

文章编号 1004-924X(2009)04-0794-07

采用线性求角的旋变轴角解码与激磁系统

房建成^{1,2}, 徐向波^{1,2}, 魏彤^{1,2}

- (1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191;
2. 新型惯性仪表与导航系统技术国防重点学科实验室, 北京 100191)

摘要:设计了一种基于单片 DSP 的旋变轴角解码与激磁系统并进行了实验验证。由于轴角解码中反正切运算需要很大运算量或很多数据空间存储查表值,甚至需要外扩存储芯片,因此,提出一种反正切运算补偿成分区间的线性运算求角方法。同时,在保证测角精度的基础上降低旋变激磁的电压幅值,从而实现了旋变轴角解码与激磁系统的高集成度与低功耗。实验结果显示:测角精度可达 0.013° , 框架电机速率精度达到 $0.0004^\circ/\text{s}$ 。体积、质量、功耗与原激磁电源模块 JD20-D15C36MK 和轴角解码模块 19XSZ2413 相比均减少 80% 以上,很好地满足了航天应用小体积、轻质量和低功耗的要求。

关键词:旋变;旋变激磁;轴角解码;线性求角

中图分类号:TP212.12 **文献标识码:**A

Resolver excitation and resolver-to-digital conversion system based on linear angle calculation

FANG Jian-cheng, XU Xiang-bo, WEI Tong

- (1. *School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;*
2. *Key Laboratory of Fundamental Science for National Defense of Novel Inertial Instrument and Navigation System Technology, Beijing 100191, China*)

Abstract: A resolver excitation and resolver-to-digital conversion system based on a single DSP is designed and some experiments are carried out to examine its validity. A linear angle calculation method with little operation or a few memories is proposed, for the inverse tangent operation of the resolver-to-digital conversion in an original system needs complex computations and a large memoried space, even an additive memory chip. Then, the voltage amplitude of the resolver excitation is reduced based on enough angle precision to obtain an excellent integrated system combining the resolver excitation and resolver-to-digital conversion system and to provide the low power consumption of the system. The experimental results can offer the angle precision of 0.013° , and the CMG gimbal motor velocity precision of $0.0004^\circ/\text{s}$. The bulks, weights and power consumption of this system have reduced by more than 80% compared with those of the resolver excitation module JD20-D15C36MK and resolver-to-dig-

收稿日期:2008-07-03;修订日期:2008-07-23.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 60704025)

ital conversion module 19XSZ2413, which meets the space application demands of small size and low power consumption.

Key words: resolver; resolver excitation; resolver-to-digital conversion; linear angle calculation

1 引言

控制力矩陀螺是空间站等大型航天器姿态控制的关键执行机构,它的力矩输出精度直接决定了航天器的姿态控制精度,而控制力矩陀螺框架伺服系统的角速率和角位置控制精度是影响其输出力矩大小和方向的重要因素^[1-3]。常用于提供绝对角位置的传感器主要有光电码盘和旋变,光电码盘对安装和工作环境要求比较苛刻,而旋变具有坚固耐用、抗振动、抗干扰能力强、适用温度范围广等优点广泛应用于控制力矩陀螺框架伺服系统^[4]。

目前多采用专用 IC 模块来为旋变提供激磁电源和实现轴角转换^[5-6],然而专用 IC 模块体积、重量和功耗都较大,规格有限,价格昂贵,限制了旋变在航天中的应用。国内外对使用分离器件搭建旋变激磁模块与轴角解码模块的研究较少,文献[7]采用 DA 转换器结合模拟电路实现旋变激磁模块,硬件电路较多,降低了系统集成度,同时需要较大数据存储空间以实现轴角解码中反正切的查表法测角;文献[8]研究了利用 FPGA 实现旋变激磁与轴角解码系统,但是需要编写较为复杂的 CORDIC 算法来实现反正切测角,且运算量很大;文献[9]采用鉴幅式轴角解码方法,需要对角度进行正弦和余弦运算,运算量也很大;为减少轴角解码运算量同时免除外扩存储芯片以提高系统集成度,十分需要一种易于计算且不需要大量存储查表数据的求角方法。

本文提出一种新颖的线性求角方法,运算量少,且不需要存储查表数据。一片 DSP 便可控制整个控制力矩陀螺框架伺服系统,包括旋变激磁、轴角解码与伺服控制。

2 旋变基本原理

旋变是一种安装在电机轴上提供电机转子绝对角位置的传感器,它由激磁绕组和输出绕组组成。以单相励磁方式旋变为例,其结构如图 1

所示。其中激磁绕组 E 埋在电机转子上,输出绕组分别为相互垂直地安装在电机定子上的正弦绕组 U_{\sin} 和余弦绕组 U_{\cos} ,且激磁绕组与输出绕组同心。

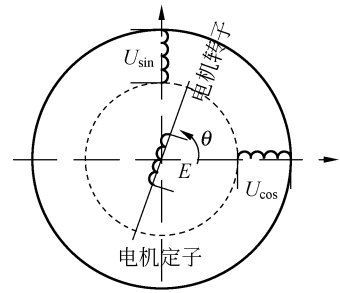


图 1 旋变结构

Fig. 1 Resolver structure

对激磁绕组通恒定频率激磁电源如下:

$$E = U_0 \cos(\omega t), \quad (1)$$

则正弦绕组和余弦绕组输出电压为:

$$\begin{cases} U_{\sin} = kU_0 \left[\cos(\omega t) \sin(\theta) + \frac{1}{\omega} \frac{d\theta}{dt} \sin(\omega t) \cos(\theta) \right] \\ U_{\cos} = kU_0 \left[\cos(\omega t) \cos(\theta) + \frac{1}{\omega} \frac{d\theta}{dt} \sin(\omega t) \sin(\theta) \right] \end{cases} \quad (2)$$

其中: k 为旋变转换比, U_0 为激磁电源幅值, ω 为激磁电源频率, t 为时间, θ 为电机转子角位置。

若激磁电源频率 ω (1 000 Hz) 相比较电机转速 $d\theta/dt$ ($0.1 \sim 10^\circ/s$) 足够大 ($3\ 600\ 000 \sim 36\ 000$), 上式可近似为:

$$\begin{cases} U_{\sin} = kU_0 \cos(\omega t) \sin(\theta) \\ U_{\cos} = kU_0 \cos(\omega t) \cos(\theta) \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得:

$$\theta = \arctan(U_{\sin}/U_{\cos}) = \frac{kU_0 \cos(\omega t) \sin(\theta)}{kU_0 \cos(\omega t) \cos(\theta)} \quad (4)$$

由式(4)可知,只需对正弦和余弦轴角解码调理电路输出的 AD 采样值之商求反正切即可得到角度值,但是反正切运算是一种非线性运算,不同角度的测角精度不同。现在常用的反正切求角方法主要有调用函数和查表法两种,前者运算量很

大,增大了 CPU 的负载率,后者为达到较高的测角精度需要较大的存储空间,为此本文介绍了一种不需要反正切运算的线性求角方法。其思想是:根据反正切函数在 $[-1,1]$ 区间内线性程度较好的特性,构造一个补偿函数,使反正切函数线性化,则角度值与补偿后的正切值呈比例,由此可方便地求取反正切。

3 线性求角方法研究

当采样时刻 t 选取在旋变激磁电压值较小时, U_{\sin} 和 U_{\cos} 的采样值也会很小,这会引起很大的误差。因此,应使采样频率与激磁频率相等,且采样在旋变输出信号的峰值上,采样时刻需满足:

$$t = 2n\pi/\omega. \quad (5)$$

其中: n 为非负整数。

采样示意图如下:

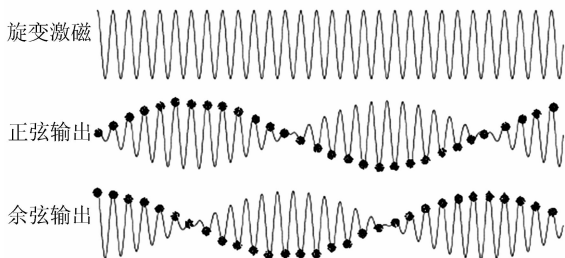


图 2 采样示意图

Fig. 2 Sampling schematic diagram

式(3)采样后的结果为:

$$\begin{cases} U_{\sin}(\theta) = kU_0 \sin \theta \\ U_{\cos}(\theta) = kU_0 \cos \theta \end{cases}, \quad (6)$$

令:

$$\begin{cases} U_a(\theta) = U_{\sin}(\theta)/kU_0 = \sin \theta \\ U_b(\theta) = U_{\cos}(\theta)/kU_0 = \cos \theta \end{cases}. \quad (7)$$

理论上 kU_0 为常值,实际系统中 kU_0 很容易受到各种干扰而不断变化,因此要实现精确求角,必须满足求角公式中 $U_a(\theta)$ 、 $U_b(\theta)$ 在分子和分母的幂次相等,像公式(4)那样以商的形式消掉 kU_0 的影响。由于区间 $[-1,1]$ 内的反正切运算比较线性,构造初始线性信号 $U_c(\theta)$:

$$\begin{cases} \text{if } (|U_a(\theta)| \leq |U_b(\theta)|) \\ U_c(\theta) = U_a(\theta)/U_b(\theta) = U_{\sin}(\theta)/U_{\cos}(\theta) \\ \text{else} \\ U_c(\theta) = U_b(\theta)/U_a(\theta) = U_{\cos}(\theta)/U_{\sin}(\theta) \end{cases}. \quad (8)$$

为精简运算, $U_c(\theta)$ 可表示成如下形式:

$$U_c(\theta) = \frac{|U_a(\theta) + U_b(\theta)| - |U_a(\theta) - U_b(\theta)|}{|U_a(\theta) + U_b(\theta)| + |U_a(\theta) - U_b(\theta)|} = \frac{|U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)| - |U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)|}{|U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)| + |U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)|}. \quad (9)$$

从图 3 中可以看出,信号 $U_c(\theta)$ 比较倾向于一条锯齿波形,如果将信号 $U_c(\theta)$ 逼近于一条理想的锯齿波,则可以通过 $U_c(\theta)$ 与角度的对应关系分区线性求角。

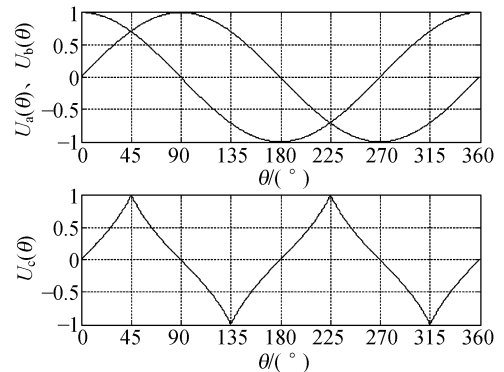


图 3 $U_a(\theta)$ 、 $U_b(\theta)$ 和 $U_c(\theta)$ 的波形图

Fig. 3 Curves of $U_a(\theta)$, $U_b(\theta)$ and $U_c(\theta)$

理想的锯齿波形表达式为:

$$U_i(\theta) = \frac{4}{\pi} |\arcsin(\sin(\theta+45))| - 1, \quad (10)$$

令:

$$U_{ce}(\theta) = U_c(\theta) - U_i(\theta), \quad (11)$$

其波形如图 4 所示,与理想锯齿信号 $U_i(\theta)$ 相比, $U_c(\theta)$ 有较大的误差 $U_{ce}(\theta)$,其误差最大值约为 0.090 5,对应角度约为 4.1° ,这对于高精度控制力矩陀螺框架伺服系统来说是不允许的,因此必须对误差信号 $U_{ce}(\theta)$ 进行补偿。

根据误差信号波形比较倾向于 $U_a(2\theta)$ 形式的正弦函数且极性与 $U_c(\theta)$ 相反、误差值在 45° 整数倍处为 0 的特点,构造补偿信号 $U_r(\theta)$,满足 $U_a(\theta)$ 、 $U_b(\theta)$ 在分子和分母的幂次相等且程序运

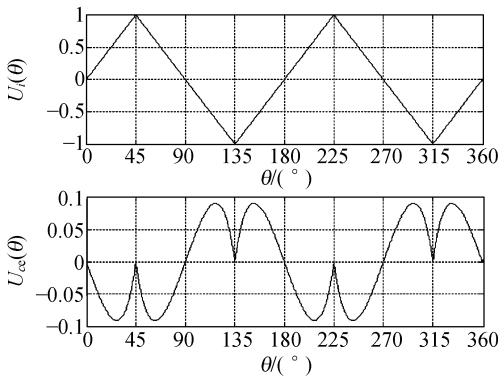


图 4 $U_i(\theta)$ 和 $U_{cc}(\theta)$ 的波形图

Fig. 4 Curves of $U_i(\theta)$ and $U_{cc}(\theta)$

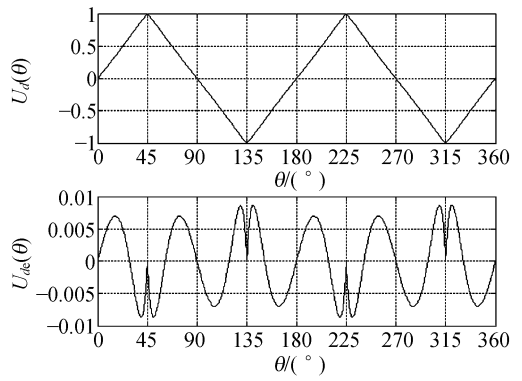


图 6 $U_d(\theta)$ 和 $U_{dc}(\theta)$ 的波形图

Fig. 6 Curves of $U_d(\theta)$ and $U_{dc}(\theta)$

算量少(至少要少于反正切函数的运算量):

$$U_r(\theta) = k \times |U_a(\theta)^2 - U_b(\theta)^2| \times \frac{(|U_a(\theta) - U_b(\theta)| - |U_a(\theta) + U_b(\theta)|)}{(|U_a(\theta) - U_b(\theta)| + |U_a(\theta) + U_b(\theta)|)^3} = k \times |U_{\sin}(\theta)^2 - U_{\cos}(\theta)^2| \times \frac{(|U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)| - |U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)|)}{(|U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)| + |U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)|)^3} \quad (12)$$

经过大量计算,确定 k 为 0.927 时, $U_r(\theta)$ 与 $U_{cc}(\theta)$ 最为接近,见图 5。

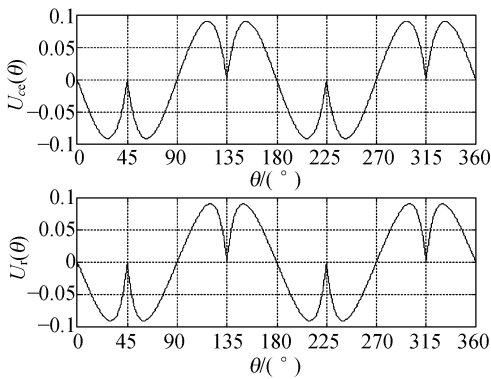


图 5 $U_{cc}(\theta)$ 和 $U_r(\theta)$ 的波形图

Fig. 5 Curves of $U_{cc}(\theta)$ and $U_r(\theta)$

令:

$$\begin{cases} U_d(\theta) = U_c(\theta) - U_r(\theta) \\ U_{dc}(\theta) = U_i(\theta) - U_d(\theta) \end{cases}, \quad (13)$$

其波形如图 6 所示, $U_d(\theta)$ 十分接近理想的锯齿信号 $U_i(\theta)$, 其误差信号 $U_{dc}(\theta)$ 最大值约为 0.007 8, 对应角度值约为 0.35° 。

$U_d(\theta)$ 可简化为:

$$U_d(\theta) = \frac{|U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)| - |U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)|}{|U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)| + |U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)|} \times \left(1 + \frac{0.927 \times |U_{\sin}(\theta)^2 - U_{\cos}(\theta)^2|}{(|U_{\sin}(\theta) - U_{\cos}(\theta)| + |U_{\sin}(\theta) + U_{\cos}(\theta)|)^2} \right),$$

由信号 $U_d(\theta)$ 在 0° 至 360° 内 4 个区间的线性特征, 可以很简单地求得角度 θ :

$$\theta = 45^\circ \times (U_d(\theta) \times (-1)^n + 2n) \quad (14)$$

如 $(\theta < 0)$, $\theta = \theta + 360^\circ$

其中:

$$\begin{cases} n=0; U_{\cos}(\theta) > 0, |U_{\sin}(\theta)| \leq |U_{\cos}(\theta)| \\ n=1; U_{\sin}(\theta) > 0, |U_{\sin}(\theta)| > |U_{\cos}(\theta)| \\ n=2; U_{\cos}(\theta) < 0, |U_{\sin}(\theta)| \leq |U_{\cos}(\theta)| \\ n=3; U_{\sin}(\theta) < 0, |U_{\sin}(\theta)| > |U_{\cos}(\theta)| \end{cases} \quad (15)$$

为提高测角精度, 本文采用了速比为 1 : 32 的多极旋变, 粗精组合公式为:

$$\theta = \text{int}(\theta_c / 11.25) \times 11.25 + \theta_j / 32 \quad (16)$$

其中: θ_c 为粗角, θ_j 为精角。

上述粗精组合必须保证粗角准确, 但是实际由于传动误差、多极旋变误差、轴角变换误差等的影响, 粗角将会产生 11.25° 的误差。为纠正粗精组合误差, 本文采用了滑动区间纠错方法, 如果粗角误差 $\leq 5.625^\circ$, 纠错规则如下:

$$\begin{aligned} &\text{如} (\theta_c - \text{int}(\theta_c / 11.25) \times 11.25 - \theta_j / 32 \leq -5.625), \\ &\quad \theta = \theta - 11.25 \\ &\text{如} (\theta_c - \text{int}(\theta_c / 11.25) \times 11.25 - \theta_j / 32 \geq -5.625), \\ &\quad \theta = \theta + 11.25 \end{aligned} \quad (17)$$

经过粗精组合后, 轴角解码误差将减小到原来的 $1/32$ (即 0.011°)。

4 实验验证

试验样机采用 8 对星型连接永磁无刷直流

力矩电机,两相 120° 导通方式, PWM-ON-PWM 调试方式,具体参数为:供电电压 28 V,相电阻 8.3Ω ,相电感 1.55 mH ,电磁转矩系数 $2 \text{ N} \cdot \text{m/A}$,转动惯量 0.232 kgm^2 ,旋变激磁电压幅值为 5 V。DSP 采用 TMS320F2812。框架伺服系统结构如图 7 所示,实物如图 8 所示。

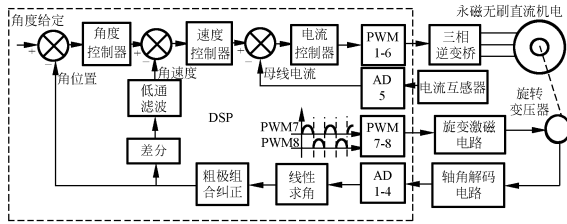


图 7 控制力矩陀螺框架伺服系统结构
Fig. 7 CMG gimbal servo system structure

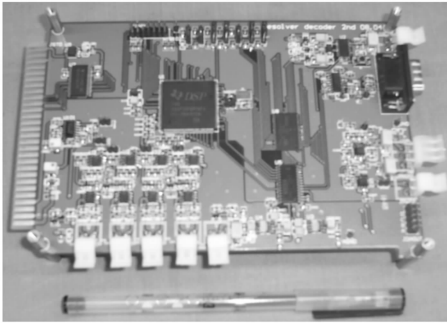


图 8 控制力矩陀螺框架伺服控制系统
Fig. 8 CMG gimbal servo control system

图中 DSP 的 PWM1~PWM6 输出至三相逆变器以控制框架电机, PWM7 和 PWM8 为旋变提供激磁电源, AD1~AD4 分别采样旋变粗极、精极的正弦和余弦调理电路的输出, AD5 采样三相逆变器母线电流并送往电流环。

旋变激磁电路由 DSP 的两路 PWM、差动运放及带通滤波器组成,如图 9 所示。DSP 输出两路占空比随正弦变化(频率即为 ω)的差动 PWM 信号,差动运放粗略调节激磁电压幅值;带通滤波器消除 PWM 载波及各种高频噪声和工频等低频噪声,精调 R_f 的电阻值使激磁幅值为 U_0 。

旋变的正、余弦绕组输出的轴角解码电路结构相同,由变压调偏电路和带通滤波电路组成,如图 10 所示。变压调偏电路主要作用是调节旋变输出电压至 DSP 的 AD 输入电压范围($0 \sim 3 \text{ V}$),带通滤波电路对 AD 输入信号滤波。

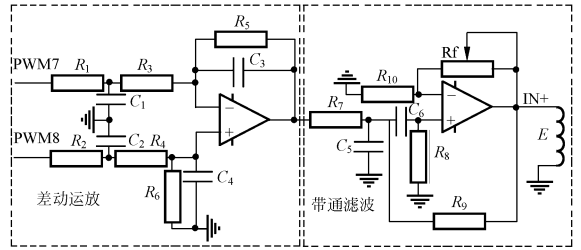


图 9 旋变激磁电路结构图
Fig. 9 Schematic diagram of resolver excitation

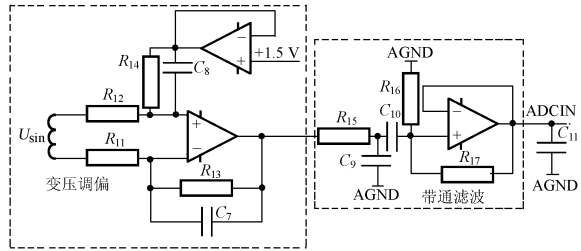


图 10 旋变输出调理电路结构图
Fig. 10 Schematic diagram of resolver outputs demodulation

PWM7 与 PWM8 的电压差和旋变激磁电路输出实测波形如图 11,旋变激磁电路很好地滤除了差动 PWM 输出的载波频率及各种高频谐波和噪声,得到的旋变激磁信号十分光滑。

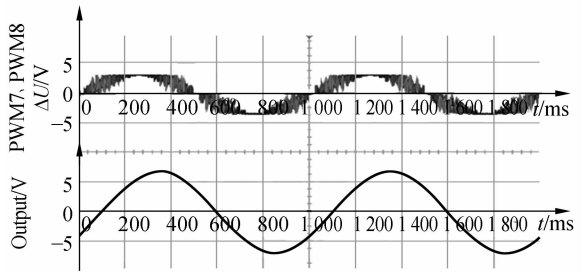


图 11 旋变激磁电路信号波形
Fig. 11 Signals of resolver excitation circuit

线性解码算法的运算时间 ($6.2 \mu\text{s}$) 相比较调用反正切函数 ($32 \mu\text{s}$) 减少了 80.6%,实际测角精度达到 0.013° 。控制力矩陀螺框架电机 $10^\circ/\text{s}$ 转动十分平稳,其转子角位置及角速度值经数模转换后实测波形如图 12 所示,角位置及角速度曲线十分光滑。框架电机速率精度达到 $0.0004^\circ/\text{s}$,很好的满足了指标要求 ($0.005^\circ/\text{s}$)。

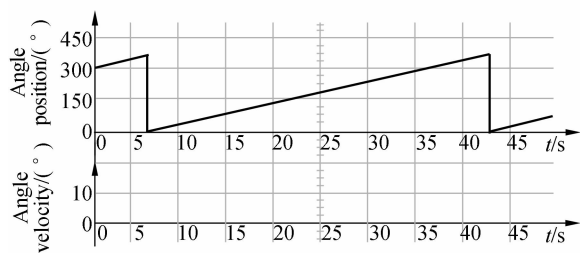


图12 转子角位置及角速度

Fig. 12 Signals of rotor angular position and velocity

5 结论

本文提出的线性求角方法运算量少且不需要大量存储查表值,整个旋变激磁及轴角解码系

统的 CPU 负载率只有 2%,完全允许伺服系统嵌入一些复杂的控制算法,寻求 $U_{ce}(\theta)$ 更精确地补偿信号还可以提高测角精度。本文还介绍了基于 DSP 的旋变激磁与轴角解码系统的硬件电路和软件实现,与传统的专用 IC 模块相比,大幅减少了体积、质量和功耗,与实验室过去所用的旋变激磁模块 JD20-D15C36MK 和轴角解码模块 19XSZ2413 相比,质量由 0.33 kg 降至 0.3 kg (91%),体积由 237 600 mm³ 降至 33 200 mm³ (86%),功耗由 12 W 降至 1.9 W (84%),价格从万元左右降到只有百元左右 (99%)。单片机、FPGA 也可实现本文提出的旋变激磁与轴角解码系统,通用性很强。

参考文献:

- [1] 李海涛,房建成. 自适应角速度估计器在磁悬浮控制力矩陀螺框架伺服系统中的应用[J]. 光学精密工程, 2008, 16(1): 97-102.
LI H T, FANG J CH. Application of adaptive angle-rate estimator to gimbal of MSCMG[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(1): 97-102. (in Chinese)
- [2] YU L H, FANG J C, WU C. Magnetically suspended control moment gyro gimbal servo-system using adaptive inverse control during disturbances [J]. *IEE Electronics Letters*, 2005, 41(1): 21-22.
- [3] 韩邦成,虎刚,房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺高速转子的优化设计[J]. 光学精密工程, 2006, 14(4): 662-666.
HAN B C, HU G, FANG J CH. Optimization design of magnetic suspended gyroscope rotor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(4): 662-666. (in Chinese)
- [4] 邵长胜,陈海鹏. 控制力矩陀螺速率控制中测角系统的研究[J]. 中国惯性技术学报, 2004, 12(1): 77-80.
SHAO CH SH, CHEN H P. Angle measuring system in SGCMG [J]. *Journal of Chinese inertial technology*, 2004, 12(1): 77-80. (in Chinese)
- [5] 徐大林,高文政. 基于 FPGA 的多级旋转变压器粗、精数据组合双速处理器的设计与实现[J]. 测控技

术, 2006, 25(5): 42-45.

- XU D L, GAO W ZH. Design and implementation of coarse-fine code combination for multiple resolver based on FPGA [J]. *Measurement & control techniques*, 2006, 25(5): 42-45. (in Chinese)
- [6] 郭宏,马媛,纪海军. 基于数字信号处理器的旋转变压器测角系统[J]. 微电机, 2003, 36(3): 42-44.
GUO H, MA Y, JI H J. The system of rotor position detection by resolver based on DSP [J]. *Micro-motors*, 2003, 36(3): 42-44. (in Chinese)
- [7] SANTANU S, AGARWAL V K, UDUPA S. A software based resolver-to-digital conversion using DSP [J]. *IEEE Transaction on industrial Electronics*, 2008, 55(1): 371-379.
- [8] 刘伯林. 基于 FPGA 的旋转变压器解码算法与系统设计 [D]. 重庆: 重庆大学, 2007.
LIU B L. *Decode algorithm of resolver and system design based on FPGA* [D]. Chongqing: Chongqing University, 2007. (in Chinese)
- [9] TOMMASO A O D, MICELI R. A new high accuracy software based resolver-to-digital converter [J]. *IEEE Transaction on industrial Electronics*, 2003, 3(3): 2435-2440.
- [10] 谢显之,刘新跃,于永昌. 轴角编码粗精组合纠错算法的研究与应用[J]. 计量与测试技术, 2001(3): 77-80.
XIE X ZH, LIU X Y, YU Y C. Research and ap-

plication of corrective algorithm on combination of coarse code and fine code for axial angle encoding [J]. *Metrology & Measurement Technique*, 2001 (3):77-80. (in Chinese)

[11] MOHIEDDINE B, LAZHAR B B, MOHD A A. A novel resolver-to-360° linearized converter[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2004, 4(1):96-101.

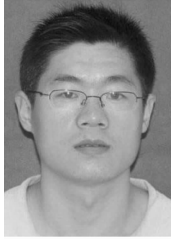
作者简介:



房建成(1965—),男,山东临沂人,博士生导师,长江学者特聘教授,1983年于山东大学获学士学位,1988年于西安交通大学获硕士学位,1996年于东南大学获博士学位,主要从事航天器姿态控制系统技术、新型惯性仪表及装置技术、飞行器惯性导航与组合导航技术的研究。E-mail: fangjiancheng@buaa.edu.cn



魏 彤(1972—),男,福建霞浦人,副教授,1993年于北京工商大学获学士学位,2006年于北京航空航天大学获博士学位,主要从事高精度控制、磁轴承动力学与控制及磁悬浮控制力矩陀螺的研究。E-mail: weitong3000@sina.com



徐向波(1982—),男,山东烟台人,硕士研究生,2006年于山东大学获学士学位,2009年于北京航空航天大学获硕士学位,主要从事高精度伺服控制、旋转变压器激磁及轴角解码以及磁悬浮控制力矩陀螺框架伺服系统的研究。E-mail: xuxiangbo@aspe.buaa.edu.cn

●下期预告

免散瞳眼底照相机精密调焦技术

张运海,赵改娜,张中华,顾一鸣

(苏州六六视觉科技股份有限公司,江苏 苏州 215005)

实现免散瞳眼底相机在被观测眼底图像较暗情况下的精确调焦。采用双光楔裂像调焦技术,将一条矩形狭缝视标投影成像到视网膜上,在双光楔的作用下,通过矩形狭缝上下两半部的光线传播方向不同,根据上下两半条矩形狭缝在视网膜上所成像分离的方向和大小来决定调焦的方向和调焦量的大小,将视网膜上两半条矩形狭缝像调焦到位于一条直线上。实验结果表明:相对于直接观测眼底细节进行调焦来说,双光楔裂像调焦方法能使调焦精度提高 $50^\circ(0.5D)$ 以上。这种调焦方法具有具有精确度高、操作简单等优点。