

基于逆系统方法的 DGMSCMG 框架伺服系统解耦控制研究

陈晓岑^{1,2} 周东华¹ 陈茂银¹

摘要 双框架磁悬浮控制力矩陀螺 (Double-gimbal magnetically suspended control moment gyroscope, DGMSCMG) 的框架伺服系统是一个多变量、非线性且强耦合的复杂系统. 为了进一步提高框架伺服系统的控制精度, 本文提出了一种基于电流模式的动态逆系统解耦方法, 通过对功放系统的动态补偿有效克服了未建模动态对解耦性能的影响, 采用自适应滑模控制器有效提高了系统的跟踪特性. 对比仿真结果证明了该方法的有效性和优越性

关键词 双框架磁悬浮控制力矩陀螺, 框架伺服系统, 动力学耦合, 动态逆解耦, 动态补偿

引用格式 陈晓岑, 周东华, 陈茂银. 基于逆系统方法的 DGMSCMG 框架伺服系统解耦控制研究. 自动化学报, 2013, 39(5): 502–509

DOI 10.3724/SP.J.1004.2013.00502

Decoupling Control of Gimbal Servo System of DGMSCMG Based on Dynamic Inverse System Method

CHEN Xiao-Cen^{1,2} ZHOU Dong-Hua¹ CHEN Mao-Yin¹

Abstract The gimbal servo-system of a double-gimbal magnetically suspended control moment gyroscope (DGMSCMG) is a complex system owing to its characteristics including multivariate, nonlinearity and strong gyroscopic coupling. This paper proposes a current-mode dynamic inverse decoupling method and introduces dynamic compensation for the power amplifier system to overcome the influence of the unmodeled dynamics on the decoupling performance. Meanwhile, adaptive sliding mode control is employed to improve the tracking performance of the controlled plant. The comparative simulation results demonstrate the effectiveness and superiority of this method.

Key words Double-gimbal magnetically suspended control moment gyroscope (DGMSCMG), gimbal servo system, dynamic coupling, dynamic inverse decoupling, dynamic compensation

Citation Chen Xiao-Cen, Zhou Dong-Hua, Chen Mao-Yin. Decoupling control of gimbal servo system of DGMSCMG based on dynamic inverse system method. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 502–509

控制力矩陀螺 (Control moment gyroscope, CMG) 是空间机动飞行器、空间站、敏捷机动卫星等航天器实现姿态控制的关键执行机构. 从 1960 年以来, CMG 已在一系列航天器上得到应用, 如 1973 年美国的天宫实验室、1986 年前苏联的和平号空间站、1998 年的国际空间站等^[1].

CMG 由高速转子系统与框架伺服系统组成, 高速转子提供大小恒定的角动量, 框架通过改变角动量方向来输出力矩, 实现对航天器的姿态控制. 根据高速转子支承方式的不同, CMG 可分为磁悬浮控制力矩陀螺 (Magnetically suspended CMG, MSCMG) 和机械式控制力矩陀螺; 按照框架的个

数又可分为单框架和双框架两类. 双框架磁悬浮 CMG (Double-gimbal MSCMG, DGMSCMG) 的高速转子因具有无摩擦、无需润滑和可主动抑制振动及可实现高转速等特点, 同时能够提供两个自由度的输出力矩, 可有效降低姿控系统的体积、重量和功耗而成为未来航天器惯性执行机构的理想选择.

由于陀螺效应和动框架效应的存在, 磁悬浮 CMG (MSCMG) 的框架伺服系统的控制精度不仅影响整个系统输出力矩的精度, 而且影响到高速磁悬浮转子系统的稳定性. 因此, 要提高整个 MSCMG 的输出力矩的精度和稳定性, 必须提高其框架伺服系统的控制精度. 然而, 相比于单框架 MSCMG (SGMSCMG), DGMSCMG 具有更强的动力学耦合和非线性关系: 不仅磁悬浮转子系统径向各通道之间、转子系统和框架系统之间以及内外框架系统之间都彼此存在强动力学耦合, 而且内外框架系统之间的动力学耦合还随内框架位置变化而呈现出强非线性关系, 这为框架伺服系统的高精度控制提出了更高的要求, 也极大地增加了框架伺服系统控制的难度.

目前, 针对 DGMSCMG 系统多体动力学耦合

收稿日期 2012-05-15 录用日期 2012-10-09
Manuscript received May 15, 2012; accepted October 9, 2012
国家自然科学基金 (61021063) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (61021063)
本文客座编委 王宏
Recommended by Guest Editor WANG Hong
1. 清华大学自动化系 北京 100084 2. 军械工程学院电子与光学工程系 石家庄 050003
1. Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084 2. Department of Electronic and Optical Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003

的控制主要是采用电流前馈补偿法, 魏彤等^[2] 提出利用框架角速率反馈法补偿耦合力矩, 由于模型过于简单, 解耦效果不佳. 之后, 又对上述情况进行改进^[3], 提出基于前馈加反馈的复合控制法, 原理是通过反馈实时测量得到的框架角速率和前馈给定的框架角加速率达到与耦合力矩对消的目的. 虽然此方法能有效补偿稳态耦合力矩从而减小稳态误差, 但由于参考给定的框架角加速率与实际角加速率之间必然存在偏差, 从而导致其动态性能下降, 甚至影响系统的稳定性. 除此之外, 传统方法采用系统的近似线性化模型, 线性化误差必然制约系统的控制精度.

针对多变量、非线性、强耦合的多体动力学系统, 国内外学者提出了神经网络解耦^[4-5]、滑模解耦^[6]、模糊解耦^[7] 以及反馈线性化解耦 (Linear decoupling, L&D) 等控制方法. 当系统无法建模时, 理论上比较适合采用智能解耦方法, 但是实际应用上会有局限, 比如神经网络需要大量的测量数据和反复的实验来优化网络参数. 所以近年来, L&D 方法得到了更广泛的应用.

L&D 方法主要包括微分几何法^[8-11] 和动态逆方法^[12-13]. 其中动态逆方法不需进行非线性坐标变换, 也不需要把控制问题变换到“几何域”, 因此更便于工程应用.

本文提出了一种基于电流模式逆系统方法的 DGMSCMG 框架伺服系统的高精度解耦控制方法, 通过对功放系统的动态补偿, 有效解决了未建模动态对解耦控制精度的影响, 克服了传统的电压模式逆系统方法过于复杂且很难在物理上实现的不足, 并采用自适应滑模控制进一步提高了解耦控制的鲁棒性, 从而实现了 DGMSCMG 框架伺服系统的高精度强鲁棒解耦控制.

1 DGMSCMG 动力学建模与特性分析

1.1 DGMSCMG 动力学建模

双框架磁悬浮控制力矩陀螺是由磁悬浮高速转

子系统、内框架速率伺服系统、外框架速率伺服系统三大子系统组成. DGMSCMG 工作原理与坐标系定义如图 1 所示.

为方便动力学建模, 定义如下坐标系: $Ox_i y_i z_i$, $Ox_o y_o z_o$, $Ox_b y_b z_b$, $Ox_s y_s z_s$ 分别为惯性坐标系、质心轨道坐标系、星体主轴坐标系 (本体系) 及零位置坐标系, $Ox_j y_j z_j$, $Ox_g y_g z_g$, $Ox_r y_r z_r$ 分别为外框架坐标系、内框架坐标系、磁悬浮转子坐标系, 它们分别与内外框架及转子固连, $Ox_1 y_1 z_1$, $Ox_2 y_2 z_2$ 分别为定子和内环坐标系. 为了最大程度地利用磁轴承产生的径向电磁力, 陀螺房的安装方位通常选择使磁轴承径向定子分布在斜 45° 对角线方向上. 根据坐标变换和欧拉方程, 得到 DGMSCMG 的动力学模型:

$$\begin{aligned} J_{rr} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \ddot{\theta}_j \cos \theta_g - \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_j \dot{\theta}_g \sin \theta_g + \frac{\sqrt{2}}{2} \ddot{\theta}_g + \ddot{\alpha} \right) + \\ H_{rz} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_j \cos \theta_g - \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_g + \dot{\beta} \right) = P_x \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} J_{rr} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \ddot{\theta}_j \cos \theta_g - \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_j \dot{\theta}_g \sin \theta_g - \frac{\sqrt{2}}{2} \ddot{\theta}_g + \ddot{\beta} \right) - \\ H_{rz} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_j \cos \theta_g + \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{\theta}_g + \dot{\alpha} \right) = P_y \end{aligned} \quad (2)$$

$$P_x = 2K_i l_m i_y + 2K_h l_m^2 \alpha \quad (3)$$

$$P_y = 2K_i l_m i_x + 2K_h l_m^2 \beta \quad (4)$$

$$\begin{aligned} J_{gx} \ddot{\theta}_g - (J_{gz} - J_{gy}) \dot{\theta}_j^2 \sin \theta_g \cos \theta_g + \\ \frac{\sqrt{2}}{2} (P_x - P_y) = K_{igx} i_{gx} = P_{gx} \\ J_{gy} (\ddot{\theta}_j \cos \theta_g - \dot{\theta}_j \dot{\theta}_g \sin \theta_g) - \end{aligned} \quad (5)$$

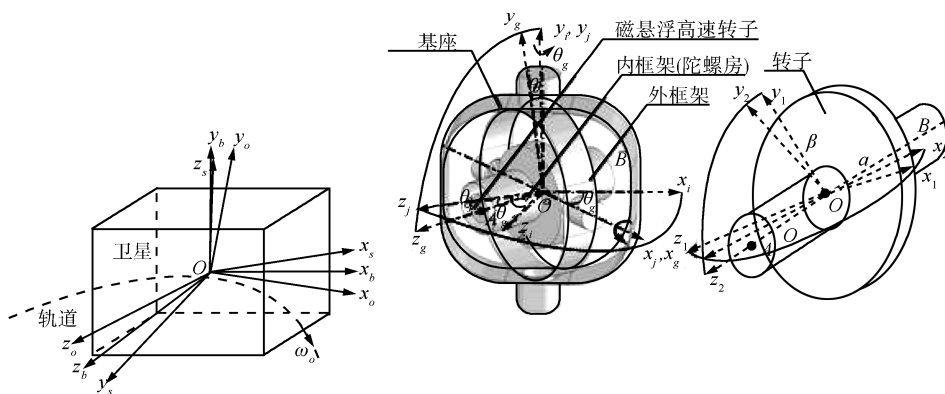


图 1 工作原理与坐标系定义

Fig. 1 Operating principle and coordinates of DGMSCMG

$$(J_{gx} - J_{gz})\dot{\theta}_j\dot{\theta}_g \sin \theta_g + \frac{\sqrt{2}}{2}(P_x + P_y) = P_{gy} \quad (6)$$

$$-J_{gz}(\ddot{\theta}_j \sin \theta_g + \dot{\theta}_j\dot{\theta}_g \cos \theta_g) + (J_{gy} - J_{gx})\dot{\theta}_j\dot{\theta}_g \cos \theta_g = P_{gz} \quad (7)$$

$$J_{jy}\ddot{\theta}_j + P_{gy} \cos \theta_g - P_{gz} \sin \theta_g = K_{ijy}i_{jy} = P_{jy} \quad (8)$$

式中, H_{rz} 为转子角动量, $H_{rz} = J_z\Omega$; Ω 为转子转速; α, β 为转子绕径向 x, y 转角; J_{rr} 为转子径向转动惯量; J_z 为转子轴向转动惯量; J_{gx}, J_{gy}, J_{gz} 为内框沿 x, y, z 向转动惯量; J_{jy} 为外框沿 y 向转动惯量; θ_g 为内框坐标系相对外框坐标系转角; θ_j 为外框坐标系相对惯性系转角; K_i, K_h 为磁轴承电流, 位移刚度系数; K_{igx}, K_{ijy} 为内框 x 向、外框 y 向电流系数; i_x, i_y 为转子绕径向转动的等效驱动电流; i_{gx}, i_{jy} 为内框绕 x 向、外框绕 y 向转动的驱动电流; P_x, P_y 为转子径向输出力矩; P_{gx}, P_{jy} 为内框 x 向、外框 y 向输出力矩; l_m 为径向电磁力到转子几何中心的距离。

1.2 DGMSCMG 非线性与耦合性分析

从式 (1) 可以看出, 转子沿 x 向输出力矩不仅与转子绕 x, y 轴的转动角有关, 还与内框架、外框架转动角度相关, 对于转子 y 向以及内外框架的输出力矩可以得到相同的结论, 所以转子径向通道之间, 转子与框架伺服系统之间以及内外框架系统之间都具有动力学耦合关系, 因此 DGMSCMG 会产生动框架效应^[13] 以及内外框转动之间的“互锁”现象^[3]。

在多体动力学耦合的同时, 进一步分析可得耦合力矩还具有强烈的非线性。以式 (2) 为例, 转子 y 向耦合力矩包含内框架转角的三角函数项, 呈现非线性特征, 这使得 DGMSCMG 的框架伺服系统动力学行为比 SGMSCMG 更为复杂。

通过上面的分析可以看出, DGMSCMG 是一个多变量、非线性、强耦合的复杂动力学系统。框架伺服控制系统的精度不仅决定整个 DGMSCMG 输出力矩的精度而且影响到磁悬浮转子系统的稳定性。因此, 为了提高整个 DGMSCMG 的控制性能, 提高框架伺服控制系统的控制精度尤为重要。本质上, 要实现框架伺服系统的高精度控制需要同时实现转子系统和框架伺服系统之间以及内外框架伺服系统之间的解耦控制, 但考虑到转子系统与框架伺服系统之间的解耦控制已经有较多的研究^[2, 13], 因此本文主要集中于内外框架伺服系统之间的高精度解耦控制。

2 DGMSCMG 内外框架的解耦

2.1 逆系统的存在性

根据式 (1)、式 (2)、式 (5)~(8) 可以得到内外框架动力学模型如下:

$$\begin{aligned} & J_{gx}\ddot{\theta}_g + (J_{gy} - J_{gz})\dot{\theta}_j^2 \sin \theta_g \cos \theta_g + \\ & J_{rr} \left[\frac{\sqrt{2}}{2}(\ddot{\alpha} - \ddot{\beta}) + \ddot{\theta}_g \right] + \\ & H_{rz} \left(\dot{\theta}_j \cos \theta_g + \frac{\sqrt{2}}{2}(\dot{\alpha} + \dot{\beta}) \right) = \\ & K_{igx}i_{gx} = P_{gx} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} & (J_{jy} + J_{gy} \cos^2 \theta_g + J_{gz} \sin^2 \theta_g + J_{rr} \cos^2 \theta_g)\ddot{\theta}_j + \\ & \frac{\sqrt{2}}{2}J_{rr}(\ddot{\alpha} + \ddot{\beta}) \cos \theta_g - \\ & H_{rz} \left[\frac{\sqrt{2}}{2}(\dot{\alpha} - \dot{\beta}) + \dot{\theta}_g \right] \cos \theta_g - \\ & (J_{rr} + 2J_{gy} - 2J_{gz})\dot{\theta}_g\dot{\theta}_j \sin \theta_g \cos \theta_g = \\ & K_{ijy}i_{jy} = P_{jy} \end{aligned} \quad (10)$$

当研究内外框架伺服系统的解耦控制的时候, 转子的径向运动 α, β 可以当作常数考虑, 因此, $\dot{\alpha} = \dot{\beta} = 0$, 且 $\ddot{\alpha} = \ddot{\beta} = 0$ 。于是式 (9) 和 (10) 可以简化为

$$\begin{aligned} & (J_{gx} + J_{rr})\ddot{\theta}_g + (J_{gy} - J_{gz})\dot{\theta}_j^2 \sin \theta_g \cos \theta_g + \\ & H_{rz}\dot{\theta}_j \cos \theta_g = K_{igx}i_{gx} = P_{gx} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & (J_{jy} + J_{gy} \cos^2 \theta_g + J_{gz} \sin^2 \theta_g + J_{rr} \cos^2 \theta_g)\ddot{\theta}_j - \\ & (J_{rr} + 2(J_{gy} - J_{gz}))\dot{\theta}_g\dot{\theta}_j \sin \theta_g \cos \theta_g - \\ & H_{rz}\dot{\theta}_g \cos \theta_g = K_{ijy}i_{jy} = P_{jy} \end{aligned} \quad (12)$$

根据式 (11) 和 (12), 取状态变量 \mathbf{X} , 输入变量 \mathbf{U} , 输出变量 \mathbf{Y} 分别如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_g & \dot{\theta}_j & \theta_g & \theta_j \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{gx} & i_{jy} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \theta_g & \theta_j \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

那么, 相应的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = f(\mathbf{X}) + g(\mathbf{X})\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (13)$$

其中

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$f(\mathbf{X}) =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{-H_{rz}x_2 \cos x_3 - (J_{gy} - J_{gz})x_2^2 \sin x_3 \cos x_3}{J_{gx} + J_{rr}} \\ \frac{(J_{rr} + 2(J_{gy} - J_{gz}))x_1x_2 \sin x_3 \cos x_3 + H_{rz}x_1 \cos x_3}{J_{jy} + J_{gy} \cos^2 x_3 + J_{gz} \sin^2 x_3 + J_{rr} \cos^2 x_3} \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$g(\mathbf{X}) =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{K_{igx}}{J_{gx} + J_{rr}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{ijy}}{J_{jy} + J_{gy} \cos^2 x_3 + J_{gz} \sin^2 x_3 + J_{rr} \cos^2 x_3} \end{bmatrix}$$

为了求解系统的动态逆, 需要把 \mathbf{Y} 进行微分直到显含输入变量 \mathbf{U} , 通过推导可以得到:

$$J(\mathbf{U}) = [\ddot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^T = \begin{bmatrix} \frac{\lambda_1}{J_{gx} + J_{rr}} \\ \frac{\lambda_2}{\lambda_3} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} \lambda_1 = K_{igx}u_1 - (J_{gy} - J_{gz})x_2^2 \sin x_3 \cos x_3 - H_{rz}x_2 \cos x_3 \\ \lambda_2 = K_{ijy}u_2 + H_{rz}x_1 \cos x_3 + (J_{rr} + 2(J_{gy} - J_{gz}))x_1x_2 \sin x_3 \cos x_3 \\ \lambda_3 = J_{jy} + J_{gy} \cos^2 x_3 + J_{gz} \sin^2 x_3 + J_{rr} \cos^2 x_3 \end{cases}$$

因此, 雅可比矩阵的表达式如下:

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \frac{K_{igx}}{J_{gx} + J_{rr}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{ijy}}{\lambda_3} \end{bmatrix} \quad (15)$$

于是

$$\det \left(\frac{\partial J}{\partial \mathbf{U}} \right) = \frac{K_{igx}K_{ijy}}{\lambda_3(J_{gx} + J_{rr})} \neq 0 \quad (16)$$

由于系统雅可比矩阵对应行列式不等于 0, 所以框架伺服系统的逆系统存在, 且系统的相对阶为 $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2]^T = [2, 2]^T$.

2.2 动态逆的解析解

根据逆系统理论^[13], 定义新的输入变量: $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2]^T = [\ddot{y}_1, \ddot{y}_2]^T$

用新的输入变量 $[\varphi_1, \varphi_2]^T$ 代替 $[\ddot{y}_1, \ddot{y}_2]^T$, 可以得到逆系统表达式:

$$\mathbf{U} = \frac{1}{\frac{\partial J}{\partial \mathbf{U}}} \boldsymbol{\varphi} + S(\mathbf{X}) \quad (17)$$

其中

$$\frac{1}{\frac{\partial J}{\partial \mathbf{U}}} =$$

$$S(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \frac{J_{gx} + J_{rr}}{K_{igx}} & 0 \\ 0 & \frac{J_{jy} + J_{gy} \cos^2 x_3 + J_{gz} \sin^2 x_3 + J_{rr} \cos^2 x_3}{K_{ijy}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{H_{rz}x_2 \cos x_3 + (J_{gy} - J_{gz})x_2^2 \sin x_3 \cos x_3}{K_{igx}} \\ -\frac{(2(J_{gy} - J_{gz}) + J_{rr})x_1x_2 \sin x_3 \cos x_3 + H_{rz}x_1 \cos x_3}{K_{ijy}} \end{bmatrix}$$

2.3 动态补偿

考虑到本文为了简化动态逆系统的求解, 在其动态建模时并没有考虑到框架伺服电机功放系统对系统性能的影响, 而在实际的物理系统中功放是不可少的. 由于功放本身会导致相位滞后^[14-15] 和幅值变化, 因此采用电流模式逆系统方法不可避免地引起控制信号延迟和控制幅值的改变, 导致被控对象不能实现精确线性化解耦, 所以有必要对功放系统进行动态补偿, 以消除未建模动态对解耦控制精度的影响.

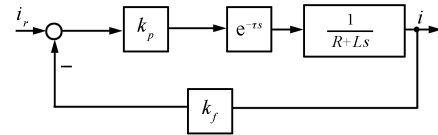


图2 框架伺服电机功放系统的结构简图

Fig.2 Structure diagram of gimbal-servo motor power amplifier system

图2给出了功放的结构简图, 图中 k_p 是功放系统放大倍数, k_f 是电流环反馈系数, $e^{-\tau s}$ 是延迟环节, 其中, τ 表示控制系统延时, R 和 L 表示框架伺服电机的线电阻和线电感.

于是功放系统的闭环传递函数可表示为

$$G_a(s) = \frac{\frac{k_p e^{-\tau s}}{R+Ls}}{1 + \frac{k_p k_f e^{-\tau s}}{R+Ls}} \quad (18)$$

考虑到由于在实际的控制系统中, 控制系统延时较小, 框架伺服系统的工作带宽有限 (通常不超过 50 Hz), 因此, 在该有限的带宽范围内, 可用一阶泰勒级数展开简化 $e^{-\tau s}$, 于是:

$$G_a(s) \approx \frac{k_p}{L\tau s^2 + (L + R\tau)s + R + k_p k_f} \quad (19)$$

根据传递函数, 可以对相位滞后部分进行超前补偿. 理论上, 动态补偿滤波器的阶次越高, 对未建

模动态补偿越精确,但是考虑到实际情况中高阶微分较难实现且容易引入较大噪声,这里综合考虑动态补偿效果和系统实现的难易程度及噪声抑制效果,决定采用一阶高通滤波器:

$$G_c(s) = \frac{(L + R\tau)s + R + k_p k_f}{k_p} \quad (20)$$

为便于物理实现,可用不完全微分来替代一阶微分,这样最终所选取的滤波器可表示为

$$G_{com}(s) = \frac{(L + R\tau)\frac{s}{1 + ks} + R + k_p k_f}{k_p} \quad (21)$$

其中, k 可根据系统带宽及噪声抑制等需求综合选取,本文取 $k = 0.0001$.

结合系统参数, $L = 1.0 \text{ mH}$, $R = 10 \Omega$, $k_p = 135$, $k_f = 0.926$, $\tau = 333 \mu\text{s}$, 可得动态补偿滤波器为

$$G_{com}(s) = \frac{0.01783s + 135}{0.0135s + 135} \quad (22)$$

动态补偿前后功放系统的频率特性曲线 (Bode 图) 分别如图 3 中的虚线和实线所示. 从图 3 可以看出,通过对功放系统的动态补偿,低频段 ($0 \sim 50 \text{ Hz}$) 频率特性的相位得到了有效补偿,且高频段 ($100 \sim 500 \text{ Hz}$) 的幅值增加不大,这有助于抑制高频噪声对电流采样精度的影响.

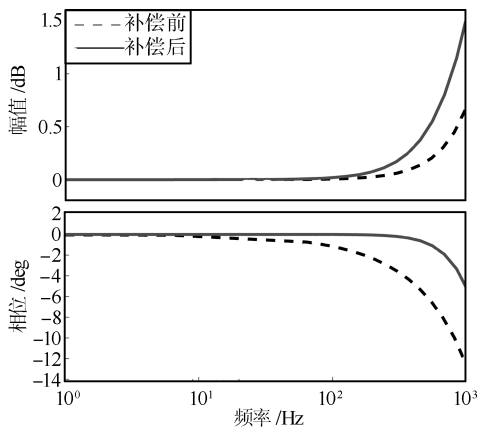


图 3 功放补偿前后的频率特性曲线仿真对比图

Fig. 3 Comparison maps of frequency characteristics before and after compensating for power amplifier system

3 自适应滑模控制器设计

为了解决模型、参数不确定性系统的控制问题,我们采用自适应滑模控制方法,又由于普通的滑模控制在跟踪任意轨迹时,对外部干扰可能产生稳态误差,不能达到系统的稳态性能,这里采用积分型滑模控制器^[16].

以内框架为例,控制器的控制对象的传递函数 $1/s^2$, 把它转化成状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}}_g(t) = A_g \mathbf{X}_g(t) + B_g \mathbf{U}(t) \quad (23)$$

其中, $\mathbf{X}_g = [\theta_g, \dot{\theta}_g]^T$, $A_g = [0, 1; 0, 0]$, $B_g = [0; 1]$.

考虑到模型误差、外部干扰、参数不确定性等因素,实际系统表示为

$$\dot{\mathbf{X}}_g(t) = (A_g + \Delta A_g) \mathbf{X}_g(t) + (B_g + \Delta B_g) \mathbf{U}(t) + (D_g + \Delta D_g) T_L$$

进一步,转化为

$$\dot{\mathbf{X}}_g(t) = A_g \mathbf{X}_g(t) + B_g [\mathbf{U}(t) + E(t)] \quad (24)$$

其中

$$\begin{aligned} E(t) &= B_g^+ \Delta A_g \mathbf{X}_g(t) + B_g^+ \Delta B_g \mathbf{U}(t) + \\ &\quad B_g^+ (D_g + \Delta D_g) T_L \\ B_g^+ &= (B_g^T B_g)^{-1} B_g^T \end{aligned}$$

设计积分型切换函数为

$$s(t) = C_g \left[\mathbf{X}_e(t) - \int_0^t (A_g + B_g K_g) \mathbf{X}_e(t) dt \right] \quad (25)$$

这里, $\mathbf{X}_e(t) = \mathbf{R}_g - \mathbf{X}_g(t)$, C_g 为正常数构成的矩阵,当 $C_g(1)$ 取值由 0.3 到 300, $C_g(2)$ 取值由 0.1 到 100, 系统解耦效果良好,跟踪曲线无明显变化,当两系数取值超过 1000, 仿真速度明显变慢,综合考虑,取 $C_g = [3, 1]$; K_g 为状态反馈增益矩阵,当 $K_g(1)$ 由 -0.1 到 -1000 , 系统的跟踪性能良好,跟踪曲线过渡到与输入指令保持一致的时间逐渐变短,同时仿真速度均较快,当 $K_g(2)$ 取值在 -0.3 到 -30 , 系统不能跟踪上输入指令,当 $K_g(2)$ 取值在 -300 到 -3000 , 跟踪性良好,当 $K_g(2)$ 小于 -3000 时,仿真速度明显变慢,综合考虑,取 $K_g = [-100, -300]$.

滑模控制率设计为

$$\mathbf{U}(t) = B_g^{-1} (\dot{\mathbf{R}}_g - A_g \mathbf{R}_g) - K_g \mathbf{X}_e(t) + \hat{r} \text{sgn}(s(t)) \quad (26)$$

其中, \mathbf{R}_g 是参考输入, \hat{r} 为 $|E(t)|$ 的上界,取 0.2. 控制器稳定性证明参见文献 [16].

4 控制系统仿真研究

为了证明本文方法的有效性和优越性,对传统方法(前馈加反馈的复合控制)和本文方法进行了对比仿真实验,传统方法控制器系数(传统方法和本文方法具有同样的电流环控制器)和仿真中所用到的系统参数分别如表 1 和表 2 所示.

表 1 DGMSCMG 控制器参数
Table 1 Controller parameters of DGMSCMG

参数	数值
电流环比例系数 k_p	135
电流环反馈系数 k_f	0.926
位移环比例系数 k_{p1}	0.8
位移环积分系数 k_{i1}	0.04
位移环微分系数 k_{d1}	0.3
控制系统延时 τ (μs)	333

4.1 内外框架解耦性与跟踪性

关于内外框架之间的解耦问题, 传统的方法是利用电流前馈加反馈的复合控制法对耦合力矩进行补偿, 该方法动态性能较差, 不能达到精确线性化解耦, 这里分别采用逆系统加 PID 控制器和积分型滑模控制器 (Sliding mode controller, SMC) 与之对比, 观察仿真效果, 分析最优的配置方法.

仿真条件: 转子转速 $\Omega = 20\,000\text{ r/min}$, 内框架参考输入角度从 $t = 0.5\text{ s}$ 开始产生幅值为 1° , 频率为 2 Hz 的正弦信号, 即 $\sin(4\pi t)$, 外框架参考输入角度一直是 0. 传统方法与本文提出的方法的对比仿真结果如图 4 所示.

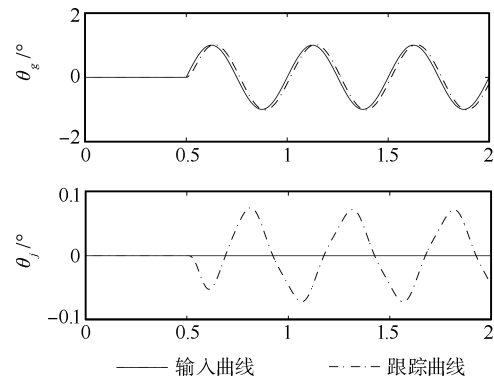
表 2 DGMSCMG 框架伺服系统参数

Table 2 Gimbal servo system parameters of DGMSCMG

参数	数值
内框电流刚度 K_{i_gx} (N/A)	0.84
外框电流刚度 K_{i_gy} (N/A)	0.84
转子径向转动惯量 J_{rr} ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.062
转子轴向转动惯量 J_z ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.1019
内框 x 向转动惯量 J_{gx} ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.098
内框 y 向转动惯量 J_{gy} ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.297
内框 z 向转动惯量 J_{gz} ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.293
外框 y 向转动惯量 J_{jy} ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.15
内框架伺服电机线电感 (mH)	1.0
内框架伺服电机线电阻 (Ω)	10
外框架伺服电机线电感 (mH)	1.0
外框架伺服电机线电阻 (Ω)	10

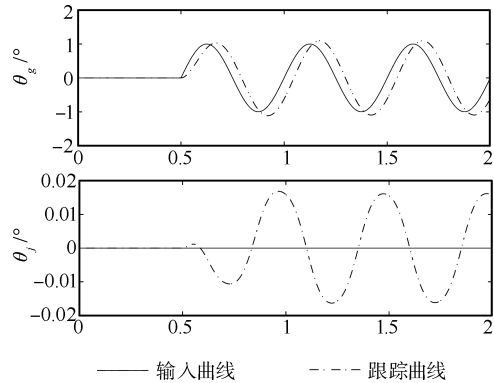
从图 4(a) 可以看出, 对于传统方法, 当内框架从 0.5 s 开始转动时, 内框架伺服系统跟踪曲线不仅有幅值超调还有相位滞后. 同时, 外框架产生幅值大约为 0.07° 的波动, 解耦效果较差, 影响 DGMSCMG 对航天器的精确控制. 而采取本文提出的逆系统解耦方法后, 框架之间的耦合影响减弱, 这种

效果在采用滑模控制器以后更为明显 (如图 4(c) 所示), 此时外框架仅产生 10^{-4} 数量级的微小波动, 几乎不受干扰.



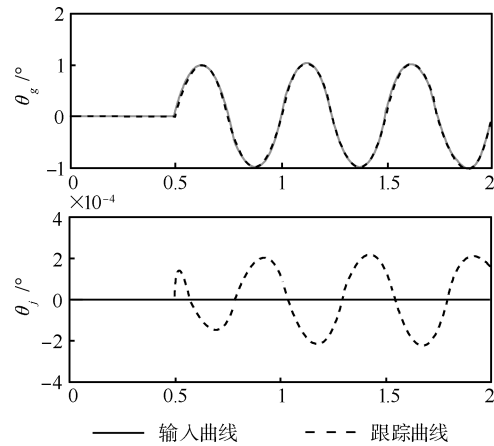
(a) 传统方法

(a) Traditional method



(b) 逆系统 + PID

(b) Inverse system plus PID



(c) 逆系统 + SMC

(c) Inverse system plus SMC

图 4 传统方法与动态逆系统方法的对比仿真结果
Fig. 4 Comparison maps between traditional method and the dynamic inverse system method

从图 4(b) 还可以看出, 当采用逆系统 + PID 控制时, 框架速率响应也存在一定的相位滞后. 虽

然可以通过增大控制器的比例系数来提高响应速度,但这又容易出现超调,同时,对外框架的耦合影响依然很明显,如图 5 所示. 如果增大微分系数,可以增大阻尼,减小超调量,但响应时间又会延长,因此采用 PID 控制器来整定解耦后的子系统很难取得理想的控制效果,这从侧面证明了本文提出的动态逆解耦结合自适应滑模控制方法的优越性.

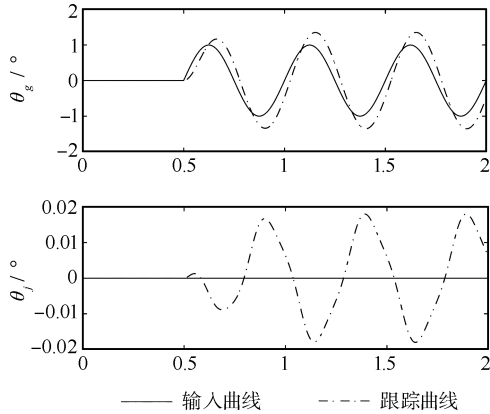


图 5 增加比例系数后的逆系统 + PID 仿真结果

Fig. 5 Simulation results after adjusting the scaling factor of PID

4.2 动态补偿特性

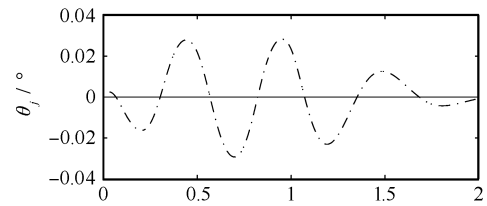
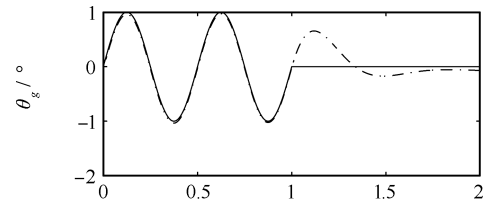
仿真条件: 转子转速 $\Omega = 20\,000\text{ r/min}$, 外框架参考输入角度始终为 0, 内框架参考输入角度从 $t = 0\text{ s}$ 开始给定幅值为 1° , 频率为 2 Hz 的正弦信号, 即 $\sin(4\pi t)$, 到 1 s 以后, 参考输入变为 0; 图 6 验证了本文所设计的功放补偿的作用, 可以看出, 当未加功放补偿之前, 内框架虽然能跟踪上输入信号, 但是对外框架的耦合影响没有完全消除, 当加入功放补偿后, 内框架对外框架的耦合扰动减小了两个数量级, 极大地提高了解耦控制的精度.

5 结论

本文提出了一种基于电流模式动态逆系统的 DGMSCMG 框架伺服系统解耦控制方法, 分析和仿真结果表明:

- 1) 本文所提出的方法能够实现 DGMSCMG 内外框架伺服系统之间的精确线性化解耦控制, 克服了传统方法动态性能较差的不足;
- 2) 功放系统的动态补偿能有效提高解耦控制的精度, 有效克服未建模动态对控制性能的影响;
- 3) 对于解耦后的伪线性子系统, 自适应滑模控制比传统的 PID 控制具有更好的跟踪特性.

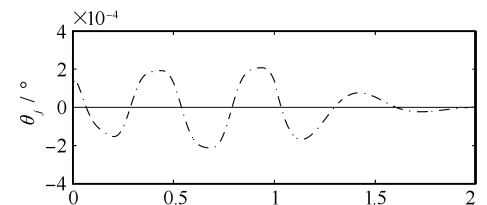
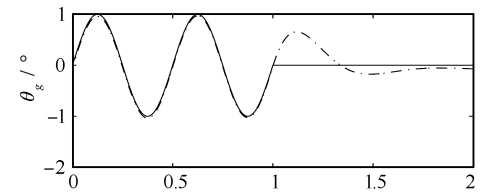
本文所提出的方法也同样适用于机械轴承支承的双框架 CMG 的框架伺服系统的高精度控制.



— 输入曲线 - - - 跟踪曲线

(a) 加入功放补偿前仿真效果图

(a) Simulation results before power amplifier compensation



— 输入曲线 - - - 跟踪曲线

(b) 加入功放补偿后仿真效果图

(b) Simulation results after power amplifier compensation

图 6 功放补偿前后逆系统方法的对比仿真结果

Fig. 6 Comparison maps before and after power amplifier compensation

References

- 1 Roser X, Sghedoni M. Control moment gyroscopes (CMG's) and their application in future scientific missions. In: Proceedings of the 3rd International Conference on Spacecraft Guidance, Navigation and Control Systems. Netherlands: ESA, 1997. 523–528
- 2 Wei Tong, Fang Jian-Cheng. Moving-gimbal effects and angular rate feedforward control in magnetically suspended rotor system of CMG. *Journal of Astronautics*, 2005, **26**(1): 19–23
(魏彤, 房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺的动框架效应及其角速率前馈控制方法研究. 宇航学报, 2005, **26**(1): 19–23)
- 3 Wei Tong, Fang Jian-Cheng, Liu Zhu-Rong. Moving-gimbal effects compensation of double gimbal magnetically suspended control moment gyroscope based on compound control. *Journal of Mechanical Engineering*, 2010, **46**(2): 159–165

- (魏彤, 房建成, 刘珠荣. 双框架磁悬浮控制力矩陀螺动框架效应补偿方法. 机械工程学报, 2010, **46**(2): 159–165)
- 4 Dong D F, Meng X F, Liang F. Decoupling control of double-level dynamic vacuum system based on neural networks and prediction principle. *Vacuum*, 2011, **86**(2): 218–225
 - 5 Chai T Y, Zhai L F, Yue H. Multiple models and neural networks based decoupling control of ball mill coal-pulverizing systems. *Journal of Process Control*, 2011, **21**(3): 351–366
 - 6 Garelli F, Mantz R J, De Battista H. Sliding mode compensation to preserve dynamic decoupling of stable systems. *Chemical Engineering Science*, 2007, **62**(17): 4705–4716
 - 7 Liu H B, Li S Y, Chai T Y. Intelligent decoupling control of power plant main steam pressure and power output. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2003, **25**(10): 809–819
 - 8 Tao G, Ma X L, Ling Y. Optimal and nonlinear decoupling control of systems with sandwiched backlash. *Automatica*, 2001, **37**(2): 165–176
 - 9 Chien T L, Chen C C, Tsai M C, Chen Y C. Control of AMIRA's ball and beam system via improved fuzzy feedback linearization approach. *Applied Mathematical Modelling*, 2010, **34**(12): 3791–3804
 - 10 Zarchi H A, Markadeh Gh R A, Soltani J. Direct torque and flux regulation of synchronous reluctance motor drives based on input-output feedback linearization. *Energy Conversion and Management*, 2010, **51**(1): 71–80
 - 11 Li T H S, Huang C J, Chen C C. Novel fuzzy feedback linearization strategy for control via differential geometry approach. *ISA Transactions*, 2010, **49**(3): 348–357
 - 12 Yang Y F, Ruan Y, Zhang W Y, Wang Q, Yang Z B, Zhu H Q. Decoupling control of 5 degrees of freedom AC hybrid magnetic bearings based on inverse system method. In: Proceedings of the 30th Chinese Control Conference. Yantai, China: IEEE, 2011. 278–282
 - 13 Fang J C, Ren Y. High-precision control for a single-gimbal magnetically suspended control moment gyro based on inverse system method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, **58**(9): 4331–4342
 - 14 Fang J C, Ren Y. Self-adaptive phase-lead compensation based on unsymmetrical current sampling resistance network for magnetic bearing switching power amplifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(2): 1218–1227
 - 15 Ren Y, Fang J C. Current-sensing resistor design to include current derivative in PWM H-bridge unipolar switching power amplifiers for magnetic bearings. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(12): 4590–4600
 - 16 Liu Jin-Kun. *Sliding Mode Variable Structure Control MATLAB Simulation*. Beijing: Tsinghua University Press, 2005. 427–436
(刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真. 北京: 清华大学出版社, 2005. 427–436)



陈晓岑 机械工程学院与清华大学联合培养硕士研究生. 主要研究方向为网络化滤波, 航天器姿态控制. 本文通信作者.
E-mail: xiaocen_88@sina.cn
(**CHEN Xiao-Cen** Master student in the Department of Automation, Ordnance Engineering College and Tsinghua University. Her research interest covers networked filtering and attitude control of spacecraft. Corresponding author of this paper.)



周东华 清华大学自动化系教授. 主要研究方向为故障诊断与容错控制, 预测维护.
E-mail: zdh@mail.tsinghua.edu.cn
(**ZHOU Dong-Hua** Professor in the Department of Automation, Tsinghua University. His research interest covers fault diagnosis and tolerant control, and predictive maintenance.)



陈茂银 清华大学自动化系副教授. 主要研究方向为预测与健康管, 剩余寿命估计, 可靠性.
E-mail: mychen@mail.tsinghua.edu.cn
(**CHEN Mao-Yin** Associate professor in the Department of Automation, Tsinghua University. His research interest covers prognostics and health management, remaining useful life estimation, and reliability.)