

doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2020.S1.071

## 具有监督功能的斜拉索-MR系统自适应模糊减振控制研究

何小龙<sup>1</sup> 段玉贺<sup>1,2</sup> 张刚<sup>1</sup> 陈跃华<sup>1</sup> 冯志敏<sup>1</sup>

(1. 宁波大学海运学院, 宁波 315211; 2. 中国电子科技集团第五十八研究所, 无锡 214072)

**摘要:** 针对磁流变(Magnetorheological, MR)减振控制系统边界条件难以确定、外界激励未知、系统存在建模与结构误差等实际工程问题,本文基于模糊估计与观测理论,以斜拉索减振为应用对象,提出了一种具有监督功能的斜拉索-磁流变系统自适应模糊减振控制器设计方法。在控制器设计中,通过模糊估计、自适应补偿器策略降低未知激励突变、参数与建模估计误差对减振控制性能的影响,并且引入监督控制方法监督减振控制性能,提高了减振控制系统的控制精度。基于李雅普洛夫方法证明了斜拉索-磁流变阻尼器减振系统的状态有界、渐进稳定,斜拉索以小振速、小振幅收敛。最后以宁波招宝山斜拉桥 C20 号斜拉索为例进行了仿真验证,仿真结果表明,该方法对未知外界激励干扰、系统结构不确定具有鲁棒性,且减振效果明显。

**关键词:** 磁流变阻尼器; 斜拉索; 减振控制; 自适应模糊控制; 模糊估计

中图分类号: O328 文献标识码: A 文章编号: 1000-1298(2020)S1-0592-11

## Design of Adaptive Fuzzy Damping Control for Stay Cable-magnetorheological System with Supervisory Function

HE Xiaolong<sup>1</sup> DUAN Yuhe<sup>1,2</sup> ZHANG Gang<sup>1</sup> CHEN Yuehua<sup>1</sup> FENG Zhimin<sup>1</sup>

(1. Faculty of Maritime and Transportation, Ningbo University, Ningbo 315211, China

2. No. 58 Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Wuxi 214072, China)

**Abstract:** A design method of adaptive fuzzy damping controller for stay cable-magnetorheological system with supervision function was proposed on fuzzy estimation and observation theory, which took the vibration reduction of stay cables as the application object to solve the practical engineering problems in magnetorheological damping control, such as difficult to determine boundary conditions, unknown external excitation, modeling and structural errors in the system. In the controller design, the fuzzy estimation and adaptive compensator strategies were used to reduce the influence of unknown excitation mutation, parameters and modeling estimation errors on the damping control performance, and the supervisory control method was introduced to supervise the vibration reduction control performance. The control accuracy of the damping control system was improved. Based on the Lyapunov method, it was proved that the state of the stay cable-magnetorheological damper system was bounded and asymptotically stable, and the stay cable converged with small vibration velocity and small amplitude. Finally, the simulation verification was carried out by taking the stay cable C20 of Ningbo Zhaobaoshan cable-stayed bridge as an example, and the simulation results showed that the method was robust to unknown external excitation disturbance and uncertain system structure, and the damping effect was outstanding.

**Key words:** MR damper; stay cable; damping control; adaptive fuzzy control; fuzzy estimation

## 0 引言

拉索作为斜拉索桥的主要受力部件,在外载荷作用下极易发生大幅振动<sup>[1]</sup>,影响拉索的寿命以及

桥梁的安全运营。针对拉索结构的振动机理及其减振控制方法研究具有重要的实际工程意义。

磁流变阻尼器(Magnetorheological damper, MRD)是一种优良的半主动控制器件,兼具主动减

收稿日期: 2020-08-12 修回日期: 2020-09-17

基金项目: 国家自然科学基金项目(51675286)和浙江省自然科学基金项目(LY20E050006)

作者简介: 何小龙(1994—),男,硕士生,主要从事机械振动与机电控制研究,E-mail: 1811084022@nbu.edu.cn

通信作者: 张刚(1976—),男,副教授,博士,主要从事海洋工程结构检测与故障诊断和振动控制技术研究,E-mail: zhanggang@nbu.edu.cn

振器件控制灵活、半自动控制器件低能耗的优点,在结构物、机械减振等领域有着广泛的应用。胡国良等<sup>[2]</sup>针对车辆悬架减振系统设计了一种位移差动自感式磁流变阻尼器。目前,对 MRD 及其构成的减振控制系统研究主要集中在阻尼器结构设计及优化、减振控制策略以及工程应用等方面。在减振控制算法方面,主要采用 Bang - Bang 控制<sup>[3]</sup>、鲁棒控制、自适应控制、智能控制、分布式控制等方法进行减振控制研究。

斜拉索-MRD 系统具有较强的非线性,常规半主动控制算法很难获得最优的斜拉索-磁流变阻尼器系统等效阻尼比。且在实际工程应用中,激励干扰、参数不确定等因素众多,控制效果难以达到实验室条件下的理想效果。随着对磁流变阻尼器的半主动控制算法研究的不断深入,学者们应用鲁棒控制、自适应控制算法弱化对结构或系统精确控制模型的依赖。禹见达<sup>[4]</sup>对时变的拉索-MR 系统,提出了位移延时反馈的自适应半主动控制算法;XIAO<sup>[5]</sup>提出了基于模糊逻辑的斜拉索-磁流变阻尼器控制的算法;最优控制通常假定系统振动状态的所有信息已知,在实际工程中很难实现,为此 WEBER 等<sup>[6]</sup>提出了自适应控制算法,并在苏通大桥和俄罗斯符拉迪沃斯托克大桥试验验证了算法的有效性。

模糊控制具有较强的鲁棒性,但存在模糊规则的建立与优化问题<sup>[7-8]</sup>。文献[9-15]在监督控制方法的基础上,应用自适应模糊控制策略估计未知输入并保证闭环稳定,但算法假设逼近误差平方可积,使得跟踪误差精度依赖于该假设。本文在监督控制方法基础上,应用模糊观测器的逼近能力,针对斜拉索-磁流变系统给出具有监督功能的自适应模糊减振控制器设计方法。在系统建模过程中,利用自适应补偿器降低参数估计误差和建模误差对斜拉索-磁流变系统减振控制系统性能的影响,并引入监督控制方法提高减振控制系统的控制精度,去除稳定性分析中逼近误差平方可积或者上界已知的假设,确保减振控制系统的状态有界且稳定,对外界未知激励的跟踪误差可渐进收敛至零。

### 1 斜拉索-磁流变阻尼器系统减振模型

在实际工程减振控制系统中,边界条件与外界激励通常为复合型边界、复合型激励,难以精确界定。为此,针对如图 1 所示宁波招宝山斜拉索大桥 C20 号斜拉索及阻尼器系统,考虑任意边界条件、外激励情况下的减振控制问题,控制原理如图 2 所示。

考虑任意边界条件,将其等效为拉伸弹簧约束  $K_1$ 、 $K_3$  和扭转弹簧约束  $K_2$ 、 $K_4$ <sup>[16-17]</sup>。由 Hamilton 原



图 1 招宝山 C20 号拉索及阻尼器系统安装图  
Fig. 1 Installation diagram of Zhaobaoshan C20 cable and damper system

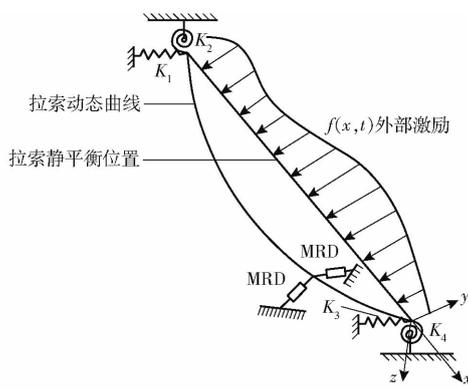


图 2 斜拉索在任意弹性边界条件下振动模型示意图  
Fig. 2 Schematic of vibration model of stay cables under arbitrary elastic boundary condition

理,可得系统动力学方程<sup>[18]</sup>为

$$\int_{t_1}^{t_2} \delta(T - V) dt + \int_{t_1}^{t_2} \delta W dt = 0 \quad (1)$$

其中

$$T = \frac{1}{2} \int_0^l m \dot{y}^2 dx \quad V = V_f + V_s$$

$$\delta W = \delta W_c + \delta W_d + \delta W_f$$

$$V_f = \frac{1}{2} \int_0^l EI(y''^2 + 2y_0''y'') dx$$

$$V_s = \frac{1}{2} \int_0^l (S_0 + S) (y'^2 + 2y_0'y') dx$$

$$\delta W_c = - \int_0^l c_0 \dot{y} \delta y dx \quad \delta W_d = - \delta y_d f_d$$

$$\delta W_f = \int_0^l f(x, t) \delta y dx \quad y(x, t) = \sum_{i=1}^n \phi_i(x) q_i(t)$$

式中  $T$ ——拉索动能

$V_f$ ——拉索弯曲应变能

$V_s$ ——拉索拉伸应变能

$\delta W_c$ ——拉索阻尼做功

$\delta W_d$ ——磁流变阻尼器做功

$l$ ——斜拉索长度

$\delta W_f$ ——外部激励做功

$\dot{y}$ ——拉索振动速度

$y_d$ ——阻尼器作功位移

$y(x, t)$ ——拉索振动位移  
 $E$ ——拉索弹性模量  
 $f_d$ ——磁流变阻尼器阻尼力  
 $q_i(t)$ ——拉索广义位移坐标  
 $I$ ——拉索截面惯性矩  
 $m$ ——拉索单位长度质量  
 $c_0$ ——拉索单位长度阻尼  
 $S_0$ ——拉索静平衡状态索力  
 $\phi_i(x)$ ——拉索振型函数

将  $T, V_f, V_s, \delta W_c, \delta W_d, \delta W_f, y(x, t)$  代入式(1), 且在弹性边界条件下, 拉索振动时的索力增量 ( $S$ ) 和抗弯刚度 ( $EI$ ) 不能忽略, 动力学方程转换为

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int_0^l m \phi_i \phi_j dx \ddot{q}_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int_0^l c_0 \phi_i \phi_j dx \dot{q}_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int_0^l S_0 \phi_i' \phi_j' dx q_i = \sum_{i=1}^n \int_0^l f(x, t) \phi_i dx - f_d \sum_{i=1}^n \phi_{id} + \sum_{i=1}^n \int_0^l [S_0 y_0' \delta y' + S y_0' \delta y' + EI(y'' \delta y'' + y_0'' \delta y'')] dx \quad (2)$$

JOHNSON<sup>[19]</sup> 证明斜拉索-磁流变阻尼器系统的振型函数  $\phi_i(x)$  与无减振控制的斜拉索振型函数相同。采用切比雪夫级数求解质量  $M$ 、刚度  $K$  和阻尼  $C$  矩阵。

将系统振型函数表示为切比雪夫级数

$$\phi_i(x) = \sum_{i=1}^n f_i T_i(x) \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (3)$$

式中  $T_i(x)$ ——第  $i$  次切比雪夫多项式

$f_i$ ——第  $i$  次切比雪夫级数系数

切比雪夫级数满足正交关系

$$(T_i, T_j) = \int_{-1}^1 \frac{T_i(x) T_j(x)}{\sqrt{1-x^2}} dx = \begin{cases} 0 & (i \neq j) \\ \frac{\pi}{2} & (i = j \neq 0) \\ \pi & (i = j = 0) \end{cases} \quad (4)$$

且第一类切比雪夫多项式表示为

$$T_i(x) = \cos \left( i \arccos \left( \frac{2x}{l} - 1 \right) \right) \quad (5)$$

振型函数(3)无法满足图2所示任意边界条件, 在式(3)基础上增加辅助函数  $\xi$  (该函数为关于  $x$  的多项式), 则转换后的振型函数(3)为

$$\phi_i(x) = \sum_{i=1}^n (f_i T_i(x) + \xi) \quad (i=1, 2, \dots, n)$$

为加快求解收敛速度, 在振型函数(3)基础上再补充一“0”阶振型。“0”阶振型表示为

$$\phi_0(x) = \begin{cases} x/x_d & (0 \leq x \leq x_d) \\ (l-x)/(l-x_d) & (x_d < x \leq l) \end{cases} \quad (6)$$

式中  $x_d$ ——MRD 安装位置与斜拉索底部  $O$  端处的距离

综合式(2)~(6), 斜拉索竖向变形量可表示为

$$y(x, t) = \sum_{i=0}^n \phi_i(x) q_i(t) \quad (7)$$

将式(7)代入式(2), 可得系统运动方程

$$M \ddot{q} + C \dot{q} + K q = f_q(t) + \varphi(x_d) u(t) + \sum_{i=0}^n \int_0^l [S_0 y_0' \delta y' + S y_0' \delta y' + EI(y'' \delta y'' + y_0'' \delta y'')] dx \quad (8)$$

其中  $M = M' + \Delta M$   $C = C' + \Delta C$   $K = K' + \Delta K$

$$M' = m \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i(x) f_j T_j(x)) dx$$

$$\Delta M = m \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i(x) + f_j T_j(x) + \xi) \xi dx$$

$$C' = c_0 \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i(x) f_j T_j(x)) dx$$

$$\Delta C = c_0 \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i(x) + f_j T_j(x) + \xi) \xi dx$$

$$K' = S_0 \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i'(x) f_j T_j'(x)) dx$$

$$\Delta K = S_0 \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l (f_i T_i'(x) + f_j T_j'(x) + \xi') \xi' dx$$

$$f_q(t) = \int_0^l f(x, t) \varphi_i(x) dx$$

式中  $\varphi(x_d)$ ——振型函数坐标  $x_d$  处向量

$f_q(t)$ ——外界扰动激扰

$u(t)$ ——磁流变阻尼器阻尼力

将上述质量、刚度和阻尼代入式(8), 则减振系统运动方程转换为

$$M' \ddot{q} + C' \dot{q} + K' q = F_1 + F_2 + f_q(t) + \varphi(x_d) u(t) \quad (9)$$

其中

$$F_1 = \sum_{i=0}^n \int_0^l [S_0 y_0' \delta y' + S y_0' \delta y' + EI(y'' \delta y'' + y_0'' \delta y'')] dx$$

$$F_2 = \sum_{i=0}^n \int_0^l f(x, t) \xi dx - f_d \sum_{i=1}^n \xi -$$

$$\sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l m \xi (f_i T_i(x) + f_j T_j(x) + \xi) dx \ddot{q} -$$

$$\sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l c_0 \xi (f_i T_i(x) + f_j T_j(x) + \xi) dx \dot{q} -$$

$$\sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n \int_0^l S_0 \xi' (f_i T_i'(x) + f_j T_j'(x) + \xi') dx q =$$

$$\sum_{i=0}^n \int_0^l f(x, t) \xi dx - f_d \sum_{i=0}^n \xi - \Delta M \ddot{q} - \Delta C \dot{q} - \Delta K q$$

式中  $F_1$ ——未知弹性边界条件在控制建模中产生的未知输入项

$F_2$ ——未知弹性边界条件由振型函数中产生的未知输入项

运动控制方程(9)中的未知输入  $F_1$ , 主要由索

力增量( $S$ )与抗弯刚度( $EI$ )引起,且通常不易测得。未知输入  $F_2$  主要由等效质量、刚度和阻尼矩阵的增量产生,且运动方程求解过程中,等效刚度  $K_1$ 、 $K_2$ 、 $K_3$ 、 $K_4$ 难以确定。在工程应用中,斜拉索-磁流变阻尼器系统的外部激励复杂多变,包括多种未知激励输入,比如:桥面振动、拉索表面涡流激振以及风雨载荷等,而且对于外部激励通常很难测量和准确计算,本文将未知激励输入记作  $F_3$ ,则令外部激励为

$$f(x, t) = F_3 \quad (10)$$

结合上述因素,斜拉索-磁流变阻尼器建模在弹性边界条件、未知激励下产生的未知输入为

$$f = F_1 + F_2 + F_3 \quad (11)$$

结合式(9)、(10),以斜拉索速度  $\dot{q}$  和位移  $q$  作为系统状态向量,系统运动方程可表示为

$$\dot{\mathbf{Z}}_q(t) = \mathbf{A}\mathbf{Z}_q(t) + \mathbf{B}u_s(t) + \mathbf{D}f \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{Z}_q = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix}_{2n \times 1} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}'^{-1}\mathbf{K}' & -\mathbf{M}'^{-1}\mathbf{C}' \end{bmatrix}_{2n \times 2n}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{M}'^{-1}\phi(x_d) \end{bmatrix}_{2n \times 1} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{M}'^{-1} \end{bmatrix}_{2n \times n}$$

式中  $\mathbf{Z}_q(t)$ ——拉索减振控制系统状态变量

$\mathbf{O}$ ——零矩阵

在考虑斜拉索动力学特性问题时,除弹性边界、未知输入影响系统建模外,斜拉索-磁流变阻尼器系统结构不确定性/参数漂移也会对系统建模带来一定误差。本文将减振控制系统状态空间方程(12)建模为具有未知输入的不确定控制系统,即

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{Z}}_q(t) = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{Z}_q(t) + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})u(t) + \mathbf{D}f \\ y = \mathbf{C}\mathbf{Z}_q(t) \end{cases} \quad (13)$$

式中  $\Delta\mathbf{A}$ 、 $\Delta\mathbf{B}$ ——减振控制系统不确定性项

为实现精确控制,对减振控制系统式(13)设计未知输入观测器  $f_1(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_1)$  和  $f_2(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_2)$ , 分别对系统未知输入与结构不确定性进行观测与估计,令:  $\mathbf{D}f = f_1(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_1)$ ,  $\Delta\mathbf{A}\mathbf{Z}_q(t) + \Delta\mathbf{B}u(t) = f_2(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_2)$ , 则式(13)转换为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{Z}}_q(t) = \mathbf{A}\mathbf{Z}_q(t) + \mathbf{B}u(t) + f_1(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_1) + \\ \quad f_2(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_2) \\ y = \mathbf{C}\mathbf{Z}_q(t) \end{cases} \quad (14)$$

式中  $f_1(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_1)$ ——由风雨激振、桥面振动、边界条件变化引起的斜拉索-磁流变阻尼器系统振动状态的未知变化

$f_2(\mathbf{Z}_q(t), u | \theta_2)$ ——斜拉索-磁流变阻尼器系统结构不确定性导致的结构建模误差

## 2 模糊自适应减振算法

针对减振控制系统式(14),本文设计斜拉索-磁流变阻尼器系统模糊自适应减振控制器如图3所示,由起主要作用的模糊自适应控制器、起补偿作用的监督控制器和补偿控制器3部分构成。起补偿作用的监督控制器与模糊自适应控制器并行设计。采用监督设计模糊控制器控制与模糊自适应控制器相结合的方法保证减振系统逐渐趋于稳定,且当模糊自适应控制性能良好时,监督控制关闭。第3部分引入补偿控制是为了消除建模误差的影响,进而取消稳定性分析过程中逼近误差平方可积或者上界已知的假设,确保闭环系统的状态有界稳定,对外界未知激励的跟踪误差渐进收敛。

综上,减振控制任务归纳为基于模糊自适应控制理论,求解减振控制器  $u = u(\mathbf{Z}_q(t) | \theta)$  和参数  $\theta$  自适应率,使得①在变量一致有界基础上,减振控制系统具有全局稳定性。即对所有的  $t \geq 0$ , 都有  $\|\mathbf{Z}_q(t)\| \leq M_{Z_q(t)} < \infty$  以及  $\|u\| \leq M_u < \infty$  成立,其中  $M_{Z_q(t)}$  和  $M_u$  为设计参数。②对于给定的有界参考信号  $y_m$ , 满足约束条件(1)前提下,跟踪误差  $e = y_m - y$  尽可能小。

其中构造的减振控制输入  $u$  为基本控制  $u_c(\mathbf{Z}_q(t) | \theta)$ 、监督控制  $u_s(\mathbf{Z}_q(t))$  与补偿控制  $u_{co}(\mathbf{Z}_q(t))$  之和,即

$$u = u_c(\mathbf{Z}_q(t) | \theta) + u_s(\mathbf{Z}_q(t)) + u_{co}(\mathbf{Z}_q(t)) \quad (15)$$

$$u_c(\mathbf{Z}_q(t) | \theta) = \sum_{i=1}^N \theta_i \xi_i(x) = \theta^T \xi(x) \quad (16)$$

### 2.1 未知输入模糊估计

斜拉索-磁流变阻尼器减振系统未知激励与系统不确定性模糊观测器由模糊规则、模糊推理、模糊化算子和非模糊化算子4部分构成。其中,模糊规则由一组“if-then”逻辑推理构成,形式为

$$R^{(l)}: \text{如果 } Z_{q1} \text{ 是 } F_1^l, \text{ 且 } Z_{qn} \text{ 是 } F_n^l, \text{ 则 } u \text{ 是 } Q^l$$

其中  $\mathbf{Z}_q = (Z_{q1}, Z_{q2}, \dots, Z_{qn})^T \in U$ ,  $u \in \mathbf{R}$  分别为减振系统状态向量和控制输入;  $F_i^l, Q^l$  分别为  $U_i (i=1, 2, \dots, n)$  和  $\mathbf{R}$  上的模糊集,  $l=1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为规则数。

采用单点模糊、乘积推理、高斯隶属度函数和中心平均解模糊算法,可得

$$F(\mathbf{Z}_q) = \frac{\sum_{l=1}^N y_l \left( \prod_{i=1}^n u_{A_i^l}(Z_{qi}) \right)}{\sum_{l=1}^N \prod_{i=1}^n u_{A_i^l}(Z_{qi})} \quad (17)$$

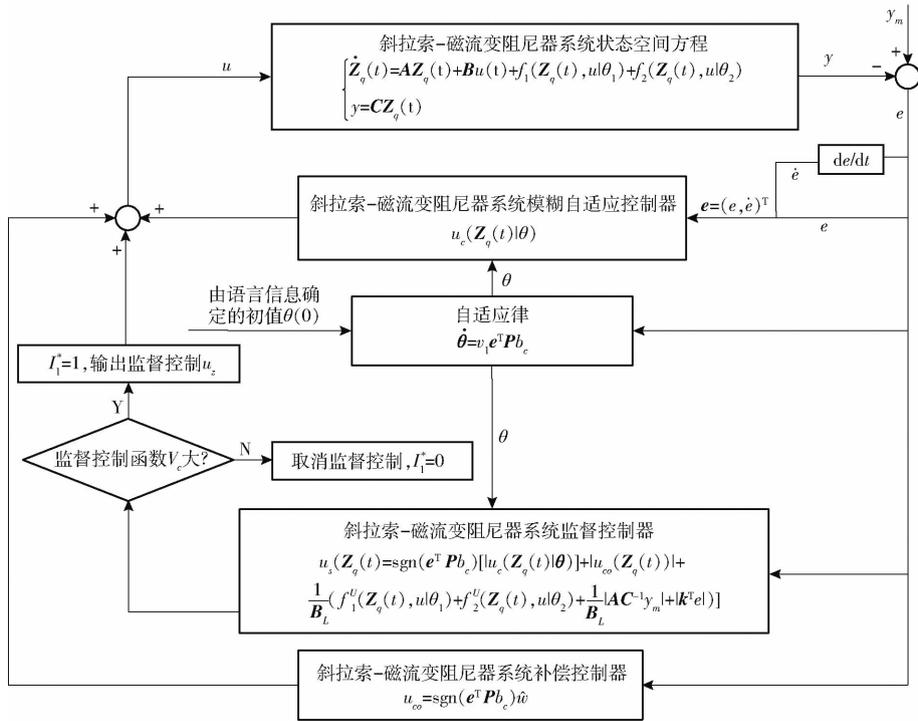


图3 斜拉索-磁流变阻尼器系统模糊自适应减振算法流程图

Fig.3 Flow chart of fuzzy adaptive vibration reduction algorithm for stay cable-MRD system

式中  $y_i$ ——第  $i$  个模糊中心

定义模糊基函数  $\xi(Z_q) = [\xi_1(Z_q), \xi_2(Z_q), \dots, \xi_N(Z_q)]$ , 且

$$\xi_i(Z_q) = \frac{\prod_{i=1}^n u_{A_i^i}(Z_{q_i})}{\sum_{l=1}^N \prod_{i=1}^n u_{A_i^i}(Z_{q_i})} \quad (18)$$

令自适应估计参数

$$\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N]^T = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T = Y$$

则式(17)转换为  $F(Z_q) = \xi^T(x) Y$

引理1 设  $f(Z_q)$  是定义在闭集  $U \in \mathbf{R}^n$  上的连续函数, 对于任意  $\varepsilon > 0$ , 一定存在如  $F(Z_q) = \xi^T(x) Y$  的模糊逻辑系统, 使得不等式成立

$$\sup_{Z_q \in U} |f(Z_q) - F(Z_q)| < \varepsilon$$

其中  $f(Z_q) = f_1(Z_q(t), u|\theta_1) + f_2(Z_q(t), u|\theta_2)$

### 2.2 模糊自适应控制器设计

将式(15)代入式(14), 可得

$$\begin{aligned} \dot{Z}_q(t) = & AZ_q(t) + \\ & B[u_c(Z_q(t)|\theta) + u_s(Z_q(t)) + u_{co}(Z_q(t))] + \\ & f_1(Z_q(t), u|\theta_1) + f_2(Z_q(t), u|\theta_2) \end{aligned} \quad (19)$$

令理想控制器为

$$\begin{aligned} u^* = & \frac{1}{B}[-(f_1(Z_q(t), u|\theta_1) + f_2(Z_q(t), u|\theta_2))] + \\ & \frac{1}{B}[k^T e - AC^{-1}y_m + AC^{-1}\dot{y}_m] \end{aligned} \quad (20)$$

显然, 理想控制器  $u^*$  迫使实际振动轨线与理想

振动轨线偏差  $e$  收敛到零。式中,  $k = (k_2, k_1)^T$  是使得多项式  $s^2 + k_1s + k_2 = 0$  所有根位于左半开平面内的实数。对式(19)推导可得斜拉索-磁流变阻尼器减振控制系统误差方程为

$$\dot{e} = A_c e + b[u^* - u_c(Z_q(t)|\theta) - u_s(Z_q(t)) - u_{co}(Z_q(t))] \quad (21)$$

其中  $A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix}$   $b = \begin{bmatrix} B_1 \\ 1 \end{bmatrix}$

由于  $A_c$  为稳定矩阵, 存在唯一  $2 \times 2$  阶的正定对称矩阵  $P$  满足 Lyapunov 方程

$$A_c^T P + P A_c = -Q \quad (22)$$

式中  $Q$ ——任意  $2 \times 2$  阶的正定实对称矩阵

### 2.3 监督控制器设计

取李亚普洛夫函数  $V_c = \frac{1}{2} e^T P e$ , 综合式(21)和

式(22)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_c = & \frac{1}{2} \dot{e}^T P e + \frac{1}{2} e^T P \dot{e} = \\ & -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c [u^* - u_c(Z_q(t)|\theta) - \\ & u_s(Z_q(t)) - u_{co}(Z_q(t))] \leq \\ & -\frac{1}{2} e^T Q e + |e^T P b_c| (|u^*| + |u_c(Z_q(t)|\theta)| + \\ & |u_{co}(Z_q(t))|) - e^T P b_c u_s(Z_q(t)) \end{aligned} \quad (23)$$

为保证  $\dot{V}_c \leq 0$ , 作如下假定:

存在已知函数  $f_1^u(Z_q(t), u|\theta_1), f_2^u(Z_q(t), u|\theta_2)$  和实数矩阵  $B_L$  使得

$$\begin{cases} |f_1(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_1)| \leq f_1^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_1) \\ |f_2(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_2)| \leq f_2^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_2) \\ 0 \leq \mathbf{B}_L \leq \mathbf{B} \end{cases}$$

则取监督控制为

$$u_s(\mathbf{Z}_q(t) =$$

$$I_1^* \operatorname{sgn}(\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c) \left[ |u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) + |u_{co}(\mathbf{Z}_q(t))| + \frac{1}{\mathbf{B}_L} (f_1^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_1) + f_2^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_2) + \frac{1}{\mathbf{B}_L} (|\mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} y_m + \mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} \dot{y}_m| + |\mathbf{k}^T \mathbf{e}|) \right] \quad (24)$$

式中, 当  $V_c$  大于等于一个较大常数时,  $I_1^* = 1$ ; 当  $V_c$  小于等于一个较大常数时,  $I_1^* = 0$ 。因为  $\mathbf{B} > 0$ , 则  $\operatorname{sgn}(\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c)$  可确定。同理, 可确定式(24)中其余各项。将式(24)代入式(23)中, 考虑  $I_1^* = 1$  的情况, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_c \leq & -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + |\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c| \left[ \frac{1}{\mathbf{B}} (f_1(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_1) + \right. \\ & \left. \frac{1}{\mathbf{B}} (f_2(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_2) + |\mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} y_m + \mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} \dot{y}_m| + |\mathbf{k}^T \mathbf{e}|) + \right. \\ & \left. |u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) - |u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) - \right. \\ & \left. \frac{1}{\mathbf{B}_L} (f_1^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_1) + f_2^U(\mathbf{Z}_q(t), u|\theta_2)) + \right. \\ & \left. \frac{1}{\mathbf{B}_L} (|\mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} y_m + \mathbf{A} \mathbf{C}^{-1} \dot{y}_m| + |\mathbf{k}^T \mathbf{e}|) \right] \leq \\ & -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} \leq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

显然, 采用式(24)所示监督控制  $u_s(\mathbf{Z}_q(t))$  时, 总有  $V_c$  小于等于一个较大常数。且  $P > 0$ , 则  $V_c$  的有界性隐含了  $e$  的界,  $e$  的界隐含了  $\mathbf{Z}_q(t)$  的有界。

## 2.4 补偿控制器设计

假定在自适应参数  $\theta$  下, 基本控制器对理想控制器的逼近误差有上界, 即  $|\omega| \leq \omega^*$ ,  $\omega$  为最小逼近误差,  $\omega^*$  为未知正常数, 类似于文献[20], 直接设计补偿控制器为

$$u_{co} = \operatorname{sgn}(\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c) \hat{\omega} \quad (26)$$

式中  $\hat{\omega}$  ——  $\omega^*$  的估计值

## 3 自适应算法设计及稳定性分析

### 3.1 模糊自适应算法设计

对于参数向量  $\theta$  的自适应律, 定义最优参数向量为

$$\theta^* = \arg \min_{|\theta| \leq M_\theta} \left[ \sup_{|\mathbf{Z}_q(t)| \leq M_{\mathbf{Z}_q(t)}} |u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) - u^*| \right] \quad (27)$$

最小逼近误差为

$$\omega = u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta^*) - u^* \quad (28)$$

则式(21)转换为

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_c \mathbf{e} + \mathbf{b}_c [u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) - u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta^*)] - \mathbf{b}_c [u_s(\mathbf{Z}_q(t)) + u_{co}(\mathbf{Z}_q(t)) + \omega] \quad (29)$$

式(29)等价于

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_c \mathbf{e} + \mathbf{b}_c \Phi_\theta^T \xi(\mathbf{Z}_q(t)) \neq -\mathbf{b}_c [u_s(\mathbf{Z}_q(t)) + u_{co}(\mathbf{Z}_q(t)) + \omega] \quad (30)$$

其中

$$\Phi_\theta = \theta - \theta^*$$

式中  $\Phi_\theta$  —— 参数误差

$\xi(\mathbf{Z}_q(t))$  —— 模糊基函数

设计自适应律为

$$\dot{\theta} = \gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c \quad (31)$$

为保证  $|\theta| \leq M_\theta$ , 采用投影算法修正自适应律, 如下:

①若  $|\theta| \leq M_\theta$ , 或  $|\theta| = M_\theta$  且  $\mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t)) \leq 0$ , 则有

$$\dot{\theta} = \gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t)) \quad (32)$$

②若  $|\theta| = M_\theta$  且  $\mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t)) > 0$ , 则有

$$\dot{\theta} = P_r[\gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t))] \quad (33)$$

其中

$$P_r[\gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t))] = \gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \xi(\mathbf{Z}_q(t)) - \gamma_1 \mathbf{e}^T \mathbf{p}_n \frac{\theta \theta^T \xi(\mathbf{Z}_q(t))}{|\theta|^2} \quad (34)$$

式中  $P_r[\cdot]$  —— 投影算子

$\gamma_1$  —— 学习律

$\mathbf{p}_n$  —— 矩阵  $\mathbf{P}$  的最后一列

逼近误差自适应率为

$$\dot{\hat{\omega}} = \begin{cases} \gamma_2 |\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b}_c| & (\hat{\omega} \leq \omega^*) \\ 0 & (\hat{\omega} > \omega^*) \end{cases} \quad (35)$$

$$\quad (36)$$

类似于文献[21]的证明过程可知,  $\theta$  有界。对于  $\hat{\omega}$  的有界性, 由自适应律式(31)可知, 当  $|\hat{\omega}| \leq \omega^*$  时,  $\hat{\omega}$  大于零, 其值单调递增; 而当  $|\hat{\omega}| > \omega^*$  时,  $\hat{\omega}$  为零, 其值有界。

### 3.2 稳定性分析

取斜拉索-磁流变阻尼器系统控制器为

$$u = u_c(\mathbf{Z}_q(t)|\theta) + u_s(\mathbf{Z}_q(t)) + u_{co}(\mathbf{Z}_q(t))$$

其中采用自适应律为式(32)、(35), 可得减振控制闭环系统式(14)所有信号有界且振动位移跟踪误差渐进收敛。

显然, 由监督控制设计可知, 减振控制系统状态有界, 保证了系统控制参数有界, 只需证明跟踪误差渐进收敛。为此, 取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{2\gamma_1} \Phi_\theta^T \Phi_\theta + \frac{1}{2\gamma_2} \Phi_\omega^2 \quad (37)$$

其中

$$\Phi_\omega = \hat{\omega} - \omega^*$$

式中  $\Phi_\omega$  —— 估计误差

对 Lyapunov 函数沿式 (30) 求导, 由式 (22) 可得

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Qe + \frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) + \frac{1}{r_2}\Phi_\omega \dot{\omega} - e^T P b_c u_s - e^T P b_c u_{co} - e^T P b_c \omega \quad (38)$$

由式(26), 并考虑  $\omega^*$  为正常数, 式(38)转换为

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Qe + \frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) + \frac{1}{r_2}\Phi_\omega(\dot{\omega} - |e^T P b_c|) - \frac{1}{r_2}\Phi_\omega \dot{\omega}^* - e^T P b_c(\omega^* + \omega) - e^T P b_c u_s \quad (39)$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Qe + \frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) + \frac{1}{r_2}\Phi_\omega(\dot{\omega} - |e^T P b_c|) - e^T P b_c u_s \quad (40)$$

由于  $e^T P b_c u_s \geq 0$ , 式(40)简化为

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Qe + \frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) + \frac{1}{r_2}\Phi_\omega(\dot{\omega} - |e^T P b_c|) \quad (41)$$

当参数自适应律式 (32)、(35) 成立时, 显然有

$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Qe$ 。当参数自适应律式 (33)、(36) 成立时有

$$\frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) = e^T p_n \frac{\theta \theta^T \xi(Z_q(t))}{|\theta|^2}(\theta - \theta^*)$$

因为  $|\theta| = M_\theta \geq |\theta^*|$ , 所以  $\frac{\theta \theta^T \xi(Z_q(t))}{|\theta|^2}(\theta - \theta^*) \leq 0$ , 从而  $\frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) \leq 0$ 。

从而  $\frac{1}{r_1}\Phi_\theta^T(r_1 e^T P b_c \xi(Z_q(t)) - \dot{\theta}) \leq 0$ 。

$\frac{1}{r_2}\Phi_\omega(\dot{\omega} - |e^T P b_c|) = -\Phi_\omega |e^T P b_c|$ , 因为  $|\dot{\omega}| > \omega^*$ , 所以  $\Phi_\omega \geq 0$ , 从而  $\frac{1}{r_2}\Phi_\omega(\dot{\omega} - |e^T P b_c|) \leq 0$ 。

综上所述,  $\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Qe \leq -\frac{\lambda_{Q_{\min}}}{2}|e|^2$ , 对其两边关于  $t$  积分, 可得

$$\int_0^t |e(t)|^2 dt \leq \frac{2}{\lambda_{Q_{\min}}}(|V(0)| + |V(t)|) \leq \frac{2}{\lambda_{Q_{\min}}}(|V(0)| + \sup_{t \geq 0} |V(t)|) \quad (42)$$

$\sup_{t \geq 0} |V(t)|$  有界可得  $e \in L_2$ , 又由信号的有界性可知,  $\dot{e} \in L_\infty$ , 由 Barbalat 引理得:  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$ 。

## 4 减振控制仿真

### 4.1 减振系统状态空间模型计算

以宁波市招宝山大桥 C20 斜拉索为研究对象 (图 4), 将 MR-60 型磁流变阻尼器安装在拉索距桥面 1.8 m 处。具体工作参数可参见文献[22]。



图 4 宁波招宝山大桥斜拉索-磁流变阻尼器系统  
Fig.4 Stay cable-MRD system on Zhaobaoshan bridge

对称安装 2 个 MR-60 型磁流变阻尼器于拉索, 有利于减少斜拉索平面内外振动。斜拉索计算参数如表 1 所示。

表 1 C20 斜拉索计算参数

Tab.1 Calculation parameters of C20 stay cable

参数	索长/ m	直径/ m	索力/ kN	倾斜/ (°)	单位质量/ (kg·m <sup>-1</sup> )
数值	190.22	0.121	359	29.49	60.74

拉索为镀锌钢丝, 其弹性模量  $E$  为  $2 \times 10^5$  MPa。等效质量  $M'$ 、阻尼  $C'$ 、刚度矩阵  $K'$  为

$$M' = \begin{bmatrix} 0.1232 & -0.00105 \\ -0.00105 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$$K' = \begin{bmatrix} -0.0019 & 0.0079 \\ 0.0079 & 0.517 \end{bmatrix}$$

$$C' = \begin{bmatrix} 0.0058 & 0 \\ 0 & 0.0196 \end{bmatrix}$$

可得减振控制系统矩阵参数为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.0153 & -0.0729 & -0.0471 & 0 \\ -0.0158 & -1.0342 & 0 & -0.039 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 8.12 \\ 0.415 \end{bmatrix}$$

### 4.2 模糊语言变量设计

系统模糊观测器的输入量为斜拉索-磁流变阻尼器减振系统输入与输出的偏差  $E$  和偏差变化率  $E_c$ , 输出量为  $D_u$ 。根据其范围确定  $E$ 、 $E_c$  模糊论域为  $[-6, 6]$ ,  $D_u$  模糊论域为  $[-10, 10]$ 。 $E$  和  $D_u$  的

模糊集定义为{负大(NB),负中(NM),负小(NS),负微(NW),零(Zero),正微(PW),正小(PS),正中(PM),正大(PB)}, $E_c$ 的模糊集定义为{负大(NB),负中(NM),负小(NS),零(Zero),正小(PS),正中(PM),正大(PB)}。模糊控制规则如表 2 所示。

表 2 模糊控制规则  
Tab.2 Fuzzy control rules

$E_c$	$E$								
	NB	NM	NS	NW	Zero	PW	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NW	NS	NS	Zero	Zero
NM	NB	NB	NS	NS	Zero	NW	NS	Zero	PW
NS	NB	NM	NW	NW	Zero	Zero	Zero	PW	PS
Zero	NM	NS	NW	NW	Zero	PW	PW	PS	PM
PS	NS	NW	Zero	Zero	Zero	PW	PW	PM	PB
PM	NW	Zero	PW	PW	Zero	PS	PS	PB	PB
PB	Zero	Zero	PS	PS	PW	PM	PM	PB	PB

相应的隶属度函数为

$$\begin{aligned} \mu_{NB} &= \frac{1}{1 + \exp(-5(\mathbf{Z}_q(t) + 5))} \\ \mu_{NM} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) + 4.2)^2) \\ \mu_{NS} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) + 2.56)^2) \\ \mu_{NW} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) + 1.12)^2) \\ \mu_{Zero} &= \exp(-\mathbf{Z}_q^2(t)) \\ \mu_{PW} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) - 1.12)^2) \\ \mu_{PS} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) - 2.56)^2) \\ \mu_{PM} &= \exp(-(\mathbf{Z}_q(t) - 4.2)^2) \\ \mu_{PB} &= \frac{1}{1 + \exp(-5(\mathbf{Z}_q(t) - 5))} \end{aligned}$$

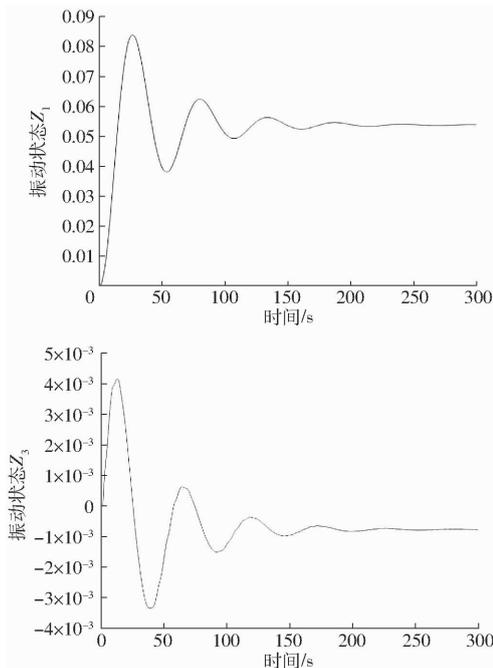


图 6 随机信号干扰时 C20 斜拉索振动状态  $Z_1 \sim Z_4$

Fig. 6 Vibration state  $Z_1 \sim Z_4$  C20 stay cable with random signal disturbance

控制器参数  $\gamma_1 = 50, \gamma_2 = 1$ , 取向量  $\mathbf{k} = (k_2, k_1)^T = (2, 1)^T, \theta(0) = 0, y_m = 0$ , 给定正定矩阵  $\mathbf{Q} = \text{diag}[10, 10]$ , 由黎卡提方程得  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 15 & 5 \\ 5 & 5 \end{bmatrix}$ 。

针对未知激励、弹性边界和系统具有不确定性等问题,斜拉索-磁流变阻尼器减振系统仿真结果如图 5~7 所示。

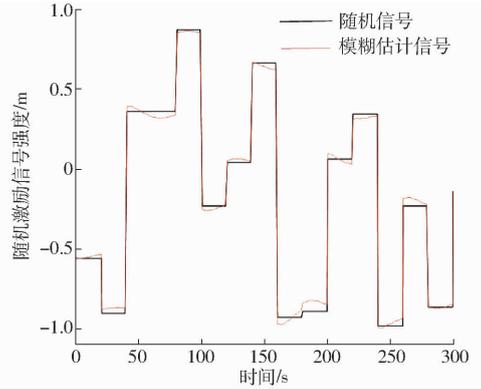


图 5 模糊控制器跟踪输入信号(随机阶跃变化信号)

Fig. 5 Fuzzy controller tracking of input signal (random signal)

图 5 为模糊控制器对随机阶跃变化信号进行估计的结果,说明设计的模糊控制器及算法能对未知输入信号进行估计且估计时滞较小。将估计信号传入控制器,提高了减振控制器的减振效果与控制精度。斜拉索-磁流变阻尼器减振系统在实际工程应用中,对未知信号的实时估计,不仅可以提高减振控制精度,还可以降低磁流变阻尼器的损耗,提高磁流变阻尼的使用寿命。由图 6 可知,在未知输入信号

作用下,斜拉索-磁流变阻尼器系统振动状态在减振控制器的作用下全部趋于稳定。由图7可知,设计的减振控制器可以使系统在未知信号干扰下保持小振幅、小振速振动,并最终趋于稳定。

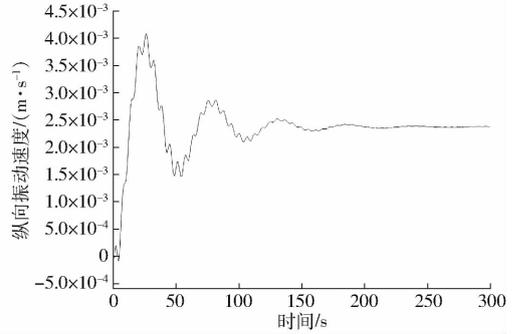
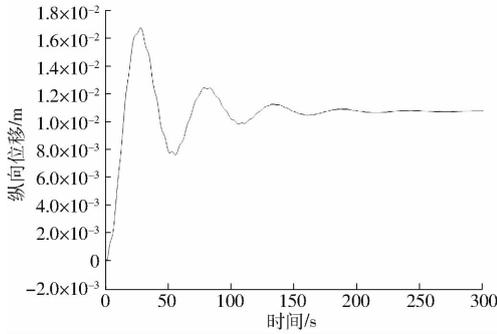


图7 C20斜拉索纵向振动位移与振动速度(随机信号)

Fig.7 Longitudinal vibration displacement and velocity of C20 stay cable (random signal)

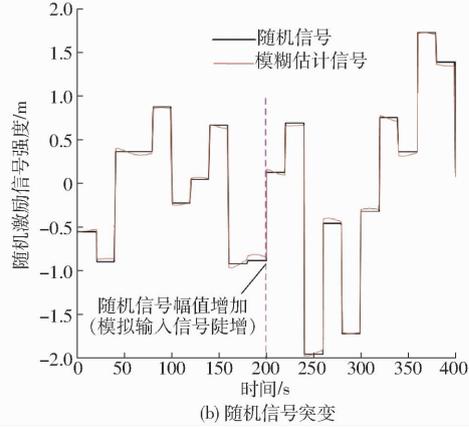
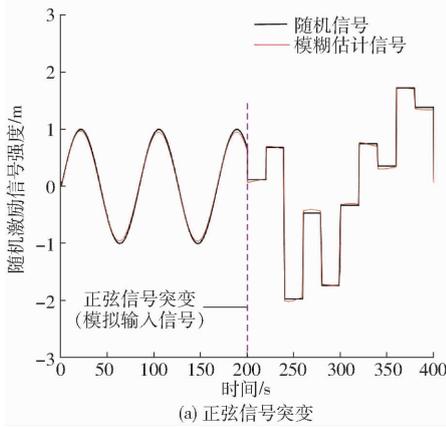


图8 模糊控制器跟踪输入信号

Fig.8 Fuzzy controller tracking of input signal

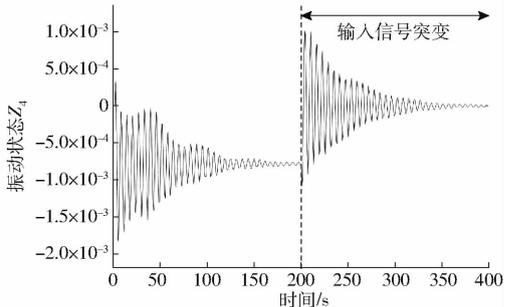
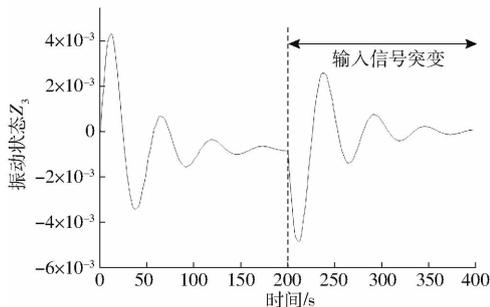
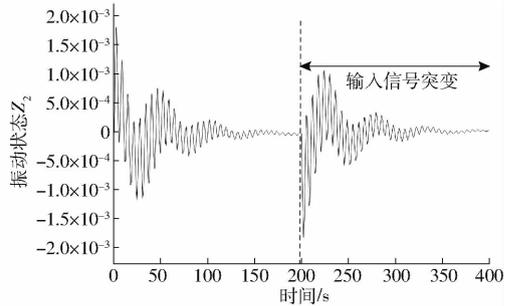
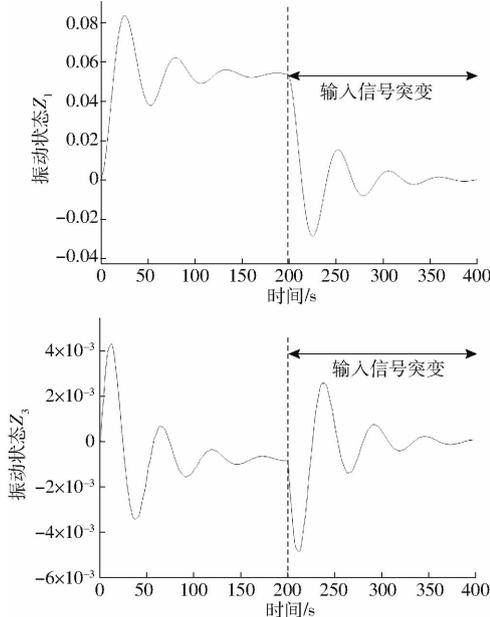


图9 正弦信号突变为随机阶跃信号时C20斜拉索振动状态 $Z_1 \sim Z_4$

Fig.9 Vibration state  $Z_1 \sim Z_4$  of C20 stay cable with sine signal suddenly changed to random step signal

仿真结果如图8~10所示。图8a为仿真验证模糊估计器对未知输入的跟踪效果,在200s处设置正弦信号突变为随机阶跃信号;图8b为200s处以阶跃信号幅值陡增模拟突发情况时斜拉索受到的冲击。

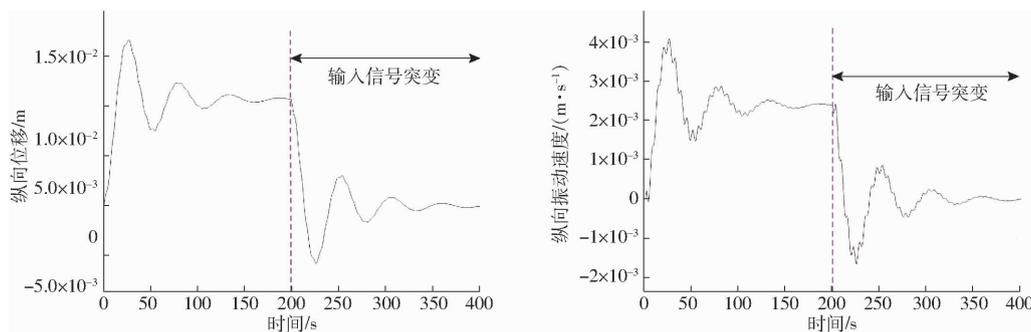


图 10 C20 斜拉索纵向振动位移和振动速度

Fig. 10 Longitudinal vibration displacement and velocity of C20 stay cable

由图 8a 可知,斜拉索-磁流变阻尼器系统输入信号由正弦信号突变为随机阶跃信号,控制器对输入信号的模糊估计表明,估计效果良好。由图 8b 可知,输入信号发生突发后,模糊控制器能及时跟踪输入信号的强度。由图 8 可知,设计的控制器在外界信号突变时仍能有效跟踪输入信号。在工程应用中,意味着可以在突发情况下较好地跟踪未知激励输入,提高减振控制精度。由图 9 可知,虽然系统输入信号的强度改变较大,但是设计的控制器仍能及时有效地减小振动,并使振动状态再次趋近稳定。由图 10 可知,斜拉索振动位移与振动速度在突发情况后趋于稳定,说明设计的控制器可以应对系统出现的突发情况,保证了拉索在激励突变情况下的安全性。

## 5 结论

(1) 针对斜拉索-磁流变阻尼器减振系统,给出了一种具有监督功能的模糊自适应减振控制算法,该算法采用监督设计模糊控制器控制与模糊自适应

控制器相结合的方法。通过最优逼近自适应补偿项,取消了稳定性分析中逼近误差平方可积或上界已知的假设,理论与仿真证明了减振系统未知输入估计、减振系统的渐进稳定性。

(2) 通过对宁波招宝山斜拉索桥 C20 斜拉索仿真,证明了减振控制算法的有效性。对于外界干扰、斜拉索-磁流变阻尼器系统结构不确定带来的未知输入信号,设计的控制器,可以模糊估计以上未知输入信号,提高了减振控制器的控制精度。对于未知激励突变,模糊估计时滞小,能较快保证激励突变系统的减振控制系统稳定性。

(3) 给出的模糊自适应减振算法,能有效克服斜拉索-磁流变阻尼器系统强非线性、建模不准确、系统结构不确定、外界干扰无法准确测量等因素对常规半主动控制算法的限制。设计的模糊自适应减振算法,对执行机构—磁流变阻尼器而言,其在模糊自适应控制器作用下,能准确出力对拉索进行减振,降低了磁流变阻尼器损耗,提升了磁流变阻尼器在复杂环境下的使用寿命。

## 参 考 文 献

- [1] 冯志敏,时云飞,张刚,等.斜拉索-磁流变阻尼器非脆弱减振控制器研究[J].农业机械学报,2020,51(5):411-420. FENG Zhimin, SHI Yunfei, ZHANG Gang, et al. Design of non-fragile damping controller for stay cable - magnetorheological damper[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2020, 51(5): 411-420. (in Chinese)
- [2] 胡国良,刘丰硕,刘浩,等.位移差动自感式磁流变阻尼器设计与试验[J].农业机械学报,2017,48(11):383-389,397. HU Guoliang, LIU Fengshuo, LIU Hao, et al. Design and experiment of novel displacement differential self-induced magnetorheological damper[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2017, 48(11): 383-389, 397. (in Chinese)
- [3] ZHAO M, ZHU W. Stochastic optimal semi-active control of stay cables by using magneto-rheological damper[J]. Journal of Vibration and Control, 2010, 17(13): 1921-1929.
- [4] 禹见达.磁流变阻尼器对斜拉桥拉索振动控制的理论与试验研究[D].长沙:湖南大学,2007. YU Jianda. Theoretical and experimental studies on vibration control of stay cables using magnetorheological damper[D]. Changsha: Hu'nan University, 2007. (in Chinese)
- [5] XIAO Z R. Semi-active control on stay cable vibration based on fuzzy logical theory[J]. Advanced Materials Research, 2011, 167: 2815-2818.
- [6] WEBER F, DISTL H. Stay cable damping by real-time controlled MR dampers[J]. Beton-und Stahlbetonbau, 2014, 109(4): 239-247.
- [7] MORTEZA Z. Simultaneous optimization of clustering and fuzzy IF-THEN rules parameters by the genetic algorithm in fuzzy inference system-based wave predictor models[J]. Journal of Hydroinformatics, 2017, 19(3): 385-404.
- [8] ZHANG X, ZHAO L, LI J, et al. Space-decomposition based 3D fuzzy control design for nonlinear spatially distributed systems with multiple control sources using multiple single-output SVR learning[J]. Applied Soft Computing, 2017, 59: 378-388.

- [9] TAMANI K, BOUKEZZOULA R, HABCHI G. Multi-objective supervisory flow control based on fuzzy interval arithmetic: application for scheduling of manufacturing systems[J]. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2011, 19(5):1371 – 1383.
- [10] 宁小波, 陈进, 李耀明, 等. 联合收获机前进速度模糊控制系统多目标遗传优化[J]. *农业机械学报*, 2015, 46(5):68 – 74.  
NING Xiaobo, CHEN Jin, LI Yaoming, et al. Multi-objective genetic algorithm optimization of forward speed of fuzzy control system for combine harvester[J]. *Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2015, 46(5):68 – 74. (in Chinese)
- [11] NGUYEN S D, VO H D, SEO T. Nonlinear adaptive control based on fuzzy sliding mode technique and fuzzy-based compensator[J]. *ISA Transactions*, 2017, 70:309 – 321.
- [12] BEGNINI M, BERTOL D W, MARTINS N A. A robust adaptive fuzzy variable structure tracking control for the wheeled mobile robot: Simulation and experimental results[J]. *Control Engineering Practice*, 2017, 64:27 – 43.
- [13] MIRZAJANI S, AGHABABA M P, HEYDARI A. Adaptive T – S fuzzy control design for fractional-order systems with parametric uncertainty and input constraint[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2019, 365:22 – 39.
- [14] EDALATI L, KHAKI S A, ALIYARI S M, et al. Adaptive fuzzy dynamic surface control of nonlinear systems with input saturation and time-varying output constraints[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, 100:311 – 329.
- [15] 唐志军. 采用模糊自适应控制的 MMC 环流抑制策略[J]. *福州大学学报(自然科学版)*, 2019, 47(5):624 – 629.  
TANG Zhijun. MMC circulating current suppressing strategy with fuzzy adaptive control[J]. *Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition)*, 2019, 47(5):624 – 629. (in Chinese)
- [16] LIN M. A highly precise frequency-based method for estimating the tension of an inclined cable with unknown boundary conditions[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2017, 409:65 – 80.
- [17] FABIEN T. Finite element modeling of temperature load effects on the vibration of local modes in multi-cable structures[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2018, 413:191 – 204.
- [18] 李利军. 斜拉索风雨振分析及磁流变阻尼器减振应用研究[D]. 西安:长安大学, 2005.  
LI Lijun. Analysis of wind-induced vibration of stay cables and application of magnetorheological damper vibration reduction [D]. Xi'an: Chang'an University, 2005. (in Chinese)
- [19] JOHNSON E A. Semiactive damping of a stay cables; a preliminary study[C]// *Proceedings of the 17th International Model Analysis Conference (IMAC XVII)*. Society for Experimental Mechanics, Bethel, Connecticut, 1999: 417 – 423
- [20] 牛培峰, 孟凡东, 陈贵林, 等. 直接型自适应模糊控制器的设计及其在汽温控制中的应用[J]. *动力工程学报*, 2010, 30(1):22 – 26.  
NIU Peifeng, MENG Fandong, CHEN Guilin, et al. Design of direct adaptive fuzzy controller and its application for steam temperature control[J]. *Journal of Chinese Society of Power Engineering*, 2010, 30(1):22 – 26. (in Chinese)
- [21] 王立新. 模糊系统与模糊控制教程[M]. 北京:清华大学出版社, 2003.
- [22] 孙捷超, 冯志敏, 董凯, 等. MR 阻尼器瞬态温度场的多场耦合仿真及试验[J]. *船舶工程*, 2017, 39(2): 32 – 36.  
SUN Jiechao, FENG Zhimin, DONG Kai, et al. Multi-field coupling simulation and test on transient temperature field of MR damper[J]. *Ship Engineering*, 2017, 39(2): 32 – 36. (in Chinese)

(上接第 556 页)

- [20] 王硕. 工程车辆变速器电液换挡控制系统研究[D]. 镇江:江苏大学, 2017.  
WANG Shuo. Research on electric-hydraulic shift control system of off-road vehicle transmission [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2017. (in Chinese)
- [21] 胡松华, 孙保群, 汪韶杰. 双离合自动变速器电液控制供液系统研究[J]. *机械工程与自动化*, 2016(5):37 – 39.  
HU Songhua, SUN Baoqun, WANG Shaojie. Study of liquid feed system for EHC of dual-clutch transmission[J]. *Mechanical Engineering and Automation*, 2016(5):37 – 39. (in Chinese)
- [22] TANELLI M, PANZANI G, SAVARESI S M, et al. Transmission control for power-shift agricultural tractors: design and end-of-line automatic tuning[J]. *Mechatronics*, 2011, 21(1):285 – 297.
- [23] 薛山, 张文明, 乔桂玲. 矿用汽车换挡离合器结构和工作原理及电液控制油路的研究[J]. *矿业研究与开发*, 2009, 29(4):45 – 49.  
XUE Shan, ZHANG Wenming, QIAO Guiling. Study on the structure and working principle of shifting clutch and the oil circuit of its electro-hydraulic control system for a mine truck [J]. *Mining Research and Development*, 2009, 29(4):45 – 49. (in Chinese)
- [24] 李乐, 李明洋, 王立勇. 湿式换挡离合器接合过程黏性转矩计算研究[J]. *润滑与密封*, 2017, 42(12):89 – 95.  
LI Le, LI Mingyang, WANG Liyong. Viscous torque calculation for engaging process of wet shifting clutch [J]. *Lubrication Engineering*, 2017, 42(12):89 – 95. (in Chinese)
- [25] YOKOYAMA M. Sliding mode control for automatic transmission systems [J]. *Journal of the Japan Fluid Power System Society*, 2008, 39(1):34 – 39.