

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1802048

采用滑模观测器的 SGCMG 框架伺服系统研究

于 跃^{1,2} 戴 路^{1,3} 陈茂胜^{1,3} 孔令波³ 王超群³ 胡 冰³

(1.中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 长春 130033; 2.中国科学院大学 北京 100049;
3.长光卫星技术有限公司 长春 130033)

摘要: 针对框架伺服系统中应用的传统机械式角度测量传感器存在增加系统尺寸、重量和成本以及安装传感器会引起系统误差和降低系统可靠性等问题,基于 TMS320F28335 主控制器和 A3PE3000 从控制器设计硬件电路进行电信号采集和运算,并提出滑模观测器进行角度估算以替代机械式传感器,角度估算依据硬件电路测得电机绕组中有关精确的电信号,采用建立滑模观测器和基于锁相环算法实现转子位置和速度估算。在 Simulink 中搭建仿真模型,仿真结果表明,通过滑模观测器估计得到的位置值和速度值在系统运行 0.2 s 后能够稳定的跟踪上实际值。

关键词: 单框架控制力矩陀螺;伺服系统;永磁同步电机;数学建模;滑模观测器;硬件设计

中图分类号: TN43;TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

Research on SGCMG frame servo system using sliding mode observer

Yu Yue^{1,2} Dai Lu^{1,3} Chen Maosheng^{1,3} Kong Lingbo³ Wang Chaoqun³ Hu Bing³

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
3. Chang Guang Satellite Technology Co., Ltd., Changchun 130033, China)

Abstract: Conventional mechanical angle measurement sensors are utilized in order to solve the problems caused by increasing system size, weight, cost and installing sensors that lead in errors and unreliability in frame servo systems. Based on TMS320F28335 as main controller and A3PE3000 as slave controller, we have designed the hardware circuit for electrical signal acquisition and operation. Meanwhile, a sliding mode observer is proposed for angle estimation to replace mechanical sensors. In this method, the relevant electrical signals in the motor windings are measured by hardware circuits. The rotor position and velocity estimation are implemented by establishing a sliding mode observer and a phase-locked loop algorithm. The simulation model is built in Simulink. The simulation results show that the values of position and velocity estimated by the sliding mode observer are convergent to real value after the system runs for 0.2 s.

Keywords: single gimbal control moment gyroscope; servo system; permanent magnet synchronous motor; mathematical modeling; sliding mode observer; hardware design

0 引 言

控制力矩陀螺(control moment gyroscope,CMG)问世以前,卫星和空间站等航天器一般通过飞轮或者喷气实现航天器的姿态控制与姿态机动,但是两者都存在明显的不足,当通过喷气控制姿态需要消耗燃料,进而影响航天器的在轨寿命;如果通过飞轮实现姿态控制时,航天器的姿态机动角速度小。而 CMG 与反作用飞轮同等功耗、体积、质量的前提下,CMG 可以输出数十倍甚至几百倍的大力矩,使得机动速度大大提高。CMG 具有输出力矩光滑、控制精度

高和输出力矩大、动态响应快、消耗能量少等特点。在航天器上应用 CMG 可以提高遥感卫星的快速机动能力,使卫星能够在同一轨道周期内完成对目标进行多次推扫成像和拼接成像,从而大大提高卫星获取图像数据的效率。控制力矩陀螺分为单框架控制力矩陀螺(SGCMG)、双框架控制力矩陀螺和变速控制力矩陀螺。双框架控制力矩陀螺因出力矩小、制造和装配工艺要求高、可靠性差等缺点限制在现代航天器上的应用。变速控制力矩陀螺具有反作用飞轮和 SGCMG 两者的特性,其反作用飞轮能够以不同的转速旋转,但是由于变速控制力矩陀螺具有两个自由度,能够平

稳的控制住力矩陀螺更加困难。而 SGCMG 具有出力矩大、结构简单、无框架锁定和控制简单等优点,使得在航天器中得到广泛应用。所以综上分析,SGCMG 在航天领域更加广泛且更具研究价值。

SGCMG 由恒定转速的角动量飞轮、支持飞轮的框架和框架伺服系统组成,其中框架伺服系统是决定控制力矩陀螺输出的关键。由于传统的如编码器和光栅等机械传感器会增加系统成本、体积和质量,增加了系统设计难度、连线、安装的复杂程度,同时使用机械传感器会降低系统的可靠性,当机械式传感器发生故障时无传感器可以作为备份使用,备份机械式传感器会导致系统冗余。无传感器控制策略应用比较成熟,具备丰富的理论基础和实践经验,但在 SGCMG 上应用并不多,不过对于卫星这类对质量要求比较严格的大系统,使用无传感控制策略能减轻系统质量,所以研究无传感器控制策略在 SGCMG 伺服系统中应用十分有意义。本文提出一种无传感器控制策略,无传感器控制是通过检测永磁同步电机(PMSM)中的电信号,采用相应的控制算法进而实现转子位置和角速度的估计,所以需要针对框架伺服系统提出硬件设计方案,使得通过优化硬件设计努力提高电信号的获取精度。

目前针对无传感控制技术的研究和应用比较多,如 Luenberger 观测器^[1]、模型参考自适应^[2-4]、基于神经网络自适应^[5]、迭代学习^[6]、扩展卡尔曼滤波^[7-8]等方法。其中 Luenberger 观测器实际上就是全状态观测器更适用于线性控制系统,而 PMSM 是一个非线性系统;模型参考自适应算法需要变量坐标平移变换,同时需要保证获取估计值的快速性,而且对电机模型的准确性依赖较强,所以不适合电机模型参数变化较大的系统;基于神经网络自适应和迭代学习算法计算量极大,且没有成熟的设计方法,所以应用起来较为困难;扩展卡尔曼滤波算法模型噪声等矩阵需要依赖经验,且矩阵运算量过大给处理器带来很大的压力。所以综合考虑到系统的快速性、鲁棒性和精度等因素,本文选用滑模观测器^[9-10]对框架伺服系统位置和转速进行估计,此方法根据系统的电信号数据估计转子的位置和转速,系统的电机模型参数变化和扰动对滑模观测器无影响。

1 PMSM 数学模型建立

PMSM 具有效率高、体积小、功率因数高、启动转矩大和过载能力强等优点,所以控制力矩陀螺选取 PMSM 作为伺服驱动器改变飞轮转子角动量方向。PMSM 为了产生电磁转矩,需要同时产生转子磁通和定子磁动势,两者相对静止但存在相位差。在 PMSM 中,转子磁通由转子永磁体产生;定子绕组中的电流产生定子磁动势,当定子磁动势和转子磁通同向同速旋转时两者相对静止,当空间互差一定角度的多相绕组通入时间互差同样角度的多相电流时,即产生旋转的定子磁动势。PMSM 分为表贴式和内置式两种结构,由于内置式转子结构可以充分利用转子磁链不对

称所产生的磁路转矩,提高电机的功率密度,内置式转子动态性能优于表贴式转子,适用于高速旋转的系统中,所以本系统选用内置式永磁同步电机。由于 PMSM 是一个复杂的控制系统,所以在研究 PMSM 控制算法前需要建立合适且完善的数学模型。

为了简化自然坐标系下 PMSM 的数学模型,通常选取通过静止坐标变换(Clark 变换)和同步旋转坐标系变换(Park 变换)后的同步旋转坐标系 $d-q$ 下建立 PMSM 电机数学模型。数学模型^[11]主要包括定子电压模型、定子磁链方程、电磁转矩方程和机械运动方程。

定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为:

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

机械运动方程为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_m) \quad (4)$$

式中: u_d 、 u_q 分别是电机定子电压的 $d-q$ 轴分量; i_d 、 i_q 分别是电机定子电流的 $d-q$ 轴分量; R 是电机定子的电阻; ψ_d 、 ψ_q 分别是电机定子磁链的 $d-q$ 轴分量; ω_e 是电机电角速度; L_d 、 L_q 分别是 $d-q$ 轴电感分量; ψ_f 代表永磁体磁链。 P_n 为 PMSM 的极对数; B 为 PMSM 轴上粘滞摩擦系数; T_L 为负载转矩; J 为 PMSM 轴上负载转动惯量。

2 滑模观测器算法

由于 PMSM 是一个非线性、强耦合的多变量系统,采用滑模观测器不仅可以代替传统的机械式传感器,而且当控制系统受到外界的扰动时,滑模观测器具有很强的抗干扰性,所以可以利用滑模观测器对扰动和参数变化的不敏感以及响应快速等优点提高 PMSM 的动态系统品质。滑模控制是一种结构特殊的非线性控制系统,它与常规控制的根本区别在于控制的不连续性,即一种使系统结构随时变化的开关特性^[12-13]。基于滑模观测器的三相 PMSM 无传感器控制框图如图 1 所示。采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,该控制策略简单且没有电机直轴电枢反应。滑模观测器通过电流环获得的电流和电压估计出实时的转速值和位置值。经 Clark 变换和 Park 变换得到同步旋转坐标系 $d-q$ 下 PMSM 数学模型,并送到空间矢量脉冲调制(SVPWM)模块产生三相逆变器所需的三相控制信号,进而驱动框架电机转动。

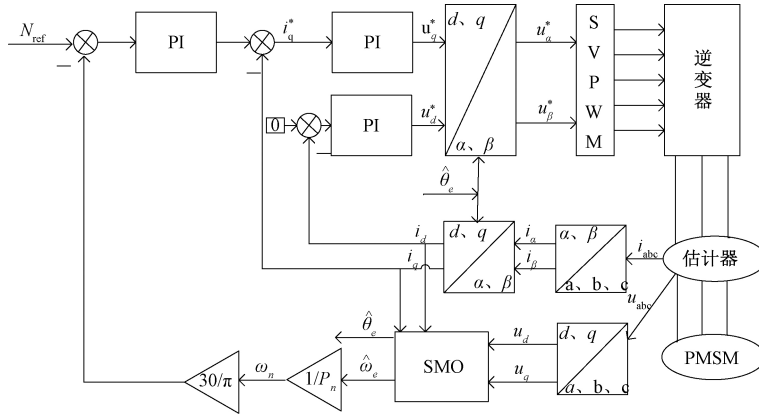


图 1 基于 SMO 的三相 PMSM 无传感器控制框图

2.1 滑模观测器设计

基于三相 PMSM 同步旋转坐标系下的数学模型，推导出定子电流的系统方程^[14]如下：

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + u_d + L_q\omega_e i_q - E_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-Ri_q + u_q - L_d\omega_e i_d - E_q) \end{cases} \quad (5)$$

式中： $E_d = 0, E_q = \omega_e \varphi_f$ 。

设 \hat{i}_d, \hat{i}_q 为 PMSM 定子 d 轴和 q 轴的电流观测值，则：

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R\hat{i}_d + u_d + L_q\omega_e \hat{i}_q - V_d) \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R\hat{i}_q + u_q - L_d\omega_e \hat{i}_d - V_q) \end{cases} \quad (6)$$

其中：

$$\begin{cases} V_d = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_d - i_d) \\ V_q = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_q - i_q) \end{cases} \quad (7)$$

式中： k 为滑模增益。

将式(5)和式(6)相减可以得到电流误差状态的观测方程为：

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R\tilde{i}_d + L_q\omega_e \tilde{i}_q - V_d + E_d) \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R\tilde{i}_q - L_d\omega_e \tilde{i}_d - V_q + E_q) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $\tilde{i}_d = \hat{i}_d - i_d, \tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$ 为 d 轴和 q 轴电流观测误差。

将式(8)电流误差观测方程改为矢量描述形式为：

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{B}(-\mathbf{V} + \mathbf{E}) \quad (9)$$

式中： $\tilde{\mathbf{i}} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T, \mathbf{V} = [V_d \quad V_q]^T, \mathbf{E} = [E_d \quad E_q]^T, \mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q\omega_e}{L_d} \\ -\frac{L_d\omega_e}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}。$$

采用滑模控制器对电流进行估计，将滑模面函数定义为：

$$\tilde{\mathbf{i}} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T = 0 \quad (10)$$

当满足 $\tilde{\mathbf{i}}^T \dot{\tilde{\mathbf{i}}} < 0$ 时，滑模观测器^[15]进入滑模动态，此时有：

$$\mathbf{E} = [k \operatorname{sgn}(\hat{i}_d - i_d) \quad k \operatorname{sgn}(\hat{i}_q - i_q)]^T = [0 \quad \omega_e \varphi_f]^T \quad (11)$$

根据滑模观测器可达性条件 $\tilde{\mathbf{i}} \cdot \dot{\tilde{\mathbf{i}}} < 0$ ，可以推出增益 k 的表达式为：

$$k = n \max \left[\begin{aligned} & \left| \frac{E_d}{L_d} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_d) - \left(\frac{R}{L_d} + \frac{L_q}{L_d} \omega_e \right) |\tilde{i}_d| \right|, \\ & \left| \frac{E_q}{L_q} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_q) - \left(\frac{R}{L_q} - \frac{L_d}{L_q} \omega_e \right) |\tilde{i}_q| \right| \end{aligned} \right] \quad (12)$$

式中： n 为正整数，通常 $n=2$ 时满足滑模可达性条件。

2.2 基于锁相环的转子位置估计

根据上述分析容易知道 q 轴的感应电动势包含转子转速信息，根据式(11)可以得到转子转速，虽然直接对转速积分就可以得到转子的位置信息，但是电机在实际的运行过程中会受到很多因素(如温度、负载)的影响，同时永磁体的磁链也不是常值，这样估计出的转子角位置就会累积一个误差，进而影响整个伺服系统的精度^[16]。

滑模控制在滑动模式下伴随着高频抖振，因此估算的反电动势将存在抖振现象。采用锁相环技术对转子角位置进行估计，锁相环技术是一个自适应的闭环系统，具有很好的估计转子位置信息的能力及实时跟踪的能力同时可以尽可能消除抖振现象。

根据三相永磁同步电机方程和同步旋转坐标系变换理论容易得到 $d-q$ 坐标系下的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ u \cos(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{bmatrix} \quad (13)$$

基于锁相环的闭环实现框图如 2 所示。

定义 $\tilde{\theta} = (\hat{\theta}_e - \theta_e)$ 为锁相环的估计误差^[17]， $\hat{\theta}_e$ 为基于

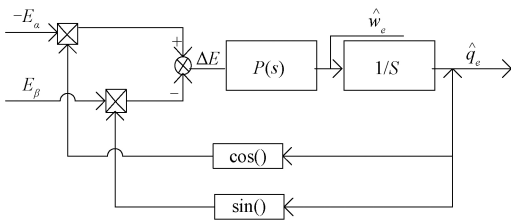


图 2 基于锁相环的闭环实现框图

锁相环技术输出的估计位置值,当 $\tilde{\theta} = 0$ 时,就可以使得转子估计位置跟踪到转子的实际位置。通过式(13)可知,应有 $V_d = 0$,易将图 2 中基于锁相环的实现框图简化为图 3 所示闭环 PI 调节器传递框图,利用传递函数得到转子角位置的估计值。

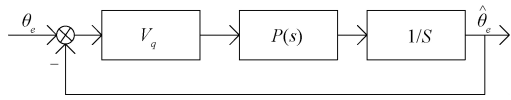


图 3 基于 PI 调节器的闭环框图

根据图 3 闭环传递函数框图可以得到系统的传递函数为:

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{V_q P(s)}{s + V_q P(s)} \quad (14)$$

另外 PI 调节器中的 $P(s)$ 满足下式:

$$P(s) = \gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \quad (15)$$

根据闭环系统期望的带宽 ω_n ,可以得到 PI 调节器的参数为:

$$\begin{cases} \gamma_p = \frac{V_q}{\sqrt{2}\omega_n} \\ \gamma_i = \frac{\omega_n^2}{V_q} \end{cases} \quad (16)$$

综合式(14)~(16)可以得到系统的闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{V_q \left(\gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \right)}{s + V_q \left(\gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \right)} = \frac{\sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (17)$$

通过伺服系统的闭环传递函数 $G(s)$ 可以估算出转子的角位置值。

3 框架伺服系统的硬件设计

为了获得准确的位置信号和速度信号,必须通过硬件电路获取精度较高的电流信号。SGCMG 框架伺服系统硬件电路主要由电源模块、控制模块、驱动模块、通信模块、ADC 采集模块组成。其中主控制器选取 DSP 为 TI 公司的 TMS320F28335,负责 SGCMG 伺服系统控制算法运行和实现与中心计算机的 CAN 总线通信;从控制器 FPGA 为 Microsemi 公司的 A3PE3000,负责电机电流采集、产生

框架电机的控制指令,将从控制器 FPGA 扩展为主控制器 DSP 外部寄存器空间,使 DSP 与 FPGA 之间可以互传命令与数据,DSP 通过 FPGA 获取电流信息,DSP 将控制信号传输至 FPGA,由 FPGA 将 PWM 信号给驱动电路。主从控制器之间通过地址线、数据线和控制线相连进行通信。SGCMG 控制系统结构如图 4 所示。本文主要介绍与框架伺服系统控制和电信号采集有关的控制模块、驱动模块和 ADC 采集模块。

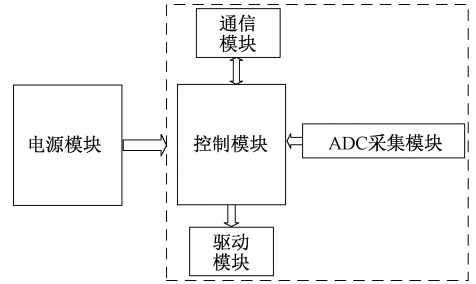


图 4 单框架控制力矩陀螺控制系统

3.1 控制模块

控制模块电路是整个一体化电子学系统的信号处理和控制的中心,采用 DSP+FPGA 双控制器架构进行设计。控制电路板主要由主控制器+从控制器组成。

主控制器选择 TI 公司 C2000 系列的浮点 DSP TMS320F28335-HT,其具有强大的数字信号处理功能,集成了大量的外设供控制使用,具有微处理器功能,并兼有 RISC 处理器的代码密度和 DSP 的执行速度。除此之外,其开发过程与微控制器的开发过程又比较相似,其处理能力强大,片上外设丰富,在高性能的电机控制领域有广泛的应用。其主要资源及特点如下:

- 1) 高性能静态 CMOS 技术,主频高达 150 MHz,指令周期为 6.7 ns,支持浮点运算;
- 2) 高性能 32 位 CPU,内嵌 2 个 16×16 位乘法累加器,支持 16×16 和 32×32 位乘法累加操作,采用哈佛流水线总线结构;
- 3) 具备快速处理中断能力;
- 4) 内置 128 KB \times 16 bit 的 Flash 存储器,128 KB \times 16 bit 的 ROM 存储器,1 KB \times 16 bit 的 OTP(一次性可编程)ROM 存储器;
- 5) 内置电机控制的 2 个事件管理器(EVA,EVB);
- 6) 内置看门狗;
- 7) 内置增强型 CAN 控制器;
- 8) 内置 16 个 12 位 A/D 转换器,最快转换时间为 80 ns。

从控制器选用 Microsemi 公司的 Flash 型 FPGAA3PE3000L,A3PE3000L 具有优异的安全性、低功耗和单粒子免疫等特性,使得这款芯片在航天领域得到了很大的应用。它的工作温度范围为 $-55 \sim 125$ $^{\circ}\text{C}$,具有

3 M 的系统门、75 264 个 D 触发器、6 个 CCCS、341 个单端 I/O、最高 350 MHz 时钟频率。

3.2 驱动模块

SGCMG 电机选取的是 PMSM, PMSM 属于直驱式电机, 即将电机与负载直接进行刚性连接, 不经齿轮减速而直接驱动负载, 是伺服系统中传统电机与减速机构的理想替代产品。PMSM 用同相位的正弦波电流驱动, 能得到平滑的或最小纹波的转矩, 并且结构简单紧凑, 占用空间小, 可安装于整机系统框架内, 适合应用于要求尺寸、重量和响应时间较小, 速度以及位置控制精度较高的伺服驱动系统中。

电机驱动器采用一款 MSK 公司的三相 MOSFET 桥集成驱动芯片, 它将平常使用的驱动放大电路、三相桥驱动电路集成在一个金属封装芯片内, 大大简化了驱动电路设计, 并且在散热方面, 由于内部 MOSFETs 直接贴在金属封装的地面, 散热能力相对单独的 MOSFET 大大提升, 驱动芯片可承受最高 70 V 的母线电压, 10 A 的驱动电流, PWM 控制频率最高 100 kHz, 具有降压保护功能, 通过外部配置电阻可调整死区时间, 使能端 EN 可控制 PWM 关断。电机驱动器接收 FPGA 发出的三相 PWM 控制信号, 省去了放大电路, 直接控制内部三相 MOSFET 桥的开通和关断来驱动电机正反转。其电路原理如图 5 所示。

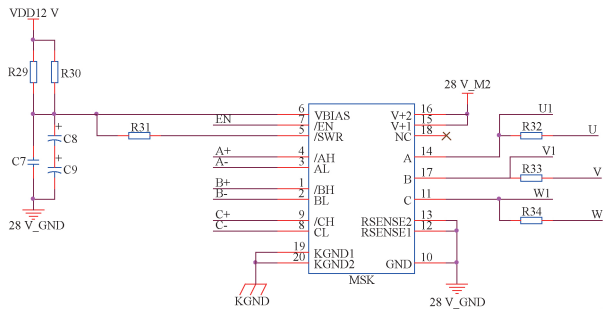


图 5 驱动电路

3.3 ADC 采集模块

ADC 采集电路主要采集框架电机的其中两相电流值、框架电机母线电压和电机温度。

1) 电流采集模块

通过采样电阻将电流转化为采样电压, 采样电压经电流检测放大器 AD8210 放大及偏置后直接送给 AD7893, AD7893 是分辨率为 12 位 ADC, 它具有高速和转换时间小的优点。AD8210 和 AD7893 均采用单 5 V 供电。电流采集模块通过采样电阻将电流转化为采样电压, 采样电压经电流检测放大器放大及偏置后直接送给 ADC, 对于不同量程的电流采集, 只需要改变采样电阻的阻值即可完成采样电流量程与 ADC 输入量程的匹配。此方式采样电流精度在全量程范围内可达 $\pm 0.7\%$ 以内, 这样可以保证整个系统可以获得很高的电信号精度, 电路如图 6 所示。

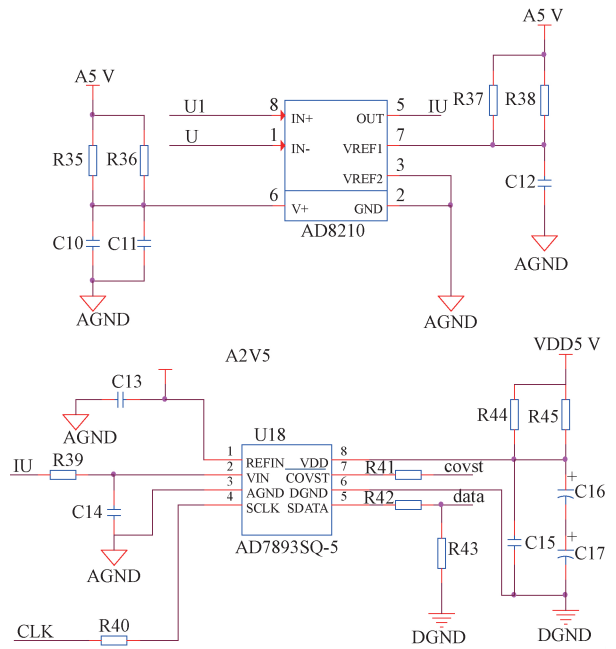


图 6 电流采集电路

2) 母线电压与温度采集电路

电机母线电压通过电阻分压经 TLV2462 运放跟随输出给 ADC 芯片, ADC 芯片采用 4 通道 8 bit 的 AD7824 芯片。温度采集电路通过热敏电阻采集电机温度, 在电机温度过高时做软件保护, 以免电机因过热造成损坏, 影响整个系统的正常运行。热敏电阻通过上拉电阻到 5 V, 温度采集与母线电压采集共用 AD7824 芯片, 采集电路如图 7 所示。

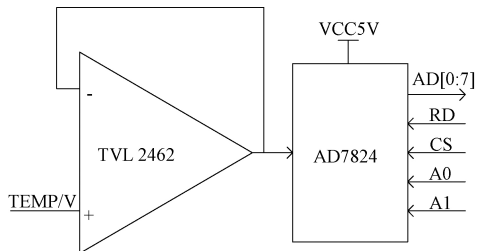


图 7 电机电压与温度采集电路

4 实验结果及分析

基于框架伺服系统硬件设计方案绘制原理图和 PCB, 制成电路板如图 8 所示, 电路板经过板级调试能达到电流采集精度要求。

根据滑模观测器的无传感器控制框图在 Simulink 环境下搭建仿真模型, 选用 PMSM 参数如表 1 所示。

滑模观测器增益 $k=350$, 低通滤波器的截止频率是 3000 rad/s 。锁相环的 PI 调节器 $K_p=30, K_i=450$ 。参考转速设定为 $N_{ref}=1000 \text{ r/min}$ 。图 9 所示为通过仿真系

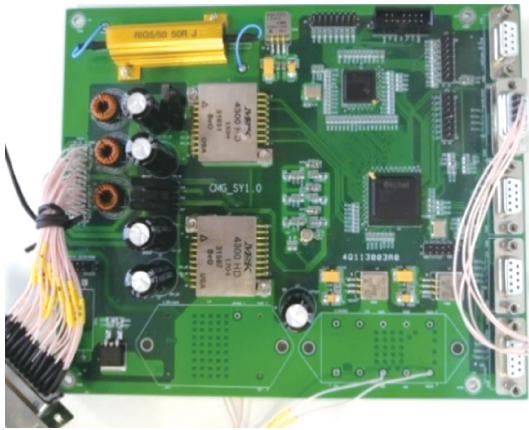


图 8 CMG 电路板

表 1 PMSM 的参数

参数	数值
极对数	$P_n = 4$
定子电感	$L_d = 1.6 \text{ mH}, L_q = 1.5 \text{ mH}$
定子电阻	$R = 0.011 \Omega$
磁链	$\psi_f = 0.077 \text{ Wb}$
阻尼系数	$B = 0$
转动惯量	$J = 0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

统得到的转子速度估计值与实际值变化曲线,图 10、11 所示为转速估计误差和转子位置估计误差,从仿真结果可以看出,当电机从零速上升到参考转速 1 000 r/min,转速估计误差和角位置估计值误差在速度上升阶段开始到 0.2 s 有较大误差,但随着 PMSM 电机稳定运动以后,转速估计值误差和角位置估计值误差保持稳定并趋近于 0。

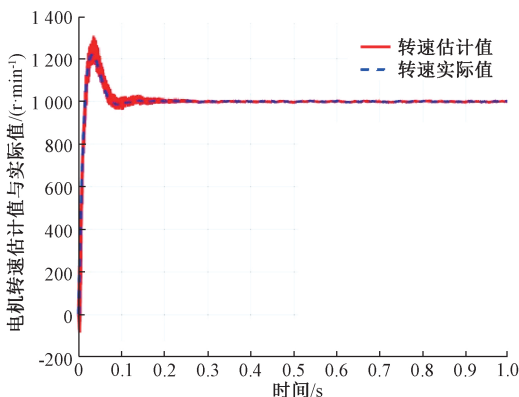


图 9 转速估计值与实际值的变化曲线

从图 12 所示感应电动势 V_d 和 V_q 变化曲线可知,控制系统可以实时跟踪感应电动势的实际值,由于选用的是 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,所以系统稳定时 $V_d = 0$ 。根据上述仿真数据说明,当选取合适的控制参数,滑模观测器可以满足 SGCMG 伺服控制系统的性能要求,估计值能够跟踪上系统的实际值。

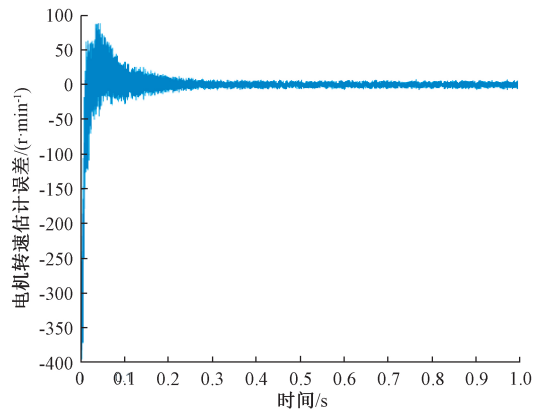


图 10 转速估计误差的变化曲线

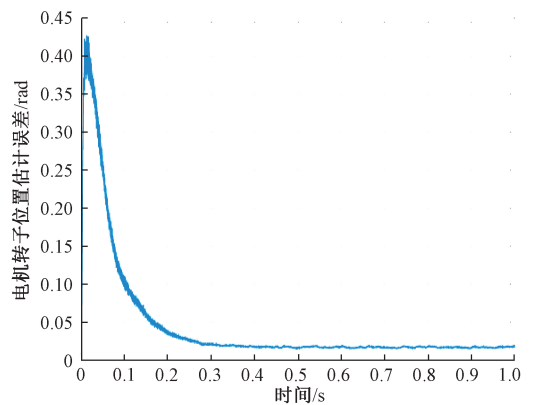
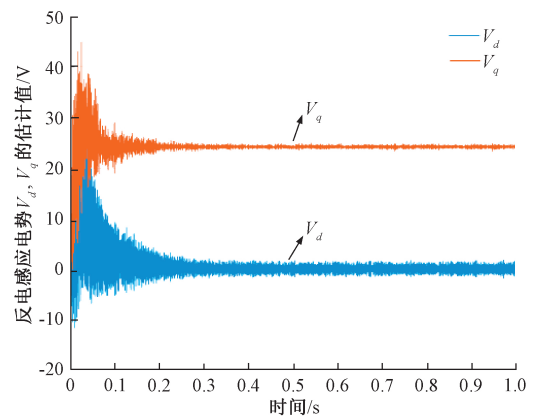


图 11 转速位置估计误差的变化曲线

图 12 感应电动势 V_d 和 V_q 变化曲线

5 结 论

本文基于主控制器 TMS320F28335 和从控制器 A3PE3000L 进行 SGCMG 伺服系统硬件设计,硬件电路已在实验板上调试无误,并应用于 SGCMG 框架伺服系统中。框架伺服系统采用无传感器滑模观测器控制策略,解决了传统机械式传感器安装困难、降低系统可靠性和机械式传感器会

使整个系统尺寸、质量和成本增加等问题,同时滑膜控制抗干扰性能好,根据本文设计的 SGCMG 框架伺服系统具有很好的稳态精度和动态性能,基于无传感控制策略得到的估计值能够满足实时跟踪上系统的实际值,当 PMSM 稳定运行时,转速估计值误差和角位置估计值误差都趋近于 0。实际工作中除了要保证系统的稳态精度和动态性能外,SGCMG 的框架伺服系统对输出力矩精度要求较高,所以基于无传感观测器低速高精度控制将是进一步的研究重点。

参考文献

- [1] 张激扬,周大宁,高亚楠.控制力矩陀螺框架控制方法及框架转速测量方法[J].空间控制技术与应用,2008,34(2):23-28.
- [2] 王成元,夏加宽,杨俊友,等.电机现代控制技术[M].北京:机械工业出版社,2006.
- [3] 周博,徐大林,顾兆丹.基于 MARS 和模糊算法的 PMSM 无传感器控制[J].电子测量技术,2013,36(2):39-42.
- [4] 刘力郡.基于 MARS 的 PMSM 无速度传感控制[J].电子测量技术,2017,40(7):40-42,47.
- [5] 武宏伟,戴琼海,王普,等.基于神经网络的非线性系统的观测器设计[J].清华大学学报,2000,40(3):44-47.
- [6] 管宇,张迎春,沈毅,等.基于迭代学习观测器的卫星姿态控制系统的鲁棒容错控制[J].宇航学报,2012,33(8):1080-1086.
- [7] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36):36-40.
- [8] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control of AC drives[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics 2012,59(11):4189-4196.
- [9] 徐升,房建成,郑世强.控制力矩陀螺磁悬浮转子的指数趋近积分滑模控制研究[J].宇航学报,2014,34(4):439-446.
- [10] 刘向东,辛星,丛炳龙,等.以 VSCMG 为执行器的航天器姿态机动自适应动态滑模控制[J].宇航学报,2012,33(8):1064-107.
- [11] 李红梅,陈涛.永磁同步电机参数辨识研究综述[J].电子测量与仪器学报,2015,29(5):638-647.
- [12] JIN N Z, WANG X D, WU X G. Current sliding mode control with a load sliding mode observer for permanent magnet synchronous machines[J].Journal of Power Electronics,2014,14 (1):105-114.
- [13] ZHENG X M, DING D M, SONG R, et al. Research of adaptive full-order sliding mode observer in permanent magnet synchronous generator[C]. Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,2015:493-498.
- [14] LI C S, ELBULUK M. A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Industry Applications Conference, 2001:1273-1278.
- [15] QIAO Z, SHI T, WANG Y. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,60(2):710-719.
- [16] 张染,刘虎,樊亚洪.一种磁悬浮飞轮转子位移信号转速估计方法[J].宇航学报,2017,38(12):1314-1323.
- [17] DU Z, CHEN Z, LIU X. Adaptive switch gain time-varying sliding mode controller design for the low speed servo system in a control moment gyroscope[C]. IEEE International Conference on Mechatronics & Automation,2015:935-940.

作者简介

于跃,博士研究生,主要研究方向为单框架控制力矩陀螺。

E-mail:yuyuehfu@163.com