

基于特征模型的力矩受限卫星姿态抗饱和设计

郭瑞科, 胡 军, 李毛毛, 张 涛
(北京控制工程研究所, 北京 100190)

摘 要: 针对存在控制力矩饱和约束的卫星姿态跟踪控制问题, 提出将黄金分割控制器和基于线性矩阵不等式 (LMI) 抗饱和设计相结合的控制方法。采用黄金分割控制器作为标称控制器, 同时使用特征模型取代原被控对象求解抗饱和补偿器, 给出求解抗饱和补偿器凸约束的 LMI 条件, 解决了由于控制输入饱和引起的控制性能下降或系统不稳定问题。通过引入二阶差分方程形式的特征模型, 常规基于线性 LMI 抗饱和设计方法可以扩展到解决一类非线性系统的饱和控制问题中。数值仿真验证了所提出方法对控制力矩受限卫星姿态跟踪控制的有效性和鲁棒性。

关键词: 抗饱和; 黄金分割控制; 特征模型; 姿态控制

中图分类号: TP 391.41

文献标志码: A

DOI: 10.19328/j.cnki.2096-8655.2021.02.007

Anti-windup Design for Satellite Attitude Control with Input Saturation Based on Characteristic Model

GUO Ruike, HU Jun, LI Maomao, ZHANG Tao
(Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: A control method combining golden section controller and anti-windup compensator based on linear matrix inequalities (LMI) is proposed for the satellite attitude tracking control problem with input saturation. The golden section controller is used as the nominal controller, the characteristic model is used instead of the plant in the anti-windup design, and the convex constructions by way of LMI for anti-windup augmentation are formulated, so that the control performance or stability of the closed-loop system can be guaranteed. The characteristic model extends the application range of LMI-based anti-windup design to a class of nonlinear systems with input saturation. Numerical simulations confirm the effectiveness and robustness of the proposed method for satellite attitude tracking control with input saturation.

Key words: anti-windup; golden section control; characteristic model; attitude control

0 引言

航天器技术的发展和航天任务复杂度的提高对控制能力提出了更高的要求, 然而航天器姿态控制中执行器所能输出的控制力矩存在一定限制, 也就是存在饱和非线性。如果设计控制器不考虑执行器存在饱和非线性, 当执行器发生饱和时, 控制器的输出和被控对象的输入值不相等, 可能会导致航天器姿态控制精度变差或闭环系统不稳定。通过设计抗饱和补偿器恢复闭环系统性能或者稳定性, 是解决执行器饱和影响控制性能或闭环系统稳

定性的一种途径^[1]。

目前, 航天器姿态控制抗饱和研究取得一些进展^[2-8]。MARCO 等^[9]提出了基于线性矩阵不等式 (LMI) 的线性离散系统抗饱和设计方法, 给出了静态和动态抗饱和补偿器的构造算法, 尤其是对于静态或者被控对象同阶的抗饱和补偿器构造条件可以转化为凸约束的 LMI 条件。于海祥等^[10]针对大角度姿态机动卫星存在控制输入饱和问题, 在建立被控对象特征模型的基础上, 设计了基于特征模型的低增益反馈控制器, 使得复杂被控对象也可以用

收稿日期: 2020-01-15; 修回日期: 2020-04-10

基金项目: 国家重点研发计划 (2018YFA0703800); 空间智能控制技术重点实验室基金 (ZDSYS-2018-04)

作者简介: 郭瑞科 (1989—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为航天器姿态控制。

低增益的设计方法解决控制输入饱和问题。王明钊等^[11]将 LQG 控制方法和基于 LMI 抗饱和补偿器相结合,保证了控制输入受限航天器闭环稳定,且满足最优的 L2 指标。李德婷等^[12]针对单框架控制力矩陀螺的力矩输出具有奇异饱和性能的特点,设计了基于平坦微分理论快速参考轨迹规划方法和滑模控制器相结合的控制方法,避免出现奇异饱和和失效现象。文献[13]考虑了一类具有状态独立的输入饱和和非线性系统,提出了新的控制策略,设计的非线性控制器使得系统是局部渐近稳定的。WADA 等^[14]对使用模型预测控制器的线性离散系统设计抗饱和补偿器,将抗饱和补偿器的求解转化为 LMI 优化问题,保证了存在输入饱和时的系统稳定性并改善了瞬态响应。然而这些方法都只适用于定常线性离散系统,对于非线性系统或者系统参数不确定时,该方法应用受到限制。

吴宏鑫等^[15]提出了根据对象动力学特性、环境特征和控制性能要求相结合来建模的特征建模思想,以期在满足性能指标的情况下设计出简单低阶控制器。一般情况下,特征模型用慢时变低阶差分方程描述,工程和应用研究中使用最广泛的是二阶差分特征模型。基于特征建模的黄金分割控制能保证参数未知定常系统在过渡阶段,参数估计未收敛情况下闭环稳定,设计简单,参数鲁棒性好。但基于特征模型黄金分割控制器所针对的对象模型还没有考虑过执行器存在饱和的情况。当不考虑执行器饱和现象,常规设计的控制器在执行器发生饱和时将不能保证控制性能或者闭环系统的稳定性。

本文提出将黄金分割控制器和基于 LMI 抗饱和设计相结合的控制方法,针对存在控制力矩饱和和约束的卫星姿态跟踪控制问题,首先设计不考虑输入饱和的定常黄金分割控制器;其次用特征模型取代原被控对象求解抗饱和补偿器,将求解抗饱和补偿器的约束条件转化为凸约束的 LMI 条件,设计过程保证了整个闭环系统的稳定性。数值仿真验证了所提出方法对控制力矩受限卫星姿态跟踪控制的有效性和鲁棒性。

1 问题描述

1.1 挠性卫星动力学系统描述

挠性卫星俯仰轴动力学的简化模型可以写成

如下形式:

$$J\ddot{\omega} + G^T \ddot{q} = T \quad (1)$$

$$\ddot{q} + \Lambda^2 q + G\ddot{\omega} = 0 \quad (2)$$

式中: J 为卫星转动惯量; ω 为俯仰角速度; T 为控制力矩; $G = [g_1 \ g_2]^T$ 为挠性模态与卫星俯仰运动的耦合系数矩阵; $q = [q_1 \ q_2]^T$ 为模态坐标; $\Lambda = \text{diag}(\Lambda_1 \ \Lambda_2)$ 为约束模态频率。

参考文献[10],上述挠性卫星俯仰轴动力学模型的特征模型可以用如下形式的二阶差分方程表示:

$$x(k) = \alpha_1(k)x(k-1) + \alpha_2(k)x(k-2) + \beta_0(k)T(k-1) \quad (3)$$

式中: $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、 $\beta_0(k)$ 未知,但在已知闭凸集之内^[15]。

参考文献[15]中定理 5.1,对式(3)中 $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、 $\beta_0(k)$ 取稳态值,得到

$$x(k) = \alpha_1 x(k-1) + \alpha_2 x(k-2) + \beta_0 u(k-1) \quad (4)$$

对式(4)设计定常黄金分割控制器,作为系统控制输入未受限时的标称控制器,可以保证闭环系统稳定并满足性能,即

$$u(k) = -[l_1 \hat{\alpha}_1 y(k) + l_2 \hat{\alpha}_2 y(k-1)] / \hat{\beta}_0 \quad (5)$$

式中: $l_1 = 0.382$; $l_2 = 0.618$; $\hat{\alpha}_1$ 、 $\hat{\alpha}_2$ 、 $\hat{\beta}_0$ 为特征模型辨识参数,此处取稳态值。

当被控对象的控制输入存在饱和和非线性时,也就是控制输入满足

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} -M, & u < -M \\ u, & |u| \leq M \\ M, & u > M \end{cases} \quad (6)$$

需要设计线性抗饱和补偿器,保证参考输入 w 和输出性能 z 之间 l_2 增益满足控制要求。假设设计 n_{aw} 阶的抗饱和补偿器, $n_{aw} \geq 0$, 定义 $q = u - \text{sat}(u)$,

$$\begin{cases} x_{aw}(k+1) = A_{aw} x_{aw}(k) + B_{aw} (u - \text{sat}(u)) \\ v(k) = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = C_{aw} x_{aw}(k) + D_{aw} (u - \text{sat}(u)) \end{cases} \quad (7)$$

由被控对象、黄金分割控制器、抗饱和补偿器组成的闭环系统示意图如图 1 所示。

1.2 控制律变换

为了便于设计抗饱和补偿器,需要将定常黄金

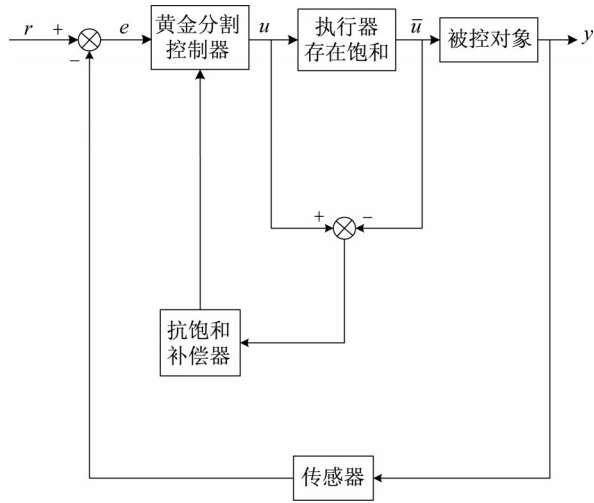


图 1 抗饱和闭环系统

Fig.1 Anti-windup closed-loop system

分割控制律写成状态空间形式。基于误差的黄金分割控制律为

$$u(k) = -[l_1 \hat{\alpha}_1 e(k) + l_2 \hat{\alpha}_2 e(k-1)] / \hat{\beta}_0 \quad (8)$$

式中: $e(k) = y(k) - y_r(k)$, 代入式(8)得

$$u(k) = -\frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} y(k) - \frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} y(k-1) + \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} y_r(k) + \frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} y_r(k-1) \quad (9)$$

对于形如下公式的线性控制律:

$$\begin{cases} x_c(k+1) = A_c x_c(k) + B_{cy} y(k) + B_{cw} w(k) \\ u(k) = C_c x_c(k) + D_{cy} y(k) + D_{cw} w(k) \end{cases} \quad (10)$$

令 $w(k) = y_r(k)$ 有

$$\begin{aligned} x_c(k) &= A_c x_c(k-1) + B_{cy} y(k-1) + \\ &B_{cw} y_r(k-1) \end{aligned} \quad (11)$$

因而

$$u(k) = C_c \cdot A_c x_c(k-1) + D_{cy} y(k) + C_c \cdot B_{cy} y(k-1) + D_{cw} y_r(k) + C_c \cdot B_{cw} y_r(k-1) \quad (12)$$

对比式(9)和式(12), 令 $A_c = 0$, $C_c = I$, 则

$$B_{cy} = -\frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0}, B_{cw} = \frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0}, D_{cy} = -\frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0}, D_{cw} = \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0}。$$

$$\begin{cases} x_c(k+1) = -\frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} y(k) + \frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} w(k) \\ u(k) = x_c(k) - \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} y(k) + \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} w(k) \end{cases} \quad (13)$$

若被控对象存在控制输入饱和, 加入抗饱和和

偿器输出的控制律为

$$\begin{cases} x_c(k+1) = -\frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} y(k) + \frac{l_2 \hat{\alpha}_2}{\hat{\beta}_0} w(k) + v_1 \\ u(k) = x_c(k) - \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} y(k) + \frac{l_1 \hat{\alpha}_1}{\hat{\beta}_0} w(k) + v_2 \end{cases} \quad (14)$$

1.3 闭环系统

为便于求解抗饱和补偿器, 将式(4)写成状态空间形式, 得

$$\begin{cases} x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_{pu} u(k) \\ y(k) = C_{py} x_p(k) \\ z(k) = C_{pz} x_p(k) + D_{pzw} w(k) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \alpha_2 & \alpha_1 \end{bmatrix}$; $B_{pu} = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta_0 \end{bmatrix}$; $C_{py} = C_{pz} = [0 \quad 1]$;

$D_{pzw} = -1$; x_p 为被控对象状态; $u \in \mathbb{R}^n$ 为控制输入; w 为参考输入; z 为输出性能, 跟踪控制中可看作跟踪误差。

定义系统状态 $x_{cl} = [x_p^T \quad x_c^T]^T$, 系统状态方程为式(16), 系数矩阵由被控对象(15)和不受限的控制律(13)的系数矩阵确定, 不包含待求解的抗饱和补偿器系数矩阵, 具体表达式可参考文献[16],

$$\begin{cases} x_{cl}(k+1) = A_{cl} x_{cl}(k) + B_{clq} q + B_{clw} w(k) + \\ B_{clv} (C_{aw} x_{aw}(k) + D_{aw} q) \\ z(k) = C_{clz} x_{cl}(k) + D_{clzq} q + D_{clzw} w(k) + \\ D_{clzv} (C_{aw} x_{aw}(k) + D_{aw} q) \\ u(k) = C_{clu} x_{cl}(k) + D_{cluq} q + D_{cluw} w(k) + \\ D_{cluv} (C_{aw} x_{aw}(k) + D_{aw} q) \end{cases} \quad (16)$$

2 抗饱和补偿器构造

2.1 抗饱和补偿器存在性线性矩阵不等式条件

定理 1 给定被控对象(15)、控制器(13), 当且仅当存在正定对称的矩阵 R_{11} 、 S , 矩阵 Z , 正数 γ , 使得下述线性矩阵不等式可行时, 被控对象(15)、控制器(13)组成的闭环系统在控制输入满足式(7)饱和和非线性约束时, 使闭环系统适定且保证局部二次型 l_2 性能的抗饱和补偿器(7)存在^[8]。

下文中对矩阵 X , $He(X) = X + X^T$,

$$He \begin{bmatrix} -R_{11}/2 & A_p R_{11} + B_{pu} Z & 0 & 0 \\ 0 & -R_{11}/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I/2 & 0 \\ 0 & C_{pz} R_{11} & 0 & -\gamma^2 I/2 \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

$$He \begin{bmatrix} -S/2 & A_{cl} S & B_{clw} & 0 \\ 0 & -S/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I/2 & 0 \\ 0 & C_{clz} S & D_{clzw} & -\gamma^2 I/2 \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} 1/s^2 & Z \\ Z^T & R_{11} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (19)$$

$$S = S^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12}^T & S_{22} \end{bmatrix} > 0 \quad (20)$$

$$R_{11} - S_{11} > 0 \quad (21)$$

2.2 抗饱和和补偿器的构造方法

前述定理给出了与被控对象同阶的抗饱和和补偿器可行性线性矩阵不等式条件。然而在抗饱和和设计中,需要求解出抗饱和和补偿器的系数矩阵,因而下面给出具体的构造方法^[16]:

1) $\min_{R_{11}, S, Z, \gamma^2}$, 求解定理 1 中的 LMI, 找到一组最优解 (R_{11}, S, Z, γ^2) 。

2) 构造矩阵 Q 。根据前述最优解, 构造对称矩阵 $R = \begin{bmatrix} R_{11} & S_{12} \\ S_{12}^T & S_{22} \end{bmatrix}$, 通过对秩亏矩阵分解, 求解方程 $RS^{-1}R - R = NN^T$, 得到 N , 定义 $M = I + N^T R^{-1} N$, 定义 $Q = \begin{bmatrix} R & N \\ N^T & M \end{bmatrix}$ 。

3) 构造求解 LMI 所需的矩阵 Ψ_R ,

$$\begin{bmatrix} A_0 & B_{q0} & B_w \\ C_{y0} & D_{yq0} & D_{yw} \\ C_{z0} & D_{zq0} & D_{zw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{cl} & 0 & B_{clq} & B_{clw} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{cly} & 0 & D_{clyq} & D_{clyw} \\ C_{clz} & 0 & D_{clzq} & D_{clzw} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$\Psi_R = He \times$

$$\begin{bmatrix} -Q/2 & 0 & -Y^T & 0 & 0 \\ A_0 Q & -Q/2 & B_{q0} U & B_w & 0 \\ C_{y0} Q & 0 & D_{yq0} U - U & D_{yw} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I/2 & 0 \\ C_{z0} Q & 0 & D_{zq0} U & D_{zw} & -\gamma^2 I/2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中:

$$Y = [Z \quad ZR_{11}^{-1}R_{12} \quad ZR_{11}^{-1}N_1]$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_{n_{aw}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_{clv}^T & 0 & D_{clyv}^T & 0 & D_{clzv}^T \end{bmatrix}$$

$$G_U = \begin{bmatrix} N^T & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{n_u} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4) 求解抗饱和和补偿器系数矩阵的 LMI。 $\min_{\Lambda_U, U} \gamma^2$, 求解使得式 (22) 的 LMI 成立的矩阵 Λ_U 、对角阵 U ,

$$\Psi_R + G_U^T \Lambda_U^T H + H^T \Lambda_U G_U < 0 \quad (24)$$

这样可以得到

$$\begin{bmatrix} A_{aw} & B_{aw} \\ C_{aw} & D_{aw} \end{bmatrix} = \Lambda_U \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & U^{-1} \end{bmatrix} \quad (25)$$

3 实验仿真

考虑文献[10]中的对象, 对称挠性帆板卫星的俯仰轴动力学, 采样时间 $T_s = 0.1$ s, 模型参数如下:

$$J = 3732 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$g_1 = g_2 = [1.9276 \quad -0.0103 \quad 1.0691]^T$$

$$\Lambda_1 = \Lambda_2 = \text{diag}(0.1979 \quad 0.7000 \quad 1.2087) \cdot 2\pi$$

参考信号选择幅值为 50 的阶跃, 通过一个低通离散滤波器, $F(z) = 0.01/z - 0.99$ 。设计定常黄金分割控制器,

$$u(k) = -[l_1 \hat{a}_1 e(k) + l_2 \hat{a}_2 e(k-1)] / \hat{\beta}_0$$

式中: $e(k) = y(k) - y_r(k)$; $l_1 = 0.382$; $l_2 = 0.618$; $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{\beta}_0$ 为特征模型辨识参数, 此处取稳态值。对此被控对象 $\hat{a}_1 = 1.996, \hat{a}_2 = -0.998, \hat{\beta}_0 = 0.004$ 。

控制器的状态空间形式如下:

$$\begin{bmatrix} A_c & B_{cy} & B_{cw} \\ C_c & D_{cy} & D_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{l_2 \hat{a}_2}{\hat{\beta}_0} & \frac{l_2 \hat{a}_2}{\hat{\beta}_0} \\ I & -\frac{l_1 \hat{a}_1}{\hat{\beta}_0} & \frac{l_1 \hat{a}_1}{\hat{\beta}_0} \end{bmatrix}$$

控制输入 u 限制为 ± 30 , 可以设计被控对象同阶的抗饱和和补偿器, 通过固定参考输入 y_r 的 l_2 增益 s , 求得最优 γ , 以实现闭环稳定和局部的性能指标。

抗饱和和补偿器与被控对象同阶 ($n_{aw} = 2$), 取 $s = 0.29$, 可求得 $\gamma = 349.06$, 抗饱和和补偿器系数矩阵为

$$\begin{bmatrix} A_{aw} & B_{aw} \\ C_{aw} & D_{aw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9869 & -0.5763 & -0.0005 \\ 0 & 0.0090 & 0 \\ 9695.7 & -26.691 & 0.0324 \\ -11978 & -2632.8 & -11.635 \end{bmatrix}$$

控制输入未受限时, 所设计的控制律可以很好

地跟踪参考输入,控制量最大值为 978.9。当控制输入的幅值限值在 ± 30 时,闭环系统受到饱和影响,可以看到控制性能明显变差,输出难以跟踪参考输入,控制输入在 ± 30 多次振荡,如图 2 和图 3 所示。

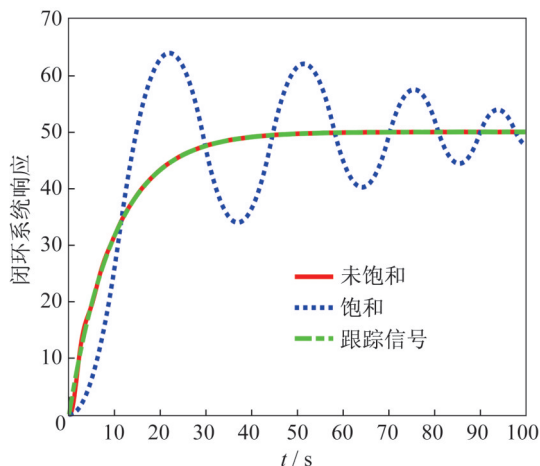


图 2 不存在与存在输入饱和时的闭环响应

Fig.2 Closed-loop responses without and with input saturation

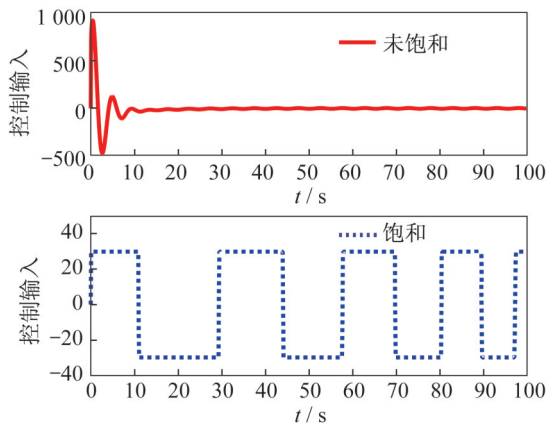


图 3 不存在与存在输入饱和时的控制量

Fig.3 Control inputs without and with input saturation

3.1 被控对象同阶抗饱和和补偿器($n_{aw} = n_p = 2$)

根据 2.2 节步骤设计的被控对象同阶抗饱和和补偿器控制结果如图 4 所示。图中可见,采用被控对象同阶抗饱和和补偿器之后,闭环系统的输出能较好地跟踪参考输入,相比较与饱和系统控制效果有明显提升。通过图 5 所示的几拍 bang-bang 控制能够很快地恢复不受限的闭环响应,说明这种动态抗饱和和补偿器是有效的。需要注意的是,在初始跟踪阶

段,跟踪性能还是有较小的损失,这也是抗饱和和补偿器在保证饱和性能同时,不可避免地损失小信号时的闭环响应性能。

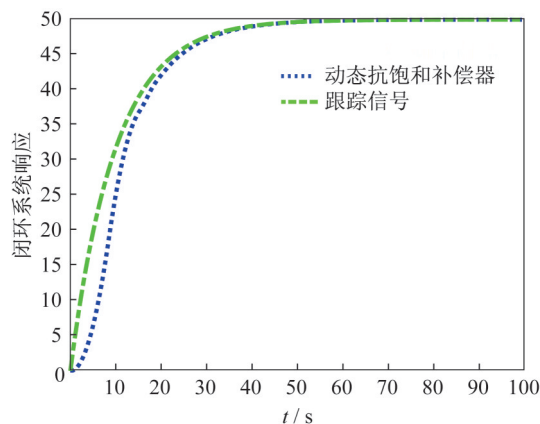


图 4 采用动态抗饱和和补偿器的闭环响应

Fig.4 Closed-loop responses with dynamic anti-windup compensator

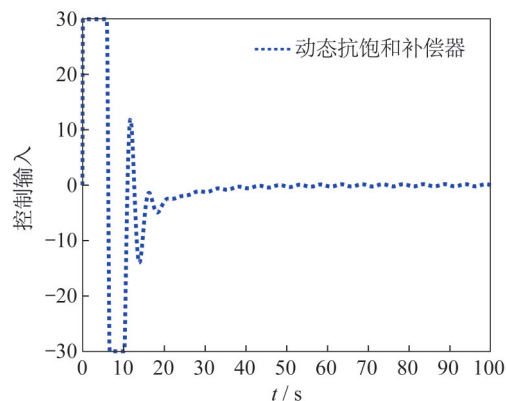


图 5 采用动态抗饱和和补偿器时的控制量

Fig.5 Control input with dynamic anti-windup compensator

3.2 黄金分割控制器与低增益饱和控制器对比仿真

此处进一步对比了定常黄金分割控制律和文献[10]中所采用低增益控制律时,闭环系统响应和控制量的不同。如图 6 所示,控制输入受限时,采用两种控制器的闭环系统都在瞬态响应有轻微的性能损失,但采用动态抗饱和和补偿器的黄金分割控制相比低增益饱和控制器能更好地跟踪参考信号,同时采用定常黄金分割控制的控制量只有较少的振荡,变化较平滑,如图 7 所示。

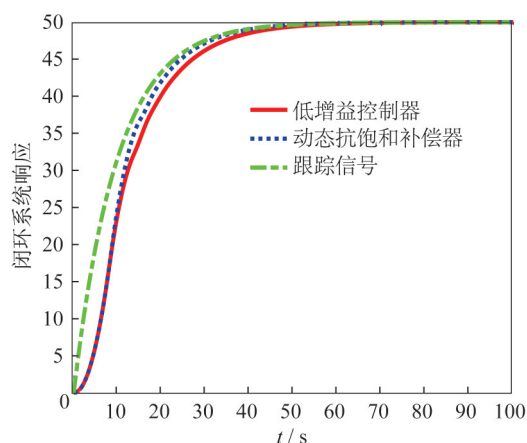


图6 采用动态抗饱和补偿器和低增益控制器的闭环响应
Fig.6 Closed-loop responses with dynamic anti-windup compensator and low-gain controller

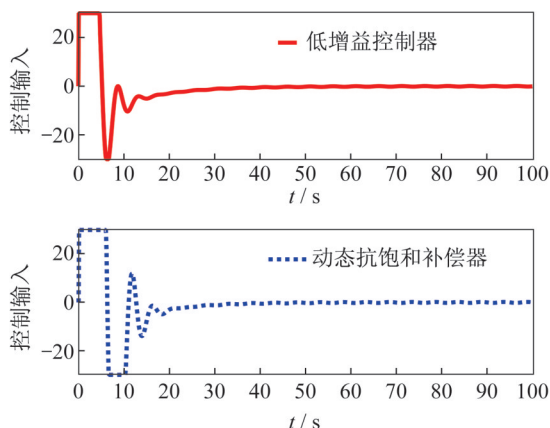


图7 采用动态抗饱和补偿器和低增益控制器的控制量
Fig.7 Control input with dynamic anti-windup compensator and low-gain controller

4 结束语

本文将黄金分割控制器和基于LMI抗饱和设计相结合,首先设计不考虑输入饱和的定常黄金分割控制器;其次用特征模型取代原被控对象来求解抗饱和补偿器,将求解抗饱和补偿器的约束条件转化为凸约束的LMI条件。设计过程保证了整个闭环系统的稳定性,解决了存在控制力矩饱和约束的卫星姿态跟踪控制问题。数值仿真验证了所提出方法对控制力矩受限卫星姿态跟踪控制的有效性和鲁棒性。

参考文献

[1] TEEL A R, KAPOOR N. The L2 anti-windup problem: its definition and solution [C]// European Control Conference. Washington D. C., USA: IEEE

Press, 1997:1897-1902.

- [2] NIMANN H. A controller architecture with anti-windup [J]. IEEE Control Systems Letters, 2020, 4(1):139-144.
- [3] 王超,张胜修,宋仔标,等.飞行器抗饱和鲁棒自适应非线性模型预测控制[J].系统工程与电子技术,2018,40(2):393-400.
- [4] 赵阳,蔡光斌,张胜修.高超声速飞行器LPV抗饱和模型参考控制器设计[J].光电与控制,2019,26(1):61-67.
- [5] 刘田禾,安昊,王常虹.高超声速飞行器的抗饱和切换控制[J].宇航学报,2020,41(3):329-336.
- [6] 王青,刘雨昂,刘晨,等.基于扩张状态观测器的变形机翼抗饱和和控制[J].系统工程与电子技术,2019,41(3):619-625.
- [7] JEDDA O, DOUIK A. Discrete-time integral sliding mode control with anti-windup [J]. Studies in Informatics and Control, 2018, 27(4):413-422.
- [8] 鲁娜,房濛濛.高超声速飞行器控制技术研究进展综述[J].飞航导弹,2019(12):16-21,62.
- [9] MASSIMETTI M, ZACCARIAN L, HU T, et al. Linear discrete-time global and regional anti-windup an LMI approach [J]. International Journal of Control, 2009, 82(12):2179-2192.
- [10] 于海祥.基于特征模型的力矩饱和和卫星姿态控制[J].中南大学学报(自然科学版),2013,44(增刊1):142-146.
- [11] 王明钊,刘金琨.基于LMI的挠性航天器抗饱和补偿器设计及分析[J].航天控制,2014,32(1):63-67.
- [12] 李德婷,张元媛,王华.考虑单框架控制力矩陀螺性能约束的小卫星姿态星载控制[J].上海航天,2019,36(3):89-95.
- [13] GUBNER T, JOST M, ADAMY J. Controller design for a class of nonlinear systems with input saturation using convex optimization [J]. Systems and Control Letters, 2012, 61(1):258-265.
- [14] WADA N, SAEKI M. Anti-windup synthesis for a model predictive control system [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2016, 11(6):776-785.
- [15] 吴宏鑫,胡军,解永春.基于特征模型的智能自适应控制[M].北京:中国科学技术出版社,2009:112-113.
- [16] ZACCARIAN L, TEEL A R. Modern anti-windup synthesis: control augmentation for actuator saturation [M]. New Jersey: Princeton University Press, 2011:145-146.