陀螺稳定平台模糊自调整滑模解耦控制

杨蒲[1], 李奇[2]
(1. 南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 210016; 2. 东南大学 自动化学院,江苏 南京 210096)

摘 要: 针对陀螺稳定平台系统中轴系间耦合因素对控制性能的影响,设计了一种模糊自调整滑模解耦控制算法。根据非线性微分几何理论,建立了稳定平台输入输出解耦控制,在此基础之上加入了模型参考滑模控制。所设计的滑模控制律采用了分层结构,在边界层内引入了非线性项,同时边界层厚度由一种模糊自调整方法实时改变,从而有效降低了滑模控制在实际应用中的抖振现象,提高了系统的解耦精确度。通过在某型号电视导引头陀螺稳定平台系统中测试,表明了该解耦控制方法的有效性和可行性;同 PID等常用方法相比较,该方法的控制效果明显优于其他控制方法,有效提高了稳定平台系统的鲁棒性和跟踪精确度。

关键词:滑模解耦控制; 模糊控制; 边界层; 稳定平台
中图分类号: TP273 **文献标识码**: A **文章编号**: 1007- 449X(2008)05- 0580- 06

Fuzzy self-adjusting sliding mode decoupling control for gyro stabilized platform

YANG Pu[1], LI Qi[2]
(1. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China;
2. School of Automation, Southeast University, Nanjing, 210096 China)

Abstract: To reduce the coupling influence among axes on the control performance of gyro stabilized platform, a fuzzy self-adjusting sliding mode control algorithm was designed. Based on the differential geometry theory, the input-output decoupling control of the stabilized platform was founded. Then, a mode-following sliding mode control was added to it. The sliding mode control adopted the boundary layer structure, and a nonlinear item was used inside the boundary layer. At the same time, the width of the boundary layer was changed by a fuzzy self-adjusting method, which reduced the sliding mode control chattering and increased the decoupling precision effectively. Experiments on the gyro stabilized turntable of a TV guidance head show the effectiveness and feasibility of the decoupling control method. Compared with usual methods, such as PID control, this method has better control performance and improves robustness and tracking precision of the system effectively.

Key words: sliding mode decoupling control; fuzzy control; boundary layer; stabilized platform

1 引 言

陀螺稳定平台广泛应用于武器制导、航空航天、天文观测等各种光电跟踪设备中,它能够有效隔离载体在运动过程中受到的扰动,保持成像装置视轴的实时稳定,避免了目标图像的抖动,是保证目标跟踪精确度的关键部分[1]。陀螺稳定平台通常由 3个轴系组成,在系统工作时,存在速度耦合和转矩耦合

收稿日期: 2008 - 03 - 01
作者简介: 杨 蒲 (1977 -), 男, 博士, 研究方向为陀螺稳定平台、伺服控制、滑模控制、智能控制等;
李 奇 (1963 -), 男,博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为系统优化、智能控制、工业自动化和综合自动化。

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

等非线性耦合。尤其当速度和加速度较大时,各框架间的耦合尤为严重,若不采取有效的解耦补偿措施将很难保证系统的动态性能和跟踪精确度。由于稳定平台系统模型的不确定性和外界干扰因素的影响,常规的解耦控制方法根本无法满足稳定平台系统高精确度跟踪的要求,而滑模变结构控制对系统未建模动态和外界扰动等因素具有很强的自适应鲁棒特性[2],因而非常适合应用于非线性系统的解耦控制。

本文以自行研制的导引头三轴陀螺稳定平台为实际应用对象,根据三轴陀螺平台系统模型,利用非线性微分几何方法,对系统进行输入输出解耦控制,通过引入了模型参考滑模变结构控制项,补偿了系统的参数不确定性和扰动量,实现了高精确度解耦控制。为了消除滑模控制律在实际应用中抖振问题,设计了一种带非线性项的分层滑模控制。还针对边界层厚度设计不合理常常会损害到系统的鲁棒性和稳态性能的问题,基于模糊控制理论,提出了一种滑模边界层的模糊自调整方法,它能根据系统滑模开关平面状态的变化动态地调整滑模边界层的宽度,即降低了控制抖振,充分发挥滑模变结构控制鲁棒性强的作用,又能减小系统的稳态误差,保证响应速度。

2　稳定平台输入输出解耦控制设计

假设 $x=[x_1,\cdots,x_n]^T$ 为系统状态向量, $u=[u_1,\cdots,u_m]^T$ 为系统控制向量, $y=[y_1,\cdots,y_m]^T$ 为系统的输出向量,则陀螺稳定平台系统模型可以表示为[3]

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}&=A(x)+\Delta A(x,t)+[B(x)+\Delta B(x,t)]u,\\ y&=C(x)。\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

其中, $A(x)$、$B(x)$、$C(x)$分别为 n维、$n\times m$ 维和 m 维解析函数, $\Delta A(x,t)$代表系统状态矩阵中的不确定项及干扰, $\Delta B(x,t)$表示系统输出矩阵中的不确定项。

若系统(1)具有相对阶 $\{r_1,\cdots,r_m\}$,并且 $\Delta A(x,t)$和 $\Delta B(x,t)$满足广义匹配条件,则由李导数和李括号[4]的定义,系统的输入输出关系可以化为

$$y_i^{(r_i)}=L_A^{r_i}c_i(x)+\sum_{j=1}^{m}[L_{b_j}L_A^{r_i-1}c_i+L_{\Delta b_j}L_A^{r_i-1}c_i]u_j+L_{\Delta A}L_A^{r_i}c_i,\tag{2}$$

进一步变换,上式可表示为

$$\begin{bmatrix}y_1^{(r_1)}\\ y_2^{(r_2)}\\ \cdots\\ y_m^{(r_m)}\end{bmatrix}=F(x)+\Delta F(x,t)+[G(x)+\Delta G(x,t)]\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\\ \cdots\\ u_m\end{bmatrix}。\tag{3}$$

其中, $G(x)=\begin{bmatrix}L_{b_1}L_A^{r_1-1}c_1 & \cdots & L_{b_m}L_A^{r_1-1}c_1\\ \cdots & & \cdots\\ L_{b_1}L_A^{r_m-1}c_m & \cdots & L_{b_m}L_A^{r_m-1}c_m\end{bmatrix}$, $F(x)=\begin{bmatrix}L_A^{r_i}c_i & \cdots & L_A^{r_m}c_m\end{bmatrix}^T$, $\Delta F(x,t)$、$\Delta G(x,t)$为系统的参数不确定性和外界扰动量。

假设 $\det(G(x))\neq 0$,取控制为

$$u=G^{-1}[v-F],\tag{4}$$

其中 $v=[v_1,\cdots,v_m]^T$,系统(3)可以化为

$$y_i^{(r_i)}=v_i+E_i(x,t)。\tag{5}$$

其中, $E=\Delta F+\Delta GG^{-1}(v-F)$。

由式(5)可以看到,若忽略扰动部分 $E_i(x,t)$,控制律采用式(4)时,系统可以消除轴系间耦合对控制性能的影响。但是由于实际系统中不可避免存在不确定性和扰动,因此采用控制律(4)根本无法达到期望的控制性能,必须进一步设计合理的控制律,以消除实际系统中存在不确定扰动因素。

假定 y_{di}为系统目标给定值,则 $e_i=y_i-y_{di}$为系统跟踪误差值,可取

$$v_i=v_i'+v_i^*,\tag{6}$$

其中, $v_i'=y_{di}^{(r_i)}-(k_{i(r_i-1)}e_i^{(r_i-1)}+\cdots+k_{i1}e_i^{(1)}+k_{i0}e_i)$。

将 v_i带入式(5)可以得到误差动态方程,即

$$e_i^{(r_i)}+k_{i(r_i-1)}e_i^{(r_i-1)}+\cdots+k_{i1}e_i^{(1)}+k_{i0}e_i=v_i^*+E_i,\tag{7}$$

令 $\xi_i=[e_i,\cdots,e_i^{r_i-1}]$,上式可化为

$$\dot{\xi}_i=K_i\xi_i+L_i(v_i^*+E_i)。\tag{8}$$

其中, $K_i=\begin{bmatrix}0 & 1 & \cdots & 0\\ \cdots & \cdots & & \cdots\\ 0 & 0 & \cdots & 1\\ -k_{i0} & -k_{i1} & \cdots & -k_{i(r_i-1)}\end{bmatrix}$,

$L_i=[0,0,\cdots,1]^T$。

因此,若给定跟踪模型为

$$\dot{\xi}_{mi}=K_{mi}\xi_{mi}+L_{mi}v_{mi},\tag{9}$$

则只需寻求合理有效的模型参考滑模控制律 v_i^*,使得偏差 $\theta_i=\xi_{mi}-\xi_i$满足 $\lim_{t\to\infty}\theta_i=0$,即可补偿系统的不确定量和扰动。

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

3 模糊自调整滑模控制律设计

3.1 滑模控制律设计

1)滑模面设计

根据式(8)和(9),可以得到模型跟踪偏差微分方程为

$$\dot{\theta}_i = K_{mi}\theta_i + (K_{mi} - K_i)\xi_i + L_{mi}v_{mi} - L_i(v_i^* + E_i)。\tag{10}$$

为了增加设计的自由度,保证系统在滑模面上具有良好的动、静态性能,本系统采用了积分型滑模面[5],即

$$s_i = C_i\theta_i(\tau) - C_i\int_0^t (K_{mi} - L_{mi}V)\theta_i(\tau)\,d\tau,\tag{11}$$

其中,C_i、V为正常数矩阵。

对式(11)求导得

$$\dot{s}_i = C_i\dot{\theta}_i(\tau) - C_i(K_{mi} - L_{mi}V)\theta_i(\tau),\tag{12}$$

当系统状态处于滑模面上时,即 $s(t) = \dot{s}(t) = 0$,可得

$$\dot{\theta}_i = (K_{mi} - L_{mi}V)\theta_i。\tag{13}$$

因此,只要(K_{mi}, L_{mi})可控,通过设计状态反馈增益矩阵 V,就可以使得系统滑动模态具有预期的良好性能。

2)滑动控制律设计

滑模控制律的设计主要是能够保证滑模到达条件的成立[6]。但是在实际系统应用中,变结构控制在滑动模态下存在高频抖振,因此,本系统中设计了一种带有边界层的滑模变结构控制律,并且在边界层内加入了非线性项,系统滑模控制律表达式为

$$v_i^* = \begin{cases} (C_iL_i)^{-1}\left[(\lambda_i + C_iL_i\gamma_i)\left(\dfrac{s_i(t)}{\Delta}\right)^{\frac{1}{\varepsilon}} + C_iL_iV\theta_i\right] + \eta_1\xi_i + \eta_2 v_{mi}, & |s_i| \le \Delta; \\ (C_iL_i)^{-1}\left[(\lambda_i + C_iL_i\gamma_i)\,\mathrm{sgn}(s_i) + C_iL_iV\theta_i\right] + \eta_1\xi_i + \eta_2 v_{mi}, & |s_i| > \Delta。 \end{cases}\tag{14}$$

其中,$\lambda_i > 0$,$\gamma_i > |E_i|_{\max}$,ε为大于1的奇数,$L_i\eta_1 = K_{mi} - K_i$,$L_i\eta_2 = L_{mi}$。

情况一:当系统状态位于边界层外,即$|s_i| > \Delta$时,可以构造李亚普诺夫函数:$V = \frac{1}{2}s_i^2$,将式(10)代入式(12),可得

$$\begin{aligned}\dot{s}_i &= C_i[K_{mi}\theta_i + (K_{mi} - K_i)\xi_i + L_{mi}v_{mi} - L_iv_i^* - L_iE_i] - C_i(K_{mi} - L_iV)\theta_i = C_i[L_iV\theta_i + (K_{mi} - K_i)\xi_i + \\ &\quad L_{mi}v_{mi} - L_iv_i^* - L_iE_i],\end{aligned}\tag{15}$$

进一步可得

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) &= s_i\dot{s}_i = s_iC_i[L_iV\theta_i + (K_{mi} - K_i)\xi_i + L_{mi}v_{mi} - L_iE_i] - s_iC_iL_i[(C_iL_i)^{-1}[(\lambda_i + C_iL_i\gamma_i)\,\mathrm{sgn}(s_i) + C_iL_iV\theta_i] + \eta_1\xi_i + \eta_2 v_{mi}] = \\ &\quad -|s_i|\lambda_i - s_iC_iL_iE_i - |s_i|C_iL_i\gamma_i < -|s_i|\lambda_i < 0\end{aligned}$$

因此,当$|s_i(t)| > \Delta$时,控制律 v_i^*可以保证系统状态向边界层内趋近。

情况二:当系统状态到达边界层,即$|s_i| \le \Delta$时,同样构造李亚普诺夫函数 $V = \frac{1}{2}s_i^2$,则

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) &= s_i\dot{s}_i = s_iC_i[L_iV\theta_i + (K_{mi} - K_i)\xi_i + L_{mi}v_{mi} - L_iE_i] - s_iC_iL_i[(C_iL_i)^{-1}[(\lambda_i + C_iL_i\gamma_i)\left(\frac{s_i(t)}{\Delta}\right)^{1/\varepsilon} + \\ &\quad C_iL_iV\theta_i] + \eta_1\xi_i + \eta_2 v_{mi}] = -s_i\lambda_i\left(\frac{s_i}{\Delta}\right)^{1/\varepsilon} - s_iC_iL_i\gamma_i\left(\frac{s_i}{\Delta}\right)^{1/\varepsilon} - s_iC_iL_iE_i \le -s_iC_iL_i\gamma_i\left(\frac{s_i}{\Delta}\right)^{1/\varepsilon} - \\ &\quad s_iC_iL_iE_i = -s_iC_iL_i s_i^{1/\varepsilon}\left(\frac{\gamma_i}{\Delta^{1/\varepsilon}} + \frac{E_i}{s_i^{1/\varepsilon}}\right)\end{aligned}$$

若$\frac{E_i}{s_i^{1/\varepsilon}} \ge 0$,显然 $\dot{V}(t) < 0$,只需分析$\frac{E_i}{s_i^{1/\varepsilon}} < 0$的情况,此时 $\dot{V}(t) = -s_iC_iL_i s_i^{1/\varepsilon}\left(\frac{\gamma_i}{\Delta^{1/\varepsilon}} - \frac{|E_i|}{|s_i^{1/\varepsilon}|}\right)$。

若满足$\frac{\gamma_i}{\Delta^{1/\varepsilon}} - \frac{|E_i|_{\max}}{|s_i^{1/\varepsilon}|} \ge 0$,则$\frac{\gamma_i}{\Delta^{1/\varepsilon}} - \frac{|E_i|}{|s_i^{1/\varepsilon}|} \ge 0$,也就是,当 $\Delta \ge |s_i| \ge \left(\frac{|E_i|_{\max}}{r_i}\right)^{\varepsilon}\Delta$时,

$$\dot{V}(t) = -s_iC_iL_i s_i^{1/\varepsilon}\left(\frac{\gamma_i}{\Delta^{1/\varepsilon}} - \frac{|E_i|}{|s_i^{1/\varepsilon}|}\right) < 0$$

从而可知,$|s_i|$必然最终满足

$$|s_i| \le \left(\frac{|E_i|_{\max}}{r_i}\right)^{\varepsilon}\Delta。\tag{16}$$

分析式(16)可知,当系统状态位于边界层内时,若 $\varepsilon = 1$,则控制变为传统的连续饱和函数控制,系统只能收敛到滑模面两侧为$\frac{|E_i|_{\max}}{r_i}\Delta$的领域内,而当 $\varepsilon > 1$时,由于$\frac{|E_i|_{\max}}{r_i} < 1$,系统状态能够收敛到滑模面两侧更小的区域内。

综合情况一和情况二可知,对于系统(8)采用模型参考滑模控制律(14),可以保证 $\lim_{t\to\infty}\theta_i = 0$,从而消除系统不确定性和扰动量 E_i对系统控制的影响,最终保证原系统(1)在控制(4)(6)下实现输入输出的解耦控制,使得陀螺稳定平台各轴系运动在不受其它框架的影响下,实时高精确度地跟踪目标给定值。

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

3.2　模糊自调整边界层方法设计

为了进一步减小系统抖振,提高系统稳态精确度,设计了以下模糊策略动态调节滑模变结构控制边界层的厚度。

模糊自调整系统的输入量采用滑模开关函数 s 及其变化量 $\dot{s}$。定义输入量语言变量均为{PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB},分别代表"正大","正中","正小","零","负小","负中","负大",输出量为滑模变结构控制边界层的宽度(Δ),其语言变量为{B, M, S, SS},分别代表"大","中","小","极小"。输入量模糊论域为[-1, 1],输出量模糊论域为[0, 1],模糊控制器的输入输出隶属函数均采用三角形式,如图 1所示。

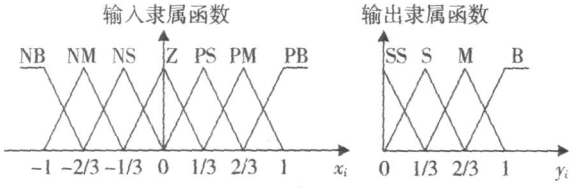

图 1　模糊隶属函数

Fig 1　Fuzzy membership function

根据多次实验情况,应用常规模糊条件和模糊关系"R_i: IF X_{1i} AND X_{2i} THEN Y_i"形式建立[7],具体如表 1所示。

表 1　模糊规则表

Table 1　Fuzzy rule table

Δ		$\dot{s}$						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
s	NB	–	–	–	M	M	B	B
	NM	–	–	–	S	S	M	B
	NS	–	–	–	SS	SS	S	M
	Z	M	S	SS	SS	SS	S	M
	PS	M	S	SS	SS	–	–	–
	PM	B	M	S	S	–	–	–
	PB	B	B	M	M	–	–	–

按照 Min-Max模糊推理规则,并对模糊输出变化量采用加权平均解模糊化处理可以得到模糊控制输出为

$$\Delta = k_\Delta \frac{\sum_i \mu_{Y_i}(\Delta_i)\, Y_i}{\sum_i \mu_{Y_i}(\Delta_i)}。\tag{17}$$

其中,k_Δ 为模糊控制输出比例因子。

在系统实际工程应用中,不同运行阶段对动态和静态要求的模糊控制器比例因子是不同的,采用固定比例因子无法充分发挥模糊控制在改善动态性能的优势[8]。根据模糊系统输入量,设计了一种动态自调整输出比例因子算法,该方法比文献[9]调整规则明确,需要设定的参数少,运算时间短,保证了系统的实时性。系统模糊输出调整因子计算公式为

$$\delta = 1 - 0.5\exp(-m\sqrt{s^2 + \dot{s}^2})。\tag{18}$$

其中,m 为指数系数。

综上,滑模控制边界层厚度调整公式为

$$\Delta(t) = k_\Delta \delta \frac{\sum_i \mu_{Y_i}(\Delta_i)\, Y_i}{\sum_i \mu_{Y_i}(\Delta_i)}。\tag{19}$$

整个模糊自调整控制结构如图 2所示。

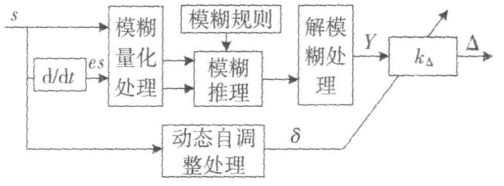

图 2　模糊自调整控制结构图

Fig 2　Fuzzy self-adjusting control structural drawing

4　实验结果与分析

实验装置为自行研制的某型号电视导引头三轴陀螺稳定平台,系统采用速率陀螺三轴整体稳定方式,每个轴系均由独立的直流力矩电机驱动,内框为方位轴系,中框为俯仰轴系,外框为横滚轴系,电视摄像头安装在内框架上[10]。令 x_1, x_3, x_5 分别表示内、中、外框的转角,x_2, x_4, x_6 分别表示内、中、外框的转速,根据电机电压和转矩平衡基本方程,可以得到三轴陀螺稳定平台系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ A \\ x_4 \\ B \\ x_6 \\ C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1.18u_3 - 0.18u_1 \sin x_3 \\ 0 \\ 0.26u_2 \\ 0 \\ 0.19u_1 - 0.022u_3 \sin x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_1 \\ 0 \\ E_2 \\ 0 \\ E_3 \end{bmatrix}。\tag{20}$$

式中:$A = 0.006x_6 x_4 \sin 2x_3 - 0.025x_2 x_4 \sin 2x_3 \cos x_3 - 1.02x_2 x_4 \cos x_3$, $B = 0.061x_2 x_6 \cos x_3 - 0.434x_2^2 \sin 2x_3$, $C = 0.271x_2 x_4 \sin 2x_3 - 0.016x_4 x_6 \cos x_3$; u_1, u_2, u_3 表示内、中、外框输入值; E_1, E_2, E_3 表示内、中、外框参数不确定项以及扰动量。

以方位轴系为例给出实验结果,采样周期取为 3.12 ms。经计算可知系统(20)的相对阶为{2, 2, 2},因此,根据式(3)就可以得到 F(x)和 G(x)。模型参考滑模解耦控制(FSMC)方法的参考子模型参数选定为:$k_{m1} = 2.5027 \times 10^4$, $k_{m2} = 379.68$, $l = 1$,滑模运动方程状态反馈增益矩阵选定为 $V = [-100\ -10]$,滑模

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

控制律由式(14)给出,各参数取定为:$\lambda_i = 5$, $\varepsilon = 5$,滑模边界层厚度按照文中给出的模糊自调整方法(19)计算,其中自调整因子中的指数系数 $m = 1.5$。

图 3为在 PD控制情况下,首先让方位框跟踪恒定位置,俯仰框和横滚框均保持静止,然后在约 6 s时,给俯仰框施加输入信号 $10\sin 3\pi t$,最后在约 12 s时,给横滚框施加输入信号 $20\sin 4\pi t$。从图中可以明显看到,在 PD控制下,方位框轴输出明显受到外框和中框输入的耦合,并且耦合程度的高低与外、中框输出信号的幅度和频率均成正比例关系,其中频率对耦合的影响更为明显。

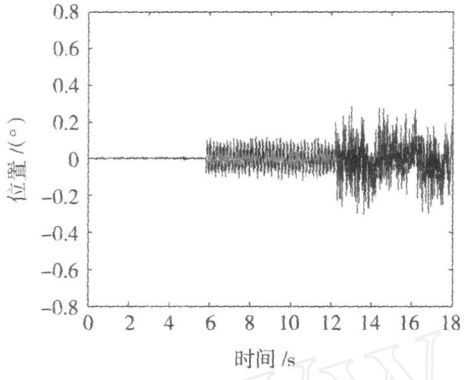

图 3 PD控制下内框输出曲线

Fig. 3 Output curve of inner frame with PD

图 4为给横滚和俯仰轴施加正弦耦合扰动信号的情况下,方位轴跟踪方波输入信号时的位置输出曲线,图 4(a)采用了单纯的输入输出解耦控制(4),图 4(b)采用了本文的 FSMC的解耦控制方法,从曲线上可以看到由于系统参数不确定量和干扰等因素的影响,单纯的输入输出解耦控制效果很不理想,目标跟踪曲线在正向和负向上均有明显的波动,并且平台负向运动的控制效果明显比正向差很多,存在大的振荡和稳态误差,说明系统在负向运动时,受到的不确定扰动因素增大,造成输入输出解耦控制性能变差。而采用本文的 FSMC的解耦控制方法后,目标跟踪曲线在正负方向均变得比较平滑,基本没有超调和稳态误差,系统在整个目标跟踪过程中,调节时间快,控制效果能够满足系统高精度跟踪的性能要求。

图 5为方位轴跟踪正弦输入信号 $5\sin 1.6\pi t$时滑模控制器输出曲线。图 5(a)采用了固定边界层滑模控制(SMC),边界层选为 $\Delta = 0.5$,其余参数和 FSMC方法相同,图 5(b)采用了本文的 FSMC控制方法。由图中可以看到采用 SMC方法控制量还是存在较为明显的抖振现象,稳态误差大,而改用 FSMC方法后,通过边界层厚度的模糊自动调整,控制输出已经没有明显的抖振现象,并且系统状态收敛速度很快,稳态误差小。

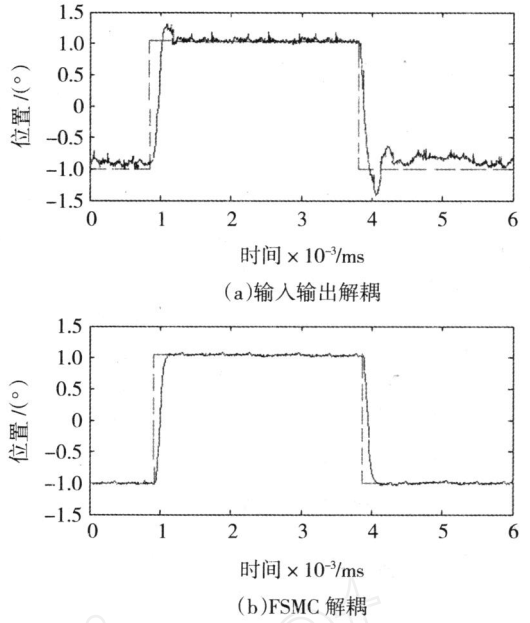

图 4 方位目标跟踪解耦效果曲线

Fig. 4 Decoupling output curves of azimuth tracking

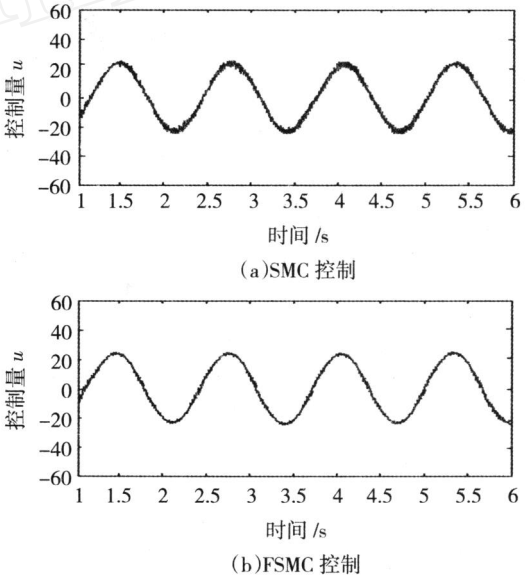

图 5 滑模控制器输出曲线

Fig. 5 Output curves of sliding mode controller

图 6为陀螺稳定平台跟踪实际随机运动目标情况下,3个轴系同时大范围正常工作时的方位轴系目标跟踪误差曲线。控制器分别采用了 PD、SMC和 FSMC 3种算法,从图中可以看到,与 PD控制相比,采用 SMS和 FSMC方法均可以明显减小系统耦合等不确定扰动因素的影响,但是由数据统计可知,PD控制跟踪误差最大接近 0.4°,SMC跟踪最大误差下降到 0.05°左右,而采用 FSMC控制方法后,目标跟踪误差降到了 0.03°的范围内,并将系统的稳

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

定精度提高到 0.006 8 °,在大扰动情况下,FSMC控制系统的解耦精确度、跟踪精确度和鲁棒性均明显增强。

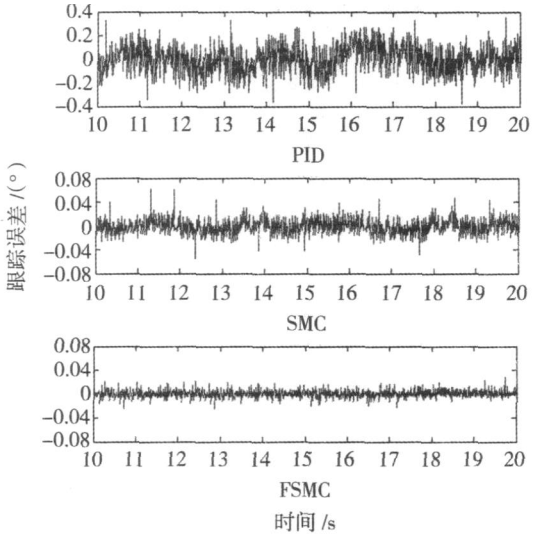

图 6　目标跟踪误差曲线

Fig. 6　Error curves of object tracking

5 结　语

陀螺稳定平台系统的 3个轴系之间存在非线性交叉耦合,它将直接影响到系统的跟踪精确度。因此,本文以某型号导引头陀螺稳定平台为实际应用背景,建立了系统输入输出解耦控制,并在此基础之上,设计了一种模型跟踪滑模控制方法,有效补偿了解耦控制中的参数变化和不确定干扰的影响。所设计的分层滑模控制能够保证滑模控制的稳定性,针对固定边界层厚度造成的控制输出量抖振的问题,设计了一种模糊自调整策略来自动的改变边界层厚度,有效减小了滑模控制的抖振,提高了稳定精确度。在某型号导引头陀螺稳定平台系统中实验表明,该滑模解耦控制方法可以有效减小控制系统中不确定扰动因素的影响,消除了系统间的耦合,增强了系统的鲁棒性,提高了陀螺稳定平台的跟踪精确度。

参 考 文 献:

[1] 姬伟,李奇. 陀螺稳定平台伺服系统非线性特性补偿控制[J]. 电气传动, 2005, 35(7): 31 - 34.
JIW, LIQ. Nonlinear characteristic compensation control for gyro stabilized platform servo system[J]. *Electric Drive*, 2005, 35(7): 31 - 34.

[2] XU J X, LEE T H, PAN Y J. On the sliding mode control for DC servo mechanisms in the presence of unmodeled dynamics[J]. *Mechatronics*, 2003, 13(1): 755 - 770.

[3] HU T L, ZHU J H, SUN Z Q. Robust adaptive neural control of a class of MIMO nonlinear systems[J]. *Tsinghua Science and Technology*, 2007, 12(1): 14 - 21.

[4] CHEN C C, LIN Y F. Application of feedback linearization to the tracking and almost disturbance decoupling control of multi-input multi-output nonlinear system[J]. *IEEE Processing of Control Theory and Applications*, 2006, 153(3): 331 - 341.

[5] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.

[6] CHOU W D, LIN F J, HUANG P K. Fuzzy sliding-mode controlled induction motor servo drive based on real-time genetic algorithm[J]. *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, 2004, 27(1): 35 - 47.

[7] HUNG L C, CHUNG H Y. Fuzzy sliding-mode control with rule adaptation for nonlinear systems[J]. *Expert Systems*, 2006, 23(4): 226 - 240.

[8] WO Z W, CHUNG H Y, LIN J J, A PID type fuzzy controller with self-tuning scaling factors[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2000, 115(3): 321 - 326.

[9] 李军伟,赵克定,吴盛林. 一种基于模糊补偿的自适应控制在液压转台中的应用[J]. 航空学报, 2003, 24(1): 72 - 74
LIJW, ZHAO K D, WU S L. Application of adaptive control in hydraulic simulator based on fuzzy compensator[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2003, 24(1): 72 - 74.

[10] 杨蒲,李奇. 三轴陀螺稳定平台控制系统设计与实现[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(2): 171 - 176.
YANG P, LIQ. Design and realization of control system for three-axis gyro stabilized platform[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2007, 15(2): 171 - 176.

(编辑:温泽宇)

© 1994-2008 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net