

DOI: 10.7641/CTA.2014.31172

# 具有磁滞输入的可调金属切削系统鲁棒自适应动态面控制

张秀宇<sup>1†</sup>, 刘翠平<sup>1</sup>, 林岩<sup>2</sup>, 王建国<sup>1</sup>

(1. 东北电力大学 自动化工程学院, 吉林 吉林 132012; 2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

**摘要:** 针对既有时滞环节又存在磁滞输入的可调金属切削系统, 提出了一种改进的自适应动态面控制方法, 其特点为: 1) 设计了带有跟踪误差性能指标函数的鲁棒自适应动态面控制算法, 并结合神经网络, 使其能够保证系统的跟踪误差及其过渡过程在预先任意给定的范围内; 2) 克服了反推控制方案中的“微分爆炸”问题, 简化控制器结构; 3) 估计神经网络权值向量的范数而不是估计权值向量, 极大地减少系统的计算负担, 便于实时控制. 仿真结果验证了该控制方法的有效性.

**关键词:** 磁滞输入; 自适应动态面控制; 金属切削系统; 指定跟踪精度; 误差转换函数

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Robust adaptive dynamic surface control for adjustable metal cutting system with hysteresis input

ZHANG Xiu-yu<sup>1†</sup>, LIU Cui-ping<sup>1</sup>, LIN Yan<sup>2</sup>, WANG Jian-guo<sup>1</sup>

(1. College of Automation Technology, Northeast Dianli University, Jilin Jilin 132012, China;

2. College of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract:** We propose an improved control method for the adjustable metal cutting system with hysteresis input and time-delay. The main features are: 1) it fuses the performance function into robust adaptive dynamic surface control, combines the neural network, ensures the system tracking error and the transient process to stay in a pre-specified region; 2) it eliminates the explosion of differentiation inherent in the backstepping control, simplifying the structure of the system controller; 3) estimating the weight vector norm of the neural network instead of estimating the weight vector, thus greatly reduces the computational burden and makes the controller more convenient for real-time applications. Simulation results indicate that the proposed scheme is effective for all unknown time-varying system with hysteresis input, such as the adjustable metal cutting system we mentioned.

**Key words:** hysteresis input; adaptive dynamic surface control; adjustable metal cutting system; pre-specified tracking performance; error transformed function

### 1 引言(Introduction)

磁滞现象广泛存在于实际物理系统中, 具有不可微、无记忆、不光滑、多映射等特点. 当系统中伴有磁滞现象时, 整个控制系统将会表现出振荡、不稳定、准确性降低等现象<sup>[1-3]</sup>. 近年来, 随着各种精密加工和生产设备等对控制精度和速度要求的不断提高, 如何处理存在于其中的磁滞现象从而实现精确控制这个目标成为一个备受关注的研究方向, 具有很大工程意义.

目前解决具有磁滞输入的非线性系统控制问题有两种方法: 一种方法是建立磁滞的逆过程, 并将之级联到控制系统的输入端; 另一种方法是采用鲁棒自适

应的控制策略来消除或抑制磁滞现象. 由于建立磁滞逆过程非常复杂, 且磁滞的逆模型输出对其参数特别敏感, 因此, 不建立磁滞逆而采用鲁棒自适应控制策略则更具吸引力. 文献[4]建立了超磁致伸缩微致动车削加工系统非线性动力学模型, 通过滑模控制器和模糊自适应方法相结合, 使带有超磁致伸缩作动器(giant magnetostrictive actuator, GMA)的控制系统具有较高的控制精度. 针对一类具有类间隙磁滞输入的反反馈非线性系统, 文献[5]提出了一种自适应变结构控制策略来保证系统具有一定的跟踪精度. 在文献[5]的基础上, 文献[6]采用鲁棒自适应控制来解决

收稿日期: 2013-11-07; 录用日期: 2014-04-30.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: zhangxiuyu80@163.com.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51176028, 61304015); 中国博士后科学基金资助项目(2013M540839); 吉林市杰出青年科技创新专项项目(2013625002); 吉林省“十二五”科学技术研究项目(吉教科/合字[2014]第111号); 吉林省自然科学基金资助项目(20140101059JC).

具有PI磁滞的非线性问题. 文献[7]采用反推与变结构控制相结合的方法, 处理用传统PI模型描述的磁滞现象. 针对一类不确定纯反馈非线性系统, 文献[8]提出了基于神经网络和Nussbaum的自适应反推控制方案来处理控制方向未知的控制系统中的磁滞现象. 文献[9]针对一类线性离散时滞系统提出了一种离散自适应方法来处理磁滞过程. 针对一类纯反馈时滞非线性系统, 文献[10-11]提出了变结构控制来处理系统中的磁滞现象, 同时采用 Lyapunov-Krasovskii 方法来补偿时滞状态. 研究表明, 尽管文献[12-14]采用动态面技术来处理延时环节, 但不能保证系统的跟踪误差收敛到一个任意小的邻域内. 采用鲁棒自适应动态面的控制策略来抑制磁滞现象的最新成果, 详见文献[15-19].

本文首次采用自适应动态面技术来处理具有磁滞输入和未知时滞环节的金属切削控制系统, 且采用PI模型来刻画磁滞现象. 具有如下特点:

- 1) 与类间隙模型相比, PI模型更真实地反映压电陶瓷和超磁致伸缩作动器中的磁滞现象<sup>[4]</sup>;
- 2) 放宽了文献[10-11]中对于时滞方程的假设. 需要指出, 文献[11]中的变结构控制方法不能用来解决本文中的控制问题;
- 3) 通过任意设定的性能指标函数和误差转换函数, 可保证金属切削系统跟踪误差和过渡过程能够在预先任意给定的指标函数内, 因此是对文献[20]工作的一个极大拓展.
- 4) 能够克服反推控制方案中的“微分爆炸”问题, 更便于实时控制, 并消除了系统跟踪误差可能出现的“畸变”现象, 达到了对切刀切割深度的精确控制.

## 2 问题描述(Problem statement)

### 2.1 可调金属切削系统(Turning metal cutting system)

可调金属切削系统的数学模型由文献[20]所示, 包括切割系统装置本身模型、用来描述磁滞作动器的磁滞模型及未知延时环节模型, 其结构如图1所示.

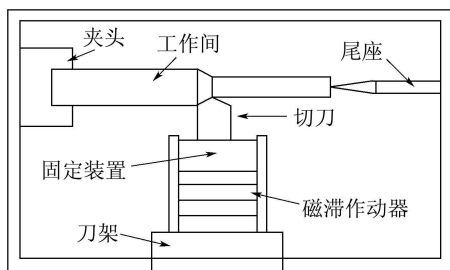


图 1 可调金属切削系统的结构图  
Fig. 1 Structure of turning metal cutting system

与图1相对应的可调金属切削系统示意图如图2所示.

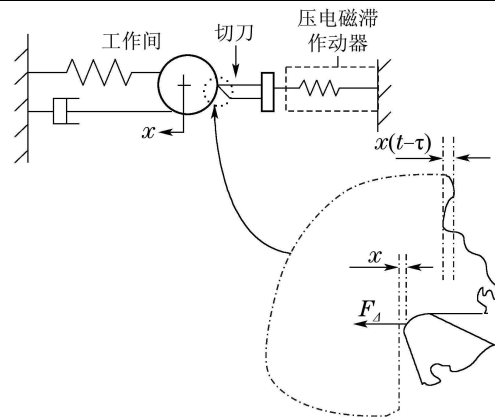


图 2 可调金属切削系统的示意图  
Fig. 2 Schematic model of turning metal cutting system

可调金属切削系统的动态过程可以表述为一个如下方程形式:

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = F_{\Delta} + k_a u, \quad (1)$$

其中:  $x$ 表示切割深度的波动部分, 也称作模具厚度的偏移量;  $m, c, k$ 分别代表切割器械的质量、阻尼系数和弹性硬度;  $k_a$ 为压电磁滞作动器的弹性当量,  $u$ 为压电磁滞作动器的输出,  $F_{\Delta}$ 为切割器械的切力变化:

$$F_{\Delta} = k_M \cdot v(t), \quad (2)$$

其中:  $k_M$ 为常数,  $v(t)$ 为 $t$ 时刻切削厚度变化.

金属切削系统中的再生效应现象源于时间延迟, 由于再生效应, 切具的一部分在切削过程中从之前已经切削的位置发生移动, 因此, 切削厚度变化 $v(t)$ 表示如下:

$$v(t) = x - \mu x(t - \tau), \quad (3)$$

其中:  $\tau$ 是连续切割的时间间隔,  $\mu$ 是在切割过程发生重叠的重叠因子<sup>[21]</sup>, 且 $0 < \mu < 1$ . 文献[22-23]通过动态切割过程中采集的数据, 建立了切力变化 $F_{\Delta}$ 和切削厚度变化 $v(t)$ 之间的图形, 并将切削厚度和切力变化之间关系表示为

$$F_{\Delta} = H(v) = H(x - \mu x(t - \tau)). \quad (4)$$

将式(4)代入式(1)有

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = H(x - \mu x(t - \tau)) + k_a u. \quad (5)$$

式(5)的方框图如图3, 其中 $G(s) = 1/(ms^2 + cs + k)$ .

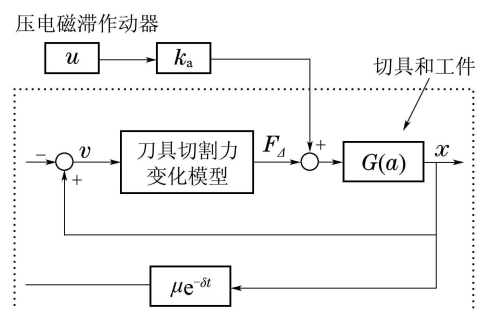


图 3 可调金属切削系统的方框图  
Fig. 3 The block diagram of turning metal cutting system

需要注意的是,金属切削系统的磁滞 $H(v)$ 非常复杂且不确定,同时磁滞模型中也存在时间延迟 $\tau$ ,因此为金属切削系统设计控制器来消除颤振现象非常具有挑战性.根据文献[20],用间隙模型来描述金属切削系统中的非线性环节:

$$F = H(v(t)) = \begin{cases} h(v(t) - B), \\ \text{if } \dot{v}(t) > 0 \text{ and } H(v(t)) = h(v(t) - B); \\ h(v(t) + B), \\ \text{if } \dot{v}(t) < 0 \text{ and } H(v(t)) = h(v(t) + B); \\ H(t-), & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (6)$$

其中: $h > 0$ 为斜率, $B > 0$ 是间隙宽度.此模型是不连续的,不适合对非线性动态系统进行控制器设计.为便于进行控制器设计,文献[20]定义了一类间隙连续的动态模型来描述该类间隙特性:

$$\frac{dH(v)}{dt} = \alpha \left| \frac{dv}{dt} \right| (hv - H(v)) + B_1 \frac{dv}{dt}, \quad (7)$$

其中 $\alpha$ 和 $B_1$ 为未知常数,满足 $h > B_1$ .

需要注意的是,对于此类间隙模型可以看作一个线性函数和一个有界非线性函数的和<sup>[5]</sup>:

$$H(v(t)) = hv(t) + f(v(t)) \quad (8)$$

且

$$\|f(v)\| \leq \rho, \quad (9)$$

其中 $\rho$ 一致有界.

通过性质(8),且将式(3)代入类间隙模型(4)有

$$H(x - \mu x(t - \tau)) = h \cdot (x - \mu x(t - \tau)) + f(x - \mu x(t - \tau)), \quad (10)$$

其中 $\|f(x - \mu x(t - \tau))\| \leq \rho$ .

将式(10)代入式(5)可得金属切削系统的数学模型为

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = h(x - \mu x(t - \tau)) + f(x - \mu x(t - \tau)) + k_a u, \quad (11)$$

其中压电磁滞模型用PI模型来描述.

基于上述对金属切削系统的描述,令 $x = x_1$ ,  $\dot{x} = x_2$ .则式(11)可表述成如下反馈形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = bu - \frac{c}{m}x_2 - \frac{k-h}{m}x_1 - \frac{h\mu}{m}x_1(t-\tau) + \frac{1}{m}f(x_1 - \mu x_1(t-\tau)), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (12)$$

其中 $b = \frac{k_a}{m}$ ,对于控制系统式(12),作如下假设:

**假设1** 未知延时项 $h_i(\bar{x}_{i\tau})$ ,  $i = 1, \dots, n$ ,满足如下不等式:

$$|h_i(\bar{x}_{i\tau}(t))| \leq \sum_{j=1}^i \phi_{i,j}(\bar{x}_{j\tau}(t)), \quad (13)$$

其中 $\phi_{i,j}(\cdot)$ 为未知连续函数.

**假设2** 参考信号 $y_r$ 光滑、有界,且对于 $t \geq 0$ ,  $[y_r, \dot{y}_r]^T$ 属于某一紧集.

**注1** 假设1放宽了关于 $\phi_{i,j}(\cdot)$ 的假设条件<sup>[10-11]</sup>,且满足分离性原理<sup>[13-14,24]</sup>.

## 2.2 磁滞模型(Hysteresis model)

在本文中,采用Prandtl-Ishlinskii模型来表示磁滞非线性<sup>[25]</sup>.Prandtl-Ishlinskii模型是Preisach模型的一个子集,由stop算子和play算子组成,该模型的优势主要是能准确刻画磁滞现象同时便于实现控制器的设计和实时控制.

由于滞环的非对称性,play算子使得磁滞输出 $w$ 随输入 $u$ 增加或减小.假设 $C_m[0, t_E]$ 为一个单调分段连续的泛函空间,对于任意输入 $u$ ,定义 $f_r: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ ,  $f_r(u, w) = \max(u - r, \min(u + r, w))$ ,其中 $r$ 表示滞环阈值且满足 $r \geq 0$ <sup>[26]</sup>,则play算子 $F_r[\cdot]$ 定义为如下形式<sup>[27]</sup>:

$$\begin{cases} F_r[u](0) = f_r(u(0), 0), \\ F_r[u](t) = f_r(u(t), F_r[u](t_i)), \\ \text{for } t_i \leq t \leq t_{i+1} \text{ and } 0 \leq i \leq N-1, \end{cases} \quad (14)$$

其中 $0 = t_0 < t_1 < \dots < t_N = t_E$ 为 $[0, t_E]$ 的一个分割,使得输入 $u$ 在每一个 $[t_i, t_{i+1}]$ 内具有单调性(递增或者递减).根据文献[27],PI模型可表述为如下形式:

$$w(t) = \lambda u(t) + \int_0^D p(r) F_r[u](t) dr, \quad (15)$$

其中 $p(r)$ 是密度函数,满足 $p(r) \geq 0$ 且 $\int_0^\infty rp(r)dr < \infty$ ,密度函数 $p(r)$ 可通过实验辨识得到.由于 $p(r)$ 随着 $r$ 的增大而趋于零,为简便,可选择 $D = \infty$ 作为式(15)的积分上界, $\lambda$ 为由 $p(r)$ 确定的未知常数. $\lambda = 1.5$ ,  $p(r) = e^{-0.067(r-1)^2}$ ,  $r \in [0, 10]$ 、输入 $u(t) = 7 \sin(3t)/(1+t)$ ,  $t \in [0, 2\pi]$ 且 $F_r[u](0) = 0$ 且 $F_r[u](0) = 0$ ,可得PI磁滞模型如图4所示.

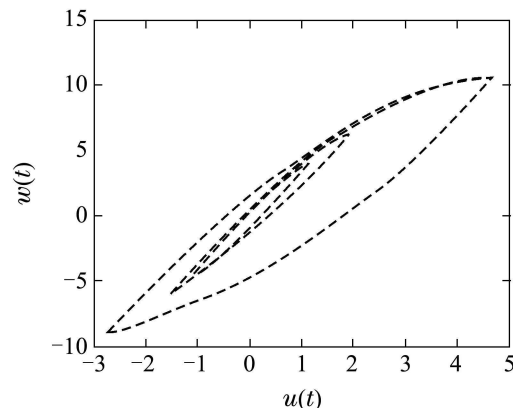


图4 PI磁滞模型

Fig. 4 PI hysteresis model

在本文中,磁滞输出表示为

$$u(t) = \lambda v(t) + \int_0^D p(r)F_r[v](t)dr. \quad (16)$$

将式(16)代入式(12)得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \\ \beta v + \int_0^D p_g(r)F_r[v](t)dr - \frac{c}{m}x_2 - \frac{k-h}{m}x_1 - \\ \frac{h\mu}{m}x_1(t-\tau) + \frac{1}{m}f(x_1 - \mu x_1(t-\tau)), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$\beta = b\lambda, \quad (18)$$

$$p_g(r) = bp(r), \quad (19)$$

且 $p_g(r)$ 为未知磁滞密度函数, $p_g(r)$ 和 $\beta$ 将在接下来被在线估计,针对上述带有磁滞驱动的非线性系统,控制目的是采用反推法的改进-动态面方法使得闭环系统保证全局稳定.同时,通过调整控制参数实现系统输出 $x_1 = y$ 能够跟踪参考信号 $y_r$ .

### 2.3 神经网络逼近器(Neural network approximator)

一般地,神经网络是一个多输入单输出的系统<sup>[28-29]</sup>,其数学表达式为

$$Y = \vartheta^T \psi(\xi), \quad (20)$$

其中: $\xi \in \mathbb{R}^n$ 是神经网络的输入; $Y \in \mathbb{R}$ 是神经网络的输出, $\vartheta \in \mathbb{R}^N$ 是 $N$ 维可调参数向量,这里 $N$ 是神经元节点数; $\psi(\xi) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^N$ 是非线性向量函数,且 $\psi(\xi) = [\psi_1(\xi), \dots, \psi_N(\xi)]^T$ ,这里 $\psi_k(\xi)$ 是高斯函数.

**引理 1** 对紧集 $\Omega_\xi \subseteq \mathbb{R}^n$ 上的任意连续函数 $\mathcal{F}(\cdot) : \Omega_\xi \rightarrow \mathbb{R}$ ,通过选择适当的参数 $\sigma_k$ 和 $\zeta_k$ ,对于足够大的正整数 $N$ ,存在形如式(20)的神经网络系统<sup>[28]</sup>,使得 $\forall \xi \in \Omega_\xi \subseteq \mathbb{R}^n, |\delta| \leq \delta_m$ ,

$$\mathcal{F}(\xi) = \vartheta^{*T} \psi(\xi) + \delta(\xi), \quad (21)$$

其中: $\vartheta^*$ 是权参数向量 $\vartheta$ 的最优值,定义为 $\delta(\xi)$ 为逼近误差,

$$\vartheta^* = \arg \min_{\vartheta \in \mathbb{R}^N} \{ \sup_{\xi \in \Omega_\xi} |Y(\xi) - \mathcal{F}(\xi)| \}, \quad (22)$$

$$\delta(\xi) = \mathcal{F}(\xi) - \vartheta^{*T} \psi(\xi). \quad (23)$$

### 3 自适应动态面控制器的设计(Adaptive dynamic surface controller design)

定义系统跟踪误差

$$e := x_1 - y_r, \quad (24)$$

其中 $y_r$ 为理想跟踪轨迹.根据文献[18-19],性能函数

和误差转换函数将进行如下定义:性能函数 $\varpi(t) : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}_+ - \{0\}$ 被定义为一个光滑递减的正函数,使得对于所有 $t \geq 0$ ,

$$\begin{cases} -\sigma\varpi(t) < e(t) < \varpi(t), & \text{if } e(0) > 0, \\ -\varpi(t) < e(t) < \sigma\varpi(t), & \text{if } e(0) < 0, \end{cases} \quad (25)$$

其中: $0 < \sigma < 1$ 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \varpi(t) = \varpi_\infty > 0$ , $\varpi_\infty$ 为系统稳定时跟踪误差所允许的最大值.为将式(25)转换成一等价函数,引入误差转换函数如下:

$$e(t) := \varpi(t)\Phi(S_1), \quad (26)$$

其中: $S_1$ 是由误差转换函数进行转换后的转换误差, $\Phi(S_1)$ 是某一光滑、严格单调递增的函数,其反函数具有如下性质:

$$\begin{cases} -\sigma < \Phi(S_1) < 1, & \text{if } e(0) > 0, \\ -1 < \Phi(S_1) < \sigma, & \text{if } e(0) < 0, \end{cases} \quad (27)$$

且

$$\begin{cases} \lim_{S_1 \rightarrow -\infty} \Phi(S_1) = -\sigma, \lim_{S_1 \rightarrow \infty} \Phi(S_1) = 1, & \text{if } e(0) > 0, \\ \lim_{S_1 \rightarrow -\infty} \Phi(S_1) = -1, \lim_{S_1 \rightarrow \infty} \Phi(S_1) = \sigma, & \text{if } e(0) < 0. \end{cases} \quad (28)$$

由式(28)可知,如果 $S_1 \in \mathcal{L}_\infty$ ,那么式(27)成立.同时再考虑 $\varpi(t) > 0$ 和式(26),可得

$$-\sigma\varpi(t) < \varpi(t)\Phi(S_1) = \varpi(t) < 1, \text{ 当 } e(0) > 0,$$

或

$$-\varpi(t) < \varpi(t)\Phi(S_1) = \varpi(t) < \sigma\varpi(t), \text{ 当 } e(0) < 0,$$

即式(25)成立.因此,从以上分析可知,若欲实现给定的性能指标,只需证明 $S_1 \in \mathcal{L}_\infty$ 即可.由 $\Phi(S_1)$ 的严格单调递增的性质,可得

$$S_1 = \Phi^{-1}\left(\frac{e(t)}{\varpi(t)}\right). \quad (29)$$

需要注意的是,可将 $e(0) = 0$ 时的情况包含到 $e(0) > 0$ 或 $e(0) < 0$ 中处理.同时, $\sigma$ 不可取零,因为这会使得 $S_1(0)$ 无界.

**第1步** 令第1个面误差 $S_1$ 为式(29)所定义.考虑式(17)和式(24),有

$$\dot{S}_1 = \Psi\left[-\frac{\dot{\varpi}}{\varpi}e + x_2 - \dot{y}_r\right], \quad (30)$$

$$\Psi := \frac{1}{\varpi} \frac{\partial \Phi^{-1}}{\partial (e/\varpi)}. \quad (31)$$

根据 $\Phi$ 和 $\varpi$ 的定义,可知 $\Psi > 0$ .考虑如下二次型方程:

$$V_1 = \frac{1}{2}S_1^2, \quad (32)$$

因此,可得

$$\dot{V}_1 = S_1[\Psi\left(-\frac{\dot{\varpi}}{\varpi}e - \dot{y}_r\right) + \Psi x_2]. \quad (33)$$

设误差变量 $S_2 = x_2 - z_2, y_2 = z_2 - x_{2d}$ ,代入上式

并考虑不等式缩放后为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & S_1[\Psi(-\frac{\dot{\omega}}{\omega}e + \Psi S_1 - \dot{y}_r) + \\ & \Psi x_{2d}] + \frac{1}{2}y_2^2 + \frac{1}{2}S_2^2. \end{aligned} \quad (34)$$

根据式(34), 设计虚拟控制律 $x_{2d}$ , 并代入 $\dot{V}_1$ ,

$$x_{2d} = [-k_1 S_1 - \Psi(-\frac{\dot{\omega}}{\omega}e + \Psi S_1 - \dot{y}_r)]/\Psi, \quad (35)$$

$$\dot{V}_1 \leq -k_1 S_1^2 + \frac{1}{2}y_2^2 + \frac{1}{2}S_2^2. \quad (36)$$

令 $x_{2d}$ 经一阶低通滤波器获得的新变量 $z_2$ 如下:

$$\tau_2 \dot{z}_2 + z_2 = x_{2d}, \quad z_2(0) = x_{2d}(0), \quad (37)$$

其中 $\tau_2$ 为滤波器时间常数.

**第2步** 定义第2个误差面为

$$S_2 = x_2 - z_2. \quad (38)$$

令

$$\begin{aligned} h_2(\bar{x}_{2\tau}) = & -\frac{h\mu}{m}x_1(t-\tau) + \frac{1}{m}f(x_1 - \mu x_1(t-\tau))f_2(x_1, x_2) = \\ & -\frac{c}{m}x_2 - \frac{k-h}{m}x_1, \end{aligned}$$

考虑二次型函数

$$V_2 = \frac{1}{2}(S_2^2 + \frac{1}{\gamma_{pr}} \int_0^D \tilde{p}_g^2(r)dr + \frac{\beta}{\gamma_\zeta} \tilde{\zeta}^2 + \frac{1}{\gamma_{v_2}} \tilde{v}_2^2), \quad (39)$$

其中定义:  $\tilde{p}_g(r) = \hat{p}_g(r) - p_g(r)$ ,  $\tilde{v}_2 = \hat{v}_2 - v_2^*$ ,  $\tilde{\zeta} = \hat{\zeta} - \zeta$ ;  $\gamma_\zeta$ ,  $\gamma_{pr}$ 和 $\gamma_{v_2}$ 为正设计参数;  $\hat{\zeta}$ ,  $\hat{v}_2$ ,  $\hat{p}_g(r)$ 分别为 $\zeta = \frac{1}{\beta}$ ,  $v_2^* = \|\theta_{\delta_2}^*\|^2$ ,  $\tilde{p}_g(r)$ 的估计值.

对于未知延时项 $h_2(\bar{x}_{2\tau})$ , 根据假设1, 下述不等式成立:

$$S_2 h_2(\bar{x}_{2\tau}) \leq S_2^2 + \frac{1}{2}\phi_{2,1}^2(\bar{x}_{2\tau}) + \frac{1}{2}\phi_{2,2}^2(\bar{x}_{2\tau}), \quad (40)$$

因此, 由式(39), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & S_2[\beta v + \int_0^D p_g(r)F_r[v](t)dr + f_2(x_1, x_2) - \\ & \dot{z}_2 + S_2] + \frac{1}{2}Q_2(\bar{x}_{2\tau}) + \frac{\beta}{\gamma_\zeta} \tilde{\zeta} \dot{\hat{\zeta}} + \\ & \frac{1}{\gamma_{pr}} \int_0^D \tilde{p}_g(r) \frac{\partial}{\partial t} \hat{p}_g(r)dr + \frac{1}{\gamma_{v_2}} \tilde{v}_2 \dot{\hat{v}}_2, \end{aligned} \quad (41)$$

其中:  $\phi_{2,1}, \phi_{2,2}$ 为假设1中的未知连续函数;  $Q_k(\bar{x}_{k\tau})$ 定义为如下形式:

$$Q_k(\bar{x}_{k\tau}) = \sum_{l=1}^k \phi_{k,l}^2(\bar{x}_{k\tau}(t)), \quad k = 1, 2. \quad (42)$$

由于式(41)中有未知项, 因此, 需用神经网络作为逼近

器, 在紧集 $\Omega_{\xi_3}$ 上来逼近未知项

$$\begin{aligned} f_2(x_1, x_2) + \frac{1}{S_2} \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2}) Q_2(\bar{x}_2) = \\ \theta_{\delta_2}^{*T} \psi_2(\xi_2) + \delta_2(\xi_2), \end{aligned} \quad (43)$$

其中 $\xi_2 := (\bar{x}_2, S_2) \in \Omega_{\xi_3} \subset \mathbb{R}^3$ , 则有

$$S_2 \theta_{\delta_2}^{*T} \psi_2 \leq \frac{\alpha_2^2 S_2^2 v_2^* \psi_2^T \psi_2}{2} + \frac{1}{2\alpha_2^2}, \quad (44)$$

其中 $\alpha_2$ 为正设计参数. 根据式(41)–(44), 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & S_2[\beta v + \int_0^D p_g(r)F_r^{[v]}(t)dr - \dot{z}_2 + S_2 + \\ & \frac{\alpha_2^2 S_2 v_2^* \psi_2^T \psi_2}{2} + \delta_2(\xi_2)] - \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2}) Q_2(\bar{x}_2) + \\ & \frac{\beta}{\gamma_\zeta} \tilde{\zeta} \dot{\hat{\zeta}} + \frac{1}{\gamma_{pr}} \int_0^D \tilde{p}_g(r) \frac{\partial}{\partial t} \hat{p}_g(r)dr + \\ & \frac{1}{\gamma_{v_2}} \tilde{v}_2 \dot{\hat{v}}_2 + \frac{1}{2} Q_2(\bar{x}_{2\tau}) + \frac{1}{2\alpha_2^2}. \end{aligned} \quad (45)$$

设最终的控制律 $v$ 为

$$v = \hat{\zeta} \bar{v}, \quad (46)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{v} = & -k_2 S_2 - \frac{\alpha_2^2 S_2 \hat{v}_2 \psi_2^T \psi_2}{2} + \dot{z}_2 - S_2 - \\ & \text{sgn } S_2 \int_0^D \tilde{p}_g(r) |F_r[v](t)| dr, \end{aligned} \quad (47)$$

$\hat{\zeta}$ ,  $\hat{v}_2$ 和 $\hat{p}_g(t, r)$ 的调参律设计为如下形式:

$$\dot{\hat{\zeta}} = -\gamma_\zeta (\bar{v} S_2 + \sigma_\zeta \hat{\zeta}), \quad (48)$$

$$\dot{\hat{v}}_2 = \gamma_{v_2} [\frac{\alpha_2^2 S_2^2 \psi_2^T \psi_2}{2} - \sigma_{v_2} \hat{v}_2], \quad (49)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \hat{p}_g(r) = \gamma_{pr} [|S_2| |F_r[v](t)| - \sigma_{pr} \hat{p}_g(r)], \quad (50)$$

其中 $\sigma_\zeta$ ,  $\sigma_{pr}$ 和 $\sigma_{v_2}$ 为正设计参数. 将控制律与调参律代入 $\dot{V}_2$ , 且考虑不等式缩放后为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -(k_2 - \frac{1}{2}) S_2^2 - \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2}) Q_2(\bar{x}_2) + \\ & \frac{1}{2} \delta_2(\xi_2)^2 - \sigma_{pr} \int_0^R \tilde{p}_g(r) \hat{p}_g(r) dr - \sigma_{v_2} \tilde{v}_2 \hat{v}_2 - \\ & \beta \sigma_\zeta \tilde{\zeta} \hat{\zeta} + \frac{1}{2\alpha_2^2} + \frac{1}{2} Q_2(\bar{x}_{2\tau}). \end{aligned} \quad (51)$$

另一方面, 由于

$$-\sigma_{v_2} \tilde{v}_2 \hat{v}_2 \leq -\frac{\sigma_{v_2}}{2} (\tilde{v}_2^2 - v_2^{*2}), \quad (52)$$

$$-\sigma_\zeta \beta \tilde{\zeta} \hat{\zeta} \leq -\frac{\beta \sigma_\zeta}{2} (\tilde{\zeta}^2 - \zeta^2), \quad (53)$$

$$\begin{aligned} -\sigma_{pr} \int_0^R \tilde{p}_g(r) \hat{p}_g(r) dr \leq \\ -\frac{\sigma_{pr}}{2} (\int_0^R \tilde{p}_g^2(r) dr - \int_0^R p_g^2(r) dr). \end{aligned} \quad (54)$$

将式(52)–(54)代入式(51), 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -(k_2 - \frac{1}{2})S_2^2 + \frac{1}{2}\delta_2(\xi_2)^2 + \frac{1}{2\alpha_2^2} + \\ & \frac{1}{2}Q_2(\bar{x}_{2\tau}) - \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2})Q_2(\bar{x}_2) - \frac{\beta\sigma_\zeta}{2}\tilde{\zeta}^2 + \\ & \frac{\beta\sigma_\zeta}{2}\zeta^2 + \frac{\sigma_{pr}}{2}\int_0^R p_g^2(r)dr - \\ & \frac{\sigma_{pr}}{2}\int_0^R \tilde{p}_g^2(r)dr + \frac{\sigma_{v_2}}{2}v_2^{*2} - \frac{\sigma_{v_2}}{2}\tilde{v}_2^2. \end{aligned} \quad (55)$$

**注 2** 假设1中, 要避免出现“畸变(bursting phenomenon)”现象<sup>[30]</sup>, 界定函数 $\phi_{i,j}(\cdot)$ 为已知的, 如文献[10–11]. 在本文中, 由于使用了跟踪误差的性能函数和状态转换函数,  $\phi_{i,j}(\cdot)$ 为未知且避免了跟踪误差的“畸变”现象.

**注 3** 在上述设计步骤中, 采用估计神经网络权值向量的范数 $v_2^* = \|\theta_{\delta_2}^*\|^2$ (见式(49))来代替估计权值向量 $\theta_{\delta_2}^{*T}$ , 因此, 极大减轻了计算负担, 更适合实时控制.

### 4 稳定性分析(Stability analysis)

首先, 定义如下误差变量:

$$y_2 = z_2 - x_{2d}, \quad (56)$$

其中 $x_{2d}$ 已由式(35)给出. 令

$$\dot{x}_{2d} = -B_2(S_1, S_2, y_2, \hat{v}_2, \varpi, \dot{\varpi}, y_r, \dot{y}_r), \quad (57)$$

因此, 结合式(37)对式(56)求导可得

$$\dot{y}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} + B_2(S_1, S_2, y_2, \hat{v}_2, \varpi, \dot{\varpi}, y_r, \dot{y}_r). \quad (58)$$

根据假设2, 集合

$$\Pi := \{(y_r, \dot{y}_r) : y_r^2 + \dot{y}_r^2 \leq B_0\} \quad (59)$$

为 $\mathbb{R}^2$ 上的一个紧集且 $B_0 > 0$ ,  $|B_2|$ 在 $\Pi$ 上存在最大值 $M_2$ . 对于任意给定的 $p > 0$ , 利用不等式缩放, 可得

$$|y_2 B_2| \leq \frac{y_2^2 B_2^2}{2\mu} + \frac{\mu}{2} \leq \frac{y_2^2 M_2^2}{2\mu} + \frac{\mu}{2}. \quad (60)$$

令

$$\frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{2} + \frac{M_2^2}{2\mu} + \alpha_0, \quad (61)$$

由式(58)(60)–(61)可得

$$\frac{1}{2}y_2^2 + y_2 \dot{y}_2 = \frac{1}{2}y_2^2 - \frac{y_2^2}{\tau_2} + |y_2 B_2| \leq -\alpha_0 y_2^2 + \frac{\mu}{2}. \quad (62)$$

令

$$\begin{aligned} C = & \frac{1}{2}\delta_2(\xi_2)^2 + \frac{1}{2\alpha_2^2} + \frac{\beta\sigma_\zeta}{2}\zeta^2 + \frac{\sigma_{v_2}}{2}v_2^{*2} + \\ & \frac{\sigma_{pr}}{2}\int_0^R p_g^2(r)dr + \frac{\mu}{2}, \end{aligned} \quad (63)$$

其中 $\alpha_0$ 为正常设计参数. 定义如下Lyapunov函数:

$$V = V_1 + V_2 + \frac{1}{2}V_{Q_2} + \frac{1}{2}y_2^2, \quad (64)$$

这里:  $V_{Q_2}$ 称为Lyapunov-Krasovskii函数,  $V_1, V_2$ 分别为式(34)(55)所示. 定义为如下形式:

$$V_{Q_2} = \int_{t\tau}^t Q_2(\bar{x}(\eta))d\eta. \quad (65)$$

**定理 1** 令带有磁滞输入的非线性严反馈时滞系统如式(12)所描述. 考虑由式(30)(38)(56)组成的闭环控制系统. 对于给定的正常数 $\delta_2^*$ , 当 $|\delta_2(\xi_2)| \leq \delta_2^*$ 时, 式(43)在紧集 $\Omega_{\xi_2}$ 内. 则对于任一给定正数 $p$ , 若 $V(0)$ 满足

$$V(0) \leq p, \quad (66)$$

那么, 通过适当选择设计参数 $k_1, k_2, \gamma_{v_2}, \gamma_\zeta, \gamma_{pr}$ , 以及 $\sigma_{v_2}, \sigma_\zeta, \sigma_{pr}$ 闭环系统中的所有变量最终一致有界. 并且系统的跟踪性能可以被预先指定.

**证** 考虑式(65), 对 $V$ 求导, 有

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \frac{1}{2}\dot{V}_{Q_2} + y_2 \dot{y}_2. \quad (67)$$

由本文第3部分的第一步和第二步, 将式(36)(55)(62)和式(63)代入 $\dot{V}$ :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_1 S_1^2 - (k_2 - 1)S_2^2 - \frac{\beta\sigma_\zeta}{2}\tilde{\zeta}^2 - \frac{\sigma_{v_2}}{2}\tilde{v}_2^2 - \\ & \frac{\sigma_{pr}}{2}\int_0^D \tilde{p}_g^2(r)dr - \alpha_0 y_2^2 + \\ & \frac{1}{2}[1 - 2 \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2})]Q_2(\bar{x}_2) + C, \end{aligned} \quad (68)$$

令

$$k_1 \geq \alpha_0, \quad (69)$$

$$k_2 \geq 1 + \alpha_0 \quad (70)$$

$$\sigma_\zeta \geq \frac{2\alpha_0}{\gamma_\zeta}, \quad (71)$$

$$\sigma_{v_2} \geq \frac{2\alpha_0}{\gamma_{v_2}}, \quad (72)$$

$$\sigma_{pr} \geq \frac{2\alpha_0}{\gamma_{pr}}. \quad (73)$$

将式(69)–(73)代入式(68)整理可得下式:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2\sigma_0 V + \sigma_0 V_{Q_2} + C + \frac{1}{2}[1 - \\ & 2 \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2})]Q_2(\bar{x}_2). \end{aligned} \quad (74)$$

在式(74)中:  $-\sigma_0(2V - V_{Q_2})$ 为负定的,  $C$ 为正常数, 而要处理 $\frac{1}{2}[1 - 2 \tanh^2(\frac{S_2}{\varepsilon_2})]Q_2(\bar{x}_2)$ , 必须考虑下述3种情形:

**情形 1**  $S_i \in \Omega_{S_i} = \{S_i | |S_i| < 0.8814\varepsilon_i\}, \forall i = 1, 2$ . 由于所有 $S_i$ 有界, 根据调参律式(48)–(50)可知,  $\hat{v}_2, \hat{\zeta}, \hat{p}_g(t, r)$ 均有界, 因此, 由式(64)可知,  $V$ 有界.

**情形 2**  $S_i \notin \Omega_{S_i}, \forall i = 1, 2$ , 由双曲正切函数的性质<sup>[30]</sup>可知,  $[1 - 2 \tanh^2(\frac{S_i}{\varepsilon_i})] < 0$ .

由于 $Q_i(\bar{x}_i) = \sum_{l=1}^i \phi_{i,l}^2(x_l) \geq 0, i = 1, 2$ , 可得

$$\dot{V} \leq -\sigma_0(2V - V_{Q_2}) + C. \quad (75)$$

式(75)说明: 若 $\sigma_0 > C/(2p - V_{Q_2})$ , 当 $V = p$ 时,  $\dot{V} \leq 0$ . 因此 $V \leq p$ 为一个不变集, 即若 $V(0) \leq p$ , 那么对于所有 $t \geq 0, V(t) \leq p$ 恒成立.

**情形3**  $S_1 \notin \Omega_{S_2}, S_2 \in \Omega_{S_2}$  或者  $S_1 \in \Omega_{S_2}, S_2 \notin \Omega_{S_2}$  (也就是说 $S_i, i = 1, 2$ 一部分在紧集 $\Omega_{S_i}$ 内, 另外一部分不在紧集 $\Omega_{S_i}$ 内). 利用情形1-2的结果显然可得, 当 $V = p$ 时,  $\dot{V} \leq 0$ . 因此 $V \leq p$ 为一个不变集. 即若 $V(0) \leq p$ , 那么对于所有 $t \geq 0, V(t) \leq p$ 恒成立.

综上所述, 闭环系统所有信号一致有界. 特别地, 由式(26)可知,  $S_1 \in \mathcal{L}_\infty$ 保证了系统跟踪误差满足预先给定的跟踪性能指标 $\varpi(t)$ (见式(26)-(28)).

### 5 系统仿真(System simulation)

具有磁滞输入及延时现象的金属切削系统的数学模型如式(12)所示, 式中PI磁滞模型如式(16)所示, 且 $p(r) = 0.52e^{-0.001(r-0.5)^2}, \lambda = 8$ . 系统参数为

$$\begin{aligned} m &= 26 \text{ kg}, c = 1.2, k = 6800 \text{ N/m}, \\ f(x - \mu x(t - \tau)) &= 0.18 \sin(x - \mu x(t - 1)), \\ \mu &= 1, h = 4500, \end{aligned}$$

控制目的是使系统输出 $x_1 = y$ 能够跟踪参考信号 $y_r = 0.02 \sin(2.5t)$ . 神经网络的输入向量 $\xi_2 := (\bar{x}_2, S_2) \in \Omega_{\xi_3} \subset \mathbb{R}^3$ , 为基函数 $\psi(\xi_2)$ 选择81个节点, 中心点 $\zeta_j, j = 1, \dots, 81$ , 均匀分布在 $[-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3]$ , 且宽度为 $\sigma_j = 1$ .

系统中各个参数的调参律的初始值为 $\hat{v}_2(0) = \hat{\zeta}(0) = \hat{p}_g(0, r) = 0$ . 此外, 设计参数 $k_1 = 7.5, k_2 = 2, \alpha_2 = 2.5, \gamma_{v_2} = 2, \gamma_\zeta = 1.5, \gamma_{pr} = 3$ ; 滤波器的时间常数 $\tau_2 = 0.15$ , 小增益参数 $\sigma_{v_2} = \sigma_\zeta = 0.00015, \sigma_{pr} = 0.00001$ ; 系统各个状态的初始值为 $x_1(0) = -0.1, x_2(0) = 0$ . 仿真中, 给定性能指标函数 $\varpi(t) = 0.5e^{-2t} + 0.005$ .

为避免使控制信号避免产生“抖震”现象, 使用

$$\text{sat}(S_2/0.01) = \begin{cases} 1, & \text{if } (S_2/0.01) > 1, \\ -1, & \text{if } (S_2/0.01) < -1, \\ S_2/0.01, & \text{if } |(S_2/0.01)| < 1 \end{cases} \quad (76)$$

来代替符号函数 $\text{sgn}(S_2/0.01)$ , 这样做的合理性见文献[7, 15-17].

仿真结果如图5-11所示, 由图5和图6可以看出引入性能指标函数降低了跟踪误差, 按照指定性能指标 $\varpi(t) = 0.5e^{-2t} + 0.005$ 收敛, 图6中虚线未采用性能指标函数, 跟踪误差明显偏大. 图7和图8表明了性能函数的引入并没有使控制信号复杂, 且具有更好的过渡过程及更高的控制精度. 图9给出了面误差信

号 $S_1$ 和 $S_2, S_1$ 的有界性恰好说明了跟踪误差将按指定的性能函数来收敛. 图10为权值向量范数 $v_2^* = \|\theta_{\delta_2}^*\|^2$ 的估计值 $\hat{v}_2$ .

图11为所设计的控制律(47)中, 有、无磁滞补偿项 $-\text{sgn} S_2 \int_0^D \hat{p}_g(r) |F_r[v](t)| dr$ 两种情况下系统跟踪误差对比仿真效果, 可以看出磁滞补偿项可以有效抑制磁滞现象对控制系统的影响.

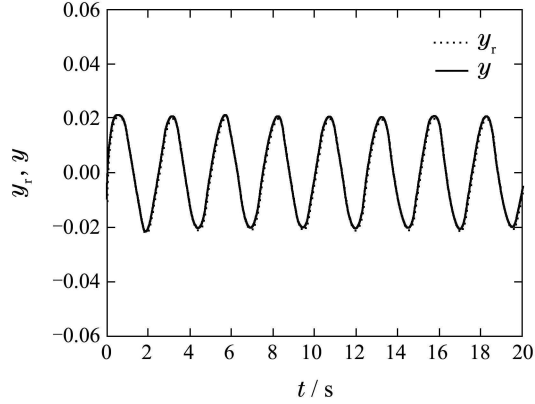


图5 跟踪性能 $y = x_1, y_r = 0.02 \sin(2.5t)$

Fig. 5 Tracking performance of  $y = x_1, y_r = 0.02 \sin(2.5t)$

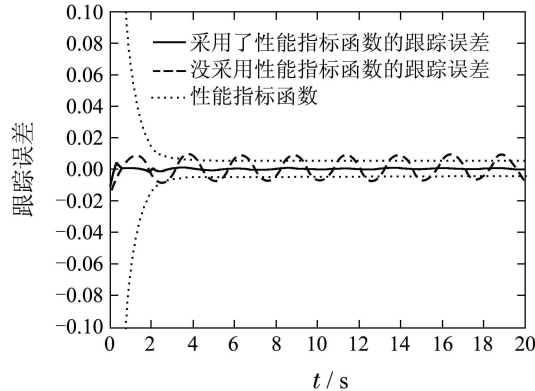


图6 有、无性能指标函数时跟踪误差曲线的比较

Fig. 6 The tracking error comparison of performance function and without performance function

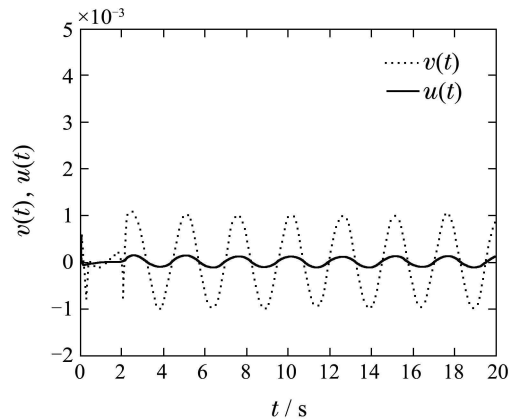


图7 控制律 $v$ 与磁滞输出 $u = 8v + \int_0^D p(r) F_r[v](t) dr$

Fig. 7 Control  $v$  and hysteresis output

$$u = 8v + \int_0^D p(r) F_r[v](t) dr$$

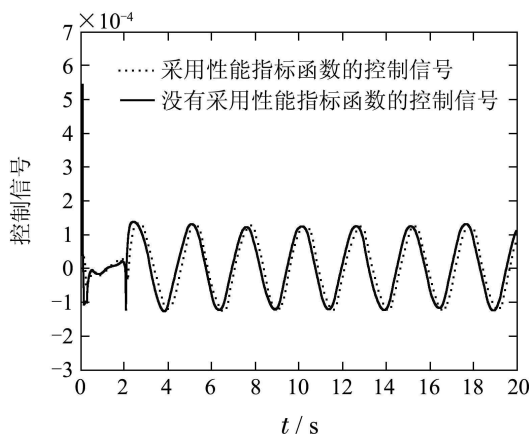


图 8 有、无性能指标函数时控制信号曲线的比较

Fig. 8 The control signal comparison of performance function and without performance function

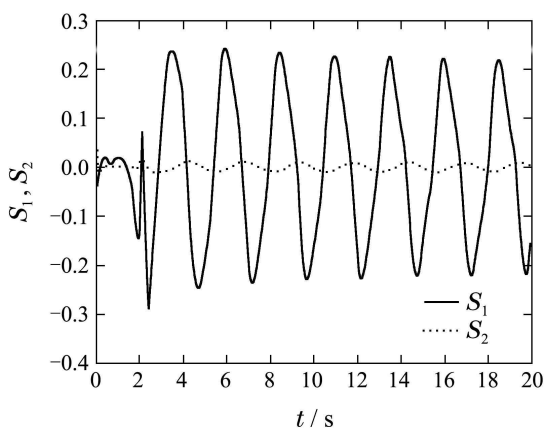


图 9 面误差  $S_1$  与  $S_2$

Fig. 9 Surface errors  $S_1$  and  $S_2$

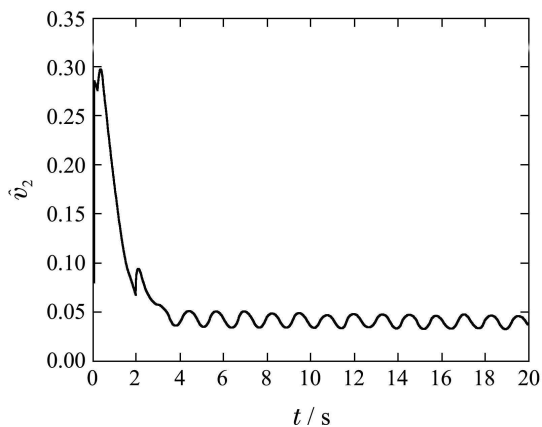


图 10 权值向量范数  $v_2^* = \|\theta_{\delta_2}^*\|^2$  的估计值  $\hat{v}_2$

Fig. 10 Estimations of  $v_2^* = \|\theta_{\delta_2}^*\|^2$  with  $\hat{v}_2$

仿真结果说明本文可以很好的处理磁滞现象与系统状态的延时, 引入的性能函数很好的保证了系统跟踪误差精度和过渡过程品质, 证明了所提控制策略的可行性.

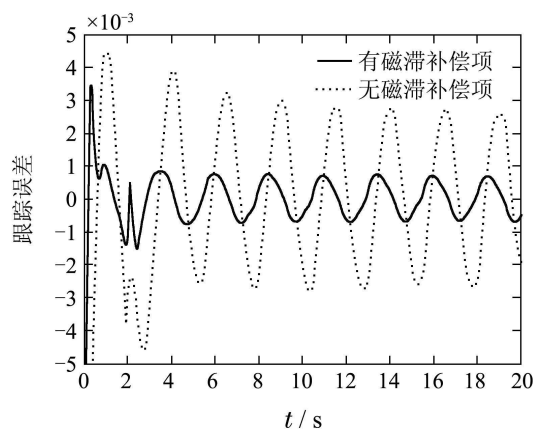


图 11 有、无磁滞补偿项两种情况的跟踪误差对比

Fig. 11 The tracking error comparison of with/without hysteresis compensation

## 6 结论(Conclusions)

本文针对具有延时环节和磁滞输入的可调金属切削系统, 采用鲁棒自适应动态面控制, 并使之与性能指标函数和神经网络相结合, 保证了系统跟踪误差及其过渡过程在预先任意给定的范围内; 并采用估计神经网络权值向量的范数来代替估计权值向量, 极大的减少系统的计算负担, 更便于实时控制; 此外, 本文算法既保持了传统反推控制方法的优点, 又克服了反推控制方案中的“微分爆炸”问题, 具有一定理论与实际应用价值.

## 参考文献(References):

- [1] MITTAL S, MENQ C H. Hysteresis compensation in electromagnetic actuators through perisach model inversion [J]. *IEEE Transactions on Mechatronics*, 2000, 5(4): 394 – 409.
- [2] TAN X B, BARAS J S. Modeling and control of hysteresis in magnetostrictive actuators [J]. *Automatica*, 2004, 40(9): 1469 – 1480.
- [3] WEBB G V, LAGOUDAS D C, KURDILA A J. Hysteresis modeling of sma actuators for control applications [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 1998, 9(6): 432 – 448.
- [4] 李莹, 袁惠群, 梁明轩. 超磁致伸缩微致动器车削加工系统模糊自适应精密位移控制 [J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(2): 256 – 262. (LI Ying, YUAN Huiqun, LIANG Mingxuan. Chaotic adaptive precision-displacement control for giant magnetostrictive actuator cutting systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(2): 256 – 262.)
- [5] SU C Y, STEPANENKO Y, SVOBODA J, et al. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Mechatronics*, 2000, 45(12): 2427 – 2432.
- [6] WANG Q Q, SU C Y. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems including actuator hysteresis with prandtl–ishlinskii presentations [J]. *Automatica*, 2006, 42(5): 859 – 867.
- [7] SU C Y, WANG Q, CHEN X, et al. Adaptive variable structure control of a class of nonlinear systems with unknown prandtl–ishlinskii hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(12): 2069 – 2074.
- [8] REN B B, GE S S, SU C Y, et al. Adaptive neural control for a class of uncertain nonlinear systems in pure-feedback form with hysteresis



- input [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—part B*, 2009, 39(2): 431 – 433.
- [9] CHEN X K, SU C Y, FUKUDA T. Adaptive control for the systems preceded by hysteresis [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(4): 1019 – 1025.
- [10] REN B B, GE S S, LEE T H, et al. Adaptive neural control of siso non-affine nonlinear time-delay systems with unknown hysteresis input [C] // *Proceeding of American Control Conference*. Seattle, WA: IEEE, 2008: 4203 – 4208.
- [11] REN B B, GE S S, LEE T H, et al. Adaptive neural control for a class of nonlinear systems with uncertain hysteresis inputs and time-varying state delays [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2009, 20(7): 1148 – 1162.
- [12] YOO S J, PARK J B, CHOI Y H. Adaptive dynamic surface control for stabilization of parametric strict-feedback nonlinear systems with unknown time delays [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(10): 2360 – 2365.
- [13] YOO S J, PARK J B, CHOI Y H. Adaptive neural control for a class of strict-feedback nonlinear systems with state time delays [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2009, 20(7): 1209 – 1215.
- [14] YOO S J, PARK J B, CHOI Y H. Neural-network-based decentralized adaptive control for a class of large-scale nonlinear systems with unknown time-varying delays [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2009, 39(5): 1316 – 1323.
- [15] ZHANG X Y, LIN Y. A robust adaptive dynamic surface control for a class of nonlinear systems with unknown prandtl-ishlinskii hysteresis [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2011, 21(13): 1541 – 1561.
- [16] ZHANG X Y, LIN Y. Adaptive tracking control for a class of pure-feedback non-linear systems including actuator hysteresis and dynamic uncertainties [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2011, 5(16): 1868 – 1880.
- [17] ZHANG X Y, LIN Y, WANG J G. High-gain observer based decentralized output feedback control for interconnected nonlinear systems with unknown hysteresis input [J]. *International Journal of Control*, 2013, 86(6): 1046 – 1059.
- [18] CHARALAMPOS P B, GEORGE A R. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems [J]. *Automatica*, 2009, 45(2): 532 – 538.
- [19] 王建国, 张秀宇, 林岩. 互联系统的分布输出反馈自适应动态面控制 [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(10): 1265 – 1273.  
(WANG Jianguo, ZHANG Xiuyu, LIN Yan. Output-feedback adaptive dynamic surface decentralized control for interconnected systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(10): 1265 – 1273.)
- [20] PAN J, SU C Y, STEPANENKO Y. Modeling and robust adaptive control of metal cutting mechanical system [C] // *Proceeding of American Control Conference*. Arlington, VA, USA: IEEE, 2001: 1268 – 1273.
- [21] MERRITT H E. Theory of self-excited machine-tool chatter contribution to machine-tool chatter research [J]. *Journal of Engineering for Industry*, 1965, 87(4): 447 – 454.
- [22] MARUI E, KATO S, HASHIMOTO M, et al. The mechanism of chatter vibration in a spindle-workpiece system: part 2-characteristics of dynamic cutting force and vibration energy [J]. *Journal of Engineering for Industry*, 1988, 110(3): 242 – 247.
- [23] OLGAC N, HOSEK M. A new perspective and analysis for regenerative machine tool chatter [J]. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, 1998, 38(7): 783 – 798.
- [24] GE S S, FAN H, LEE T H. Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, part B*, 2004, 34(1): 499 – 516.
- [25] MARTIN B, JUGREN S. *Hysteresis and Phase Transitions* [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [26] KRSIC M, KANELLAKOPOULOS I, KOKOTOVIC P V. *Nonlinear and Adaptive Control Design* [M]. New York: A Wiley-Interscience Publication, 1995.
- [27] CHEN B, LIU X P, LIU K F, et al. Novel adaptive neural control design for nonlinear mimo time-delay systems [J]. *Automatica*, 2009, 45(6): 1554 – 1560.
- [28] SANNE R M, MEARS M J. Stable adaptive tracking of uncertainty systems using nonlinearly parameterized on-line approximators [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1992, 3(6): 837 – 863.
- [29] KRSTIC M, KANELLAKOPOULOS I, KOKOTOVIC P V. Nonlinear design of adaptive controllers for linear systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, 39(4): 738 – 752.
- [30] GE S S, TEE K P. Approximation-based control of nonlinear mimo time-delay systems [J]. *Automatica*, 2007, 43(1): 31 – 43.

#### 作者简介:

张秀宇 (1980–), 男, 博士, 副教授, 研究方向为鲁棒自适应控制、人工智能等, E-mail: zhangxiuyu80@163.com;

刘翠平 (1985–), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为动态面控制等, E-mail: 540120367@qq.com;

林岩 (1955–), 男, 教授, 博士生导师, 目前从事鲁棒控制、自适应控制等研究工作, E-mail: linyanee2@yahoo.com.cn;

王建国 (1963–), 男, 教授, 主要研究方向为检测技术与故障诊断, E-mail: wjg01@mail.jl.cn.