

高阻红外探测器信号的积分开关读出

钱忠钰

(中国科学院北京天文台, 北京, 100080)

摘要: 介绍一种高阻红外探测器信号读出新方法——积分开关读出法; 其噪声等效功率比通常的阻抗变换放大器(TIA)降低一半以上, 并免除了与TIA高阻值反馈电阻有关的一系列问题.

关键词: 红外探测器, 信号处理, 前置放大器.

引言

光伏 InSb 等一类高性能红外探测器有很高的等效输出阻抗, 这类探测器的低噪声读出直接影响整个探测系统的性能. 常用的阻抗变换放大器 TIA (Trans-Impedance-Amplifier) 读出电路性能较好. 它由一个高阻值反馈电阻把探测器输出电流转变成电压输出, 但高阻值反馈电阻引入了附加噪声, 增大了电路的时间常数, 在高背景辐射条件下出现饱和现象. 本世纪 80 年代初已有人尝试用开关读出方法解决这个问题, 但读出噪声较大. 近年来, 工艺和技术的改进使开关读出噪声大为降低, 这种读出方式的优越性日益明显, 它既能避免 TIA 读出电路的一些问题, 还进一步降低了系统的噪声和 NEP, 显示了良好的应用前景.

本文对美国 Infrared Laboratories Inc. 生产的 JFET-77 积分放大器进行了性能测试, 并与 TIA 读出电路作了简单的比较.

1 原理与测试

JFET-77 积分放大器的工作原理如图 1 所示. 积分器安装在杜瓦瓶内紧靠探测器处, 辅助电子学电路 RS-1 给积分放大器提供必要的复位脉冲和补偿脉冲等, 并对输出信号进行放大, 以便计算机系统处理和采集, 各点的脉冲波形见图 2.

测试安排见图 3, 使用美国 Electrooptical Industries Inc. 的标准黑体, 黑体温度设定为 800 K. 测试中心波长在约 $1.3 \mu\text{m}$ 的 J 波段, 使用美国 Cincinnati Electronics 生产的低背景、高性能 InSb 红外探测器, 工作温度约 56 K, 这时探测器等效电阻 $> 5 \times 10^{11} \Omega$. 每次积分持续 250 ms, 在每次积分过程中, 进行 128 次等间隔的取样和数据采集, 每次

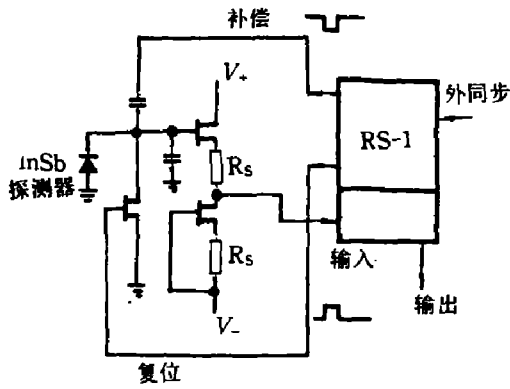


图1 积分器的基本工作原理
Fig.1 The basic operating principle of an integrator

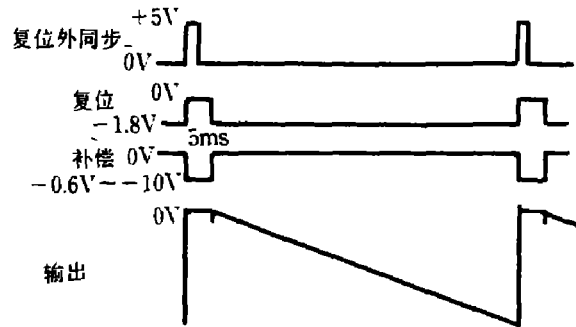


图2 积分器各主要点的波形
Fig.2 The waveforms at some important points of an integrator

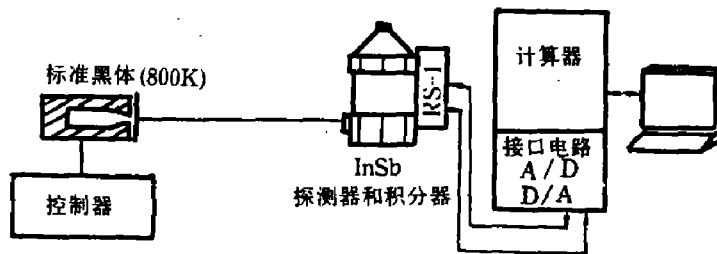


图3 测试安排示意图
Fig.3 The measuring arrangement

测量由 100 次积分组成，所以原始数据可表示为: $DATA(i, j)$, i 从 1 到 128, j 从 1 到 100, 数据处理选择平均斜率 M_{slope} 作为取样的主要信息, 并计算相应的误差.

2 主要结果

2.1 读出噪声

读出噪声通常是指输入端短路时积分起点电平的统计涨落, 生产厂家给出的标称值为每次读出 20 个电子左右. 在我们测试中, 输入端连接探测器, 并未短路, 读出噪声表示为

$$N_{read\ out} = \sqrt{DATA(3, J)^2 - \frac{DATA(3, J)^2}{J}}$$

结果大约为 160 个电子, 如上所述, 其中不仅有读出噪声, 也包括了探测器的暗电流噪声, $1/f$ 噪声和热噪声.

2.2 平均噪声电流

求平均噪声电流的目的是为了比较探测系统的总噪声和探测器的热噪声. 平均斜率为

$$M_{slope} = \frac{DATA(128, J) - DATA(3, J)}{J}$$

$$\sigma = \text{SQRT} \{ [\text{DATA}(128, J) - \text{DATA}(3, J)]^2 - [\text{DATA}(128, J) - \text{DATA}(3, J)] \},$$

M_{slope} 作为信号的平均值, σ 为其均方偏差, 表示了信号中噪声的大小. 数据处理采用双取样方式, 尽可能消除读出噪声, σ 是输入光信号的函数, 逐步减小入射光信号, σ 趋于一个常数 $4.2 \mu\text{V}$. 考虑到积分器的积分电容为 8 pF , 电压放大倍数为 0.9 , 积分时间为 250 ms , 可计算出相应的输入端噪声电流密度为 $5.1 \times 10^{-17} \text{ A} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$, 分析表明, 它与红外探测器的热噪声电流相近. 探测器在 56 K 时, 内阻 $R_d \approx 10^{12} \Omega$, 由 $i_n = \sqrt{4KT/R_d}$ 可求出 $i_n \approx 5.5 \times 10^{-17} \text{ A} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$. 这表明探测器热噪声是测量系统的基本噪声源, 这时处于理想的工作状态.

2.3 线性

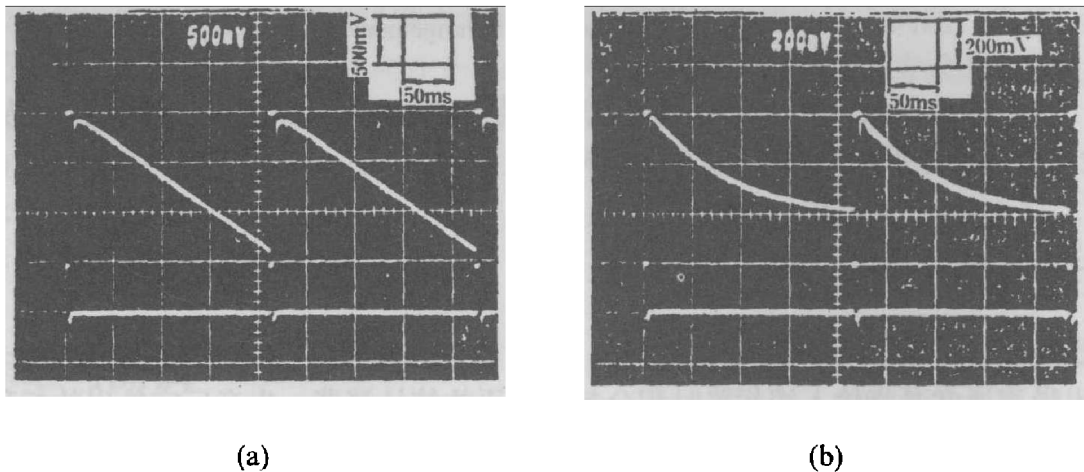
线性的测量系统对于数据处理是最方便的, 但是积分放大器从原理上分析是非线性的. 设电流源内阻为 R_d , 积分电容为 C , 输入恒定电流 I_{in} 时, 输出电压可表示为

$$V_{\text{out}} = I_{\text{in}} R_d (1 - e^{-t/R_d \cdot C}) = V_0 (1 - e^{-t/\tau}),$$

式中 $V_0 = I_{\text{in}} \cdot R_d$, $\tau = R_d \cdot C$ 称为积分时间常数, 把上式在 $t=0$ 附近展开, 得到

$$V_{\text{out}} = V_0 (t/\tau - t^2/2! \cdot \tau^2 + t^3/3! \cdot \tau^3 - \dots),$$

显然, 式中 $t^2/2! \cdot \tau^2$ 以及其后的项均是输出信号中的非线性成分, 它是 t/τ 的函数. t/τ 分别为 0.01 , 0.1 和 1.0 时, 非线性成分分别为 0.005 , 0.048 和 0.33 . 我们测试时取 $C = 8 \text{ pF}$, $R_d \approx 10^{12} \Omega$, 积分时间 400 ms , 算得非线性值为 0.026 , 与测量结果相符, 由于 R_d 强烈依赖于温度, 输出非线性也强烈地依赖于温度 (见图 4), 非线性是这种读出方法的弱点, 不过适当选择积分时间可以避免其影响, 在大多数情况下也可以被很好地修正.



(a) (b)

图 4 积分器在 77 K (a) 和 56 K (b) 时的输出波形

Fig.4 The output signals of the integrator at 77 K (a) and 56 K (b)

2.4 动态范围

动态范围对于天文应用尤其重要, 因为天体亮度复盖好多个数量级. 动态范围下限取可分辨最小信号, 一般取噪声电平为 $4.2 \mu\text{V}$, 测量到的上限在 40 mV 左右, 所以动态范围略大于 9000 . 探测器动态范围远大于该值, 40 mV 的上限估计由积分器对探测器形成的偏置所造成的.

2.5 噪声等效功率(NEP)

由于 NEP 直接反映出可测量的极限星等, 在天文应用中最常使用, 我们的测试条件为: 黑体温度 800K, 黑体光栏 0.025", 黑体与探测器距离 150cm, 探测器冷却光栏直径 1mm, 滤光片中心波长 1.30 μm , 等效带宽 0.28 μm , 平均透过率 0.70. 根据普朗克辐射公式和上述条件, 考虑一系列光学元件的反射和吸收损失, 取总光学效率为 0.40, 可求出到达探测器表面的能量为 $E_{in}(\lambda_0) \cdot \Delta\lambda \cdot \Delta S \cdot S_r \cdot \varepsilon = 3.787 \times 10^{-13} \text{ W}$, 在积分时间为 250ms 时, 测得信号值 3.74mV, 求出 $NEP = E_{in}(\lambda_0) \cdot V_n \cdot \sqrt{2T_{int}} / V_s = 2.99 \times 10^{-16} \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$.

在 $\lambda = 1.30 \mu\text{m}$, 入射能量相应于 1.23×10^6 光子/s 时, 探测器量子效率 η 在 77 K 的标称值 ≥ 0.5 , 在 56 K 时将有所下降, 我们设为 0.40. 根据积分器参数, 计算出信号应为 4.32 mV, 实测值为 3.74 mV, 两者较接近, 表明假设是合理的, 计算是可信的, 系统的稳定性是令人满意的.

2.6 与 TIA 的比较

为了直接测量 R_d , 也为了直接对比, 对同一个探测器用 TIA 进行测试 (电路见参考文献[1]), 测得 77 K 时 $R_d \approx 5 \times 10^9 \Omega$, 56 K 时 $R_d > 5 \times 10^{11} \Omega$, 由于使用 $4 \times 10^{10} \Omega$ 反馈电阻, 在 $R_d > 5 \times 10^{11} \Omega$ 时, 只能给出其下限, 我们取 $R_d = 10^{12} \Omega$. 使用 TIA, 在完全相同的测试条件下, 测得 $NEP \approx 8.6 \times 10^{-16} \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$, 进一步增大反馈电阻, NEP 可以有一些改善, 但积分开关读出系统的 NEP 仅为 TIA 的 1/2~1/3 这个事实是没有疑问的. 测量是在 $\lambda_0 = 1.30$ 的 J 波段进行的, 如果换算到通常所用的 K 波段 ($\lambda_0 = 2.28 \mu\text{m}$), 则积分读出和 TIA 读出的 NEP 将分别为 $1.641 \times 10^{-16} \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$ 和 $4.73 \times 10^{-16} \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$, 两者都相当令人满意.

3 结论

3.1 积分开关读出方式与光伏 InSb 这类高阻红外器件配用, 结果令人满意, 有良好的应用前景, 除了 JFET-77 外, 笔者用 2N6483 和 10 pF 积分电容组成积分放大器, 结果同样令人满意.

3.2 与 TIA 相比, 积分读出省掉了高阻值的反馈电阻, 降低了 NEP, 避免了与反馈电阻有关的大时间常数和饱和等问题.

3.3 通常要求复位脉冲宽度为 5 ms, 实验表明将脉冲宽度减到 1 ms, JFET-77 也能正常工作, 进一步提高工作频率也是可能的.

3.4 非线性是积分放大器的弱点, 它取决于电路积分时间常数和实际使用的积分时间, 用计算机可以方便地选择适当的积分时间, 控制非线性, 也可通过计算修正非线性.

致谢: 本工作在德国马普天文研究所 (Max-Planck-Institute for Astronomy, Heidelberg, Germany) 进行的, 作者感谢所长 Elsässer 教授和合作者 Leinert 教授的支持与帮助.

参 考 文 献

- 1 钱忠钰. 红外研究, 1985, 4(6): 472~474

- 2 Low F J, Rieke G H. In N Carleton, ed, *Method of Experimental Physics*, New York: Academic Press, 1974, Vol.12, Part A, 415~460
- 3 *JFET-77 Integrating Amplifier Operating Instructions*, Infrared Laboratories Inc., 1988

INTEGRATING-AND-SWITCH READOUT OF SIGNALS FROM INFRARED DETECTORS WITH HIGH IMPEDANCE

Qian Zhongyu

(Beijing Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: A new method for readout of the signals from the infrared detectors with high impedance is introduced. The NEP can be reduced to less than half of that in the usual readout electronics of TIA (Trans-Impedance-Amplifier). It also frees the signal readout from some troubles due to the high resistance in TIA.

Key words: infrared detectors, signal processing, preamplifiers.