

帆板驱动影响下的卫星姿态高精度高稳定度控制

斯祝华^{1,2}, 刘一武^{1,2}

(1. 北京控制工程研究所, 北京 100190; 2. 空间智能控制技术国家级重点实验室, 北京 100190)

摘 要: 受步进电机驱动作用, 太阳帆板对日定向时卫星姿态受到影响。本文针对帆板驱动不平稳引起的卫星姿态耦合干扰, 提出了一种卫星姿态稳定和太阳帆板对日定向的复合控制方法。卫星姿态稳定采用自抗扰控制器, 以估计补偿由帆板驱动和系统不确定性引起的干扰, 并在此基础上, 设计了步进电机自适应电流补偿驱动器, 以克服帆板驱动机构摩擦力矩和谐波力矩影响。仿真结果表明, 该方法能大大提高卫星姿态控制精度和稳定度, 同时还改善了帆板对日定向的精度。

关键词: 帆板驱动机构; 高精度; 高稳定度; 姿态控制; 驱动控制

中图分类号: V448.22 文献标识码: A 文章编号: 1000-1328(2010)12-2697-07

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2010.12.012

High Accuracy and High Stability Attitude Control of a Satellite with a Rotating Solar Array

SI Zhu-hua^{1,2}, LIU Yi-wu^{1,2}

(1. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Space Intelligent Control, Beijing 100190, China)

Abstract: The attitude of satellite is disturbed under the influence of step motor driving during the period of solar array pointing to the sun. Considering the coupling disturbances with satellite attitude caused by driving fluctuation, a compound controller is designed for satellite attitude stabilization and solar array pointing to the sun. For the rigid body attitude stabilization, an Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) is proposed to estimate and compensate the disturbances induced by solar array driving and model uncertainties, on the basis of this work, an Adaptive Current Compensator (ACC) is adopted to equalize the friction torque and ripple torque of Solar Array Drive Assembly (SADA). The simulation results demonstrate that the satellite attitude accuracy and stability can both improve greatly and the solar array can track the sun more accurately with this compound control strategy.

Key words: SADA; High accuracy; High stability; Attitude control; Drive control

0 引 言

卫星在轨运行期间, 太阳电池帆板要相对星体转动以跟踪太阳, 从而获取更多能量。由于步进电机定位精度高, 无累积误差, 加上电机易开环控制, 驱动线路简单, 因而在太阳帆板驱动装置 (SADA) 中得到广泛应用。但是, 步进电机受脉冲控制, 动态响应差, 加上电机自身谐波力矩和机构摩擦力矩的

影响, 通常帆板驱动不够平稳, 直接影响卫星姿态控制精度和稳定度^[1-2]。

有关 SADA 驱动机理及其对星体姿态影响的国内外研究较少, 更多地侧重于设计驱动性能更好的 SADA^[3-4] 以减少驱动带来的影响, 或者是采用鲁棒姿态控制方法^[5], 而没有从模型角度来研究二者关系。但有关星上运动部件的研究还有不少, 文献 [6-7] 对星上扫描镜运动作用设计了力矩前馈补

偿方法,文献[8]针对平台和同时机动时的复合控制技术做了初步探索,文献[9]以中继卫星为对象,设计了星体姿态稳定控制和单址天线指向控制的复合控制方案,文献[10]针对一类复杂卫星,设计了自适应模糊逻辑和自抗扰干扰补偿控制器。

帆板驱动同星上载荷运动具有相似性,同时帆板定向和天线指向控制类似,根据这个思想,本文以中心刚体带单翼刚性帆板卫星为对象,设计了一种卫星本体和太阳帆板对日定向的复合控制方法,实现了星体平台的高精度高稳定度控制,同时帆板对日定向精度也得到较大提高。

1 系统模型

1.1 卫星运动学动力学模型

图 1 所示为本文所要研究的卫星构型,它由中心刚体和单翼太阳帆板组成,帆板绕其自身转轴旋转以对日定向。 $o_b x_b y_b z_b$ 为卫星本体坐标系, $o_s x_s y_s z_s$ 为帆板坐标系。初始时刻,卫星本体系与帆板系方位一致,姿态参考系为卫星轨道坐标系。

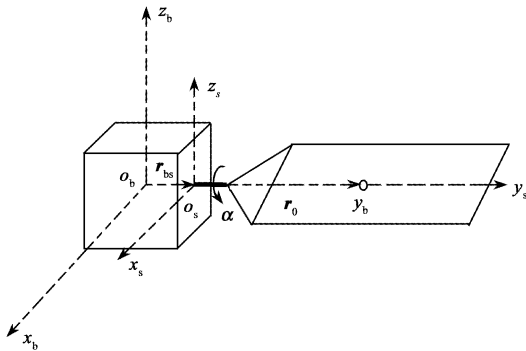


图 1 中心刚体带单翼太阳帆板卫星构型

Fig.1 Satellite structure composed of a central rigid body with a rotating rigid solar array

采用欧拉角描述卫星姿态。定义卫星滚动角 φ 、俯仰角 θ 和偏航角 ψ , 记 $\Theta = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ 为卫星姿态,小角度近似前提下,卫星姿态运动学方程为

$$\omega = \dot{\Theta} + \delta \tag{1}$$

式中: $\delta = (-\omega_0 \psi \ -\omega_0 \ \omega_0 \varphi)^T$, ω_0 为轨道角速度。

采用角动量定理,建立卫星动力学方程:

$$\begin{cases} I_{sat} \dot{\omega} + J_s D \ddot{\alpha} + \tilde{\omega} H = T_c \\ D^T I_s D \ddot{\alpha} + D^T J_s^T \dot{\omega} = T_L \end{cases} \tag{2}$$

式中: I_{sat} 为整星在本体系下的转动惯量; I_s 为帆板

在帆板系下的转动惯量; J_s 为帆板转动同星体转动的耦合系数阵; ω 为卫星角速度; $\tilde{\omega}$ 为 ω 的反对称叉乘矩阵; α 为帆板转角,定义绕 $+y_s$ 转动为正; $D = [0 \ 1 \ 0]^T$; T_L 为帆板驱动力矩(即步进电机负载力矩); $T_c = -\dot{h}$ 为卫星控制力矩; $H = I_{sat} \omega + J_s D \dot{\alpha} + h$ 为整星角动量, h 为动量轮角动量。

1.2 SADA 驱动模型

以直接驱动型 SADA 为研究对象,它由两相混合式步进电机以双四拍方式带动帆板转动,采用正余弦细分电流驱动。大量研究表明,机构摩擦和电机谐波力矩对帆板驱动平稳性影响较大^[3-4, 11]。

摩擦力矩 T_f 与接触面相对转速 $\dot{\alpha}$ 的关系一般可用非线性函数 $T_f = f(\dot{\alpha})$ 描述,该函数同摩擦副材料特性、表面状态、润滑条件和环境温度等因素有关。当前国内外 SADA 摩擦建模多采用库仑摩擦 + 粘性摩擦模型,考虑到 SADA 处于低速驱动状态,本文采用静态 Stribeck 摩擦模型^[12-13] 描述。

电机谐波力矩 T_r 较为复杂,主要包括齿槽定位力矩和电磁谐波力矩两种。齿槽力矩只与定子齿槽构造有关,同定子电流无关,而且是时刻存在的;电磁谐波力矩是由转子永磁体和定子电流的相互作用而产生的,它们多由制造工艺导致的,现代电机的应用表明,这种高次谐波力矩通常都很小^[14]。当前国内外 SADA 建模通常都没有考虑谐波力矩,这里只考虑其中占主要部分的四阶齿槽定位力矩。

最终建立的 SADA 驱动模型包括 DQ 系下描述的电机方程(3)、摩擦力矩模型(4)和齿槽定位力矩模型(5)和 SADA 驱动力矩方程(6)。

$$\begin{cases} u_d + LZ_r \dot{\alpha} i_q - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} = 0 \\ u_q - LZ_r \dot{\alpha} i_d - k \dot{\alpha} - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} = 0 \end{cases} \tag{3}$$

$$T_f = [T_c + (T_m - T_c) e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2}] \text{sgn}(\dot{\alpha}) + \sigma_0 \dot{\alpha} \tag{4}$$

$$T_r = T_4 \sin(4Z_r \alpha) \tag{5}$$

$$T_L = ki_q - T_f - T_r - J_m \ddot{\alpha} \tag{6}$$

式中: i_d, i_q 分别为变换后的 D、Q 轴电流; u_d, u_q 分别为 D、Q 轴电压; L 为绕组自感系数; R 为绕组电阻; J_m 为电机轴转动惯量; Z_r 为电机转子齿数; k 为电机电磁力矩系数; $\dot{\alpha}_s$ 为临界 Stribeck 转速; T_c 为库仑摩擦力矩; T_m 为最大静摩擦力矩; σ_0 为粘性摩擦阻尼系

数; T_4 为四次谐波定位力矩幅值; DQ 变换阵

$$M \triangleq \begin{bmatrix} \cos(Z_r \alpha) & \sin(Z_r \alpha) \\ -\sin(Z_r \alpha) & \cos(Z_r \alpha) \end{bmatrix}$$

2 卫星姿态自抗扰控制

自抗扰控制器是近几年来提出的一种新型控制器^[15],它几乎不依赖受控对象,特别适用于不确定系统。通常星体角速度、姿态可由相应的陀螺敏感器和姿态敏感器测量,本文构造的卫星姿态自抗扰控制器见图 2 所示。控制器包括:内环二阶扩张状态观测器 ESO,内环非线性误差反馈控制律 NLSEF1,外环非线性误差反馈控制律 NLSEF2。

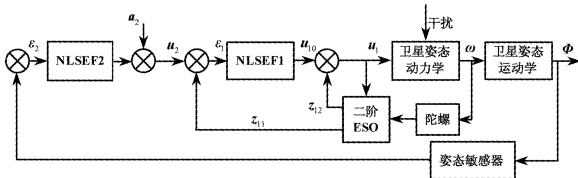


图 2 卫星姿态自抗扰控制器框图

Fig. 2 Satellite attitude ADRC controller block diagram

为设计自抗扰控制器,现将控制对象(1)和(2-1)改写如下:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = a_1(t) + u_1 \\ \dot{\Theta} = a_2(t) + u_2 \end{cases} \quad (7)$$

式中: $a_1(t) = I_{sat}^{-1}(-J_s D \ddot{\alpha} - \tilde{\omega} H) + (I_{sat}^{-1} - I_0^{-1}) T_c$; $a_2(t) = -\delta$; $u_1 = I_0^{-1} T_c$, $u_2 = \omega_0 I_0$ 的引入是为了方便控制器设计,这里取为帆板转动 45° 时的整星转动惯量。

定义系统(7)的输出 $y_1 = \omega, y_2 = \Theta$, 根据自抗扰控制器原理,最后得出的控制律为

$$u_1 = u_{10} - z_{12} \quad (8-1)$$

$$u_{10} = \beta_1 \text{fal}(u_2 - z_{11}, \alpha_1, \delta_1) \quad (8-2)$$

$$u_2 = \beta_2 \text{fal}(-y_2, \alpha_2, \delta_2) - a_2 \quad (8-3)$$

式中: $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0, 0 < \alpha_1 < 1, 0 < \alpha_2 < 1, \delta_1 > 0, \delta_2 > 0$ 均为标量; z_{11}, z_{12} 为 ESO 状态。二阶 ESO 算法为

$$\begin{cases} e_1 = z_{11} - y_1 \\ \dot{z}_{11} = z_{12} - \beta_{11} e_1 + u_1 \\ \dot{z}_{12} = -\beta_{12} \text{fal}(e_1, \alpha_{11}, \delta_{11}) \end{cases} \quad (9)$$

式中相关参数取值同前。且有

$$\text{fal}(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} |x|^\alpha \text{sgn}(x), & |x| \geq \delta \\ x/\delta^{1-\alpha}, & |x| < \delta \end{cases} \quad (10)$$

只要 ESO 中的参数 β_{11} 和 β_{12} 选择合适,满足二阶 ESO 的稳定性条件 $\beta_{11}^2 > 4\beta_{12}\delta_{11}^{-1}$ ^[16] 时,ESO 状态满足收敛关系

$$z_{11} \rightarrow y_1; z_{12} \rightarrow a_1(t) \quad (11)$$

显然飞轮控制力矩为

$$T_c = I_0(u_{10} - z_{12}) \quad (12)$$

3 帆板驱动控制

帆板驱动不平稳会给星体姿态带来干扰,另一方面,星体转动也会影响到帆板驱动平稳性。下面设计帆板驱动控制器,通过补偿机构摩擦力矩、电机谐波力矩以及星体耦合力矩,以改善帆板驱动平稳性,减少了对星体的干扰,从而进一步提高了卫星姿态控制精度。

3.1 电机电流调节

SADA 电机采用正余弦细分电流驱动,即参考电流为 $i_{ra} = I_m \cos(2\pi n/K), i_{rb} = I_m \sin(2\pi n/K)$, 经 PWM 整流器调制形成驱动电压。电流采用 PI 调节器调节,为简化分析,假定 PWM 环节的等效增益为 1,则有

$$\begin{cases} u_d = (K_p + \frac{K_I}{s})(i_{rd} - i_d) \\ u_q = (K_p + \frac{K_I}{s})(i_{rq} - i_q) \end{cases} \quad (13)$$

式中: i_{rd}, i_{rq} 分别为变换后的 D, Q 轴参考电流; K_p, K_I 为 PI 调节器增益; $n = \text{round}(f \cdot t)$ 为脉冲数, $\text{round}(\cdot)$ 为取整函数; f 为电机驱动频率; K 为电流细分分数; I_m 为绕组额定电流。

从(3)式可以看出 D, Q 两轴电压方程存在耦合,故引入如下补偿

$$\begin{cases} u'_d \triangleq u_d + LZ_r \dot{i}_q \\ u'_q \triangleq u_q - LZ_r \dot{i}_d - k\dot{\alpha} \end{cases} \quad (14)$$

实现解耦,即将 PI 调节电压同耦合电压一起同三角波比较,形成调制电压。此时闭环特征方程为

$$\Delta(s) = Ls^2 + (R + K_p)s + K_I \quad (15)$$

这样就可按时域特征选取适当的 PI 调节器参数配置极点。

3.2 自适应电流补偿

受摩擦、谐波力矩影响,高速率稳定度的低速驱动控制一直是驱动控制的难题。通常,摩擦力矩和谐波力矩是随着电机的运行而变化的,因此,要保证电机的平稳运行,有必要对摩擦和谐波力矩进行补偿^[17]。本文采用基于模型的方法,通过构造 Lyapunov 函数,设计了自适应电流补偿帆板驱动器,以抵消摩擦力矩、谐波力矩以及星体耦合对驱动的影响,控制器框图见图 3 所示。

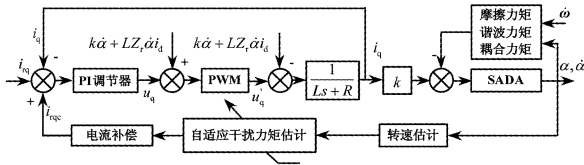


图 3 自适应电流补偿器框图

Fig. 3 Adaptive current compensator block diagram

联立(4)(5)(6)式,方程(2-2)转化为

$$J\ddot{\alpha} = ki_q - [T_c + (T_m - T_c)e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2}] \text{sgn}(\dot{\alpha}) - \sigma_0\omega - T_4 \sin(4Z_r\alpha) - C^T \dot{\omega} \quad (16)$$

式中: $J \triangleq D^T I_s D + J_m$ 为常值, $C = J_s D$ 。由于(16)式中有关摩擦和谐波力矩模型的参数通常需要实验测定,而实验环境下测定的数据往往与真实数据存在差异,因此下文均视为待定参数。即

$$\ddot{\alpha} = \frac{ki_q}{J} - \frac{[\sigma_1 + \sigma_2 e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2}] \text{sgn}(\dot{\alpha}) + \sigma_0 \dot{\alpha}}{J} - \frac{T_4 \sin(4Z_r\alpha)}{J} - \frac{C^T \dot{\omega}}{J} \quad (17)$$

式中: $\sigma_1 = T_c$; $\sigma_2 = T_m - T_c$ 。由于电机为开环控制,这样 i_q 为系统(17)的控制输入。

定义系统误差

$$e_1 \triangleq \alpha_d - \alpha, e_2 \triangleq \dot{e}_1 \quad (18)$$

则有

$$\dot{e}_1 = \omega_d - \dot{\alpha}, \dot{e}_2 = -\ddot{\alpha} \quad (19)$$

式中: α_d 为期望转角; ω_d 为指令转速。

结合(17)式,可得

$$\dot{e}_2 = -\frac{ki_q}{J} + \frac{[\sigma_1 + \sigma_2 e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2}] \text{sgn}(\dot{\alpha}) + \sigma_0 \dot{\alpha}}{J} + \frac{T_4 \sin(4Z_r\alpha)}{J} + \frac{C^T \dot{\omega}}{J} \quad (20)$$

上式中,参数 $\sigma_0, \sigma_1, \sigma_2, T_4, C$ 均未知,须采用相应的估计值 $\hat{\sigma}_0, \hat{\sigma}_1, \hat{\sigma}_2, \hat{T}_4, \hat{C}$ 。

对(17)式描述的 SADA 驱动系统,构造如下非线性自适应控制律

$$i_q = \frac{Jc}{k} e_2 + \frac{[\hat{\sigma}_1 + \hat{\sigma}_2 e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2}] \text{sgn}(\dot{\alpha}) + \hat{\sigma}_0 \dot{\alpha}}{k} + \frac{\hat{T}_4 \sin(4Z_r\alpha)}{k} + \frac{\hat{C}^T u_{10}}{k} \quad (21)$$

式中: c 为设计的正常数。

相应参数估计值由下述自适应律确定

$$\dot{\hat{\sigma}}_0 = \frac{k_{\sigma_0}}{J} \dot{\alpha} e_2 \quad (22-1)$$

$$\dot{\hat{\sigma}}_1 = \frac{k_{\sigma_1}}{J} \text{sgn}(\dot{\alpha}) e_2 \quad (22-2)$$

$$\dot{\hat{\sigma}}_2 = \frac{k_{\sigma_2}}{J} e^{-(\dot{\alpha}/\dot{\alpha}_s)^2} \text{sgn}(\dot{\alpha}) e_2 \quad (22-3)$$

$$\dot{\hat{T}}_4 = \frac{k_{T_4}}{J} \sin(4Z_r\alpha) e_2 \quad (22-4)$$

$$\dot{\hat{C}} = \frac{k_C}{J} u_{10} e_2 \quad (22-5)$$

式中, $k_{\sigma_0}, k_{\sigma_1}, k_{\sigma_2}, k_{T_4}, k_C$ 为设计的正常数。

定理 1. 对(17)式描述的 SADA 驱动系统,在(21)式描述的自适应控制律和(22)式描述的参数更新律作用下,帆板驱动保持平稳,即即当 $t \rightarrow \infty$ 时,有 $e_2 \rightarrow 0$ 。

证. 定义参数估计误差

$$\tilde{\sigma}_0 = \sigma_0 - \hat{\sigma}_0, \tilde{\sigma}_1 = \sigma_1 - \hat{\sigma}_1, \tilde{\sigma}_2 = \sigma_2 - \hat{\sigma}_2, \tilde{T}_4 = T_4 - \hat{T}_4, \tilde{C} = C - \hat{C} \quad (23)$$

选取 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} \left(e_2^2 + \frac{\tilde{\sigma}_0^2}{k_{\sigma_0}} + \frac{\tilde{\sigma}_1^2}{k_{\sigma_1}} + \frac{\tilde{\sigma}_2^2}{k_{\sigma_2}} + \frac{\tilde{T}_4^2}{k_{T_4}} + \frac{\tilde{C}^T \tilde{C}}{k_C} \right) \quad (24)$$

对其求导,可得

$$\dot{V} = e_2 \dot{e}_2 + \frac{\tilde{\sigma}_0 \dot{\tilde{\sigma}}_0}{k_{\sigma_0}} + \frac{\tilde{\sigma}_1 \dot{\tilde{\sigma}}_1}{k_{\sigma_1}} + \frac{\tilde{\sigma}_2 \dot{\tilde{\sigma}}_2}{k_{\sigma_2}} + \frac{\tilde{T}_4 \dot{\tilde{T}}_4}{k_{T_4}} + \frac{\tilde{C}^T \dot{\tilde{C}}}{k_C} \quad (25)$$

通过自抗扰扰动补偿后, $\dot{\omega} = u_{10}$, 联立(17)~(22)式,略去中间过程,可得

$$\dot{V} = -ce_2^2 \leq 0 \quad (26)$$

(26)式表明 $V(t) \leq V(0)$, 根据(17)式可知 $e_2, \tilde{\sigma}_0, \tilde{\sigma}_1, \tilde{\sigma}_2, \tilde{T}_4, \tilde{C}$ 有界。继续对(26)式求导,并结

合(19)式,得

$$\ddot{V} = -2ce_2\dot{e}_2 = 2ce_2\ddot{\alpha} \quad (27)$$

因为 e_2 有界,则 \dot{e}_1 有界,从而由(19)式可知 $\dot{\alpha}$ 有界,通常电机绕组电流有界,则 i_q 有界,根据(17)式可知 $\ddot{\alpha}$ 有界,从而 \ddot{V} 有界,故 \dot{V} 一致连续。根据 Barbalat 引理^[18],可知在(21)式描述的控制作用下有当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_2 \rightarrow 0$ 。证毕。

理想情况下, $i_{rq} = 0$,因此(21)式描述的控制就是所需补偿电流 i_{qc} 。通常电机电气时间常数较小,参考电流同实际绕组电流差别不大,因此可直接令 $i_{rqc} = i_{qc}$ 。从而电机绕组相补偿电流为

$$\begin{bmatrix} i_{rac} \\ i_{rbc} \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rqc} \end{bmatrix} \quad (28)$$

显然,上述电流补偿器需要用到帆板转速 $\dot{\alpha}$,由于 SADA 中只有角位置传感器,角速度无法获取,因此还需估计帆板转速。最直接的方法就是差分法,但会引起高频噪声。对轮控卫星而言,角动量守恒,

$$\mathbf{H} = \mathbf{I}_{sat}\boldsymbol{\omega} + \mathbf{J}_s\mathbf{D}\dot{\alpha} + \mathbf{h} = \mathbf{H}_0 \quad (29)$$

式中, \mathbf{H}_0 为初始角动量。这样可根据(29)式,并结合 $\mathbf{T}_c = -\dot{\mathbf{h}} = \mathbf{I}_0(\mathbf{u}_{10} - \mathbf{z}_{12})$,可得帆板转速估计

$$\hat{\dot{\alpha}} = (\mathbf{D}^T\mathbf{J}_s\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^T \left(\int \mathbf{I}_0(\mathbf{u}_{10} - \mathbf{z}_{12}) dt - \mathbf{I}_{sat}\boldsymbol{\omega} + \mathbf{H}_0 \right) \quad (30)$$

采用上式估计帆板转速是可行的,一方面 ESO 对噪声有一定的滤波,另一方面,积分器对噪声有一定的抑制。

4 仿真算例

下面以中低轨道卫星为研究对象,仿真研究该复合控制算法的控制效果,同时还比较仿真了星体 PD 控制作用下的系统响应,帆板指令转速为 0.06 (°/s)。主要仿真参数(略去单位)如下:

卫星参数:

中心刚体转动惯量

$$\mathbf{I}_b = \begin{bmatrix} 1028.872 & -10.915 & -23.642 \\ -10.915 & 1026.244 & -17.856 \\ -23.642 & -17.856 & 1117.247 \end{bmatrix}$$

帆板转动惯量

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} 580.607 & 2.302 & 0.058 \\ 2.302 & 28.778 & 2.250 \\ 0.058 & 2.250 & 560.306 \end{bmatrix}$$

帆板铰链点到星体中心的矢径 $\mathbf{r}_{bs} = [-0.028 \ 0.789 \ -0.008]^T$,帆板质心到铰链点矢径 $\mathbf{r}_0 = [-0.020 \ 2.916 \ -0.025]^T$,帆板质量 $m_s = 85.744$ 。

SADA 参数:

$$J_m = 4 \times 10^{-5}, R = 68, L = 0.2, I_m = 0.3,$$

$$k = 5, Z_r = 300, \sigma_0 = 46, T_c = 0.01,$$

$$T_m = 0.03, \dot{\alpha}_s = 1 \times 10^{-4}, T_4 = 0.06。$$

二阶 ESO 参数:

$$\beta_{11} = 200, \beta_{12} = 0.01,$$

$$\alpha_{11} = 0.5, \delta_{11} = 0.05。$$

NLSEF 参数:

$$\beta_1 = 200, \beta_2 = 10, \alpha_1 = 0.5,$$

$$\delta_1 = 0.002, \alpha_2 = 0.5, \delta_2 = 0.01。$$

PI 调节器参数:

$$K_p = 10, K_I = 300。$$

自适应电流补偿器参数:

$$k_{\sigma_0} = 100, k_{\sigma_1} = 100, k_{\sigma_2} = 100,$$

$$k_{T_4} = 1000, k_c = 600, c = 100。$$

仿真表明,帆板驱动对卫星俯仰轴姿态影响较大,两种控制器作用下的帆板转速、卫星俯仰姿态角、俯仰姿态角速度见图 4~图 6 所示。

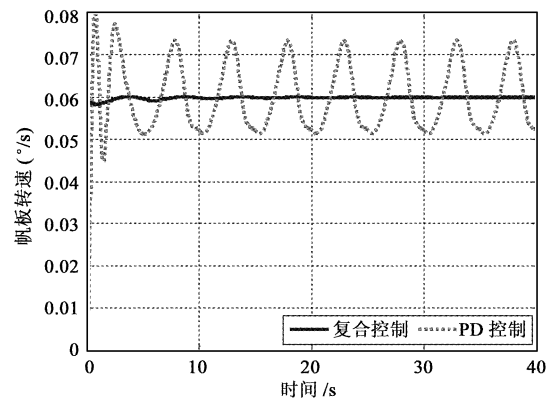


图 4 帆板转速响应

Fig. 4 The response of solar array rotating velocity

从图 4 可以看出,帆板转速含有 0.2Hz 频率成分,即电机 5 秒步进 1 个步距角 0.3(°),显然符合中低轨道帆板平均转速 0.06(°/s)的要求。但受电机步进工作方式和谐波力矩影响,帆板转速有明显的波动,正余弦细分驱动时,帆板转速保持在 0.053~0.073(°/s)范围内。当对电机绕组电流做补偿

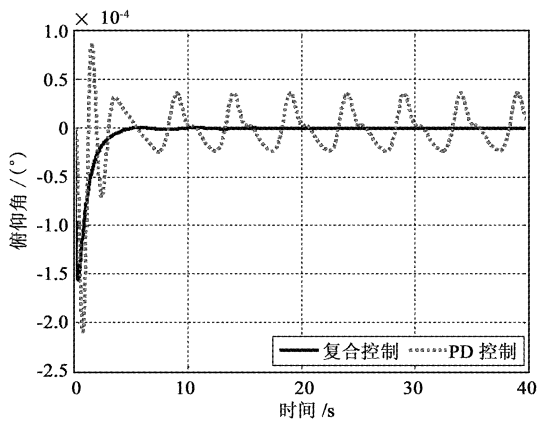


图 5 卫星俯仰轴姿态角响应

Fig. 5 The response of satellite pitching angle

后,帆板驱动平稳性得到较大改善,但受电机步进影响,帆板转速仍存在 0.2Hz 频率成分,但波动幅度明显减小。

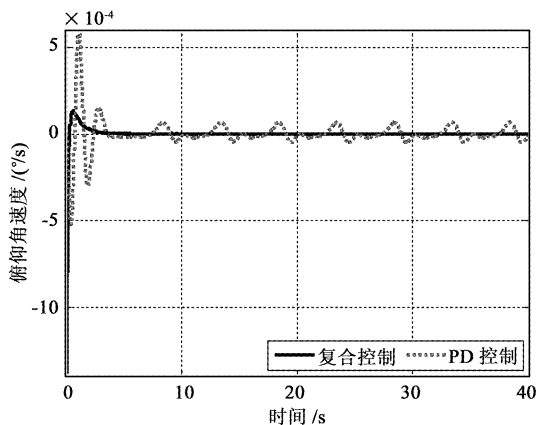


图 6 卫星俯仰轴角速度响应

Fig. 6 The response of satellite pitching angular velocity

根据图 5、图 6 可知,通过 ESO 实时估计补偿各种扰动,星体俯仰轴姿态角与角速度都能控制在 10^{-6} 量级范围内,另外,由于 PD 控制器中没有采取前馈补偿,星体姿态和角速度还存在明显的波动,俯仰轴姿态角和角速度维持在 10^{-5} 量级范围内。

综上所述,在该复合控制方案作用下,星体平台实现了高精度高稳定度控制,同时帆板实现了更平稳的对日定向。另外,由于自抗扰控制器几乎不需要准确的模型,因此该控制器具有很强的鲁棒性。

5 结论

本文建立了刚性帆板驱动下的卫星姿态动力学和帆板驱动动力学模型,设计了卫星本体和太阳帆

板对日定向的复合姿态控制方法。卫星本体采用了自抗扰控制器,通过扩张状态观测器估计系统总干扰,并进行动态前馈补偿。与此同时,利用自抗扰控制器估计的信息,设计了帆板驱动自适应电流补偿控制,以补偿驱动机构中的摩擦力矩和谐波力矩,实现了帆板驱动平稳。仿真结果表明,本文所述复合控制方法能大大提高卫星姿态控制精度和稳定度,并能改善帆板对日定向的精度和稳定度。

参 考 文 献

- [1] 高星,王友平. 太阳电池阵驱动机构的通用化、系列化和组合化设计[J]. 空间科学学报, 2002, 22(增刊 II): 55-68. [Gao Xing, Wang You-ping. The universalization serialization and modularization design of solar array drive assembly (SADA) [J]. Chinese Journal of Space Science, 2002, 22(Supp. 2): 55-68.]
- [2] Patrick S, Christine E. High performance stepper motor for space mechanisms[R]. NASA, N95-27271, 1995.
- [3] Cabilic J, Fournier J P. Design consideration on the solar array drive mechanism developed for SPOT[C]. The 2nd Space Tribology Workshop, ESTL, Risley, UK, 1980.
- [4] Altas G, Thomin G. Experiences of CNES and SEP on space mechanisms rotating at low speed[R]. NASA, N87-29868, 1987.
- [5] 李英堂,费从宇. 帆板转动时卫星姿态的非线性控制[J]. 宇航学报, 2001, 22(1): 31-36. [Li Ying-tang, Fei Cong-yu. A nonlinear approach of satellite attitude control as rotating solar array wing[J]. Journal of Astronautics, 2001, 22(1): 31-36.]
- [6] 刘军,韩潮,张伟. 星上转动部件对卫星姿态的影响分析及补偿控制[J]. 上海航天, 2006, 23(6): 22-26. [Liu Jun, Han Chao, Zhang Wei. Analysis on disturbance of mobile bodies and compensation control of satellite attitude [J]. Aerospace Shanghai, 2006, 23(6): 22-26.]
- [7] Markley F L, Bauer F H, Femiano M D. Attitude control system conceptual design for geostationary operational environmental satellite spacecraft series[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 1995, 18(2): 247-255.
- [8] 苟兴宇,陈义庆,李铁寿,等. 平台与附件同时机动及其复合控制初探[J]. 空间控制技术与应用, 2009, 35(5): 1-5. [Gou Xing-yu, Chen Yi-qing, Li Tie-shou, et al. Introduction to simultaneous maneuvers and composite control of spacecraft platform and its appendages[J]. Aerospace Control and Application, 2009, 35(5): 1-5.]
- [9] 孙小松,耿云海,杨涤等. 中继卫星复合控制系统设计[J]. 飞行力学, 2005, 23(2): 63-66. [Sun Xiao-song, Geng Yun-hai, Yang Di, et al. Design of the complex control system of

- TDRS[J]. *Flight Dynamics*, 2005, 23(2): 63–66.]
- [10] 王佐伟, 刘一武. 基于自适应模糊逻辑和干扰补偿的航天器姿态控制[C]. 第 25 届中国控制会议论文, 2006, 哈尔滨. [Wang Zuo-wei, Liu Yi-wu. Spacecraft attitude control based on adaptive fuzzy logic and disturbance compensation[C]. The 25th Chinese Control Conference, Harbin, China, 2006.]
- [11] 黄晓海. 太阳能电池阵驱动机构摩擦力矩及干扰力矩的测试与分析[D]. 北京: 北京控制工程研究所, 1989. [Huang Xiaohai. Test and analysis of friction torque and disturbance torque of solar array drive assembly[D]. Beijing: Beijing Institute of Control and Engineering, 1989.]
- [12] Mario C R, Sebastiao E C V. Development of a BAPTA mechanism for small satellites[C]. AAS/AIAA Astrodynamics Specialist Conference, Girdwood, Alaska, 1999.
- [13] Canudas C, Olsson H, Astrom K J, et al. A new model for control of systems with friction[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1995, 40(3): 419–425.
- [14] 莫会成. 永磁交流伺服电动机转矩波动分析[J]. *微电机*, 2007, 40(3): 1–4. [Mo Hui-cheng. Analysis of permanent-magnet AC servo motor torque ripple[J]. *Micromotors*, 2007, 40(3): 1–4.]
- [15] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [16] 黄一, 韩京清. 非线性连续二阶扩张状态观测器的分析与设计[J]. *科学通报*, 2000, 45(13): 1373–1379. [Huang Yi, Han Jing-qing. Analysis and design for the second order nonlinear continuous extended states observer[J]. *Chinese Science Bulletin*, 2000, 45(13): 1373–1379.]
- [17] Zhang W J, Fang Q H. Adaptive compensation for friction and force ripple in ship-borne gun servo system[C]. The 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China, 2008.
- [18] Slotine J J E, Li W P. *Applied nonlinear control*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1991.
- [19] 斯祝华, 刘一武, 黎康. 太阳帆板驱动装置建模及其驱动控制研究[J]. *空间控制技术与应用*, 2010, 36(2): 13–19. [Si Zhu-hua, Liu Yi-wu, Li Kang. Research on modeling and driver design of solar array drive assembly[J]. *Aerospace Control and Application*, 2010, 36(2): 13–19.]

作者简介:斯祝华(1986–), 男, 硕士研究生, 研究方向为航天器姿态控制。

通信地址:北京市海淀区中关村南 3 街 16 号(100190)

电话:(010)68379542

E-mail:z. h. si@ hotmail. com

(编辑:张宇平)