

基于 APD 的光电探测器电路研究与设计

刘辉路

(珠海城市职业技术学院 广东 珠海 519090)

摘要:提出将 APD 与前置放大器电路配合使用的最佳方法。利用光电转换信噪比数学模型,确定选择与 APD 匹配的电路器件,给出了前置放大器采用低噪声的分体器件与集成运算放大器相组合的设计方法。通过对前置放大器重要参数信噪比进行测量和分析。结果表明,该探测器电路信噪比优于直接与集成运算放大器匹配的探测器电路,且可靠性高,宜扩展,具有广泛的应用前景。

关键词:APD;光电探测器;等效输入噪声;信噪比;增益

中图分类号:TN91

文献标识码:A

文章编号:1004-373X(2009)13-177-04

Study and Design on Photoelectric Probe Circuit Based on APD

LIU Huiluo

(Zhuhai City Polytechnic, Zhuhai, 519090, China)

Abstract: The paper proposes the best way to combine APD with photoelectric detector, and how to reasonably choose the circuit component which is matched with APD by using photoelectric conversion SNR mathematics model. The design method of combining the preamplifier, which adopts low noise separated parts with integrated operational amplifier is introduced. By detecting and analyzing the SNR of important parameter of preamplifier, it shows that the SNR of this detector circuit is better than that of the detector which is directly matched with integrated operational amplifier. So, this kind of detector is stable and easy to develop into other forms and the prospect of wide application is definite.

Keywords: APD; photoelectric detector; equivalent input noise; SNR; gain

光电探测器电路用于对光电转换器件输出的微弱电压或电流信号进行放大、处理和整形输出。对于不同探测用途而采用的光电转换器件不同,与之配合使用的光电探测器电路性能也因此而不同。如果用来进行光电转换,则重点考虑的是器件的光电转换效能和匹配方式。这里介绍一种用雪崩光电二极管(APD)与光电探测器电路匹配使用的最佳方法。针对如何提高光电信号前置放大器信噪比这一关键问题,进行了分析和实践。在设计电路过程中,除了电路结构的考虑外,对工艺的考虑也是必须的^[1]。由于电路结构设计、工艺设计考虑周全,设计的光电探测器电路信噪比高。这里还介绍通过用自制的噪声发生器对光电探测器电路进行定量的分析,测算出探测器的增益和信噪比。该研究是设计满足各种光电信号转换电路的一个重要步骤。

极管的功率电平所产生的响应高几十或几百倍。倍增与偏压有关,反偏压越大,倍增 G 也越大,如图 1 所示。一旦电压达到某个值,APD 会被击穿,此电压就是雪崩电压 V_B 。设置 APD 的工作点一般略小于 V_B ,如图 2 所示。

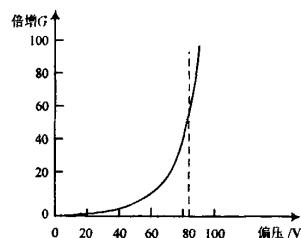


图1 偏压与倍增关系

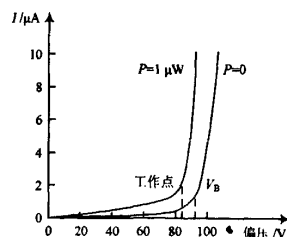


图2 雪崩电压与工作点选取

1 器件的选择

1.1 提高 APD 的光电转换效能

雪崩光电二极管(Avalanche Photo Diode, APD)的光电转换效能主要是对信号有倍增作用,它比一般光电二

合理设置 APD 的工作点,可以充分利用 APD 的倍增特性,与光电探测器电路配合使用时才能达到最佳匹配状态。

1.2 APD 光电转换信号噪声源电路模型

光信号转换电信号电路如图 3 所示。其噪声源电路模型如图 4 所示。

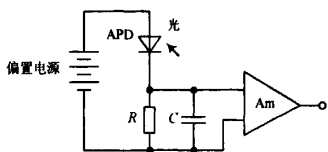


图 3 光电信号转换电路

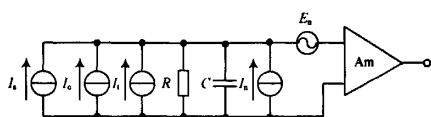


图 4 光电信号转换时产生的噪声模型电路

对噪声源模型的特征和噪声进行分析。当信号光强度取最大振幅值 P_{max} 时,电流值 I_{smax} 为:

$$I_{smax} = \frac{I_c}{h f_c} P_{max} G$$

未调制时,由平均光通量 P_0 所产生的散粒噪声引起的电流波动 I_c 可表示为:

$$I_c = 2e \left(\frac{I_c}{h f_c} P_0 + I_d \right) G^{2+r} \Delta f$$

由于热噪声和放大器内部产生的噪声引起的电流波动 I_b 为:

$$I_b^2 = \left(\frac{4KT}{R} + \frac{E_n^2}{R^2} + I_n^2 \right) \Delta f$$

利用这些公式可以计算由光信号转换成电信号时的信噪比为:

$$SNR = \frac{I_{smax}^2}{I_c^2 + I_b^2}$$

因为光电检测器内部阻抗很大,可看作电流源,所以若检测器的负载阻抗大的话,则 I_b^2 就下降,结果使得 SNR 增加,所以一般负载电阻取得较大,但不能太大。若加大负载电阻,则放大器输入端的时间常数 CR 对频带的限制增强,高频信号成分受到抑制,而这两方面的需求却是互相制约,互相矛盾的^[2]。然而, I_b^2 的减小所引起 SNR 的增加与高频信号衰减所引起 SNR 下降可得到补偿。要放大频率在 10 MHz 范围内的信号,光电检测器与 APD 配合使用的前置放大器件选用输入阻抗大的结型场效应管较为有利,上述分析就为设计光电探测器电路系统奠定了选择关键器件的基础。

1.3 噪声对光电探测器电路的影响

一般用作高灵敏度电子探测设备的光电探测器前

置放大电路,噪声系数要求很严格。因为在放大微弱信号的场合,放大器自身对噪声的放大和受噪声信号的干扰可能很严重,光电探测器所接收到的信号一般都非常微弱,而且光探测器输出的信号往往被深埋在噪声之中,因此,要对这样的微弱信号进行处理,一般都要先进行预处理,将大部分噪声滤除掉,并将微弱信号放大到后续处理器所要求的电压幅度^[3]。因此,希望减小噪声以提高输出的信噪比。由放大器所引起的信噪比恶化程度通常有几种噪声系数的影响。

考虑 Johnson 噪声折合成起伏电流为:

$$I_c^2 = 4KT \frac{1}{R} \Delta f \quad (1)$$

以及结型场效应管噪声主要导电通道的电阻所产生的沟道热噪声:

$$E_n^2 = 4KTR_n \Delta f \quad (2)$$

还有几种栅极感应噪声、栅极散粒噪声、 $1/f$ 噪声。由于高频等因素,在一般情况下可以忽略不计。

由此,得到了图 4 相应的简化噪声等效电路,如图 5 所示。同样可以将式(2)写成电流表示形式:

$$I_n^2 = E_n^2 |Y|^2 \quad (3)$$

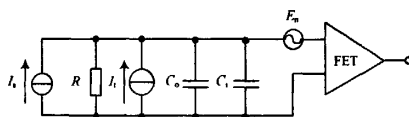


图 5 FET 等效噪声电路

由图 5 可知:

$$|Y|^2 = \frac{1}{R^2} + \omega^2 (C_0 + C_1)^2$$

由于实际电路中 $1/R^2 \leq \omega^2 (C_0 + C_1)^2$,所以 $1/R^2$ 可以不计。将 $|Y|^2 = \omega^2 (C_0 + C_1)^2$ 代入式(3),并将式(2)代入式(3),得:

$$I_n^2 = E_n^2 |Y|^2 = 4KTR_n \omega^2 (C_0 + C_1)^2 \Delta f \quad (4)$$

由式(1)和式(4)相加,便得到放大器输入端 Δf 带宽内总噪声功率密度为:

$$I_{no}^2 = I_c^2 + I_n^2 = 4KT \frac{1}{R} \Delta f + 4KTR_n \omega^2 (C_0 + C_1)^2 \Delta f$$

在整个频带内积分得:

$$I_{no}^2 = \int_0^{f_m} (I_{no}^2 / \Delta f) df = 4KT \frac{1}{R} f_m + \frac{16}{3} \pi^2 KTR_n (C_0 + C_1)^2 f_m^3 \quad (5)$$

已知范德蔡尔式:

$$R_n = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{g_m}$$

则:

$$I_{no}^2 = 4KT \frac{1}{R} f_m + \frac{32}{9} \pi^2 KT \frac{1}{g_m} (C_0 + C_1)^2 f_m^3$$

若输入端信号电流为 I_s , 则信噪比为:

$$\text{SNR} = 10\lg\left(\frac{I_s^2}{I_{no}^2}\right) = 20\lg\frac{I_s}{I_{no}} = 20\lg\frac{I_s}{\sqrt{4kTf_m\left(\frac{1}{R} + \frac{8}{9}\pi^2\frac{1}{g_m}(C_o + C_i)^2 f_m^2\right)}}$$

2 光电探测器电路设计

综上所述,需要设计一个高增益的光电探测器电路。为了使光电探测器能高精度地检测及传送微弱信号,一个重要的措施就是选择具有抗强干扰的低噪声前置放大器^[4]。该前级部分由雪崩光电二极管(APD)与前置放大器组成,这也是光电探测器电路的核心部分,其器件选用高性能、低噪声放大器来实现电路匹配,并将电流转换成电压信号,以实现数倍的放大。理论上,前置放大器倍数可以设计得很大,但由于会引入热噪声而限制电路的信噪比,因此前置信号也不能放得过大。在前置放大器后再加入运算放大器,这样就不会造成信噪比下降,并保证了光电探测器电路的放大倍数。其中,低噪声放大器对整个接收系统的性能指标起着关键作用^[5],设计出性能好的放大器可以带来 10 dB 的噪声改善^[6]。为降低放大器的噪声,应选用高跨导(g_m)低噪声结型场效应管。由于选用 APD 作为光电转换器,要克服噪声的影响,应注意减少寄生效应,如寄生电容效应等^[7]。要最大限度地降低极间电容的影响,应注意装配工艺设计,减小 APD 的输出电容 C_o 和放大器的输入电容 C_i 。其优点是适合高速应用,并能大大降低探测器的极间电容 C ,极间电容的降低对光电转换电路噪声的降低将有重大的意义^[8]。

负载电阻要取得较大,这样 SNR 会高一些,但 R 也不能取得过高,因 R 过高 SNR 增加并不显著,反而使高频校正困难。将前置放大器电路第一级 T₁ 组成共源放大器,这样电路不仅有电流放大,而且有电压放大作用,因此功率增益比较高,而且电路容易实现,调整也很方便。电路的版图设计也十分重要,版图设计时将电路中相对应的部分按照对称分布布局,相应的管脚也按照对称布局^[9,10]。经过综合处理后,使电路 SNR 得到进一步提高。

3 电路测试

3.1 光电探测器输出频率特性和增益的测试

测量时,信号发生器送出一个 20 mV 的模拟信号,用一个 22 k Ω 和一个 50 Ω 的电阻分压,将其 20 mV 信号衰减 4 400 倍后为 4.5 μ V,送到被测放大器输入端。将信号发生器的频率从 10 kHz~3 MHz 逐级变化,同

时记录被测波形幅度的大小,将测量的每个点连接起来,绘出放大器输出频率特性。再测放大器增益,以频率 $f=1$ MHz 时为例,示波器测得输出波形幅度约为 1.8 mV。

$$\text{输出/输入} \triangleq 1.8 \text{ mV} / 4.5 \mu\text{V} = 400$$

3.2 光电探测器等效输入噪声的测试

利用噪声发生器法测量前置放大器等效输入噪声。用自制的简易噪声源电路产生 0~1 V 电压为带宽白噪声。校准噪声源表示成一个与 APD 内阻 R_s 串联的噪声发生器,一般取 $R_s = 100$ k Ω 左右。系统的等效输入噪声相加为 E_{ni} ,放大器和发生器的噪声测得为 E_{no} 。

$$E_{noi}^2 = 2E_{no2}^2$$

$$E_{ni}^2 = \frac{E_{no2}^2 E_{ng}^2}{2E_{no2}^2 - E_{ng}^2} = E_{ng}^2$$

提高噪声发生器电压 E_{ng} ,使输出噪声功率增大一倍所必须的噪声发生器噪声电压等于放大器等效输入噪声,用这种方法来测量光电探测器的等效输入噪声,按照下列步骤进行测量:

(1) 不加输入噪声发生器,用均方根值表测量被测放大器总输出 E_{no} ;

(2) 加噪声发生器,调节电位使被测光电探测器前置放大器总输出为原来的 $\sqrt{2}$ 倍噪声电压,即 $\sqrt{2}E_{no}$,也就是提高了 3 dB;

(3) 此时测得的噪声发生器产生的电压就等于放大器的等效输入电压 E_{ni} 。

噪声发生器法测噪声,其特点是简单易行,且能测定多种混杂的随机噪声,又克服了示波器波形观察峰-峰值读取容易因人而异出错的缺点。此外,由于自制简易噪声发生器电路容易实现,所用仪器少,且测量较为准确。

4 实验结果

4.1 光电探测器输入信噪比

表 1 为用噪声发生器法测得的一组噪声电压数据。

表 1 APD 探测器光电信号前置放大器噪声电压数据

衰减器 衰减 倍数	等效输入噪声 不接噪声发生器 E_{noi}/mV	等效输入噪声 接噪声发生器 E_{no2}/mV (提高 3 dB)	噪声发生器 电压 E_{ng}/mV	等效输入 噪声 $E_{ni}/\mu\text{V}$
10×10^4	6.1	8.6	440	0.44
10×10^4	6.2	8.7	450	0.45
10×10^4	6.0	8.5	430	0.43

由表 1 中测量数据可观察到,测得的噪声仍可能受到外界的影响。这里要特别强调的是,由于所测试的地点实验室比较集中,干扰源也有可能相对多一些,要

尽量排除各种干扰因素的存在。尽管电路已采取了屏蔽,而且对噪声发生器和放大器间的连接也采取了短连线近连等措施,但为了排除外界干扰,要使得测量数据更准确,在测量时间上还是采用了午夜测量。

测量数据选用平均值,将测得的 $E_{ni}=0.45 \mu\text{V}$ 作为 APD 探测器光电信号前置放大器的等效输入噪声。其结果数据对计算探测器光电信号前置放大器输入信噪比,以及做 APD 的有关噪声实验提供了十分重要的参数。

通常信号电流为 $0.001 \mu\text{A}$,在负载电阻上信号电压近似为 $0.001 \mu\text{A} \times 100 \text{k}\Omega = 0.0001 \text{V}$ 。

$$\text{SNR} = 20\lg \frac{V_s}{V_n} = 20\lg \frac{100}{0.45} \triangleq 47 \text{ dB}$$

4.2 光电探测器输出幅频特性

使用 5020 示波器测量前置放大器在 $0.01 \sim 3 \text{ MHz}$ 的输出频率特性,曲线较为平坦,如表 2 所示。

表 2 APD 探测器光电信号前置放大器幅频特性

输入 /mV	频率 /MHz	输出 /mV
0.045	0.01	1.68
0.045	0.1	1.71
0.045	1	1.80
0.045	3	1.73

将 XD11 多用信号发生器送 $4.5 \mu\text{V}$ 信号,以频率 $f=1 \text{ MHz}$ 为例测得的输出波形幅度为 1.8 mV 。

$$\text{增益为: } 20\lg \frac{1.8 \times 10^3}{4.5} \triangleq 51.5 \text{ dB}.$$

如果 APD 的可得增益范围从最佳增益 80 dB 至最小容许增益 6 dB ,相当于电信号动态范围 22.5 dB ,那么整个 APD 探测器光电信号前置放大器总的动态范围电信号应为 73.8 dB 。

作者简介 刘辉珞 男,1954 年出生,武汉人,1988 年华中理工大学自控专业毕业及哈尔滨工业大学计算机专业毕业,双学士,珠海城市职业技术学院工程与信息系主任,高级工程师,北京理工大学珠海学院硕士生导师。主要研究方向为电子信息技术、计算机应用技术。

5 结 语

本文以光电器件与光电探测器前级的最佳匹配,降低光电探测器前级的噪声系数为出发点,介绍了在要求较高的光探测场合,前置放大器第一级选用低噪声的分体器件设计的方法。还介绍了通过自制的噪声发生器,对光电探测器前置放大器的等效输入噪声进行了测试,从而获得了信噪比这个重要参数。通过对 APD 光电探测器的上述理论分析和实验结果验证,该 APD 光电探测电路具有噪声系数小,信噪比高,结构简单,易于调试等优点。为设计其他要求较高的低噪声光电探测电路系统提供了经验。

参 考 文 献

- [1] 车红瑞. 高速 BICMOS 运算跨放大器的设计[J]. 半导体技术, 2009(1):41.
- [2] 王玲. OP 放大器电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [3] 光电检测技术中的微弱光信号前置放大电路设计[EB/OL]. <http://www./dianli/080810.html>.
- [4] 郭玉, 赵顺平. 低噪声前置放大器有源器件的选择[J]. 电测与仪表, 2007(6):66-68.
- [5] 李海松, 李智群, 王志功. CMOS 宽带线性可变增益低噪声放大器设计[J]. 电子与封装, 2007(10):32.
- [6] Dean Banerjee. PLL Performance Simulation and Design [M]. 3rd Edition. Dean Banerjee Pub., 2003.
- [7] 王卉. 一种双通道带宽视频放大器的设计与实现[J]. 电路与系统学报, 2007(8):41-44.
- [8] Design and Realization of High Precision I-V Conversion of I-FOG[EB/OL]. <http://www.autocontrol.com.cn/magazine/doc/06.04.02/97.doc>.
- [9] Alan Hasting. The Art of Analog Layout[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [10] Christopher Saint, Judy Saint. IC Mask Design[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.

NEC 东芝 IBM 联手打造 28 nm 芯片

IBM 半导体研发联盟看来又要扩军了,东芝近日联合 NEC 宣布他们将携手 IBM 共同研发基于 High-K 金属栅极技术的 28 nm 低功耗芯片。28 nm 工艺有助于高性能、低功耗芯片的制造,而这些芯片会用于未来移动工具和电子消费品。

NEC 资深副总裁 Masao Fukuma 表示:“与先前的 40 nm 工艺相比,先进的 28 nm 低功耗处理技术能

显著地提高芯片密度和性能,能耗也大大降低,产品更具竞争力。我们将首先向市场推出 SoC 片上系统平台产品,不辜负消费者的期望。”

28 nm 芯片的计划发布时间尚未透露,但东芝表示他们会从 2010 年 4 月份开始生产这种芯片。

(摘自《驱动之家》)