

多元探测器前放集成组件分析与设计

王亮 冯旗 龚惠兴

TN21503

(中国科学院上海技术物理研究所, 上海, 200083)

摘要 介绍了由4×4元Si光伏探测器及16路小型前置放大器组成的探测器前放集成组件, 详细分析了各元件对电路的增益、响应、噪声、温度漂移等特性的影响, 提出了优化设计准则, 并进行了电磁兼容设计。

关键词 Si, 多元探测器, 前放组件

硅 设计 前置放大器
温度 分析

引言

目前正在研制的空间用多波段海洋水色扫描仪的特点是探测通道多、波段宽度窄、探测灵敏度高。为了提高信噪比, 我们采用了两块4×4元Si光伏探测器面阵, 每个4×4元探测器的信号分别用16路前置放大器放大。为了缩短探测器至放大器的引线, 16路放大器做在面积为45mm×45mm的电路板上, 通过接插件与另一个电路板上的探测器直接连接, 形成塔式结构。本文着重讨论该探测器前放组件的频率特性、噪声及温度漂移特性, 并对电路的抗干扰性能进行讨论, 最后给出试验结果及优化设计原则。

1 前置放大器分析与设计

1.1 幅频特性分析

光伏探测器在零偏压状态时, 输出信号中不含暗电流, 便于检测弱信号^[1]。图1是零偏压状态光伏探测器的等效电路及考虑分布参数的电流放大器原理图, 其中 I_p 为光生电流, R_D 、 C_j 分别为光伏探测器的结电阻和结电容, R_F 、 C_F 分别为反馈电阻和分布反馈电容。电流放大器的反向输入端近似为虚地^[2], 可以保证光伏探测器工作于近似零偏压状态。

图1中电路频率特性由探测器响应速度和放大器幅频特性决定, 其中探测器响应速度由结电容 C_j 和电流放大器的输入阻抗 R_{in} 组成的时间常数 $R_{in}C_j$ 决定, 这里 $R_{in} \approx R_F/A_o$, A_o 是运算放大器的开环增益。由于电流放大器的输入阻抗很小, 因此探测器的响应速度很快。

电流放大器的电压电流增益可表示为

$$|A_{vI}| = \left| \frac{V_o}{I_{in}} \right| = \left(\frac{R_F^2}{1 + \omega^2 C_F^2 R_F^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

因此放大器的3dB带宽由时间常数 $R_F C_F$ 决定, 即

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_F C_F} \quad (2)$$

由式(1)和(2)可知,反馈电阻值越大,电路增益越高.当反馈电阻值很大时,由于分布反馈电容影响使电路带宽降低,大多数情况下 $R_F C_F \gg R_D C_D$,因此图1电路的带宽由 $R_F C_F$ 决定.

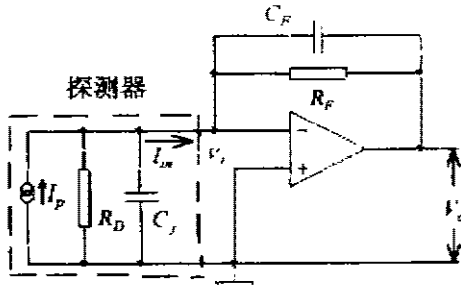


图1 探测器前放等效图
Fig. 1 Equivalent circuit of detector and preamplifier

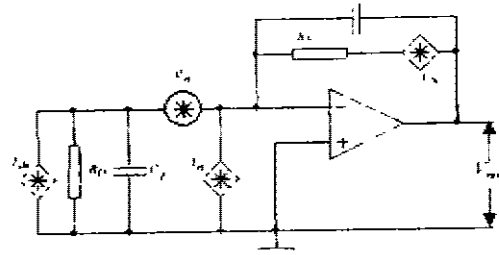


图2 噪声等效电路
Fig. 2 Equivalent noise circuit

1.2 噪声特性分析

图2是图1电路的噪声等效电路.其中 I_{dn} 为光伏探测器噪声电流, e_n 和 i_n 分别为运算放大器的等效输入噪声电压和噪声电流, I_{fn} 为反馈电阻的噪声电流.

零偏压时光伏型探测器的噪声主要是散粒噪声.光伏探测器的散粒噪声为

$$I_{dn} = \sqrt{4kT/R_D + 2q^2\eta\phi_b A}. \quad (3)$$

式(3)根号中第一项是零偏压时二极管结电阻的等效热噪声,第二项是光电流产生的散粒噪声.其中 q 为电子电量, η 为量子效率, ϕ_b 为光通量, A 为光敏面面积.无光照时散粒噪声只有第一项起作用^[1].

反馈电阻的热噪声可以表示为

$$I_f = \sqrt{4kT/R_F}. \quad (4)$$

由式(4)可见,反馈电阻越大,则反馈电阻的噪声电流越小,有利于提高信噪比,另外,降低温度也可以减小噪声电流. i_n 和 e_n 由所选用的运算放大器决定.各项噪声在输出端产生的噪声电压分别是

$$\text{散粒噪声为} \quad V_{Idn} = I_{dn} Z_F = \frac{I_{dn} R_F}{1 + j\omega R_F C_F}, \quad (5)$$

$$\text{反馈电阻噪声为} \quad V_{If} = I_f Z_F = \frac{I_f R_F}{1 + j\omega R_F C_F}, \quad (6)$$

$$\text{运算放大器噪声电流为} \quad V_{in} = I_n Z_F = \frac{I_n R_F}{1 + j\omega R_F C_F}, \quad (7)$$

$$\text{运算放大器噪声电压为} \quad V_{en} = e_n \left(1 + \frac{Z_F}{R_D}\right) = e_n \left(1 + \frac{R_F}{R_D} \frac{1 + j\omega R_D C_D}{1 + j\omega R_F C_F}\right). \quad (8)$$

由式(5)~(8)可见,各项输入噪声对输出噪声电压的贡献均与频率有关.其中 V_{Idn} 、 V_{in} 和

V_{IF} 均随频率的增加而减小,而且反馈电容 C_F 越大,上述各项随频率增加衰减得越快,但 C_F 增加将使电路带宽降低.因此在保证电路带宽的前提下,适当增大反馈电容可以提高信噪比. V_m 随频率变化的规律稍复杂:当 $R_D C_D < R_F C_F$ 时, V_m 随频率的提高而略有减小;当 $R_D C_D > R_F C_F$ 时, V_m 随频率的提高而增大;当 $\omega R_D C_D$ 和 $\omega R_F C_F$ 远大于 1 时, $V_m \approx e_n C_D / C_F$.因此,减小光伏探测器的结电容,有利于减小高频时运算放大器的噪声电压对信噪比的影响.

1.3 温度漂移特性分析

该探测器前放组件的温度漂移特性主要由两个因素决定:(1)探测器暗电流随温度的变化;(2)运算放大器的失调电压 V_m 和失调电流 I_m 随温度的变化.其中探测器暗电流随温度的变化规律近似为温度每升高 7°C ,暗电流增加一倍.而当探测器工作在零偏压状态时暗电流很小,故暗电流随温度变化对输出的影响远小于反偏压工作时的情况.运放的失调电压和失调电流随温度变化对输出的影响由下式表示:

$$d = \left(1 + \frac{R_F}{R_D}\right) V_m D + R_F I_m C. \quad (9)$$

其中 d 为输出信号随温度的变化率, D 和 C 分别为失调电压和失调电流随温度的变化率^[2].由于光二极管的动态电阻 R_D 通常很大,因此电流放大器对失调电压的增益很小,而电流放大器反馈电阻的取值通常很大,因此对失调电流的增益相对较大.

减小温度漂移影响的方法有两种:(1)选取失调小的运算放大器以及暗电流小的探测器;(2)在后级电路中采用交流耦合.由于温度变化通常较慢,故输出信号随温度变化漂移的速度也较慢.当温度漂移信号频率小于电路低频限时,这一慢变信号将被滤除.当然这种方法受到电路低频限的限制.

1.4 电磁兼容分析

在低噪声前置放大器设计中,电磁兼容设计是极为重要的一个环节,若设计不周,干扰将使电路的信噪比成倍降低.图 3 表示电流放大器的 3 种噪声耦合方式,其中 $N1$ 和 $N1'$ 为公共阻抗耦合噪声, $N1$ 是一种串模噪声,是由于图中 1、2 两信号地间电位不同造成的. $N1'$ 是共模噪声,是 1、2 两信号地对电源地 3 的电位差.减小这 3 点间的电位差,应采用短粗线或通过大平地连接,以减小公共阻抗. $N2$ 是具有较大电流的干扰源,它产生的交变磁场在电流放大器的输入回路中产生感应电流.由于电流放大器对输入电流的增益很大,因此该电路对磁干扰较敏感.减小感应电流最简单有效的办法是减小信号输入回路面积,从而使通过回路的磁通量减小,则感应电流也相应减小.我们设计的探测器前放组件最大限度地减小了输入信号回路的面积,因此不易受到外界磁场变化的影响.另外对探测器前放组件进行磁屏蔽也可减小电磁感应耦合. $N3$ 是具有较大电压的干扰源,它通过静电耦合在电流放大器的输入端产生干扰.干扰电压信号与源电压满足

$$U_{MC} = j\omega C U_{N3} Z_R. \quad (10)$$

其中 U_{N3} 为干扰源电压、 U_{MC} 为静电感应电压、 Z_R 为接收器阻抗、 C 为 $N3$ 与接收器间的分布电容^[3].图 3 中 AB 段具有较大阻抗,当其它电压信号靠近 AB 段使 C 也增大时,感应增强,输出受到影响.由于探测器前放组件体积很小,在研制过程中曾经使相邻两路的输出回路与输入回路靠近,产生很大串扰,最大曾达到百分之十几.通过增大相邻电路输入与输出的距

离并用地线隔离,串扰减小到1.4%以下.

2 计算与实验

运算放大器采用 LF356, 其开环增益 A_0 为 106dB, 等效输入噪声电流 i_n 为 $0.01 \times 10^{-12} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$, 等效输入噪声电压 e_n 为 $12 \times 10^{-9} \text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$. 反馈电阻 R_f 取 $80 \text{M}\Omega$, 电流放大器的输入阻抗 R_{in} 约为 400Ω . 若光伏探测器零偏压时的结电容 C , 为 100pF , 反向饱和电流 I_s 为 $1 \times 10^{-10} \text{A}$, 则探测器零偏时的结电阻 R_D ($R_D \approx 26 \text{mV}/I_s$)^[1] 约为 $260 \text{M}\Omega$.

根据本文第 1.1 节中的分析, 探测器响应的截止频率约 4MHz. 电流放大器响应频率由 $R_f C_f$ 决定. 我们曾经在同一电路板上分别采用不同阻值的反馈电阻进行试验, 放大器的 3dB 带宽如表 1.

表 1 不同反馈电阻下前放的带宽.
Table 1 Band width at different transimpedance

R_f	20M Ω	40M Ω	60M Ω	80M Ω
f	52kHz	23.5kHz	16kHz	13.2kHz

由(2)式可知分布反馈电容约 0.16pF. 缩短引线长度可减小分布电容. 在另一块经过改进的电路板上, 利用 $80 \text{M}\Omega$ 反馈电阻, 3dB 带宽达到 15kHz 以上. 因此电路的实际带宽由 $R_f C_f$ 决定, 而与探测器的结电容无关.

将以上参数代入式(5)~(8)并对频率积分, 得到图 4 所示的各项输出噪声随频率变化的关系曲线. 其中探测器的散粒噪声只考虑式(3)的第一项, 即无光照射时的情况. 若电路带宽为 $0 \sim 3400 \text{Hz}$, 则各项噪声输出如表 2, 其中 $\sqrt{V_{in}^2 + V_{if}^2 + V_{en}^2}$ 为放大器噪声, 大于探测器的噪声 V_{Idn} . 为了提高信噪比, 放大器的噪声需进一步减小. 在组成放大器噪声的 3 项噪声中, 反馈电阻的噪声电流和运放的等效输入噪声电压的贡献最大. 因此应进一步提高反馈电阻的阻值, 以减小电阻的噪声电流, 并选用低等效输入噪声电压的运放或减小探测器的结电容.

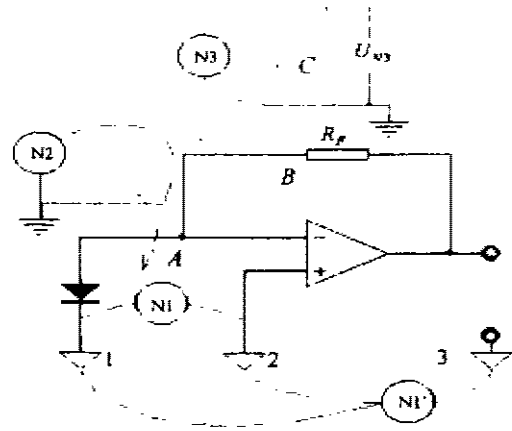


图 3 电流放大器噪声耦合示意图
Fig. 3 Schematic diagram for disturbance

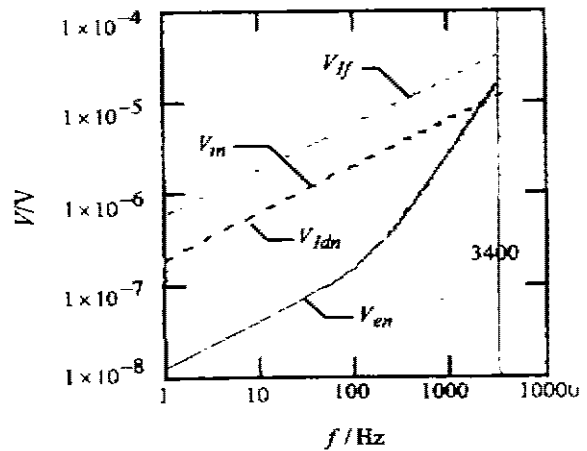


图 4 探测器前放组件噪声曲线
Fig. 4 Noise vs. frequency

我们采用 $83.75\text{M}\Omega$ 和 $20.3\text{M}\Omega$ 的反馈电阻,分别计算和测量其噪声输出,结果如表 3. 可见提高反馈电阻阻值可使等效输入噪声减小,从而提高信噪比.

表 2 探测器前放组件的噪声
Table 2 Noise of the preamplifier and detector

$V_{in}(V)$	$V_{out}(V)$	$V_{in}(V)$	$\sqrt{V_{in}^2+V_{in}^2+V_{in}^2}(V)$	$V_{out}(V)$
6.63×10^{-5}	4.65×10^{-5}	6.42×10^{-5}	1.03×10^{-4}	3.72×10^{-5}

表 3 不同反馈电阻时前放噪声比较
Table 3 Noise at different transimpedance

	$20.3\text{M}\Omega$	$83.75\text{M}\Omega$
前放输出噪声计算值	$4.04 \times 10^{-5}\text{V}$	$1.10 \times 10^{-4}\text{V}$
前放输出噪声实测值	$4.32 \times 10^{-5}\text{V}$	$1.13 \times 10^{-4}\text{V}$
等效输入噪声电流	$2.13 \times 10^{-12}\text{A}$	$1.35 \times 10^{-12}\text{A}$

LF356 的失调电压和失调电流的典型值为 1mV 和 3pA . 它们随温度的变化率分别为 $3\mu\text{V}/\text{C} \cdot \text{mV}$ 和 $-0.005/\text{C}$. 由式(9)可知输出电压随温度的变化为 $2.74\mu\text{V}/\text{C}$ (失调电压与失调电流反向)或 $5.26\mu\text{V}/\text{C}$ (失调电压与失调电流同向). 若温度变化为 $18\sim 50\text{C}$, 则输出电压变化为 $87.68\mu\text{V}$ 或 $168.32\mu\text{V}$, 实测结果为 1.57mV 左右. 计算与实测的偏差估计是由于零偏工作时光伏探测器的暗电流随温度变化引起的. 若实际工作环境的温度变化较慢且温差范围较小, 温度漂移引起的信噪比下降可以忽略, 后级放大器可采用直流耦合.

3 结论

本文介绍了一种多元探测器前放集成组件, 详细讨论了各元件对电路的增益、频响及噪声的影响, 结果表明电流放大器的反馈电阻对电路的性能有很大影响, 反馈电阻与分布反馈电容构成的时间常数决定了电路的频率响应. 在满足电路带宽的前提下, 尽可能提高反馈电阻的阻值可以提高电流放大器的增益、减小电路噪声. 另外光伏探测器的结电容对电路的频率特性影响不大, 而对噪声特性有影响. 当探测器结电容较大时, 运算放大器的等效输入噪声电压有可能成为噪声的主要成分, 尤其在高频端, 因此在电路频带较宽时, 应选用噪声电压和噪声电流均较小的运算放大器.

对电路温度特性的分析表明, 运算放大器的失调电压和失调电流对输出信号的影响较小, 主要影响来自零偏压工作时光伏探测器的暗电流随温度的变化.

对该组件的 EMC 分析表明, 该组件对磁感应比较敏感, 又由于电路密集, 容易通过静电耦合引起电路间串扰. 通过减小输入回路面积、增大相邻电路的输入与输出回路间的距离、采取适当的电磁屏蔽措施, 可以减小以上干扰.

REFERENCES

- 1 TANG Ding-Yuan, MI Zheng-Yu. *Fundamentals of Photoelectric Devices*, Shanghai: Shanghai Scientific & Technological Literature Publishing House(汤定元, 糜正瑜. 光电器件概论, 上海: 上海科学技术文献出版社), 1989; 214
- 2 QIN Shi-Cai. *Principle of Application for IC OP-AMP*, Tianjin: The People's Press(秦世才. 集成运算放大器应用原理, 天津: 人民出版社), 1978; 250
- 3 ZHANG Song-Cun. *EMC Technique for Electrical Control of Machine*, Beijing: Mechanical Industry Press(张松春. 电子控制设备抗干扰技术及其应用, 北京: 机械工业出版社), 1995; 10

ANALYSIS AND DESIGN ON SMALL PRE-AMPLIFYIER MODULE FOR MULTI-PIXEL DETECTOR

WANG Liang FENG Qi GONG Hui-Xing

(Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China)

Abstract A small detecting and pre-amplifying module that consists of 4×4 elements of Si-PV detector array and 16 pre-amplifiers was introduced. The characteristics of the module such as the gain, the frequency response, the equivalent input noise and the temperature effects were analyzed in detail. The optimal designs of the module were given according to these analyses. Finally, the calculations and experiments were presented.

Key words Si, multi-pixel detector, preamplifier module.