

文章编号: 1000-8152(2008)01-0095-05

基于LMI的鲁棒容错控制及其在卫星姿态控制中的应用

陈雪芹, 耿云海, 张迎春, 王 峰

(哈尔滨工业大学 卫星技术研究所, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 研究了一种线性不确定系统的鲁棒容错控制问题. 针对执行机构和传感器故障, 运用线性矩阵不等式(LMI)方法, 提出一种对执行机构和传感器失效具有完整性, 且满足给定控制指标的输出反馈 H_∞ 鲁棒容错控制设计方法. 将该方法应用于卫星姿态控制系统的容错控制并进行了数学仿真, 仿真结果验证了方法的有效性.

关键词: LMI; H_∞ 控制; 鲁棒容错控制; 卫星姿态控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Robust fault-tolerant H-infinity control based on LMI approach and application in satellite attitude control system

CHEN Xue-qin, GENG Yun-hai, ZHANG Ying-chun, WANG Feng

(Research Center of Satellite Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150080, China)

Abstract: The robust fault-tolerant H-infinity control problem of uncertain linear system is studied in this paper. The solution of this problem is obtained for a H-infinity output feedback controller by a linear matrix inequality (LMI) approach. The simulation of a satellite attitude control system with actuator and sensor faults validates that this solution is effective and more suitable in on-board real-time computation.

Key words: LMI; H-infinity control; robust fault-tolerant control; satellite attitude control

1 引言(Introduction)

随着对控制系统可靠性和安全性要求的提高, 容错控制系统的研究得到了广泛的重视. 目前针对容错控制的研究已取得了不少成果, 并且作为容错控制有力手段的完整性设计, 也得到越来越深入的研究^[1]. 控制系统的完整性是指系统中一个或多个部件发生故障时, 系统利用余下的部件仍然能稳定工作的特性. 因其不需额外增加硬件冗余, 也不需完全依赖于故障检测与诊断, 实时性好, 已成为容错控制的一种有力手段^[2].

近年来, 关于不确定控制系统完整性设计的研究成果很多^[3,4]. 这些文献大多都是基于状态反馈设计控制器, 需要求解Riccati方程或者多个矩阵不等式, 而且所考虑的被控对象及故障模型都比较理想, 与实际系统相比有很大差距. 另外, 这些算法对故障类型的确定也完全依赖于系统故障检测与诊断(FDD)结果.

针对这些问题, 本文基于LMI设计了输出反馈 H_∞ 控制器, 直接运用MATLAB/LMI工具箱的计

算结果, 避免了采用状态反馈设计时为获得全部状态而引入观测器所带来的计算量. 同时文中考虑了执行机构和传感器的故障以及FDD的不确定性, 避免了控制器对FDD结果的完全依赖. 最后将该鲁棒容错控制方法应用于卫星姿态控制系统中, 并进行数学仿真. 仿真结果表明, 该方法对卫星姿态控制系统执行机构和传感器故障状况下具有很好鲁棒性, 能够满足姿态控制要求, 方法具有较好的实用性.

2 问题描述(Problem formulation)

执行机构和传感器发生故障时, 利用系统故障检测与诊断(FDD)结果, 同时考虑FDD过程中的不确定性, 建立线性离散系统模型

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + B_\xi \xi_k + B_u \Sigma_a (I + \Gamma_a \Delta_a) u_k, \\ z_k = C_z x_k + D_{z\xi} \xi_k + D_{zu} \Sigma_a (I + \Gamma_a \Delta_a) u_k, \\ y_k = \Sigma_s (I + \Gamma_s \Delta_s) C_y x_k + \Sigma_s (I + \Gamma_s \Delta_s) D_{y\xi} \xi_k. \end{cases} \quad (1)$$

其中: I 为相应的单位矩阵, $x \in \mathbb{R}^n$ 为系统状态变量, $u \in \mathbb{R}^m$ 为系统控制变量, $y \in \mathbb{R}^p$ 为系统测量输出矢量, $z \in \mathbb{R}^r$ 为系统受控输出矢量, $\xi \in \mathbb{R}^\xi$ 为

系统干扰变量. Σ_a, Σ_s 分别为FDD结果中执行机构和敏感器的故障大小, Δ_a, Δ_s 为未知的摄动函数, $\|\Delta\|_\infty, \Gamma_a, \Gamma_s$ 分别表示 Δ_a, Δ_s 的摄动界函数. $(A, B_u)\Sigma_a(I + \Gamma_a\Delta_a)$ 可控, $(\Sigma_s(I + \Gamma_s\Delta_s), A)$ 可测.

将系统(1)中的不确定性提取出来, 整理成新的系统状态空间表达式

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + B_1w_k + B_2u_k, \\ Z_k = C_1x_k + D_{11}w_k + D_{12}u_k, \\ y_k = C_2x_k + D_{21}w_k, \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} B_1 &= \begin{bmatrix} B_u\Sigma_a\Gamma_a & 0 & B_\xi \end{bmatrix}, B_2 = B_u\Sigma_a, \\ C_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ \Sigma_s\Gamma_s C_y \\ C_z \end{bmatrix}, D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Sigma_s\Gamma_s D_{y\xi} \\ D_{zu}\Sigma_a\Gamma_a & 0 & D_{z\xi} \end{bmatrix}, \\ C_2 &= \Sigma_s C_y, D_{21} = \begin{bmatrix} 0 & I & \Sigma_s D_{y\xi} \end{bmatrix}, \\ D_{12} &= \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ D_{zu}\Sigma_a \end{bmatrix}, Z_k = \begin{bmatrix} u_k \\ \Sigma_s\Gamma_s(C_y x_k + D_{y\xi}\xi_k) \\ z_k \end{bmatrix}, \\ w_k &= \begin{bmatrix} \Delta_a u_k \\ \Delta_s \Sigma_s \Gamma_s (C_y x_k + D_{y\xi}\xi_k) \\ \xi_k \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

若取输出反馈 H_∞ 控制器

$$\begin{cases} \hat{x} = A_c \hat{x} + B_c y, \\ u = C_c \hat{x} + D_c y. \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\hat{x} \in \mathbb{R}^n$ 是控制器的状态, A_c, B_c, C_c, D_c 是待确定的控制器的参数矩阵. 此时, 由输出反馈控制器(3)和线性不确定系统(2)所组成的闭环系统为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y} & I & AY + B_2M & A + B_2NC_2 & B_1 + B_2ND_{12} & 0 \\ * & \mathbf{X} & K & XA + LC_2 & XB_1 + LD_{21} & 0 \\ * & * & \mathbf{Y} & I & 0 & (C_1Y + D_{12}M)^T \\ * & * & * & \mathbf{X} & 0 & (C_1 + D_{12}NC_2)^T \\ * & * & * & * & -\gamma I & (D_{11} + D_{12}ND_{21})^T \\ * & * & * & * & * & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (6)$$

成立, 利用奇异值分解 $UV^T = I - \mathbf{X}\mathbf{Y}$, 那么, 存在矩阵

$$\begin{bmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U & XB_2 \\ 0 & I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} K - \mathbf{X}AY & L \\ M & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^T & 0 \\ C_2Y & I \end{bmatrix}^{-1}, \quad (7)$$

满足控制器(3), 使得闭环系统(4)渐近稳定, 且

$$\begin{cases} \zeta = A_{cl}\zeta + B_{cl}w, \\ Z = C_{cl}\zeta + D_{cl}w. \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{aligned} \zeta &= \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix}, A_{cl} = \begin{bmatrix} A + B_2D_cC_2 & B_2C_c \\ B_cC_2 & A_c \end{bmatrix}, \\ B_{cl} &= \begin{bmatrix} B_1 + B_2D_cD_{21} \\ B_cD_{21} \end{bmatrix}, \\ C_{cl} &= [C_1 + D_{12}D_cC_2 \quad D_{12}C_c], \\ D_{cl} &= D_{11} + D_{12}D_cD_{21}. \end{aligned}$$

那么, 对执行机构和传感器失效具有完整性, 对不确定性参数具有鲁棒性而且满足预先给定的 H_∞ 干扰衰减指标约束的输出反馈控制设计问题即为: 对于系统(2)给定 H_∞ 干扰衰减指标 γ , 求取输出反馈控制(3), 使得闭环系统(4)对于任意故障均保持渐近稳定, 且从 w 到 Z 的传递函数的 H_∞ 范数小于 γ .

3 主要结果 (Main results)

引理 1^[5] $\gamma > 0$, 存在控制器(3), 使得闭环系统(4)从 w 到 Z 的传递函数的 H_∞ 范数小于 γ , 且矩阵 A_{cl} 是稳定阵的充要条件是存在 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^T$, 满足矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{X}A_{cl} & \mathbf{X}B_{cl} & 0 \\ * & \mathbf{X} & 0 & C_{cl}^T \\ * & * & -\gamma I & D_{cl}^T \\ * & * & * & -\gamma I \end{bmatrix} < 0. \quad (5)$$

定理 1 对于系统(2), 存在一个输出反馈 H_∞ 控制器, 若存在矩阵 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $L \in \mathbb{R}^{n \times p}$, $M \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $N \in \mathbb{R}^{m \times p}$, $K \in \mathbb{R}^{n \times n}$, 使得线性矩阵不等式

从 w 到 Z 的传递函数的 H_∞ 范数小于 γ .

证 在引理1中, 为了避免矩阵 \mathbf{X} 的非线性特性, 令 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^T, \mathbf{Y} = \mathbf{Y}^T$ 满足

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X & U \\ U^T & P \end{bmatrix}, \mathbf{X}^{-1} = \begin{bmatrix} Y & V \\ V^T & Q \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y & I \\ V^T & 0 \end{bmatrix}.$$

根据 $\mathbf{X}\mathbf{X}^{-1} = I$, 可得

$$\mathbf{X}\mathbf{Y} + UV^T = I, \mathbf{Y}U + VP^T = 0, \quad (8)$$

那么,由上式可见

$$\mathbf{Y}^T \mathbf{X} = \begin{bmatrix} YX + VU^T YU + VP^T \\ X & U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ X & U \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\mathbf{Y}^T \mathbf{X} \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y & I \\ XY + UV^T X & X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y & I \\ I & X \end{bmatrix}.$$

在 X , Y 和 U 中是仿射的,将(5)左上子式右乘 \mathbf{Y} ,将(5)上子式左乘 \mathbf{Y}^T ,满足

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}^T \mathbf{X} \mathbf{Y} & \mathbf{Y}^T \mathbf{X} A_{cl} \mathbf{Y} & \mathbf{Y}^T \mathbf{X} B_{cl} & 0 \\ * & \mathbf{Y}^T \mathbf{X} \mathbf{Y} & 0 & \mathbf{Y}^T C_{cl}^T \\ * & * & -\gamma I & D_{cl}^T \\ * & * & * & -\gamma I \end{bmatrix}. \quad (10)$$

提取上式中包含闭环系统矩阵的项,利用(9)进行展开,将开环系统矩阵独立表示,存在如下关系

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}^T \mathbf{X} A_{cl} \mathbf{Y} & \mathbf{Y}^T \mathbf{X} B_{cl} \\ \mathbf{Y}^T C_{cl}^T & D_{cl}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\mathbf{Y} & A & B_1 \\ 0 & \mathbf{X}A & \mathbf{X}B_u \\ C_1 \mathbf{Y} & C & D_{11} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_2 \\ I & 0 \\ 0 & D_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & L \\ M & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & D_{12} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

记

$$\begin{bmatrix} K & L \\ M & N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U & \mathbf{X}B_2 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_c & B_c \\ C_c & D_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^T & 0 \\ C_2 \mathbf{Y} & I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{X}A\mathbf{Y} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

将(12)代入(11)后,再将(9),(11)代入(10),即可得式(6).由(12)即可得(7).本定理的推导根源是有界实引理,即引理1,因此,由求解线性矩阵不等式(6)得到的满足控制器(3)的控制阵(7)是满足系统(4)渐近稳定的充要条件.证毕.

4 在卫星姿态控制中的应用 (Application in satellite attitude control)

在3轴稳定卫星姿态控制系统中,采用3个正装的反作用飞轮作为执行机构,陀螺和星敏感器作为传感器.由动力学方程建立系统模型^[6]

$$\begin{cases} I_1 \ddot{\phi} - \omega_0 (I_1 - I_2 + I_3) \dot{\psi} + 4\omega_0^2 (I_2 - I_3) \phi = u_1 + T_{d1}, \\ I_2 \ddot{\theta} + 3\omega_0^2 (I_1 - I_3) \theta = u_2 + T_{d2}, \\ I_3 \ddot{\psi} + \omega_0 (I_1 - I_2 I_3) \dot{\phi} + \omega_0^2 (I_2 - I_1) \psi = u_3 + T_{d3}. \end{cases} \quad (13)$$

其中: $I_i (i = 1, 2, 3)$ 为卫星3个惯性主轴转动惯量,

ϕ, θ, ψ 分别为卫星滚动、俯仰、偏航角, T_{di} 和 u_i 分别为3轴的干扰力矩和控制力矩 ω_0 为轨道角速度.用 ω 表示星体角速度.令

$$q = [\phi \ \theta \ \psi]^T.$$

将系统模型(13)写成矩阵形式为

$$A_2 \ddot{q} + A_1 \dot{q} + A_0 q = G_d d + G_u u. \quad (14)$$

其中:

$$A_0 = \omega_0^2 \begin{bmatrix} 4(I_2 - I_3) & & \\ & 3(I_1 - I_3) & \\ & & I_2 - I_1 \end{bmatrix},$$

$$A_1 = \omega_0 (I_1 - I_2 + I_3) \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} I_1 & & \\ & I_2 & \\ & & I_3 \end{bmatrix}, G_d = G_u = I.$$

在系统状态空间表达式(2)中,取状态变量和系统受控输出矢量分别为

$$x = [q^T \ \dot{q}^T]^T, z = [\ddot{q}^T \ \dot{q}^T \ q^T]^T.$$

系统测量输出矢量 y 为陀螺测量输出角速度和星敏感器输出测量角度,系统矩阵分别为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -A_2^{-1} A_0 & -A_2^{-1} A_1 \end{bmatrix}, B_\xi = \begin{bmatrix} 0 \\ -A_2^{-1} G_d \end{bmatrix},$$

$$B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ -A_2^{-1} G_u \end{bmatrix}, C_z = \begin{bmatrix} -A_2^{-1} A_0 & -A_2^{-1} A_1 \\ 0 & I \\ I & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_{z\xi} = \begin{bmatrix} A_2^{-1} G_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, D_{zu} = \begin{bmatrix} A_2^{-1} G_u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_y = D_{y\xi} = I.$$

为了更好地显示文中设计的鲁棒容错方法的有效性,在相同故障状况下,将本文的容错控制算法与参考文献[7]中的变结构控制器的控制结果进行仿真比较.仿真中利用FDD结果得到 Σ_a, Σ_s ,选取 $\Gamma_a = I_{3 \times 3}$, $\Gamma_s = I_{6 \times 6}$,传感器故障发生的时刻为 $t_f = 80$ s,执行机构故障发生时刻为 $t_f = 150$ s.卫星目标稳定精度为 1×10^{-5} rad/s,目标指向精度为0.03 deg.卫星3个惯性主轴转动惯量分别为 $I_1 = 12.49$ kg·m², $I_2 = 13.85$ kg·m², $I_3 = 15.75$ kg·m².所采用的反作用飞轮的最大角动量为0.2 N·ms,转动惯量为 6.80×10^{-4} kg·m²,最

大输出力矩为0.01 N·m. 考虑气动干扰力矩和重力梯度力矩的影响, 采用环境干扰力矩模型

$$T_{d1} = A_0(3 \cos(\omega_0 t) + 1),$$

$$T_{d2} = A_0(1.5 \sin(\omega_0 t) + 3 \cos(\omega_0 t)),$$

$$T_{d3} = A_0(3 \sin(\omega_0 t) + 1).$$

其中 A_0 为干扰力矩幅值, 取 $A_0 = 1.5 \times 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{m}$. 采用参考文献[7]中的变结构控制器, 选取变结构控制器的参数为: $k = 0.015$, $\sigma = 0.0015$, $\varepsilon = 0.01$. 采用变结构控制器的姿态控制在故障状况下的姿态信息仿真如图1所示. 采用文中鲁棒容错控制无故障时姿态信息如图2所示, 故障时姿态信息如图3所示.

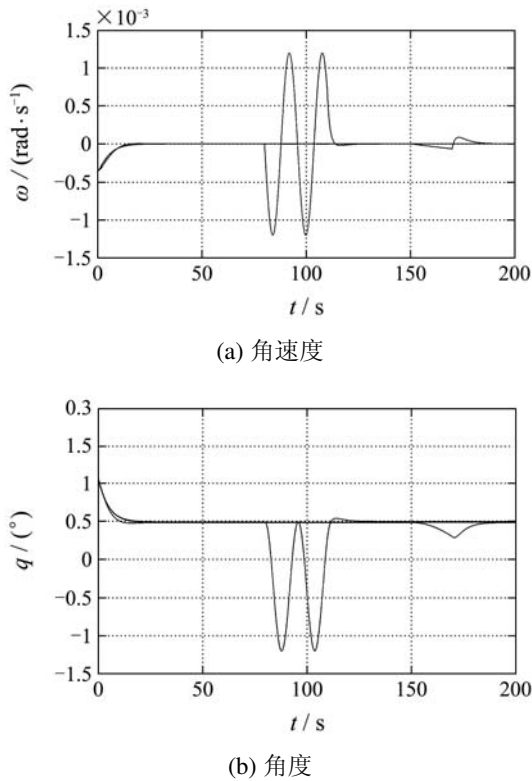


图1 故障时变结构控制系统仿真结果
Fig. 1 Simulation results of sliding mode control system with actuator and sensor faults

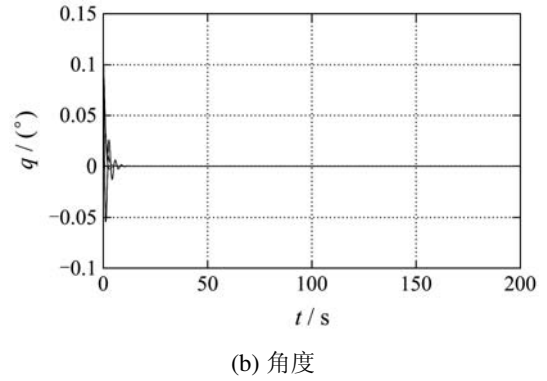
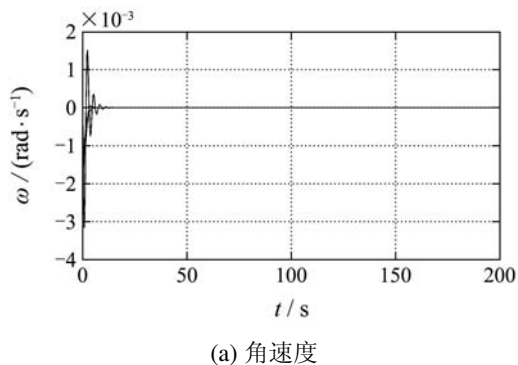


图2 无故障时鲁棒容错控制系统仿真结果
Fig. 2 Simulation results of robust fault-tolerant control system without faults

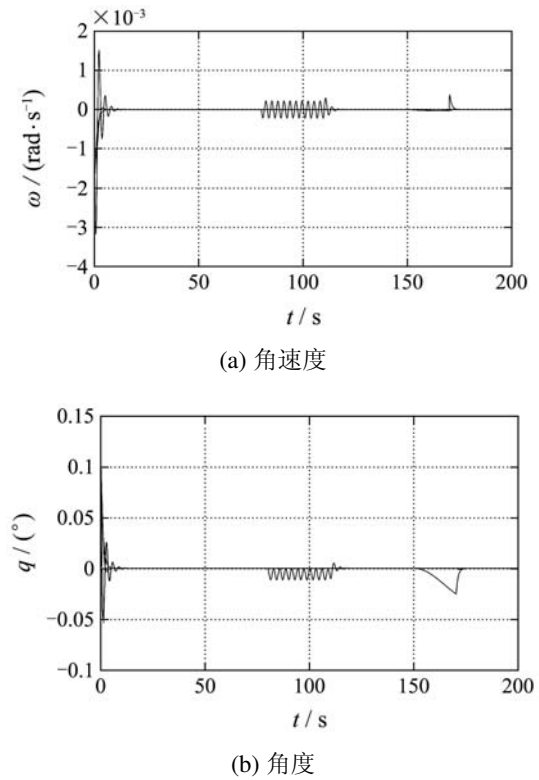


图3 故障时鲁棒容错控制系统仿真结果
Fig. 3 Simulation results of robust fault-tolerant control system with actuator and sensor faults

由以上仿真结果可见, 无故障时鲁棒容错控制精度很高, 故障时鲁棒容错控制比变结构控制精度高1~2个数量级, 从而证实了本文鲁棒容错方法的有效性.

5 结束语 (Conclusion)

本文针对线性不确定系统中的执行机构和敏感器故障问题, 基于LMI方法, 提出一种对执行机构和传感器失效具有完整性, 且满足给定控制指标的输出反馈 H_∞ 鲁棒容错控制设计方法. 并且将

这一方法应用到卫星姿态控制系统的容错控制问题中, 对故障前后的卫星姿态控制系统控制过程进行了数学仿真, 仿真结果验证了文中所述方法的有效性。

参考文献 (References):

- [1] STOYAN K. *Robust Fault-tolerant Control*[M]. Netherlands: Febo-Druk Press, 2004.
- [2] 孙金生, 王执铨. 鲁棒容错 H_∞ 控制系统设计[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(增刊): 47–49.
(SUN Jinsheng, WANG Zhiqian. Design of robust fault-tolerant H_∞ control systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(Suppl): 47–49.)
- [3] 孙金生, 王执铨. 不确定离散时滞系统的D稳定鲁棒容错控制[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(6): 968–971.
(SUN Jinsheng, WANG Zhiqian. D-stable fault-tolerant control for uncertain discrete-delay systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(6): 968–971.)
- [4] 宗臻, 王诗必. 基于LMI的输出反馈鲁棒完整性控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(5): 682–971.
(ZONG Zhen, WANG Shifu. Design of output feedback controller with robust integrity based on LMI approach[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(5): 682–971.)
- [5] 梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 94–95.

(MEI Shengwei, SHEN Tielong, LIU Kangzhi. *Modern Robust Control Theory and Application*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 94–95.)

- [6] YANG C D, SUN Y P. Mixed H_2/H_∞ state-feedback design for microsatellite attitude control[J]. *Control Engineering Practice*, 2002, 10(9): 951–970.
- [7] 陈雪芹. 基于在轨标定的卫星姿态确定与控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学工学硕士学位论文, 2005.
(CHEN Xueqin. *Research on satellite attitude determination and control system based on on-orbit calibration*[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2005.)

作者简介:

陈雪芹 (1982—), 女, 哈尔滨工业大学控制理论与控制工程专业, 博士研究生, 主要从事卫星姿态控制及容错控制研究, E-mail: cxqhit@163.com;

耿云海 (1970—), 男, 哈尔滨工业大学飞行器设计专业, 教授, 主要从事卫星姿态控制与系统仿真研究;

张迎春 (1961—), 男, 哈尔滨工业大学控制理论与控制工程专业, 教授, 博士生导师, 主要从事卫星姿态控制、计算机控制研究;

王峰 (1980—), 男, 哈尔滨工业大学飞行器设计专业, 博士研究生, 主要从事卫星在轨服务及系统仿真研究。

(上接第94页)

参考文献 (References):

- [1] KYUCHEOL P, HAKYOUNG C, JANG G L. Point stabilization of mobile robots via state-space exact feedback linearization[J]. *Robotics and Computer Integrated Manufacturing*, 2000, 16(5): 353–363.
- [2] THEOCHARIS K B, THOMAS G H. High-performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1022–1028.
- [3] 王江, 李韬, 曾启明, 等. 基于观测器的永磁同步电动机的微分代数非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 87–92.
(WANG Jiang, LI Tao, ZENG Qiming, et al. The research of state variable feedback linearization method on the CCM boost converter and nonlinear control law[J]. *Proc of the CSEE*, 2005, 25(2): 87–92.)
- [4] 方洋旺, 韩崇昭. SISO 非线性系统 H_∞ 控制: Volterra级数法[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(4): 561–564.
(FANG Yangwang, HAN Chongzhao. SISO nonlinear system H_∞ control: an approach of volterra series[J]. *Control Theory & Applications*, 2000, 17(4): 561–564.)
- [5] 韩崇昭, 曹建福. 基于广义频率响应函数的非线性控制系统稳定性分析[J]. 控制理论与应用, 1996, 13(5): 573–582.
(HAN Chongzhao, CAO Jianfu. Study on stability of nonlinear con-

trol system based on generalized frequency response function[J]. *Control Theory & Applications*, 1996, 13(5): 573–582.)

- [6] WEI R X, ZHANG Y Y, KONG X Y, et al. Study on GFRF modeling method for nonlinear system[C] // *Proc of the Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*. Hangzhou China: IEEE Press, 2004, 1: 169–171.

- [7] 曹建福, 韩崇昭. 关于一类非线性控制系统的频域稳定性判据[J]. 西安交通大学学报, 1998, 32(3): 25–28.

(CAO Jianfu, HAN Chongzhao. Frequency stability criterion on a class of nonlinear control system[J]. *J of Xi'an Jiaotong University*, 1998, 32(3): 25–28.)

作者简介:

姜继海 (1957—), 男, 工学博士, 哈尔滨工业大学教授, 博士生导师, 目前研究方向为流体传动及控制和机电液一体化等;

刘海昌 (1977—), 男, 哈尔滨工业大学博士研究生, 目前研究方向为二次调节技术、电液伺服控制、液压系统节能等, E-mail: changhailiu@163.com;

OKOYE Celestine (1968—), 男, 哈尔滨工业大学博士研究生, 目前研究方向为流体传动及控制。