

星上定标系统探测器高精度信号处理电路的实现

李东景^{1,2}, 于平¹, 李先锋¹, 赵昶宇^{1,2}

(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:针对星上定标系统对探测器信号处理的技术要求,采用高精度模数转换器件—VFC型A/D转换器AD650设计了一种从光电流转换为频率输出的高性能转换电路。以硅陷阱探测器为基础研制了标准探测器,介绍了标准探测器的组成及光学原理,说明了VFC型A/D转换电路的设计思想和实现方法。该电路利用积分原理,将输入电压(或电流)转换成频率输出,脉冲频率与输入电压(或电流)成比例,其精度高、线性度好,转换位数与速度可调,与CPU连线很少。对光谱辐亮度的探测实验表明,以此原理设计的电路其输出频率非线性误差为0.23%,非稳定性误差为0.020%/h,结果满足系统设计要求。

关键词:标准探测器;U/F转换;AD650;信号处理

中图分类号:V423.6 **文献标识码:**A

Realization of high precision signal processing circuit for spaceborne calibration detector

LI Dong-jing^{1,2}, YU Ping¹, LI Xian-feng¹, ZHAO Chang-yu^{1,2}

(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: By using a high-precision analog-to-digital conversion circuit, VFC-type A/D converter-AD650, a kind of high-performance conversion circuit was designed to convert a photocurrent signal to a frequency signal for the detector calibration in a spaceborne camera. The components and optic principles of the standard detector based on a Si trap detector were described and the design of the VFC-A/D conversion circuit were introduced in detail. Based on the integral principle, the input voltage (or current) was inverted into the frequency output in proportion to the input voltage (or current), which was characterized not only by its high accuracy and good linearity but also by its fewer connection lines and adjustable conversion digits and velocities. The experiment results for the spectral radiance detection show that the nonlinear error and the stability error of the output frequency are less than 0.23% and 0.020%/h, respectively. These results meet the design

requirements.

Key words: Standard detector; U/F conversion; AD650; signal processing

1 引言

在星上定标系统中标准探测器要实现的功能是检测星上定标积分球的稳定性和辐亮度。因此,设计探测器信号处理电路并提高信号处理精度显得尤为重要。

星上定标探测器信号处理电路中,A/D转换器的选择直接影响系统的精度及硬件组成。传统电路用到的A/D转换器是逐次比较式和双积分式。逐次比较式处理速度快,采用二进制输出,与CPU之间的连线多、转换位数也多、成本也相应增加;双积分式以二进制或BCD码的形式输出,精度高、抗干扰能力强、价格便宜,但转换速度较低。

本文介绍了电压转换频率(VFC式)的AD转换电路,该电路利用积分原理,将输入电压(或电流)转换成频率输出,脉冲频率与输入电压(或电流)成比例,其精度高、线性度好、转换速度居中、转换位数与速度可调、与CPU的连线最少,且增加转换位数时不会增加与CPU的连线。考虑实际使用的要求,本课题基于VFC式A/D转换电路核心元件选用AD公司的AD650设计了星上定标系统探测器的信号处理电路并进行了数据采集实验,系统的分辨率和线性度均满足探测器要求。

2 星上定标系统探测器

以硅陷阱探测器为基础研制了标准探测器。标准探测器直接安装在积分球壳的侧壁,与积分球成为一体。探测器的核心是由3片硅光电二极管构成的陷阱式光辐射探测器,其工作原理如图1所示。

入射光在陷阱探测器的3个光敏面上依次经历了5次反射后沿原路返回,这种设计的优点是:(1)总反射率大为降低,约为单片硅探测器反射率的1%,光敏面反射损失所引起的测量不确定

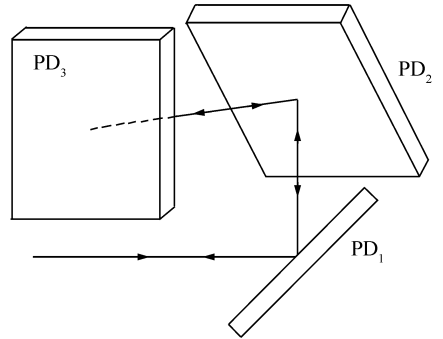


图1 陷阱探测器的工作原理

Fig. 1 Principle of trap detector

度随之大大降低;(2)第一、二片硅探测器的入射面相互垂直,入射角相等,第三片硅探测器正入射,从而保证了探测器对入射光的偏振状态是非常敏感的;(3)多次反射提高了光电转换效率和灵敏度。

陷阱探测器本身是辐射功率的标准探测器。为实现辐亮度测量,需要加入视场光阑和孔径光阑,如图2所示。在陷阱探测器接收光敏面前面固定位置处安装孔径光阑及视场光阑以限制探测器接收光通量面积及接收立体角。

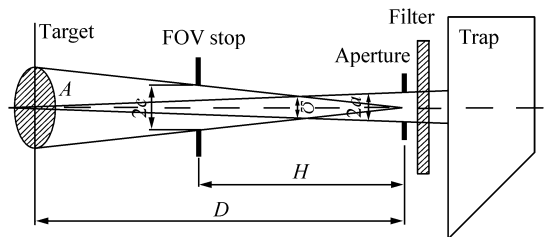


图2 标准探测器的原理示意图

Fig. 2 Schematic diagram of standard detector

探测器的输出电流有如下公式:

$$I = \int_{\Delta\lambda} \Phi(\lambda) R_{\phi}(\lambda) d\lambda = \int_{\Delta\lambda} L(\lambda) A \Omega \cdot R_{\phi}(\lambda) d\lambda, \quad (1)$$

其中 $\Phi(\lambda)$ 是探测器实际接收到的光谱辐射功率, R_{ϕ} 是陷阱探测器的功率响应率, $L(\lambda)$ 是入射

光谱辐亮度, A 是探测器的视场面积, Ω 是接收立体角, $\Delta\lambda$ 是硅光电二极管的光谱响应带宽。

探测器测得的等效光谱辐亮度为:

$$L^e(\Delta\lambda) = \frac{\int_{\Delta\lambda} L(\lambda) A \Omega \cdot R_{\phi}(\lambda) d\lambda}{A \Omega \int_{\Delta\lambda} R_{\phi}(\lambda) d\lambda} = \frac{I}{A \Omega \int_{\Delta\lambda} R_{\phi}(\lambda) d\lambda}, \quad (2)$$

根据图 1 所示的几何关系, 视场面积 $A = \pi (D \tan \theta_v)^2 = \pi (Dc/H)^2$, 接收立体角 $\Omega = \pi a^2/D^2$, 因此可得几何量因子:

$$A \Omega = (\pi ac/H)^2, \quad (3)$$

其中 a, c, H 分别是孔径光阑半径、视场光阑半径和这两个光阑之间的距离。

探测器光电转换流程如下: 首先硅光电二极管产生的光电流信号经第一级 I/U 变换电路输出负电压信号, 再经第二级电压放大输出正向电压。电压频率转换器将模拟输入信号转换为与其电压幅值对应的频率输出信号, 它是模数转换器的另一种形式, 是一种输出频率与输入信号成正比的电路。放大器最终满量程电压输出为 10 V, 根据设计要求对应满量程频率输出为 100 kHz。探测器处理电路原理框图如图 3。为保证电路的稳定性和抗干扰性, 输入电路的电源都经稳压电路后再为电路中器件供电。

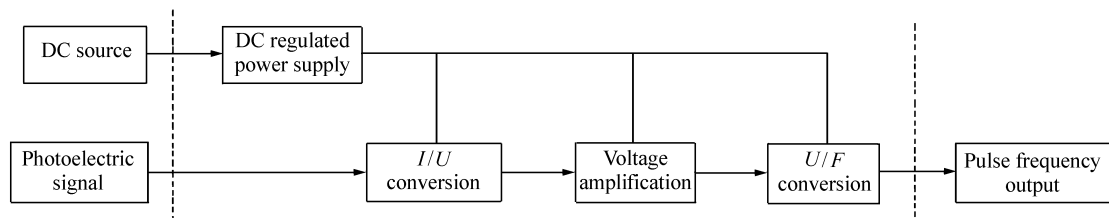


图 3 探测器处理电路原理框图

Fig. 3 Schematic diagram of detector processing circuit

3 基于 VFC 的 A/D 转换器实现

3.1 VFC 型 A/D 转换器 (ADC) 的工作原理

电压/频率转换器 (VFC) 的基本功能是将输入的模拟电压 (或电流) 转换为与之成比例的脉冲串输出, 因此, 一定时间内脉冲串的个数便代表了输入模拟电压的大小。利用计数器对脉冲串进行计数, 正是利用 VFC 实现 ADC 的基本出发点。VFC 型 ADC 主要用于对精度要求很高, 而对速度要求不太高的数据测量系统。

采用一种以电压/频率转换器 AD650, 通过可编程器件 ISPLSI1048 与计算机接口组成了高精度、高分辨率、抗干扰能力强的数据采集系统。

如图 4 所示, VFC 型 ADC 实现 A/D 转换的实质是一个二次积分过程。第一步是利用 VFC 将输入的模拟信号转换成与其成正比的频率信号; 第二步是在设定的时间内, 用计数器对频率信号进行计数, 计数器的输出就是要转换的模拟量

对应的数字量。在整个转换过程中有 2 个积分过程存在, 因此有较高的抗干扰能力。只要保证 VFC 器件的精度与计数时间的准确性, 就可以提高转换的精度; 而改变计数时间的大小, 又可以改变计数器的输出, 即改变 ADC 的位数和转换速度, 且转换精度和转换速度由软件实现, 使用非常灵活方便。

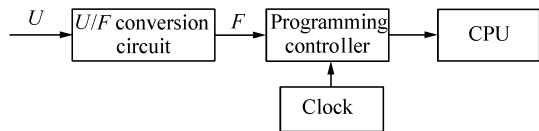


图 4 VFC 型 ADC 组成框图

Fig. 4 Composition diagram of VFC

3.2 I/U 转换电路

选择了 AD 公司的 AD549 器件作 I/U 转换电路 (见图 5), 此器件是一种超低偏置电流 (≤ 100 fA) 单片运算放大器, 用来对极低的电流进行放大, 这是由于小的失调电压及零漂特别适合光

电流运放。通过 AD549 放大器搭建的反馈电阻使输入的电流信号转化为电压信号输出,但由于是负向电压,因此选择 OP07 作为二级放大器使输出调整为正向电压,输出给压频转换器。

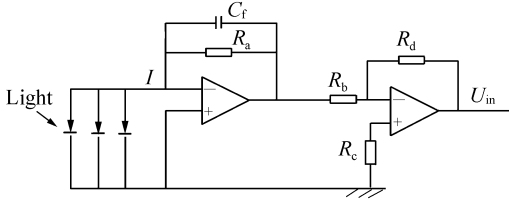


图5 I/U 转换电路示意图

Fig. 5 Schematic diagram of the I/U switching circuit

3.3 压频转换器

选择了 AD 公司的 AD650 器件作 U/F 转换电路,此器件满刻度频率高(达 1 MHz),非线性程度低(在 10 kHz 满刻度时非线性度 < 0.002%, 在 100 kHz 满刻度时非线性度 < 0.005%, 在 1 MHz 满刻度时非线性度 < 0.07%)。图 6 为电压频率转换器 AD650 的典型应用电路。

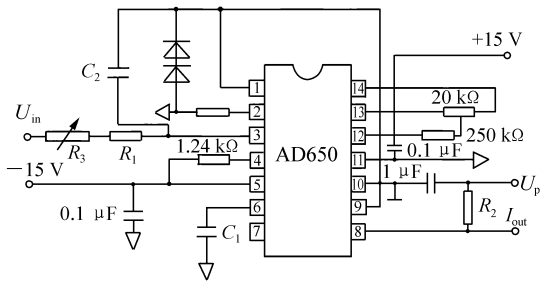


图6 U/F 转换器应用电路

Fig. 6 U/F switch application electric circuit

AD650 用于 A/D 转换器时,主要有 4 个元件参数需要考虑,即 $R_1 + R_3$ 、 C_1 、 C_2 和逻辑上拉电阻 R_2 。

1) C_2 可改变对 U_{in} 的积分频率,即影响积分时间常数。当 R_{in} 确定后,积分时间就取决于 C_2 ,它的不稳定将导致在相同的 U_{in} 下输出频率的漂移,其值一般 > 1 000 pF,在电路中 C_2 选择为 1 500 pF。

2) R_{in} (图中的 $R_1 + R_3$) 对积分时间和满刻度输出都有一定的影响,它主要根据输入电压范围来确定其参数值,用于 AD650 的输入电流范围要

求是 0 ~ 0.5 mA。因此 R_{in} 大小选择原则是 $R_{in} = U_{in,max}/0.5 \text{ mA}$ 的下限值,一般设计按 $R_{in} = U_{in,max}/0.25 \text{ mA}$ 来选择,选用精密电阻为好,由于输入电压最大为 10 V,因此输入电阻选择 40 kΩ。

3) C_{os} (图中的 C_1) 是决定定时时间即输出脉宽的元件,它的变化影响输出频率 f_{out} 及满刻度的输出值。当 R_{in} 确定后,决定了 AD650 满刻度输出范围。 C_{os} 应选择漂移小,稳定性好的聚苯乙烯或云母电容。由输出频率计算公式:

$$f_{out} = 0.15 \times \frac{1}{R_{in}(C_2 + 4.4 \times 10^{-11})}, \quad (4)$$

可解电容选择 330 pF 云母电容。

4) 由于 f_{out} 为 OC 门输出,必须要有 R_2 将其输出电平上提到电源 VC 点。 f_{out} 可吸入的电流范围为 0 ~ 8 mA,因此, R_2 的值可根据 U_c 按 $R_2 > U_c/8 \text{ mA}$ 来设计,这里 VC 为 5 V 供电,选择 R_2 为 1 kΩ。

根据设计要求,在放大器满量程输出电压 (10 V) 时,频率输出为 100 kHz。

3.4 VFC 型 ADC 的硬件接口

VFC 型 A/D 转换器,需增设 2 个计数器,一个用于对 VFC 输出的频率信号进行计数,另一个用作定时器设定积分时间 T_s [3]。在 U/F 变换的同时,将 2 个计数器复位,并开始计量 VFC 的输出脉冲,当定时一到,立刻使计数器停止计数,并告知 CPU, CPU 即可取走计数器中所计的数。该数值对应于模拟输入电压的采样二进制值, T_s 即为采样周期,可用公式表示为:

$$T_s = \frac{D}{f_{max}}, \quad (5)$$

式中: T_s 为积分时间,即采样周期; D 为 VFC 的输出(数字量); f_{max} 为 VFC 的额定(100%)频率输出。

由上式可知, VFC 转换后得到的数字量与计数时间 T_s (即采样周期) 和 VFC 的满刻度频率成正比,增加二者的值,就可以提高 A/D 转换的分辨率,而 A/D 转换器的分辨率一般用二进制表示,故上式可写成:

$$T_s = \frac{2^p}{f_{max}}, \quad (3)$$

式中, p 为实现 A/D 转换器分辨率的位数。

可见,在 VFC 的满刻度输出频率确定时,要

得到高的分辨率,就要增大计数时间,而计数时间越大,转换速率就越低,所以,VFC型A/D转换器的分辨率与转换速率成反比。选取VFC的满刻

度输出频率为 100 kHz, $T_s = 0.64$ s, 则 $p = 15.96$, 即该 A/D 转换器的分辨率在 15 ~ 16 位之间,其分辨率是相当高的。

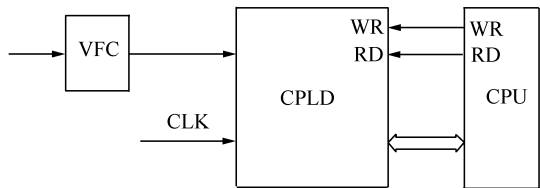


图7 VFC型A/D转换器硬件接口示意图

Fig. 7 Schematic diagram of VFC A/D switch hardware interface

VFC型A/D转换器的硬件接口原理如图7所示。

该CPLD接收端口上的VF信号及由内部时钟分频产生时间长为640ms的采样时钟,CPU通过数据总线发送启动VF信号计数命令字,模块开始对VF信号计数,640ms后计数结束,将数据锁存,同时将标志位置为高电平,CPU读出数据后将该标志位自动清零。如果计数过程中数据溢出则相应标志位置为高电平,重新开始计数时将该位清零;图8是VF信号采集模块逻辑示意图。

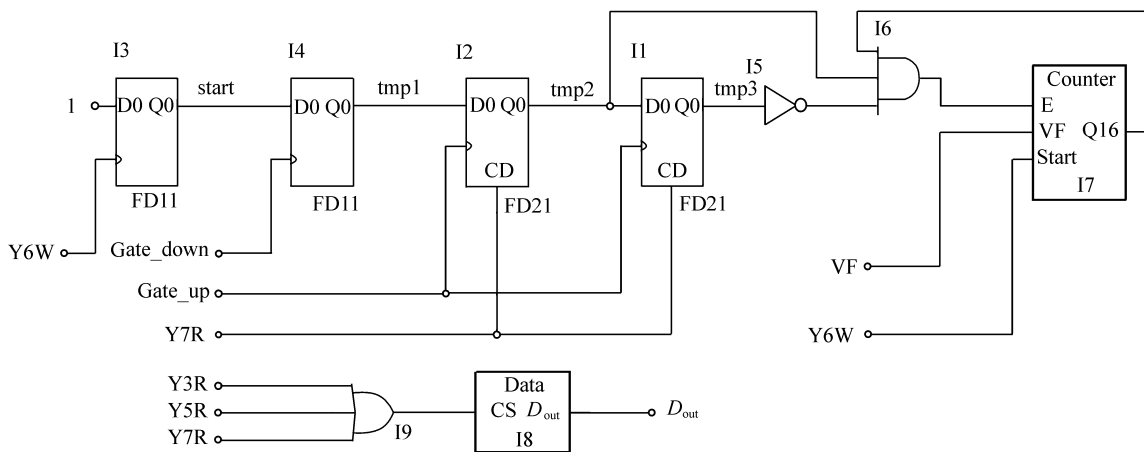


图8 VF信号采集模块逻辑功能示意图

Fig. 8 Schematic diagram of VF signal collecting module

当Y6W低电平有效时,VF模块准备计数,start置1;当GATE的下降沿来临时标志位tmp1置1,随后GATE的上升沿来临,标志位tmp2置1,tmp3置0,计数器使能有效,计数器开始工作。当下一个GATE的上升沿来临时,tmp2置1,tmp3置1,计数器使能无效,计数器停止工作,同时锁

存数据,本次VF计数结束,等待CPU对其进行读数操作,读取标志位为Y7R。若输入频率超限,则计数器返回溢出标志。在Y7R有效时,CPU正在对CPLD进行读VF数据操作,计数器不工作。图9是VF信号采集模块逻辑功能仿真图。

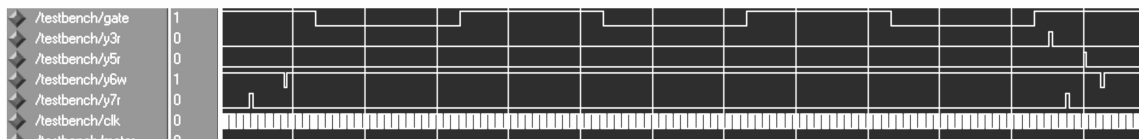


图9 VF信号采集模块逻辑功能仿真

Fig. 9 Simulation of VF signal collecting module

功能仿真图中,GATE 为采样周期,Y6W 为开始计数命令字,Y7R 为读取 VF 采集结果,clk 为输入到 CPU 的频率信号,当主控制器发送 VF 开始计数命令字 Y6W 时,VF 开始计数,计数结束后,CPU 发送读 VF 数命令字 Y7R,读取 VF 信号值。观察相应数据线信号波形可知结果满足设计要求。

4 误差分析

由经验数据可知,光电探测器输出的光电流约为 $3.3 \mu\text{A}$ 左右,不考虑温度对器件的影响,对此信号进行了误差估算^[4],结果表明:

(1)光电探测器本身噪声引入的误差,相对误差 $\Delta_1 = 1.43 \times 10^{-7}$ 。

(2)放大器 AD549 噪声引入的误差,相对误差 $\Delta_2 = 9.7 \times 10^{-7}$ 。

(3)OP07 本身的噪声引入的误差,相对误差 $\Delta_3 = 7 \times 10^{-9}$ 。

(4)AD650SD 模数转换线性误差,相对误差 $\Delta_4 = 2 \times 10^{-4}$ 。

因此,光电转换电路总误差主要是 AD650 的线性误差 $\Delta \approx 2 \times 10^{-4}$ 。

5 实验结果

表 1 是一组通过改变输入 AD650 电压值用

计算机采集到的频率值。图 10 是根据表 1 数据拟合的曲线。理论值中 10 V 对应 100 kHz ,用公式表示为 $Y = 10x$,在温度为 $18 \text{ }^\circ\text{C}$ 时,实验验证的结果为 $Y = 9.896x - 0.01$ 。用过改变温度测量电压和频率的线性关系 $Y = 9.911x - 0.01$ (温度为 $-10 \text{ }^\circ\text{C}$)、 $Y = 9.88x - 0.001$ (温度为 $28 \text{ }^\circ\text{C}$)。运用此方法达到了精确探测辐亮度的能力,在环境温度变化时线性关系仅改变 0.03% ,这是传统型 AD 转换器所无法比拟的。通过用积分球作光源,固定光源色温,改变辐亮度幅值的方法,在探测器输出接近满量程 (10 V) 至 $1/4$ 满量程的范围检测,其非线性度达到 0.23% 。将光源稳定 1 h ,探测器预热 0.5 h 对一稳定光源以一定时间间隔 (1 min),采样 36 次,取其均值作为该时间点测值,算得非稳定性误差为 $0.020\%/\text{h}$ 。

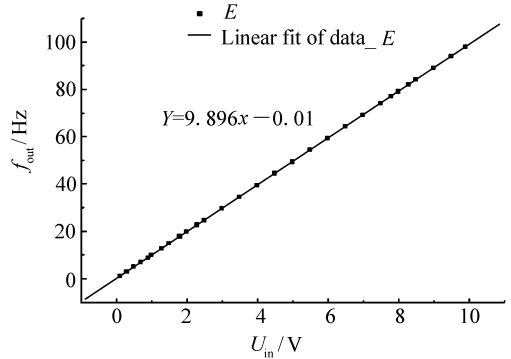


图 10 电压和频率关系曲线图

Fig. 10 Curves of voltage and frequency relation

表 1 电压和频率关系对照表

Tab. 1 Relation between voltage and frequency

U_{in}/V	9.892	9.487	8.988	8.491	7.991	7.492	6.993	6.495	2.493	1.992	0.995	0.096
f_{out}/kHz	97.882	93.878	88.944	84.022	79.067	74.136	69.191	64.263	24.66	19.707	9.841	0.94

6 结论

基于 VFC 型 AD 转换芯片 AD650 已成功应用于某型号光谱仪的辐射定标,对光谱辐亮度的

探测表明,其分辨率和线性度水平得到极大改善。由 3 片硅光电二极管构成的陷阱式光辐射探测器设计简单易行,安全可靠。此设计方法对航天、航空或其它领域对测试环境及精度要求较高的标准探测器的设计很有借鉴性。

参考文献:

[1] 李平利. 基于 AD650 的 VFC 型 A/D 转换器[J]. 现代电子技术, 2005, 197(6): 117-118.

- LI P L. Based on AD650 VFC A/D switch switch[J]. *Modern Electronic Technol.*, 2005, 197(6): 117-118. (in Chinese)
- [2] 何刚. 检测与控制器件[M]. 北京:中国轻工业出版社, 1996.
- HE G. *Examination and Control Component*[M]. Beijing: Chinese Light Industry Publishing House, 1996. (in Chinese)
- [3] 杨盘洪, 巩建平, 梁双龙. 用 AD650 做高精度 A/D 转换器时与 MCS-51 单片机的接口技术[J]. 电子测量技术, 1991, (1): 38- 41.
- YANG P H, GONG J P, LIANG SH L. AD650 and MCS-51 monolithic integrated circuit's connection technology[J]. *Electronic Surveying Technol.*, 1991, (1): 38- 41. (in Chinese)
- [4] 毛英泰. 误差理论与精度分析[M]. 北京:国防工业出版社, 1982.
- MAO Y T. *Theory of Error Precision Analysis*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1982. (in Chinese)
- [5] 王淑荣, 邢进, 李福田. 利用积分球光源定标空间紫外遥感光谱辐射计[J]. 光学精密工程, 2006, 14(2): 185-190.
- WANG SH R, XING J, LI F T. Spectral radiance responsivity calibration of ultraviolet remote sensing spectro-radiometer in space using three integrating sphere[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(2): 185-190. (in Chinese)
- [6] 李幼平, 禹秉熙, 王玉鹏, 等. 成像光谱仪辐射定标影响量的测量链与不确定度[J]. 光学精密工程, 2006, 14(5): 822-828.
- LI Y P, YU B X, WANG Y P, *et al.*. Measurement chain of influence quantities and uncertainty of radiometric calibration for imaging spectrometer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(5): 822-828. (in Chinese)
- [7] SPERFELD P, STOCK K D, RAATZ K H, *et al.*. Characterization and use of deuterium lamps as transfer standards of spectral irradiance[J]. *Metrologia*, 2003, 40: 111-114.

作者简介:李东景(1981—),男,吉林长春人,助理工程师,主要从事空间遥感技术与辐射定标方面的研究。

E-mail:ldj880@tom.com