

文章编号 1004-924X(2008)11-2151-07

实时特征级数据融合系统在光电经纬仪上的应用

程国英^{1,2}, 张淑梅¹, 蔡 盛^{1,2}, 高慧斌¹, 乔彦峰¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要:为满足含有多个成像系统的光电经纬仪跟踪实时性的要求, 保证其跟踪的精度与可靠性, 设计并研制了符合 MIMD 架构的计算系统。对经纬仪预测滤波、数据融合问题进行了理论推导, 证明该算法需要大量的数值计算。为满足上述计算要求, 开发出一套具有双 DSP, 单 FPGA 的 3 个运算单元的专用并行计算系统, 分析了每个运算单元实时运算的时间开销。仿真实验表明, 在具有 3 个成像系统的光电经纬仪中, 当 CCD 采样频率为 50 Hz 时, 光电编码器采样频率为 800 Hz, 该系统可以满足 1.25 ms 的实时性要求。

关键词:光电经纬仪; 光电跟踪; 数据融合; 并行计算; 实时性

中图分类号: V556; TP391.4 **文献标识码:** A

Application of real-time feature level multi-sensor data fusion system to photoelectric theodolite

CHENG Guo-ying^{1,2}, ZHANG Shu-mei¹, CAI Sheng^{1,2}, GAO Hui-bin¹, QIAO Yan-feng¹

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China*; 2. *Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: In order to satisfy the requirement of real-time tracing for photoelectric theodolite with multi imaging systems and to guarantee tracing precision and reliability, a new servo-control system according to Multiple Instruction Multiple Data Stream (MIMD) structure was proposed. The predictive filtering and data fusion of theodolite was derived theoretically. The results show that solution of data fusion needs a vast amount of numerical calculations. In order to satisfy the calculation requirement, a special parallel calculation system with three arithmetic units, two DSPs and a single FPGA was developed. The time outgoing of real-time calculation for each calculation unit was analysed. The simulation results show that the system can achieve 1.25 ms operation time in real-time for the theodolite with three imaging systems, while the CCD sampling frequency is 50 Hz and sampling frequency of photoelectric encoder is 800 Hz.

Key words: photoelectric theodolite; photoelectric tracing; data fusion; parallel calculation; real-time

1 引言

随着光电经纬仪应用领域不断扩展,被跟踪对象机动性增强,对经纬仪性能要求越来越严格。为保证跟踪的可靠性,提高跟踪精度,确保在单个或几个(不是全部)成像系统失效的情况下仍能跟踪目标,数据融合^[1]这一理念被引入经纬仪中。

在光电领域的数据融合,国内外都进行了大量的尝试与探索^[2-4],并把某些成果应用于工程实践当中^[5-6]。目前对光电经纬仪数据融合方面的研究大多处于数据融合的最高等级—决策级方面。对于属于中间层次,可实现大量的数据压缩,有利于实时处理的特征级数据融合,在国内研究较少^[7],并且尚不深入。现阶段经纬仪的运算单元主要采用嵌入式工控机,若采用 DOS 操作系统,虽然可以保证其系统的实时性,但只能工作在单进程的方式下,在需要多进程工作环境下会带来不便。如果采用通用操作系统,将不符合实时性的要求。所以,现阶段实时特征级融合的难点为设计符合实时运算的专用计算系统,以保证其运算的实时性,可靠性。

基于上述原因,本文从特征级数据融合入手,软硬件协同设计。针对含有多路成像系统的经纬仪,以其脱靶量为主要研究对象,对其进行实时数据融合,形成“合成”的位置信息,构成等效复合控制系统,对光电经纬仪进行控制,以提高跟踪的精度和可靠性。

2 多传感器融合在光电经纬仪中的应用原理

2.1 光电经纬仪跟踪原理简述

光电经纬仪是三轴随动跟踪系统。如图 1 所示,经纬仪的轴系统由方位轴,俯仰轴,光轴 3 个轴系统组成^[8]。其中在水平面内旋转的是方位轴,在竖直平面内旋转的是俯仰轴,主镜的中心延长线被称为光轴。而被跟踪物体在主镜上的投影线所形的瞄准轴,不属于经纬仪轴系范围。

由于跟踪误差的存在,瞄准轴和光轴并不重

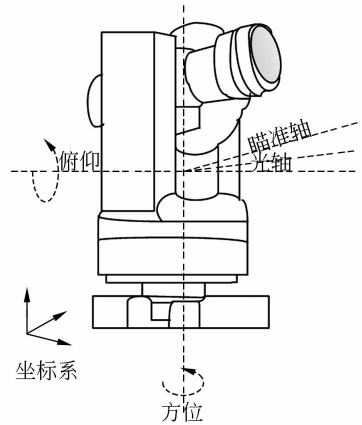


图 1 光电经纬仪轴系示意图

Fig. 1 Shaft system of photoelectric theodolite

合,而是存在着偏差,被称为脱靶量,记为 Δy 。由其定义可知,其为二维角度矢量,做如下定义:

$$\Delta y \stackrel{\text{def}}{=} \langle \Delta a, \Delta e \rangle, \quad (1)$$

其中 Δa 为方位轴(水平内)的偏差, Δe 为俯仰(竖直平面内)的偏差。由定义可知 Δa 与 Δe 为两个正交分量。

由于靶场测量需要,需要多频段光学测量,其中含有包括长波红外成像系统、中波红外成像系统、可见光成像系统在内的 3 套成像系统构成探测器,在不同的频段对目标进行跟踪,实时给出三路脱靶量。

对于经纬仪来讲,主镜中心,视场中心在经过校正后是重合的。三路成像系统在外同步信号的作用下同时对目标进行图像采集,每套成像系统 CCD 曝光需要一定时间,视频信号处理得到脱靶量处理也需要一定时间。所以,对于控制系统来讲,探测器所给的脱靶量不是当前的脱靶量,而是过去的脱靶量。在工程上,一般迟滞两帧左右。这样可以认为每路探测器都为滞后环节,所以采用预测滤波技术对测量值进行预测滤波^[9],本文主要选用的预测滤波方式为卡尔曼滤波,进而进行数据融合。

2.2 光电经纬仪脱靶量数据融合原理

以有 3 套成像系统经纬仪为例,成像系统会在外同步信号作用下进行图像采集。每套探测器在 CCD 的采样周期内给出脱靶量,由此可知,在每个采样周期,会有 3 个脱靶量信号。由 2.1 节可知,需对三路信号进行预测滤波,并进行数据融

合。卡尔曼预测、融合的原理如下。

将 3 路脱靶量信号,分别定义为, $\Delta y_1, \Delta y_2, \Delta y_3$

$$\begin{cases} \Delta y_1 = \langle \Delta a_1, \Delta e_1 \rangle \\ \Delta y_2 = \langle \Delta a_2, \Delta e_2 \rangle, \\ \Delta y_3 = \langle \Delta a_3, \Delta e_3 \rangle \end{cases} \quad (2)$$

3 路脱靶量再加上光电编码器数值即为位置信息:

$$\mathbf{Y} = [y_1 + \Delta y_1, y_2 + \Delta y_2, y_3 + \Delta y_3], \quad (3)$$

由上述定义知 X 为一行向量。

卡尔曼滤波公式:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{k+1} = \boldsymbol{\phi}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k, & k=1,2,\dots \\ \mathbf{Y}_k^i = \mathbf{H}_k^i \mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k^i, & i=1,2,3 \end{cases} \quad (4)$$

式(4)表示 k 时刻时情况,其中 \mathbf{X}_{k+1} 是状态矩阵, $\boldsymbol{\phi}_k$ 是一个 $r \times r$ 阶转移矩阵, r 的选取取决于跟踪目标的模型; \mathbf{V}_k 为过程噪声矩阵,为零均值随机变量。 \mathbf{Y}_k^i 为观测量矩阵, \mathbf{H}_k^i 为观测矩阵, \mathbf{W}_k^i 为观测噪声矩阵,为零均值的随机变量^[10]。为比较中心式和分布式的滤波性能,联合观测方程写为:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k, \quad (5)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_k = (\mathbf{Y}_k^1, \dots, \mathbf{Y}_k^3)^T \\ \mathbf{H}_k = (\mathbf{H}_k^1, \dots, \mathbf{H}_k^3)^T, \\ \mathbf{W}_k = (\mathbf{W}_k^1, \dots, \mathbf{W}_k^3)^T \end{cases} \quad (6)$$

噪声 \mathbf{W}_k 方差是

$$\mathbf{R}_k^i = \text{Cov}(\mathbf{W}_k^i), \quad i=1,2,3 \quad (7)$$

其中对于所有的 i, \mathbf{R}_k^i 都是可逆的,即 \mathbf{R}_k^i 可以是任意以满秩矩阵为对角块的 正定矩阵。第 i 个传感器局部卡尔曼滤波是:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{k/k}^i &= \mathbf{X}_{k/k-1}^i + \mathbf{K}_k^i (\mathbf{Y}_k^i - \mathbf{H}_k^i \mathbf{X}_{k/k-1}^i) = \\ & (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^i \mathbf{H}_k^i) \mathbf{X}_{k/k-1}^i + \mathbf{K}_k^i \mathbf{Y}_k^i, \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{K}_k^i = \mathbf{P}_{k/k}^i \mathbf{H}_k^{iT} \mathbf{R}_k^{i-1}, \quad (9)$$

滤波的误差方差为:

$$\mathbf{P}_{k/k}^{i-1} = \mathbf{P}_{k/k-1}^{i-1} + \mathbf{H}_k^{iT} \mathbf{R}_k^{i-1} \mathbf{H}_k^i, \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{X}_{k/k-1}^i = \boldsymbol{\phi}_k \mathbf{X}_{k-1/k-1}^i, \quad (11)$$

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{k/k}^i = \text{E}[(\mathbf{X}_{k/k}^i - \mathbf{X}_k)(\mathbf{X}_{k/k}^i - \mathbf{X}_k)^T | \mathbf{Y}_0^i, \dots, \mathbf{Y}_k^i] \\ \mathbf{P}_{k/k-1}^i = \text{E}[(\mathbf{X}_{k/k}^i - \mathbf{X}_k)(\mathbf{X}_{k/k}^i - \mathbf{X}_k)^T | \mathbf{Y}_0^i, \dots, \mathbf{Y}_{k-1}^i] \end{cases} \quad (12)$$

至此,3 个传感器的单步预测结束, $\mathbf{X}_{k/k}^i$ 即为 k 时刻的第 i 个传感器特征值的估计量。

对于上述的位置特征值进行数据融合,可以得到一个预测的信息,其中包括角位置,速度和加速度信息。

$$\boldsymbol{\mu} = \langle \mu_1, \mu_2, \mu_3 \rangle, \quad (13)$$

$$\Delta \bar{x} = \mu_1 \Delta x_1 + \mu_2 \Delta x_2 + \mu_3 \Delta x_3, \quad (14)$$

其中

$$\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 = 1, \quad (15)$$

μ_1, μ_2, μ_3 的选取与上述的预测滤波程序有关,对于本系统中输入信号,在两个采样周期内可认为其是平稳随机过程,即位置信息前一采样周期和后一采样周期含有一定的相关性,在 k 时刻,可利用 $k-1$ 时该时刻的真值与其预测值进行比较,得到各个局部卡尔曼滤波器的信息,从而确定系数矩阵 $\boldsymbol{\mu}$ 的取值。

不妨设 $y_{k-1/k-2}$ 为 $k-2$ 时刻对 $k-1$ 时刻测量量的预测值, $y_{k-1/k-1}$ 为 $k-1$ 时刻观测量的真值。

$$\mathbf{Y}_{k-1/k-2}^i = \mathbf{H}_{k-1}^i \mathbf{X}_{k-1/k-2}^i, \quad (16)$$

有 $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$, 三个标量定义如下:

$$\begin{cases} \epsilon_1 = |y_{k-1/k-1}^1 - y_{k-1/k-2}^1| \\ \epsilon_2 = |y_{k-1/k-1}^2 - y_{k-1/k-2}^2| \\ \epsilon_3 = |y_{k-1/k-1}^3 - y_{k-1/k-2}^3| \end{cases} \quad (17)$$

对上述系数矩阵 $\boldsymbol{\mu}$ 的各个分量可以表示为

$$\begin{cases} \mu_1 = \frac{\epsilon_2 \epsilon_3}{\epsilon_1 \epsilon_2 + \epsilon_1 \epsilon_3 + \epsilon_2 \epsilon_3} \\ \mu_2 = \frac{\epsilon_1 \epsilon_3}{\epsilon_1 \epsilon_2 + \epsilon_1 \epsilon_3 + \epsilon_2 \epsilon_3} \\ \mu_3 = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2}{\epsilon_1 \epsilon_2 + \epsilon_1 \epsilon_3 + \epsilon_2 \epsilon_3} \end{cases} \quad (18)$$

从上述推导过程可以看出,预测滤波和融合需要大量的数值计算。为此,本文专门设计了一款具有 3 个运算单元的并行处理系统,以满足光电跟踪的实时性要求。

3 并行计算系统设计

3.1 并行计算系统原理分析

对于多处理机结构, Flynn 在其著作着重提

出两种并行结构^[11]:单指令多数数据流(SIMD)、多指令多数数据流(MIMD)。

对于单指令多数数据流系统,单指令控制下的阵列机可以实现空间的并行性,这种结构对于多假设属性组合运算是最为合适的,能够在大型向量的所有分量上完成相同的运算,还可以提供联想处理有力和高速存取数据的能力。对于多指令多数数据流系统,可以实现时间和空间的双重并行性。对于紧耦合系统,能够实现并行地独立地运算和直接数据交换。而对于松耦合系统,各个处理机之间松散地结合在一起,很容易把多个可分离的功能分配给各个独立的处理机,容易实现状态估计。其缺点为结构复杂,设计较为困难。

上述的光电跟踪系统中首先要进行预测滤波,进而进行多传感器数据融合,这种大型复杂的计算在 SIMD 架构下运行并不有效。为保证系统的可靠性,传感器处理机和数据处理机之间的互联结构应有利于实现系统的功能冗余。传感器与处理机之间,处理机与处理机之间应该有数据重新选择路由的灵活性。基于以上原因,虽然 MIMD 结构复杂,设计较为困难,但其易于实现状态估计,容易把各部分功能分配给单独的运算单元,且结构可靠,灵活性强。所以,本文设计并研制了符合 MIMD 架构的并行计算系统。

3.2 并行计算系统结构设计

本文第 2 节叙述了光电经纬仪在跟踪测量中的计算过程,其中含有大量的乘加运算,矩阵运算。这需要专用的运算单元,本文选用两片 TI 公司生产的高性能数字信号处理专用芯片(DSP) TMS320C6416 作为主计算单元,它系统频率达 720 MHz,两个乘法累加单元在每个时钟周期内分别能进行 4 组 16 位乘加运算,完全可实现预测滤波程序。选用了 XILINX 公司生产的一款 Virtex 4 系列高端 FPGA XC4VFX20,其嵌入了 PowerPc 内核,含有二十万门逻辑运算单元;主要完成数据融合计算和控制算法,实现高精度光电跟踪。

图 2 所示为并行计算结构拓扑图。3 个运算单元通过多通道缓冲串行口(MCBSP)实现了互联,可以实现少量数据的实时传输,对于大量的突发的数据交换,可以通过 DSP 与 FPGA 共用存

储,可以访问公共的存储空间的方式转换,实现了运算处理的功能冗余,提高了计算系统的可靠性,可实现运算数据流路由的灵活选取。

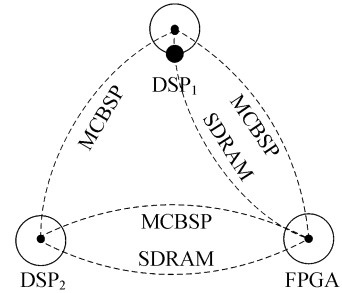


图 2 并行计算系统空间互联拓扑结构

Fig. 2 Space interconnects topology of parallel computing system

3.3 并行计算系统数据信号流说明

对于上述的某型号经纬仪,三路成像系统的 CCD 同时工作,在其采样周期内,每路成像系统所对应的探测器给出滞后的脱靶量信息。方位、俯仰两路光电编码器在其采样时间内也实时给出编码器的角度信息。脱靶量信息与编码器信息合成,即为位置信息,脱靶量信息也可以认为是位置环路的误差信息。

三路脱靶量信息和两路光电编码器信息通过 RS422 串行口引入系统中,在 DSP₁ 内部首先要进行预处理,主要是对光电编码器信息进行野值剔除。在经过卡尔曼预测滤波计算以后,三路经过预测的脱靶量信息和两路光电编码器信息进入到 FPGA 中,进行多传感器数据融合和控制运算。在 FPGA 内部可以产生的 PWM 波,控制经纬仪的直流电机,实现高精度光电跟踪。

DSP₂ 的工作是与外引导数据进行比对,对上述算法结果进行验证,对于本系统来讲,对实时性影响不大。

4 并行计算系统的实验设计

如图 3 所示,选用基于卡尔曼预测滤波的方式,导出跟踪对象的角速度,再经过数据融合,以顺馈的形式引入到速度回路中。由控制理论可知,增加的顺馈不会对系统的稳定性有影响^[8]。

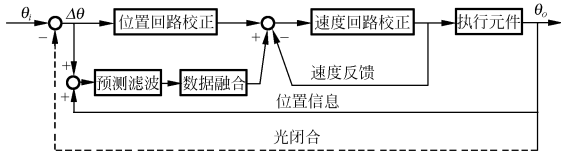


图 3 带有传感器融合的控制框图
Fig. 3 Diagram of sensor fusion control

为验证本系统的性能,采用了如上图所示的控制系统进行实验验证,对并行硬件系统的实时性进行分析。

选取加速度是二阶多项式的辛格模型作为机动目标的数学模型,该模型考虑到了空中目标的快速性和机动性,以及目标在大气中受到各种干扰而产生无意识机动等客观事实。该模型的状态方程可用如下所示的方程组来表示^[8]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{\tau_m}x_3 + J(t) \end{cases}, \quad (19)$$

式中: τ_m 为目标的机动时间;

$J(t)$ 为白噪声干扰;

τ_m 在本文中选取为 10 s。

由于辛格系统为三阶系统,对于卡尔曼滤波器中状态转移矩阵 ϕ_k 可以选取为:

$$\phi_k = \begin{bmatrix} 1 & T_c & a(k) \\ 0 & 1 & \beta(k) \\ 0 & 0 & \gamma(k) \end{bmatrix}, \quad (20)$$

其中 T_c 为采样频率,

$$\begin{cases} \gamma(k) = e^{-kT_c/\tau_m} \\ \beta(k) = \tau_m/[1-\gamma(k)] \\ \alpha(k) = \tau_m^2[\gamma(kT_c) + kT_c/\tau_m - 1] \end{cases}. \quad (21)$$

观测阵为

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

事后协方差矩初始值设为:

$$P = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 8 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

在 DSP1 内部执行预测滤波程序。在 FPGA 内部进行数据融合。

5 实验及结果分析

为验证本系统的性能,应用周期为 5 s,距离为 15 m 的光学靶标的测量数据进行仿真实验,图 4 为所得的跟踪曲线。从图中可以看出,预测滤波的跟踪精度比传统的速度加速度滞后补偿系统要高,但在跟踪过程中有抖动的现象发生。

图 5 为在跟踪平稳 5 s 后,人为地使经纬仪中波红外失效,可以看出,在其后一段时间会有跟踪误差变大的情况发生,不过其后的跟踪仍能保证精度。

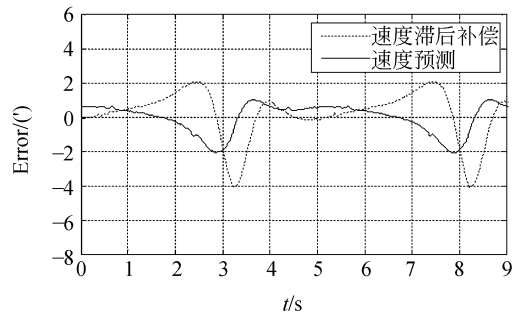


图 4 跟踪误差曲线比较

Fig. 4 Comparison of tracing error

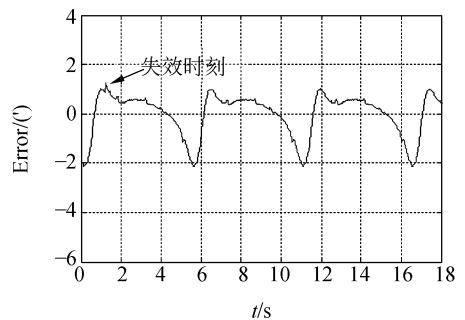


图 5 中波红外探测器失效跟踪误差图

Fig. 5 Failure tracing error for mid-infrared detector

表 1 为进行一次预测滤波和传感器融合在各个运算单元所占用的时间。可以看出,由于系统进行滤波程序需要大量的矩阵运算,所以占用时间较多。但整个运算过程的时间控制在 1.25 ms 以内,可达到实时性指标。

表 1 程序运行占用时间表

Tab. 1 Program run time table

DSP 运行程序	FPGA 程序
运算占用周期:420	运算占用周期:30
占用时间: 0.583 ms	占用时间:0.060 ms
通讯占用周期:20	通讯占用周期: 8
占用时间: 0.028 ms	占用时间: 0.016 ms
合计:	0.683 ms

6 结 论

文章介绍了以脱靶量为特征值进行数据融合的方法,对具有三路成像系统位置信息的预测和融合进行了数学推导,在其求解过程包含了大量的数值运算,基于以上原因,设计了并行计算系统,通过实验证明,该系统能够保障 CCD 采样频率为 50 Hz,光电编码器采样频率为 800 Hz 的实时性要求,其运算时间 <1.25 ms,满足实时性要求。

参考文献:

- [1] LUCIEN W. Some terms of reference in data fusion[J]. *IEEE transact geoscience and remote sensing*,1999,37(3): 1190-1193.
- [2] LAWRENCE A K. 多传感器数据融合理论与应用[M]. 北京:北京理工大学出版社,2004.
LAWRENCE A K. *Sensor and Data Fusion Concepts and Applications* [M]. Beijing:Beijing Institute of Technology Press,2004. (in Chinese)
- [3] 贺明科. 多传感器目标跟踪中的数据融合技术研究 [D]. 长沙:国防科学技术大学,2002.
HE M K. *Data fusion technolgy reseach in sensors target tracking*[D]. Changsha:National University of Defense Technology,2002. (in Chinese)
- [4] FANG ZH H, CHEN T, ZHAI B CH, *et al.*. Architectures and application of data fusion system based on neural system evolution[J]. *SPIE*, 2002,4787:236-243.
- [5] 谭振江. 多传感器光测系统数据融合技术的应用研究[D]. 长春:中国科学院长春光机精密机械与物理研究所, 2003.
TAN ZH J. *Reasearch of data fusion techenologe applied in the multi-sensors optics* [D]. Changchun:Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,2003. (in Chinese)
- [6] 吴能伟, 陈涛. 电视经纬仪异面交会测量的误差分析[J]. *仪器仪表学报*,2007,28(4):173-174.
WU N W, CHEN T. Error analysis of television theodolite different surface rendezvous survey [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2007,28(4):173-174. (in Chinese)
- [7] 田广元. 基于 ipc 平台的高性能数字控制器研究[D]. 西安:中国科学院西安光学精密机械研究所,2005.
TIAN G Y. *High performance digit controller research based on ipc platform*[D]. Xi'an:Xi'an Institute of Optics, Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences,2005. (in Chinese)
- [8] 范大鹏, 张智永, 范世询, 等. 光电稳定跟踪装置的稳定机理分析研究[J]. *光学 精密工程*,2006,14(4):673-679.
FAN D P, ZHANG ZH Y, FAN SH X, *et al.*. Research of basic principles of E-O stabilization and tracking devices [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006,14(4):673-679. (in Chinese)
- [9] 李文军, 陈涛. 基于卡尔曼滤波器的等效复合控制技术研究[J]. *光学 精密工程*,2006,14(2):279-284.
LI W J, CHEN T. Equivalent combined control technique based on Kalman filte[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006,14(2):279-284. (in Chinese)
- [10] 邓自立. 最优估计理论及其应用[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2005.
DENG Z L. *Optimal Estimation Theory with Applications* [M]. Harbin: Harbin Instirute of Technology Press, 2005. (in Chinese)
- [11] FLYNN M J. Very high-speed computing systems[J]. *IEEE*, 1966,54(4):1901-1909.

- [12] 张智永,范大鹏,范世询. 光电稳定跟踪装置的控制系统设计[J]. 光学精密工程,2006,14(2):681-688.
ZHANG ZH Y,FAN D P,FAN SH X. Servo system design for E-O stabilization and tracking devices[J]. *Opt. Precision Eng.*,2006,14(2):681-688. (in Chinese)

作者简介:程国英(1980—),男,博士研究生,主要从事精密跟踪伺服控制技术,高速数字信号处理技术,多传感器数据融合技术等方面的研究;E-mail:chenggy1980@163.com

高慧斌(1963—),男,研究员,博士生导师,主要从事光电测量控制仪器伺服控制技术及光电测控系统集成技术的研究。

通讯作者:张淑梅(1964—),女,研究员,主要从事大型光电经纬仪伺服控制,动基座经纬仪伺服控制的研究。E-mail:zhangsm_ciomp@yahoo.com.cn

●下期预告

圆柱形三自由度超声电机输出性能的仿真设计

李志荣¹,黄卫清²,赵淳生²

(1. 苏州市职业大学 机电工程系,江苏 苏州 215104;

2. 南京航空航天大学 精密驱动研究所,江苏 南京 210016)

研制了一种基于两个二阶弯振模态和一个一阶纵振模态的圆柱形三自由超声电机。其定子的长度、直径和质量分别为 20 mm, 56 mm 和 130 g。其转子的直径为 25mm。转子绕 x 、 y 和 z -轴的空载转速分别为 $33 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 、 $35 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 和 $66 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$,堵转矩分别为 24.8、36.6 和 $30.2 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 。根据圆柱形三自由超声电机的结构和工作原理,建立了其输出性能的仿真数学模型。建立模型的思路是:用有限元方法对定子进行结构动力学分析,得到定子上各驱动点的工作频率和工作振幅;计算驱动点的位移和速度;假设定子和转子是弹性接触的,即定、转子之间的接触点由一系列弹簧相连接;根据定、转子的相对运动和胡克定理,计算出每个接触弹簧的变形和弹性力;计算定、转子之间的摩擦力;进而计算出电机的输出力矩、功率损失和驱动效率。根据所建立的数学模型,用 MATLAB 软件编制了仿真设计程序,计算出电机的输出性能,并与实验结果进行了比较和分析。实验表明:当输出转矩较小时,仿真结果与实验结果符合良好;随着输出转矩的增加,二者之间的误差逐渐增大,而且实验值小于仿真值。实际输出性能的下降是由定、转子之间的打滑造成的。电机输出性能仿真的实现,将为电机的性能预估和优化设计打下理论基础。