

一种高稳定度帆板驱动系统的 T-S 模糊复合控制器

程俊波¹, 张 强¹, 虎 刚², 郭超勇¹, 张 猛¹

(1. 北京控制工程研究所, 北京 100190; 2. 中国长城工业总公司, 北京 100054)

摘 要: 为减少帆板驱动机构(SADA)对太阳帆板挠性模态的激励作用,以扰动力矩较小的永磁同步电机(PMSM)作为驱动源,提出一种 T-S 模糊控制与校正网络相结合的控制方法。利用校正网络增加系统的相位裕度和增益,并通过 T-S 模糊控制器降低系统的超调和非线性摩擦的影响,从而有效抑制太阳帆板的振动。通过圆判据对带有此控制器的驱动系统进行了稳定性证明,很好地解决了模糊控制系统在摩擦扰动下难以进行频域理论分析的缺陷。仿真结果表明,在非线性摩擦等扰动的影响下,该控制方法能够很好地抑制太阳帆板引起的挠性振动,提高系统的速度精度和稳定度,具有较好的动态性能。

关键词: 帆板驱动机构; 永磁同步电机; 校正网络; T-S 模糊控制器; 圆判据

中图分类号: V448.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1328(2016)03-0307-09

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2016.03.009

T-S Fuzzy Composite Controller for High Stability SADA

CHENG Jun-bo¹, ZHANG Qiang¹, HU Gang², GUO Chao-yong¹, ZHANG Meng¹

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

2. China Great Wall Industry Corporation, Beijing 100054, China)

Abstract: In order to suppress the flexible vibration resulted from solar array, the permanent magnet synchronous motor (PMSM) is chosen as a drive source. A composite controller composed of a T-S fuzzy controller and a new lead-lag network is proposed. The lead-lag corrective network is used to increase phase margin of solar array drive assembly (SADA) system, and the T-S fuzzy controller is used to reduce the overshoot of system and the effect of the nonlinear friction, thus effectively suppressing the vibration caused by SADA. The stability of the system with the composite controller is proved by using circle criterion. The defect that fuzzy control system with friction disturbance is difficult to prove the stability is overcome. Simulation results indicate that this method can suppress the flexible vibration caused by SADA system under the effect of the nonlinear friction, improve the velocity stability of the system and has better dynamic performance.

Key words: Solar array drive assembly; Permanent magnet synchronous motor; Lead-lag corrective network; T-S fuzzy controller; Circle criterion

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。而由于目前太阳帆板驱动机构(Solar array drive assembly, SADA)大多采用步进电机作为驱动源,输出力矩含有复杂的谐波扰动,对帆板挠性模态造成严重激励^[1-2],并且太阳帆板在轨运行时经常受各种扰动

影响,例如温差会诱发帆板的热振动等^[3-4],这些都会导致卫星姿态控制的精度和稳定度恶化。因此,针对上述两个因素的影响,一般从以下两个方面入手:一方面,采用谐波力矩较少的高性能的电机作为驱动源;另一方面,采用较先进的控制算法,对挠性帆板的振动进行主动抑制。

在驱动源方面,国内外采用除步进电机以外的高性能电机作为驱动源的 SADA 系统报道较少。哈

勃空间望远镜的两台 SADA 由 Astrium 公司研制,采用直流电机直接驱动方案,但此方案仅在该公司产品目录中有提及,还未有公开文献报道该 SADA 的详细指标和具体方案。而采用永磁同步电机作为驱动源的 SADA 驱动系统还未见报道。

在先进控制算法方面,由于太阳帆板的影响,系统带宽能力受限,使传统的 PI 控制器无法达到系统的稳定性要求。而校正网络能够提高系统稳定裕度的同时增加系统的动态性能^[5],但是由于校正网络属于线性范畴,当遇到帆板驱动机构中的摩擦等非线性问题时很难有好的控制效果。因此,为了应对非线性摩擦等扰动的影响,在校正网络的基础上引入先进的控制算法变得尤为重要。

模糊控制器是一种不依赖模型的非线性控制器,可以有效规避未知干扰的影响,非常适合非线性复杂模型的控制。但是传统的模糊控制器是基于经验的控制,不便于理论分析,且纯模糊控制器因为控制精度不高造成其应用范围受限。而 T-S 模糊控制器是一种特殊的非线性模糊控制器,由于其模糊后件是系统的线性多项式形式,可以将模糊控制与线性控制结合在一起设计控制器,同时也为控制器的理论分析带来了便利。

在使用 T-S 模糊控制方法解决航天器的挠性振动问题方面,国内外学者做了大量研究。文献[6]利用模糊控制技术来抑制航天器大型挠性附件带来的残余振动,取得了很好的控制效果。文献[7]提出了一种基于 T-S 模糊模型的非线性系统的控制策略,有效解决了刚体航天器姿态控制问题,但是此文献只考虑了刚体模型,并没有进一步考虑挠性模态的振动问题。文献[8]提出了一种 I/O 线性化与自适应模糊控制相结合的复合控制器,在保证航天器完成机动的同时有效地抑制了挠性帆板的振动,然而该方法计算量较大不适合实际应用。

基于以上情况,本文采用扰动力矩较少的永磁同步电机作为驱动源,将 T-S 模糊控制器与校正网络相结合提出了一种新型的 T-S 模糊复合控制器,然后,通过圆判据对带有此控制器的驱动系统进行了稳定性证明。

1 SADA 驱动系统建模

SADA 是太阳电池阵和卫星本体之间的机电

接口。它将太阳帆板与卫星整体结构相连,并驱动帆板相对本体按照一定规律转动。其帆板驱动机构与卫星连接的示意图如图 1 所示。

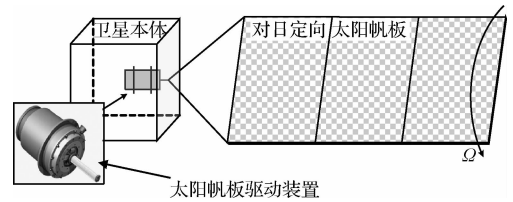


图 1 含有太阳帆板驱动装置的卫星示意图

Fig. 1 The satellite with the solar array drive assembly

SADA 驱动系统的一般驱动原理是:当太阳敏感器发现太阳帆板法线方向与太阳光线之间的夹角误差大于设定阈值时,将启动太阳的捕获模式,此时运行速率较高,约 $0.24 \sim 0.6 (^{\circ})/s$ 。当帆板基本实现对日定向时,SADA 进入跟踪模式,此时帆板以轨道角速度连续转动,对于地球静止轨道卫星约为 $360 (^{\circ})/天$,而太阳同步轨道卫星约为 $0.06 (^{\circ})/s$ 。

永磁同步电机由正弦波电流驱动,虽然存在一定的干扰力矩,但仍比步进电机小得多。因此,为了降低驱动系统的扰动力矩,本文采用永磁同步电机作为帆板驱动机构的驱动源,其采用永磁同步电机的 SADA 驱动系统的原理图如图 2 所示。

1.1 永磁同步电机的模型

由于 SADA 驱动系统是在极低速的情况下进行驱动,因此,本文采用基于转子磁场定向的永磁同步电机矢量控制方案对 SADA 进行驱动。

假定永磁同步电机转子永磁磁链 ψ_r 不变,永磁同步电机定子绕组电压方程可以写为:

$$\begin{cases} u_d = (R_s + pL_d)i_d - p_n\omega L_q i_q \\ u_q = (R_s + pL_q)i_q + p_n\omega L_d i_d + p_n\omega\psi_r \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 表示定子侧的 d, q 轴电压; i_d, i_q 表示定子侧的 d, q 轴电流; R_s 表示定子侧电枢电阻; ω 表示转子机械角频率; p 为微分算子; L_d, L_q 表示定子侧的 d, q 轴电感; ψ_r 表示转子永磁体在定子绕组中产生的磁链,即转子永磁磁链; p_n 表示转子极对数。

对式(1)进行整理,将其表达为以 d, q 轴电流为状态变量的状态方程形式:

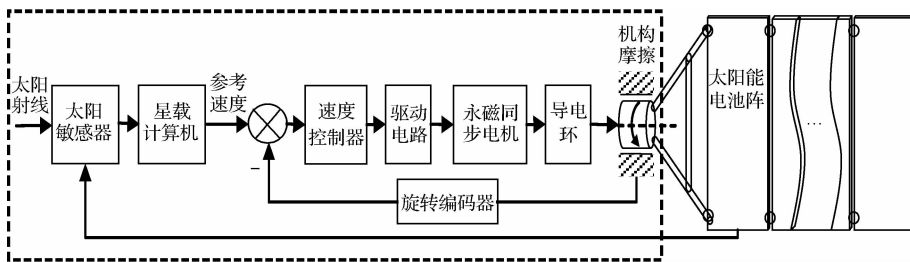


图 2 SADA 驱动系统的机电一体化模型示意图

Fig.2 The schematic diagram of the SADA

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{p_n \omega L_q}{L_d} \\ -\frac{p_n \omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} - \frac{p_n \omega \psi_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

电磁转矩表达式为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中: T_e 表示电机电磁转矩。

注 1. 本文采用的表面式永磁同步电机 d, q 轴电感相等。

1.2 太阳帆板驱动模型

根据帆板的力学特性,应用拉格朗日法,可以得到帆板驱动系统的动力学方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{J} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \sum_{i=1}^n F_i \ddot{\boldsymbol{\eta}} = T_e - T_f \\ \ddot{\boldsymbol{\eta}} + \mathbf{D} \dot{\boldsymbol{\eta}} + \mathbf{K} \boldsymbol{\eta} + \sum_{i=1}^n F_i \dot{\boldsymbol{\theta}} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中: T_e 表示电机电磁转矩; T_f 表示摩擦力矩; \mathbf{J} 表示挠性负载转动惯量; $F_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 表示帆板转动与挠性的耦合系数; $\boldsymbol{\theta}$ 表示挠性负载转过的机械角度; $\boldsymbol{\eta} \in \mathbf{R}^n$ 表示挠性模式变量; $\mathbf{K} = \boldsymbol{\omega}_n^T \boldsymbol{\omega}_n \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 表示模式刚度; $\mathbf{D} = 2\zeta \boldsymbol{\omega}_n \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 表示模式阻尼(其中: $\boldsymbol{\omega}_n \in \mathbf{R}^{1 \times n}$ 表示模式频率, ζ 为阻尼系数)。

在 SADA 系统中,永磁同步电机转子、轴承以及导电环环节均存在摩擦。文献[9]指出了系统摩擦可分为线性部分的黏滞摩擦和非线性部分的库仑摩擦。线性部分的摩擦与驱动机构的转速成正比,可在系统的线性模型中考虑,而文献[10]指出,驱动力矩 T_e 无法克服非线性部分的库仑摩擦力而造成死区效应,因此可将库仑摩擦视作死区来考虑。经过实际测试,其驱动系统的死区特性的曲线如图 3 所示。

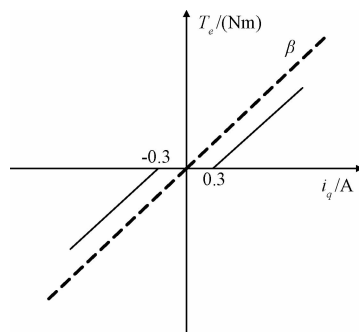


图 3 驱动系统的死区特性曲线

Fig.3 The dead zone curve of the SADA

其死区的非线性描述函数表达为:

$$N(a) = \begin{cases} 0, & |a| \leq 0.3A \\ T_m a, & |a| > 0.3A \end{cases} \quad (5)$$

式中: T_m 为力矩系数, a 为控制器输出电流。

经过以上太阳帆板模型分析,考虑摩擦的 SADA 系统的控制系统框图可表示为图 4。

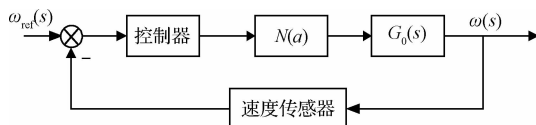


图 4 考虑摩擦的 SADA 系统的控制系统框图

Fig.4 The schematic diagram of SADA system with friction

图 4 中, $N(a)$ 为非线性死区环节, $G_0(s)$ 为 SADA 系统的线性传递函数(包括黏性摩擦)。

影响 SADA 系统挠性的振动主要是系统的一阶扭转模式,其它高阶模式对系统的影响相对较小。因此,在建模时只取一阶模式,其它模式的影响忽略不计。取状态向量 $\mathbf{X} = [\theta \ \eta \ \dot{\theta} \ \dot{\eta}]^T$,则挠性太阳帆板系统的线性模型可写为如下状态空间方程的形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (6)$$

式中:矩阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 如下所示。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & f_1^{-1} F_1 \omega_1^2 & \beta & 2f_1^{-1} F_1 \xi \omega_1 \\ 0 & -f_1^{-1} J \omega_1^2 & 0 & -2f_1^{-1} J \xi \omega_1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = [0 \quad 0 \quad f_1^{-1} \quad -f_1^{-1} F_1]^T$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$u = T_e, \quad y = \theta, \quad f_1 = J - F_1^2$$

由于 $J \gg F_1^2$, 所以 $f_1 > 0$, β 为摩擦系数。

挠性帆板控制目标可描述为:设计 SADA 系统控制率 u , 使得 $t \rightarrow \infty$ 时, $\theta \rightarrow \theta_d, \omega \rightarrow \omega_d$, 同时抑制帆板运行过程中的挠性振动。

2 太阳帆板驱动机构谐振分析

传统的 PI 调节器在面对带有太阳帆板的 SADA 驱动系统时, 往往很难取得较好的效果, 这是由于挠性太阳帆板的影响, 系统带宽能力受限, 使传统的 PI 控制器无法加大增益以增加系统的刚度, 导致对转速波动的抑制能力减弱。下面用理论分析的方式说明 PI 所面临的困境。为了方便分析, 在谐振稳定性分析时仅对含有黏滞摩擦的挠性负载驱动系统进行分析。

对于采用 $i_d = 0$ 的矢量控制的永磁同步电机, 驱动力矩为

$$T_e = 1.5 p_n \psi_r i_q \approx 1.5 p_n \psi_r i_q^* = 1.5 p_n \psi_r [k_p (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_i (\theta_d - \theta)] \quad (7)$$

式中: θ_d 为期望转角, i_q^* 为期望电流。根据力学定律有:

$$J\ddot{\theta} + \beta\dot{\theta} = 1.5 p_n \psi_r [k_p (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_i (\theta_d - \theta)] \quad (8)$$

对式(8)等号两边取 Laplace 变换整理可得

$$\frac{\theta(s)}{\theta_d(s)} = \frac{1.5 p_n \psi_r (k_p s + k_i)}{J s^2 + (\beta + 1.5 p_n \psi_r k_p) s + 1.5 p_n \psi_r k_i} \quad (9)$$

永磁同步电机带负载后耦合频率 ω_n 和阻尼比 ζ 分别为

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3 p_n \psi_r k_i}{2J}}, \quad \zeta = \frac{2\beta + 3 p_n \psi_r k_p}{2 \sqrt{6 J p_n \psi_r k_i}} \quad (10)$$

由式(10)可知, 耦合频率 ω_n 和阻尼比 ζ 除了与电机电磁力矩特性 $p_n \psi_r$ 、负载惯量 J 、黏滞摩擦系

数 β 相关外, 与速度环 PI 参数也直接相关。通过调整速度环积分常数 k_i 和比例常数 k_p 可以提高系统刚度和阻尼, 使转速更快地收敛到期望值附近, 实现太阳帆板的高刚度、高稳定度驱动控制。

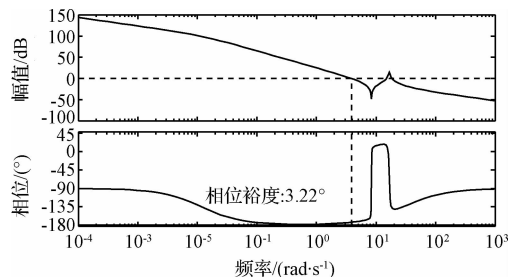


图5 SADA 系统的频率特性波特图

Fig. 5 SADA system bode diagram

如图5所示, 挠性负载的振荡频率与速度环带宽相距较近, 继续加大 k_p 将使控制系统带宽频率与系统固有频率耦合导致共振, 因而无法通过加大 k_p 的方法增大系统阻尼来抑制振动。而由于采用 PI 控制器引入一个零极点, 降低系统的相位裕度, 这容易造成系统不稳定。上述两个原因导致 PI 控制很难在动态性能和稳定方面找到一个平衡, 从而得不到一个很好的控制效果。

3 T-S 模糊复合控制器的设计与稳定性分析

3.1 基于滞后-超前校正网络的控制器设计

超前校正网络可以为原有控制系统提供附加的超前相角, 主要着眼于改善驱动系统的暂态性能, 滞后校正网络可以提高低频段的增益和降低高频段的增益, 主要致力于提高系统稳态精度和降低高频噪声及可能的高频谐振对驱动系统性能的影响。

从前面的分析可以看出, 针对大惯量挠性负载的控制, 传统的 PI 调节器无法达到系统的稳定性要求, 原因在于采用 PI 调节器只能提供一个处于原点的极点和一个可配置的零点, 导致相位裕度降低。为了提高系统的相位裕量, 考虑采用超前校正网络对不足的相位裕量进行补偿。而为了降低稳态误差的需要, 并且保有超前校正网络的优点, 故在采用超前校正网络的同时, 再引入滞后校正网络, 从而形成滞后-超前校正网络。基于滞后-超前校正网络的 SADA 系统的控制框图如图6所示, K_p 是控制器增益, 而滞后校正网络 $H_1(s)$ 和超前校正网络 $H_2(s)$ 的表述式如下:

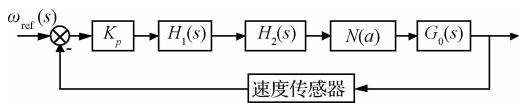


图6 基于滞后-超前校正网络的 SADA 系统的控制框图

Fig. 6 The control diagram of SADA based on the lead-lag controller

$$H_1(s) = \frac{T_1s + 1}{\alpha T_1s + 1}, \quad \alpha > 1 \quad (11)$$

$$H_2(s) = \frac{\delta T_2s + 1}{T_2s + 1}, \quad \delta > 1 \quad (12)$$

式中: T_1 、 T_2 、 α 以及 δ 参数的设计由文献[11]中方法可得, $G_0(s)$ 为控制对象。

3.2 T-S 模糊复合控制器的设计

由于滞后-超前校正网络属于线性系统控制范畴,仅在线性工作范围内才能发挥它的性能,当遇到帆板驱动机构中的摩擦等非线性问题时很难有好的效果,且系统超调量较大,不满足系统瞬态性能要求。本文在滞后-超前校正网络的控制器的基础上提出了一种 T-S 模糊复合控制器,此控制器既保持了滞后-超前校正网络的优点,又解决了其超调量大,无法应用于非线性对象的缺点,且增强了系统的鲁棒性,提高了规避未知干扰影响的能力。其控制器示意图如图 7 所示。

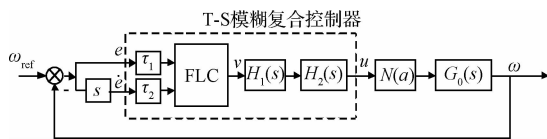


图7 T-S 模糊复合控制器示意图

Fig. 7 The control diagram based on T-S fuzzy composite controller

由图 7 可看出, T-S 模糊复合控制器由一个二维的 T-S 模糊比例控制器与滞后-超前校正网络串联构成。其中, τ_1 和 τ_2 是常值伸缩因子,可根据操作经验给出; FLC 为二维 T-S 模糊比例控制器; $H_1(s)$ 为滞后校正网络; $H_2(s)$ 为超前校正网络; $N(a)$ 为非线性死区环节; $G_0(s)$ 为 SADA 系统的线性传递函数(包括黏性摩擦)。

二维模糊控制器的输入为速度偏差 e 和变化量 e_c , 其中: e 的论域为 $[-0.06 \ 0.06]$, 被划为 5 个模糊集合, 用 e_i ($i = -2, \dots, 2$) 表示, e_c 的论域为 $[-0.06 \ 0.06]$, 被划为 3 个模糊集合, 用 e_j ($j = -1, 0, 1$) 表示, 并分别用三角函数 $\mu_i(e)$ ($i = -2,$

$\dots, 2$) 和 $\mu_j(\dot{e})$ ($j = -1, 0, 1$) 来描述这些模糊集合, 如图 8 所示。

由图 8 可看出, e 有 5 个模糊集合, e_c 有 3 个模糊集合, 所以共需 $5 \times 3 = 15$ 条模糊逻辑规则来描述所有模糊集合的组合。规则形式如下:

规则 $R_{i,j}$: 如果 e 属于 e_i 且 e_c 属于 e_j , 则

$$v = k_{i,j}(e + \dot{e}) \quad (13)$$

T-S 模糊复合控制器的输出可表示为

$$u = \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 k_{i,j} \mu_i(e) \mu_j(\dot{e}) H_1(s) H_2(s) (e + \dot{e}) \quad (14)$$

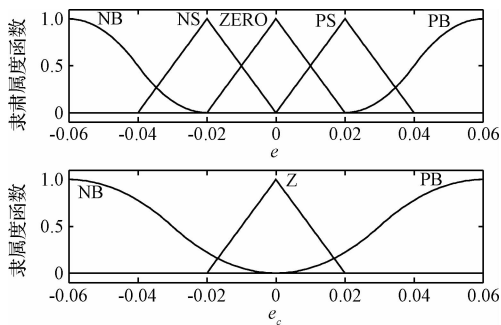


图8 速度误差 e 和误差变化量 e_c 的隶属度函数

Fig. 8 The membership of the speed error e and the error rate e_c

3.3 基于圆判据的 T-S 模糊复合控制器的稳定性

控制器的设计对于控制系统的稳定性是至关重要的。而模糊控制器的设计依赖于操作者的经验, 没有考虑稳定性。因此, 这样设计出来的控制器虽然具有智能性, 但是却增加了稳定性分析的困难。目前, 采用时域分析模糊控制器的稳定性的报道较多, 而采用频域分析稳定性的较少, 但频域的分析方法更直观, 易于应用于工程实际。因此, 针对上文所提出的 T-S 模糊复合控制器, 使用圆判据定理在频域范围内对其进行了稳定性证明。

引理 1. 令 $\varphi(y)$ 表示图 7 所示系统中模糊控制器的函数映射, 那么下面的不等式成立

$$k_{\min}(e + \dot{e})^2 \leq v(e, \dot{e})(e + \dot{e}) \leq k_{\max}(e + \dot{e})^2 \quad (15)$$

式中: $k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_{15})$

$$k_{\max} = \max(k_1, k_2, \dots, k_{15})$$

证. 如图 7 所示系统中模糊控制器的输出为

$$v(e, \dot{e}) = \varphi(y) = \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{i,j} (e + \dot{e}) \quad (16)$$

因为 $\mu_i \geq 0, \mu_j \geq 0$, $\sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j = 1$, 所以有

如下不等式成立

$$\sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{i,j} \leq \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{\max} \quad (17)$$

$$\sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{i,j} \geq \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{\min} \quad (18)$$

由式(17)和式(18)可得

$$k_{\min} \leq \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-1}^1 \mu_i \mu_j k_{i,j} \leq k_{\max} \quad (19)$$

对上述不等式三边乘以 $(e + \dot{e})^2$ 可得式(15), 由此可看出 T-S 模糊比例控制器 $v(e, \dot{e})$ 所属扇区为 $S(k_{\min}, k_{\max})$ 。

定理 1. 考虑如图 7 所示的 T-S 模糊控制系统。如果模糊控制器属于扇区 $S(0, k_2)$, 其中 $0 = k_1 < k_2$, $(\tau_1 + \tau_2 s)H_1(s)H_2(s)G_0(s)$ 的 Nyquist 曲线位于直线 $\text{Re}(s) = -1/k_2$ 的右侧, 则此模糊控制系统渐近稳定。

证. 首先, 将图 7 转换成图 9 所示系统如下。

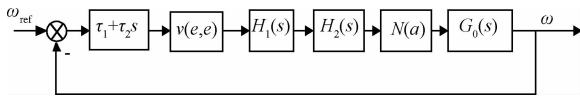


图 9 与图 7 系统等价的系统

Fig. 9 Equivalent structure of the T-S fuzzy system in Fig. 7

图 9 所示系统可表示为 $v(e, \dot{e})$ 和 $N(a)$ 都为连续非线性函数, 故可将 $v(e, \dot{e})$ 和 $N(a)$ 合并成连续的非线性函数 $N(e, \dot{e})$, 因此, 图 9 可转换成如图 10 所示系统。

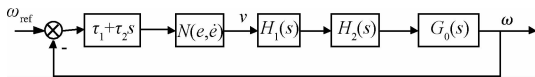


图 10 与图 9 系统等价系统

Fig. 10 Equivalent structure of the T-S fuzzy system in Fig. 9

由图 10 可知, 死区的非线性函数 $N(a)$ 属于 $S(0, \beta)$ 扇区, 而由引理 1 可知 $v(e, \dot{e})$ 所属扇区为 $S(k_{\min}, k_{\max})$ 。因此, 两者串联而成的 $N(e, \dot{e})$ 是由 $v(e, \dot{e})$ 死区部分和非死区部分组成, 其所属扇区为 $S(0, k_{\max})$, 满足绝对稳定性的条件。令 $\omega_{\text{ref}}(s) = 0$, 此时由于 $N(e, \dot{e})$ 是一个奇函数, 可根据文献 [12] 中的定理 1 和定理 2 将图 10 系统等价为图 11 形式。

由图 11 可看出, 系统落入绝对稳定性框架

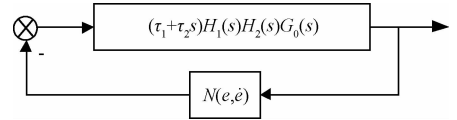


图 11 与图 10 系统等价系统

Fig. 11 Equivalent structure of the T-S fuzzy system in Fig. 10

之内, 故可由文献 [13] 中的圆判据定理推出此定理。

4 仿真分析

4.1 仿真参数的选择

为了校验本文所提控制方法的有效性, 本节进行了系统仿真。其中挠性帆板的数据参见文献 [14], SADA 驱动机构电机参数见表 1。

表 1 驱动机构电机参数

Table 1 The motor parameters of the drive mechanism

电机极对数 p_n	8
永磁磁链 ψ_r / Wb	0.085
交轴电感 L_q / mH	7
直轴电感 L_d / mH	7
电枢电阻 R / Ω	2.25
供电电压 V_{dc} / V	28
转子转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	≈ 0.01
最大输出力矩 $T_{\text{max}} / (\text{N} \cdot \text{m})$	6

本文用振动能量来衡量振动的强弱, 因为只考虑一阶扭转模态, 因此振动能量定义为

$$E = \eta_1^2 \quad (20)$$

令初始时刻 $t_0 = 0$, 初始速度 $\omega(0) = 0$, 期望速度 $\omega_d = 0.06 (^\circ) / \text{s}$ 。

驱动系统的 PI 控制器参数: $k_p = 7.5, k_i = 0.058$; 校正网络控制器参数: $K_p = 550, T_1 = 19, \alpha = 1400, T_2 = 0.0025, \delta = 84$; 复合控制器的参数: 模糊比例控制的增益如表 2 所示, 而 $\tau_1 = 0.5, \tau_2 = 0.5$, 其它参数与校正网络相同。

表 2 K_p 的模糊控制规则表

Table 2 The fuzzy control rules of K_p

K_p / e	NB	NS	ZERO	PS	PB
N	550	100	0	350	450
ZERO	700	450	550	450	700
P	450	350	0	100	550

4.2 仿真结果

4.2.1 校正网络的频域分析

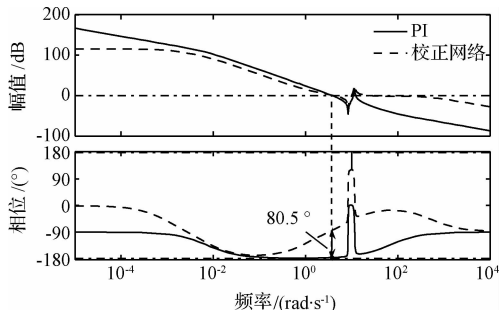


图 12 PI 和校正网络频域分析对比

Fig. 12 The frequency domain of PI controller and lead-lag network controller

从图 12 可以看出,在相同的带宽情况下,使用校正网络控制器的系统相位裕量比使用 PI 控制器的相位裕量有较大增加。若继续增加前向通道增益,还能进一步增加相位裕量,同时也意味着控制带宽更加靠近一阶模态频率,易引起系统的谐振。

4.2.2 T-S 模糊复合控制器的稳定性

如图 13 所示,选取伸缩系数 $\tau_1 = 0.5$, $\tau_2 = 0.5$, 而复合控制器最大增益 $k_{\max} = 700$, 而 $\text{Re}(s) = -1/k_{\max} = -0.0014$ 。由于 $(\tau_1 + \tau_2 s)H_1(s)H_2(s)G_0(s)$ 的 Nyquist 曲线范围过大,导致在图 13 中直线与 Nyquist 曲线的关系不能被很好地显示出来,所以图 14 显示了 $\text{Re}(s) = -0.0014$ 附近的局部示意图。从图 13 和图 14 可以看出, $(\tau_1 + \tau_2 s)H_1(s)H_2(s)G_0(s)$ 的 Nyquist 曲线在直线 $-1/k_{\max} = -0.0014$ 右侧,由定理 1 可以知此系统是渐近稳定的。

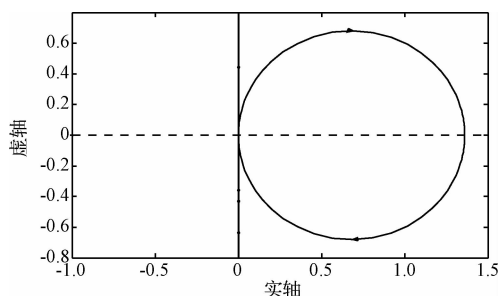


图 13 带有复合控制器的驱动系统的 Nyquist 曲线和 $\text{Re}(s) = -0.0014$ 的直线

Fig. 13 Nyquist plot of the drive system with composite controller and the line of $\text{Re}(s) = -0.0014$

4.2.3 性能对比

为了校验本文所提方法的有效性,现分别对采用 PI 控制器、校正网络控制器和 T-S 模糊复合控制

器的系统进行仿真,结果如图 15 ~ 图 17 所示。

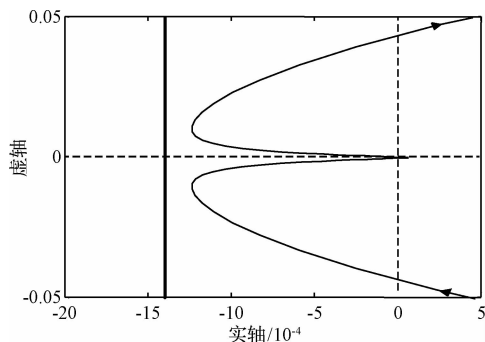


图 14 $\text{Re}(s) = -0.0014$ 的直线附近局部图

Fig. 14 The local image near the $\text{Re}(s) = -0.0014$

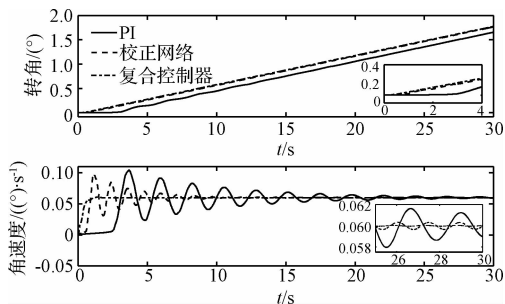


图 15 帆板姿态角和角速度的比较

Fig. 15 Comparison of attitude angular responses and angular velocity responses

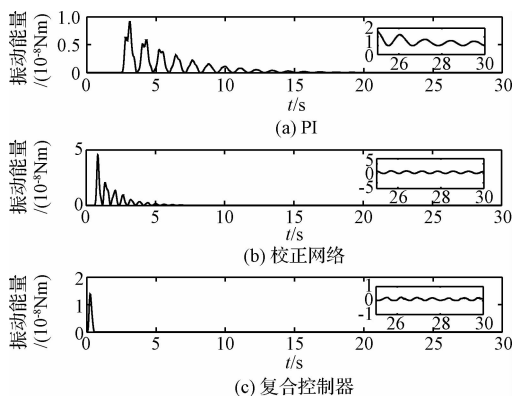


图 16 振动能量的比较

Fig. 16 Comparison of vibration energy

将 PI 控制和校正网络控制这两种方法进行比较,发现校正网络控制比 PI 控制克服摩擦死区现象较快,且到达预定转速后转速波动和振动能量能够较快收敛,这说明校正网络控制能够有效地改善系统振动性能,在抑制系统挠性振动方面有较好的效果,但是仍存在两个缺陷:(1)系统超调和能量峰值较大;(2)在速度进入稳态后仍然有较大波动。前者是由于校正网络使系统有了较大的相位裕度之

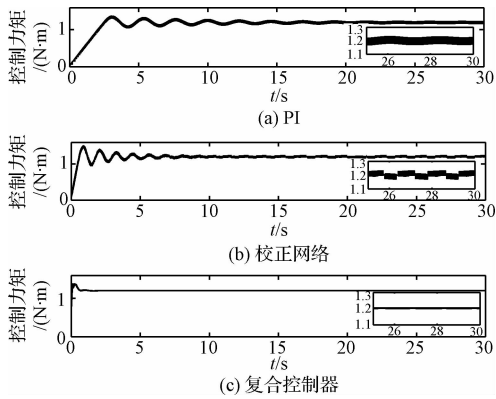


图 17 控制力矩比较

Fig. 17 Comparison of control torque

后,为了克服系统扰动而加大了增益,但同时造成系统的能量峰值和超调较大;后者是因为校正网络是线性控制器,在面对带有摩擦的非线性对象时,无法较好处理非线性死区现象造成的。

再将校正网络控制与 T-S 模糊复合控制进行比较,复合控制器的超调量、角速度波动、振动能量、 d 轴和 q 轴电流以及控制力矩的波动幅度方面在进入稳态后均普遍减小,且无摩擦死区现象。这是由于 T-S 模糊控制非线性处理能力,有效抑制系统的非线性扰动带来的振动,通过变增益控制使 SADA 系统很快地克服死区现象,并降低了超调量。

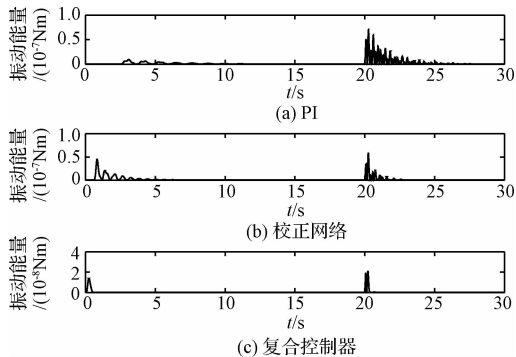


图 18 振动能量的鲁棒性比较

Fig. 18 Comparison of vibration energy's robustness

在空间在轨飞行中,太阳帆板经常会遇到各种扰动(如温差效应等),这给星体带来了较大的影响,有时可能造成卫星的失稳。文献[4]对由于温差效应导致太阳帆板的振动进行了研究,其研究表明帆板每旋转一圈都会遇到一个温差效应造成的冲击扰动。为了验证控制器的抗扰能力,在帆板扭转方向下分别对含有 PI、校正网络和复合控制器的系统施加相同的冲击扰动(远大于温差效应造成的扰

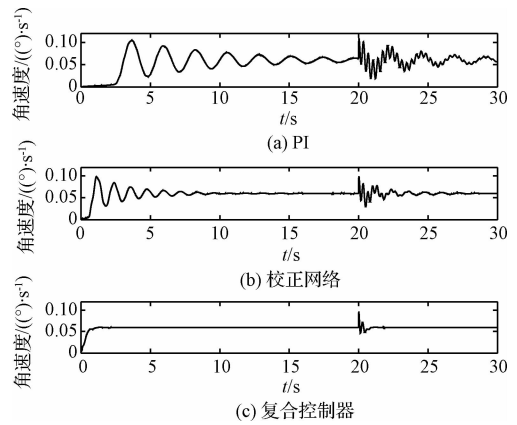


图 19 角速度的鲁棒性比较

Fig. 19 Comparison of angular velocity response's robustness

动),以此模拟卫星在空间轨道上所受扰动后的响应,然后再将三种控制器分别在外部扰动下的性能进行对比分析。由图 18 和图 19 可以看出,在 20 s 时施加相同的冲击扰动下,T-S 模糊复合控制器鲁棒性明显好于 PI 和校正网络的控制。在受到冲击扰动之后,其角速度波动和振动能量能够很快稳定下来。这是由于复合控制的 T-S 模糊部分增强了复合控制器的鲁棒性,使其能够很快收敛,而校正网络部分增加系统的相位裕度,使系统在有外部扰动时能够维持稳定。

5 结论

由于步进电机谐波力矩较多,使 SADA 容易激励太阳帆板引起振动。因此,本文选用谐波力矩较少的永磁同步电机作为驱动源进行闭环控制。但是由于太阳帆板的影响,系统带宽能力受限,使传统的 PI 控制器无法加大增益以增加系统的刚度,造成对转速波动的抑制能力减弱,无法得到较好的控制性能。针对此问题,提出了一种 T-S 模糊控制与校正网络相结合的控制方法,其综合滞后-超前校正型控制器控制精度高、相位裕度大和模糊控制器瞬态响应性能好的优点,获取控制系统最佳稳态性能的同时也使其达到较好的瞬态性能。然后,通过圆判据对带有此控制器驱动系统进行了稳定性证明,很好地解决了模糊控制系统在摩擦扰动下难以进行频域理论分析的问题。文中仿真实例说明了该方法的有效性。仿真结果表明,该控制方法能够很好地抑制系统的扰动,提高速度精度和稳定度,且响应速度较快,具有很好的动态性能。

参 考 文 献

- [1] 高星. 卫星姿态动力学与控制(4)[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2006.
- [2] Patrick S, Christine E. High performance stepper motor for space mechanisms[R]. NASA, N95-27271, 1995.
- [3] Li J L, Yan S Z, Cai R X. Thermal analysis of composite solar array subjected to space heat flux[J]. Aerospace Science and Technology, 2013, 27: 84-94.
- [4] Li J L, Yan S Z. Thermally induced vibration of composite solar array with honeycomb panels in low earth orbit[J]. Applied Thermal Engineering, 2014, 71: 419-432.
- [5] Richard C D, Robert H B. 现代控制系统(11版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [6] Ofri A, Tanchum W, Guterman H. Active control for large space structure by fuzzy logic controllers[J]. Electrical & Electronics Engineers in Israel, 1996: 515-518.
- [7] Park Y, Tahk M J, Park J. Optimal stabilization of takagi-sugeno fuzzy systems with application to spacecraft control[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2001, 24: 767-777.
- [8] 冯海强, 张科, 王红梅. 挠性卫星大角度机动的混合控制方法研究[J]. 飞行力学, 2011, 29(2): 67-73. [Feng Hai-qiang, Zhang Ke, Wang Hong-mei. Hybrid control method study for large anglemaneuver of a flexible satellite[J]. Flight Dynamics, 2011, 29(2): 67-73.]
- [9] 王瑞, 陈松林. 电动负载模拟器输出力矩的影响因素分析[J]. 测试技术学报, 2011, 25(1): 47-51. [Wang Rui, Chen Song-lin. Analysis of influence factors on output moment of electrical load simulator[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2011, 25(1): 47-51.]
- [10] Yao W H, Tung P C, Fuh C C, et al. Suppression of hunting in an ILPMSM driver system using hunting compensator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2586-2594.
- [11] 王长旭, 刘晶红, 沈宏海, 等. 光电平台伺服系统滞后-超前补偿器的 MATLAB 设计法[J]. 计算机工程与科学, 2009, 31(7): 156-158. [Wang Chang-xu, Liu Jing-hong, Shen Hong-hai, et al. Design of the lag-lead compensator for the photoelectric platform servo system based on MATLAB[J]. Computer Engineering & Science, 2009, 31(7): 156-158.]
- [12] Ban X J, Gao X Z, Huang X L, et al. Stability analysis of the simplest Takagi-Sugeno fuzzy control system using circle criterions[J]. Information Sciences, 2007, 177(20): 4387-4409.
- [13] 范辉, 张宇文. 基于圆判据的超空化飞行器状态反馈控制的研究[J]. 西北工业大学学报, 2009, 27(5): 694-700. [Fan Hui, Zhang Yu-wen. Simple but practicable state feedback control method for super cavitating vehicle using circle criterion[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2009, 27(5): 694-700.]
- [14] Tadikonda S S K. Articulated, flexible multibody dynamics modeling: geostationary operational environmental satellite case study[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1997, 20(2): 276-283.
- [15] 陆栋宁, 刘一武. 基于内模原理的复杂挠性卫星姿态控制研究[J]. 宇航学报, 2014, 35(3): 306-314. [Lu Dong-ning, Liu Yi-wu. Research on internal model principle based on attitude control for complex flexible satellites[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(3): 306-314.]
- [16] 斯祝华, 刘一武. 帆板驱动影响下的卫星姿态高精度高稳定度控制[J]. 宇航学报, 2010, 31(12): 2697-2703. [Si Zhu-hua, Liu Yi-wu. High accuracy and high stability attitude control of a satellite with a rotating solar array[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(12): 2697-2703.]
- [17] 陈荣. 永磁同步电机控制系统[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2009.
- [18] 王成元. 现代电机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.

作者简介:

程俊波(1983-), 男, 博士生, 主要研究方向为航天器执行与驱动机构技术。

通信地址: 北京市海淀区中关村南三街 16 号(100190)

电话: (010)68379296

E-mail: chengjunbo66@163.com

(编辑: 曹亚君)