

星载角动量补偿系统的高/低权控制

王磊, 葛升民, 甘克力

(哈尔滨工业大学 控制科学与工程系, 150001 哈尔滨)

摘要: 为了利用补偿飞轮来抑制卫星转动部件引入的角动量干扰问题,在分析补偿原理的基础上设计一个工程上易于实现的双闭环控制器.该控制器利用编码器角速度信号及其积分信号构成高/低权复合控制.指出现有补偿飞轮应用中的问题及改进措施,同时提出根据有效载荷运动特性和卫星姿态控制精度要求设计补偿飞轮参数的准则.仿真计算部分给出有效载荷各个运动模式下残余角动量的仿真曲线,结果表明所提出的补偿系统能补偿掉97%以上的干扰.本文的控制策略满足系统要求,提高了补偿系统响应速度、减小稳态误差.

关键词: 补偿飞轮;角动量补偿;高/低权复合控制;卫星姿态控制

中图分类号: V448.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2013)11-0019-07

High-authority/low-authority control for angular momentum compensation system on satellite

WANG Lei, GE Shengmin, GAN Keli

(Department of Control Science and Engineering, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: For utilizing compensation-flywheel to suppress angular momentum disturbance of rotary part on satellite, the principle of compensation is analyzed, and based on this, a double closed loop controller is proposed to be easily realized in engineering application. It uses velocity and the velocity integral signal of encoder for high-authority control (HAC)/low-authority control (LAC). The problems in current applied compensation-flywheels and the corrective methods are presented. The guideline to determinate parameters of compensation-flywheel is introduced which is based on the motion characteristic of payload and requirement of satellite attitude control. In the section of simulation, result of residual angular momentum in every movement mode is demonstrated, and it reveals that the proposed system could compensate 97% disturbance. The control strategy has a satisfied performance to increase the response speed and reduce the steady-state error.

Key words: compensation-flywheel; angular momentum compensation; HAC/LAC; satellite attitude control

某些卫星的有效载荷带有转动部件,例如光学扫描相机或扫描镜等.这些部件的转动引入了角动量干扰,如果干扰未经补偿直接作用于卫星平台,将会同时降低卫星姿态控制系统的稳定性和指向精度,而且对于带有挠性附件的卫星,转动部件的周期性往复运动还可能激发挠性附件的振动^[1],因此应该采取措施减小运动部件所引入的干扰.近年来,高精度卫星对卫星姿态稳定度指标的要求越来越高,为采取有效措施补偿转动部件

运动对卫星姿态的干扰,研究人员提出了用补偿飞轮抑制角动量干扰的思想.文献[2]分析了有效载荷运动及其对卫星姿态产生的影响,并提出了反馈控制加补偿飞轮的方法,以满足姿态控制指标的要求.文献[3]建立了现有补偿飞轮的仿真模型.文献[4]为了使空间二维转台进行微动量输出,在俯仰轴和方位轴方向上安装了补偿飞轮.在同一转轴方向上一个电机驱动转台转动,另一个电机则驱动补偿飞轮相对于转台转动方向做相反方向的运动.但是以上文献中所述的补偿系统中仅以跟踪转动部件速度的方式进行补偿,大都采用单闭环控制系统,并且对如何设计补偿飞轮参数也没有相应的分析.

收稿日期: 2012-10-23.

作者简介: 王磊(1982—),男,博士研究生;

葛升民(1964—),男,教授,博士生导师.

通信作者: 葛升民, geshengmin@hit.edu.cn.

本文在上述文献的基础上为补偿飞轮配置一个双闭环控制器,并在有效载荷转动部件上安装一个角度编码器用于测量转动部件的转角.控制器根据测量信号计算出需要补偿的角动量值,由补偿飞轮输出所需的补偿角动量,这样就可以基本保证转动部件与补偿飞轮角动量之和接近于零,其结构如图1所示.图1中有效载荷基座安装于卫星平台之上,其上方的转动部件通过转轴和轴承与基座相连,在转轴底部安装一增量式光电编码器,为补偿控制器提供测量信号.补偿飞轮安装于有效载荷基座之内,与有效载荷转角测量传感器共同构成补偿系统.补偿系统控制器采取高/低权复合控制策略^[5-7],分别在响应速度与稳态误差方面达到良好的控制效果,从而使卫星姿态控制系统的稳定性和指向精度均满足控制系统设计指标要求.

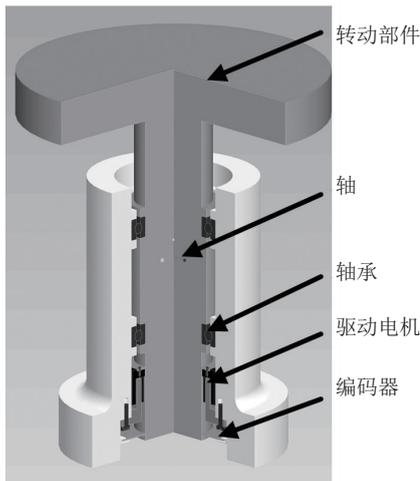


图1 星载有效载荷结构示意图

此外,根据文献[8-10]及作者工作过程中的经验提出了不同于现有补偿飞轮的设计方案,并对如何确定补偿飞轮的参数进行了阐述.

1 补偿控制系统设计

角动量补偿的最终任务是要使卫星姿态稳定性和指向精度不受有效载荷转动部件运动的影响,所以角动量补偿的本质是要求同时对转动部件的转动角度和转动角速率进行补偿.补偿的理想情况为载荷角动量与补偿飞轮角动量之和接近于零,同时载荷角动量与补偿飞轮的角动量之和的积分也为零.

1.1 补偿系统的高/低权控制

假设有效载荷转动部件的转动惯量为 I_L , 角速度为 Ω_L , 转动角度为 θ_L . 补偿飞轮的转动惯量为 I_C , 角速度为 Ω_C , 转动角度为 θ_C . 所要求的控制

指标应为

$$\max |I_L \times \Omega_L - I_C \times \Omega_C| \leq M_e. \quad (1)$$

将式(1)对时间积分,可以得到

$$\max \left| \frac{I_L \times \theta_L}{I_C} - \theta_C \right| \leq \theta_e. \quad (2)$$

式中 M_e 和 θ_e 分别为控制指标要求的最大角动量残余量和最大转动角度残余量.

从式(1)和式(2)的推导过程可以看出,两式左边项具有积分关系,但右边项并非积分关系,而需要依据控制指标进行约束.实际工程中对于做周期性扫描运动的有效载荷,式(2)左边项中包含了两类不同性质的成分:第一类是每个周期内跟踪的最大偏差项,该偏差在每个周期内将重复出现,是由控制系统中存在的回滞与失调等因素引起的;第二类是角速度偏差的长期累积,该项的大小将随着时间的增加而增大,该偏差项是由轴承摩擦力矩的不对称性、电路中速率指令的不对称性等因素引起的.由于第二类偏差的存在,仅仅跟踪有效载荷的角速度将使残余角动量逐渐累积,最终影响到卫星平台的姿态指向精度,这正是当前补偿飞轮控制中存在的问题.

为了满足式(1)和式(2)的指标约束,按如下方法构造一种双闭环控制器.分别引入补偿飞轮的角度位置信号和角速度估计信号,角速度为内环控制变量,角度位置为外环控制变量.通过内环来保证式(1)的指标约束和式(2)指标约束中的周期性部分,通过外环来减小式(2)指标约束中的累积性部分.由于角速度对角度信号的微分作用,通过内环可以保证系统的响应速度、抑制快速干扰、提高卫星平台的稳定性.同时引入角度位置为跟踪信号又能满足高精度输出补偿角动量的要求,降低控制系统的稳态误差,保证卫星平台的指向精度.如此构成了一类特殊的控制系统,其本质为同时保证控制信号及其积分信号满足控制精度要求.

此处需要指出,以往多回路控制系统大多分别为内环和外环控制变量配置专门的传感器,以便内环完成对快速干扰的抑制.而这里所构造双闭环系统的内外环跟踪信号均来自同一角度编码器,因此需要合理设计内外环增益和带宽,以确定主要控制回路.将文献[5-7]应用于调节控制系统中的一种高/低权复合控制策略应用于本文的伺服控制系统,但是将内环作为主控回路,外环作为辅助回路.内环不在用于抑制快速干扰,而将其用于跟踪快速变化的有效载荷角速度信号.因此需要将内环的带宽与增益设计得尽可能高,以便

补偿有效载荷不同运动频率时的角动量干扰. 外环则用来为内环缓慢累积的误差提供补偿控制, 选择低增益即可满足要求.

1.2 补偿系统干扰与噪声分析

进行控制器设计之前, 要对系统中各种噪声和干扰进行简要分析. 首先对于角度测量传感器进行分析. 增量式光电编码器给出角度增量的离散化测量值, 对此增量测量值进行微分运算, 即可获得速率测量值. 增量式光电编码器的量化误差主要是由刻线分辨率引起的, 设刻线分辨率为 S , 则其量化误差均匀分布在 $[-S/2, +S/2]$ 区间内. 考虑到测量噪声, 通常在角度微分计算角速度时增加低通滤波器, 则转子转速测量的拉氏变换为

$$\omega_M(s) = \frac{K}{s + \omega} \times [\omega(s) + \omega_N(s)].$$

其中: $\omega(s)$ 为转角微分所得速度的拉氏变换; $\omega_N(s)$ 是角速度测量噪声; K 与 ω 分别为低通滤波器的比例系数与带宽; $\omega_M(s)$ 为最终编码器测得的角速度. 由此可以看出, 角速度测量过程可以等价于一个有限带宽微分环节. 角速度测量噪声还与采样周期 T_s 有关, 最终角速度测量噪声将在 $[-S/(2T_s), +S/(2T_s)]$ 内均匀分布.

设计过程中还要考虑轴承摩擦力矩的影响, 补偿系统选用偏置方式进行补偿飞轮设计, 后续

部分将说明为何选取该工作方式. 虽然偏置模式避免了转速过零时摩擦力矩的跳变, 但是摩擦力矩依然存在, 而且在加速与减速时摩擦力矩所起的作用恰好相反, 使得加减速过程中电路对速率指令的响应产生不对称性偏差. 同时, 放大器在工作电压范围内的非线性也将产生一定响应偏差. 为简化起见, 将所有引起响应非对称性的因素表示为速率指令输入处的常值干扰.

1.3 补偿控制系统设计

依据以上分析所构造的角动量补偿系统框图如图 2 所示, 图中各符号意义如下: $\omega_L(s)$ 是载荷角速度真实信号; I_L/I_C 为转动惯量换算比例; $\omega_{NL}(s)$ 是载荷转速测量噪声; $\theta_{NL}(s)$ 是载荷转角位置测量噪声; $\theta_L(s)$ 是比例换算后的载荷角度位置测量信号; $\Omega_L(s)$ 是比例换算后的载荷角速度测量信号; $\Omega_D(s)$ 是由不对称性等因素引起的常值干扰, 大小为 0.1 r/min ; $T_C(s)$ 是补偿飞轮力矩指令; $i_C(s)$ 是补偿飞轮电枢电流; $T_M(s)$ 是补偿飞轮输出力矩; $T_D(s)$ 是摩擦力矩; $\theta_C(s)$ 是补偿飞轮角度位置测量信号; $\theta_{NC}(s)$ 是补偿飞轮角度位置测量噪声; $\omega_{NC}(s)$ 是补偿飞轮转速测量噪声; $\Omega_C(s)$ 是补偿飞轮转速测量信号; $\theta(s)$ 是补偿飞轮角度位置真实值.

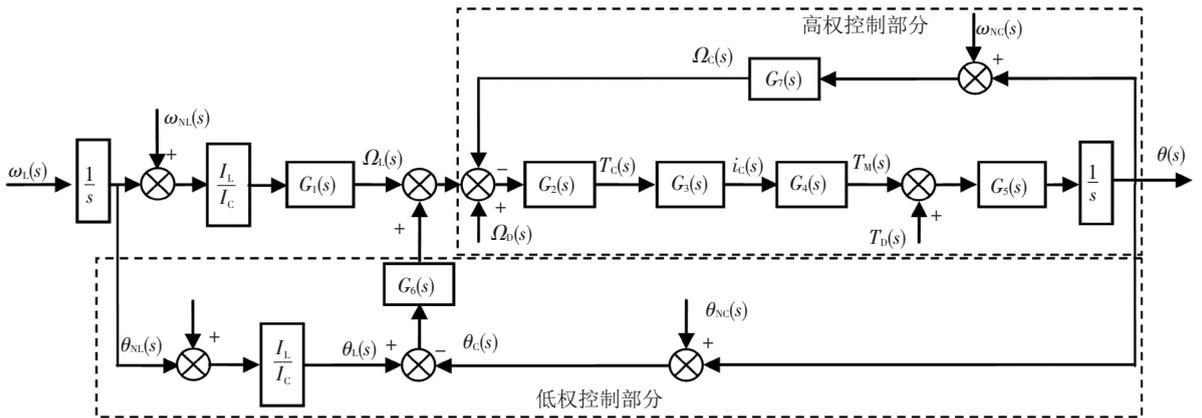


图 2 星载角动量补偿系统控制框图

高权控制器 $G_2(s)$ 和低权控制器 $G_6(s)$ 的传递函数及参数均参考文献[11]进行设计, 各传递函数的具体意义及形式如下:

1) $G_1(s)$ 是有效载荷编码器角度测量至角速度测量的传递函数. $G_1(s) = K_1 s / (s + \omega_1)$ 为有限带宽微分环节, $\omega_1 = 40$ 为有限微分带宽, $K_1 = 40$ 为比例系数, 可以在电路中适当调整以适应实际偏差的存在;

2) $G_2(s)$ 为 PID 形式 $K_2 s / (s + \omega_2) + K_3 + (K_4/s)$, 既可满足补偿系统跟踪精度高、响应速

度快的要求, 也可以保证高权控制器带宽设计要求. 微分项是为了提高闭环响应速度, 从而保证式(1)和式(2)中性能指标的要求.

3) $G_3(s)$ 是补偿飞轮电枢电流控制器传递函数. 补偿飞轮采用力矩模式, 其电流环以闭环传递函数形式给出, $G_3(s)$ 可以近似为 $K_i / (T_M s + 1)$, 其中, $T_M = 0.01$, $K_i = 1.2$;

4) $G_4(s) = K_c$ 是补偿飞轮电机的力矩系数;

5) $G_5(s) = 1 / (I_C s)$ 是补偿飞轮力矩到角速率的传递函数, 其中 I_C 是补偿飞轮转动惯量;

6) 将 $G_6(s)$ 设计为 PI 形式 $K_6 + (K_7/s)$, 从而消除式(2)中偏差的长期累积项。

7) $G_7(s)$ 是补偿飞轮编码器角度测量至角速度测量的传递函数, $G_7(s) = K_8 s / (s + \omega_4)$ 为有限带宽微分环节, $\omega_4 = 40$ 为有限微分带宽, $K_8 = 40$ 为比例系数。

下面检验控制器设计的合理性。为方便计算, 将编码器有限带宽微分简化为纯微分环节。若不考虑外环, 则 $\Omega_D(s)$ 到 $\theta(s)$ 的闭环传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{\Omega_D(s)} = \frac{K_i K_e (K_2 s^2 + K_3 s + K_4)}{I_C s^3 (T_M s + 1) + K_i K_e (K_2 s^3 + K_3 s^2 + K_4 s)}$$

根据终值定理可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \theta(t)$ 为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \Omega_D(s) \frac{K_i K_e (K_2 s^2 + K_3 s + K_4)}{I_C s^3 (T_M s + 1) + K_i K_e (K_2 s^3 + K_3 s^2 + K_4 s)}$$

上式的结果为 $\Omega_D(0)$, 即内环对 $\Omega_D(s)$ 没有抑制作用, 其干扰值完全反映到输出角度上。

下面分析加入外环之后, $\Omega_D(s)$ 到 $\theta(s)$ 的闭环传递函数。暂时忽略转动惯量换算比例环节, 则

$$\frac{\theta(s)}{\Omega_D(s)} = \frac{G_2(s) G_3(s) G_4(s) G_5(s)}{s + [G_6(s) + s] G_2(s) G_3(s) G_4(s) G_5(s)} =$$

$$\frac{K_i K_e (K_2 s^3 + K_3 s^2 + K_4 s)}{I_C s^4 (T_M s + 1) + K_i K_e (s^2 + K_6 s + K_7) (K_2 s^2 + K_3 s + K_4)}$$

根据终值定理, 有 $\lim_{s \rightarrow 0} \theta(t) = 0$ 。可以看出, 加入外环能够完全抑制 $\Omega_D(s)$ 的影响, 且将 $G_6(s)$ 设计为 PI 形式是合理的。如果将图 2 中编码器简化为纯微分/积分关系, 则经过方框图化简可以看出, 控制系统主体仍为高权控制器。低权控制器的本质是通过角度偏差量来自适应调整高权控制器中的控制器参数。

2 补偿控制器综合

本节首先阐述根据有效载荷运动特性与卫星姿态控制精度要求确定补偿飞轮参数的准则, 然后依据设计的补偿飞轮进行补偿控制器综合。

2.1 补偿飞轮参数确定

从文献[3]可以看出, 现有补偿飞轮饱和和工作转速很低, 且采用零动量工作模式。由于采取低转速设计使得补偿飞轮质量较大, 对测角精度要求很高, 造成轴承转速反复过零、润滑条件恶劣, 大大降低了工作寿命。考虑到角动量补偿能力取决于转子工作转速和转动惯量的乘积, 如果以角动量可实现前提下质量优化的准则来进行设计, 则在角动量确定条件下应最大限度提高工作转速, 以降低补偿飞轮的转动惯量从而通过合理结

构设计减小转子质量, 同时降低对角度测量精度的要求。但是电机提供转矩一定时, 转子转速提高伴随着电机功率和体积的增大。而且转速还受限于轴承的工艺水平, 因此为实现补偿飞轮的长寿命, 其工作转速必须使轴承工作在理想润滑条件下。转速过低时摩擦力矩非线性影响较大、润滑效果差^[8-9], 可惜轴承的功率随转速的增加也会成比例增加^[10], 可见转速过低和过高都会降低轴承的寿命。依据工作经验, 选择转速为 $2\,000 \pm 1\,000$ r/min 的偏置式工作方式, 既能够最大限度保证轴承润滑良好, 同时能保证驱动电机的体积合理、功率适中, 本文中称 $\pm 1\,000$ r/min 称为转速增量, 用 $\omega_\Delta = 1\,000$ r/min 来表示。

确定工作转速后, 补偿飞轮具体参数的选取应依据有效载荷运动规律进行。假设转动部件的转动惯量 I_L 为 $2.27 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 其三种工作模式列于表 1。

表 1 有效载荷运动模式

运动模式	幅值/ $(^\circ) \cdot \text{s}^{-1}$	频率/Hz	启动时间/s
常规余弦扫描	15.00	0.2	-
快速余弦扫描	1.50	2.0	-
斜坡启动	3.77	-	0.2

由表 1 可以计算出有效载荷所引入的最大角动量干扰为 $h_d = 0.594 \text{ N} \cdot \text{ms}$, 最大干扰力矩为 $T_d = 0.747 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。若要求补偿飞轮在中心转速正常工作条件下, 能够在转速增量范围内有能力完全补偿有效载荷的角动量干扰, 则由角动量定义 $h = I\omega$ 可以确定其转子转动惯量 I_C 最小应该为

$$I_C = \frac{h_d}{\omega_\Delta} = \frac{0.594 \text{ N} \cdot \text{ms}}{\frac{1\,000 \text{ r/min} \times 2\pi}{60} \text{ rad/s}} \approx 5.67 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

补偿飞轮电机母线电流设计的最大值为 3 A, 由有效载荷最大干扰力矩值 $0.747 \text{ N} \cdot \text{m}$ 可以计算出电机力矩系数应大于 $0.747 \text{ N} \cdot \text{m} / 3 \text{ A} \approx 0.25 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}$ 。这里选用力矩系数 $K_e = 0.36 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}$ 的无刷直流电机。

2.2 补偿控制器参数确定

控制器综合过程中, 分别由卫星平台对有效载荷的姿态稳定度干扰要求 ($\omega_d \leq 3 \times 10^{-4} (^\circ/\text{s})$) 和姿态指向干扰要求 ($\theta_p \leq 3 \times 10^{-3} (^\circ)$) 确定控制系统指标。其中, 卫星星体转动惯量为 $I = 3\,000 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

由卫星转动惯量和姿态稳定度要求可得所允许的最大干扰角动量为 $I \times \omega_d = 0.016 \text{ N} \cdot \text{ms}$, 比例换算后补偿飞轮角速度跟踪误差 $e(t) \leq$

$0.016 \text{ N} \cdot \text{ms} / I_c = 2.82 \text{ rad/s}$. 暂时忽略内环微分环节、电流环传递函数和编码器积分微分环节, 依据文献[11]中的伺服系统设计原则, 由 $\Omega_L(s)$ 到 $\Omega_C(s)$ 的开环传递函数可知, 内环应按基本 II 型系统设计, 则内环的开环增益 $K_{a1} \geq \dot{\Omega}_L(t) / 2.82$, 即

$$K_{a1} \geq \frac{15 (\text{°/s}) \times \pi \times 4\pi^2 \times 2.27 \text{ kg} \cdot \text{m}^2}{2.82 \times 180^\circ \times (5 \text{ s})^2 \times 5.67 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2} \approx 58.7.$$

由表 1 中有效载荷运动模式可知, 有效载荷常规运动规律是频率为 0.2 Hz 的余弦信号, 为了抑制转动部件做快速余弦扫描和斜坡启动时的干扰, 高权控制器带宽选择为 0.2 Hz 的 20 倍 (约为 26 rad/s) 左右, 不易再提高系统带宽, 否则将大大降低系统对噪声的抑制能力.

考虑到所有被忽略环节的传递函数, 则根据 1.3 节中 $G_2(s)$ 的形式可知, 需要配置两个零点和一个极点. 由于 $G_3(s)$ 中有 $p = 100$ 的极点, 为降低有限带宽微分所引入零点的作用, 将 $G_2(s)$ 中有限带宽微分的带宽选在该极点附近, 设为 90 rad/s . 配置一个零点为 $z_1 = 80$, 将另一个零点配置为 $z_2 = 10$. 如图 3 所示, 经过 Bode 图调试将开环增益取为 59 时幅频特性曲线 -20 dB 部分在 26 rad/s 附近通过 0 dB 线. $G_2(s)$ 中各参数值如下: $K_2 = 0.077$, $\omega_2 = 90$, $K_3 = 0.7022$, $K_4 = 6.926$. 由图 3 可以看出, 相角稳定裕度约为 55° , 稳定性满足控制系统要求.

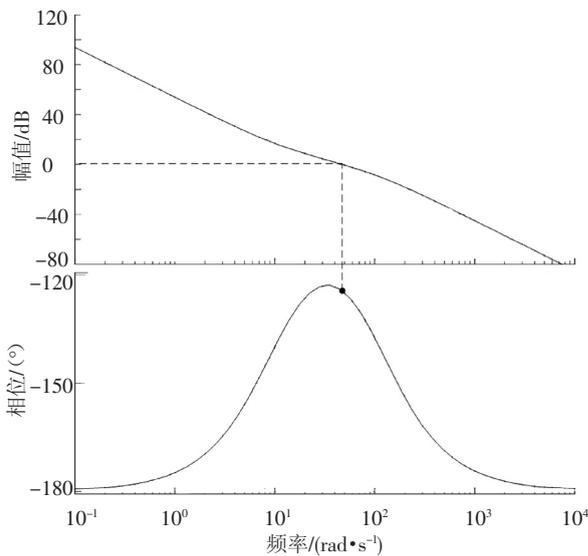


图 3 内环开环 Bode 图

由卫星指向精度要求可得, 低权控制器所允许的最大跟踪误差为 $I \times \theta_p = 9^\circ \cdot \text{kg} \cdot \text{m}^2$, 比例换算后可得角度误差累积量应小于 $9^\circ \cdot \text{kg} \cdot \text{m}^2 / I_c = 27.7 \text{ rad}$. 同样依据文献[11]中的设计原则, 忽略次

要环节后, 由 $\theta_L(s)$ 到 $\theta_C(s)$ 的开环传递函数可知, 外环也应按 II 型系统设计, 则其开环增益 $K_{a2} \geq \dot{\theta}_L(t) / 27.7$, 即

$$K_{a2} \geq \frac{15 / (0.2 \text{ Hz} \times 2\pi)^\circ \times \pi \times 4\pi^2 \times 2.27 \text{ kg} \cdot \text{m}^2}{27.7 \times 180^\circ \times (5 \text{ s})^2 \times 5.67 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2} \approx 4.76$$

由内环传递函数计算可得, 低频时内环闭环等效增益为 1, 则外环开环增益大于 4.76 即可, 这里选为 5. $G_6(s)$ 各参数为: $K_6 = 0.1$, $K_7 = 5$. 采取低权控制策略使得外环开环增益明显小于内环开环增益, 如此与内环构成高/低权复合控制器, 兼顾角速度与角度的补偿要求.

外环的开环 Bode 图如图 4 所示. 由图 4 中指示可知, 系统相角裕度为 88.1° 、幅值裕度为 22.3 dB , 因此该控制系统稳定性与鲁棒性均较好.

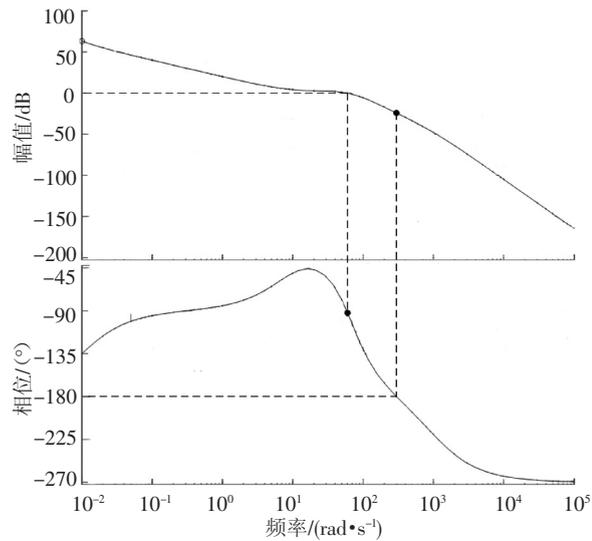
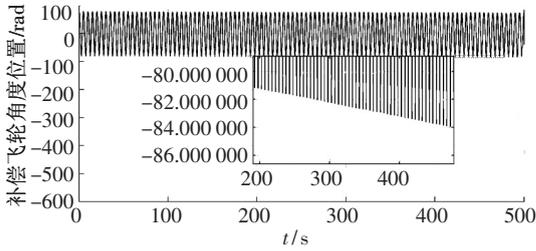


图 4 外环开环 Bode 图

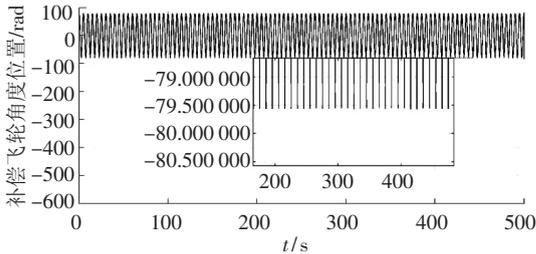
3 仿真计算

本节依据前一节的设计方法构造角动量补偿系统, 通过仿真来验证控制方法的有效性和工程的可实现性. 根据补偿系统角动量分辨率的要求, 选用 20 位增量式光电编码器作为转动部件的角度测量传感器. 由于转速的提高, 补偿飞轮选择 12 位的光电编码器即可满足测量精度要求. 有效载荷编码器的采样时间为 100 ms , 补偿飞轮编码器的采样时间为 10 ms . 每个编码器均采用四倍频方式测速, 则由编码器位数与采样时间可以确定图 2 中各测量噪声的量级: $\omega_{NL}(s)$ 在 $[-7.5 \times 10^{-6}, 7.5 \times 10^{-6}]$ 内均匀分布; $\theta_{NL}(s)$ 在 $[-7.5 \times 10^{-7}, 7.5 \times 10^{-7}]$ 内均匀分布; $\omega_{NC}(s)$ 在 $[-0.02, 0.02]$ 内均匀分布; $\theta_{NC}(s)$ 在

[- 0.002, 0.002] 内均匀分布. 图 5 中分别给出有 / 无外环控制器时补偿飞轮在常规余弦扫描模式下的跟踪曲线.



(a) 单闭环控制器跟踪结果



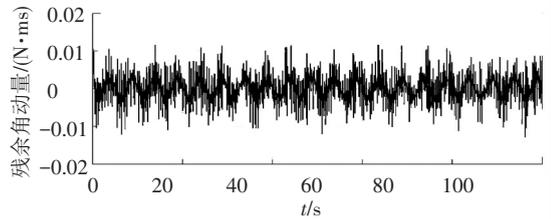
(b) 双闭环控制器跟踪结果

图 5 有 / 无外环时补偿飞轮角度跟踪情况对比

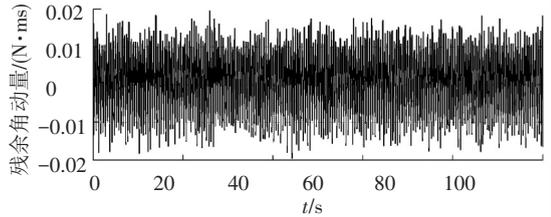
由图 5 上图中局部放大部分可以看出, 无外环控制器时仿真结果出现连续偏移量, 而下图中则不存在该偏移, 说明双闭环控制器可以消除角度跟踪误差, 减少有效载荷对卫星平台指向精度的影响.

图 6 给出表 1 中的 3 种运动模式在补偿后残余角动量的仿真结果. 残余角动量计算方法为: 分别以表 1 中的参数来计算有效载荷的速率方程, 并作为补偿系统的输入信号; 同时通过表 1 计算角动量干扰方程, 在 Simulink 软件中与补偿系统输出角动量做差. 由图 6 可以看出, 常规模式下的残余角动量满足小于临界值 $0.016 \text{ N} \cdot \text{ms}$ 的要求; 快速扫描模式下的残余角动量则已经达到临界值, 在噪声影响下部分残余量已经大于该临界值; 在斜坡启动模式下的初始时间段内, 由于信号中包含有高频成分使得残余角动量最大值达到了 $0.03 \text{ N} \cdot \text{ms}$, 之后匀速转动过程中的角动量干扰则完全满足要求. 从以上分析可以看出, 相对于有效载荷运动所引入的最大角动量干扰 ($0.594 \text{ N} \cdot \text{ms}$) 来说, 补偿系统能够将其补偿掉 97% 左右. 随着有效载荷运动频率的增加, 补偿系统的补偿效果会稍微有所降低, 但是依然能够补偿掉 90% 以上的干扰. 经过分析可知, 补偿系统的跟踪误差主要是由于控制系统中存在幅值跟踪误差与相角滞后. 从系统分析的角度来解释, 高频干扰对执行机构压力大, 补偿精度难于提高. 此外, 为了提高补偿响应速度, 可以在设计补偿控制器

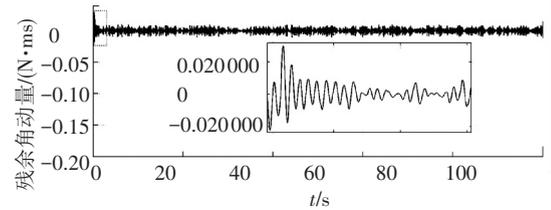
时将有效载荷的扫描指令信号输出到补偿飞轮系统, 这对于未知运动模式的补偿将起到提高补偿精度的作用.



(a) 常规余弦扫描模式



(b) 快速余弦扫描模式



(c) 斜坡启动模式

图 6 3 种工作模式下的残余角动量

4 结 论

本文在总结角动量补偿系统补偿原理的基础上, 给出了星载角动量补偿系统中累积性误差和周期性误差的来源, 结合高/低权复合控制策略消除了两类误差、增加了响应速度, 用于提高卫星平台的指向精度和稳定性. 指出了应用补偿飞轮中的一些问题, 提出将补偿飞轮转速控制在轴承良好润滑状态的转速范围内, 满足了工作寿命要求. 如此设计还能够减小补偿飞轮的质量, 降低转动角度测量精度的要求, 最大限度减少了补偿飞轮对有效载荷及卫星平台的影响. 在仿真部分通过对比有 / 无双闭环控制器时的跟踪误差说明了双闭环控制器对干扰的抑制作用. 3 种工作模式下残余角动量的仿真结果说明采用高 / 低权复合控制策略能够补偿掉 97% 左右的角动量干扰. 在输入信号中包含高频成分时补偿系统也能获得良好的补偿效果.

参 考 文 献

[1] MARKLEY F L, BAUER R H, DEILY J J, *et al.* Attitude control system conceptual design for geostationary operational environmental satellite spacecraft series [J]. J

- Guid Control Dynam, 1995, 18(2): 247-255.
- [2] 俞洁, 廖瑛, 刘伟. 高精度遥感卫星力矩补偿技术 [J]. 上海航天, 2011(1): 12-17, 60.
- [3] 赵江涛, 李果, 杨屹. 高精度大力矩补偿机构仿真模型 [J]. 空间控制技术与应用, 2011, 37(2): 26-32.
- [4] 巩蕤梓. 空间二维光电测控系统控制技术研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2007.
- [5] BERKHOFF A P, WESSELINK J M. Combined MIMO adaptive and decentralized controllers for broadband active noise and vibration control [J]. Mech Syst Signal Pr, 2011, 25(5): 1702-1714.
- [6] SCHILLER N H, CABELL R H, FULLER C R. Decentralized control of sound radiation using a high-authority/low-authority control strategy with anisotropic actuators [C]//Proceedings of Acoustics 08. Paris: [s.n.], 2008: 4131-4136.
- [7] RODRIGUEZ A A, CARTER D R. Hierarchical HAC ∞ /LAC vibration suppression for a flexible space telescope: SPICE [C]//Proceedings of the American Control Conference. Maryland: [s.n.], 1994: 686-960.
- [8] ARMATRONG H B, DAPONT P, CANUDAS C. A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control machines with friction [J]. Automatica, 1994, 30(7): 1083-1183.
- [9] SEAN M, DAVID T. Bearing health monitoring and life extension in satellite momentum/reaction wheels [C]//Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Idaho Falls: [s.n.], 2006: 4-11.
- [10] FLOUROS M. The impact of oil and sealing air flow, chamber pressure, rotor speed, and axial load on the power consumption in an aeroengine bearing chamber [J]. J En Gas Turb Power, 2005, 27(1): 183-186.
- [11] 王广雄. 控制系统设计 [M]. 北京: 中国宇航出版社, 1992.

(编辑 张宏)