

考虑约束的卫星抗扰反步姿态控制

张超, 张胜修, 蔡光斌

(第二炮兵工程大学控制工程系, 西安 710025)

摘要: 针对具有不确定性、外干扰及饱和约束的卫星非线性姿态跟踪问题, 将约束反步法与状态观测器相结合, 提出分块自适应抗扰反步控制器。卫星模型由修正罗德里格参数进行描述。利用带参数投影的非线性扩张状态观测器对时变的“总干扰”项进行在线估计补偿, 以提高反步控制器的鲁棒性。在设计反步控制器时, 引入指令滤波器和修正跟踪误差信号以施加系统状态和执行器的饱和限制, 同时较容易获得虚拟控制导数, 并且放宽了干扰估计律投影算子的投影集范围。Lyapunov 理论证明了闭环系统在非线性阻尼的作用下输入-状态稳定。对比仿真表明, 与传统自适应反步法相比, 所提出的控制器具有更高的姿态跟踪性能和干扰估计精度。

关键词: 姿态跟踪; 修正罗德里格参数; 反步法; 扩张状态观测器; 饱和约束

中图分类号: V448

文献标志码: A

文章编号: 1671-637X(2014)10-0099-07

Disturbance Rejection Backstepping Attitude Control for Satellite with Saturation Constraints

ZHANG Chao, ZHANG Sheng-xiu, CAI Guang-bin

(Department of Control Engineering, The Second Artillery Engineering University, Xi'an 710025, China)

Abstract: A modular adaptive disturbance rejection backstepping controller is proposed for the nonlinear attitude tracking of satellite in the presence of uncertainties, external disturbances and saturation constraints, which combines the theory of Nonlinear Extended State Observer (NESO) with constrained backstepping. Firstly, the satellite attitude is represented by Modified Rodrigues Parameters (MRP). And the NESO with parameter projection is employed to estimate and compensate the time-varying total disturbances on line for improving the robustness of backstepping controller. Then the backstepping controller is derived by introducing command filters and modified tracking errors to implement any operating constraints and obtain the derivatives of virtual control easily, which can also enlarge the projection sets of the disturbance estimation laws. Lyapunov theory proves that the closed-loop input-to-state stability is guaranteed under the effect of nonlinear damping. Comparative simulations state that the proposed controller has better performance in achieving precise attitude tracking and estimation of disturbance than classical adaptive backstepping.

Key words: attitude tracking; modified Rodrigues parameter; backstepping; extended state observer; saturation constraint

0 引言

随着卫星应用领域不断扩展, 对其机动性和控制精度的要求也不断提高, 这就需要姿态控制不断增强鲁棒性, 同时考虑控制饱和的影响。目前, 广泛研究和应用于卫星非线性姿态控制的方法主要有动态逆^[1]、

滑模控制^[2]和反步法^[3-4]。因为反步法具有严格的稳定性, 同时在增强控制鲁棒性和自适应性方面, 其结构具备很大的灵活性^[5], 所以本文以反步法设计姿态控制器。

对于受多种不确定因素影响的卫星控制问题, 可采用两种自适应反步结构以提高控制器的性能^[5]: 一是调节函数自适应反步法(TFAB), 该方法通过 Lyapunov 函数的递归推导来构造不确定参数的自适应律, 参数更新律和控制律形式复杂, 系统动态与更新律动态强耦合, 不能保证真值估计, 且不可预知的参数更新动态

收稿日期: 2014-04-25

修回日期: 2014-07-18

基金项目: 国家自然科学基金(61203007)

作者简介: 张超(1984—), 男, 河南洛阳人, 博士生, 研究方向为非线性控制, 飞行器控制与仿真。

可能导致非期望的闭环瞬态响应,因而控制器参数调节困难;二是分块自适应反步法(MAB),该方法分别设计鲁棒反步控制律和最小二乘估计器,估计器直接在线估计补偿不确定性和外干扰的影响,但是最小二乘估计律的使用需要非线性回归函数滤波,增加了估计律的阶次和计算量,影响估计性能。为此,Krstić结合浸入与不变流形思想又提出了无需回归函数滤波的最小二乘自适应控制方法^[6],但该方法仅适用于线性参数化的规范型非线性系统,对于更广泛的严反馈系统,参数估计过参数化,这对于应用最小二乘估计来说是不希望的。相比其他常用估计器,非线性扩张状态观测器(NESO)不依赖干扰信息,不需要回归函数滤波,更适合未知时变不确定性的估计^[7],所以本文采用NESO对卫星受到的“总干扰”(外干扰和惯性参数摄动引起的干扰力矩)进行实时估计补偿,以提高反步控制的鲁棒性和精度。

卫星执行器饱和与状态约束的存在会严重降低闭环系统的性能,所以在设计控制器时还必须考虑输入受限问题^[2,4,8]。本文采用指令滤波器来施加状态和控制输入的幅值及速率约束,并对跟踪误差进行修正以消除饱和约束对跟踪误差收敛性的影响,同时还可方便地得到虚拟控制导数以简化设计过程。

最终,在非线性阻尼和估计律参数投影的作用下,NESO与反步控制器构成输入-状态稳定的分块自适应抗扰约束反步控制结构(MACB)。通过与指令滤波反步法^[9](CFBS)和基于调节函数的约束自适应反步法^[10](CABS)进行比较仿真,验证了该方法在高精度卫星姿态控制中的有效性。

1 卫星修正罗德里格参数姿态模型

修正罗德里格参数(MRP)是描述姿态运动的三参数全局非奇异方法,能够表示 $|\theta| < 360^\circ$ 的特征轴转动,参数较少,计算量小^[11]。

1.1 姿态运动学方程

由MRP表示的卫星姿态运动方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\sigma}} = n\mathbf{N}(\boldsymbol{\sigma})\mathbf{c}_2(\boldsymbol{\sigma}) + \mathbf{N}(\boldsymbol{\sigma})\boldsymbol{\omega} \\ \mathbf{N}(\boldsymbol{\sigma}) = \frac{1}{4}[(1 - \|\boldsymbol{\sigma}\|^2)\mathbf{I}_{3 \times 3} + 2\mathbf{S}_\sigma + 2\boldsymbol{\sigma}\boldsymbol{\sigma}^T] \end{cases} \quad (1)$$

式中: n 为卫星轨道角速率; $\boldsymbol{\sigma} = [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \sigma_3]^T \in \mathbf{R}^3$,为MRP姿态参数向量; $\|\cdot\|$ 表示向量的2范数或矩阵的诱导2范数; $\mathbf{N}(\boldsymbol{\sigma})$ 为MRP运动学矩阵; $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ 为 3×3 单位矩阵; $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1 \ \omega_2 \ \omega_3]^T \in \mathbf{R}^3$,为卫星相对于惯性系 I 的角速度向量; $\mathbf{c}_i(\boldsymbol{\sigma}), i=1,2,3$,为MRP方向余弦矩阵 $\mathbf{C}(\boldsymbol{\sigma})$ 的第 i 列向量, $\mathbf{C}(\boldsymbol{\sigma})$ 表示如下。

$$\mathbf{C}(\boldsymbol{\sigma}) = \mathbf{I}_{3 \times 3} - \frac{4(1 - \|\boldsymbol{\sigma}\|^2)}{(1 + \|\boldsymbol{\sigma}\|^2)^2} \mathbf{S}_\sigma + \frac{8}{(1 + \|\boldsymbol{\sigma}\|^2)^2} \mathbf{S}_\sigma^2 \quad (2)$$

\mathbf{S}_σ 表示反对称矩阵

$$\mathbf{S}_\sigma = \begin{bmatrix} 0 & -\zeta_3 & \zeta_2 \\ \zeta_3 & 0 & -\zeta_1 \\ -\zeta_2 & \zeta_1 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}, \forall \boldsymbol{\zeta} = [\zeta_1 \ \zeta_2 \ \zeta_3]^T \in \mathbf{R}^3 \quad (3)$$

1.2 姿态动力学方程

由向量形式的欧拉转动方程可得卫星标称姿态动力学方程为

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{J}_0^{-1}(-\mathbf{S}_\omega \mathbf{J}_0 \boldsymbol{\omega} + \mathbf{T}_g) + \mathbf{J}_0^{-1} \mathbf{T}_c + \mathbf{J}_0^{-1} \mathbf{T}_d \quad (4)$$

式中: $\mathbf{T}_g, \mathbf{T}_c, \mathbf{T}_d \in \mathbf{R}^3$,为卫星在本体坐标系 B 上所受的总外力矩, $\mathbf{T}_g = 3n^2 \mathbf{S}_{c_3} \mathbf{J}_0 \mathbf{c}_3$,为非均匀重力场引起的重力梯度力矩, \mathbf{T}_c 为执行器控制力矩, $\mathbf{T}_d = \mathbf{T}_{d1} + \mathbf{T}_{dEX}$,为总干扰力矩, \mathbf{T}_{d1} 及 \mathbf{T}_{dEX} 分别表示惯性参数摄动引起的干扰力矩和受到的环境外干扰力矩; $\mathbf{J}_0 \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$,为卫星惯性张量矩阵的已知测量部分。

1.3 假设条件与分析

针对卫星MRP姿态数学模型式(1)、式(4),在全局范围内做如下假设。

假设1^[12] 存在正常数 M_m 和 M_r ,使得 $\|\mathbf{T}_{dEX}\| \leq M_m, \|\dot{\mathbf{T}}_{dEX}\| \leq M_r$ 成立。

假设1表明环境外干扰属于有界慢时变形式,在航天背景下,虽然卫星受到不同空间干扰,如引力摄动、大气阻力等,其大小差别很大,但是与卫星姿态控制力矩相比都非常小。文献[13]指出,在控制器设计中可将其作为有界的未知项处理,并通常具有偏差项与周期项相加的形式。

引理 惯性张量常值偏差引起的干扰力矩 \mathbf{T}_{d1} 及其导数 $\dot{\mathbf{T}}_{d1}$ 有界。

该引理证明可参见文献[14]。

假设2 参考指令信号及其一阶导数存在且有界。

在实际系统中,参考指令通常均有界。将参考信号进行一阶滤波形成新的参考指令,则可使得其一阶导数存在且有界。

假设3 系统状态(姿态角 $\boldsymbol{\sigma}$,角速度 $\boldsymbol{\omega}$)完全可知。

工程中卫星姿态角和角速度是可测的。

至此,控制器设计目标为:针对式(1)和式(4)组成的6阶非线性严格反馈MRP模型,设计控制律 \mathbf{T}_c ,使得在系统不确定性和干扰条件下卫星姿态 $\boldsymbol{\sigma}$ 跟踪光滑参考指令 $\boldsymbol{\sigma}^*$,闭环系统全局稳定且当 $t \rightarrow \infty$ 时跟踪误差 $\mathbf{z}_i (i=1,2)$ 收敛于包含零的可任意小的邻域内。

2 约束反步控制

2.1 控制器设计

考虑系统式(1)和式(4),首先定义跟踪误差向量

$$z_1 = \sigma_e = \frac{(1 - \|\sigma\|^2)\sigma_r - (1 - \|\sigma_r\|^2)\sigma - 2S_\sigma\sigma_r}{1 + \|\sigma\|^2\|\sigma_r\|^2 + 2\sigma^T\sigma_r} \quad (5)$$

$$z_2 = \omega_e = \omega - x_{2,c} \quad (6)$$

式中： $x_{2,c}$ 为实际内环参考角速度， $x_{2,c}$ 及其导数 $\dot{x}_{2,c}$ 可通过对 $x_{2,c}^0 = \eta_1 - \chi_2$ 指令滤波后获得， η_1 为设计的内环虚拟控制律； χ_2 为由于滤波作用而定义的修正项。

考虑数值仿真的效率，对于文献[9]的指令滤波器可采用如下离散形式

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_{f_1}(k) \\ x_{f_2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{f_1}(k-1) \\ x_{f_2}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta t \\ 1 \end{bmatrix} S_{\text{sat}_*} \left(\frac{S_{\text{sat}_*}(x_c^0(k)) - x_{f_1}(k-1)}{\Delta t} \right) \\ \begin{bmatrix} x_c(k) \\ \dot{x}_c(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{f_1}(k) \\ x_{f_2}(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

式中： x_c^0 为滤波器输入信号； x_{f_1}, x_{f_2} 为滤波器状态； x_c, \dot{x}_c 为滤波器输出； $S_{\text{sat}_*}(\cdot)$ 为饱和函数，*取M和R分别表示幅值和速率； Δt 为仿真时间步长。由于在实际饱和发生时往往需要保持控制力矩向量的方向，因此选取超球面饱和函数 $S_{\text{sat}_*}(\cdot)$ ， M^* 为饱和限，即

$$S_{\text{sat}_*}(x) = \begin{cases} x, & \|x\| < M^* \\ \frac{x}{\|x\|} M^*, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

跟踪误差式(5)、式(6)的动态为

$$\dot{z}_1 = \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) (nc_2(\sigma) + \omega) + \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma_r} \dot{\sigma}_r \quad (9)$$

$$\dot{z}_2 = J_0^{-1}(-S_\omega J_0 \omega + 3n^2 S_{\sigma_3} J_0 c_3) + J_0^{-1} T_c + J_0^{-1} T_d - \dot{x}_{2,c} \quad (10)$$

为消除饱和约束对跟踪误差的影响，进一步定义修正跟踪误差

$$\bar{z}_1 = z_1 - \chi_1, \bar{z}_2 = z_2 - \chi_2 \quad (11)$$

带饱和约束的指令滤波对跟踪误差 z_1, z_2 的效应由如下稳定的线性滤波进行估计，即修正项 χ_1, χ_2 满足

$$\dot{\chi}_1 = -k_1 \chi_1 + \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) (x_{2,c} - x_{2,c}^0) \quad (12)$$

$$\dot{\chi}_2 = -k_2 \chi_2 + J_0^{-1} (T_c - T_c^0) \quad (13)$$

至此，未经滤波的初始控制律设计为

$$\eta_1 = -nc_2 - \left(\frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) \right)^{-1} \left(\frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma_r} \dot{\sigma}_r + k_1 z_1 \right) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} T_c^0 = S_\omega J_0 \omega - 3n^2 S_{\sigma_3} J_0 c_3 + J_0 [\dot{x}_{2,c} - k_2 z_2 - \\ h \bar{z}_2 - N^T(\sigma) \left(\frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} \right)^T \bar{z}_1] - \hat{T}_d \end{aligned} \quad (15)$$

式中：增益矩阵 $k_1, k_2 > 0$ ； $h = J_0^{-1} k J_0^{-1}$ ，为非线性阻尼项； $k = k^T > 0$ ，为鲁棒增益； \hat{T}_d 为“总干扰”力矩估计值。实际饱和约束下执行器的控制力矩 T_c 由 T_c^0 通过式(7)指令滤波获得。

2.2 非线性扩张状态观测器设计

非线性扩张状态观测器(NESO)是将被控对象中存在的“总干扰”作为扩张状态与系统状态一起进行估计。对于卫星姿态模型，干扰项仅存在于动力学方程式(4)中，因此NESO可采用如下形式，即

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \text{Proj}(J_0^{-1}(-S_\omega J_0 \omega + T_g) + J_0^{-1} T_c + \\ J_0^{-1} \hat{\xi} - \beta_1 \text{fal}(\tilde{\omega}, \alpha_1, \delta_1)) \\ \dot{\hat{\xi}} = \text{Proj}(-\beta_2 \text{fal}(\tilde{\omega}, \alpha_2, \delta_2)) \end{cases} \quad (16)$$

式中：扩张状态 $\hat{\xi}$ 为干扰力矩的估计，即 $\hat{\xi} = \hat{T}_d$ ；状态估计误差为 $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega$ 。非线性增益函数 $\text{fal}(\cdot)$ 选择为

$$\text{fal}(\tilde{\omega}, \alpha_i, \delta_i) = \begin{bmatrix} \text{fal}(\tilde{\omega}_1, \alpha_i, \delta_i) \\ \text{fal}(\tilde{\omega}_2, \alpha_i, \delta_i) \\ \text{fal}(\tilde{\omega}_3, \alpha_i, \delta_i) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2 \quad (17)$$

$$\text{fal}(\tilde{\omega}_j, \alpha_i, \delta_i) = \begin{cases} |\tilde{\omega}_j|^{\alpha_i} \text{sign}(\tilde{\omega}_j), & |\tilde{\omega}_j| > \delta_i \\ \frac{\tilde{\omega}_j}{\delta_i^{1-\alpha_i}}, & |\tilde{\omega}_j| \leq \delta_i \end{cases}, \quad j = 1, 2, 3 \quad (18)$$

式中，非线性参数 $\delta_i > 0, 0 < \alpha_i \leq 1$ ，增益矩阵 $\beta_i > 0$ 。观测器式(16)的估计误差动态为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\omega}} = J_0^{-1} \tilde{\xi} - \beta_1 \text{fal}(\tilde{\omega}, \alpha_1, \delta_1) \\ \dot{\tilde{\xi}} = -\hat{T}_d(\sigma, \omega, t) - \beta_2 \text{fal}(\tilde{\omega}, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (19)$$

式中， $\tilde{\xi} = \hat{\xi} - T_d, \hat{T}_d(\sigma, \omega, t)$ ，为未知的干扰力矩 T_d 的导数。

对于参数的选择，可以首先取 $\alpha_i = 1$ ，则式(18)成为线性形式 $\text{fal} = \tilde{\omega}_j$ ，通过极点配置选择合适的观测器增益 β_i ^[15]，此时式(19)为

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\tilde{\xi}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & J_0^{-1} \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ \tilde{\xi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \hat{T}_d(\sigma, \omega, t) \quad (20)$$

由于 $\beta_i, i = 1, 2$ 和 J_0^{-1} 是对角矩阵，线性观测器式(20)可以使用如下特征多项式配置极点，即

$$\Delta_j(s) = s^2 + \beta_{1j}s + \beta_{2j}J_{0j}^{-1}, \quad j = 1, 2, 3 \quad (21)$$

式中， X_j 表示相应矩阵 X 的第 j 个对角元素。为使观测器稳定， β_1 和 $\beta_2 J_0^{-1}$ 都必须为正。分析线性观测器式(20)的稳态形式。

$$\begin{cases} -\beta_1 \tilde{\omega} + J_0^{-1} \tilde{\xi} = 0 \\ -\beta_2 \tilde{\omega} - \hat{T}_d(\sigma, \omega, t) = 0 \end{cases} \quad (22)$$

对式(22)求解可得

$$\begin{cases} \tilde{\omega} = -\beta_2^{-1} \hat{T}_d(\sigma, \omega, t) \\ \tilde{\xi} = -J_0 \beta_1 \beta_2^{-1} \hat{T}_d(\sigma, \omega, t) \end{cases} \quad (23)$$

上式表明，对于满足假设1和引理的有界的 \hat{T}_d ，要

减小估计误差 $\tilde{\omega}$ 和 $\tilde{\xi}$, 必须选择尽可能大的增益 β_2 和尽可能小的 β_1 , 从式(21)可知, 这意味着线性观测器具有高自然频率和低阻尼比的目标动态。

然后, 再引入非线性参数 α_i, δ_i 以提高对于时变干扰的估计性能, 改善由追求小稳态误差带来的低阻尼估计性能。对于小的状态估计误差, 即 $|\tilde{\omega}_j| \leq \delta_1 < \delta_2$, 由式(18)、式(19)可知, 观测器每个角误差分量具有如下特征多项式

$$\Delta_j(s) = s^2 + \frac{\beta_{1j}}{\delta_1^{1-\alpha_1}} s + \frac{\beta_{2j} J_{0j}^{-1}}{\delta_2^{1-\alpha_2}}, \quad j=1, 2, 3. \quad (24)$$

由此可知, 较小的 α_i 能够降低稳态估计误差, 同时减小估计误差较大时 ($|\tilde{\omega}_j| > \delta_i$) 的估计增益, 以改善系统动态; 增益分界参数 δ_i 应选小于 1 的较小值, 使得在原点周围较小的范围观测器具有较高的增益和更快的动态, 以增强估计跟踪性能。最终, 在假设 1 和引理条件下, 如果选择合适的参数 $\beta_i, \alpha_i, \delta_i, i=1, 2$, 可在有限时间内使得 $\hat{\omega}$ 趋近 ω , $\hat{\xi}$ 趋近于 T_d [16]。

进一步, 由假设 1 和引理可知“总干扰” T_d 有界, 所以要使得估计误差 $\tilde{\xi}$ 有界, 可通过对 NESO 估计律使用参数投影以使估计值有界。式(16)中 $\text{Proj}(\cdot)$ 即表示参数的光滑投影算子 [17], 其将状态/干扰的估计值 $\hat{\Theta}$ 约束在定义的包含真值的凸集 Ω 上。

$$\text{Proj}(\tau) = \begin{cases} \tau, & \hat{\Theta}^T \hat{\Theta} \leq M^2 \\ \tau, & \hat{\Theta}^T \hat{\Theta} > M^2 \text{ 且 } \hat{\Theta}^T \tau \leq 0 \\ \tau - \frac{(\hat{\Theta}^T \hat{\Theta} - M^2) \hat{\Theta}^T \tau \hat{\Theta}}{\delta \|\hat{\Theta}\|^2}, & \text{其他} \end{cases} \quad (25)$$

式中: τ 表示估计更新律; $\delta > 0$, 为小的常值; M 为超球面集 Ω 的半径。

通常, 为了保证抑制干扰力矩的要求, 同时避免状态和执行器饱和造成系统失稳, 需要选择估计的投影集 M 在饱和限制内, 但由于在反步设计中采用了指令滤波来施加饱和和约束, 并对跟踪误差信号进行了修正, 避免了闭环系统在约束条件下不稳定, 所以可以适当放宽投影集的范围, 使得控制律能获得更准确的干扰估计值, 有利于提高闭环系统抑制干扰力矩的能力。

3 闭环稳定性证明

首先, 分析闭环系统修正跟踪误差式(11)的动态, 由式(9)可知

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_1 &= \dot{z}_1 - \dot{\chi}_1 = \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) (z_2 + x_{2,e} - x_{2,e}^0 + n c_2) + \\ &\quad \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) (\eta_1 - \chi_2) + \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} \dot{\sigma} - \dot{\chi}_1 \end{aligned} \quad (26)$$

进一步代入式(12)、式(14)可得

$$\dot{\tilde{z}}_1 = -k_1 \tilde{z}_1 + \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) \tilde{z}_2 \quad (27)$$

同理, 由式(10)、式(13)、式(15)可得

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_2 &= \dot{z}_2 - \dot{\chi}_2 = \\ &\quad -k_2 \tilde{z}_2 - J_0^{-1} k J_0^{-1} \tilde{z}_2 + J_0^{-1} \tilde{T}_d - N^T(\sigma) \left(\frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} \right)^T \tilde{z}_1 \end{aligned} \quad (28)$$

式中, $\tilde{T}_d = T_d - \hat{T}_d = T_d - \hat{\xi}$, 为干扰力矩估计误差。至此, 选取闭环系统的 Lyapunov 候选函数为

$$V = \frac{1}{2} \tilde{z}_1^T \tilde{z}_1 + \frac{1}{2} \tilde{z}_2^T \tilde{z}_2 \quad (29)$$

其沿式(27)、式(28)的时间导数 \dot{V} 为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{z}_1^T (-k_1 \tilde{z}_1 + \frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} N(\sigma) \tilde{z}_2) + \tilde{z}_2^T (-k_2 \tilde{z}_2 - \\ &\quad - J_0^{-1} k J_0^{-1} \tilde{z}_2 + J_0^{-1} \tilde{T}_d - N^T(\sigma) \left(\frac{\partial \sigma_e}{\partial \sigma} \right)^T \tilde{z}_1) \leq \\ &\quad - \tilde{z}_1^T k_1 \tilde{z}_1 - \tilde{z}_2^T k_2 \tilde{z}_2 + \frac{\tilde{T}_d^T k^{-1} \tilde{T}_d}{4}. \end{aligned} \quad (30)$$

由上节分析可知, 合理选择 NESO 参数以及在估计律参数投影的作用下, 干扰力矩估计误差 \tilde{T}_d 是有界的, 因而式(30)表明, 修正跟踪误差 $\tilde{z}_i, i=1, 2$ 相对于 \tilde{T}_d 输入-状态稳定, 渐近收敛于包含原点的邻域 $U(0, \frac{1}{2}(\tilde{T}_d^T k^{-1} \tilde{T}_d)^{1/2})$, 且选择非线性阻尼增益 k 充分大可使该邻域任意小。而通过合理设计指令滤波器, 能够保证 $\chi_i, i=1, 2$ 很小, 由式(11)可知, 这使得跟踪误差 z_i 与修正跟踪误差 \tilde{z}_i 一样具有输入-状态稳定性并收敛于相同的邻域 [9]。

4 仿真结果与分析

针对卫星姿态机动, 本文分别基于文献[9]的 CFBS, 文献[10]中的 CABS 以及本文的 MACB 进行仿真比较。

由于干扰力矩的时变性质, CABS 控制器的内环控制律 T_c^0 也需要增加非线性阻尼项 $J_0^{-1} k J_0^{-1} \tilde{z}_2$ 来克服估计误差, 而其调节函数估计律由修正跟踪误差 \tilde{z}_2 驱动, 如式(31), 自适应增益 $\Gamma > 0$ 。

$$\dot{\tilde{T}}_d = \text{Proj}(\Gamma J_0^{-1} \tilde{z}_2). \quad (31)$$

4.1 参数选择

为了公平比较, CFBS 控制器内环控制律同样加入非线性阻尼, 且 3 种控制器控制增益相同, $k_1 = \text{diag}\{0.2, 0.2, 0.2\}$, $k_2 = \text{diag}\{1, 1, 1\}$, $k = J_0 \cdot \text{diag}\{1, 1, 1\} \cdot J_0$ 。

在非自适应的情况下 ($\tilde{T}_d = 0$), 修正跟踪误差动态式(27)、式(28)的状态空间形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{z}}_1 \\ \dot{\bar{z}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & \frac{\partial \sigma_e N(\sigma)}{\partial \sigma} \\ -\frac{\partial \sigma_e N(\sigma)}{\partial \sigma} & -\bar{k}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z}_1 \\ \bar{z}_1 \end{bmatrix} \quad (32)$$

式中, $\bar{k}_2 = k_2 + \text{diag}\{1, 1, 1\}$, 为内环等价增益。对于非强机动的平缓参考信号, 跟踪误差较小, 即 $\sigma \approx \sigma_r$, 此时 $\frac{\partial \sigma_e N(\sigma)}{\partial \sigma} \approx -\frac{1}{4}I$, 则式(32)解耦为 3 个二阶系统, 每个二阶系统对应一个姿态角分量, 并具有如下特征多项式

$$\Delta_j(s) = s^2 + (k_{1j} + \bar{k}_{2j})s + k_{1j}\bar{k}_{2j} + \frac{1}{16}, \quad j=1, 2, 3 \quad (33)$$

式中, k_{1j}, \bar{k}_{2j} 为增益矩阵 k_1 和 \bar{k}_2 的第 j 个对角元素。由此可知, 选择的增益使得闭环系统具有极点为 $p_i = \{-0.235 \text{ rad/s}, -1.965 \text{ rad/s}\}$ 的系统性能, 该极点对应内环外环两个一阶系统。

根据 2.2 节对 NESO 设计的分析, 参数选择如下: $\beta_1 = \text{diag}\{1, 1, 1\}, \beta_2 = \text{diag}\{5, 5, 5\} \cdot J_0, \alpha_1 = 0.25, \delta_1 = 0.05, \alpha_2 = 0.5, \delta_2 = 0.05$ 。

由式(21)可知, 选择的参数使得线性观测器的自然频率和阻尼比分别为 $\omega_n = 2.24 \text{ rad/s}, \zeta = 0.22$, 观测器具有比非自适应的闭环系统式(32)更快的动态。而由式(24)可知, 引入非线性参数后, $\omega_n = 4.73 \text{ rad/s}, \zeta = 0.99$, 观测器的低阻尼性能得到改善, 并且在原点附近动态进一步提高。

对于调节函数估计律式(31), 虽然仅要求估计增益 Γ 为正, 但如引言对 TFAB 的论述, 闭环瞬态性能与估计动态耦合, 所以需要经过反复调整, 选择 $\Gamma = \text{diag}\{6, 6, 6\} \cdot J_0$ 。

4.2 仿真分析

卫星轨道角速度 $n = 1.078 \times 10^{-3} \text{ rad/s}$, 惯性张量 $J = J_0 + \Delta J, J_{ii}$ 表示 J 的第 i 个对角元素^[1], J 和 ΔJ 的单位为 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

$$\begin{cases} J = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 6.3 & 0 \\ 0 & 0 & 8.5 \end{bmatrix} \\ \Delta J = \begin{bmatrix} 0.2J_{11} & 0.2J_{11} & 0.2J_{22} \\ 0.2J_{11} & 0.2J_{22} & 0.2J_{33} \\ 0.2J_{22} & 0.2J_{33} & 0.2J_{33} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (34)$$

外干扰力矩 $T_{\text{dex}}^{[1]}$ (单位 $\text{N} \cdot \text{m}$) 为

$$T_{\text{dex}} = \begin{pmatrix} 4 + 0.2\sin(0.01\pi t) \\ 5 + 0.5\sin(0.01\pi t) \\ 4 + 0.2\sin(0.01\pi t) \end{pmatrix} \times 10^{-3} \quad (35)$$

卫星参考姿态分为初始姿态 σ_0 到目标姿态 σ_1 的重定向和目标姿态 σ_1 与 σ_2 之间周期 $T = 110 \text{ s}$ 的正弦扫描机动两部分, 仿真步长 0.01 s 。

$$\begin{cases} \sigma_0 = [0 \ 0 \ 0]^T \\ \sigma_i = k_i \tan(\theta/4), \theta = 20^\circ, i = 1, 2 \\ k_1 = -k_2 = [-0.67 \ 0.67 \ 0.33]^T \end{cases} \quad (36)$$

根据执行器物理约束及星载仪器对其状态的限制^[18], 指令滤波器参数为: 内环 $x_{2,c}$ 限幅 $1 (\text{ }^\circ)/\text{s}$, 速率限制 $0.2 (\text{ }^\circ)/\text{s}^2$, 控制力矩 T_c 限幅 $0.05 \text{ N} \cdot \text{m}$, 速率限制 $5 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{s}$ 。相应选择适当放宽的投影算子参数 $M_\omega = 2 (\text{ }^\circ)/\text{s}, \delta_\omega = 0.02 (\text{ }^\circ)/\text{s}, M_{\hat{x}_c} = 0.1 \text{ N} \cdot \text{m}, \delta_{\hat{x}_c} = 0.001 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

仿真结果如图 1 ~ 图 5 所示, 其中, MACB 姿态跟踪如图 1a、图 2a 所示, 图 1b 和图 2b 为 CFBS、CABS 和 MACB 的跟踪误差比较, 其中 $\theta_e = 4 \arctan(\|\sigma_e\|)$, 为式(36)所示特征轴转角 θ 表示的跟踪误差, $\|\omega_e\|$ 为角速度跟踪误差的 2 范数。

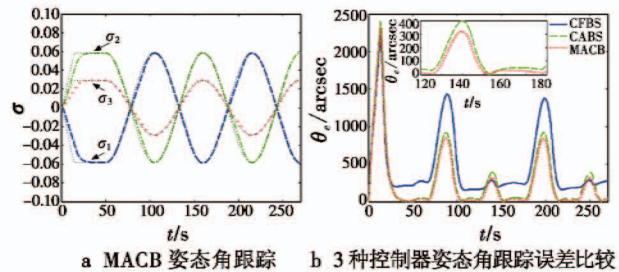


图 1 MRP 姿态角跟踪控制
Fig. 1 Tracking control of the MRP attitude angle

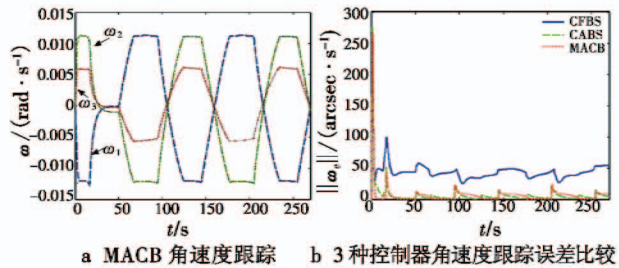


图 2 姿态角速度跟踪控制
Fig. 2 Tracking control of the attitude angular rate

可以看出, 在给定输入 - 状态约束下, 尽管卫星跟踪设计的参考姿态出现了角速度和控制力矩饱和, 由于引入了指令滤波和修正跟踪误差, 3 种控制器均能实现稳定跟踪, 但非自适应的 CFBS 对惯性参数摄动和周期性干扰的抑制能力较弱, 并且受外加常值干扰的影响, θ_e 和 $\|\omega_e\|$ 均产生了稳态跟踪误差, 自适应控制器 MACB 和 CABS 跟踪效果更好, 但相比之下, CABS 内外环跟踪误差较大, 而 MACB 的跟踪更精确, 性能主要受饱和和约束影响。

从图 3 控制力矩变化可知, MACB 控制律对于干扰的抑制并不以较大的控制量为代价, 若定义卫星能量消耗的量度^[11] (单位为 J) 为

$$P = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{i=1}^3 |\omega_i(t) T_{ci}(t)| dt \quad (37)$$

式中, ω_i 和 T_{ci} 分别表示角速度 ω 和控制力矩 T_c 的第 i 个分量, 则 $P_{CFBS} = 0.2803, P_{CABS} = 0.2776, P_{MACB} = 0.2769$, MACB 能量消耗更小。

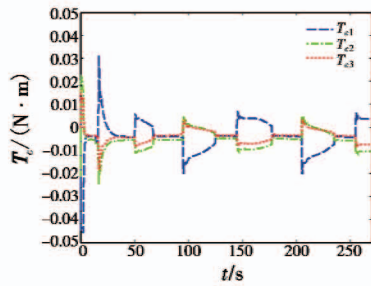


图 3 MACB 控制力矩变化

Fig. 3 Time histories of the MACB control torque

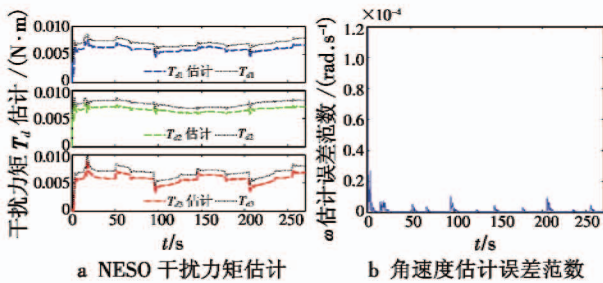


图 4 NESO 干扰和状态估计

Fig. 4 Disturbance and state estimation of the NESO

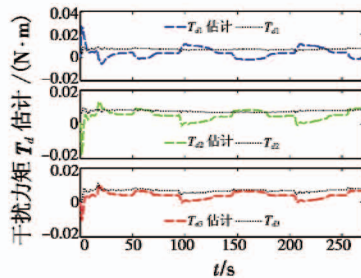


图 5 调节函数干扰力矩估计

Fig. 5 Disturbance torque estimation of the tuning function

从图 4 NESO 对状态和干扰力矩的估计可以看出(图 4a 中 T_{di} 表示干扰力矩 T_d 的第 i 个分量, 图 4b 为角速度估计误差的 2 范数), NESO 能够迅速准确地估计“总干扰”和角速度的变化, 所以干扰补偿更有效。而 CABS 的调节函数估计律由 Lyapunov 函数得出, 以保证闭环系统稳定为前提, 估计性能不可预知, 其干扰力矩估计 \hat{T}_d 如图 5 所示, 可以看出 \hat{T}_d 的分量 \hat{T}_{d1} 和 \hat{T}_{d2} 耦合, 整体估计效果较差。

5 结束语

本文针对刚体卫星在模型不确定性、外部扰动和饱和约束情况下的姿态跟踪问题, 利用指令滤波反步法和自抗扰理论, 设计了闭环输入-状态稳定的自适应抗扰反步姿态控制器, 指令滤波解决了输入约束下

的反步控制和虚拟控制导数的计算膨胀问题, 而 NESO 对干扰力矩进行在线估计补偿, 提高了姿态机动的抗扰鲁棒性和跟踪精度, 且相比传统的自适应反步法, 本文的设计参数可面向性能进行调节, 在姿态跟踪和干扰补偿方面性能更优。

参 考 文 献

- [1] ACQUATELLA P J, FALKENA W, VAN KAMPEN E J, et al. Robust nonlinear spacecraft attitude control using incremental nonlinear dynamic inversion[C]//AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Minneapolis, Minnesota, 2012. doi:10.2514/6.2012-4623.
- [2] LU K F, XIA Y Q, FU M Y. Controller design for rigid spacecraft attitude tracking with actuator saturation[J]. Information Sciences, 2013, 220:343-366.
- [3] 王翔宇, 丁世宏, 李世华. 基于反步法的挠性航天器姿态镇定[J]. 航空学报, 2011, 32(8):1512-1523. WANG X Y, DING S H, LI S H. Stabilization of flexible spacecraft attitude based on backstepping control[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(8):1512-1523.
- [4] ALI I, RADICE G, KIM J. Backstepping control design with actuator torque bound for spacecraft attitude maneuver[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(1):254-259.
- [5] KRSTIĆ M, KANELAKOPOULOS I, KOKOTOVIĆ P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [6] KRSTIĆ M. On using least-squares updates without regressor filtering in identification and adaptive control of nonlinear systems[J]. Automatica, 2009, 45(3):731-735.
- [7] WANG W W, GAO Z Q. A comparison study of advanced state observer design techniques[C]//American Control Conference, Denver, Colorado, USA, 2003:4754-4759.
- [8] CHEN M, GE S S, REN B. Adaptive tracking control of uncertain MIMO nonlinear systems with input constraints[J]. Automatica, 2011, 47(3):452-465.
- [9] FARRELL J A, POLYCARPOU M, SHARMA M, et al. Command filtered backstepping[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6):1391-1395.
- [10] SONNEVELDT L, CHU Q P, MULDER J A. Nonlinear flight control design using constrained adaptive backstepping[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2007, 30(2):322-336.
- [11] SCHAUB H, JUNKINS J L. Analytical mechanics of aerospace systems[M]. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2003.

[12] 胡锦涛,张洪华. 基于浸入与不变流形的抗干扰饱和姿态控制器[J]. 中国空间科学技术,2012(6):31-38.
HU J C, ZHANG H H. Immersion and invariance based attitude controllers subject to input saturation and disturbances[J]. Chinese Space Science and Technology, 2012(6):31-38.

[13] 曹喜滨,董晓光,张锦绣,等. 编队飞行自主控制的自适应方法[J]. 宇航学报,2012,33(7):903-909.
CAO X B, DONG X G, ZHANG J X, et al. An adaptive control law for autonomous formation flight[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(7):903-909.

[14] 张超,张胜修,蔡光斌,等. 小型航天器浸入与不变自适应反步姿态跟踪[J]. 哈尔滨工业大学学报,2014,46(7):682-690.
ZHANG C, ZHANG S X, CAI G B, et al. Immersion and invariance adaptive backstepping attitude tracking of micro-spacecraft[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2014, 46(7):682-690.

[15] CAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]//American Control Conference, Denver, Colorado, USA, 2003:4989-4996.

[16] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
HAN J Q. Active disturbance rejection control technique—the technique for estimating and compensating uncertainties [M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2008.

[17] POMET J, PRALY L. Adaptive nonlinear regulation; Estimation from the Lyapunov equation[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(6):729-740.

[18] WERTZ J R, LARSON W J. Space mission analysis and design[M]. 3rd ed. Dordrecht:Kluwer Academic Publishers, 1999.

(上接第 69 页)

[9] OKELLO N, RISTIC B. Maximum likelihood registration for multiple dissimilar sensors [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39 (3) : 1074-1083.

[10] RISTIC B, OKELLO N. Sensor registration in ECEF coordinates using the MLR algorithm [C]//Proceedings of the 6th International Conference on Information Fusion (Fusion 2003), Cairns, Australia, ISIF, 2003 : 135-142.

[11] JIANG J, YUAN J Q, MA X Y, et al. Divided segment ML registration for multiple moving platforms multiple dissimilar sensors[C]//International Conference on Radar, CIE'06, 2006:1-5.

[12] 江晶. 多运动平台多传感器信息融合技术应用研究 [D]. 武汉:武汉大学,2006.
JIANG J. Study on multiple moving platforms multiple sensors information fusion application[D]. Wuhan: Wuhan University, 2006.

(上接第 98 页)

[10] SONG Y, WANG W H, GUO F J. Feature extraction and classification for audio information in news video [C]//Baoding: International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition, 2009:43-46.

[11] PENG C, XU Q J, WAN B K, et al. Pathological voice classification based on features dimension optimization [J]. Transactions of Tianjin University, 2007, 13 (6) : 456-461.

[12] HAIN T, WOODLAND P C. Segmentation and classification of broadcast news audio [C]//Proceedings of the International Conference on Speech and Language Processing ICSLP98, 2007:2727-2730.

[13] LIU Z, WANG Y, CHEN T H. Audio feature extraction and analysis for scene segmentation and classification [J]. Journal of VLSI Signal Processing System, 1998 (20) : 61-79.

[14] TZANETAKIS G, ESSL G, COOK P. Audio analysis using the discrete wavelet transform [C]//Proceedings Conference in Acoustics and Music Theory Applications, 2001:325-330.

[15] 韩纪庆,张磊,郑铁然. 语音信号处理 [M]. 2 版. 北京:清华大学出版社,2013.
HAN J Q, ZHANG L, ZHENG T R. Speech signal processing [M]. 2nd ed. Beijing:Tsinghua University Press, 2013.

