

155Mb/s 光通信用 CMOS 自动增益控制跨阻前置放大器

韩 鹏, 王志功, 孙 玲, 李 伟, 高建军

(东南大学射频与光电集成电路研究所, 江苏南京 210096)

摘 要: 采用华润上华的 $0.6\mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺设计了一种应用于光纤通信系统 STM-1 速率级别的自动增益控制 (AGC) 跨阻前置放大器. 为了扩展输入动态范围, 采用自动增益控制技术监控输入电流中与电流幅度成正比的直流分量的变化. 当输入信号过大时, 降低电路的跨阻增益, 从而避免输出波形出现严重失真. 通过分析电路中几个主要元件对等效输入噪声电流的贡献, 给出了噪声性能优化的方法. 测试结果表明, 在 5V 电源电压下, 小信号时电路差分跨阻增益达到 $91.7\text{dB}\Omega$ ($38.5\text{k}\Omega$), -3dB 带宽 125MHz, 最大输入光功率 0dBm , 平均等效输入噪声电流谱密度为 $4.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. 功耗为 180mW. 芯片面积为 $0.7 \times 0.4\text{mm}^2$.

关键词: 自动增益控制; 前置放大器; 跨阻结构; 噪声性能优化

中图分类号: TN722.7+1, TN929.11 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 11-2189-04

155Mb/s Automatic Gain Control CMOS Transimpedance Preamplifier for Optical Communication

HAN Peng, WANG Zhi-gong, SUN Ling, LI Wei, Gao Jian-jun

(Institute of RF- & OE-ICs, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: A transimpedance preamplifier with automatic gain control (AGC) for 155Mb/s optic-fiber communication was designed and realized in CSMC $0.6\mu\text{m}$ standard CMOS technology. For the extension of input dynamic range, uses automatic gain control technique to monitor the variation of input dc component which is proportional to the magnitude of input current. When input current is large, transimpedance gain decreases to avoid output distortion. After analyzing contributions to equivalent input noise current of several elements in the circuit, gives a method of noise performance optimization. The measured results show that the pre-amplifier has differential transimpedance of $91.7\text{dB}\Omega$ ($38.5\text{k}\Omega$), -3dB bandwidth of 125MHz, optical overload of 0dBm and average equivalent input noise current density of 4.8pA . Its power consumption is 180mW under single 5V power supply and the die area is $0.7 \times 0.4\text{mm}^2$.

Key words: automatic gain control; preamplifier; transimpedance; noise performance optimization

1 引言

光电检测器 (PD) 和前置放大器构成了接收机的前端, 决定着接收机的灵敏度^[1]. 本文的工作是设计作为接收机前端的前置放大器. 前置放大器接收来自光电检测器的微弱电流信号并预放大. 为了既适用于长距离传输, 又适用于短距离传输, 宽的动态范围是必要的. 在短距离传输系统中, 能够调节输出信号至适当功率的掺铒光纤放大器 (EDFA) 由于价格太高而不被采用^[2]. 这就意味着, 接收机必须能够在接收大的输入光功率时, 保证输出波形不失真.

前置放大器常用的结构有跨阻、差分和调节型共源共栅. 近年来, 日本学者采用 $0.1\text{-}\mu\text{m}$ -pHEMT 工艺实现了 10Gb/s 的宽动态范围跨阻前置放大器^[3]. 韩国学者

采用 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺实现了 1.25Gb/s 调节型共源共栅前置放大器^[4]. 而国内学者也采用 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺实现了 155Mb/s 差分前置放大器^[5].

鉴于跨阻放大器采用自动增益控制技术后, 既能实现高的灵敏度, 又能实现宽的输入动态范围, 且国内外学者已经采用 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺分别实现了 STM-1、STM-4 速率级前置放大器. 此次设计采用跨阻结构和 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺.

2 电路设计

2.1 灵敏度与动态范围的关系

图 1 是典型跨阻放大器的原理图, 其中 M_1 是主放大管, C_1 是 PD 电容和 M_1 栅源电容之和, C_2 是 M_1 栅漏电容, C_3 是缓冲级 (buffer) 的输入电容.

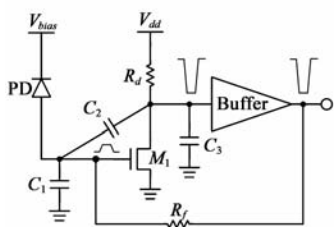


图1 典型跨阻放大器原理图

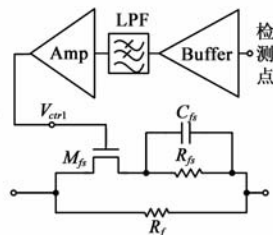


图2 自动增益控制原理图

接收机的灵敏度取决于前置放大器的输入参考噪声电流 $i_{n, TIA}$, $i_{n, TIA}$ 越小, 灵敏度越高. 而这个噪声电流反比于反馈电阻 R_f 的值. 从这个意义上讲, R_f 的值越大越好. 然而放大器能处理的最大电流又受限于 V_{max}/R_f , 这里 V_{max} 是输出波形即将出现失真的临界状态下最大的输入电压摆幅. 因此, 大的动态范围又要求小的 R_f 值^[6].

为了解决灵敏度与动态范围的矛盾, 同时实现高灵敏度和宽动态范围, 在电路中引入自动增益控制.

2.2 自动增益控制设计

当输入光功率比较大时, PD 的输出电流通过 R_f 在输入端产生大的电压摆幅, 使得 M_1 在饱和区与线性区之间不停切换, 从而造成了输出波形失真.

自动增益控制的一般原理是当输入电流过大时, 降低放大器的跨阻增益, 避免输出波形失真^[7]. 解决方案是采用图 2 中的并联反馈网络. 图中的 V_{ctrl} 是与输入电流信号幅度相关的一个可变电压, M_{fs} 在这里起开关作用, R_{fs} 是一个与 R_f 相差一个数量级的小电阻. 当输入电流的幅度较小时, V_{ctrl} 为低, M_{fs} 不开启, 反馈网络中只有 R_f 起作用. 当输入电流幅度过大时, V_{ctrl} 为高, M_{fs} 开启, 反馈网络的等效电阻接近 R_{fs} . C_{fs} 电容值为 0.5 pF, 用来保证 M_{fs} 开启后电路的稳定性.

获取 V_{ctrl} 就必须检测输入电流幅度. 信号幅度检测的方式有两种: 峰值检测^[8,9] 和平均值检测^[3]. 峰值检测比较复杂, 并且稳定性难以保证. PD 的输出电流中有直流分量, 并且该直流分量与输出电流的幅度成正比. 可以通过检测这个直流分量来得到与 PD 输出电流幅度有关的信息. 根据 PD 输出电流的这个特点, 选用平均值检测方式.

图 2 中, Buffer 将前置放大器核心电路与自动增益控制部分隔离开, 然后通过低通滤波器得到与 PD 输出电流幅度相关的直流电压. 再通过放大器 Amp 将这个电压放大, 得到足以控制 M_{fs} 开启或关断的控制电压 V_{ctrl} . 当输入光功率超过 -5 dBm (PD 响应度为 0.8 A/W 时, 对应输出电流 250 μ A) 时, V_{ctrl} 控制 M_{fs} 逐渐开启, 降低并联反馈网络的等效电阻值, 从而维持电路的正常工作状态.

2.3 噪声性能优化

现在多数文献里在做噪声分析时, 认为 R_d 不在信

号通路上, 所以对 R_d 没有给予特别多的考虑. 然而, R_d 本身也产生噪声, 更重要的是 R_d 影响着电路的交流特性, 电路的噪声性能恰恰又与交流特性密切相关.

图 3 是放大器的小信号等效电路, 图中 i_s 是信号电流, i_d

是沟道电流, V_{gs} 为栅源电压的变化. 根据 Kirchhoff 电压和电流定律可以得到式(1)

$$(i_s - i_d \cdot sC_T/g_m - i_d) \cdot R_d = i_d/g_m - (i_s - i_d \cdot sC_T/g_m) \cdot R_f \quad (1)$$

从而得到从 i_s 到 i_d 的传输函数

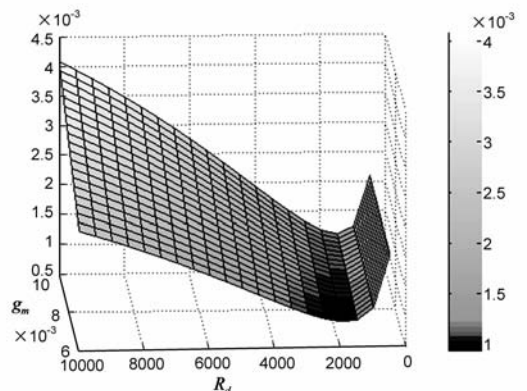
$$\begin{aligned} \frac{i_s}{i_d} &= \frac{1 + sC_T R_f + sC_T R_d + g_m R_d}{g_m (R_f + R_d)} \\ &= \frac{sC_T}{g_m} + \frac{1 + g_m R_d}{g_m (R_f + R_d)} \end{aligned} \quad (2)$$

前置放大器输入噪声电流主要来自 R_f 的噪声、来自 R_d 的噪声和来自沟道的热噪声三部分构成. 最终得到放大器的等效输入噪声电流功率谱密度

$$\begin{aligned} \overline{i_{n, TIA}^2} &= \overline{i_{n, R_f}^2} + \overline{i_{n, R_d}^2} + \overline{i_{n, channel}^2} \\ &= \frac{4kT}{R_f} + \frac{4kT}{R_d} + 4kT\gamma g_m \left| \frac{i_s}{i_d} \right|^2 \\ &= \frac{4kT}{R_f} + \frac{4kT}{R_d} + 4kT\gamma \frac{(1 + g_m R_d)^2}{g_m (R_f + R_d)^2} \\ &\quad + 16\pi^2 kT\gamma C_f^2 / g_m \end{aligned} \quad (3)$$

式中 γ 为 MOS 管沟道噪声系数, $4kT\gamma g_m$ 为 MOS 管沟道热噪声电流.

在 R_f 确定的情况下, 对上式中的前三项即 f^0 项用 Matlab 进行三维绘图(图 4), 自变量为 g_m 和 R_d . 可以看出, 在 R_d 为 2 k Ω 且 g_m 比较小的情况下, f^0 项的值也比较小. 这个结果并不难理解: 式(3)中的第三项是沟道噪声电流通过反馈电阻 R_f 在输入端造成的, 所以 R_d 小, 沟道噪声电流通过 R_d 分流的就少, 通过 R_f 对输入

图4 谱密度中 f^0 项的三维绘图

噪声电流的贡献也就小;式(3)中第二项是 R_d 自身热噪声对输入噪声电流的贡献, R_d 越大,这个贡献越小. 所以 $2k\Omega$ 是 R_d 的最佳值. 再来分析 $g_m \cdot g_m$ 越小,沟道噪声电流越小,沟道噪声电流通过 R_f 对输入噪声电流的贡献也越小,因而 f^0 越小. 但是式(3)中对输入等效噪声功率贡献更大的 f^2 项则要求 g_m 越大越好. 所以在满足带宽和直流工作状态的情况下,尽量取大的 g_m . 这样做的另外一个好处是能够减小 MOS 管的 $1/f$ 噪声.

3 芯片版图与制造

采用 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 逻辑工艺参数完成了自动增益控制前置放大器的仿真. 采用我国自主开发的大规模集成电路设计工具九天 (Zeni)EDA 系统完成了版图的绘制和验证. 通过上海集成电路设计中心的 MPW 计划在华润上华进行了芯片制造. 图 5 是芯片显微照片,其中 TIA 是前置放大器核心电路,AGC 是自动增益控制单元,S2D & BDA 为单转双和基本差分放大单元. 芯片面积为 $0.7 \times 0.4\text{mm}^2$.

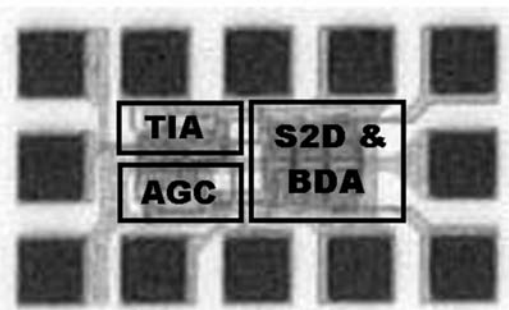


图 5 芯片照片

4 测试结果

为了评估前置放大器的性能,对前置放大器进行了电压测试、光测试、散射参数测试、噪声系数测试和自动增益控制测试. 以上测试中除电压测试采用在片测试方式外,其余测试通过键合测试完成. 单 +5V 电源供电情况下,电路消耗的电流为 36mA.

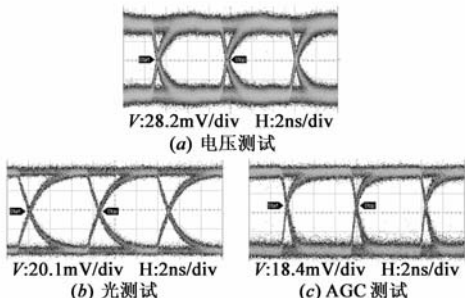
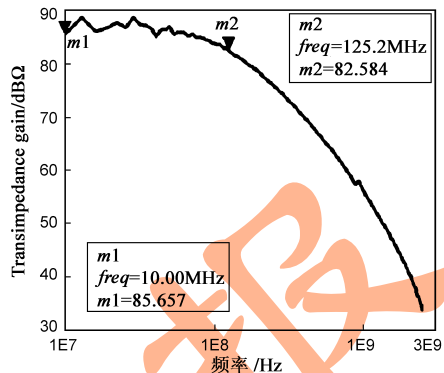


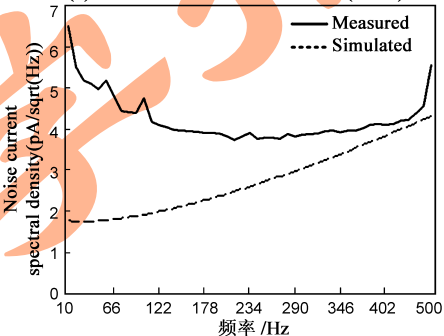
图 6 测试得到的眼图

图 6(a)是交流耦合峰峰值为 5mV 的电压信号,输入 155Mb/s 、 $2^{31}-1$ 伪随机码时输出的眼图. 50Ω 负载上

的输出电压峰峰值 90.2mV ,均方根抖动 70ps . 采用 Photon 公司的 10GHz PIN-PD 对前置放大器进行了光测试. 该 PD 响应度 0.8A/W ,暗电流 0.4nA . 图 6(b)是输入光功率为 -9.5dBm 时, 50Ω 负载上的输出电压眼图,峰峰值为 79mV .



(a) 前置放大器跨阻增益幅频特性 (单端)



(b) 等效输入噪声电流谱密度

图 7 散射参数和噪声系数测试测试结果

通过散射参数和噪声系数测试得到前置放大器的跨阻增益幅频特性和等效输入噪声电流谱密度. 图 7(a)表明放大器的单端跨阻增益达到 $85.7\text{dB}\Omega$ ($19\text{k}\Omega$), -3dB 带宽 125MHz . 图 7(b)中虚线是仿真得到的等效输入噪声电流谱密度,实线是实测得到的等效输入噪声电流谱密度,平均等效输入噪声电流约为 $4.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. 可以看出实测值比仿真值高得多,特别是在低频. 这一方面是因为仿真所用的元件库模型中没有 $1/f$ 噪声相关参数,另一方面是电源电压的波动和噪声对测试也会带来很大影响. 仿真表明,电源电压波动 2mV 对输出电压的影响,相当于输入电流改变 401nA 对输出电压的影响. 而 -3dB 带宽内总的等效输入噪声电流仅为 22.5nA .

测试时可用的光电二极管输出端电气连接部分为 SMA 连接器,意味着光电二极管阳极必须接地,而阴极的反偏电压由前置放大器的输入端提供. 这就意味着,光电二极管的输出电流不是流入前置放大器,而是流出前置放大器. 因此,前置放大器输入端电压不会升高,也不会使图 1 中 MOS 管 M_1 进入线性区. 因此为了验证自动增益控制的功能,在前置放大器输入端外加

直流偏置电压,提高偏置电压值,来模拟输入电流的增大.通过观测图 1 中控制点电压 V_{ctrl} 的变化,来判断自动增益控制是否起作用.

表 1 观测点电压随外加偏置的变化

外加偏置值(V)	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7
观测点电压(V)	0.2	4.35	4.35	4.35	4.35

* 放大器输入端的直流电压为 1.27V

仿真中输入端电压达到 1.37V 时,自动增益控制电路开始工作.从表 1 可以看出,外加偏置电压为 1.3V 时,自动增益控制尚未开始工作.外加偏置电压达到 1.4V 时,自动增益电路已经开始工作.外加偏置电压 1.7V,通过 BiasTee 耦合 155Mb/s、电压峰峰值 50mV 伪随机码时的输出眼图如图 6(c)所示,可以看出前置放大器工作得很好.

与近年来同类研究成果相比,本次设计的等效输入噪声电流谱密度小于文献[3]中的 $6.5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、文献[4]中的 $6.3\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$;本次设计的最大输入光功率低于文献[3]中的 +4.3dBm,但高于文献[4,5]中的最大输入光功率;同样采用 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺,本次设计的增益带宽积为 $4.8\text{THz}\Omega$,高于文献[4]中的 $0.99\text{THz}\Omega$ 和文献[5]中的 $1.4\text{THz}\Omega$.

5 结论

基于国内的 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺和我国自主开发的九天 EDA 系统,设计实现了一种低成本 CMOS 自动增益控制跨阻前置放大器.解决了高灵敏度和大动态范围的矛盾.实测结果表明,差分跨阻增益 $91.7\text{dB}\Omega$ ($38.5\text{k}\Omega$), -3dB 带宽 125MHz ,等效输入噪声电流谱为 $4.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$,最大输入光功率 0dBm .结合测试中出现的问题,电路改进的方向是:采用电压调节器稳定前置放大器的供电电压,抑制电源波动和噪声;采用有源电感峰化技术提高电路带宽^[10].

致谢:感谢华大电子薛霆经理对版图设计提供的帮助.

作者简介:



韩 鹏 男,1982 年生于河南省洛阳市,2003 年毕业于西安交通大学,获信息工程学士学位,现为东南大学信息科学与工程学院博士研究生.研究方向为光通信集成电路设计、微波测量技术. E-mail : penghan@seu.edu.cn

感谢南京 14 所微电路与工艺部制作 PCB 测试板和芯片键合.

参考文献:

- [1] 王志功. 光纤通信集成电路设计[M]. 北京:高等教育出版社,2003.
- [2] Govind P. Agrawal. Fiber-Optic Communication Systems[M]. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [3] Hitoshi I, Tomoyuki O, Masanori T, et al. An auto-gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10-Gb/s optical communication systems[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, 36(5): 1303 - 1308.
- [4] S M Park, H -J Yoo. 1.25-Gb/s regulated cascode CMOS transimpedance amplifier for gigabit ethernet applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, 39(1): 112 - 121.
- [5] 田俊,等. CMOS $1.4\text{THz}\Omega$ 155Mb/s 光接收机差分跨阻前置放大器[J]. 半导体学报, 2005, 25(11): 1486 - 1490.
- [6] Khorramabadi H, Tzeng L D, et al. A 1.06Gb/s -31dBm to 0dBm BiCMOS optical preamplifier featuring adaptive transimpedance[A]. IEEE International Solid-State Circuits Conference[C]. San Francisco: IEEE Press, 1995. 54 - 55.
- [7] Behzad Razavi. Design of Integrated Circuits for Optical Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2003.
- [8] Sanduleanu M A T, Manteman P. A low noise, wide dynamic range, transimpedance amplifier with automatic gain control for SDH/SONET(STM16/OC48) in a 30GHz fT BiCMOS process[A]. 27th European Solid-State Circuits Conference[C]. Villach: IEEE Press, 2001. 190 - 193.
- [9] Robert G Meyer. Low-power monolithic RF peak detector analysis[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1995, 30(1): 65 - 67.
- [10] Yong-Hun Oh, Sang-Gug Lee, Park H H. A 2.5Gb/s CMOS transimpedance amplifier using novel active inductor load [A]. 27th European Solid-State Circuits Conference[C]. Villach: IEEE Press, 2001. 190 - 193.



王志功 男,1954 年 5 月生于河南省荥阳市,博士,东南大学教授,博士生导师,从事超高速、微波和毫米波集成电路、光电集成电路设计.主要应用领域包括光纤通信、卫星通信和雷达等. E-mail : zgwang@seu.edu.cn