

文章编号 1004-924X(2024)02-0184-09

旋变二次谐波测角误差自校正

王英广*, 张激扬, 张 强, 鲁 明, 田利梅
(北京控制工程研究所, 北京 100094)

摘要:旋变幅值误差和正交误差在角速度频谱上表现为旋变转频的二次谐波,是旋变测角误差的主要来源,影响伺服系统角速度控制精度和稳定性。本文提出了一种基于特征频率参考的二次谐波误差自校正方法。首先,分析旋变测角误差产生的机理,获知其幅值误差和正交误差的互不相关性,并证明对旋变输出信号进行幅值调整和相位差调整可实现二次谐波误差校正。然后,在旋变和旋变数字信号转换器(Resolver-to-Digital Converter, RDC)之间设计基于比例放大的幅值校正器和基于交叉调节的相角校正器。最后,根据误差信号在线性控制系统中特征频率不变的特性,对伺服系统进行匀速控制,以角速度频谱中二次谐波频率的幅值为参考基准,分别调整幅值校正器和相角校正器,校正二次谐波误差。实验结果表明:本方法可将旋变二次谐波测角误差幅值降低 78.5%,伺服系统速率波动量降低 40.5%。本方法实现了旋变二次谐波测角误差的自校正,大幅提升了旋变的测角精度和伺服系统的转速控制稳定性。

关键词:测角传感器;旋变;测角误差;自校正

中图分类号: TP394.1; TH691.9 **文献标识码:** A **doi:** 10.37188/OPE.20243202.0184

Self-correction for resolver second harmonic angle measurement error

WANG Yingguang*, ZHANG Jiyang, ZHANG Qiang, LU Ming, TIAN Limei

(Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100094, China)

* Corresponding author, E-mail: wangyingguang_2005@126.com

Abstract: The resolver amplitude error and quadrature error are expressed in the angular velocity spectrum as the second harmonic of the rotational frequency, which is the main source of the resolver angle measurement error and affects the angular velocity control accuracy and stability of the servo system. In this paper, a self-correction method for the second harmonic error of resolver based on characteristic frequency reference was proposed. Firstly, the mechanism of the resolver error was analyzed, and the mutual irrelevance of the amplitude error and quadrature error was obtained, and it was proved that the second harmonic error correction could be realized by adjusting the amplitude and phase difference of the resolver output signal. Then, the amplitude corrector based on proportional amplification and the phase angle corrector based on cross-adjustment were designed between the resolver and the Resolver-to-Digital Converter (RDC). Finally, according to the constant characteristic frequency of the error signal in the linear control system, the servo system was controlled at a constant speed, and the amplitude of the second harmonic frequency in the angular velocity spectrum was used as the reference to adjust the amplitude corrector

收稿日期:2023-06-02;修订日期:2023-07-05.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 62273040, No. 62173033)

and phase corrector respectively, to correct second harmonic errors. The experimental results show that the method can reduce the second harmonic angle measurement error of the resolver by 78.5%, and the speed fluctuation of the servo system can be reduced by 40.5%. The method realizes the self-correction of the second harmonic error of the resolver, and can greatly improve the measurement accuracy of the resolver and the rotation stability of the servo system.

Key words: angel position sensor; resolver; angle measurement error; self-correction

1 引言

控制力矩陀螺(Control Moment Gyroscope, CMG)作为大型航天器进行快速姿态调整的常用惯性执行机构,由高速转子和低速框架组成^[1-2]。伺服电机驱动低速框架改变高速转子角动量的方向输出力矩。框架转速精度和稳定性直接影响控制力矩陀螺输出力矩精度和稳定性^[3-4]。

因为旋转变压器(简称“旋变”)具有良好的空间环境适应性,控制力矩陀螺使用旋变检测框架角位置。旋变测角精度直接影响控制力矩陀螺的力矩控制精度和反馈给姿控分系统的角动量指向精度,进而影响姿控系统控制精度^[5-6]。

高精度旋变一般使用跟踪式旋变-数字信号转换器(Resolver-to-Digital Converter, RDC)解算角位置信息^[7]。旋变解调是在假定旋变输出正余弦信号包络是等幅、正交的基础上进行的。但受加工、装配误差和磁场不均匀等因素影响,旋变输出正余弦信号包络存在幅值不一致、非理想正交的情况。同时,RDC对旋变输出正余弦信号进行处理时,存在非等幅放大及相位偏移的问题。以上原因均会导致RDC解调角速度中产生二次谐波误差,这是旋变测角误差的主要来源^[8]。为提高旋变测角精度,需要对旋变二次谐波误差进行校正补偿。

ALEMI R M等优化旋变结构及电磁设计,降低磁场谐波失真,提高测角精度,但其谐波误差降低幅度有限^[9]。

肖越华使用精密转台标定旋变,得出误差曲线,对其进行频谱分析,获取主要频率成分的参数并进行补偿^[10]。孙伟使用高精度分度头标定旋变,得到误差曲线,设计查找表,对低精度旋变进行补偿^[11]。李婧等使用经纬仪标定旋变误差,并进行软硬件补偿^[12]。如上方法均使用高精度

角度传感器标定旋变,且标定在旋变安装到伺服系统之前进行,安装到伺服系统后的误差特性会随旋变定转子的相对位置等因素变化。

Wu Z使用二阶梯度估计器对旋变输出正余弦信号进行等幅、正交校正,以降低旋变测角误差,使用软件实现RDC解调功能^[13]。BUNTE A使用增益调节器、相位调节器校正旋变输出信号,同时对偏置误差进行校正^[14]。如上方法均对旋变输出信号进行校正,获得等幅、正交的正余弦信号。而未考虑RDC解调过程中的非等幅放大及相位偏移情况。

Qin H^[15],Guo M^[16],WANG R^[17],JANG P^[18]使用高精度AD转换器直接采集旋变励磁正余弦信号并进行高速、复杂的运算获取完成RDC解调,获取高精度的角位置。而这对AD转换器精度及处理器运算速度要求极高,难以应用于航天器中。

针对旋变测角误差的主要成分——二次谐波误差,本文提出了一种基于特征频率参考的二次谐波误差自补偿方法。首先,对旋变测角误差机理进行分析,得出旋变正余弦输出信号的非等幅、非正交特性产生互不相关的二次谐波误差。而后分析可知对旋变输出信号进行幅值调整和相位差调整可产生互不相关的二次谐波误差校正量。然后,在旋变和RDC之间加入由运算放大器构成的幅值校正器和相角校正器。最后,根据误差信号在控制系统中特征频率不变的特性,对框架伺服电机进行匀速控制,以角速度频谱中的二次谐波频率的幅值为参考基准,调整幅值校正器和相角校正器,产生二次谐波校正量,对旋变二次谐波误差进行自校正。

2 旋变测角原理

旋变测角系统由旋变本体和旋变解调器组

成。跟踪型数字信号转换器 RDC 因具有编码精度高、抗干扰能力强、稳定性好等优点,被广泛应用于旋变解调中。图 1 为解调原理图,将频率为 ω 的信号 $\sin(\omega t)$ 施加到旋变本体输入端,旋变输出与转子角位置 θ 相关的正余弦包络信号 $A\cos(\omega t)\sin\theta$ 和 $A\cos(\omega t)\cos\theta$ 。两信号分别与 RDC 解调角位置 φ 的正余弦值求积得到 $A\cos(\omega t)\sin\theta\cos\varphi$ 和 $A\cos(\omega t)\cos\theta\sin\varphi$ 。然后求差得到 $A\cos(\omega t)\sin(\theta-\varphi)$,相敏检测后得到 $A\cos(\omega t)\sin(\theta-\varphi)\cos(\omega t)$,对其进行积分可得 $A'(\theta-\varphi)$,再进行跟踪速率调整,经过压控振荡器 (Voltage Controlled Oscillator, VCO) 和闭环跟踪控制后,可使 $\theta-\varphi=0$,实现解调角位置 φ 跟踪旋变角位置 θ 。

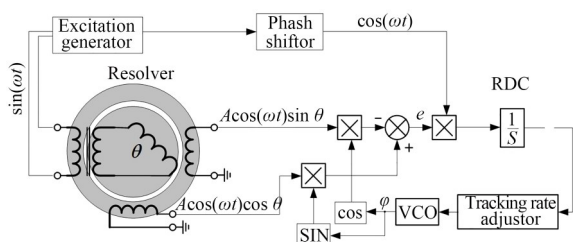


图 1 跟踪式 RDC 解调原理图

Fig. 1 Demodulation principle Diagram of Tracking RDC

3 旋变误差分析

跟踪式解调是在假定旋变输出正余弦信号包络是等幅、正交的基础上进行的。但受加工、装配误差和磁场畸变等因素影响,旋变输出正余弦信号存在幅值不一致、非理想正交的情况。同时,RDC 对旋变输出正余弦信号进行处理时亦存在非等幅放大及相位偏移的问题。这均会产生旋变幅值误差和正交误差等二次谐波误差。

3.1 旋变幅值误差

幅值误差是由旋变正余弦输出信号幅值不同和 RDC 对正余弦信号放大系数不同引起的误差。

假定以旋变输出正弦信号的幅值 A_1 为基准,旋变输出余弦信号幅值为 $A_1(1+\delta_1)$ 。以 RDC 对正弦信号的放大倍数值 A_2 为基准,RDC 余弦输入信号放大倍数为 $A_2(1+\delta_2)$ 。旋变正弦信号综合放大倍数为 $A_1 \times A_2 = A$,余弦信号

综合放大倍数为 $A_1(1+\delta_1) \times A_2(1+\delta_2) = A(1+\delta)$ 。则有 RDC 跟踪误差 e 为:

$$e = K(\sin\theta\cos\varphi - (1+\delta)\cos\theta\sin\varphi), \quad (1)$$

其中: δ 为幅值误差, φ 为 RDC 解调角位置, θ 为旋变实际角位置, $K = A\cos(\omega t) \times \cos(\omega t)$,因 δ 远小于 1,式(1)化简为:

$$e = K\left(\left(1 - \frac{\delta}{2}\right) \times (\theta - \varphi) - \frac{\delta}{2} \sin(2\theta)\right). \quad (2)$$

RDC 闭环控制后,跟踪误差 e 趋于零,解调角位置 φ 变为:

$$\varphi = \theta - \frac{\delta}{2 - \delta} \sin(2\theta). \quad (3)$$

因此,由幅值误差 δ 导致的 RDC 角度解算误差为:

$$\frac{\delta}{2 - \delta} \sin(2\theta). \quad (4)$$

又因 δ 远小于 1,式(4)简化为:

$$\frac{\delta}{2} \sin(2\theta). \quad (5)$$

对应的角速度误差为:

$$\delta\dot{\theta}\cos(2\theta). \quad (6)$$

由式(6)可见,由幅值误差导致的角速度误差也是周期性误差,误差频率为角速度的 2 倍,误差大小为角速度与幅值误差的乘积。

3.2 旋变正交误差

正交误差是指由旋变正余弦输出信号不正交和 RDC 采样相位差造成的旋变测量误差。

假定以旋变输出正弦信号为基准,旋变输出余弦信号的相位偏移为 $\Delta_{1\theta}$ 。以 RDC 对正弦信号的采样相角基准,RDC 对余弦输入信号的相位偏移为 $\Delta_{2\theta}$ 。旋变余弦信号相位偏移为 $\Delta_{1\theta} + \Delta_{2\theta} = \Delta_\theta$,也称为旋变正交误差,则由正交误差引起的 RDC 跟踪误差为:

$$K(\sin\theta\cos\varphi - \cos(\theta + \Delta_\theta)\sin\varphi), \quad (7)$$

其中: Δ_θ 为正交误差, φ 为 RDC 解调角位置, θ 为旋变实际角位置, $K = A\cos(\omega t) \times \cos(\omega t)$,因 Δ_θ 远小于 1,则式(7)化简为:

$$K\left(\sin(\theta - \varphi) - \frac{\Delta_\theta(1 - \cos(2\theta))}{2}\right). \quad (8)$$

RDC 闭环控制后,公式(8)趋于零,则解调角位置 φ 为:

$$\varphi = \theta - \frac{\Delta_\theta(1 - \cos(2\theta))}{2}. \quad (9)$$

因此,由旋变正交误差 Δ_θ 导致的RDC角位置解算误差为:

$$\frac{\Delta_\theta(1 - \cos(2\theta))}{2}. \quad (10)$$

对应角速度误差为:

$$\Delta_\theta \dot{\theta} \sin(2\theta). \quad (11)$$

由上式可见,正交误差引起的角速度误差也是周期性误差,误差频率为角速度的2倍,误差大小为角速度与相角误差的乘积。

幅值误差、正交误差等反应在速度频谱上表现为旋变转频的二倍频,统称为二次谐波误差,其为旋变测角误差的主要成分,占比达到85%以上^[10]。

4 二次谐波误差校正方法

旋变二次谐波角速度误差可用下式表示

$$A_{cs} \dot{\theta} \cos(2\theta + \alpha), \quad (12)$$

其中: A_{cs} 为误差幅值, α 为初始相角, $\dot{\theta}$ 为角速度。

由第3节旋变误差分析可知,旋变幅值误差 $\delta \dot{\theta} \cos(2\theta)$ 和正交误差 $\Delta_\theta \dot{\theta} \sin(2\theta)$ 是互不相关的二次谐波角速度误差。反过来讲,对旋变输出正余弦信号的幅值之比进行调节,假设调节量为 A_{cos} ,则可产生二次谐波角速度误差的余弦校正量为:

$$A_{cos} \dot{\theta} \cos(2\theta). \quad (13)$$

对旋变输出正余弦信号的相位偏移进行调节,假设调节量为 A_{sin} ,可产生二次谐波角速度误差的正弦校正量:

$$A_{sin} \dot{\theta} \sin(2\theta). \quad (14)$$

因余弦校正量和正弦校正量互不相关,可分别进行校正,即:

$$A_{cs} \dot{\theta} \cos(2\theta + \alpha) = A_{cos} \dot{\theta} \cos(2\theta) + A_{sin} \dot{\theta} \sin(2\theta). \quad (15)$$

由式(15)解算,当 A_{cos} 和 A_{sin} 满足如下条件时:

$$\begin{cases} A_{cos} = A_{cs} \cos \alpha \\ A_{sin} = -A_{cs} \sin \alpha \end{cases}, \quad (16)$$

可实现对二次谐波角速度误差的校正。

4.1 幅值误差校正

在旋变余弦输出信号与RDC间加入幅值调

节器,如图2所示,调节系数设为 A_c ,则RDC跟踪误差由公式(1)变为:

$$e = K(\sin \theta \cos \varphi - (1 + \delta) A_c \cos \theta \sin \varphi). \quad (17)$$

RDC闭环控制后,公式(1)收敛于零,当 $A_c = \frac{1}{1 + \delta}$ 时,公式(17)变为:

$$K(\sin \theta \cos \varphi - \cos \theta \sin \varphi) = 0. \quad (18)$$

可得,RDC解调角位置 $\varphi = \theta$,解调角位置 φ 跟踪旋变角位置 θ ,由幅值误差 δ 引起的RDC角度解算误差变为零。

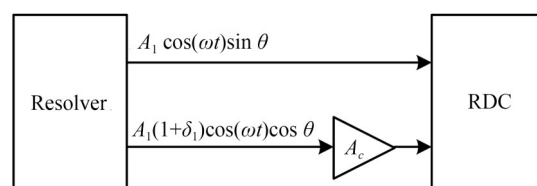


图2 旋变幅值误差校正原理图

Fig. 2 Principle block diagram of correcting amplitude error

4.2 正交误差校正

使用幅值调节器可以方便地调节旋变输出信号的幅值,实现幅值误差的校正。而在不影响幅值的前提下,难以通过单一输出信号的处理来调节旋变两个输出信号的相位差。

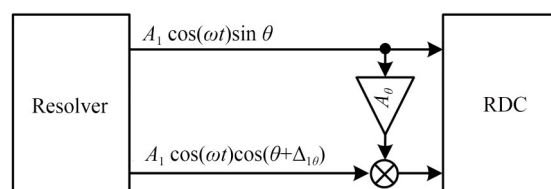


图3 旋变正交误差校正原理图

Fig. 3 Principle block diagram of correcting quadrature error

为此,提出一种交叉调节方法,如图3所示,将旋变输出正弦信号乘以正交校正系数 A_θ 与旋变输出余弦信号相加后,引入到RDC余弦输入端,正交误差引起的RDC跟踪误差由公式(7)变为:

$$K(\sin \theta \cos \varphi - (\cos(\theta + \Delta_\theta) + A_\theta \sin \theta) \sin \varphi). \quad (19)$$

因 Δ_θ 远小于1,式(19)可化简为:

$$K(\sin \theta \cos \varphi - \cos \theta \sin \varphi + (\Delta_\theta - A_\theta) \sin \theta \sin \varphi). \quad (20)$$

由旋变正交误差 Δ_θ 导致的 RDC 角位置解算误差为:

$$(\Delta_\theta - A_\theta) \sin \theta \sin \varphi. \quad (21)$$

当正交校正系数为 A_θ 等于旋变正交误差 Δ_θ 时,可实现正交误差校正。

4.3 误差校正参考

上文讲述了二次谐波误差的校正方法。而观测误差是校正误差的前提。在此提出一种测角谐波误差自校正方法,无需第三方高精度测角传感器标定。首先,控制框架电机匀速旋转,则旋变二次谐波误差频率固定,为转频的 2 倍。根据定常线性系统的频率保持性,旋变二次谐波误差频率反应在转速频谱上也为转频的 2 倍,且此频率的幅值可表征旋变二次谐波误差大小。

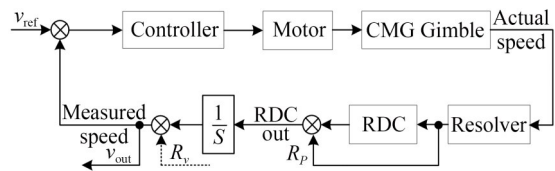


图 4 基于旋变测角的伺服控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of servo control system using resolver

图 4 所示为基于旋变测角的伺服控制系统, R_p 为二次谐波测角误差, R_v 为等效二次谐波角速度误差, v_{out} 为根据 RDC 测角进行微分得到的角速度, $C(s)$ 为 R_v 到 v_{out} 的传递函数, 则 v_{out} 中 R_v 引起的误差成分为:

$$v_{out_Rv} = R_v C(s). \quad (22)$$

设定伺服系统指令角速度为 ω , 带入公式 (12), 则有旋变二次谐波角速度误差为:

$$R_v = A_{cs} \omega \cos(2\omega t + \alpha). \quad (23)$$

传递函数 $C(s)$ 在 2ω 处的频率特性可表示为:

$$C(j2\omega) = A(2\omega) e^{j\varphi(2\omega)}. \quad (24)$$

将公式 (23) 和公式 (24) 带入公式 (22) 得:

$$v_{out_Rv} = A(2\omega) A_{cs} \omega \cos(2\omega t + \alpha) e^{j\varphi(2\omega)}. \quad (25)$$

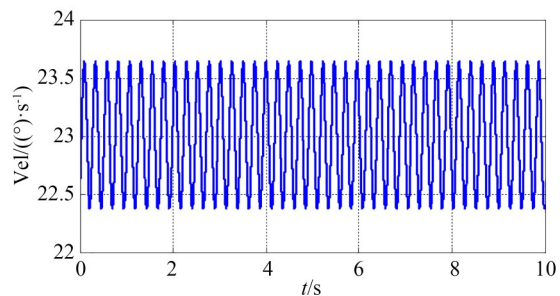
由公式 (25) 可见, 根据定常线性系统的频率保持性, 系统在简谐信号 R_v 的激励下, 所产生的稳态输出 v_{out_Rv} 也是简谐信号。对 v_{out} 其进行 FFT 变换, 在频谱结果中 v_{out_Rv} 表现为频率为 ω/π 幅值为 $A(2\omega) A_{cs}$ 的特征频率。此特征频率可表征二次谐波测角误差 R_p 的大小。在公式 (25) 中

只要获知特征频率值, 然后以频谱结果中此特征频率的幅值为参考, 分别调整幅值调节系数 A_c 和相角调节系数 A_θ , 降低直至消除旋变二次谐波误差的正弦分量和余弦分量, 进而消除旋变二次谐波误差。

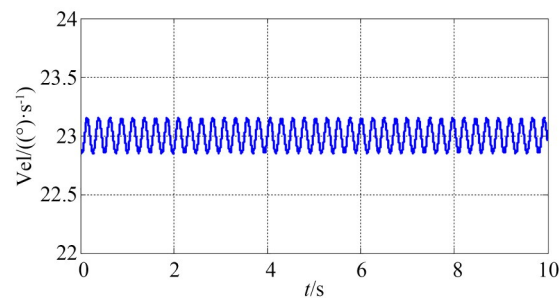
5 仿 真

按照图 4 控制系统框图, 根据第 2 节旋变解调原理建立旋变及 RDC 的仿真模型。旋变为粗精机双通道型, 精机极对数为 32。设定旋变精机幅值误差为 0.02, 正交误差也为 0.02。伺服控制器使用速度-电流双闭环控制方法, 依据 RDC 输出微分得到的检测转速与指令转速之差运算得出控制量, 控制伺服电机驱动 CMG 框架跟踪指令转速 $23 (^{\circ})/s$ 稳速旋转。

未校正的 CMG 框架转速仿真曲线图如图 5 所示, 因为旋变精机幅值误差及正交误差的存在, CMG 框架实际转速存在频率为 4.09 Hz 的波动, 波动幅值为 $0.63 (^{\circ})/s$ 。CMG 框架旋变测量转速也存在频率为 4.09 Hz 的波动, 波动幅值为 $0.15 (^{\circ})/s$ 。



(a) 实际转速
(a) Actual speed



(b) 测量转速
(b) Measured speed

图 5 未校正时 CMG 框架转速仿真曲线

Fig. 5 Simulation of CMG gimble speed without calibration

因CMG框架伺服系统以旋变测量转速作为速度反馈,旋变测量误差经伺服控制器后形成错误的控制量,进而导致CMG框架的实际转速中产生与旋变测量误差频率一致的速率波动,而此速率波动与旋变自身测量误差部分抵消,造成框架实际转速速率波动大于旋变测速速率波动。

5.1 幅值误差校正仿真

在仿真模型中增加如3.1节的幅值误差校正环节,将幅值误差校正系数 A_0 设置为 $1/1.02$,CMG框架转速仿真结果如图6所示,实际转速速率波动幅值为 $0.45(^{\circ})/s$,旋变测量转速速率波动幅值为 $0.11(^{\circ})/s$ 。速率波动量均比未校正时下降29%左右。

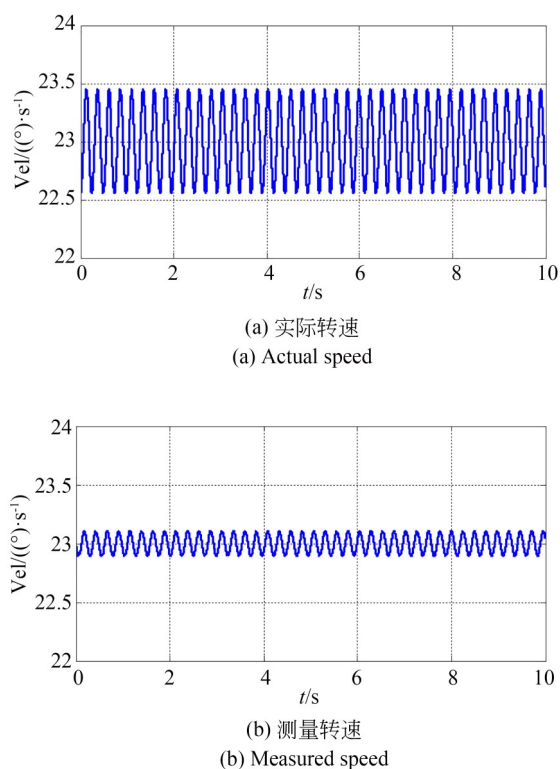


图6 幅值误差校正后CMG框架转速仿真曲线

Fig. 6 Simulation of CMG gimble speed after correcting amplitude error

5.2 正交误差校正仿真

在仿真模型中增加如3.2节的正交误差校正环节,将正交误差校正系数 A_0 设置为 0.02 ,CMG框架转速仿真结果如图7所示,实际转速波

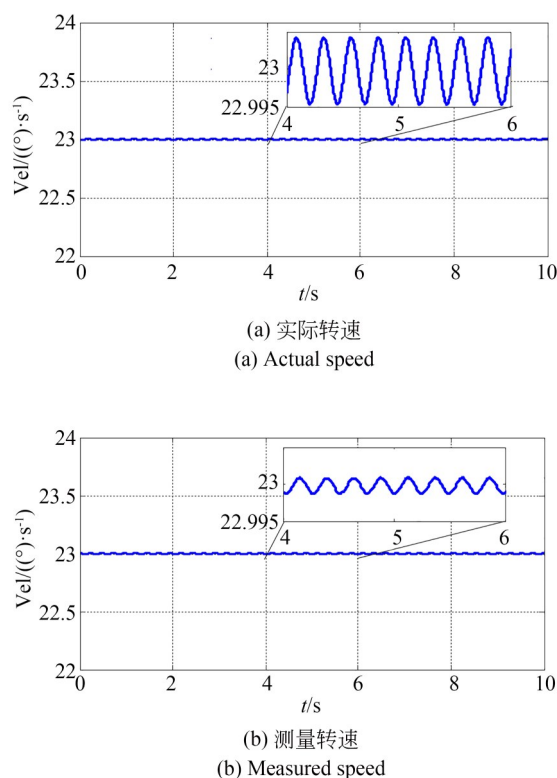


图7 正交误差校正后CMG框架转速仿真曲线

Fig. 7 Simulation of CMG gimble speed after correcting quadrature error

动幅值为 $0.0043(^{\circ})/s$,旋变测量转速波动幅值为 $0.0011(^{\circ})/s$ 。速率波动量均比未校正时下降99%以上。

6 实验

在某CMG产品上进行旋变二次谐波误差校正试验,其旋变选用粗精机双通道型,精机极对数为32。伺服控制器使用速度-电流双闭环方法,依据RDC输出经过微分器得到的检测转速与指令转速之差运算得出控制量,控制伺服电机驱动CMG框架跟踪指令转速 $23(^{\circ})/s$ 稳速旋转。

低速框架的旋变测量角速度频谱结果如图8所示,最高峰值频率为 4.09 Hz ,即为旋变测角的二次谐波误差,其幅值为 $0.1165(^{\circ})/s$ 。除二次谐波外,四次、八次谐波和电机磁槽谐波幅值也较明显。

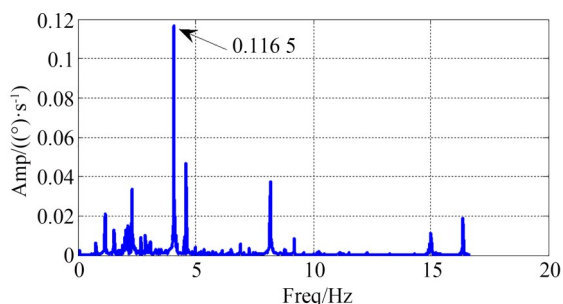


图 8 未校正时 CMG 框架旋变测量转速频谱图

Fig. 8 Spectrum curve of measured speed of CMG gimble without calibration

6.1 幅值校正

如图 9 所示,使用比例放大器搭建幅值误差校正器,放置于旋变精机正弦输出和 RDC 之间。伺服电机驱动 CMG 框架以 $23 (^{\circ})/\text{s}$ 转速旋转。对旋变测量转速进行频谱分析。调整同向放大器放大系数,使频谱结果中 4.09 Hz 频率的幅值下降到不能再小为止。此时的旋变测速曲线频谱如图 10 所示,进行幅值校正后,旋变测得的二次谐波误差幅值降为 $0.102 (^{\circ})/\text{s}$ 。

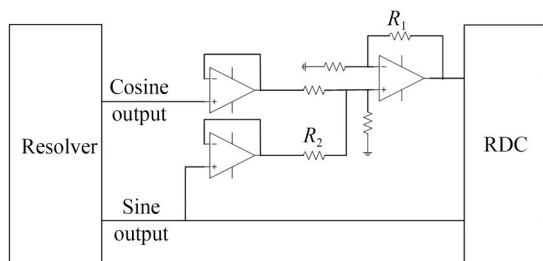


图 9 旋变误差校正结构框图

Fig. 9 diagram of resolver error corrector

6.2 正交校正

在幅值校正的基础上进行正交校正试验。如图 10 所示,使用运算放大器搭建加法器,将精机余弦输出叠加到精机正弦输出上,构成交叉调节相角校正器。伺服电机驱动 CMG 框架以 $23 (^{\circ})/\text{s}$ 转速旋转。对旋变测量转速值进行频谱分析。调整加法器中精机余弦输出的电阻阻值,即调整正交校正系数,使频谱结果中 4.09 Hz 频率的幅值下降到不能再小为止。

此时的旋变测速曲线频谱如图 11 所示,进行正交校正后,旋变测得的二次谐波误差幅值降为 $0.02506 (^{\circ})/\text{s}$,比未进行任何校正时降低 78.5% 。同时旋变四次谐波幅值比校正前也有

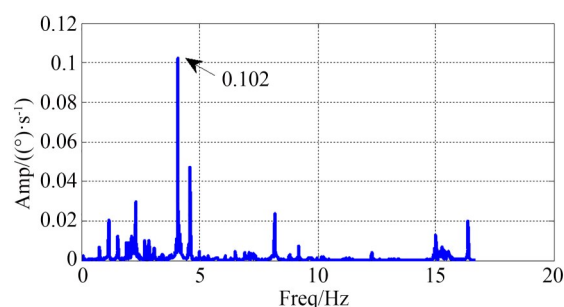


图 10 幅值误差校正后 CMG 框架旋变测量转速频谱图

Fig. 10 Spectrum curve of measured speed of CMG gimble after correcting amplitude error

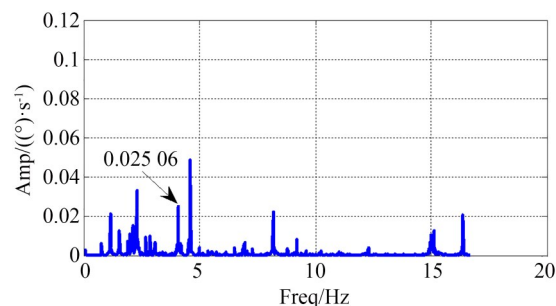


图 11 正交误差校正后 CMG 框架旋变测量转速频谱图

Fig. 11 Spectrum curve of CMG gimble's measured speed after correcting quadrature error

明显下降。存在残余二次谐波误差的原因是手动调节电位器阻值精度所限。

二次谐波误差校正前后的旋变测速曲线如图 12 所示,校正前的速率稳定度为 $0.335 (^{\circ})/\text{s}$,

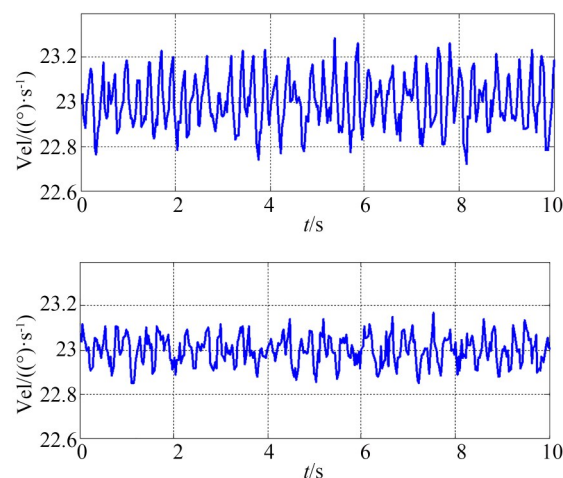


图 12 二次谐波误差校正前后的旋变测速曲线对比
Fig. 12 Comparison of measured speed before and after correcting Second harmonic error

校正后的速率稳定度为 $0.199(^{\circ})/\text{s}$,波动量降低40.5%。残余波动主要由伺服电机电磁扰动、外部扰动力矩、旋变测速噪声等引起。

7 结 论

为补偿旋变正交误差和幅值误差,本文提出了基于特征频率参考的旋变二次谐波误差自校正方法。在旋变和RDC之间加入幅值校正

和正交校正环节。控制CMG框架定转速旋转,对RDC输出进行微分得到的转速进行频谱分析。参考频谱中二次谐波幅值调整幅值校正器和相角校正器,对旋变的测角误差进行自校正。本方法在CMG产品上进行了试验,试验结果表明,旋变二次谐波测角误差幅值降低了78.5%,伺服系统速率波动量降低了40.5%。大幅提升了旋变测角精度和伺服系统的转速度稳定度。

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.
ZHANG J Y, ZHOU D N, GAO Y N. Gimbal control technique and gimbal rate measurement method for the control moment gyro[J]. *Aerospace Control and Application*, 2008, 34(2): 23-28. (in Chinese)
- [2] 李林,袁利,王立,等. 从哈勃太空望远镜剖析微振动对高性能航天器指向测量与控制系统的影响[J]. 光学精密工程, 2020, 28(11): 2478-2487.
LI L, YUAN L, WANG L, et al. Influence of micro vibration on measurement and pointing control system of high-performance spacecraft from Hubble Space Telescope[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2020, 28(11): 2478-2487. (in Chinese)
- [3] CUI Y Y, YANG Y J, ZHAO L, et al. Composite control for gimbal systems with multiple disturbances: analysis, design, and experiment[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2023, 53(8): 4789-4798.
- [4] 李海涛,侯林,韩邦成. 双框架磁悬浮控制力矩陀螺框架系统的扰动抑制[J]. 光学精密工程, 2019, 27(4): 868-878.
LI H T, HOU L, HAN B C. Disturbance rejection for the DGMSCMG's gimbal system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(4): 868-878. (in Chinese)
- [5] 陈祥文,李海涛. 带有谐波减速器的框架系统速度波动抑制[J]. 光学精密工程, 2022, 30(20): 2457-2466.
CHEN X W, LI H T. Speed fluctuation suppression of the gimbal system with harmonic drive[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2022, 30(20): 2457-2466. (in Chinese)
- [6] 鲁明,李耀华,张激扬,等. 控制力矩陀螺框架伺服系统的超低速测速方法[J]. 中国惯性技术学报, 2012, 20(2): 234-238.
LU M, LI Y H, ZHANG J Y, et al. Ultra-low speed detection method for CMG gimbal servo systems[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2012, 20(2): 234-238. (in Chinese)
- [7] 徐大林. 轴角-数字变换系统及智能型接口变换系统原理、设计与研制[D]. 南京: 东南大学, 2010.
XU D L. *The Principle, Design and Development of Shaft Angle to Digital and Intelligent Data Interface Conversion System* [D]. Nanjing: Southeast University, 2010. (in Chinese)
- [8] 许兴斗. 高频、高精度双通道旋转变压器的设计与信号处理[D]. 上海: 上海交通大学, 2008.
XU X D. *Design and Signal Disposal of the High Frequency and High Precision Two-Speed Resolver* [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2008. (in Chinese)
- [9] ALEMI-ROSTAMI M, ALIPOUR-SARABI R, REZAZADEH G, et al. Design optimization of a double-stage resolver[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(6): 5407-5415.
- [10] 肖跃华,葛永强,张渝怀. 双通道多极旋转变压器误差补偿[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(5): 573-575.
XIAO Y H, GE Y Q, ZHANG Y H. Error compensation for twin-channel multipole resolvers[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2007, 15(5): 573-575. (in Chinese)
- [11] 孙伟,高欣,王真,等. 应用于机器人关节的旋转变压器检测误差查表补偿[J]. 微特电机, 2014, 42(1): 66-68.
SUN W, GAO X, WANG Z, et al. Resolver measurement error compensation using lookup ta-

- ble applied in a robot joint [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2014, 42(1): 66-68. (in Chinese)
- [12] 李婧, 康建兵. 闭环轴角解算误差分析及精度补偿方法 [J]. 航天返回与遥感, 2014, 35(1): 97-102.
- LI J, KANG J B. Analysis and compensation of position error based on loop tracking resolver-to-digital converter [J]. *Spacecraft Recovery & Remote Sensing*, 2014, 35(1): 97-102. (in Chinese)
- [13] WU Z, LI Y L. High-accuracy automatic calibration of resolver signals via two-step gradient estimators [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(7): 2883-2891.
- [14] BUNTE A, BEINEKE S. High-performance speed measurement by suppression of systematic resolver and encoder errors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(1): 49-53.
- [15] QIN H Y, WU Z. Angle tracking observer with improved accuracy for resolver-to-digital conversion [J]. *Symmetry*, 2019, 11(11): 1347.
- [16] GUO M S, WU Z, QIN H Y. Harmonics reduction for resolver-to-digital conversion via second-order generalized integrator with frequency-locked loop [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 21(6): 8209-8217.
- [17] WANG R, WU Z, SHI Y L. Suppressing harmonics in resolver signals via FLL-based complementary filters [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 158402-158411.
- [18] JANG P, LEE T, HWANG Y, *et al.* Quadrature demodulation method for resolver signal processing under different sampling rate [J]. *IEEE Access*, 2021, 10: 7016-7024.

作者简介:



王英广(1985—),男,山东兖州人,博士,高级工程师,2014年于北京航空航天大学获得博士学位,主要从事航天器执行机构高精、高稳、高可靠控制方面的研究。E-mail: wangyingguang_2005@126.com



张激扬(1970—),男,黑龙江人,博士,研究员,2015年于北京航空航天大学获得博士学位,主要从事航天器控制执行机构方面的研究。E-mail: zjy_wsy@sina.com.cn