

# CMG 框架超低速无电流环矢量控制研究\*

陈雷<sup>1</sup>, 潘松<sup>1</sup>, 徐张凡<sup>2</sup>, 李华峰<sup>1</sup>, 申友涛<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学机械机构力学及控制国家重点实验室 南京, 210016)

(2. 上海航天控制技术研究所上海惯性工程技术研究中心 上海, 201100)

**摘要** 针对控制力矩陀螺框架在超低速工况下存在转速测量精度低、多源扰动力矩及非线性摩擦等问题, 提出了基于无电流环矢量控制的超低速驱动控制方法。首先, 建立超低速工况下的框架电机的机电模型, 设计了无电流环磁场矢量控制器 (field-oriented control, 简称 FOC); 其次, 针对转速测量精度的问题, 设计了转速观测器作为反馈环节。结果表明, 与方波驱动法相比, 该方法无换相转矩, 提高了转速测量精度, 且在面对多源扰动、非线性摩擦时具有鲁棒性。仿真和实验结果验证了该方法的可行性和有效性。

**关键词** 控制力矩陀螺; 磁场矢量控制; 卡尔曼滤波; 框架控制

**中图分类号** V448.22

## 引言

控制力矩陀螺 (control moment gyroscope, 简称 CMG) 是一种通过改变角动量方向产生输出力矩的空间姿态执行机构, 相同质量的 CMG 可以产生远高于传统姿态执行机构的输出力矩, 对航天器的高效姿态控制具有积极意义, 被广泛应用于各类型航天器<sup>[1-6]</sup>。CMG 的主体机械结构由高速飞轮系统与低速框架系统组成, 其中高速飞轮系统用于提供角动量, 低速框架系统用于改变角动量的方向, 产生输出力矩。由于高速飞轮的转动惯量大、速度波动小, 对输出力矩精度影响较小; 框架转速相较于飞轮转速较低, 且易受到干扰力矩的影响, 因此框架转速精度决定了输出力矩的精度, 实现高精度框架转速跟踪控制对 CMG 具有重要意义<sup>[7-10]</sup>。

在对地观测、空间光学通信等不同应用场合, CMG 的框架转速范围为  $0.01 \sim 100$  ( $^{\circ}$ )/s<sup>[11-12]</sup>, 现有 CMG 多采用低速电机直接驱动框架的方案。中小型航天器可采用直流无刷电机 (brushless direct current motor, 简称 BLDCM) 作为框架电机, 在输出功率相同的前提下, BLDCM 具有轴向尺寸小、质量轻的优点<sup>[13]</sup>。非线性摩擦力矩和转子动不平衡产生的干扰力矩是降低框架转速控制精度甚至产生电机抖动的主要原因<sup>[14]</sup>。框架 BLDCM 电机使用方波驱动

时转速很难达到 CMG 的框架工作范围, 且换相转矩加剧了转速的波动。薛花等<sup>[15]</sup>指出, 在电机转速极低时转速测量精度大大降低, 严重影响了转速控制的稳定性。这些因素降低了 CMG 的力矩输出精度, 甚至导致其失效。

Choi 等<sup>[16]</sup>提出了基于框架电机的模型估计转速, 该方法具有更高的实时性和精度, 但是忽略了在超低速工况下非线性摩擦力矩和耦合扰动力矩对框架电机模型的影响。文献<sup>[17-18]</sup>研究了 CMG 框架系统的非线性摩擦, 但是由于陀螺效应的影响, 难以精确地辨识非线性摩擦的模型参数。Lee 等<sup>[19]</sup>提出了一种自适应摩擦补偿方法, 但是需要在线辨识摩擦模型参数, 增加了计算量。Xu 等<sup>[20]</sup>提出了扩展卡尔曼滤波和闭环参数优化结合的方法实现低速控制, 然而在电机超低速小负载工况下, 电流测量白噪声期望值高于真实值。

笔者提出了一种基于磁场矢量控制的超低速 CMG 框架电机控制策略。针对框架电机在超低速小负载工况下的机电特性, 提出了无电流环 FOC 控制策略, 并结合卡尔曼滤波和周期向后差分设计了转速观测器作为反馈环节, 以消除传感器的测量噪声对测量精度的影响, 提高了转速测量精度。在 Matlab/Simulink 环境中建立了框架电机仿真模型, 并搭建了 CMG 实物实验系统。仿真和实验结果显

\* 国家自然科学基金资助项目 (51575260, 52277055); 精密转动和传动机构长寿命技术北京市重点实验室基金资助项目 (BZ0388201804)

收稿日期: 2022-06-21; 修回日期: 2022-08-20

示,该控制策略对于 CMG 框架电机具有良好的超低速高精度控制性能和鲁棒性,降低了核心处理器的计算量,并有效地抑制了 CMG 多源扰动对框架电机转速的负面影响。

### 1 无电流环 FOC 的驱动及控制原理

CMG 结构示意图如图 1 所示,其主体机械结构由高速飞轮、高速电机、框架和框架电机组成。

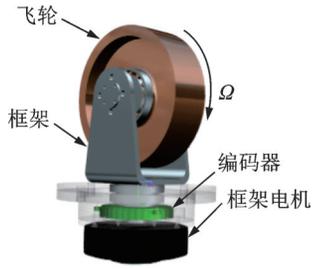


图 1 CMG 结构示意图

Fig.1 Basic structure of CMG

CMG 输出力矩为

$$T = H \cdot \omega \tag{1}$$

其中: $T$ 为输出力矩; $H$ 为高速飞轮角动量; $\omega$ 为框架机械转速。

笔者采用的 CMG 框架电机为 BLDCM,其通常采用方波驱动方法,使用霍尔元件作为位置传感器。本研究使用 FOC 方法驱动,绝对值式编码器作为位置传感器。FOC 的基本原理是让定子磁场产生的磁场力始终与转子力臂轴相垂直。控制磁场力的方向需要对定子电流的转矩分量和励磁分量进行去耦,这简化了三相电机的控制策略,使之更接近于单独励磁控制直流电机的方式,即电枢电流负责转矩的产生,励磁电流负责产生磁通<sup>[16]</sup>。

建立  $abc$  定子坐标系、 $\alpha\beta$  定子坐标系和  $dq$  转子坐标系,以解耦电流的转矩分量和励磁分量。坐标系变换示意图见图 2。其中, $a$  轴和  $\alpha$  轴重合, $abc$  定子坐标系经 Clarke 变换得到  $\alpha\beta$  定子坐标系, $\alpha\beta$  定子坐标系旋转  $\theta$  角度后得到  $dq$  转子坐标系, $\theta$  为转子

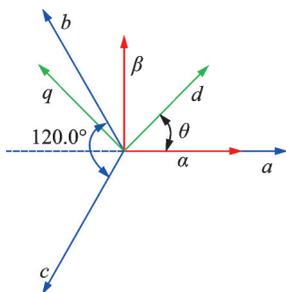


图 2 坐标系变换示意图

Fig.2 Coordinate system transformation

和定子之间的电角度。

经过 Clarke 和 Park 变换, BLDCM 模型的电学量从  $abc$  坐标系转换至  $dq$  坐标系,电学量的转换矩阵为

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \end{bmatrix} \tag{2}$$

其中: $S$ 表示电流、电压或磁链; $\theta$ 为电角度,可由机械角度乘以 BLDCM 极对数  $P_n$  得到,机械角度由编码器测得。

建立 BLDCM 的  $dq$  轴数学模型、转矩和动力学方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e L \frac{di_q}{dt} \\ u_q = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e L \frac{di_d}{dt} + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{3}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \tag{4}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega) \tag{5}$$

其中: $u_d, u_q$ 为  $dq$  坐标系的电压; $i_d, i_q$ 为  $dq$  坐标系的电流; $R_s$ 为电阻; $L$ 为  $dq$  坐标系的电感,对于表贴式 BLDCM,  $d$  轴和  $q$  轴的电感相等; $\omega_e$ 为电角速度; $\psi_f$ 为永磁体磁链; $T_e$ 为电磁转矩; $J$ 为电机与负载的转动惯量之和; $T_L$ 为负载转矩; $B$ 为摩擦因数。

本研究使用的微型 BLDCM 额定功率为 42 W,电机工作在极低转速范围( $0 \sim 0.1$  (°)/s)时  $i_q$  和  $i_d$  的真实值极小,电流值的传感器测量误差较大,降低了电流环闭环性能。极低速环境的  $dq$  轴数学模型可由式(2)变换为

$$\begin{cases} u_d = 0 \\ u_q = \omega_e \psi_f = \omega \psi_f / P_n \end{cases} \tag{6}$$

由式(6)可知,在极低转速工况下  $u_q$  仅和  $\omega$  相关,只需对转速实现闭环即可实现对电流和转速的控制。无电流环 FOC 原理图如图 3 所示。转速观

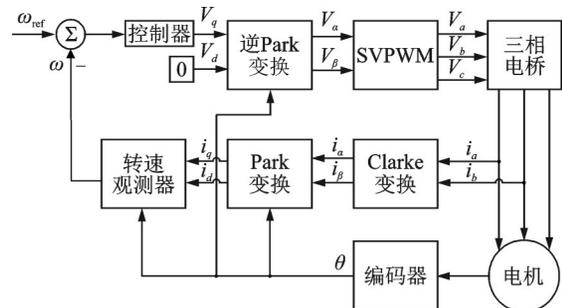


图 3 无电流环 FOC 原理图

Fig.3 Non-current loop FOC controller diagram

测器通过卡尔曼滤波实现了对转速的动态观测,减小传感器白噪声对FOC控制效果的影响。

超低速框架转速测量使用绝对值式编码器时一般采用采用M法,即每个采样周期 $T_{sk}$ 内进行一次角度采样得到框架角度采样值 $\phi_k$ ,对相邻两个采样周期内的角度采样值 $\phi_k$ 差分计算得到框架转速 $\omega_k$ 。此外,也有采用多周期向后差分的转速计算方法,即通过多周期向后差分的方式提高转速测量分辨率。转速测量方法对比如图4所示。

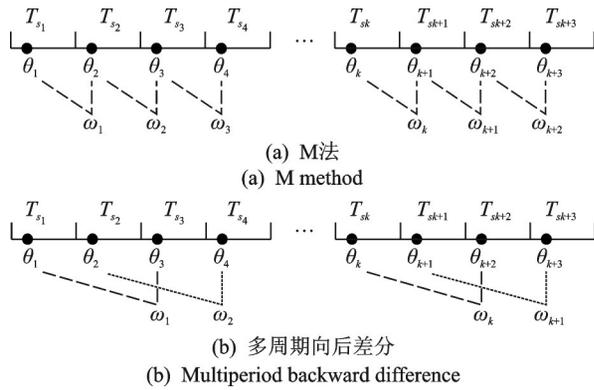


图4 转速测量方法对比图

Fig.4 Comparison of two measurement methods of velocity

当采样频率 $f_s \geq 10$  kHz时,转速分辨率不足以满足超低速CMG框架转速测量的要求,同时在超低速情况下,角位移传感器的噪声成分会被放大,增大了框架转速测量的误差。M法测速过程是一个离散时间的随机过程,其中的系统过程噪声 $W_k$ 和系统观测噪声 $V_k$ 均可视为互不相干的高斯白噪声,满足卡尔曼滤波的数学模型要求。将控制作用考虑在内,对测速过程建模,其系统方程和观测方程分别为

$$\bar{X}_k = A_k X_{k-1} + B_{k-1} U_{k-1} + W_{k-1} \quad (7)$$

$$Y_k = H_k X_k + V_k \quad (8)$$

其中: $\bar{X}_k$ 为 $k$ 时刻的被估计状态变量,即编码器转速实时输出的最优估计值; $Y_k$ 为 $k$ 时刻的测量值,即M法计算得到的角速度测量值 $\bar{\omega}_k$ ;  $A_k$ 为 $k$ 时刻的状态转移矩阵; $H_k$ 为 $k$ 时刻的测量转移矩阵。

取

$$A_k = H_k = 1 \quad (9)$$

设 $B_k, U_k$ 为 $k$ 时刻的状态控制参数矩阵,这里将控制作用看作是加速度对速度的影响,则有

$$B_k = \frac{\omega_{k-1} - \omega_{k-n}}{t_{k-1} - t_{k-n}} \quad (10)$$

$$U_k = (t_{k-1} - t_{k-n})/n \quad (11)$$

$B_k$ 取的是 $k-n$ 时刻到 $k-1$ 时刻的加速度差值,为了方便计算,将 $k-n$ 时刻到 $k-1$ 时刻的时间间隔均值作为 $k$ 时刻的测量时间间隔(本研究中取 $n=50$ )。

由于系统过程噪声 $W_k$ 和系统观测噪声 $V_k$ 均可视为互不相干的高斯白噪声,可设

$$\begin{cases} EW_k = 0 \\ EW_k W_j^T = Q_k \delta_{kj} \\ EV_k = 0 \\ EV_k V_j^T = R_k \delta_{kj} \\ EW_k V_j^T = 0 \end{cases} \quad (12)$$

其中: $Q_k$ 为 $k$ 时刻系统过程噪声 $W_k$ 的对称非负定方差矩阵; $R_k$ 为 $k$ 时刻系统观测噪声 $V_k$ 的对称正定方差矩阵; $\delta_{kj}$ 为Kronecker函数。

更新 $\bar{X}_k$ 对应的预测误差协方差矩阵 $\bar{P}_k$

$$\bar{P}_k = A_k P_{k-1} A_k^T + Q_{k-1} = P_{k-1} + Q_{k-1} \quad (13)$$

其中: $P_{k-1}$ 为 $k-1$ 时刻最优估计值 $X_{k-1}$ 的误差协方差矩阵。

结合预测值和测量值,得到 $k$ 时刻的最优估计值 $\hat{X}_k$ 为

$$\begin{aligned} \hat{X}_k &= \bar{X}_k + K_k (Y_k - H_k \bar{X}_k) = \\ & (I - K_k) \bar{X}_k + K_k Y_k \end{aligned} \quad (14)$$

其中: $K_k$ 为 $k$ 时刻的卡尔曼增益。

$$\begin{aligned} K_k &= \bar{P}_k H_k^T (H_k \bar{P}_k H_k^T + R_k)^{-1} = \\ & \bar{P}_k (\bar{P}_k + R_k)^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

更新 $\hat{X}_k$ 对应的估计误差协方差矩阵 $P_k$

$$P_k = (I - K_k) \bar{P}_k (I - K_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (16)$$

只要给定初始值 $X_1$ 和 $P_1$ ,该转速观测算法就可以自回归运算下去,结合 $k$ 时刻测量值 $Y_k$ ,可递推得到 $k$ 时刻最优估计值 $\hat{X}_k$ 。转速观测器原理图见图5。

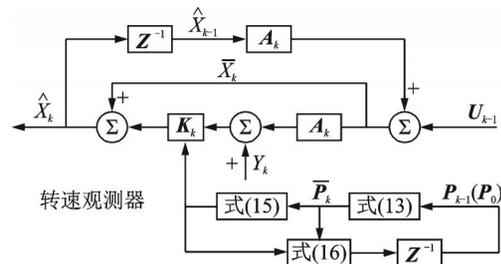


图5 转速观测器原理图

Fig.5 Diagram of the velocity observer

## 2 无电流环FOC仿真模型

笔者提出了超低速无电流环FOC控制策略的仿真模型框图,如图6所示。该模型系统使用Matlab/Simulink自带的BLDCM模型和三相全桥模型。BLDCM参数如表1所示。

BLDCM额定力矩为 $1.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,阻力矩为 $0.0309 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,满足小负载工况。BLDCM的转速、位

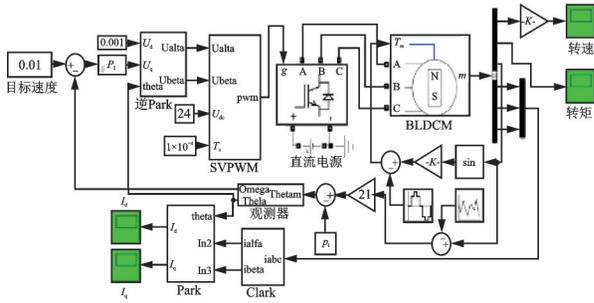


图 6 超低速无电流环 FOC 控制策略的仿真模型框图

Fig.6 The simulation block-diagram of ultra-low speed non-current loop FOC

表 1 BLDCM 参数

Tab.1 Parameters of BLDCM

参数	数值
相电阻/ $\Omega$	3.6
相电感/ $\text{mH}$	$2.6 \times 10^{-3}$
磁链/ $\text{Wb}$	0.175
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	$3.3 \times 10^{-3}$
阻力矩/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	0.030 9
额定力矩/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	1.6
极对数	21

置、三相电流信息均可通过该模型计算得出。参考速度为数值不同的恒定低速,目标转速取值范围在  $0.01 \sim 0.1$  ( $^\circ$ )/s。 $dq$  坐标系下的电压  $V_q$  和  $V_d$  由速度环 PI 控制器直接计算得出,经过逆 Park 变换和 SVPWM 模块得到三相坐标系的电压  $U_A, U_B$  和  $U_C$ , 输入三相全桥模型来驱动电机,闭环 PI 控制器的控制周期  $T_c$ , SVPWM 的调制周期  $T_m$  和电机状态参数  $T_s$  的采样周期相等,均为  $10 \mu\text{s}$ ,对应频率为  $10 \text{ kHz}$ ,该频率既可以避免实际电机 FOC 控制过程产生的高频噪音,也可以降低驱动控制器的硬件要求。电机的阻力矩  $T_d$  波动由随机噪声产生,并在 BLDCM 位置信号中加入高斯白噪声模拟编码器的位置信号测量误差,使用向后差分的方式获得编码器速度信号,并使用卡尔曼滤波器来对转速进行观测计算。

不考虑电机干扰力矩以及编码器白噪声对该模型进行仿真,即电机阻力矩恒定为  $0.030 9 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,且编码器位置信息不存在高斯白噪声。当目标转速为  $0.01$  ( $^\circ$ )/s 且无扰动情况下,无电流环 FOC 转速控制效果和 BLDCM 电流分别如图 7,8 所示。转速的静差极小,转速波动小于  $\pm 0.001$  ( $^\circ$ )/s。在未加入  $i_q$  和  $i_d$  环控制的情况下,  $i_d = 8 \text{ mA}$ , 能实现  $i_d = 0$  控制;  $i_q$  值在  $4 \text{ mA}$  附近极小范围内波动,波动幅值约为  $0.3 \text{ mA}$ 。由此可见,在理想情况下只需要对速度环进行闭环,即可实现转速、电枢电流和励磁电流高

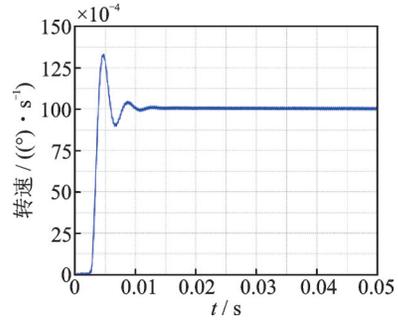


图 7 无电流环 FOC 转速控制效果

Fig.7 Performance of non-current loop FOC

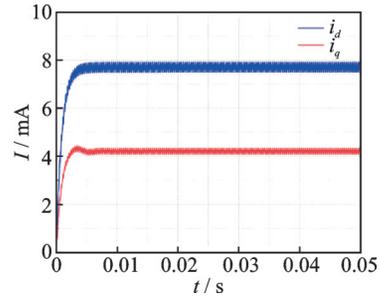


图 8 无电流环 FOC 的 BLDCM 电流

Fig.8 Current of BLDCM driven by non-current loop FOC

精度控制。

考虑电机干扰力矩以及编码器高斯白噪声对框架转速的影响,电机干扰力矩由两部分组成:①与电机机械角度相关的正弦力矩,力矩幅值为  $5 \text{ mN} \cdot \text{m}$ ,频率与电机旋转对应频率相同,目标转速为  $0.01$  ( $^\circ$ )/s 时,正弦力矩频率为  $2.7 \times 10^5 \text{ Hz}$ ;②与 CMG 高速飞轮转速相关的正弦力矩,力矩频率为  $83.3 \text{ Hz}$ (对应飞轮额定转速  $5000 \text{ r/min}$ ),力矩幅值为  $5 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 。编码器位置信号添加高斯白噪声。

图 9 为干扰力矩作用下的开-闭环转速对比。开环情况下,电机出现蠕动,转速有时降低至 0,在  $0 \sim 0.015$  ( $^\circ$ )/s 范围内波动,能够满足 CMG 框架电机的超低速指标;闭环情况下,电机转速约为  $0.015$  ( $^\circ$ )/s,存在静差,约为  $0.002$  ( $^\circ$ )/s,转速波动比开环情况下小,比闭环理想时大,约为  $\pm 0.00$  ( $^\circ$ )/s,不存在停转现象,正弦扰动得到有效抑制。

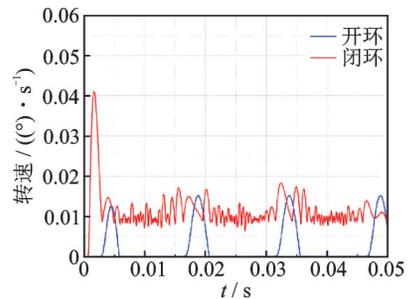


图 9 干扰力矩作用下的开-闭环转速对比

Fig.9 Comparison of performance between closed-loop and open-loop

干扰力矩作用下的电机电流如图10所示。由图可知： $i_d$ 呈现正弦变化趋势，在4.8~7.8 mA范围内波动，波动频率约为83.3 Hz，能实现 $i_d=0$ 控制； $i_q$ 值也呈现正弦变化趋势，相位差比 $i_d$ 落后半个周期，在4~6 mA范围内波动，波动频率也为83.3 Hz。 $dq$ 轴电流值均满足无电流环FOC的小电流假设。仿真结果显示，干扰力矩会降低转速稳定性，使电机产生蠕动现象，在无电流环FOC控制策略下蠕动现象得到有效抑制，可实现电机转速高精度控制。

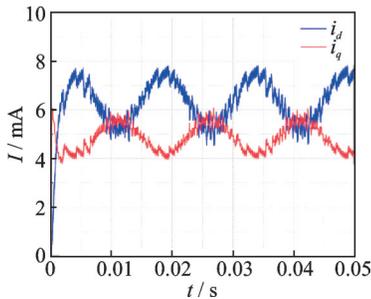


图10 干扰力矩作用下的电机电流

Fig.10 Current of BLDCM driven by non-current loop FOC

电机在扰动(电机干扰力矩和传感器高斯白噪声)影响下,阶跃响应及转速误差如图11所示。电机转速波动小于 $\pm 0.01$  ( $^{\circ}$ )/s,响应时间小于10 ms,不存在停转现象。

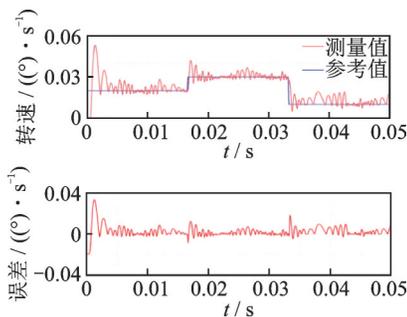


图11 阶跃响应及转速误差

Fig.11 Step response and velocity error

电机在扰动影响下,正弦跟踪转速及误差如图12所示。电机能够跟踪参考转速,转速波动小于 $\pm 0.01$  ( $^{\circ}$ )/s,相位滞后小于 $1^{\circ}$ 。

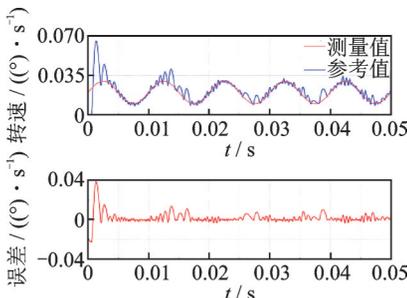


图12 正弦跟踪转速及误差

Fig.12 Sine wave tracking curve and velocity error

### 3 无电流环FOC驱动控制实验

为了验证无电流环FOC的可行性,搭建了CMG实验系统,如图13所示。驱动系统使用ST公司STM32F103RBT6芯片作为核心处理器来实现算法、AD采样和处理数据。驱动电路使用了IR公司的IR2184S芯片和NCE公司的MOSFET管NCEP85T16D。CMG框架内嵌有HT-100型BLDCM和Netzer公司的19位编码器DS-70,该型BLDCM的参数和仿真模型中使用的参数相同。PC通过Keil5编译环境将程序写入驱动系统。驱动系统用于驱动CMG的框架电机,采集编码器的位置和BLDCM的电流,并将位置和电流信号通过USART总线发送至上位机。电源为驱动系统和CMG的高速轮体供电。

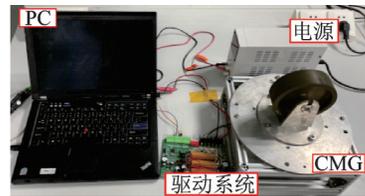


图13 CMG实验系统

Fig.13 CMG prototype experimental system

使用方波驱动法和超低速无电流环FOC在该系统上进行不同参考转速的对比实验,研究2种驱动方法在低速及超低速小负载工况下的电机驱动特性。实验系统中使用的BLDCM参数与仿真中使用的BLDCM参数一致,额定力矩为 $1.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,阻力矩为 $0.0309 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,所有后续实验中的阻力矩均不变。

$360$  ( $^{\circ}$ )/s方波驱动和无电流环FOC驱动对比如图14所示。图14(a)中,框架的参考转速为 $360$  ( $^{\circ}$ )/s,方波驱动法的转速上升时间为 $0.58 \text{ s}$ ,转速波动为 $\pm 55$  ( $^{\circ}$ )/s,无电流环FOC的转速上升时间为 $0.56 \text{ s}$ ,比方波驱动法的转速上升时间减少 $3.5\%$ ,转速波动为 $\pm 6$  ( $^{\circ}$ )/s,比方波驱动法的转速波动减少 $89\%$ 。图14(b)为2种驱动法的转速谐波频谱分析,谐波主要由3部分组成:①非线性摩擦转矩产生的 $1 \text{ Hz}$ 谐波,该频率与框架转动频率一致;②电角度零点误差导致的 $21 \text{ Hz}$ 谐波,该频率与极对数和框架转动频率的乘积一致;③换相转矩波动产生的 $252 \text{ Hz}$ 二次谐波,该频率为电机换相频率的2倍。无电流环FOC的 $1 \text{ Hz}$ 谐波和 $21 \text{ Hz}$ 谐波频率的幅值比方波驱动法对应频率谐波的幅值分别小 $30\%$ 和 $57\%$ ,且不存在 $252 \text{ Hz}$ 的换相谐波。

$180$  ( $^{\circ}$ )/s方波驱动和无电流环FOC驱动对比如

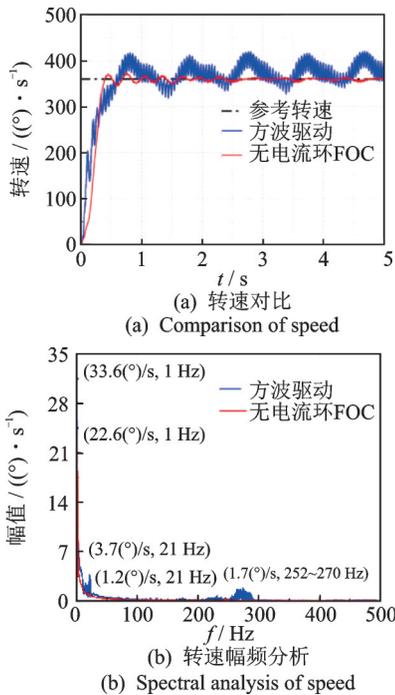


图 14 360 (°)/s 方波驱动和无电流环 FOC 驱动对比  
Fig.14 Comparison of performance between square wave drive and non-current loop FOC at 360 (°)/s

图 15 所示。图 15(a)中,框架的参考转速为 360 (°)/s,方波驱动法和无电流环 FOC 的转速上升时间相较于 180 (°)/s 无明显变化,转速波动均有明显增加,方波驱动法的转速在 82~236 (°)/s 之间波动,并出现爬行的趋势,无电流环 FOC 的转速在 150~190 (°)/s 之间

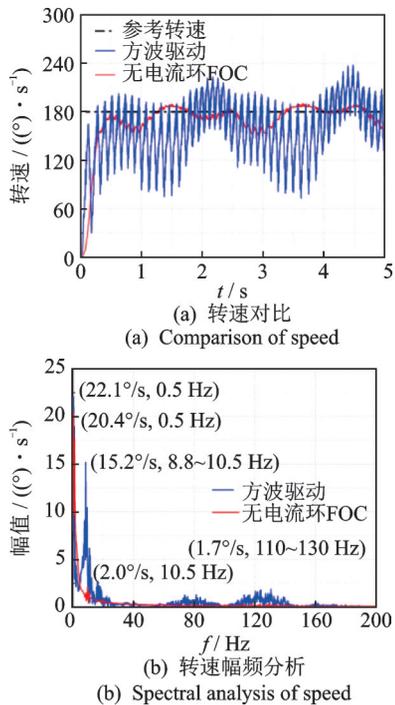


图 15 180 (°)/s 方波驱动和无电流环 FOC 驱动对比  
Fig.15 Comparison of performance between square wave drive and non-current loop FOC at 180 (°)/s

波动,比方波驱动法的转速波动减少 74%。图 15(b)为 2 种驱动方法的转速谐波频谱分析,方波驱动法的转速谐波主要由 3 部分组成:①非线性摩擦转矩产生的 0.5 Hz 谐波,该频率与框架转动频率一致;②电角度零点误差导致的 8.8 Hz 谐波,该频率与极对数和框架转动频率的乘积一致,说明转速存在静差;③换相转矩波动产生的 120 Hz 二次谐波,该频率为电机换相频率的 2 倍。无电流环 FOC 的 0.5 Hz 谐波和 10.5 Hz 谐波频率的幅值比方波驱动法对应频率谐波的幅值分别小 11% 和 83%,且不存在 126 Hz 的换相谐波。两组实验结果显示:在低速小负载工况下,方波驱动法驱动的 BLDCM 的换相转矩带来较大的转速波动;无电流环 FOC 驱动的 BLDCM 没有换相转矩,具有更好的转速稳定性。

使用方波驱动法驱动的 BLDCM 在参考转速低于 150 (°)/s 时出现明显的爬行、抖振以及停转现象。90 (°)/s 方波驱动和无电流环 FOC 驱动对比如图 16 所示。由图可知:当参考转速为 90 (°)/s 时,方波驱动法无法正常启动电机;无电流环 FOC 转速有所减小,在 105~78 (°)/s 之间波动。实验说明:在低速小负载工况下,随着参考转速的降低,方波驱动法驱动的 BLDCM 的转速波动变大,BLDCM 难以正常工作;无电流环 FOC 驱动的 BLDCM 的转速波动先增大后减小,在参考转速越低的情况,无电流环 FOC 具有更好的转速稳定性。

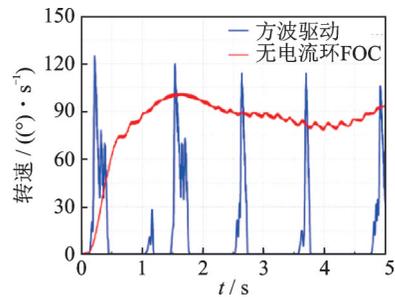


图 16 90 (°)/s 方波驱动和无电流环 FOC 驱动对比  
Fig.16 Comparison of performance between square wave drive and non-current loop FOC at 90 (°)/s

实验中发现,参考转速大于 1 (°)/s 时,电机的  $i_d$  和  $i_q$  均大于 50 mA,不能较好地满足无电流环 FOC 的小电流假设。笔者进一步研究超低速工况下的无电流环 FOC 的控制性能,进行无电流环 FOC 驱动的 BLDCM 参考转速为 0.02 (°)/s 的实验,该实验的负载与前 3 组实验一致,符合超低速小负载的工况。由于方波驱动法在该参考转速下不能启动,故不能进行方波驱动法和无电流环 FOC 在该参考转速下的对比实验。参考转速为 0.02 (°)/s 时,BLDCM 时

间-转速测量数据和机械角度-转速测量数据分别如图17,18所示。

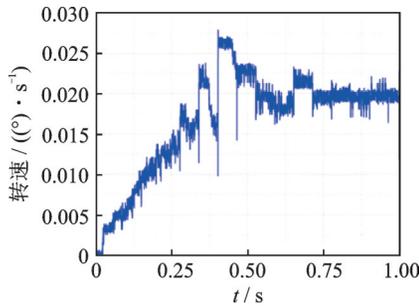


图17 BLDCM时间-转速测量数据

Fig.17 Time-velocity curve of BLDCM

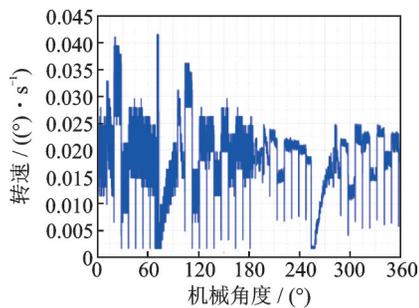
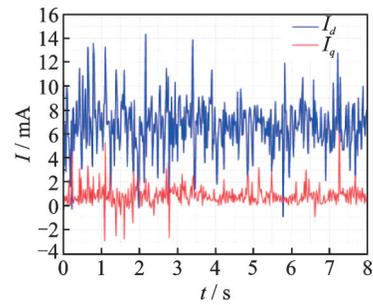


图18 BLDCM机械角度-转速测量数据

Fig.18 Angular-velocity curve of BLDCM

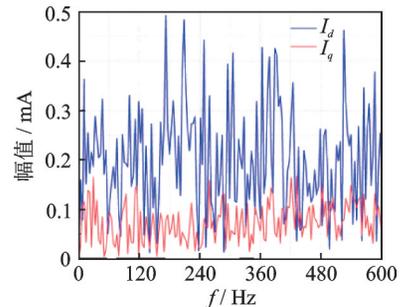
由于编码器的位数较低(19位)以及采样率较高(1 kHz),转速分辨率相对较低,采集的转速数据呈现阶梯状。由图17可以看出,转速基本没有静差,转速波动小于 $0.005 (^{\circ})/s$ ,且不存在电机蠕动、抖振或者停转现象。由图18可以看出,框架电机转动完整的一圈过程中没有出现停转现象,转速波动幅值小于 $0.02 (^{\circ})/s$ ,能够满足实际工程需求。结合图17和图18可知,超低速无电流环FOC驱动方法具有良好的超低速高精度性能,在多源扰动和非线性摩擦的复合作用下,具有较高的鲁棒性。

为了研究能否应用以电流输入的扩展卡尔曼滤波转速观测器<sup>[20]</sup>,在参考转速为 $0.02 (^{\circ})/s$ 、负载不变( $0.0309 \text{ N}\cdot\text{m}$ )的超低速小负载工况下,采集 $q$ 轴、 $d$ 轴电流,并对其进行快速傅里叶变换。电机电流及电流频谱如图19所示。由图可知: $i_d$ 约为 $7 \text{ mA}$ ,在 $1\sim 14 \text{ mA}$ 范围内剧烈波动,但依然能实现 $i_d = 0$ 控制; $i_q$ 约为 $1 \text{ mA}$ ,且由于传感器测量误差较大,存在 $-2 \text{ mA}$ 左右的错误测量数据。由此可见,由于电机真实电流较小,传感器的噪声信号幅值远大于真实信号幅值,且噪声信号难以滤除,导致电机电流采样数据失效。无电流环FOC控制策略放弃了对电流环进行控制,减少了核心处理器的计算负担。



(a) 电机电流

(a) Current of BLDCM



(b) 电流频谱

(b) Spectrum of BLDCM

图19 电机电流及电流频谱

Fig.19 Current and spectral analysis of BLDCM

## 4 结束语

CMG在轨时,框架电机工作转速通常在 $0.01\sim 0.1 (^{\circ})/s$ 范围内,由于转速极低,很难实时采集到高精度的转速和电流信息。此外,CMG框架电机的工作环境伴随着多源扰动,导致电机发生蠕动现象,降低了电机的超低速工作性能。本研究建立了超低速控制力矩陀螺框架电机的数学模型,针对BLDCM的超低速机电特性提出了一种无电流环FOC的CMG框架电机控制策略。设计了转速观测器用于提高转速测量精度和分辨率,滤除传感器的测量噪声。仿真和实验结果显示,该控制策略对于CMG框架电机具有良好的超低速高精度控制性能和鲁棒性,有效抑制了CMG多源扰动对框架电机的负面影响。

## 参 考 文 献

- [1] PORTELLA K M, SCHINESTZKI W N, SEHNEM P M, et al. Satellite attitude control using control moment gyroscopes[J]. Journal of Aerospace Technology and Management, 2020, 12(12): 94-105.
- [2] 韩邦成, 杨莲慧, 李海涛. 基于 $H_{\infty}$ 混合灵敏度的CMG框架谐振抑制方法[J]. 振动、测试与诊断, 2013, 33(6): 937-942.  
HAN Bangcheng, YANG Lianhui, LI Haitao. Resonance suppression method based on  $H_{\infty}$  mix sensitivity of CMG gimbal system[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2013, 33(6): 937-942.(in Chinese)

- nese)
- [3] WIE B. Singularity escape/avoidance steering logic for control moment gyro systems[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2005, 28(5): 948-956.
- [4] RAHIMI A, DEV KUMAR K, ALIGHANBARI H. Fault detection and isolation of control moment gyros for satellite attitude control subsystem[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2020, 135: 106419.
- [5] KENNEL H F. Individual angular momentum vector distribution and rotation laws for three double-gimbaled control moment gyros: NASA-TM-X-53696[R]. Huntsville: NASA Marshall Space Flight Center, 1968.
- [6] 张志方,董文强,张锦江,等.控制力矩陀螺在天宫一号目标飞行器姿态控制上的应用[J].*空间控制技术与应用*, 2011, 37(6): 52-59.  
ZHANG Zhifang, DONG Wenqiang, ZHANG Jinjiang, et al. The application of control moment gyro in attitude control of Tiangong-1 spacecraft[J]. *Aerospace Control and Application*, 2011, 37(6): 52-59.(in Chinese)
- [7] LU M, WANG Y G, HU Y W, et al. Composite controller design for PMSM direct drive SGCMG gimbal servo system[C]//2017 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM). Munich: IEEE, 2017: 106-112.
- [8] 潘松,牛子杰.超声电机驱动的SGCMG框架速度控制研究[J].*电机与控制学报*, 2019, 23(1): 73-79, 88.  
PAN Song, NIU Zijie. Speed control of SGCMG driven by ultrasonic motor[J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(1): 73-79, 88.(in Chinese)
- [9] 鲁明,张欣,李耀华.SGCMG框架伺服系统扰动转矩分析与控制[J].*中国空间科学技术*, 2013, 33(1): 15-20, 29.  
LU Ming, ZHANG Xin, LI Yaohua. Analysis and control of disturbance torque in SGCMG gimbal servo system[J]. *Chinese Space Science and Technology*, 2013, 33(1): 15-20, 29.(in Chinese)
- [10] 刘宝玉,金磊,贾英宏.大型控制力矩陀螺动力学精细建模与仿真[J].*空间控制技术与应用*, 2014, 40(1): 21-26.  
LIU Baoyu, JIN Lei, JIA Yinghong. Dynamics fine modeling and simulation of large-scale control moment gyro[J]. *Aerospace Control and Application*, 2014, 40(1): 21-26.(in Chinese)
- [11] 侯志立.卫星快速姿态机动过程中SGCMG奇异规避方法研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.
- [12] TOWNSEND N C, SHENOI R A. Gyrostabilizer vehicular technology[J]. *Applied Mechanics Reviews*, 2011, 64(1): 010801.
- [13] 夏长亮,李正军,杨荣,等.基于自抗扰控制器的无刷直流电机控制系统[J].*中国电机工程学报*, 2005, 25(2): 82-86.  
XIA Changliang, LI Zhengjun, YANG Rong, et al. Control system of brushless DC motor based on active-disturbance rejection controller[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(2): 82-86.(in Chinese)
- [14] 陈冬,房建成.非理想梯形波反电势永磁无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法[J].*中国电机工程学报*, 2008, 28(30): 79-83.  
CHEN Dong, FANG Jiancheng. Commutation torque ripple reduction in PM brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(30): 79-83.(in Chinese)
- [15] 薛花,姜建国.基于EKF永磁同步电机FMRAC方法的仿真研究[J].*系统仿真学报*, 2006, 18(11): 3324-3327.  
XUE Hua, JIANG Jianguo. Investigation to simulation of fuzzy model reference adaptive control strategy of PMSM based on EKF[J]. *Journal of System Simulation*, 2006, 18(11): 3324-3327.(in Chinese)
- [16] CHOI H H, VU N T T, JUNG J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(1): 3-8.
- [17] WANG P, FANG J C. Nonlinear dynamic modeling and experimental study of friction moment for gimbal servo-system used in magnetically suspended control moment gyroscope[J]. *Journal of Astronautics*, 2007, 28(3): 613-618.
- [18] 李红,杭影,韩邦成,等.DGCMG框架伺服系统摩擦力矩建模及辨识[J].*振动、测试与诊断*, 2014, 34(6): 1001-1007.  
LI Hong, HANG Ying, HAN Bangcheng, et al. Analysis of friction torque model of DGCMG gimbal servo system with its identification[J]. *Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis*, 2014, 34(6): 1001-1007.(in Chinese)
- [19] LEE T H, TAN K K, HUANG S N. Adaptive friction compensation with a dynamical friction model[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2011, 16(1): 133-140.
- [20] XU D, ZHANG S G, LIU J M. Very-low speed control of PMSM based on EKF estimation with closed loop optimized parameters[J]. *ISA Transactions*, 2013, 52(6): 835-843.



第一作者简介:陈雷,男,1994年6月生,博士生。主要研究方向为压电作动器、超声电机及电磁电机驱动控制。

E-mail:1175011176@qq.com