doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2014.07.044

超磁致伸缩执行器率相关迟滞混合模型研究*

刘孝亮　邬义杰　章一智　彭黄湖
（浙江大学流体动力与机电系统国家重点实验室，杭州 310027）

摘要：超磁致伸缩执行器的迟滞具有率相关特性。提出一种混合建模方法用于率相关迟滞建模。首先，在低频激励下，建立系统的率不相关 PI 迟滞模型；其次，在高频激励下，提出率不相关 PI 迟滞模型求逆与拟合相结合的方法，将系统响应解耦，进而建立系统线性环节模型；然后，在上述基础上，提出并建立系统迟滞环节的率相关 PI 迟滞模型；最后，通过系统线性环节模型和率相关 PI 迟滞模型串联得到率相关迟滞混合模型。实验结果显示：相对于率不相关迟滞模型或率不相关迟滞混合模型，率相关迟滞混合模型具有更高的精度，从而验证了所提模型的有效性和精确性。

关键词：超磁致伸缩执行器　迟滞　率相关　PI 模型

中图分类号：TH165　**文献标识码**：A　**文章编号**：1000-1298(2014)07-0286-06

引言

超磁致伸缩执行器（Giant magnetostrictive actuator，GMA）具有高精度、高频响以及大输出位移、大输出力等优点[1-2]。然而，GMA 复杂的固有迟滞非线性导致难以建立 GMA 镗削系统的精确模型，进而影响系统的控制精度。

针对迟滞非线性系统的建模问题，目前，常用的迟滞模型有：Preisach 模型、P－I 模型和 J－A 模型。这些模型对于率不相关迟滞都具有较高的描述精度，但随着激励信号频率的增加，模型精度降低[3]。

研究表明[4]，激励信号频率大于 5 Hz 时，GMA 迟滞显示出受输入信号频率（速率）影响的特性，即率相关迟滞特性。目前，率相关迟滞建模方法可分为两类：分离式率相关迟滞模型与整体式率相关迟滞模型。

分离式率相关迟滞模型将 GMA 系统的迟滞非线性分为超磁致伸缩材料（Giant magnetostrictive material，GMM）的率不相关迟滞环节和其他组件构成的线性时不变环节，然后分别建模，再串联起来，从而建立整个系统的模型；王湘江等[5-6]认为，整个 GMA 系统模型可由一个与输入信号频率无关的纯迟滞特性和线性时不变系统传递函数串联构成。对于线性时不变部分，根据 GMA 系统结构，以动力学理论建立模型。Cruz-Hernandez 等[7-9]也认为，迟滞系统是由一个线性时不变环节和一个率不相关迟滞环节组成。线性时不变环节用相位器来建模，率不相关迟滞环节用 Preisach 模型来建立模型。

整体式率相关迟滞模型，即对整个系统不作区分，而建立整体模型。整体式率相关迟滞模型关键在于将表征输入信号速率的参数引入模型中。Ang 等[10]与 Al Janaideh 等[11-12]将输入信号速率（输入信号对时间的导数）引入迟滞模型参数中，Li 等[13]与 Wolf 等[14]则在迟滞模型[15]中引入输入信号的频率参数，从而实现了率相关迟滞非线性建模。

分离式率相关迟滞模型较容易建立，实验也表明了方法的可行性。但因为率不相关迟滞环节不能反映输入信号速率对迟滞的影响，在输入频率较高时，精度降低。整体式率相关迟滞模型则无法反映由系统线性部分造成的暂态响应和稳态误差。

为此，将分离式与整体式率相关迟滞模型结合起来，提出一种线性环节与率相关迟滞环节相串联的率相关迟滞混合模型。

1　率相关迟滞混合模型及其辨识方法

提出的率相关迟滞混合模型由线性环节、率相关迟滞环节串联构成，如图 1 所示。图中，L 表示线性环节，DH 表示率相关迟滞环节。

收稿日期：2013－07－26　修回日期：2013－09－10

＊国家自然科学基金资助项目（51275462）、高等学校博士学科点专项科研基金资助项目（20110101110014）和浙江省自然科学基金资助项目（Z1080537）

作者简介：刘孝亮，博士生，主要从事智能材料应用研究，E-mail：hzxlliu@zju.edu.cn

通讯作者：邬义杰，教授，博士生导师，主要从事高速高精数控技术和智能材料微驱动技术研究，E-mail：wyj1116@zju.edu.cn

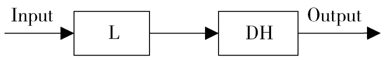

图 1　率相关迟滞非线性混合模型

Fig. 1　Block diagram of nonlinear hybrid rate-dependent hysteresis model

1.1　线性环节

线性部分模型辨识的难点在于如何将线性部分响应从系统中分离出来，本文采用率不相关迟滞模型求逆与拟合相结合的方法来进行分离。

首先在低频激励（2 Hz 正弦信号）与响应下，辨识得到率不相关 PI 模型。然后以高频信号 i_D（100 Hz 正弦）激励系统，将此时的响应 r_D 以率不相关 PI 模型求逆，则得到的信号 $r_{D\_\Delta L}$ 包含了线性环节 L 响应和率不相关−率相关迟滞之差 ΔH_{SD}。再以与输入 i_D 同频率（100 Hz）的正弦去拟合 $r_{D\_\Delta L}$ 得到 r_{D_L}。由线性系统理论可知，线性环节 L 响应仍为同频率的正弦信号，只是相位和幅值发生了变化，因而可认为 r_{D_L} 是线性环节 L 的响应。最后以 i_D 和 r_{D_L} 通过系统辨识得到线性环节 L。

1.2　改进型 PI 模型

Jiang 等[16]提出的改进型 PI 模型克服了经典 PI 模型只能用于对称迟滞非线性这一局限，可用于非对称的迟滞系统，但该模型为率不相关迟滞模型。本文基于该模型，提出率相关 PI 模型。

改进型 PI 模型算子将经典 PI 模型的中心对称算子分为两个非对称算子：右算子 $w^r = F_r^r[v](t)$ 和左算子 $w^l = F_r^l[v](t)$，如图 2 所示。

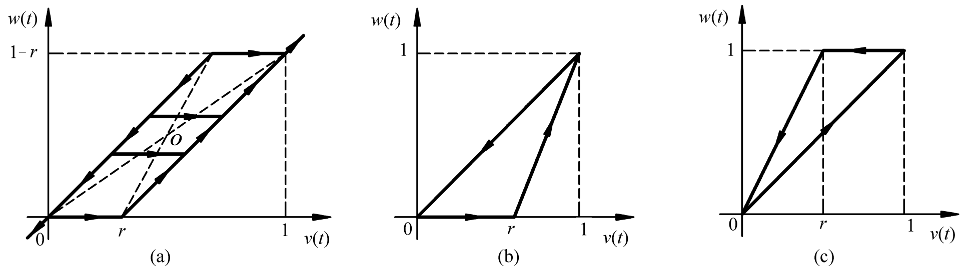

图 2　经典和改进型 PI 模型算子

Fig. 2　Operators of classical and modified PI models

（a）经典 PI 模型算子　（b）改进型 PI 模型右算子　（c）改进型 PI 模型左算子

如果 $0<r<1$ 已知，对于任意分段单调的输入 $v:[0,t_E]\to[0,1]$，右算子 $w=F_r^r[v](t)$ 定义为

$$\begin{cases} w(0) = F_r^r[v](0) = f_r^r(v(0),0,1,0) \\ w(t) = F_r^r[v](t) = f_r^r(v(t),w(t_i),\kappa(t),\lambda(t)) \end{cases} \tag{1}$$

其中 $t_i < t < t_{i+1}$，$0 \leqslant i < N$，且

$$f_r^r(v,w,\kappa,\lambda) = \max\left(\frac{v-r}{1-r}, \min(\kappa v+\lambda, w)\right) \tag{2}$$

$$\begin{cases} \kappa(t) = \dfrac{w_M(t)-w_m(t)}{v_M(t)-v_m(t)} \\ \lambda(t) = \dfrac{v_M(t)w_m(t)-v_m(t)w_M(t)}{v_M(t)-v_m(t)} \end{cases} \tag{3}$$

式中，$v_M(t)$ 和 $v_m(t)$ 分别代表当前输入函数−时间历程序列的上一对主导极大值和极小值，$w_M(t)$ 和 $w_m(t)$ 分别表示当前输出函数−时间历程序列的上一对主导极大值和极小值。$\kappa(t)$、$\lambda(t)$ 分别表示当前相应的斜率与截距。

类似的，左算子 $w=F_r^l[v](t)$ 定义为

$$\begin{cases} w(0) = F_r^l[v](0) = f_r^l(v(0),0,1,0) \\ w(t) = F_r^l[v](t) = f_r^l(v(t),w(t_i),\kappa(t),\lambda(t)) \end{cases} \tag{4}$$

其中 $t_i < t < t_{i+1}$，$0 \leqslant i < N$，且

$$f_r^l(v,w,\kappa,\lambda) = \min\left(\frac{v}{1-r}, \max(\kappa v+\lambda, w)\right) \tag{5}$$

$\kappa(t)$ 和 $\lambda(t)$ 定义同式（3）。

基于上述算子，PI 模型的离散形式定义为

$$y(t) = H[v](t) = pv(t) + \sum_{j=1}^{N} q_j^r(r)F_{rj}^r[v](t) + \sum_{j=1}^{N} q_j^l(r)F_{rj}^l[v](t) \tag{6}$$

式中，$y(t)$ 和 $v(t)$（$t\in[0,R]$）分别是输出和输入函数，$q^l(r)$ 和 $q^r(r)$ 分别是左右算子相对应的左右权函数，p 是根据实验数据待定参数。

1.3　率相关 PI 模型

基于改进型 PI 模型的率相关 PI 模型的离散形式为

$$y(t) = p[\dot v](t)v(t) + \sum_{j=1}^{M} q_j^r[r,\dot v](t)F_{rj}^r[v](t) + \sum_{j=1}^{M} q_j^l[r,\dot v](t)F_{rj}^l[v](t) \tag{7}$$

率相关 PI 模型中的权不仅是阈值 r 的函数，而且是输入信号速率的函数。

Ang 等[10]的研究表明：迟滞环斜率是输入信号速率的线性函数，即

$$\dot y(v) = k\,\dot v(t) + b \tag{8}$$

式中：$v(t)$为系统输入，$\dot{v}(t)=\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$，表征输入信号速率；$y(t)$为系统输出，$\dot{y}(t)=\mathrm{d}y/\mathrm{d}v$，表征迟滞环斜率；$k$、$b$为相应常数。式(8)的离散矩阵形式为

$$\dot{\boldsymbol{Y}}=\boldsymbol{K}\dot{\boldsymbol{V}}+\boldsymbol{B} \tag{9}$$

其中
$$\dot{\boldsymbol{Y}}=[\dot{y}_1\quad \dot{y}_2\quad \cdots\quad \dot{y}_n]$$
$$\boldsymbol{K}=[k_1\quad k_2\quad \cdots\quad k_n]$$
$$\dot{\boldsymbol{V}}=[\dot{v}_1\quad \dot{v}_2\quad \cdots\quad \dot{v}_n]$$
$$\boldsymbol{B}=[b_1\quad b_2\quad \cdots\quad b_n]$$

对式(6)求导，有

$$\dot{y}(x)=\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}v(t)}=p+\sum_{j=1}^{N}q_j^r(r)\frac{\mathrm{d}F_{rj}^r[v](t)}{\mathrm{d}v(t)}+\sum_{j=1}^{N}q_j^l(r)\frac{\mathrm{d}F_{rj}^l[v](t)}{\mathrm{d}v(t)} \tag{10}$$

由图2可以看出，对于右算子，其上升段倾斜部分的斜率为$1/(1-r)$，下降段斜率为1。对于左算子，其上升段斜率为1，下降段倾斜部分的斜率为$1/r$。算子中水平部分的斜率为0。

将迟滞环分为上升段和下降段，则由式(10)可得

$$\begin{cases}\dot{y}_M^a=p+\displaystyle\sum_{j=1}^{M}q_j^r\frac{1}{1-r_j}+\sum_{j=1}^{M}q_j^l\\ \dot{y}_M^d=p+\displaystyle\sum_{j=1}^{M}q_j^l\frac{1}{r_j}+\sum_{j=1}^{M}q_j^r\end{cases} \tag{11}$$

式中　$\dot{y}_M^a$——迟滞主环上升段中第M段的斜率
$\dot{y}_M^d$——迟滞主环下降段中第M段的斜率

假设模型有n对左右算子，将式(11)展开，并写成矩阵形式

$$\dot{\boldsymbol{Y}}=\boldsymbol{R}\boldsymbol{Q}+\boldsymbol{P} \tag{12}$$

其中

$$\dot{\boldsymbol{Y}}=[y_1^a\quad y_2^a\quad \cdots\quad y_n^a\quad y_1^d\quad y_2^d\quad \cdots\quad y_n^d]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$
$$\boldsymbol{Q}=[q_1^r\quad q_2^r\quad \cdots\quad q_n^r\quad q_1^l\quad q_2^l\quad \cdots\quad q_n^l]^{\mathrm{T}} \tag{14}$$
$$\boldsymbol{P}=[p\quad p\quad \cdots\quad p\quad p\quad p\quad \cdots\quad p]^{\mathrm{T}} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{R}=\begin{bmatrix}\frac{1}{1-r_1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0\\ \frac{1}{1-r_1} & \frac{1}{1-r_2} & 0 & \cdots & 0 & 1 & 1 & 0 & \cdots & 0\\ & & & \vdots & & & & & & \\ \frac{1}{1-r_1} & \frac{1}{1-r_2} & \frac{1}{1-r_3} & \cdots & \frac{1}{1-r_n} & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1\\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{r_1} & 0 & 0 & \cdots & 0\\ 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{r_1} & \frac{1}{r_2} & 0 & \cdots & 0\\ & & & \vdots & & & & & & \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & \frac{1}{r_1} & \frac{1}{r_2} & \frac{1}{r_3} & \cdots & \frac{1}{r_n}\end{bmatrix} \tag{16}$$

易知，$\dot{\boldsymbol{Y}}$和$\boldsymbol{Q}$均为$2n$维列向量，$\boldsymbol{R}$为$2n\times 2n$维矩阵，且其秩为$2n$，$\boldsymbol{Q}$有唯一解，且

$$\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{R}^{-1}(\dot{\boldsymbol{Y}}-\boldsymbol{P}) \tag{17}$$

将式(9)代入式(17)，则有

$$\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{K}\dot{\boldsymbol{V}}+\boldsymbol{R}^{-1}(\boldsymbol{B}-\boldsymbol{P})=\boldsymbol{\alpha}\dot{\boldsymbol{V}}+\boldsymbol{\beta} \tag{18}$$

其中　$\boldsymbol{\alpha}=\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{K}\quad \boldsymbol{\beta}=\boldsymbol{R}^{-1}(\boldsymbol{B}-\boldsymbol{P})$

式(18)表明，改进型PI模型中的权值$\boldsymbol{Q}$是输入信号速率$\dot{\boldsymbol{V}}$的线性函数。

因此，率相关PI模型建模关键是得到该线性函数，其辨识步骤如下：

(1)以不同频率的三角波作为系统输入信号，并采集系统输出信号。采用三角波作为输入信号，是因为三角波上升段和下降段的速率不变，且绝对值相等。

(2)由系统输入信号经线性环节L得到的输出作为迟滞环节的输入，以系统输出作为迟滞环节的输出，辨识得到率不相关改进型PI模型，再得到不同频率下的模型权值。

(3)采用线性回归的方法，求出权值与输入信号速率的关系。

(4)将权值与输入信号速率的关系代入率相关PI模型，完成率相关迟滞环节建模。

2　实验结果与分析

2.1　GMA实验系统

以GMA智能镗杆作为实验系统，如图3所示。在镗杆上切去一小块，将GMM棒放置于切口中。GMM棒在励磁线圈产生的磁场激发下伸长ΔL，该

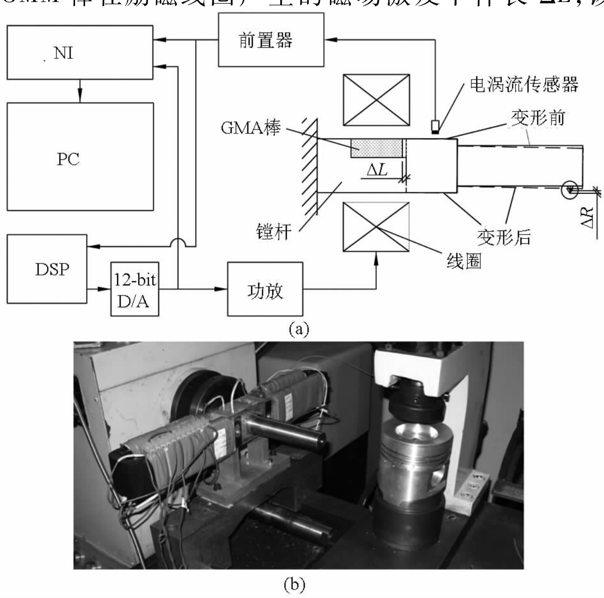

图3　GMA智能镗削系统

Fig. 3　GMA boring system

(a) 原理图　(b) 实物图(局部)

伸长导致镗杆弯曲，在刀尖产生径向进给 ΔR，控制励磁线圈电流大小即可获得不同的径向进给量 ΔR。控制系统由 DSP 系统（ICETEK－F2812）构成，实现相应的控制算法，输出控制信号和输入传感器测量信号。驱动功放增益保持 1 A/V 不变。测量系统由电涡流传感器（型号 TIANYUAN T81，传感系数为 37.8 μm/V）及相应的信号处理电路组成，用于测量刀尖产生径向进给量 ΔR。实验过程中，通过采集卡（NI PCI 6251）采集控制信号及测量信号。

2.2　线性环节辨识结果

率不相关改进型 PI 模型辨识结果如表 1 所示。其中参数 $p=1.09$。

表 1　率不相关 PI 模型辨识结果

Tab. 1　Identification results of rate-independent PI model

r/V	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5
q^l	−0.8	0.19	0.17	0.61	0.62	0.98	1.03	1.21	1.28
q^r	2.58	3.13	1.43	1.47	0.92	0.66	0.40	0.15	0.18

线性环节的差分形式为

$$y(t)+A_1y(t-T)+A_2y(t-2T)+A_3y(t-3T)=Bu(t) \tag{19}$$

其中，A_1、A_2、A_3 为时移项系数，B 为输入项系数，$T=0.0001$ s，为采样周期。经辨识，A_1、A_2、A_3 和 B 的值依次为 −1.104、−0.372、0.498、0.022。

2.3　率相关 PI 模型辨识结果

率相关 PI 模型算子权与输入信号速率的关系如图 4、5 所示（图中 v' 即前文 $\dot{v}$），该图也验证了 PI 模型算子权值与输入信号速率的线性关系。以线性函数（左算子：$q^l=k^lv'+b^l$；右算子：$q^r=k^rv'+b^r$）拟合算子权–输入信号速率关系，得到参数如表 2 所示。

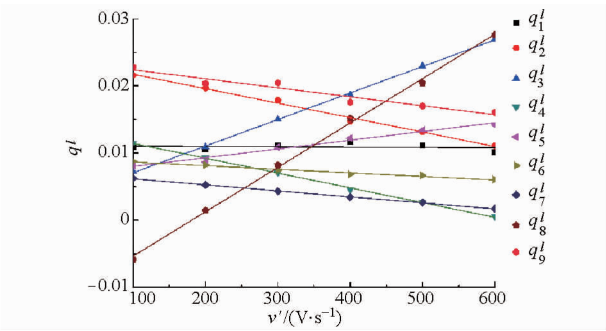

图 4　率相关 PI 模型左算子权与输入信号速率关系曲线

Fig. 4　Relationships between the weight of left operators and the rate of input signal in rate-dependent PI model

2.4　率相关迟滞混合模型实验结果与分析

对于不同输入信号的实验结果如图 6 所示，图中：模型 1 为率不相关 PI 模型（由 2 Hz 正弦输入下辨识所得）输出，模型2为分离式率相关迟滞模型

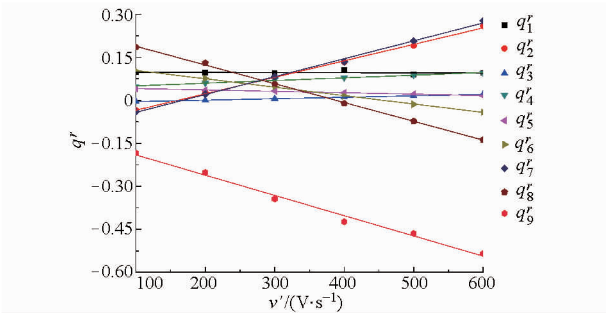

图 5　率相关 PI 模型右算子权与输入信号速率关系曲线

Fig. 5　Relationships between the weight of right operators and the rate of input signal in rate-dependent PI model

表 2　率相关 PI 模型权值与输入信号速率关系参数

Tab. 2　The weights and the rate relationship parameters in rate-dependent model

序号	左算子		右算子	
	k^l	b^l	k^r	b^r
1	-5.06×10^{-7}	0.0111	-5.56×10^{-6}	0.0985
2	-2.15×10^{-5}	0.0239	5.74×10^{-4}	−0.0919
3	3.95×10^{-5}	0.0031	5.03×10^{-5}	−0.0094
4	-2.20×10^{-5}	0.0136	9.30×10^{-5}	0.0412
5	1.30×10^{-5}	0.0067	-4.90×10^{-5}	0.0461
6	-5.30×10^{-6}	0.0092	-2.93×10^{-4}	0.1339
7	-8.99×10^{-6}	0.0071	6.24×10^{-4}	−0.1045
8	6.61×10^{-5}	−0.0120	-6.55×10^{-4}	0.2543
9	-1.34×10^{-5}	0.0237	-7.06×10^{-4}	−0.1200

输出，模型 3 为率相关迟滞混合模型输出；误差 1 为率不相关 PI 模型误差，误差 2 为分离式率相关迟滞模型误差，误差 3 为率相关迟滞非线性混合模型误差。其中，分离式率相关迟滞模型由线性环节与率不相关 PI 模型串联构成。模型误差即实验实测输出与模型输出之差。任意信号 1 为 5、20、35 Hz 正弦信号的叠加，任意信号 2 为 2、30、50 Hz 正弦信号的叠加。

各不同输入信号下的不同模型误差的均方差如表 3 所示。

由图 6 可以看出，随着输入信号速率的增加，各模型误差随之增加，其中率不相关 PI 模型误差最大，率不相关迟滞非线性混合模型误差次之，率相关迟滞非线性混合模型误差最小，表 4 同样说明了这一点。

由图 6a、6b、6c 还可以看出，模型 1 曲线滞后实验结果曲线越来越大，而模型 2 相对实验结果的滞后较小，说明随着频率增加，GMA 镗削系统线性环节产生的滞后越来越明显。模型 3 的相对滞后最小，则说明随着输入信号频率的增加，GMA 镗削系统的迟滞环节同样表现出了一定的率相关特性，且该特性随频率增加而趋于明显。该结果说明了本文

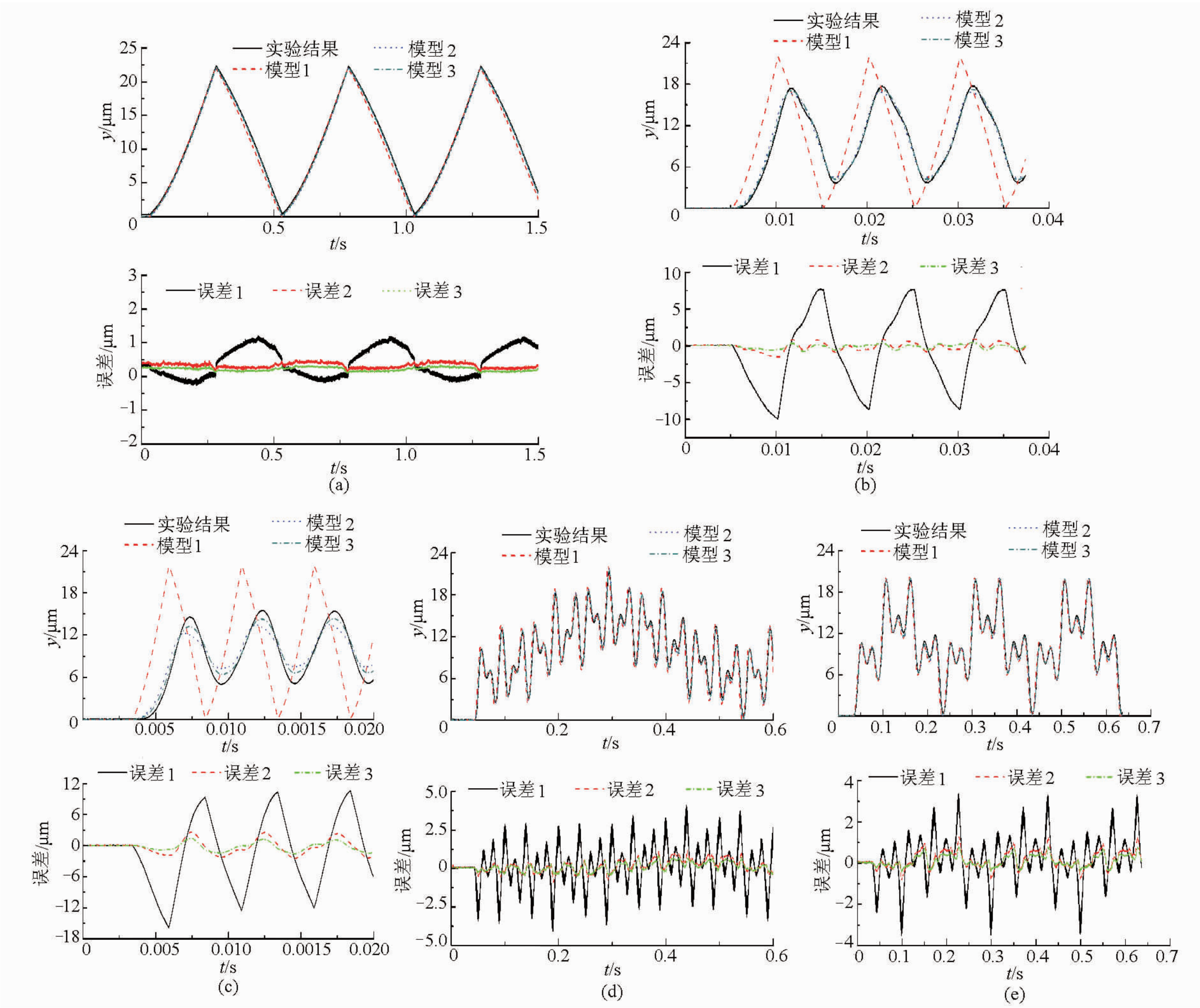

图6 实验结果

Fig. 6 Experimental results

(a) 2 Hz三角波输入 (b) 100 Hz三角波输入 (c) 200 Hz三角波输入 (d) 任意信号1输入 (e) 任意信号2输入

表3 各输入信号下不同模型误差均方差

Tab. 3 Model mean square errors under different input signals

μm

模型	2 Hz三角波	100 Hz三角波	200 Hz三角波	任意信号1	任意信号2
模型1	0.61	4.89	6.05	1.08	1.35
模型2	0.34	0.56	1.23	0.44	0.43
模型3	0.23	0.29	0.71	0.29	0.30

所提率相关迟滞混合模型的有效性。

3 结束语

针对GMA率相关迟滞，提出率相关迟滞混合模型，通过线性环节和率相关迟滞环节串联建立系统模型，可以同时描述系统线性环节的动态特性和迟滞环节的率相关特性。相对于率不相关迟滞模型或分离式率相关迟滞模型，模型精度得到提高。

参考文献

1 Meng Yanan, Li F. Application and development research on giant magnetostrictive apparatus[C]// 2010 2nd International Conference on Mechanical and Electronics Engineering (ICMEE), 2010, 2:442－445.

2 Yamamoto Y, Eda H, Shimizu J. Application of giant magnetostrictive materials to positioning actuators[C]// Proceedings of 1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, 1999: 215－220.

3 赵章荣. 精密超磁致伸缩微位移驱动智能构件技术研究[D]. 杭州:浙江大学, 2009.

4 贾振元,郭东明. 超磁致伸缩材料微位移执行器原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2008.

5 王湘江,王兴松. 基于KP模型的GMA迟滞系统辨识与补偿[J]. 中国机械工程, 2008, 19(10): 1167－1173.
Wang Xiangjiang, Wang Xingsong. GMA hysteresis system identification and compensation based on KP model[J]. China Mechanical Engineering, 2008, 19(10): 1167－1173. (in Chinese)

6 王湘江,王兴松. 迟滞非线性系统自适应鲁棒控制[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(6): 1502－1507.

Wang Xiangjiang, Wang Xingsong. Adaptive robust control for hysteresis nonlinear system[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(6): 1502 - 1507. (in Chinese)
7 Cruz-Hernandez J M, Hayward V. On the linear compensation of hysteresis[C] // Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control, 1997, 2: 1956 - 1957.
8 Cruz-Hernandez J M, Hayward V. An approach to reduction of hysteresis in smart materials[C] // Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1998, 2: 1510 - 1515.
9 Cruz-Hernandez J M, Hayward V. Phase control approach to hysteresis reduction[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(1): 17 - 26.
10 Ang W T, Garmon F A, Khosla P K, et al. Modeling rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators[C] // Proceedings of the 2003 IEEE/RSJ International Corference on Intelligint Robts and Systems, 2003,2:1975 - 1980.
11 Al Janaideh M, Rakheja S, Su C Y. A generalized Prandtl - Ishlinskii model for characterizing rate dependent hysteresis[C] // Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Control Applications, 2007: 343 - 348.
12 Al Janaideh M, Su C, Rakheja S. Development of the rate-dependent Prandtl - Ishlinskii model for smart actuators[J]. Smart Materials and Structures, 2008, 17(3): 1 - 11.
13 Li Zhi, Chai Tianyou, Feng Yin, et al. Modeling of rate-dependent asymmetric hysteresis nonlinearity for magnetostrictive actuators[C] // Proceedings of the 2012 International Corference on Information and Automation (ICIA), 2012:174 - 179.
14 Wolf F, Sutor A, Rupitsch S J, et al. Modeling and measurement of creep-and rate-dependent hysteresis in ferroelectric actuators [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011,172(1):245 - 252.
15 Sutor A, Rupitsch S, Lerch R. A Preisach-based hysteresis model for magnetic and ferroelectric hysteresis[J]. Applied Physics A—Materials Science & Processing, 2010, 100(2): 425 - 430.
16 Jiang Hao, Ji Hongli, Qiu Jinhao, et al. A modified Prandtl-Ishlinskii model for modeling asymmetric hysteresis of piezoelectric actuators[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2010, 57(5): 1200 - 1210.

Hybrid Rate-dependent Hysteresis Model in Giant Magnetostrictive Actuaor

Liu Xiaoliang　Wu Yijie　Zhang Yizhi　Peng Huanghu

(*The State Key Lab of Fluid Power Transmission and Control*, *Zhejiang University*, *Hangzhou* 310027, *China*)

Abstract: The hysteresis of giant magnetostrictive actuator has the property of rate-dependence. A new model for the rate-dependent hysteresis was proposed by using hybrid modeling method. The model is composed of a linearity element and a rate-dependent hysteresis element. First, the rate-independent hysteresis of the system was modeled by modified PI model when 2 Hz sinusoidal signal was employed to excite the system. Second, the coupling response of the linearity and the hysteresis elements was decoupled by the method of combining the inversion of the rate-independent hysteresis model and fitting method when 100 Hz sinusoidal signal was employed to excite the system. Then, a new rate-dependent hysteresis model was proposed and implemented on the above bases. At last, the hybrid rate-dependent hysteresis model was obtained by connecting the linearity element and the rate-dependent hysteresis element in series. Compared with rate-independent hysteresis model and hybrid rate-independent hysteresis model, the proposed hybrid model is more accurate than other models.

Key words: Giant magnetostrictive actuator　Hysteresis　Rate-dependent　PI model