激励频率 f 为 5、15、55 和 85 Hz 以充分验证 GBW 模型对参数未知激励频率的有效性。3 种模型在激励信号 U_c 作用下和 PEA 输出位移如图 8 所示。

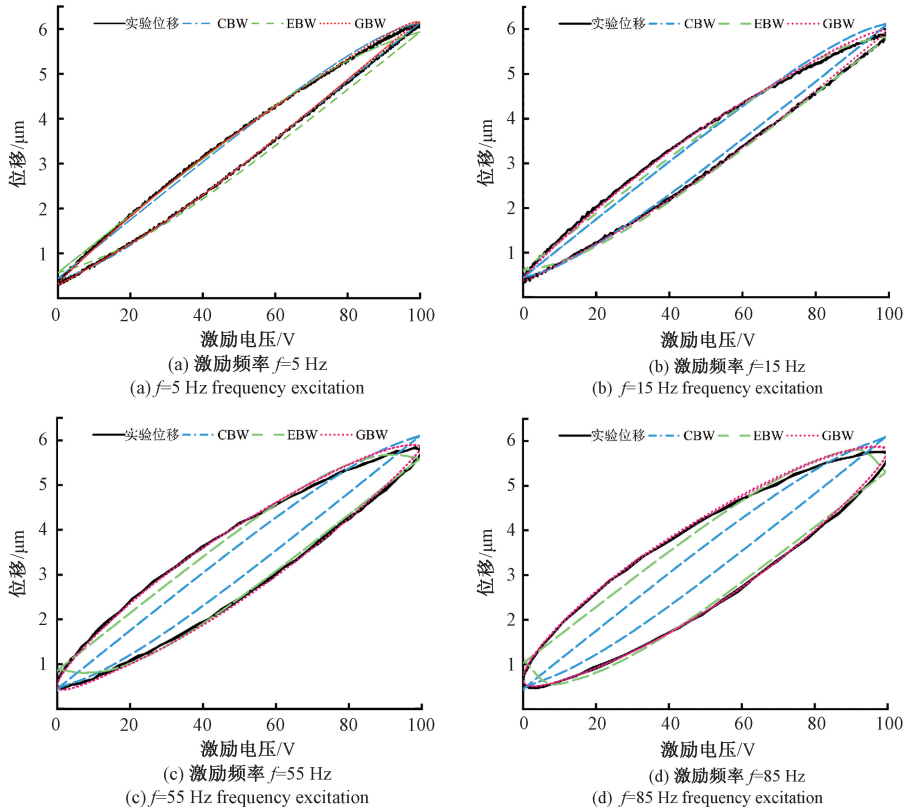
4.4　实验结果分析

为对 4.3 节中的实验结果的建模误差进行量化比较,使用平均绝对误差(MAE)、均方根误差(RMSE)和最大绝对误差(MAD)进行比较,其定义如下:

$$\begin{cases} \mathrm{MAE} = \dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{i=1}^{N} \left| Y_{GBW}(i) - Y_{ex}(i) \right| \\ \mathrm{RMSE} = \sqrt{\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{i=1}^{N} \left| Y_{GBW}(i) - Y_{ex}(i) \right|^2} \\ \mathrm{MAD} = \underset{1 \leqslant i \leqslant N}{MAX} \left| Y_{GBW}(i) - Y_{ex}(i) \right| \end{cases} \tag{15}$$

对于不同激励信号 U_a、U_b 和 U_c 各模型误差分别如图 9、10 及 11 所示。

对于变幅值正弦激励信号 U_a,结合图 6、9 和表 2 分析可知:首先,当激励频率 f=1 Hz 时 3 种模型误差相差较小,然而由于 CBW 属于静态模型,当 f=40、80、100 Hz 时 GBW 模型和 EBW 模型的误差明显低于 CBW 模型,并且 CBW 模型误差随着激励频率增加显著增大;其次,GBW 模型误差始终低于 EBW 模型误差,其主要原因为



(a) 激励频率 f=5 Hz
(a) f=5 Hz frequency excitation

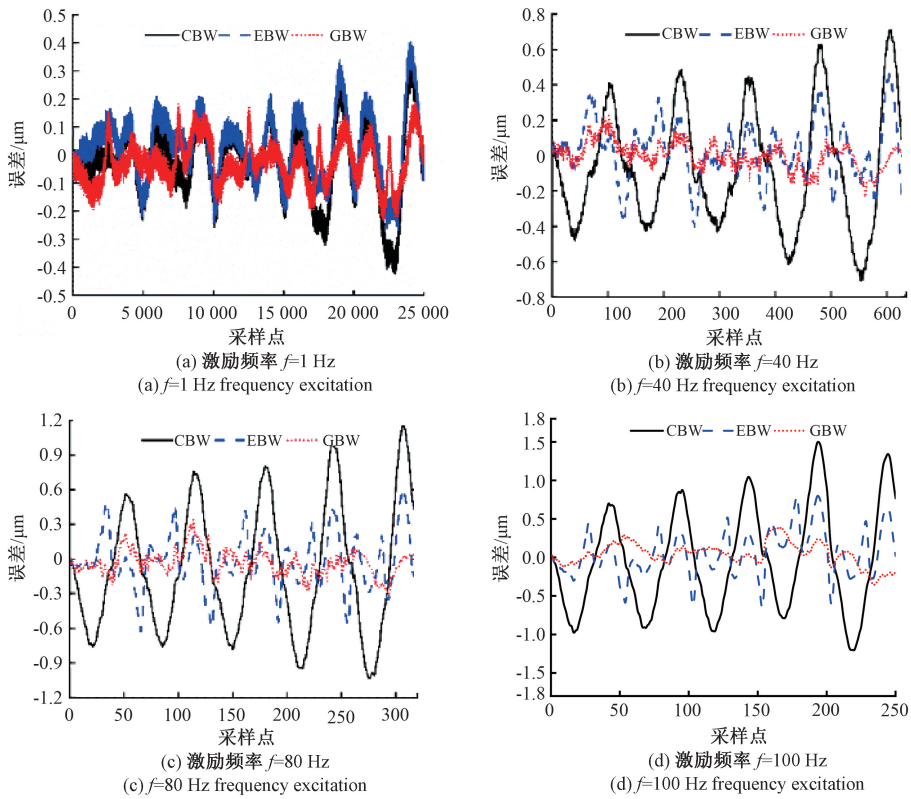
(b) 激励频率 f=15 Hz
(b) f=15 Hz frequency excitation

(c) 激励频率 f=55 Hz
(c) f=55 Hz frequency excitation

(d) 激励频率 f=85 Hz
(d) f=85 Hz frequency excitation

图 8 参数未辨识激励信号实验结果

Fig. 8 Experimental results of parametric unrecognized excitation signal



(a) 激励频率 f=1 Hz
(a) f=1 Hz frequency excitation

(b) 激励频率 f=40 Hz
(b) f=40 Hz frequency excitation

(c) 激励频率 f=80 Hz
(c) f=80 Hz frequency excitation

(d) 激励频率 f=100 Hz
(d) f=100 Hz frequency excitation

图 9 变幅值正弦激励信号 U_a 各模型误差

Fig. 9 Error of each model for variable amplitude sinusoidal excitation signal

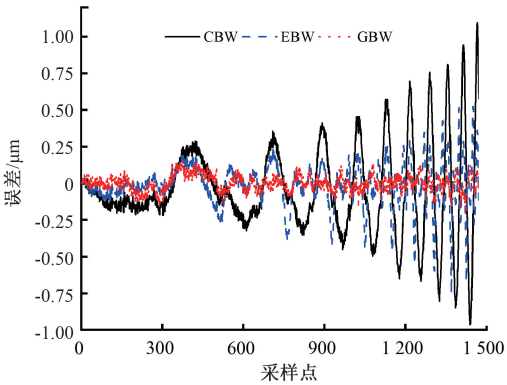
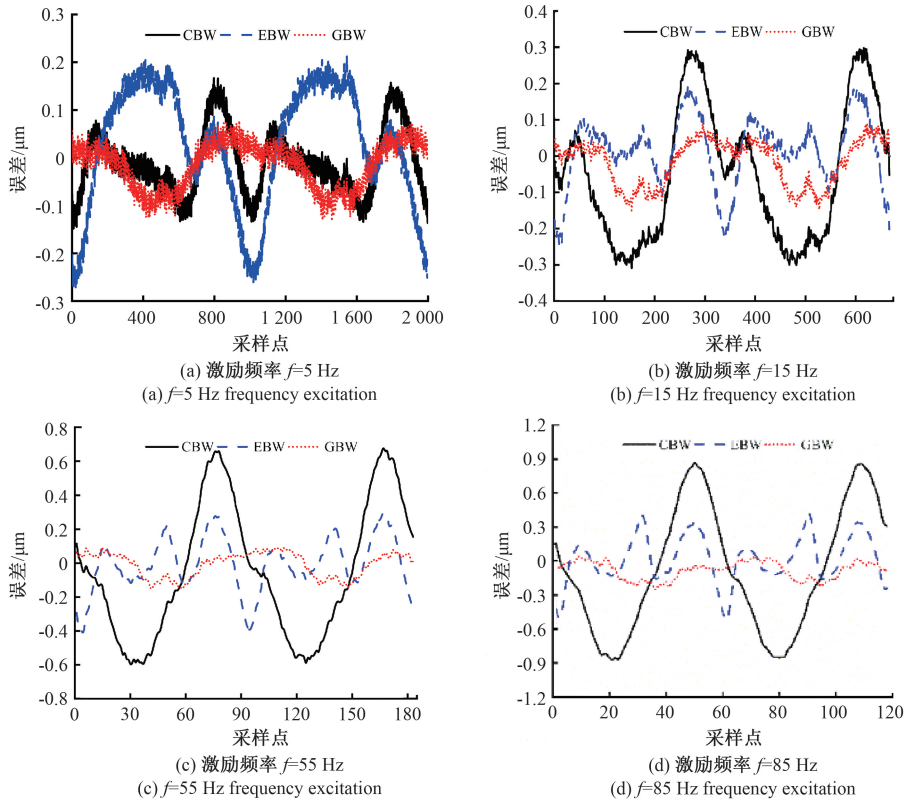


图 10　变频率正弦激励信号 U_b 各模型误差

Fig. 10　Error of each model for variable frequency sinusoidal excitation signal

GBW 模型能够表征非对称迟滞现象,因此在激励信号极大值或极小值处 EBW 模型的误差较为显著而 GBW 模型能够保持较高的模型精度;由图 6 可以发现当激励频率越高,PEA 实际位移与激励信号的相位滞后越显著,EBW 模型无法表征这种相位滞后现象,然而 GBW 模型能够有效表征相位滞后现象,这有助于降低高频激励下的模型误差。

对于变频率正弦激励信号 U_b,结合图 7、10 和表 2 分析可知:随着频率逐渐升高,GBW 模型始终保持最低的模型误差,然而 CBW 模型和 EBW 模型误差逐渐增大。由于 EBW 模型在 CBW 模型基础上将所有模型参数全部修正为率相关参数,并未将各参数对模型输出的影响和频率变化对参数影响进行深入分析,这导致 EBW 模型无法精确表征 PEA 宽频输出特性。



(a) 激励频率 f=5 Hz
(a) f=5 Hz frequency excitation

(b) 激励频率 f=15 Hz
(b) f=15 Hz frequency excitation

(c) 激励频率 f=55 Hz
(c) f=55 Hz frequency excitation

(d) 激励频率 f=85 Hz
(d) f=85 Hz frequency excitation

图 11　参数未辨识激励信号 U_c 各模型误差

Fig. 11　Error of each model parametric unrecognized excitation signal

对于参数未辨识激励信号 U_c,结合图 8、11 和表 2 分析可知:GBW 模型对于未辨识参数激励作用下的模型输出仍然能够有效描述 PEA 实际输出位移,并且较于 EBW 模型和 CBW 模型,GBW 模型误差最小。

根据表 2 对各模型的量化误差进行分析,PEA 的激励信号为变幅值正弦激励 U_a 且 f=1 Hz 时,GBW 模型的 MAE 和 RMSE 分别为 0.066 0 和 0.080 8 μm,并且 MAD 为 0.264 2 μm 相较于 CBW 模型和 EBW 模型分别下降了 39.92% 和 39.19%,当 f=100 Hz 时,GBW 模型的 MAE 和 RMSE 分别为 0.095 5 μm 和 0.125 2 μm,其中 RMSE 相较于 CBW 模型和 EBW 模型分别下降了 82.04% 和 59.10%,并且 GBW 模型的 MAD 为 0.381 0 μm 较于 CBW 模型和 EBW 模型分别下降了 74.68% 和 53.54%;PEA 的激励信号为变频率正弦激励 U_b 时,GBW 模型 RMSE 相较于 CBW 和 EBW 分别下降了 82.07% 和 62.10%,并且 MAD 为 0.190 6 μm,仅为位移测量分辨率

的 5.3 倍;PEA 的激励信号为参数未辨识的正弦激励 U_c,所有激励频率下 GBW 模型的最大 RMSE 及最大 MAE 分别为 0.115 5 和 0.089 8 μm,并且最大 MAD 为 0.265 3 μm,均低于 CBW 模型和 EBW 模型。

表 2 3 种模型不同激励信号的模型误差

Table 2 Model errors for different excitation signals of the three models

激励信号	迟滞模型	MAE/μm	RMSE/μm	MAD/μm
U_a (f=1 Hz)	CBW 模型	0.099 7	0.132 7	0.439 8
	EBW 模型	0.099 6	0.123 0	0.434 5
	GBW 模型	0.066 0	0.080 8	0.264 2
U_a (f=40 Hz)	CBW 模型	0.290 9	0.345 3	0.721 0
	EBW 模型	0.129 8	0.167 3	0.469 2
	GBW 模型	0.067 2	0.090 6	0.264 6
U_a (f=80 Hz)	CBW 模型	0.488 2	0.571 4	1.179 0
	EBW 模型	0.184 1	0.240 4	0.671 5
	GBW 模型	0.076 2	0.096 3	0.310 5
U_a f=(100 Hz)	CBW 模型	0.589 9	0.697 1	1.505 0
	EBW 模型	0.242 2	0.306 1	0.820 1
	GBW 模型	0.095 5	0.125 2	0.381 0
U_b	CBW 模型	0.234 1	0.304 0	1.124 0
	EBW 模型	0.102 6	0.143 8	0.750 2
	GBW 模型	0.043 1	0.054 5	0.190 6
U_c (f=5 Hz)	CBW 模型	0.054 3	0.066 6	0.151 9
	EBW 模型	0.108 3	0.128 3	0.268 2
	GBW 模型	0.039 6	0.059 1	0.117 8
U_c (f=15 Hz)	CBW 模型	0.162 9	0.189 4	0.326 7
	EBW 模型	0.075 1	0.094 9	0.263 3
	GBW 模型	0.053 8	0.066 4	0.168 4
U_c (f=55 Hz)	CBW 模型	0.344 7	0.400 7	0.688 9
	EBW 模型	0.128 3	0.161 8	0.414 8
	GBW 模型	0.064 0	0.074 5	0.157 0
U_c (f=85 Hz)	CBW 模型	0.493 2	0.566 6	0.886 1
	EBW 模型	0.171 0	0.212 7	0.546 3
	GBW 模型	0.089 8	0.115 5	0.265 3

因此综上分析,GBW 模型能够更精确的表征 PEA 在变幅值激励位移输出的迟滞特性,并且 GBW 模型的宽频性能优势明显,能够精确表征 PEA 的率相关动态迟滞特性。值得注意的是虽然本文进行的模型宽频性能验证激励频率为 1~100 Hz,然而实际工程应用中可以根据实际需要在 PEA 工作频率范围内进行率相关动态参数辨识,则 GBW 模型即可适用于不同频率范围。

5 结 论

本文所提出的 GBW 动态迟滞模型能够精确表征 PEA 的非对称动态迟滞非线性及高频相位滞后特性。分别研究了 3 不同类型激励信号下的模型性能,实验结果表明所提出的 GBW 模型的性能均优于 CBW 模型和 EBW 模型,GBW 模型误差低于 CBW 模型及 EBW 模型:对于变幅值正弦激励信号,GBW 模型的均方根误差相较于 CBW 模型和 EBW 模型分别下降了 82.04% 和 59.10%,并且 GBW 模型的最大误差为 0.381 0 μm 较于 CBW 模型和 EBW 模型分别下降了 74.68% 和 53.54%,对于变频率的宽频正弦激励信号,GBW 模型均方根误差相较于 CBW 和 EBW 分别下降了 82.07% 和 62.10%,并且最大误差为 0.190 6 μm,仅为 PEA 位移行程的 2.08%。另外,所提出的 GBW 模型参数易于辨识并且解析逆模型存在,因此将有助于于控制器设计及高速补偿控制,为压电执行器在精密仪器设备中实现宽频、高速精密定位奠定了基础。

参考文献

[1] ZHANG X, TAN Y. A hybrid model for rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators [J]. Sensors & Actuators A: Physical, 2010, 157(1): 54-60.

[2] WANG G, CHEN G, BAI F. High-speed and precision control of a piezoelectric positioner with hysteresis, resonance and disturbance compensation [J]. Microsystem Technologies, 2015, 22 (10): 1-11.

[3] 袁刚, 李世栋, 王代华. 一种压电陶瓷叠堆执行器刚度测量方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36 (3): 568-573.
YUAN G, LI SH D, WANG D H. A stiffness measurement method for piezoelectric ceramic stack actuator [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36 (3): 568-573.

[4] BABARINDE A K, LI L, KUNCAK J, et al. Redistributing controller orders to increase positioning bandwidth in nanopositioners [J]. IFAC PapersOnLine, 2021, 54 (21): 97-102.

[5] ARMIN M, ROY P N, DAS S K. A survey on modelling and compensation for hysteresis in high speed nanopositioning of AFMs: Observation and future recommendation [J]. International Journal of Automation, 2020, 17 (5): 479-501.

[6] DAVOODI A A, IZADI I, GHAISARY J. Design and implementation of a feedforward feedback controller for a piezoelectric actuator[C]. 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2019.

[7] MENDES B P, RIBEIRO E R, MAZZILLI C E N. Piezoelectric vibration controller in a parametrically-excited system with modal localisation[J]. Meccanica, 2020, 55(12):2555-2569.

[8] YU S D, WU H R, XIE M Y, et al. Precise robust motion control of cell puncture mechanism driven by piezoelectric actuators with fractional-order nonsingular terminal sliding mode control [J]. Bio-Design and Manufacturing,2020, 3(4):410-426.

[9] CAO K R, HAO G L, LIU Q F, et al. Hysteresis modeling and compensation of fast steering mirrors with hysteresis operator based back propagation neural networks[J]. Micromachines,2021, 12(7):732.

[10] 范伟, 林瑜阳, 李钟慎. 压电陶瓷驱动器的迟滞特性[J]. 光学 精密工程,2016, 24(5): 1112-1117.
FAN W, LIN Y Y, LI ZH SH. Hysteresis characteristics of piezoelectric ceramic actuators [J]. Optics and Precision Engineering,2016, 24(5): 1112-1117.

[11] VAHID H,TEGOEH T. A hysteresis model for a stacked-type piezoelectric actuator[J]. Mechanics of Advanced Materials and Structures,2017, 24(1):73-87.

[12] 刘宽, 赵梓舒, 武文华, 等. 宏纤维复合材料 MFC 作动器迟滞非线性分析与补偿方法研究[J]. 机械工程学报,2019, 55(14): 178-185.
LIU K, ZHAO Z SH, WU W H, et al. Hysteresis nonlinear analysis and its compensation method of MFC actuator [J]. Journal of Mechanical Engineering,2019, 55(14): 178-185.

[13] 徐子睿, 许素安, 富雅琼, 等. 基于 Duhem 前馈逆补偿的压电陶瓷迟滞非线性自适应滑模控制[J]. 传感技术学报,2019, 32(8): 1209-1214.
XU Z R, XU S AN, FU Y Q, et al. Piezoelectric ceramic hysteresis nonlinear adaptive sliding mode control based on Duhem feedforward inverse compensation[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators,2019, 32 (8): 1209-1214.

[14] WANG G, CHEN G. Identification of piezoelectric hysteresis by a novel Duhem model based neural network[J]. Sensors & Actuators A: Physical, 2017, 264(1): 282-288.

[15] RAKOTONDRABE M. Bouc-Wen modeling and inverse multiplicative structure to compensate hysteresis nonlinearity in piezoelectric actuators [J]. IEEE Transactions on Automation Science Engineering, 2011, 8(2): 428-431.

[16] KEDRA R, RUCKA M. Modelling of mechanical behaviour of high-frequency piezoelectric actuators using Bouc-Wen model [J]. Metrology and Measurement Systems,2017, 24(2): 413-424.

[17] DONG R L, TAN YH, DAVID HE. Nonsmooth identification of mechanical systems with backlash-like hysteresis [J]. Journal of Control Theory and Applications,2013,11(3): 477-482.

[18] 贾尚帅, 孙舒. 压电材料迟滞非线性特性的幂函数多项式模型[J]. 应用力学学报, 2013, 30 (4): 493-497,643.
JIA SH SH, SUN SH. Power function polynomial model for hysteretic nonlinear characteristics of piezoelectric materials[J]. Chinese Journal of Applied Mechanics, 2013, 30(4): 493-497,643.

[19] 杨晓京, 李庭树, 刘浩. 压电超精密定位台的动态迟滞建模研究[J]. 仪器仪表学报,2017, 38 (10): 2492-2499.
YANG X J, LI T SH, LIU H. Dynamic hysteresis modeling of piezoelectric ultra precision positioning stage[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2017, 38(10): 2492-2499.

[20] 顾寒烈, 吴洪涛, 杨小龙, 等. 压电作动器非对称迟滞模型的建立和参数辨识[J]. 仪器仪表学报,2017, 38 (4): 903-909.
GU H L, WU H T, YANG X L, et al. Modeling and parameter identification of asymmetric hysteresis for piezoelectric actuator [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2017, 38(4): 903-909.

[21] 于志亮, 王岩, 曹开锐, 等. 压电陶瓷执行器迟滞补偿及复合控制[J]. 光学 精密工程,2017, 25(8): 2113-2120.
YU ZH L, WANG Y, CAO K R, et al. Hysteresis compensation and composite control for piezoelectric actuator [J]. Optics and Precision Engineering,2017, 25(8): 2113-2120.

[22] 陈辉, 谭永红, 周杏鹏, 等. 压电陶瓷执行器的动态模型辨识与控制[J]. 光学 精密工程,2012, 20(1): 88-95.
CHEN H, TAN Y H, ZHOU X P, et al. Identification and dynamic modeling of piezoelectric ceramic actuators[J]. Optics and Precision Engineering, 2012, 20(1): 88-95.

[23] QIN H C, BU N B, CHEN W, et al. An asymmetric hysteresis model and parameter identification method for piezoelectric actuator [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014,2014(1):1-14.

[24] LI W, CHEN X D, LI Z L. Inverse compensation for hysteresis in piezoelectric actuator using an asymmetric rate-dependent model [J]. The Review of Scientific Instruments,2013, 84(11):115003.

[25] WEN Y K. Method for random vibration of hysteretic systems[J]. Journal of the Engineering Mechanics Division, 1976, 102(2): 249-263.

[26] ZHU W, RUI X T. Hysteresis modeling and displacement control of piezoelectric actuators with the frequency-dependent behavior using a generalized Bouc-Wen model[J]. Precision Engineering, 2016, 43: 299-307.

[27] FUJII F, TATEBATAKE K I, MORITA K, et al. A Bouc-Wen model-based compensation of the frequency-dependent hysteresis of a piezoelectric actuator exhibiting odd harmonic oscillation[J]. Actuators, 2018, 7(3): 37-37.

[28] ZABLOTSKAYA T Y. Analyzing the classical and extended Bouc-Wen model parameters[C]. 2020 2nd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA), 2020.

[29] FANG J, WANG J, LI C, et al. A compound control based on the Piezo-Actuated stage with Bouc-Wen model[J]. Micromachines (Basel), 2019, 10(12): 861.

[30] GAN J Q, ZHANG X S. An enhanced Bouc-Wen model for characterizing rate-dependent hysteresis of piezoelectric actuators[J]. Review of Scientific Instrument, 2019, 89(11): 115002.

作者简介

周民瑞,2020 年于长沙理工大学获得学士学位,现为长沙理工大学硕士研究生,主要研究方向为压电执行器迟滞建模及精密定位控制技术。

E-mail: zhouminrui_csust@126.com

Zhou Minrui received his B. Sc. degree from Changsha University of Science and Technology in 2020. He is currently a master student at Changsha University of Science & Technology. His main research interests include PEA hysteresis modeling and precision positioning control technology.

周振华(通信作者),于 2013 年于华中科技大学获得博士学位,现为长沙理工大学汽机学院讲师,硕士研究生导师,主要研究方向为智能材料驱动与控制。

E-mail: jerry.chou@csust.edu.cn

Zhou Zhenhua (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Huazhong University of Science and Technology in 2013. He is currently a lecturer and a master advisor in the School of Automotive and Mechanical Engineering at Changsha University of Science and Technology. His main research interests are smart material drive and control.