第 36 卷第 6 期
2019 年 6 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 36 No. 6
Jun. 2019

压电舵机动态迟滞建模与带有鲁棒干扰观测器的两自由度控制

张　臻[1†], 辛　峰[1], 周克敏[2]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191; 2. 山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590)

摘要: 压电宏纤维复合材料(MFC)驱动的舵机具有功耗低、质量小以及可靠性高等优点, 在无人飞行器领域有很大的应用潜力. 压电材料的动态迟滞非线性会降低舵机的控制精度和稳定性, MFC柔性结构使舵机易受外扰影响. 本文首先建立MFC舵机Hammerstein动态迟滞非线性模型, 并设计了迟滞逆补偿器. 针对模型不确定性和外扰影响, 设计了带有鲁棒干扰观测器的二自由度控制器, 保证在外扰和模型不确定性下控制系统的鲁棒性. MFC舵机控制实验结果表明, 所设计的控制器具有良好的抗干扰性能和鲁棒性, 较传统干扰观测器显著提高了控制性能.

关键词: 压电纤维复合材料(MFC); 迟滞非线性; 鲁棒控制; 干扰观测器

引用格式: 张臻, 辛峰, 周克敏. 压电舵机动态迟滞建模与带有鲁棒干扰观测器的两自由度控制. 控制理论与应用, 2019, 36(6): 841 – 849

DOI: 10.7641/CTA.2018.80286

Dynamic hysteresis modeling and two-degree-freedom control with robust disturbance observer for piezoelectric rudder

ZHANG Zhen[1†], XIN Feng[1], ZHOU Ke-min[2]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. School of Electrical and Automation Engineering, Shandong University of Science and Technology,
Qingdao Shandong 266590, China)

Abstract: Macro fiber composite (MFC) -driven rudder has advantage of low power, light weight and high reliability and has great application potential in UAVs. However, dynamic hysteresis nonlinearities in MFC reduce the control accuracy and stability. Flexible structure of MFC rudder is susceptible to external disturbance. In this article, a Hammerstein model is proposed to model the dynamic hysteresis nonlinearities of the MFC and the hysteresis inverse compensator is designed. Then, a 2 DOF controller with robust disturbance observer (DOB) is designed, which guarantees the robustness of the system under the external disturbance and model uncertainties. Finally, it is demonstrated by tracking control experiments of MFC rudder that the proposed controller has a good disturbance rejection and robustness and it improves significantly the control performance comparing with the conventional DOB.

Key words: macro fiber composite (MFC); hysteretic nonlinearity; robust control; disturbance observer

Citation: ZHANG Zhen, XIN Feng, ZHOU Kemin. Dynamic hysteresis modeling and two-degree-freedom control with robust disturbance observer for piezoelectric rudder. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(6): 841 – 849

1　引言

压电宏纤维复合材料(macro fiber composite, MFC)具有压电陶瓷材料灵敏度高、响应速度快的优点, 同时大幅改善了压电陶瓷脆性大、柔性差的缺点, 提高了耐久性和可靠性, 在振动控制和形状控制等领域获得很多应用[1–2]. MFC低功耗、小质量和大变形的特性使它在低速、长航时无人飞行器舵机设计中有巨大的应用潜力. 图1给出了MFC智能舵机的原理, 将MFC材料粘接在基体材料上构成MFC复合板, 板一端与转轴固接, 另一端连接在舵面上, MFC在电压作用下使复合板发生弯曲变形, 驱动舵面绕转轴转动. 压电MFC输入输出关系上存在的动态迟滞非线性特性会降低舵机的控制精度, 影响系统的稳定性甚至造成极限环振荡. 为保证MFC舵机具有足够的变形能力, MFC舵机被设计为柔性结构, 使得舵机易受到外扰的影响. 此外舵机建模时存在的模型不确定性对控制性能也有很大的影响. 因此研究MFC舵机动态迟滞系统的建模与设计抗外扰、强鲁棒的高性能控制器具

收稿日期: 2018−04−20; 录用日期: 2018−09−05.
†通信作者. E-mail: zhangzhen@buaa.edu.cn; Tel.: +86 10-82317943.
本文责任编委: 谭永红.
国家自然科学基金重点项目(61433011) 资助.
Supported by the Major Program of the National Natural Science Foundation of China (61433011).

有重要的意义.

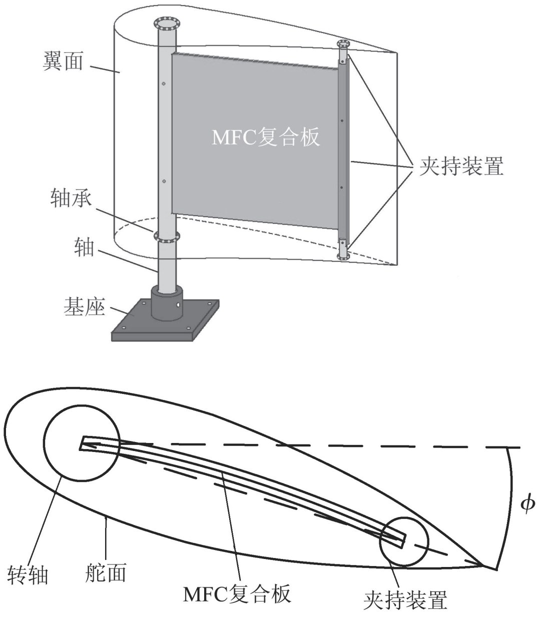


图 1 MFC智能舵机的原理图

Fig. 1 MFC rudder schematic diagram

舵机高性能控制器设计首先需要建立系统动态迟滞非线性模型. 目前动态迟滞非线性建模方法包括: 将静态迟滞算子的权函数、阈值等参数扩展为输入信号速率相关参数, 如率相关Preisach模型[3]、率相关PI模型[4]; 将静态迟滞算子与描述系统动态过程的微分方程耦合联立, 如超磁作动器率相关迟滞模型[5]; 一些智能算法如神经元网络、支持向量机和模糊方法等被用于动态迟滞建模[6–7]; 此外模块化非线性建模方法也被用于动态迟滞非线性建模, 模块化方法的优势在于模块与实际物理系统的各个部件之间不必存在对应关系[8].

本文以MFC压电舵机为研究对象, 基于Hammerstein结构建立了舵机的动态迟滞非线性模型, 其中非线性子系统采用MPI(modified Prandtl-Ishlinskii)模型描述, 线性子系统由ARX模型描述. 建模结果表明所建立的模型在低频段内精度较高, 随着频率升高临近舵机结构共振频率, 建模误差逐渐变大. 根据非线性子系统的解析逆设计了逆补偿器用以消除舵机的迟滞非线性.

针对强动态迟滞非线性舵机设计抗外扰、强鲁棒的高性能控制器具有很大的挑战性. 干扰观测器观测并补偿扰动的影响, 被用于提高系统控制性能[9–12]. 其中低通滤波器Q的设计决定了干扰观测器的性能, 传统干扰观测器要求已知精确模型, 干扰观测器的带宽受模型不确定性和噪声的限制[13]. 鲁棒干扰观测器的设计受到了关注[14–16].

本文采用迟滞逆补偿控制策略设计了带有鲁棒干扰观测器的两自由度舵机控制器, 提高非线性舵机在外扰和模型不确定性下的控制性能. 首先设计逆补偿器消除舵机的迟滞非线性. 然后设计了带有鲁棒干扰观测器的两自由度控制器. 采用鲁棒方法基于跟踪误差和模型不确定性等评价函数并考虑前馈和外环反馈等环节设计干扰观测器, 提高控制系统的鲁棒性, 其中两自由度系统中的前馈和外环反馈控制器根据名义模型进行设计. 最后, 将所设计的控制器应用在MFC舵机控制中, 控制实验结果表明所设计的控制器对低频外扰有很好的抑制作用, 较传统干扰观测器在提高系统控制精度的同时, 保证了高频段控制性能的鲁棒性.

2 MFC舵机动态迟滞非线性模型

本节基于Hammerstein结构建立了MFC舵机动态迟滞非线性模型. 首先给出了用于描述静态非线性子系统的MPI模型及其逆模型, 其次给出了舵机动态迟滞模型及其辨识方法, 最后通过建模结果与实验结果的比较验证模型的有效性.

2.1 MPI模型

MPI模型由有限个不同阈值的Play算子的加权叠加与有限个不同阈值的单边死区算子的加权叠加串联得到.

Play算子如图2(a)所示, 定义如下:

$$y(t)=H_{r_\mathrm{h}}[x,y_0](t)=\\ \max\{x(t)-r_\mathrm{h},\min\{x(t)+r_\mathrm{h},y(t_i)\}\}, \quad (1)$$

其中: 输入信号$x(t)$为在单调区间$0=t_0<t_1<\cdots<t_i<t<t_{i+1}<\cdots<t_N=T$的分段单调函数, $r_\mathrm{h}\in\mathbb{R}^+$是Play算子的阈值, $y_0\in\mathbb{R}$是Play算子的初始值.

则其加权叠加形式为

$$y(t)=\boldsymbol{w}_\mathrm{h}^\mathrm{T}\cdot\boldsymbol{H}_{r_\mathrm{h}}[x,\boldsymbol{y_0}](t), \quad (2)$$

其中:

$$\boldsymbol{w}_\mathrm{h}=[w_{\mathrm{h}0}\ \cdots\ w_{\mathrm{h}n}]^\mathrm{T},\ \boldsymbol{H}_{r_\mathrm{h}}=[H_{r_{\mathrm{h}0}}\ \cdots\ H_{r_{\mathrm{h}n}}]^\mathrm{T},\\ \boldsymbol{r}_\mathrm{h}=[r_{\mathrm{h}0}\ \cdots\ r_{\mathrm{h}n}]^\mathrm{T},\ \boldsymbol{y}_0=[y_{01}\ \cdots\ y_{0n}]^\mathrm{T}$$

分别是权值向量、Play算子向量、阈值向量和Play算子初始值向量. 单边死区算子如图2(b)所示, 定义如下:

$$S(x(t),r_\mathrm{s})=\begin{cases}\max\{x(t)-r_\mathrm{s},0\}, & r_\mathrm{s}>0,\\ x(t), & r_\mathrm{s}=0,\\ \min\{x(t)-r_\mathrm{s},0\}, & r_\mathrm{s}<0,\end{cases} \quad (3)$$

其中$r_\mathrm{s}\in\mathbb{R}^+$是算子的阈值. 则其加权叠加形式为

$$S[x](t)=\boldsymbol{w}_\mathrm{s}^\mathrm{T}\cdot\boldsymbol{S}_{r_\mathrm{s}}[x](t), \quad (4)$$

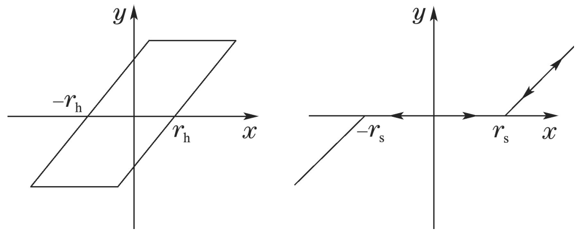
其中$\boldsymbol{w}_\mathrm{s}=[w_{\mathrm{s}0}\ \cdots\ w_{\mathrm{s}n}]^\mathrm{T}$, $\boldsymbol{S}_{r_\mathrm{h}}=[S_{r_{\mathrm{h}0}}\ \cdots\ S_{r_{\mathrm{h}n}}]^\mathrm{T}$和$\boldsymbol{r}_\mathrm{s}=[r_{\mathrm{s}0}\ \cdots\ r_{\mathrm{s}n}]^\mathrm{T}$分别是权值向量、死区算子向量和阈值向量.

将两种算子的加权叠加形式串联得到MPI模型表

达式:

$$y(t)=\Gamma[x](t)=\boldsymbol{w}_{\rm s}^{\rm T}\cdot\boldsymbol{S}_{r_{\rm s}}[\boldsymbol{w}_{\rm h}^{\rm T}\cdot\boldsymbol{H}_{r_{\rm h}}[x,\boldsymbol{y}_0]](t).\quad(5)$$

MPI模型参数$\boldsymbol{w}_{\rm h},\boldsymbol{w}_{\rm s},\boldsymbol{r}_{\rm h},\boldsymbol{r}_{\rm s}$由实验数据辨识得到, 辨识问题可以转化为一个约束条件下的二次最优问题或利用最小二乘方法求取, 具体辨识方法可参考文献[17].



(a) Play算子　　(b) 单边死区算子

图 2　Play算子与单边死区算子

Fig. 2　Play operator and one side dead-zone operator

2.2　MPI逆模型

对于式(5), 若存在正数ε满足如下约束条件时,

$$\begin{bmatrix}U_{\rm H} & \\ & U_{\rm S}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}w_{\rm h}\\ w_{\rm s}\end{bmatrix}\geqslant\begin{bmatrix}u_{\rm H}\\ u_{\rm S}\end{bmatrix},\quad(6)$$

其中:

$$U_{\rm H}=\begin{bmatrix}1&0&\cdots&0\\0&0&\cdots&0\\\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&\cdots&1\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{(n+1)\times(n+1)},$$

$$u_{\rm H}=\begin{bmatrix}\varepsilon\\0\\\vdots\\0\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{n+1},$$

$$U_{\rm S}=\begin{bmatrix}1&\cdots&1&1&0&\cdots&0\\\vdots&\ddots&\vdots&\vdots&\vdots&\iddots&\vdots\\0&\cdots&1&1&\cdots&\cdots&0\\0&\cdots&0&1&\cdots&\cdots&0\\0&\cdots&0&1&1&\cdots&0\\\vdots&\iddots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&0&1&1&\cdots&1\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{(2l+1)\times(2l+1)},$$

$$u_{\rm S}=\begin{bmatrix}\varepsilon\\\varepsilon\\\vdots\\\varepsilon\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{2l+1}.$$

MPI模型具有解析逆且唯一存在, 表达式为

$$x(t)=\Gamma^{-1}[y](t)=\boldsymbol{w}_{\rm h}'^{\rm T}\cdot\boldsymbol{H}_{r_{\rm h}'}[\boldsymbol{w}_{\rm h}'^{\rm T}\cdot\boldsymbol{S}_{r_{\rm s}'}[y,\boldsymbol{y}_0]](t),\quad(7)$$

其中: $\boldsymbol{w}_{\rm h}',\boldsymbol{r}_{\rm h}'$是Play算子的权值向量和阈值向量, $\boldsymbol{y}_0'$是Play算子的初始值, $\boldsymbol{w}_{\rm s}',\boldsymbol{r}_{\rm s}'$是单边死区算子的权值向量和阈值向量. 逆模型的参数$\boldsymbol{w}_{\rm h}',\boldsymbol{w}_{\rm s}',\boldsymbol{r}_{\rm h}',\boldsymbol{r}_{\rm s}'$与模型参数$\boldsymbol{w}_{\rm h},\boldsymbol{w}_{\rm s},\boldsymbol{r}_{\rm h},\boldsymbol{r}_{\rm s}$有一一对应关系, 逆模型的参数求取公式[17]:

$$r_{{\rm h},i}'=\sum_{j=0}^{i}w_{{\rm h},j}(r_{{\rm h},i}-r_{{\rm h},j}),\quad(8)$$

$$\begin{aligned}&w_{{\rm h},0}'=\frac{1}{w_{{\rm h},0}},\\&w_{{\rm h},i}'=\frac{-w_{{\rm h},i}}{(w_{{\rm h},0}+\sum\limits_{j=1}^{i}w_{{\rm h},j})(w_{{\rm h},0}+\sum\limits_{j=1}^{i-1}w_{{\rm h},j})},\\&i=1,\cdots,n,\end{aligned}\quad(9)$$

$$y_{0,i}'=\sum_{j=0}^{i}w_jy_{0,i}+\sum_{j=i+1}^{n}w_jy_{0,j},\ i=0,\cdots,n.\quad(10)$$

对于$r_{\rm s}\in\mathbb{R}^+$,

$$r_{{\rm s},i}'=\sum_{j=0}^{i}w_{{\rm s},j}(r_{{\rm s},i}-r_{{\rm s},j}),\ i=0,\cdots,l,\quad(11)$$

$$\begin{aligned}&w_{{\rm s},0}'=\frac{1}{w_{{\rm s},0}},\\&w_{{\rm s},i}'=\frac{-w_{{\rm s},i}}{(w_{{\rm s},0}+\sum\limits_{j=1}^{i}w_{{\rm s},j})(w_{{\rm s},0}+\sum\limits_{j=1}^{i-1}w_{{\rm s},j})},\\&i=1,\cdots,l.\end{aligned}\quad(12)$$

对于$r_{\rm s}\in\mathbb{R}^-$,

$$r_{{\rm s},i}'=\sum_{j=0}^{i}w_{{\rm s},j}(r_{{\rm s},i}-r_{{\rm s},j}),\ i=-l,\cdots,0,\quad(13)$$

$$\begin{aligned}&w_{{\rm s},0}'=\frac{1}{w_{{\rm s},0}},\\&w_{{\rm s},i}'=\frac{-w_{{\rm s},i}}{(w_{{\rm s},0}+\sum\limits_{j=1}^{i}w_{{\rm s},j})(w_{{\rm s},0}+\sum\limits_{j=1}^{i-1}w_{{\rm s},j})};\\&i=-l,\cdots,-1.\end{aligned}\quad(14)$$

2.3　舵机动态迟滞模型

一般可以将MFC舵机的物理模型表示为如图3所示, 其中: H^*代表MFC复合板中压电纤维材料的迟滞非线性, G^*代表了包括压电纤维材料与基体材料之间、不同层合板之间以及MFC复合板与舵面结构之间动力学响应的集总效应. 由于中间变量x^*难以测量, 很难直接通过实验数据辨识如图3所示的物理模型.

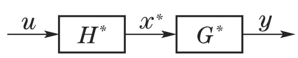


图 3　MFC舵机的物理模型

Fig. 3　Physical model of MFC rudder

本研究采用模块化建模方法建立MFC舵机的动态迟滞模型, 如图4所示, 其中: H为静态迟滞非线性子系统, 由式(5)所示的MPI模型描述; G为线性时不变

子系统, 由ARX模型描述:

$$A(z)y(t)=B(z)x(t)+\varepsilon(t), \tag{15}$$

其中: z^{-1}为单位延迟算子, $A(z)=1+a_1z^{-1}+\cdots+a_nz^{-n}$, $B(z)=1+b_1z^{-1}+\cdots+b_mz^{-m}$.

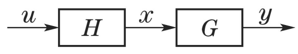


图 4 MFC舵机的Hammerstein模型

Fig. 4 Hammerstein model of MFC rudder

给出如下的Hammerstein模型辨识算法:

步骤 1 在MFC舵机上施加准静态电压信号$u(t)$, 测量MFC转角输出$y(t)$. 基于MFC模型由实验数据对$(u\ \ y)$辨识得到非线性子系统H中的参数$\boldsymbol{w}_{\rm h}$, $\boldsymbol{w}_{\rm s}$, $\boldsymbol{r}_{\rm h}$, $\boldsymbol{r}_{\rm s}$.

步骤 2 根据步骤1中辨识得到的非线性模型H由式(7)设计逆补偿器H^{-1}并串联在系统中, 如图5所示.

步骤 3 将动态信号$u'(t)$施加到图5所示系统中, 测量其转角输出$y'(t)$, 由实验数据对(u',y')辨识得到线性子系统G.

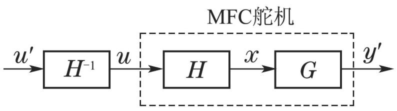


图 5 串联逆补偿的MFC舵机Hammerstein模型

Fig. 5 Hammerstein model of MFC rudder with inverse

可以证明, 所辨识得到的图4中的Hammerstein系统与图3中的原系统是等效的[18].

图6和图7分别给出了非线性子系统与线性子系统的辨识结果. 辨识静态非线性子系统时采用0.1 Hz正弦信号作为激励信号. 具体参数为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}_{\rm h}=[&0.045\ \ 0.57\ \ 0.12\ \ 0.35\ \ 0.0075\ \ 0.40\ \ 0.063\\ &-1.0391\ 0.098\ 0.25\ 0.26\ 0.081\ 0.032\ 0.55],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}_{\rm s}=[&3.63\ \ -1.7\ \ -0.56\ \ -2.3{\rm e}-21\ 1.9{\rm e}-21\\ &-3.18{\rm e}-22\ \ -1.21{\rm e}-5],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_{\rm h}=[&0\ \ 0.071\ \ 0.14\ \ 0.21\ \ 0.29\ \ 0.56\ \ 0.43\ \ 0.50\\ &0.57\ \ 0.64\ \ 0.71\ \ 0.79\ \ 0.86\ \ 0.93],\end{aligned}$$

$$\boldsymbol{w}_{\rm s}=[0\ \ 0.025\ \ 0.13\ \ 0.30\ \ 0.46\ \ 0.62\ \ 0.79],$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}'_{\rm h}=[&22.25\ \ -20.62\ \ -0.27\ \ -0.44\ \ -0.0063.\\ &-0.24\ \ -0.027\ \ 1.28\ \ -0.30\ \ -0.47\\ &-0.26\ \ -0.060\ \ -0.021\ \ -0.25],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}'_{\rm s}=[&0.27\ \ 0.33\ \ 0.31\ \ 1.9{\rm e}-21\ \ -1.56{\rm e}-21\\ &2.62{\rm e}-22\ \ 1.0{\rm e}-5],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}'_{\rm h}=[&0\ \ 0.0032\ \ 0.047\ \ 0.10\ \ 0.18\ \ 0.25\ \ 0.36\ \ 0.47\\ &0.51\ \ 0.55\ \ 0.61\ \ 0.69\ \ 0.78\ \ 0.87],\end{aligned}$$

$$\boldsymbol{w}'_{\rm s}=[0\ \ 0.090\ \ 0.27\ \ 0.45\ \ 0.63\ \ 0.81\ \ 0.99].$$

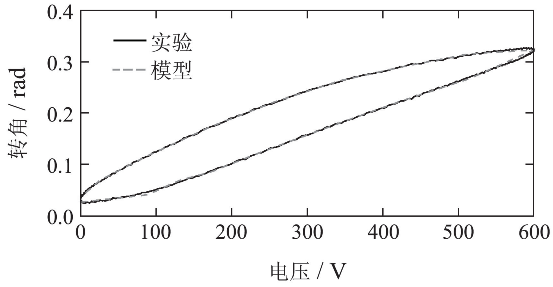


图 6 迟滞非线性子系统辨识结果

Fig. 6 Outputs of model and MFC rudder

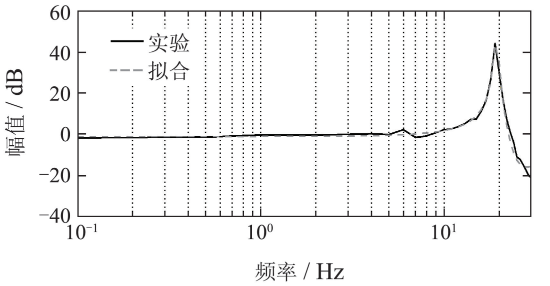


图 7 线性子系统幅频特性

Fig. 7 Magnitude-frequency response of linear subsystem

辨识动态线性子系统时采用$0.5\sim30$ Hz的离散正弦信号作为激励信号, 基于测量得到的幅频特性辨识线性子系统模型, 辨识得到的连续形式的线性子系统模型为

$$G_{\rm n}(s)=\frac{637.8s^2+3.54\times10^4s+1.51\times10^7}{s^3+1073s^2+1.92\times10^4s+1.59\times10^7}. \tag{16}$$

表1给出了不同输入频率下建模结果的相对误差. 从表1可以看出, 在$1\sim5$ Hz低频段内相对误差均低于3%, 随着频率增加, 临近舵机共振频率, 建模误差逐渐变大.

表 1 模型误差

Table 1 Model error

频率/Hz	0.5	1	2	3	4
相对误差	0.0081	0.0197	0.0181	0.0204	0.0206
频率/Hz	5	6	7	8	10
相对误差	0.0226	0.0482	0.0465	0.0476	0.0502

3 控制器设计

考虑到MFC舵机受扰动、建模误差以及传感器噪声等影响, 本节基于迟滞逆补偿策略, 设计了带有鲁棒干扰观测器的两自由度控制器. 首先基于逆补偿方法由实验对模型不确定性进行了估计; 然后采用$\rm H_\infty$方法设计鲁棒干扰观测器, 获得鲁棒抗干扰能力; 外环控制器采用两自由度控制提高系统性能.

3.1 模型不确定性

为降低鲁棒设计的保守性, 采用实验方法估计模型不确定性. 首先由式(7)设计迟滞逆补偿器H^{-1}, 由图8对模型的乘性不确定性进行估计. 真实模型可写为

$$G(s)=(I+\Delta G(s))G_{\rm n}(s)=\\(I+\Delta_{\rm m}(s)W_{\rm m}(s))G_{\rm n}(s),\tag{17}$$

其中$\Delta G(s)$为乘性不确定性, 且有

$$|\Delta G(\mathrm{j}\omega)|\leqslant|W_{\rm m}(\mathrm{j}\omega)|,\forall\omega\in\mathbb{R};\|\Delta_{\rm m}(s)\|<1.\tag{18}$$

图8中: u为幅值为A的正弦激励信号, e为误差信号, y'为名义模型$G_{\rm n}$的输出. 将一系列离散频率的正弦信号, 如0.5 Hz, 1 Hz, $\cdots$, 10 Hz 作为输入信号u作用在图8所示系统中, 令E为稳态误差信号e的最大幅值, Y'为名义模型$G_{\rm n}$稳态输出的幅值, 则乘性不确定性可由式(19)估计得到:

$$|\Delta G(\mathrm{j}\omega)|=\frac{E}{Y'}.\tag{19}$$

由(19)可得$\Delta G(s)$的幅频特性如图9所示. 则不确定性界$W_{\rm m}(s)$如图9所示可以写为

$$W_{\rm m}(s)=\frac{0.709s^2+58.14s+99.26}{s^2+86.01s+147.2}.\tag{20}$$

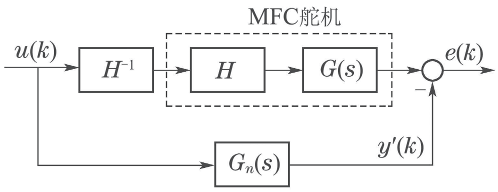


图 8 模型不确定性估计

Fig. 8 Model uncertainty estimation

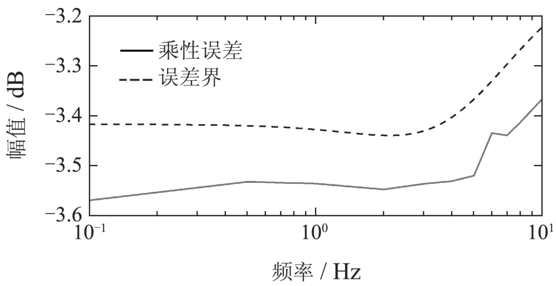


图 9 乘性不确定性界

Fig. 9 Multiplicative uncertainty bound

3.2 干扰观测器

干扰观测器 (disturbance observer, DOB) 结构如图10所示, 其中: d为外界扰动, n表示测量高频噪声. 令 $Q'(s)=Q(s)G_{\rm n}^{-1}(s)$. $G(s)$, $G_{\rm n}(s)$ 分别表示实际系统模型和标称模型. 则有

$$Y(s)=G_{\rm yu}(s)U(s)+G_{\rm yd}(s)D(s)+G_{\rm yn}(s)N(s),$$

其中:

$$G_{\rm yu}(s)=\frac{G(s)G_{\rm n}(s)}{G_{\rm n}(s)+Q(s)(G(s)-G_{\rm n}(s))},\tag{21}$$

$$G_{\rm yd}(s)=\frac{G(s)G_{\rm n}(s)(1-Q(s))}{G_{\rm n}(s)+Q(s)(G(s)-G_{\rm n}(s))},\tag{22}$$

$$G_{\rm yn}(s)=\frac{G(s)Q(s)}{G_{\rm n}(s)+Q(s)(G(s)-G_{\rm n}(s))}.\tag{23}$$

理想情况下设$G(s)\approx G_{\rm n}(s)$, $Q(s)$为低通滤波器, 在低频段时$Q(s)\approx1$, 有$G_{\rm yu}(s)\approx G_{\rm n}(s)$, $G_{\rm yd}(s)\approx 0$; 在高频段, 若$Q(s)\approx0$, 有$G_{\rm yn}(s)\approx0$.

若$G(s)\neq G_{\rm n}(s)$, 且有$G(s)=G_{\rm n}(s)(1+\Delta(s))$, 即存在模型不确定性时, 干扰观测器内环稳定性可由式(24)保证[19]:

$$\|T(s)\Delta(s)\|_\infty\leqslant1,\tag{24}$$

其中: $T(s)=Q(s)$为干扰观测器的补灵敏度函数, $\Delta(s)$为参数模型的乘性摄动. 由公式(24)可见DOB的带宽受模型不确定限制.

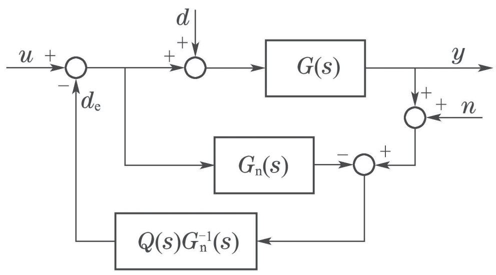


图 10 干扰观测器结构框图

Fig. 10 Disturbance observer block diagram

3.3 带有DOB的两自由度控制

考虑到MFC舵机具有的迟滞非线性以及存在的建模误差, 图11给出了带有干扰观测器的MFC舵机两自由度控制框图, 其中: H^{-1}为逆补偿器, $Q'_{\rm H_\infty}=Q_{\rm H_\infty}\cdot G_{\rm n}^{-1}$, $C(s)$是基于$G_{\rm n}(s)$设计的反馈控制器.

外环反馈控制器$C(s)$设计为PI控制器, PI参数采用衰减曲线法[20]进行整定并在实验中根据跟踪误差等进行调整最终获得

$$C(s)=\frac{0.5s+20}{s}.\tag{25}$$

$W(s)$为前置滤波器, 其离散形式为

$$W(z)=\frac{1}{zG(z)}.\tag{26}$$

在理想情况下, 若采样频率足够高, 输出y可以很好地跟踪输入r.

对于该两自由度控制，根据小增益定理[21], 保证稳定性的充要条件是

$$\|T_{\rm o}W_{\rm m}\|_\infty\leqslant1,\tag{27}$$

其中T_{o}为两自由度控制的输入补灵敏度函数[21].

在该控制结构中, $T_{\mathrm{o}}=1-S_{\mathrm{o}}=1-\dfrac{1-Q'_{\mathrm{H}_\infty}G_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}}$, 所以对于本文控制结构, 稳定性的充要条件是

$$\|-\frac{W_{\mathrm{m}}G_{\mathrm{n}}(Q'_{\mathrm{H}_\infty}+C)}{1+CG_{\mathrm{n}}}\|_\infty<1. \tag{28}$$

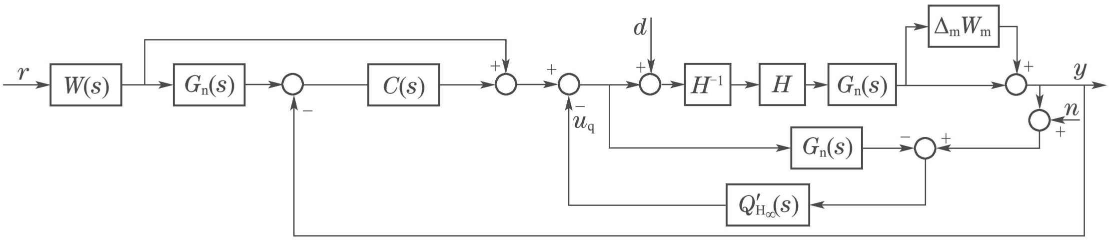


图 11 控制框图

Fig. 11 Control block diagram

3.4 鲁棒DOB设计

为保证存在外扰和不确定性时控制系统的性能, 采用H_∞鲁棒方法设计干扰观测器. 考虑外环反馈和前馈环节, 反馈系统可以描述为如图12, 其中: $W_{\mathrm{m}}(s)$为模型乘性不确定性界, $W_{\mathrm{e}}(s)$为误差e的性能加权函数, $W_{\mathrm{d}}(s)$和$W_{\mathrm{n}}(s)$分别为外界扰动d和测量噪声n的加权函数, $W_{\mathrm{e}}(s)$和$W_{\mathrm{d}}(s)$根据控制带宽和扰动频带设计为低通滤波器形式, $W_{\mathrm{n}}(s)$根据噪声频带设计为高通滤波器形式, 分别如下:

$$W_{\mathrm{e}}(s)=\frac{100(s+0.6\pi)}{s(s+60\pi)},\ W_{\mathrm{d}}(s)=\frac{(s+50\pi)^2}{(s+5\pi)^2},$$

$$W_{\mathrm{n}}(s)=\frac{50s}{s+10000\pi}.$$

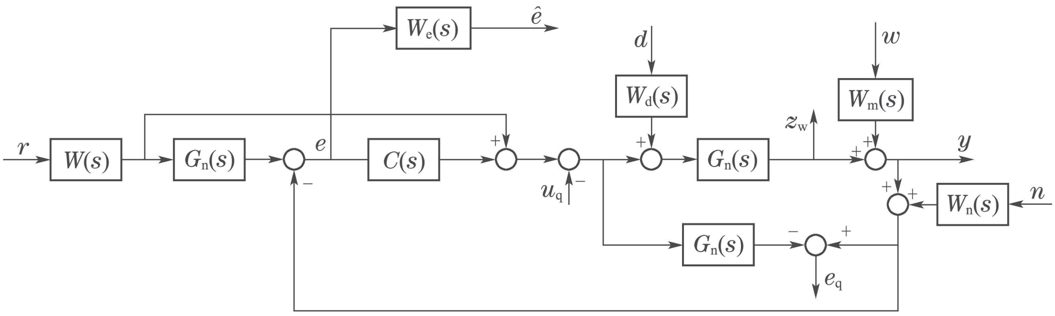


图 12 鲁棒控制结构

Fig. 12 Robust control structure

则控制问题可以转换为如图13的标准鲁棒控制问题[22], 即找到一个稳定的$Q'_{\mathrm{H}_\infty}(s)$使得$w=[\omega\ \ d\ \ n\ \ r]$对误差信号$\hat{e}$和不确定输入$z_\omega$的加权影响最小, 开环系统传递函数写为

$$\begin{bmatrix} z_{\mathrm{w}}\\ \hat{e}\\ e_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -\dfrac{W_{\mathrm{m}}CG_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & \dfrac{W_{\mathrm{d}}G_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & -\dfrac{W_{\mathrm{n}}CG_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & \dfrac{G_{\mathrm{n}}C+WG_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & -\dfrac{G_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}}\\ -\dfrac{W_{\mathrm{m}}W_{\mathrm{e}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & -\dfrac{W_{\mathrm{d}}W_{\mathrm{e}}G_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & -\dfrac{W_{\mathrm{n}}W_{\mathrm{e}}}{1+CG_{\mathrm{n}}} & \dfrac{W_{\mathrm{e}}(1-WG_{\mathrm{n}})}{1+CG_{\mathrm{n}}} & \dfrac{W_{\mathrm{e}}G_{\mathrm{n}}}{1+CG_{\mathrm{n}}}\\ W_{\mathrm{m}} & W_{\mathrm{d}}G_{\mathrm{n}} & W_{\mathrm{n}} & -G_{\mathrm{n}}W & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega\\ d\\ n\\ r\\ u_{\mathrm{q}}.\end{bmatrix}. \tag{29}$$

利用MATLAB中的鲁棒控制工具箱, 求解鲁棒控制器, 利用balanced stochastic model truncation (BST)算法将其降阶:

$$Q'_{\mathrm{H}_\infty}(s)=\frac{43247(s^2+3.12s+1.46\times10^4)}{(s^2+56.69s+2.41\times10^4)}\cdot\frac{(s+3.41\times10^4)(s+773.8)}{(s+4.83\times10^5)(s^2+2183s+1.35\times10^6)}. \tag{30}$$

经验证, 控制器(30)满足式二自由度稳定条件(28).

为了对比本文提出的鲁棒DOB, 采用传统的DOB设计方法设计Q_{c}[23]. 采用三阶Butterworth滤波器形式设计Q_{c}, 如式(31)所示:

$$Q_{\mathrm{c}}=\frac{3\tau s+1}{(\tau s)^3+3(\tau s)^2+3\tau s+1}. \tag{31}$$

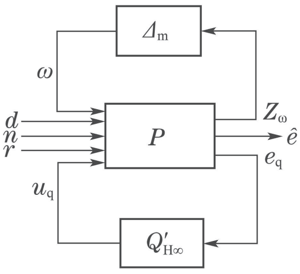


图 13 标准H_∞结构

Fig. 13 Standard H_∞ configuration

基于公式(24)设计低通滤波器Q_c, 在保证系统稳定性前提下尽可能提高滤波器的截止频率, 同时平衡系统稳定裕度和抗干扰性能, 通过多次实验调试, 确定最优的参数$\tau = 0.001$. 经验证, 该滤波器满足式二自由度稳定条件(28).

图14给出了两个滤波器的频率特性比较.

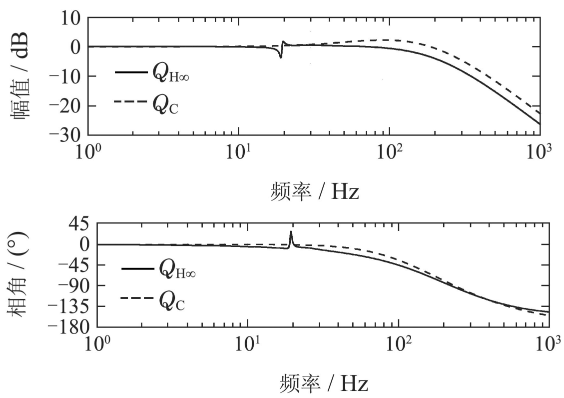


图 14 Q_{H_∞}与$Q_C$bode图比较

Fig. 14 Comparison of Q_{H_∞} and Q_C

4 跟踪控制实验

实验设备如图15所示, 采用激光传感器基于几何原理测量舵机转角, 信号经A/D转换输入dSPACE DS1103系统, 系统所产生的控制信号经D/A转换进入MFC驱动器产生控制电压作用在MFC舵机, 系统采样时间设为0.001 s.

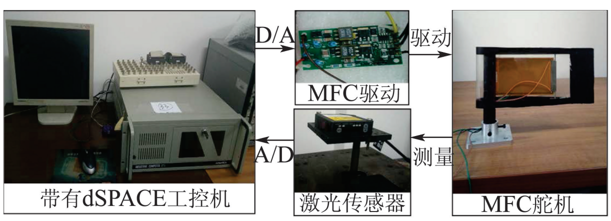


图 15 实验设备

Fig. 15 Experiment setup

对MFC舵机进行跟踪实验. 实验中干扰信号设置为0.4 Hz的正弦信号, 输入参考信号为0.5 ~ 10 Hz的离散频率正弦信号. 为了验证所设计控制系统的有效性, 比较了4种控制器设计方案:

方案 1 基于逆补偿和鲁棒干扰观测器的两自由度控制;

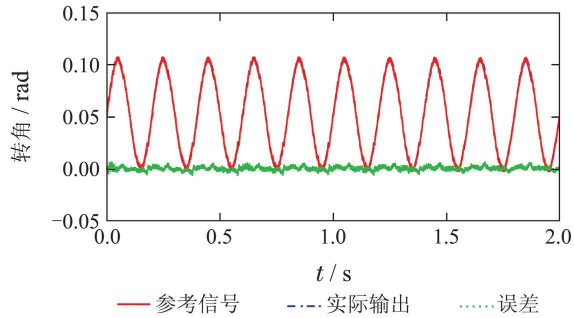
方案 2 基于逆补偿和传统干扰观测器的两自由度控制;

方案 3 基于鲁棒干扰观测器的两自由度控制(无迟滞逆补偿);

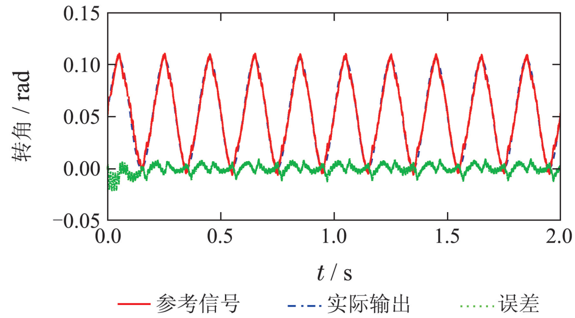
方案 4 基于逆补偿的两自由度PI反馈控制(无干扰观测器).

图16给出了5 Hz正弦波作为参考输入时4种控制器实验结果. 图17给出了离散频率正弦信号下4种控制器实验结果对比图.

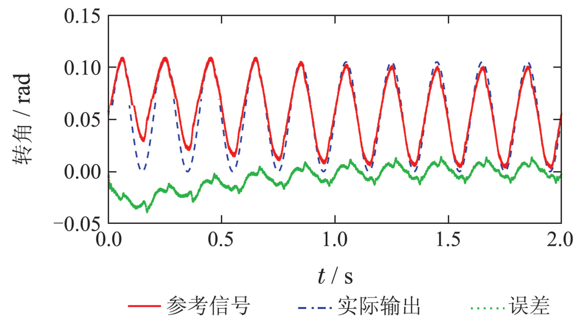
由图17对比方案1和方案2的实验结果, 验证了鲁棒DOB的有效性. 在低频段(1 ~ 5 Hz), 鲁棒DOB与传统DOB方案均能很好的进行抗干扰控制, 鲁棒DOB方案相对误差小于3%, 传统DOB方案相对误差小于4%. 在6 ~ 10 Hz频段, 随着建模误差的增加, 传统DOB控制误差显著增加, 相对误差6%左右. 而鲁棒DOB方案相对误差保持在4%左右. 实验结果表明鲁棒DOB方案具有更好的鲁棒性, 相较于传统DOB提高了控制性能.



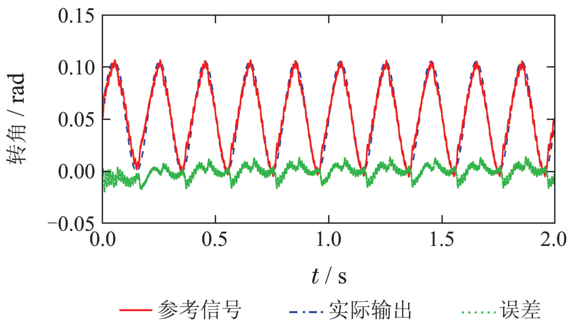
(a) 方案1跟踪曲线



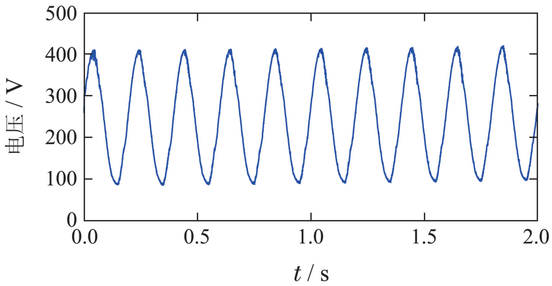
(b) 方案2跟踪曲线



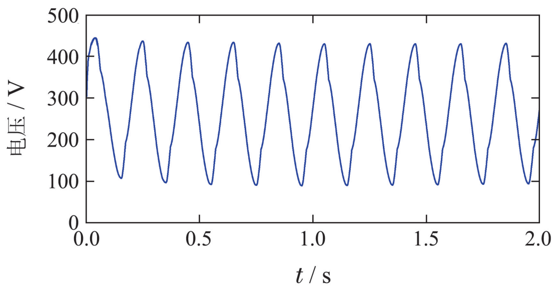
(c) 方案3跟踪曲线



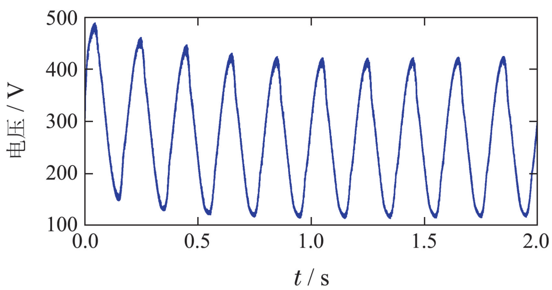
(d) 方案4跟踪曲线



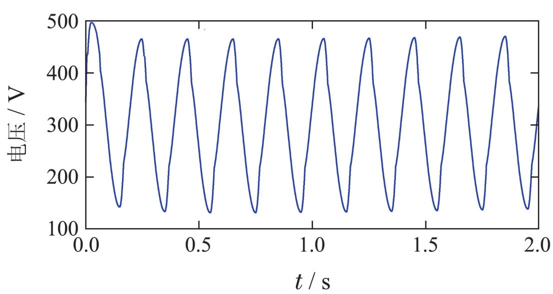
(e) 方案1控制输出曲线



(f) 方案2控制输出曲线



(g) 方案3控制输出曲线



(h) 方案4控制输出曲线

图 16 跟踪、控制曲线

Fig. 16 Tracking and control curve

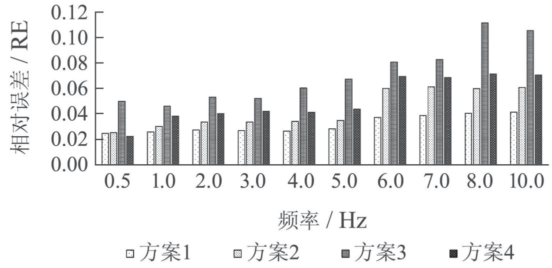


图 17 4种方案的相对误差对比

Fig. 17 RE comparison of 4 schemes

由图17对比方案1和方案3的实验结果, 检验逆补偿对系统控制性能的影响. 加入逆补偿器后, 系统跟踪性能显著优于未加逆补偿的非线性系统的表现.

由图17对比方案1和方案4的实验结果, 检验了基于H_∞方法设计的DOB的抗干扰能力. 相较于一般的两自由度反馈控制方案, DOB能很好的抵消外界低频干扰.

5 结论

本文以MFC智能舵机为研究对象, 基于Hammerstein结构建立了动态迟滞非线性模型. 针对迟滞非线性动态建模误差、舵机柔性结构易受扰动影响等特性, 基于逆补偿策略采用H_∞方法设计了带有鲁棒DOB的两自由度控制器, 保证了模型在不确定情况下抗扰动性能的鲁棒性. 控制实验结果表明较传统的DOB设计方案, 本研究提出的控制器显著提高了控制性能, 加入的基于H_∞鲁棒干扰观测器能够很好的减小外界扰动和模型不确定性对控制系统的影响, 获得较高的跟踪精度, 表明所设计的控制器使得系统具有更好的抗干扰性能, 更高的控制带宽, 证明所提控制方法有效.

参考文献:

[1] GATTIS C, SHEPARD JR W, WANG J. Adaptive structures applications in microgravity vibration control and isolation. *The 44th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference*. Norfolk, Virginia: [s.n.], 2003: 4333 – 4341.

[2] LEE J C, CHEN J C. Active control of sound radiation from a rectangular plate excited by a line moment. *Journal of Sound and Vibration*, 1999, 220(1): 99 – 115.

[3] WOLF F, SUTOR A, RUPITSCH S J, et al. Modeling and measurement of hysteresis of ferroelectric actuators considering time-dependent behavior. *Procedia Engineering*, 2010, 5: 87 – 90.

[4] AL JANAIDEH M, SU C Y, RAKHEJA S. Development of the rate-dependent Prandtl-Ishlinskii model for smart actuators. *Smart Materials and Structures*, 2008, 17(3): 035026.

[5] TAN X, BARAS J S. Modeling and control of hysteresis in magnetostrictive actuators. *Automatica*, 2004, 40(9): 1469 – 1480.

[6] WONG P K, XU Q, VONG C M, et al. Rate-dependent hysteresis modeling and control of a piezostage using online support vector machine and relevance vector machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(4): 1988 – 2001.

[7] DONG R, TAN Y, CHEN H, et al. A neural networks based model for rate-dependent hysteresis for piezoceramic actuators. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2008, 143(2): 370 – 376.

[8] GUO Yongxin, ZHANG Zhen, MAO Jianqin, et al. Rate-dependent Hammerstein model and H_∞ robust tracking control of gaint magnetostrictive actuators. *Acta Automatica Sinica*, 2014, 40(2): 197 – 207. (郭咏新, 张臻, 毛剑琴, 等. 超磁致伸缩作动器的率相关Hammerstein模型与H_∞鲁棒跟踪控制. 自动化学报, 2014, 40(2): 197 – 207.)

[9] YI J, CHANG S, SHEN Y. Disturbance-observer-based hysteresis compensation for piezoelectric actuators. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2009, 14(4): 456 – 464.

[10] XU Q, LI Y. Hysteresis compensation of a piezoactuated XY micropositioning system based on disturbance observer. *The 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*. Jinan: IEEE, 2010: 2014 – 2019.

[11] EL-SHAER A H, JANAIDEH M A, KREJíP, et al. Robust performance enhancement using disturbance observers for hysteresis compensation based on generalized Prandtl-Ishlinskii model. *American Control Conference*. Montréal: IEEE, 2012: 1664 – 1669.

[12] GU G Y, ZHU L M, SU C Y. High-precision control of piezoelectric nanopositioning stages using hysteresis compensator and disturbance observer. *Smart Materials & Structures*, 2014, 23(10): 105007.

[13] OHNISHI K. A new servo method in mechatronics. *Transactions of Fapanese Society of Electrical Engineering*, 1987, 177: 83 – 86.

[14] THUM C K, DU C, LEWIS F L, et al. H_∞ disturbance observer design for high precision track following in hard disk drives. *IET Control Theory & Applications*, 2009, 3(12): 1591 – 1598.

[15] ZHANG G Z, CHEN J, LI Z P. Analysis and design of H_∞ robust disturbance observer based on LMI. *The 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*. Chongqing: IEEE, 2008: 4697 – 4701.

[16] YUN J N, SU J, YONG I K, et al. Robust disturbance observer for two-inertia system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(7): 2700 – 2710.

[17] KUHNEN K. Modeling, identification and compensation of complex hysteretic nonlinearities: A modified Prandtl-Ishlinskii approach. *European Journal of Control*, 2003, 9(4): 407 – 418.

[18] ZHANG Z, DU C, GAO T, et al. Hysteresis modeling and compensation of PZT milliactuator in hard disk drives. *International Conference on Control Automation Robotics & Vision*. Singapore: IEEE, 2015: 980 – 985.

[19] DOYLE J C, FRANCIS B A, TANNENBAUM A R. *Feedback Control Theory*. Chicago: Courier Corporation, 2013: 109 – 113.

[20] YANG Zhi, ZHU Haifeng, HUANG Yihua. Overview of PID controller design and parameter tuning methods. *Control and Instruments in Chemical Industry* , 2005, 32(5): 1 – 7. (杨智, 朱海锋, 黄以华. PID控制器设计与参数整定方法综述. 化工自动化及仪表, 2005, 32(5): 1 – 7.)

[21] ZHOU Kemin, DOYLE J C, GLOVER K. *Robust and Optimal Control*. Beijing: National Defense Industry Press, 2002: 250 – 261. (周克敏, DOYLE J C, GLOVER K. 鲁棒与最优控制. 北京: 国防工业出版社, 2002: 250 – 261.)

[22] ZHOU K, DOYLE J C. *Essentials of Robust Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998: 316 – 323.

[23] UMENO T, HORI Y. Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1991, 38(5): 363 – 368.

作者简介:

张 臻 博士, 目前研究方向为智能结构动力学与控制、迟滞非线性建模与控制, E-mail: zhangzhen@buaa.edu.cn;

辛 峰 硕士, 目前研究方向为动态迟滞系统控制, E-mail: xinfeng@buaa.edu.cn;

周克敏 博士, 目前研究方向为鲁棒控制、多目标优化、故障诊断与容错控制、市场预测等, Email: kmzhou@gmail.com.