

文章编号: 1001-0920(2007)02-0179-05

自抗扰控制器在平台惯导系统动基座下初始对准应用

赵汪洋¹, 庄良杰^{1,2}, 杨功流^{1,2}

(1. 天津大学 机械工程学院, 天津 300072; 2. 天津航海仪器研究所 预研室, 天津 300131)

摘 要: 根据自抗扰控制器在时变系统、多变量系统中的使用方法的特点, 将自抗扰控制技术应用于平台式惯性导航系统的初始对准, 设计了一种在动基座下的快速对准方案. 建立了系统的误差模型, 深入研究了该对准方案的精度和速度, 并与传统的卡尔曼滤波器进行仿真比较. 仿真结果表明, 自抗扰控制器克服了卡尔曼滤波技术使用条件的限制, 在对于不确定性扰动影响的快速对准中取得了较好的效果, 鲁棒性和抗干扰性都有较大提高.

关键词: 自抗扰控制器; 惯导系统; 卡尔曼滤波; 初始对准

中图分类号: V249.32

文献标识码: A

Application of active disturbance rejection controller in initial alignment of INS on moving base

ZHAO Wang-yang¹, ZHUANG Liang-jie^{1,2}, YANG Gong-liu^{1,2}

(1. School of Mechanical Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Advanced Section, Tianjin Navigation Instrument Research Institute, Tianjin 300131, China. Correspondent: ZHAO Wang-yang, E-mail: zhaowangyang@163.com)

Abstract: According to the characteristic of active disturbance rejection controller's (ADRC) applications in time-varying systems and multi-variable system, an initial alignment of INS is applied by using active disturbance rejection control technique, and a new initial alignment scheme of INS is proposed which focused on the INS moving base. The error model of system is set up, the precision and velocity of the aligning scheme is further researched. Comparing the ADRC with the traditional Kalman filter, the simulation results show that the method not only overcomes the restriction to Kalman filter, but also gets better results for moving base disturbed by uncertain perturbations. And the system has high robustness and high anti-jamming.

Key words: Active disturbance rejection controller; Inertial navigation system; Kalman filter; Initial alignment

1 引言

自抗扰控制器(ADRC)的发展始于如下一个重要结论^[1]: 一个系统的积分器串联结构不仅是线性系统在线性反馈变换下的标准结构, 也是一类非线性系统在线性反馈变换下的标准结构. 文献[2]提出了非线性误差反馈(NLEF)控制器结构, 在这个非线性误差反馈律中有一个补偿分量, 它是自动检测系统模型和外扰实时作用予以补充的分量. 文献[3]在此基础上提出了 ADRC 及其应用前景. 自抗扰控制技术的核心是将系统的未建模动态和未知外扰作用都归结为系统的“总扰动”而进行估计并予以补偿, 主要包括跟踪微分器(TD)和扩张状态观测器(ESO).

卡尔曼滤波器在解决初始对准问题中, 存在系统模型单一且始终不变的情况. 这在实际系统的动态模型不能满足假设条件时, 会造成系统对状态误差估计不准, 进而影响对准精度^[4].

针对以上情况, 本文将自抗扰控制技术应用于惯性导航系统初始对准中. 研究表明, 该方法不但克服了卡尔曼滤波技术使用条件的限制, 而且具有对准时间快、精度高、鲁棒性好的特点.

文中将带有滤波功能的 ESO 和 TD 分别称为 ESO 滤波器^[5]和 TD 滤波器^[6].

2 INS 动基座误差模型

考虑广泛采用的半解析式惯性导航系统, 该系统由东向、北向和方位 3 个单自由度液浮陀螺仪构

收稿日期: 2006-01-09; 修回日期: 2006-04-09.

基金项目: 船舶工业国防科技预研基金项目(02J4.18).

作者简介: 赵汪洋(1978—), 男, 重庆人, 博士生, 从事组合导航系统的研究; 庄良杰(1963—), 男, 广东惠来人, 研究员, 博士生导师, 从事导航系统方案设计等研究.

成惯性平台,平台上安装东向、北向 2 个水平加速度计,并以东-北天坐标系为导航坐标系,惯导系统动

基座初始对准的误差模型如下:

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{V}_E & \delta \dot{V}_N & \dot{\Psi}_E & \dot{\Psi}_N & \dot{\Psi}_U & \dot{\nabla}_E & \dot{\nabla}_N & \dot{\varepsilon}_E & \dot{\varepsilon}_N & \dot{\varepsilon}_U \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & (2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L & 0 & -g & \dot{V}_N & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L & 0 & g & 0 & -\dot{V}_E & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L & -(\omega_e + \dot{\lambda}) \cos L & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L & 0 & -\dot{L} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & (\omega_e + \dot{\lambda}) \cos L & \dot{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta V_E & \delta V_N & \Psi_E & \Psi_N & \Psi_U & \nabla_E & \nabla_N & \varepsilon_E & \varepsilon_N & \varepsilon_U \end{bmatrix}^T + [W_{\delta V_E} \ W_{\delta V_N} \ W_{\Psi_E} \ W_{\Psi_N} \ W_{\Psi_U} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T. \quad (1)$$

其中: $\delta V_E, \delta V_N$ 分别为惯性导航系统输出东向、北向速度误差; Ψ_E, Ψ_N 分别为东向、北向水平误差角; Ψ_U 为方位误差角; ∇_E, ∇_N 分别为东向、北向加速度计零位误差; $\varepsilon_E, \varepsilon_N, \varepsilon_U$ 分别为东向、北向和方位陀螺漂移; ω_e 为地球自转角速度; g 为重力加速度; L 为当地的地理纬度。

选取水平速度误差作为量测信号,得到系统的观测方程为

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} X_I + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = HX_I(t) + V(t). \quad (2)$$

3 INS 对准回路的设计

3.1 EOS 滤波器的设计^[5-8]

将系统(1)的前 5 个方程和观测方程(2)写成如下形式:

$$\begin{cases} \delta \dot{V}_E = 2\omega_e \sin L \cdot \delta V_N - g\Psi_N + \nabla_E, \\ \delta \dot{V}_N = -2\omega_e \sin L \cdot \delta V_E + g\Psi_E + \nabla_N, \\ \dot{\Psi}_E = \omega_e \sin L \cdot \Psi_N - \omega_e \cos L \cdot \Psi_U + \varepsilon_E, \\ \dot{\Psi}_N = -\omega_e \sin L \cdot \Psi_E + \varepsilon_N, \\ \dot{\Psi}_U = \omega_e \cos L \cdot \Psi_E + \varepsilon_U, \\ y_1 = \delta V_E + V_1, \\ y_2 = \delta V_N + V_2. \end{cases} \quad (3)$$

为了得到 Ψ_N 的估计值,将式(3)的第 1 个方程和第 6 个方程看成一个一阶系统,即

$$\begin{cases} \delta \dot{V}_N = - (2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \delta V_E + g\Psi_E - f_E\Psi_U + \nabla_N, \\ y_2 = \delta V_N + V_2. \end{cases} \quad (4)$$

为获得上述系统的 ESO 滤波器,令

$$z_{11} = \delta V_E,$$

则式(4)变为

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = z_{12}, \\ \dot{z}_{12} = f(z_{11}, z_{12}, w). \end{cases} \quad (5)$$

把上式写成二阶 ESO 滤波器的形式,即

$$\begin{cases} e_1 = z_{11} - y_1, \\ \dot{z}_{11} = z_{12} - \beta_{11}e_1, \\ \dot{z}_{12} = -\beta_{12}\text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1). \end{cases} \quad (6)$$

该滤波器的第 1 个状态变量能快速地给出 δV_E 的估计,第 2 个状态变量能给出系统(4)方程的右端部分,由此可得出对 Ψ_N 的估计,即 $z_{12} \rightarrow 2\omega_e \sin L \cdot \delta V_N - g\Psi_N + \nabla_E$. 因为 ∇_E 不可观测,故对此系统可以建立二阶 ESO 滤波器,由此可得

$$\Psi_N = \frac{z_{12} - (2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \delta \hat{V}_N - f_N \hat{\Psi}_U}{g}. \quad (7)$$

为了得到 Ψ_E 的估计值,把下式看成一个一阶系统:

$$\begin{cases} \delta \dot{V}_N = - (2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \delta V_E + g\Psi_E - f_E\Psi_U + \nabla_N, \\ y_2 = \delta V_N + V_2. \end{cases} \quad (8)$$

对系统(8)建立二阶 ESO 滤波器,由此可得

$$\Psi_E = \frac{z_{22} + (2\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \delta \hat{V}_E + f_E \hat{\Psi}_U}{g}. \quad (9)$$

为了能得到方位失准角 Ψ_U 的估计,根据

$$\begin{aligned} \Psi_E &= (\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \Psi_N - \\ &(\omega_e + \dot{\lambda}) \cos L \cdot \Psi_U + \varepsilon_E, \end{aligned} \quad (10)$$

有

$$\Psi_U = \frac{(\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \Psi_N - \hat{\Psi}_E + \varepsilon_E}{(\omega_e + \dot{\lambda}) \cos L}, \quad (11)$$

由式(7)和(9)可得到 Ψ_N 和 Ψ_E 的估计 $\hat{\Psi}_N, \hat{\Psi}_E$, 通过 TD 滤波器获得 Ψ_E 的微分, 可得

$$\dot{\Psi}_U = \frac{(\omega_e + \dot{\lambda}) \sin L \cdot \hat{\Psi}_N - \hat{\Psi}_E}{(\omega_e + \dot{\lambda}) \cos L} \quad (12)$$

3.2 TD 滤波器的设计^[6,7]

对于方程组(3)的第3个方程, 令 $x_1 = \Psi_E, x_2 = \dot{\Psi}_E$, 有

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2). \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)写成 TD 形式, 即

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sign}(x_1 - v + \frac{|x_2|}{2r} x_2). \end{cases} \quad (14)$$

在具体实现时, 采用如下的离散化公式^[6]:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k), \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hfst(x_1(k), x_2(k), v(k), r, h_1). \end{cases} \quad (15)$$

其中: 由 TD 滤波器得到的 x_1 是 v 的跟踪信号, x_2 是 v 的微分信号, $fst(\cdot)$ 是如下非线性函数:

$$fst(x_1, x_2, v, r, h_1) = -rsat(g, \delta).$$

$$\delta_{00} = h_1 r, \delta_{01} = h_1 \delta_{00};$$

$$e = x_1 - v, y = e + h_1 x_2;$$

$$g = \begin{cases} x_2 - \operatorname{sign}(y)(\delta_{00} - \sqrt{3r}|y| + \delta_{00}^2)/2, & |y| \geq \delta_{01}; \\ x_2 + y/h_1, & |y| < \delta_{01}; \end{cases}$$
$$sat(x, \delta_{00}) = \begin{cases} \operatorname{sign}(x), & |x| \geq \delta_{00}; \\ x/\delta_{00}, & |x| < \delta_{00}. \end{cases}$$

h 是采样的步长, r 是决定跟踪快慢的参数. 这里 r 称为快慢因子. h_1 称为滤波因子. 研究表明, 当 $h_1 > h$ 时, 对于含有噪声的信号, TD 有较好的滤波功能, 得到的微分信号也比较理想^[9].

可以看出, 用式(7), (9)和(12)分别作为 Ψ_E, Ψ_N 和 Ψ_U 的估计, 由式(3)~(15)便组成了平台惯性导航系统动基座的初始对准回路.

3.3 ADRC 的结构

平台式惯导系统的 ADRC 结构如图 1 所示, TD 和 ESO 滤波器分别处理指令输入和系统输出, 并选择适当的非线性组合形式. TD 安排过渡过程并给出此过程的微分信号; ESO 给出对象状态变量的估计 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 及系统总扰动(模型和外扰)的实时作用量 $a(t) = f(x_1(t), x_2(t), \omega(t))$ 的估计 $z_3(t)$; 而 $z_3(t)/b_0$ 的反馈将补偿该总扰动. 实际上, 此处的控制量分成两个部分, 有

$$u(t) = u_0(t) - z_3(t)/b_0. \quad (16)$$

其中: $-z_3(t)/b_0$ 是补偿总扰动的分量, $u_0(t)$ 是用状态误差的非线性反馈来控制积分串联型 $\ddot{x} = u_0$ 的分量^[10,11]. 在平台惯导初始对准的过程中, ADRC 中的被控对象即为导航误差方程, 利用扩张状态将没有模型的误差也估计出来, 实现惯导系统初始对准过程中的动态反馈线性化, 使用非线性配置构成非线性反馈控制律来提高系统的控制性能.

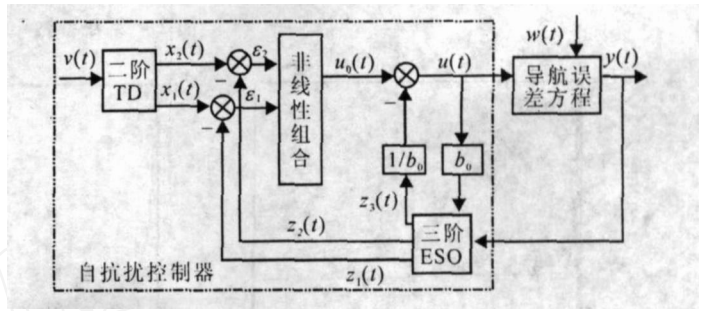


图 1 ADRC 结构

4 仿真结果与分析

仿真采用如下初始数据:

1) 采样周期为 $T = 0.1\text{ s}$.

2) INS: 初始误差角 Ψ_E, Ψ_N 和 Ψ_U 分别为 $20', 20', 40'$; 陀螺常值漂移为 $0.01\text{ }^\circ/\text{h}$, 随机漂移为 $0.005\text{ }^\circ/\text{h}$; 加速度计初始偏差均取为 $100\text{ }\mu\text{g}$; 随机偏量为 $50\text{ }\mu\text{g}$; 载体向东加速运动, 加速度为 0.1 g .

3) ESO: $\alpha_1 = \alpha_2 = 1, \delta_1 = \delta_2 = 2\text{ h}, \beta_{11} = \beta_{21} = 0.6, \beta_{12} = \beta_{22} = 0.08$.

4) TD: $h_1 = 5\text{ h}, r = 500, \delta_{00} = h_1 r, \delta_{01} = h_1 \delta_{00}$.

4.1 系统参数不发生变化时的仿真结果

仿真结果如图 2 所示, 图中曲线 1 代表用 ESO 滤波器和 TD 滤波器进行仿真, 曲线 2 代表卡尔曼滤波.

仿真结果表明, 用 ESO 和 TD 滤波器进行动基座对准, 对准速度快, 精度高. 与卡尔曼滤波相比, 缩短了方位角的收敛时间和惯性导航系统的对准时间, 对准精度变化不大.

4.2 系统噪声矢量发生改变时的仿真结果

假设系统噪声干扰矢量 w_I 的方差在 $0 \sim 200\text{ s}$ 内为 Q_0 , 在 $200 \sim 400\text{ s}$ 变为 $100Q_0$. 仿真结果如图 3 所示, 图中曲线含义同图 2.

仿真结果表明, 当系统噪声发生变化时, 卡尔曼滤波器是固定不变的, 滤波效果不好, 甚至导致系统发散. 而采用 ESO 和 TD 滤波器得到的系统状态误差估计要比卡尔曼滤波准确, 说明该方法对外界环境变化具有较强的鲁棒性和适应性.

4.3 系统参数发生变化且外加干扰时的仿真结果

假设观测噪声干扰矢量 v_I 的方差在 $0 \sim 200\text{ s}$

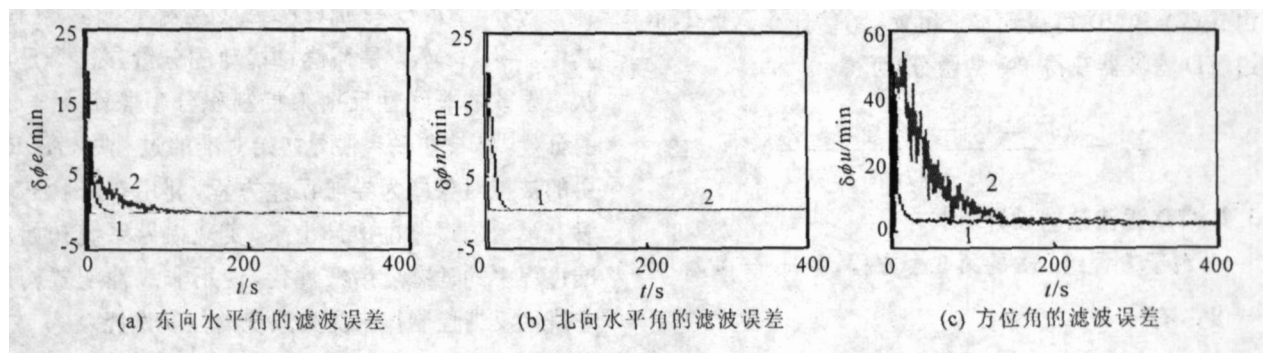


图2 系统参数不发生变化仿真结果

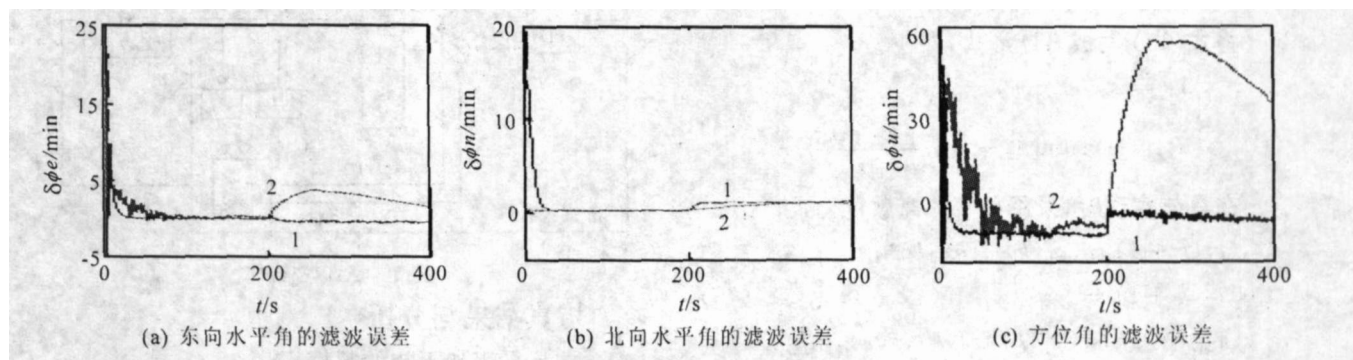


图3 系统噪声矢量发生变化仿真结果

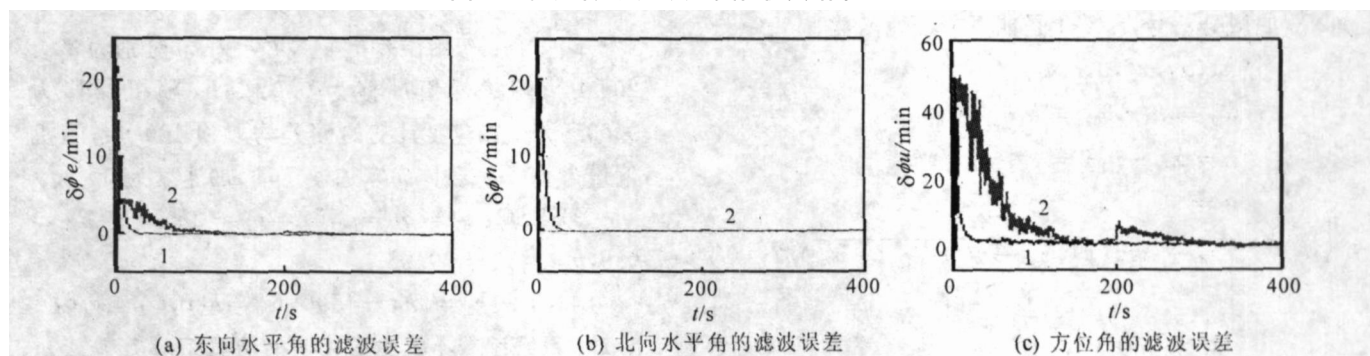


图4 测量噪声矢量发生变化仿真结果

内为 R_0 , 在 $200 \sim 400$ s 变为 $100 R_0$. 仿真结果如图4所示, 图中曲线含义同图2.

由仿真结果可以看出, 当系统的测量噪声发生变化时, 由于单一模型卡尔曼滤波器是固定不变的, 滤波效果不好, 而采用 ESO 和 TD 滤波器的对准方案不会受到明显影响且对准时间快、对准精度高.

5 结 语

本文将 ESO 和 TD 应用于平台式惯性导航系统的初始对准问题中, 给出了一种有效的快速初始对准的方法. 仿真结果表明, 该方法具有较好的响应特性, 使方位对准时间大大缩短, 具有较高的稳态精度. 其显著的优越性表明了 ESO 和 TD 在惯性导航初始对准中的有效性和实用性.

在动基座的对准中, ADRC 在控制阶数较低且变化范围较小的对象时能容易地调出 ADRC 参数, 获得较满意的控制结果. 但若控制阶数较高或变化范围较大的对象时, 调出满意的 ADRC 参数并不容

易, 有必要进一步提高 ADRC 的控制性能. 同时考虑到实际应用中, 载体的摇摆一般没有规律, 如何提高初始对准的精度、缩短对准时间、提高鲁棒性都需要进一步研究.

参考文献 (References)

- [1] 韩京清. 线性系统的结构与反馈系统计算 [C]. 全国控制理论及其应用技术学术交流会议论文集. 北京: 科学出版社, 1981.
(Han J Q. Linear system structure and feedback system computation [C]. Proc of Chinese Control Theory and Applications Conf. Beijing: Science Publisher, 1981.)
- [2] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律——NLSEF [J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
(Han J Q. Nonlinear state error feedback control law — NLSEF [J]. Control and Decision, 1995, 10(3): 221-225.)
- [3] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 20-23.
(Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and

- it's applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 20-23.)
- [4] Fang J C, Wang D J. A fast initial alignment and method for strapdown inertial navigation system on stationary base[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(4): 1501-1505.
- [5] 韩京清. 一类不确定对象的“扩张状态观测器”[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.
(Han J Q. The “extended state observer” of a class of uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, 10(1): 85-88.)
- [6] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪——微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking —Differntiator[J]. J of Systems Science and Mathematical Sciences, 1994, 14(2): 177-183.)
- [7] 宋金来, 韩京清. 平台式惯导系统的快速初始对准方法的研究[J]. 中国惯性技术学报, 2002, 10(1): 25-29.
(Song J L, Han J Q. Research on a fast initial alignment method for paltform inertial navigation system[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2002, 10(1): 25-29.)
- [8] 牛立, 李莉, 庄良杰. 自抗扰控制在捷联惯性导航动基座初始对准中的应用研究[J]. 中国惯性技术学报, 2003, 11(6): 35-39.
(Niu L, Li L, Zhuang L J. Application of active disturbance rejection control technique in initial alignment of SINS on moving base[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2003, 11(6): 35-39.)
- [9] Huang Y, Han J Q. Second order ESO design and its stability analysis [C]. Proc of IEEE Hong Kong Symposium on Robotics and Control. Hong Kong, 1999: 128-133.
- [10] Silva G J, Datta A, Bhattacharyya S P. New result on the synthesis of PID controlrs[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2002, 47(2): 241-252.
- [11] 陈忻彦, 黄一, 韩京清. 自抗扰控制思想在动力调谐陀螺仪力平衡回路中的应用[J]. 中国惯性技术学报, 2003, 11(6): 84-89.
(Chen X Y, Huang Y, Han J Q. Application of active disturbance rejection control technique in the force equilibrium circuit of dynamically tuned gyro[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2003, 11(6): 84-89.)

(上接第 178 页)

5 结 语

本文研究了 T-S 模糊广义时滞系统的鲁棒稳定性分析和镇定问题. 首先根据模型特点选取特殊的 Lyapunov 函数, 然后基于矩阵测度得到系统鲁棒稳定的充分条件, 并对状态反馈控制器和静态输出反馈控制器的设计问题进行了研究, 所设计的控制器可由 LMI 工具箱求解器 feasp 直接求解. 本文所得结论易推广到时变时滞系统中.

参考文献(References)

- [1] Taniguchi T, Tanaka K, Yamafuji K, et al. Fuzzy descriptor systems: Stability analysis and design via LMIs[C]. Proc American Control Conf. San Diego, 1999: 1827-1831.
- [2] Taniguchi T, Tanaka K, Wang H O. Fuzzy descriptor systems and fuzzy controller designs[C]. The 8th Int Fuzzy Systems Assoc World Congress. Taipei, 1999: 655-659.
- [3] Taniguchi T, Tanaka K, Wang H O. Fuzzy descriptor systems and nonlinear model following control[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2000, 8(4): 442-432.
- [4] Yoneyama J, Ichikawa A. H_{∞} control for takagi-sugeno fuzzy descriptor systems[C]. Proc IEEE Conf Systems, Man and Cybernetics. Tokyo, 1999: 28-33.
- [5] Wang Y, Zhang Q L, Liu W Q. Stability analysis and design for T-S fuzzy descriptor systems[C]. Proc of the 40th Conf Decision and Control. Drlando, 2001: 3962-3967.
- [6] Wang Y, Zhang Q L, Liu X D. Robustness design of uncertain discrete-time fuzzy descriptor systems with guaranteed admissibility [C]. Proc American Control Conf. Anchorage, 2002: 1699-1704.
- [7] Wang Y, Sun Z Q, Sun F C. Robust fuzzy control of a class of nonlinear descriptor systems with time-varying delay[J]. Int J of Control, Automation and Systems, 2004, 2(1): 76-82.
- [8] Liu X P. Robust stabilization of nonlinear singular systems[C]. Proc of the 34th Conf Decision and Control. New Orleans, 1995: 2375-2376.
- [9] Fang Y, Loparo K A, Feng X. Sufficient condition for the stability of interval matrices[J]. Int J of Control, 1993, 58(4): 969-977.
- [10] Chang Y C, Chen S S, Su S F, et al. Static output feedback stabilization for nonlinear interval time-delay systems via fuzzy control approach [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2004, 148(3): 395-410.